



**Universidade Estadual de Londrina**  
Centro de Tecnologia e Urbanismo  
Departamento de Engenharia Elétrica

**Sérgio Luiz Sambugari Junior**

# **Controle da intensidade luminosa de LEDs baseado na regulação da potência elétrica dissipada**

Londrina - PR

2021



**Universidade Estadual de Londrina**

Centro de Tecnologia e Urbanismo

Departamento de Engenharia Elétrica

---

**Sérgio Luiz Sambugari Junior**

**Controle da intensidade luminosa de LEDs baseado  
na regulação da potência elétrica dissipada**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. José Alexandre de França

---

Londrina - PR

2021



## Ficha Catalográfica

Sérgio Luiz Sambugari Junior,

Controle da intensidade luminosa de LEDs baseado na regulação da potência elétrica dissipada - Londrina - PR, 2021 - 126 p., 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. José Alexandre de França

Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de Londrina. Centro de Tecnologia e Urbanismo. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, 2021.

1. Espectroscopia NIR. 2. Semicondutores. 3. Intensidade luminosa. 4. Temperatura de junção.

I. Universidade Estadual de Londrina. Departamento de Engenharia Elétrica.

II. Controle da intensidade luminosa de LEDs baseado na regulação da potência elétrica dissipada.

Sérgio Luiz Sambugari Junior

# Controle da intensidade luminosa de LEDs baseado na regulação da potência elétrica dissipada

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual de Londrina como parte dos requisitos necessários para a obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

## Comissão Examinadora

---

Prof. Dr. José Alexandre de França  
Universidade Estadual de Londrina  
Orientador

---

Prof. Dr. Francisco Granziera Júnior  
Universidade Estadual de Londrina

---

Prof. Dr. Leonimer Flávio de Melo  
Universidade Estadual de Londrina

---

Prof. Dr. Fernando Josepetti Fonseca  
Escola Politécnica da Universidade de São  
Paulo

Londrina, 19 de julho de 2021

Aos meus pais, pelo carinho e paciência constantemente manifestados.





# Agradecimentos

A Deus.

Aos meus pais, por todo o amor, suporte, carinho e tolerância sempre demonstrados ao longo da vida.

Ao Professor Dr. José Alexandre, pela dedicação, orientação e confiança ao longo de todo o trabalho.

Aos Professores Dr. Francisco Granziera Júnior, Dr. Leonimer Flávio de Melo, Dr. Newton da Silva e Dr. Fernando Josepetti Fonseca, pelo compromisso e disponibilidade de acompanharem e colaborarem com este trabalho.

Aos Professores do Departamento de Engenharia Elétrica da UEL, pelos muitos anos de aprendizagem.

Aos muitos amigos feitos neste período, que com conversas, opiniões, pensamentos e risos contribuíram nessa caminhada.

A Universidade Estadual de Londrina e ao programa de pós-graduação em Engenharia Elétrica, pelo ambiente, oportunidade e apoio proporcionados.

A Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - CAPES - pelo apoio financeiro.

A todos que cruzaram com meu caminho e ainda fazem dele um lugar melhor.

“Talvez aquilo que penso não é necessariamente a verdade do mundo.”

Danilo Silvestre

SAMBUGARI JUNIOR, S. L.. **Controle da intensidade luminosa de LEDs baseado na regulação da potência elétrica dissipada**. 2021. 126 p. Dissertação do Programa de Mestrado em Engenharia Elétrica - Universidade Estadual de Londrina, Londrina - PR.

## Resumo

Análises de compostos químicos de baixa responsividade na espectroscopia são complexas devido a instabilidade de intensidade luminosa de pequena ordem na fonte de radiação, que pode acarretar em erros de medição quimiométrica. Este trabalho tem como objetivo diminuir o período inicial de instabilidade de potência luminosa, com rápida convergência e permanência em valor de interesse através do controle da potência elétrica em diodos emissores de luz (LEDs), a partir de acionamento por topologia de fonte de corrente em malha fechada com a utilização de um controlador digital do tipo proporcional-integral (PI). Resultados experimentais mostram que o sistema em malha fechada possibilita a manutenção dos valores de potência elétrica, com redução de 27,2 % no período de instabilidade de intensidade luminosa do dispositivo, em comparação com circuito sem controle.

**Palavras-Chave:** 1. Espectroscopia NIR. 2. Semicondutores. 3. Intensidade luminosa. 4. Temperatura de junção.



SAMBUGARI JUNIOR, S. L.. **LED luminous intensity control based on the dissipated electrical power regulation**. 2021. 126 p. Dissertation on a Master's Degree in Electrical Engineering - Londrina State University, Londrina - PR.

## Abstract

Analyzes of low-responsive chemical compounds in spectroscopy are complex due to luminous intensity instability in the radiation source, which can lead to chemometric measurement errors. This work aims to reduce the initial period of luminous power instability, with rapid convergence through the control of electrical power in light emitting diodes (LEDs), from drive by current source topology circuit in closed loop using a proportional-integral (PI) digital controller. The test result shows that the closed-loop system maintain the electrical power values, with a reduction of 27.2 % in the period of luminous intensity instability of the device.

**Key-words:** 1. NIR Spectroscopy. 2. Semiconductors . 3. Light intensity. 4. Junction temperature.



# Lista de Figuras

Figura 2.1 – Curva característica de um LED e acionamento por fonte de corrente simples. . . . .	28
Figura 2.2 – Exemplificação de energia de <i>bandgap</i> e fóton (radiação). . . . .	29
Figura 2.3 – Variação de energia de <i>bandgap</i> com a temperatura em semicondutores. . . . .	30
Figura 2.4 – Intensidade luminosa de diferentes LEDs e curva característica de um LED em função da temperatura. . . . .	34
Figura 2.5 – Vida útil de LEDs em função da temperatura e da corrente de acionamento. . . . .	38
Figura 2.6 – Fontes de corrente controlada por tensão e corrente. . . . .	39
Figura 2.7 – Diagrama de um sistema com controle PID. . . . .	40
Figura 3.1 – Diagrama de blocos simplificado do sistema proposto. . . . .	43
Figura 3.2 – Planta do sistema dinâmico para controle da potência elétrica. . . . .	45
Figura 3.3 – Fluxograma do sistema dinâmico. . . . .	46
Figura 3.4 – Circuito fonte de corrente simplificado. . . . .	46
Figura 3.5 – Relação entre tensão e corrente nominal, oriunda do <i>datasheet</i> do LED de referência. . . . .	47
Figura 3.6 – Fluxograma do sistema dinâmico para pequenos sinais. . . . .	48
Figura 3.7 – Sensibilidade à variação de tensão e corrente. . . . .	53
Figura 3.8 – Diagrama do controlador PI em tempo contínuo. . . . .	54
Figura 3.9 – Diagrama do controlador PI em tempo discreto. . . . .	55
Figura 3.10 – Diagrama de blocos do sistema proposto. . . . .	56
Figura 4.1 – Circuito fonte de corrente controlado por tensão $V_i(t)$ . . . . .	60
Figura 4.2 – Circuito com modificação na posição do LED. . . . .	61
Figura 4.3 – <i>Kit</i> de desenvolvimento e diagrama de blocos simplificado de STM32F407 <i>Discovery</i> . . . . .	62
Figura 4.4 – Relação entre tensão e corrente levantada experimentalmente e estimada por polinômio de 2º grau. . . . .	64

Figura 4.5 – Diagrama de Bode de $G(s)$ com variação de $\bar{V}$ e $\bar{I}$ (cada cor no gráfico indica um ponto de operação, onde a curva com maior magnitude tem máxima corrente, e com menor magnitude tem mínima corrente, conforme apontado na Figura 4.5b).	66
Figura 4.6 – Lugar do pólo do sistema $G(s)$ no semiplano esquerdo de $s$ (quanto menor $K_p$ e maior $K_i$ , mais distante o pólo do sistema está da origem do eixo imaginário).	67
Figura 4.7 – Potência elétrica do dispositivo para $V_i(t) = 1,5$ V, acionamento em sinal contínuo e sem ação do controlador PI.	68
Figura 4.8 – Potência elétrica do dispositivo com ação do controlador PI, acionamento em sinal contínuo e $P_{setpoint} = 120$ mW.	70
Figura 4.9 – Potência elétrica do dispositivo com ação do controlador PI, acionamento em sinal contínuo e $P_{setpoint} = 100$ mW.	71
Figura 4.10 – Potência elétrica do dispositivo com ação do controlador PI, acionamento em sinal contínuo e $P_{setpoint} = 145$ mW.	72
Figura 4.11 – Potência elétrica do dispositivo para sinal pulsado, $V_i(t) = 1,5$ V, sem ação do controlador PI.	73
Figura 4.12 – Potência elétrica do dispositivo com acionamento pulsado, ação do controlador PI e $P_{setpoint} = 55$ mW.	75
Figura 4.13 – Formas de onda da corrente e tensão no LED para acionamento pulsado.	76
Figura 4.14 – Potência elétrica do dispositivo para topologia alternativa, $V_i(t) = 1,5$ V, acionamento em sinal contínuo e sem ação do controlador PI.	77
Figura 4.15 – Potência elétrica do dispositivo para topologia alternativa, com ação do controlador PI, acionamento em sinal contínuo e $P_{setpoint} = 120$ mW.	78
Figura 4.16 – Relação entre tensão e corrente levantada experimentalmente e estimada por polinômio de 2º grau para LED 970-06.	79
Figura 4.17 – Potência elétrica do LED 970-06 para $V_i(t) = 1,5$ V, acionamento em sinal contínuo e sem ação do controlador PI.	80
Figura 4.18 – Potência elétrica do LED 970-06 com ação do controlador PI, acionamento em sinal contínuo e $P_{setpoint} = 110$ mW.	81
Figura 4.19 – Degraus de potência elétrica, $V_i(t) = [1,5; 1,75; 1,25; 1,75; 1,5]$ V, sem ação do controlador PI.	83



Figura 4.20–Degraus de potência elétrica, $P_{setpoint} = [120; 145; 100; 145; 120]$ mW e $V_i(t) = [1,5; 1,75; 1,25; 1,75; 1,5]$ V, com ação do controlador PI. . . . .	84
Figura 4.21–Degraus de potência elétrica, $P_{setpoint} = [120; 145; 100; 145; 120]$ mW e $V_i(t) = 1,5$ V, com ação do controlador PI. . . . .	85
Figura 4.22–Potência luminosa. . . . .	87
Figura 4.23–Espectro de emissão de radiação eletromagnética do LED de interesse. . . . .	87
Figura 4.24–Potência luminosa do LED. . . . .	88



# Lista de Siglas e Abreviaturas

ADC	<i>Analog-to-Digital Converter</i> , Conversor analógico-digital
AI	Amplificador de Instrumentação
AO	Amplificador Operacional
ARM	<i>Advanced RISC Machine</i>
DAC	<i>Digital-to-Analog Converter</i> , Conversor digital-analógico
DAC	<i>Dual In-Line Package</i>
DSC	<i>Digital Signal Controller</i> , Controlador Digital de Sinais
FT	Função de transferência
LED	<i>Light Emitting Diode</i> , Diodo Emissor de Luz
MF	Margem de Fase
MG	Margem de Ganho
NIR	<i>Near Infrared</i> , Infravermelho Próximo
RMSE	<i>Root Mean Square Error</i> , Raiz da Soma Quadrática dos Erros
SSE	<i>Sum of Square Errors</i> , Soma Quadrática dos Erros
TVF	Teorema do Valor Final
USB	<i>Universal Serial Bus</i> , Porta Serial Universal
VHDL	<i>VHSIC Hardware Description Language</i> , Linguagem de Descrição de Hardware <i>VHSIC (Very High Speed Integrated Circuits)</i>



# Sumário

	Lista de Figuras . . . . .	13
	Lista de Siglas e Abreviaturas . . . . .	17
	Sumário . . . . .	19
1	INTRODUÇÃO . . . . .	21
1.1	Objetivos . . . . .	25
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA . . . . .	27
2.1	Diodos emissores de luz . . . . .	27
2.1.1	Características físicas . . . . .	28
2.1.2	Relação entre tensão e temperatura . . . . .	30
2.1.3	Propriedades ópticas . . . . .	32
2.1.4	Relação entre energias elétrica, luminosa e calor . . . . .	35
2.1.5	Eficiência luminosa e longevidade . . . . .	36
2.1.6	Fonte de corrente . . . . .	37
2.2	Controlador Proporcional Integral . . . . .	39
3	DERIVAÇÃO DO MODELO DINÂMICO DO SISTEMA . . . . .	43
3.1	Visão geral . . . . .	43
3.2	Curva característica de um LED . . . . .	43
3.2.1	Identificação da curva característica . . . . .	46
3.3	Função de transferência do sistema . . . . .	48
3.4	Análise dos parâmetros do modelo dinâmico . . . . .	49
3.4.1	Estabilidade e ganhos do controlador PI . . . . .	49
3.4.2	Resposta transitória . . . . .	50
3.4.3	Resposta em regime . . . . .	51
3.4.4	Sensibilidade à variação de parâmetros . . . . .	52
3.5	Discretização do controlador PI . . . . .	54
3.6	Solução proposta . . . . .	56

---

4	RESULTADOS . . . . .	59
4.1	Circuitos e componentes . . . . .	59
4.1.1	Circuitos de acionamento . . . . .	59
4.1.2	Unidade de processamento . . . . .	62
4.2	Avaliação e definição dos parâmetros . . . . .	63
4.3	Tempo de estabilização . . . . .	67
4.3.1	Sinal contínuo . . . . .	68
4.3.2	Sinal pulsado . . . . .	73
4.3.3	Topologia alternativa . . . . .	76
4.3.4	LED 970-06 . . . . .	78
4.4	Degrau de potência elétrica . . . . .	82
4.5	Análise da potência luminosa . . . . .	86
5	CONCLUSÕES . . . . .	91
	REFERÊNCIAS . . . . .	93
	APÊNDICE A – ARTIGOS . . . . .	97
A.1	Artigo submetido em Periódico - <i>Journal of Instrumentation</i> ( <i>JINST</i> ) . . . . .	97
A.2	Artigo aceito e apresentado em Congresso - <i>Analitica Latin</i> <i>America 2019</i> . . . . .	113
	APÊNDICE B – CÓDIGOS . . . . .	117
	APÊNDICE A – FOLHA DE DADOS . . . . .	121
A.1	LED B5B-900-8 . . . . .	121
A.2	LED970-06 . . . . .	124

# 1 Introdução

Buscar entender mais sobre determinado composto, substância ou elemento químico sempre foi um objetivo das áreas do conhecimento. Ter informações precisas sobre algo é valioso cientificamente, para que seja descoberta a real composição de uma substância ou mesmo para constatar adulterações, permitindo e estimulando avanços significativos nas mais diversas áreas. Uma das formas de analisar um composto é através da compreensão da interação entre átomos, moléculas e ligações atômicas com radiações eletromagnéticas. A esta forma de estudo dá-se o nome de espectroscopia. No século XIX, o conceito de espectroscopia foi utilizado para a descoberta de múltiplos elementos químicos, anterior ao conhecimento da estrutura atômica. Inicialmente a espectroscopia era definida como a dispersão de radiação visível de um objeto em energia. Essa definição foi ampliada para incluir o estudo das interações entre partículas presentes nos átomos, e a interação com outras partículas como uma função de sua energia, em qualquer faixa do espectro.

O espectro eletromagnético é constituído por infinitos comprimentos de onda, sem restrição, e cada comprimento de onda, quando irradiado sobre uma molécula, interage de forma única, de acordo com o arranjo químico da mesma e seus níveis de energia de emissão ou absorção. Assim, uma assinatura ímpar é originada, permitindo o reconhecimento da molécula quando inserida em outros contextos. Para a espectroscopia no infravermelho próximo - NIR, do inglês, *Near Infrared* - o reconhecimento se dá pela vibração dos átomos em uma molécula, indicando quanto de energia interagiu em um determinado valor de frequência. (STUART, 2004).

São três os conceitos fundamentais quando da análise química de um composto: absorvância, transmitância e refletância. Estão todos intimamente ligados, visto que o primeiro indica a fração da radiação eletromagnética absorvida pela mistura, o segundo a fração da radiação que atravessa tal mistura sem ser absorvida, e o último a fração da radiação refletida pelo composto, podendo ser especular, difusa ou espalhada, de acordo com as características da fonte de radiação e propriedades do material. São, portanto, complementares, sendo a soma de todos sempre igual à 1 (um). Além disso, a concentração das substâncias também influencia na quantidade de radiação eletromagnética a ser absorvida, transmitida ou refletida (RYER, 1997).

Existem diversas técnicas de espectroscopia, em virtude das classes de radiação eletromagnética e as formas de interação entre a radiação e a matéria (nos diferentes estados). Assim a espectroscopia pode ser dividida em diferentes ramos, de acordo com o comprimento de onda da radiação eletromagnética empregada. São comuns utilizações para análise de elementos por raios-X, raios- $\gamma$ , ultravioleta, luz visível, infravermelho e aplicações na astronomia, para identificação de corpos celestes. Em todas, faz-se imprescindível o uso de uma fonte de radiação para excitação da matéria.

Uma fonte de energia estável é um dos componentes fundamentais de um instrumento óptico de análise. Em virtude das técnicas espectroscópicas buscarem, em geral, relações lineares entre a intensidade de radiação luminosa e a concentração das amostras, necessita-se fontes estáveis em bandas estreitas de comprimentos de onda, para aumentar a sensibilidade e a seletividade em medidas de absorção.

Em algumas aplicações em espectroscopia a fonte de radiação eletromagnética provê um espectro contínuo, abrangendo ao máximo os comprimentos de onda. Equipamentos comerciais contém este tipo de fonte luminosa, visto que são robustos e tendem a realizar análises em ampla gama de frequências. No entanto, para restringir a atuação da fonte de energia em bandas de interesse menores e aumentar a seletividade da análise, são utilizados seletores de comprimentos de onda, como filtros (de interferência e absorção) e monocromadores.

Fontes luminosas contínuas como as lâmpadas com filamento de tungstênio, deutério e hidrogênio são consideradas de emissão de radiação com intensidade constante e tem relativa estabilidade, porém, tendem a dissipar muito calor, o que prejudica a vida útil do componente, e são propensas a variação no conteúdo espectral ao longo do tempo.

Por outro lado, em muitas aplicações as fontes são discretas ou pontuais, emitindo radiação em comprimentos de onda específicos. Este formato visa a diminuição de custos e otimização dos equipamentos, dispensando o uso de seletores de comprimentos de onda, sendo projetados e construídos para análises específicas, em que não se faz necessário a coleta de dados em grandes porções do espectro (SUN, 2009).

Fontes luminosas pontuais possuem banda estreita e, em geral, são mais compactas e portáteis, permitindo maior maleabilidade no projeto de aparelhos, no entanto, diminuindo a robustez. LEDs - diodos emissores de luz, do inglês, *light-emitting diode* - lasers e diodos *lasers* são exemplos de fontes de radiação pontuais comumente utilizadas em



---

equipamentos e protótipos de espectroscopia.

Os dispositivos LEDs são diodos semicondutores de emissão discreta, banda espectral estreita e incoerente, com a radiação emitida divergindo na saída da fonte, dificultando o foco dos feixes luminosos. Alguns dispositivos possuem deposição de camadas de fósforo para emissão de banda larga de comprimentos de onda, mas com restrições de intensidade de emissão e estabilidade ao longo do espectro. LEDs tem como característica a facilidade de acionamento, necessitando de *hardware* simples para implementação, portabilidade e versatilidade, visto que existem LEDs com emissão de radiação em comprimentos de onda variados e vastos, não produzem calor excessivo, tempo de vida útil longo e relativa estabilidade de potência luminosa ao longo do tempo.

Quando um LED é acionado, uma corrente elétrica flui pela junção P-N para que haja emissão de radiação eletromagnética. Apesar de eficaz se comparado com outras fontes energéticas, não converte integralmente a potência elétrica em potência luminosa, gerando calor no processo. Isso provoca aumento da temperatura de junção, que é fator de influência significativa nas características elétricas e ópticas de dispositivos semicondutores (LI et al., 2017), entre elas a intensidade luminosa.

Com impacto tão relevante a temperatura torna-se alvo de estudo, e suas interações com as demais grandezas. Uma associação típica mostra a relação linear entre tensão direta e temperatura de junção (CHOU; YANG, 2008), que comumente é utilizada para monitorar e estimar a vida útil de lâmpadas, similar à (TETZLAFF; WITKOWSKI et al., 2016) e (TETZLAFF; WITKOWSKI, 2017), que implementam estimativa digital (via linguagem VHDL) de temperatura de junção a partir de tensão e corrente em LEDs InGaN/AlGaN. Também há conhecimento sobre relação linear entre tensão e corrente e relação quadrática entre potência elétrica com a intensidade luminosa de LED azul (KING, 2008). Para considerar os efeitos da temperatura nas propriedades elétricas, modelos são implementados para considerar tal influência, por exemplo, sobre a eficiência - razão entre a potência luminosa e potência elétrica - (PARK; LEE, 2005).

É essencial que as fontes de radiação dos dispositivos sejam estáveis e capazes de emitir luz em uma intensidade constante ao longo do tempo para muitas aplicações em espectroscopia. Para a análise de substâncias e concentrações abundantes em uma mistura e para coleta de dados instantânea, pequenas variações de intensidade de potência luminosa na fonte tendem a não acarretar em incorreções nos resultados. No entanto, para

emprego em sistemas de baixa responsividade ou em análises de amostras com pequenas variações nas concentrações, a potência luminosa em LEDs tende a decair ao longo do tempo, o que pode ocasionar medições incoerentes de uma mesma amostra, por exemplo, em momentos distintos. Nos sistemas de análise espectrográfica a intensidade de absorção de um composto está diretamente ligada à sua concentração e, para baixas concentrações a intensidade do sinal de resposta pode ser pequena, sendo de difícil condicionamento e análise em condições ideais, geralmente necessitando de tratamentos quimiométricos para resolução e elucidação do modelo matemático. Com isso, qualquer alteração na potência luminosa oriunda da fonte de radiação irá interferir na identificação dos parâmetros, gerando respostas distintas ao longo do tempo para uma mesma amostra.

Métodos de controle de potência luminosa foram propostos visando estabilidade. Em (CHOU; YANG, 2009) é utilizado controle de dissipador de calor externo para controle da temperatura, com monitoramento através da tensão direta, e (FREDES et al., 2019) propõe a obtenção da temperatura a partir de termistor no ponto de solda do LED, com cálculo da resistência térmica dos blocos. Em comum, as duas técnicas estimam a temperatura de junção para a análise, porém necessitam de aparato externo - *cooler/heat pipes* - para gerenciamento de  $T$  - temperatura da junção P-N do semiconductor. Em (SUN; WANG, 2011) é proposto gerenciamento da potência luminosa sem uso de fotodiodos para detecção, comparando técnicas analógicas de controle a partir de corrente constante (convencional), potência elétrica constante e compensação de tensão auto-alinhada, a partir da curva característica do LED. Porém, para alcançar a estabilidade luminosa utiliza um dos LEDs - de três, RGB (vermelho, verde e azul, do inglês, *Red, Green and Blue*) - como referência, com o controle atuando efetivamente em apenas dois deles. Ainda, para análise quimiométrica de substâncias, (PINHEIRO; SANTOS; FRANÇA, 2019) relata a instabilidade inicial, na qual o processo de análise de substâncias é retardado em cerca de 25 minutos, pela necessidade do sistema convergir para um valor de potência luminosa após ligado.

Neste trabalho é proposto um protótipo cujo objetivo é a diminuição do tempo de estabilidade de potência elétrica, e conseqüentemente de potência luminosa, de um LED a partir de estrutura de acionamento em fonte de corrente sem estrutura de controle direto de temperatura (dissipadores e ventoinhas), a fim de prover rápida convergência e manutenção de valor de interesse. O sistema utiliza controle em malha fechada da ten-

são de acionamento do circuito em topologia fonte de corrente, para manejo da corrente, com monitoramento de tensão e corrente elétricas no dispositivo. O controlador aplicado é integralmente digital, em que o principal módulo de atuação é do tipo PI (proporcional integral) clássico. Módulos de conversão analógico-digital (ADC), digital-analógico (DAC), e de amostragem também foram implementados para aquisição e condicionamento dos sinais de interesse, e acionamento do circuito para aplicações em sistemas com sinais contínuos ou pulsados.

## 1.1 Objetivos

O objetivo do trabalho é a diminuição de período inicial de instabilidade de potência luminosa, com rápida convergência e permanência em valor de interesse. Para isso, é desenvolvido um protótipo de fonte de corrente para acionamento em malha fechada, a partir do controle da potência elétrica, com controlador PI digital via microcontrolador. O sistema possibilita uso com sinais contínuos e pulsados para acionamento do LED.

As etapas de desenvolvimento do projeto e base teórica são apresentadas em detalhes, a fim de permitir que trabalhos futuros possam desenvolver estruturas similares, principalmente para análise de substâncias por espectroscopia.

O capítulo 2 apresenta os conceitos físicos do LED e as técnicas escolhidas para tratar o objeto alvo. No capítulo 3 descreve-se cada etapa de modelagem do sistema proposto. O capítulo 4 apresenta a estrutura obtida e os resultados dos experimentos para avaliação da funcionalidade do sistema. Por fim, as conclusões do trabalho e proposições de continuidade estão no capítulo 5.



## 2 Fundamentação teórica

Neste capítulo serão apresentados os principais conceitos teóricos que influenciam no desenvolvimento do trabalho, possibilitando o entendimento das características de LEDs. Será dada ênfase em aspectos físicos e químicos dos semicondutores, a relação da temperatura com as grandezas elétricas, propriedades ópticas e longevidade. Também serão apresentados aspectos da topologia de circuito fonte de corrente e do tipo de controlador em malha fechada utilizado.

### 2.1 Diodos emissores de luz

Os LEDs são um dos dispositivos eletrônicos mais utilizados em qualquer ramo. Suas características e versatilidade propiciam um amplo leque de possibilidades, desde o uso em dispositivos de potência, até componentes de pequeno consumo de energia, como indicadores de funcionamento ou telas de qualquer equipamento. Por se tratar de um artefato emissor de radiação eletromagnética, incluindo luz visível, suas principais aplicações envolvem iluminação, seja de ambientes ou em aparelhos eletrônicos.

Tratam-se de diodos semicondutores de emissão em banda espectral estreita e incoerente, com a radiação emitida divergindo na saída da fonte, dificultando o foco dos feixes luminosos. Alguns dispositivos possuem deposição de camadas de fósforo para emissão de banda larga de comprimentos de onda, mas com restrições de intensidade e estabilidade ao longo do espectro.

LEDs, se comparado à outras fontes de radiação, possuem boa qualidade de cor, tempo de vida útil elevado, produzem baixa quantidade de calor, economia no consumo energético, entre outros. Também tem relativa estabilidade em potência luminosa ao longo do tempo, de acordo com a aplicação. No entanto, para aplicações em análise de substâncias e compostos químicos, entre elas a espectroscopia, pequenas variações na potência luminosa podem prejudicar medições em sistemas de baixa responsividade.

### 2.1.1 Características físicas

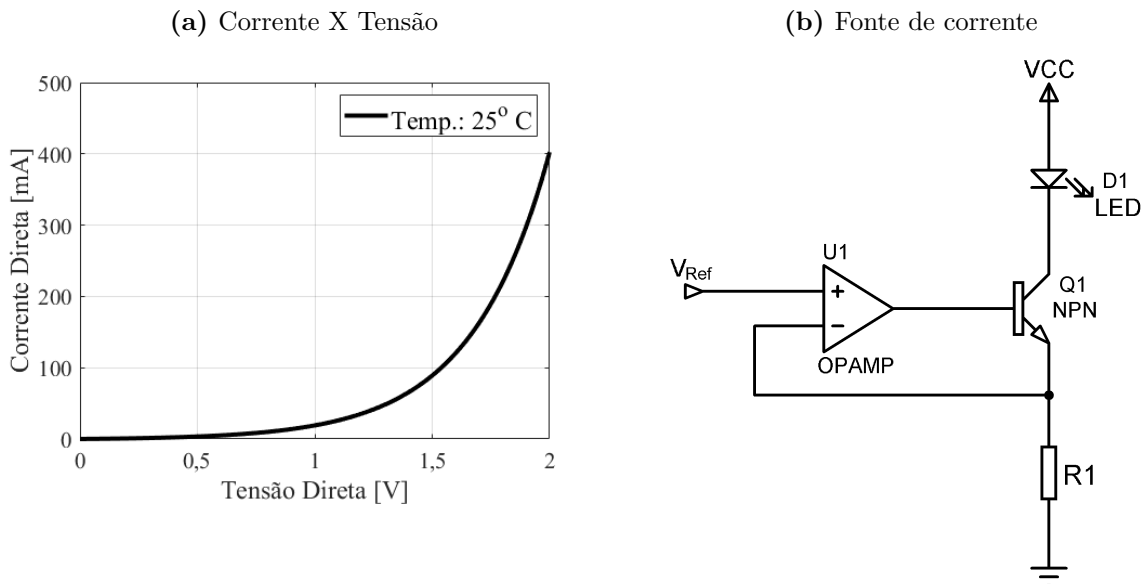
Em geral, LEDs são dispositivos que funcionam a partir da manipulação da corrente elétrica, comumente acionados por topologias de fonte de corrente. Isso se dá pois a relação entre a tensão e a corrente não é linear. A equação que rege tal dependência entre as grandezas elétricas é conhecida como Equação de *Shockley*,

$$I = I_0 \left( e^{\frac{V}{nV_T}} - 1 \right), \quad (2.1)$$

onde  $I$  e  $V$  são corrente e tensão diretas sobre o LED, respectivamente,  $n$  e  $I_0$  são constantes que alteram a relação entre as grandezas de acordo com aspectos construtivos do dispositivo e  $V_T = kT/q$  é a tensão térmica (sendo  $k$  a constante de *Boltzmann*,  $q$  a carga elétrica do elétron e  $T$  a temperatura de junção).

Pela Equação (2.1) é possível ver que a relação entre a corrente e a tensão é muito estreita, e que qualquer incremento no valor de tensão acarreta um aumento significativo na corrente, como visto na Figura 2.1a. Assim, o controle em corrente, como o circuito da Figura 2.1b, é mais adequado nas aplicações em geral.

**Figura 2.1** – Curva característica de um LED e acionamento por fonte de corrente simples.



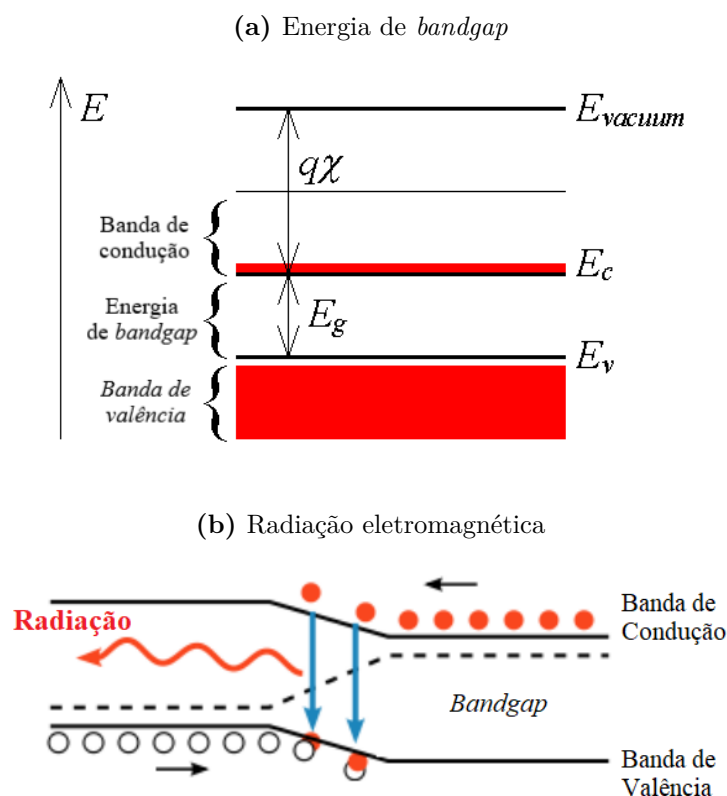
Fonte: do autor.

A passagem de corrente pelo dispositivo provoca, inevitavelmente, aumento de temperatura. Similar a uma resistência elétrica, a passagem de corrente gera uma tensão elétrica, conforme a correlação descrita anteriormente, e produz radiação eletromagnética,

em comprimentos de onda derivados do composto químico constituinte do semicondutor e de aspectos construtivos. Em virtude de LEDs não serem componentes 100 % eficientes na conversão de energia elétrica em radiação, a temperatura de junção do semicondutor aumenta com a passagem de corrente elétrica.

Com o aumento da temperatura interna do LED, as vibrações térmicas das moléculas que compõem o semicondutor também aumentam, assim como o espaçamento interatômico. Como os semicondutores são estruturas com ordenação alta, próximo dos cristais, essa variação no espaçamento diminui a energia de *bandgap*, Figura 2.2, vista pelos elétrons da estrutura - o quanto de energia é necessário para o salto da partícula de um estado de energia à outro - reduzindo o tamanho da banda e, conseqüentemente, a tensão sobre o dispositivo.

**Figura 2.2** – Exemplificação de energia de *bandgap* e fóton (radiação).



Fonte: adaptado de (ZEGHBROECK, 2004) e (SCHUBERT, 2006).

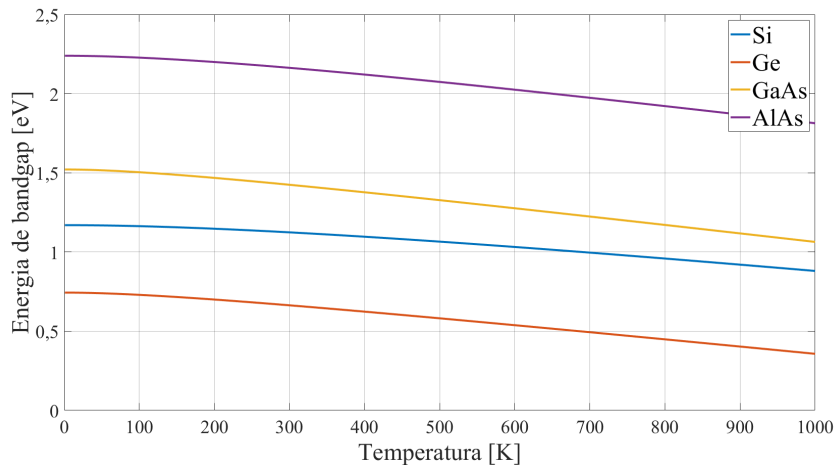
Apesar de pequena, a diminuição na energia necessária para a mudança de estado interfere significativamente na tensão direta do LED e, mesmo mantendo-se a corrente direta constante ao longo do tempo, a potência elétrica segue a tendência de queda da tensão. A Equação (2.2), conhecida como equação de *Varshni*, descreve a dependência da

energia de *bandgap*  $E_g$  de um semiconductor com a temperatura  $T$ , sendo  $\alpha$  e  $\beta$  parâmetros experimentais (VARSHNI, 1967),

$$E_g(T) = E_g(0) - \frac{\alpha T^2}{T + \beta}. \quad (2.2)$$

Para diferentes semicondutores, diferentes curvas de variação são descritas, sempre com tendência de decrescimento de energia de *bandgap* com o aumento da temperatura. Para materiais de ligas, apesar do aumento de complexidade e a influência dos diferentes vales de condução entre os compostos presentes, a dinâmica e a influência da temperatura sobre a energia de *bandgap* é a mesma. A Figura 2.3 mostra a queda da energia de *bandgap* para quatro semicondutores intrínsecos: Silício (Si), Germânio (Ge), Arsenieto de Gálio (GaAs) e Arsenieto de Alumínio (AlAs) (PALANKOVSKI, 2000).

**Figura 2.3** – Variação de energia de *bandgap* com a temperatura em semicondutores.



Fonte: do autor.

## 2.1.2 Relação entre tensão e temperatura

Para obter a relação entre tensão direta e temperatura de junção, toma-se a equação de *Shockley* (considerando a densidade de corrente),

$$J = J_s \left[ e^{\frac{qV}{n_{ideal}kT}} - 1 \right], \quad (2.3)$$

onde  $J$  e  $V$  são densidade de corrente e tensão direta sobre o LED,  $J_s$  a densidade de corrente de saturação e  $n_{ideal}$  o fator de linearidade do elemento semiconductor.  $J_s$  pode ser expresso por,

$$J_s = q \left[ \sqrt{\frac{D_n}{\tau_n} \frac{n_i^2}{N_D}} + \sqrt{\frac{D_p}{\tau_p} \frac{n_i^2}{N_A}} \right], \quad (2.4)$$



onde  $D_n$  e  $D_p$  são as constantes de difusão dos elétrons e lacunas, respectivamente,  $\tau_n$  e  $\tau_p$  são os tempos de vida dos portadores minoritários de elétrons e lacunas, respectivamente,  $N_D$  e  $N_A$  são as concentrações dos dopantes doadores e aceitadores, respectivamente, e  $n_i^2$  é a concentração de portadores intrínsecos, dado por,

$$n_i = e^{\frac{-E_g}{2kT}} \sqrt{N_C N_V}, \quad (2.5)$$

onde  $N_C$  e  $N_V$  são as densidades efetiva de estados nos limites das bandas de condução e valência, respectivamente, e  $E_g$  é a energia de *bandgap*. As densidades efetiva de estados podem ser escritas por,

$$N_{C,V} = 2 \left( \frac{2\pi m_{e,h} kT}{h^2} \right)^{\frac{3}{2}}, \quad (2.6)$$

onde  $m_{e,h}$  são as massas efetivas de elétron e lacuna, respectivamente, e  $h$  é a constante de *Plank*.

É possível ver que a densidade de corrente de saturação é dependente da concentração de portadores intrínsecos, das constantes de difusão e dos tempos de vida dos portadores minoritários de elétrons e lacunas, das densidades efetiva de estados e da energia de *bandgap*, todos dependentes da temperatura de junção. Pela Equação (2.5) vê-se que a concentração de portadores intrínsecos depende diretamente da temperatura e de  $N_{C,V}$  e  $E_g$ , que também são dependentes de  $T$ . Pela Equação (2.6) vê-se que a relação entre as densidades efetiva de estados e a temperatura é  $N_{C,V} \propto T^{3/2}$ . Assumindo o espalhamento de fótons, a relação entre a mobilidade dos portadores intrínsecos e a temperatura é  $\mu \propto T^{-3/2}$  (SCHUBERT, 2006), e entre as constantes de difusão e a temperatura é  $D_{n,p} \propto T^{-1/2}$ . Os tempos de vida dos portadores minoritários de elétrons e lacunas podem crescer ou decrescer com a temperatura de acordo com o tipo de recombinação, e devido a incerteza, é assumido independente da temperatura.

Considerando  $V \gg kT/q$ , a Equação (2.3) pode ser escrita como,

$$J = J_s e^{\frac{qV}{n_{ideal} kT}}, \quad (2.7)$$

e isolando  $V$ ,

$$V = \frac{n_{ideal} kT}{q} \ln \left( \frac{J}{J_s} \right). \quad (2.8)$$

Substituindo as Equações (2.4), (2.5) e (2.6) em (2.8), e derivando em relação à temperatura, é possível relacionar a taxa de variação da tensão direta  $V$  pela taxa de variação

da temperatura de junção,

$$\frac{dV}{dT} = \frac{d}{dT} \left[ \frac{n_{ideal} kT}{q} \ln \left( \frac{J}{J_s} \right) \right] = \frac{qV - E_g}{qT} + \frac{1}{q} \frac{dE_g}{dT} - \frac{3k}{q}. \quad (2.9)$$

A Equação (2.9) determina a dependência da temperatura de junção pela tensão direta. Segundo (XI et al., 2005), o primeiro termo,  $(qV - E_g)/qT$ , diz respeito à dependência de concentração de portadores intrínsecos. O segundo termo,  $dE_g/dT$ , diz respeito à dependência da energia de *bandgap*. E o terceiro termo,  $-3k/q$ , diz respeito à dependência das densidades efetiva de estados. A dependência das constantes de difusão e dos tempos de vida dos portadores minoritários de elétrons e lacunas tem contribuição residual na dependência com a temperatura de junção, e por isso é omitida.

LEDs comumente são acionados com tensões diretas próximas à tensão de *built-in*  $V_{bi}$ , também conhecida como barreira de potencial, que é igual ao potencial elétrico através da região de depleção da junção P-N em equilíbrio térmico. Sendo,

$$V_{bi} = V_T \ln \frac{N_D N_A}{n_i^2}, \quad (2.10)$$

onde  $V_T = kT/q$  é a tensão térmica, e  $V \approx V_{bi}$ . Então,

$$qV - E_g \approx kT \ln \frac{N_D N_A}{n_i^2} - kT \ln \frac{N_C N_V}{n_i^2} = kT \ln \frac{N_D N_A}{N_C N_V}. \quad (2.11)$$

Substituindo as Equações (2.11) e (2.2) em (2.9),

$$\frac{dV}{dT} = \frac{k}{q} \ln \frac{N_D N_A}{N_C N_V} - \frac{\alpha T (T + 2\beta)}{q(T + \beta)^2} - \frac{3k}{q}. \quad (2.12)$$

A Equação (2.12) permite estimar a variação de tensão direta em função da temperatura. Por exemplo, (XI; SCHUBERT, 2004) calcula para um LED de Nitreto de Gálio (GaN), obtendo  $dV/dT = -1,76$  mV/K, e valor experimental de  $dV/dT = -2,3$  mV/K. Como descrito anteriormente, os principais influenciadores na dependência da temperatura são a concentração de portadores intrínsecos, a energia de *bandgap*, e as densidades efetiva de estados, contudo, desvios entre os valores teóricos e práticos podem ser atribuídos à mudança do coeficiente de resistividade na região de confinamento da junção P-N, que tende a decrescer com o aumento da temperatura.

### 2.1.3 Propriedades ópticas

Para manter a potência elétrica constante é necessário que as grandezas elétricas permaneçam invariáveis ao longo do tempo. Com acionamento por fonte de corrente simples,

como visto na Figura 2.1b, é possível obter corrente constante ao longo do tempo. No entanto, a potência elétrica tende a ter declínio com o passar do tempo, efeito derivado da redução da tensão direta no dispositivo. Esse fenômeno é provocado pela mudança de temperatura e, microscopicamente, pela aproximação das moléculas, como descrito anteriormente.

Com o efeito de variação da tensão direta com a temperatura, a curva característica do dispositivo é alterada. A Figura 2.4a ilustra a dependência da temperatura de um LED constituído de Arsenieto de Gálio (GaAs). É possível ver que a curva característica I-V é deslocada para a esquerda para temperatura superior, aproximando-se do eixo y. Dessa forma, para uma corrente direta invariável, a tensão direta do componente tende ser menor para altas temperaturas.

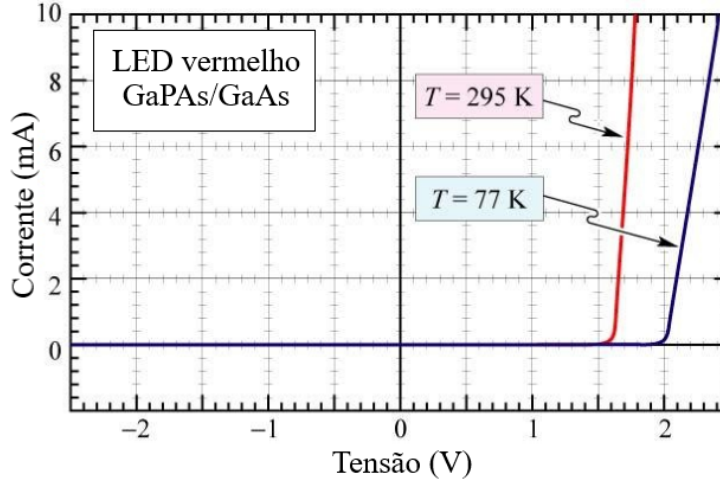
A temperatura de junção impacta não apenas nas características elétricas de um dispositivo semiconductor, também nos atributos ópticos. Parte significativa da energia é sempre convertida em calor, o que eleva a temperatura do elemento. Conforme a temperatura de junção aumenta, a potência luminosa tende a decrescer (KING, 2008), por isso a intensidade luminosa tende a cair ao longo do tempo, conforme exemplifica a Figura 2.4b para três LEDs distintos. O experimento mostra a relação da intensidade de luz com a temperatura para corrente constante para um LED azul (Índio Nitreto de Gálio/Nitreto de Gálio - GaInN/GaN), um verde (GaInN/GaN) e um vermelho (Alumínio Gálio Fosfeto de Índio/Arsenieto de Gálio - AlGaInP/GaAs), e a queda na intensidade luminosa com o incremento de temperatura.

Idealmente, cada elétron induzido pela corrente elétrica a mudar de camada na região ativa da junção P-N produz um fóton, e portanto, a eficiência interna do LED é máxima, ou seja, igual a 1 (um). Além disso, todos os fótons seriam dispersos para a região externa, ao ar livre. Porém, não é o que acontece num LED real, devido às perdas. Na prática, nem todo fóton gera radiação eletromagnética, e dos que geram nem todos são emitidos externamente, ficando confinados em virtude do aspecto construtivo da junção P-N ou pela estrutura externa do dispositivo.

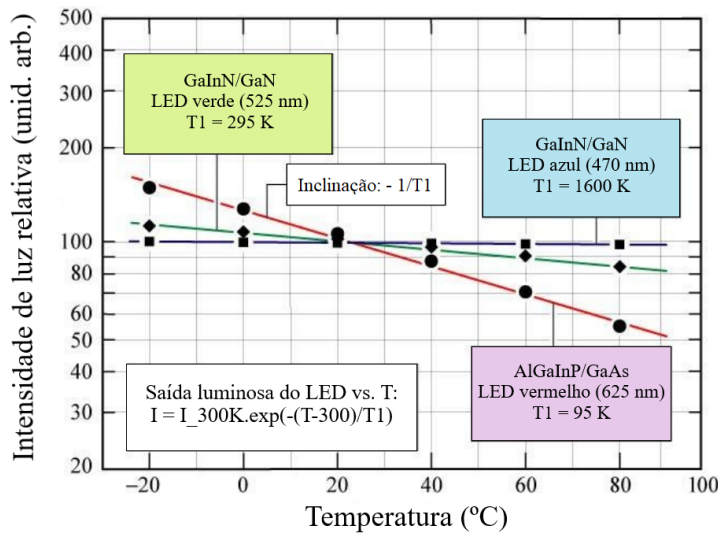
Como citado, nem toda energia entregue à junção P-N é convertida em luz, gerando calor no processo. Também, a luz emitida pode ser reabsorvida pelo substrato do dispositivo, e pode ocorrer reflexão total interna do feixe luminoso produzido, retendo a luz no interior da carcaça do semiconductor (LIPTÁK, 2006).

**Figura 2.4** – Intensidade luminosa de diferentes LEDs e curva característica de um LED em função da temperatura.

(a) I-V dependente da temperatura



(b) Intensidade luminosa função da temperatura



Fonte: adaptado de (SCHUBERT, 2006).

Alguns semicondutores tem índice de reflexão elevado, se comparado com o ar, e a radiação é emitida em formato de cone, retido por determinado ângulo de incidência. Assim, um fóton não pode penetrar o semicondutor em ângulo superior ao valor máximo de incidência. Caso contrário, ficará confinado no dispositivo, refletido entre o interior do cristal semicondutor e a superfície do cristal. Lentes de Fresnel tem sido utilizadas em LEDs modernos, para aumentar a eficiência externa, incrementando e direcionando a radiação de saída dos LEDs, em emissão perpendicular (CAPPER; MAUK, 2007).

Em aplicações específicas a queda de intensidade luminosa com o aumento de tempera-

tura tem impacto significativo. Em um acionamento corriqueiro, aplicando uma corrente direta constante sobre o LED, uma pequena queda de tensão é esperada entre seus terminais, até que a temperatura do dispositivo esteja estável. No entanto, com o acionamento do LED a partir de temperatura ambiente, a estabilidade da junção P-N pode levar tempo considerável, acarretando um período inicial de instabilidade de potências elétrica e luminosa, influenciando em análises espectroscópicas, por exemplo.

#### 2.1.4 Relação entre energias elétrica, luminosa e calor

O aumento de temperatura é um efeito que não se pode evitar com a passagem de corrente pelo LED, que pode ser diminuído ou amplificado de acordo com o acionamento do dispositivo. Pela Lei da conservação de energia, em um sistema isolado, a energia total permanece constante independente da forma. Para o caso específico do LED, a potência elétrica  $P_E$  fornecida é transformada em potência luminosa  $P_l$  ou térmica  $P_h$  (FREDES et al., 2019),

$$P_E = P_l + P_h. \quad (2.13)$$

A potência elétrica é oriunda da tensão e corrente, ou seja,  $P_E = VI$ . A potência luminosa origina-se nos fótons emitidos e, conforme descrito na seção 2.1.3, depende não apenas da temperatura, também dos aspectos estruturais e construtivos do dispositivo, além da corrente elétrica que induz a produção dos fótons,

$$P_l = \eta(T) \frac{h\nu}{q} I, \quad (2.14)$$

onde  $\eta(T)$  é o fator de eficiência externa - razão entre o quanto de radiação é produzida internamente e o quanto escapa do confinamento para o espaço livre -  $h$  é a constante de Planck,  $q$  é a carga do elétron e  $I$  a corrente elétrica.

A potência térmica pode ser descrita pela Lei de resfriamento de *Newton*,

$$P_h = \frac{uA}{x} \Delta T = K(T - T_{amb}), \quad (2.15)$$

onde  $u$  é o coeficiente de transferência de calor,  $A$  é a área de transferência de calor,  $x$  é a largura da junção e  $\Delta T$  é o gradiente térmico entre a área de interesse (temperatura de junção P-N,  $T$ ) e o ambiente ( $T_{amb}$ ). Expandindo os termos da Equação (2.13),

$$P_E = VI = \eta(T) \frac{h\nu}{q} I + K(T_j - T_{amb}) = P_l + P_h. \quad (2.16)$$

A Equação (2.16) mostra a dependência dos parâmetros entre cada potência. Para as aplicações em espectroscopia, o interesse principal é a estabilidade de potência luminosa para a análise de substâncias a partir da radiação eletromagnética emitida. A grandeza que relaciona-se às três formas de energia (elétrica, luminosa e térmica) é a temperatura.

Para que a estabilidade de potência luminosa seja alcançada mais brevemente, é necessário que a temperatura de junção atinja estabilidade térmica com o ambiente, para que a parcela relativa a  $P_h$  permaneça inalterada, além do fator  $\eta(T)$ , que também é dependente da temperatura.

Uma possibilidade para acelerar o processo de estabilização térmica é elevar o valor da corrente elétrica no LED para valores superiores ao valor de operação típico (desde que o limite superior de corrente indicado pelo fabricante do dispositivo não seja ultrapassado), para que o dispositivo aqueça rapidamente. Com isso, a temperatura de junção tende a equilibrar-se com a temperatura ambiente, e a troca de calor passa a ser constante, o que faz com que  $P_h$  fique constante. Assim, a potência luminosa tende a depender apenas da potência elétrica fornecida ao sistema, e mantê-la estável a partir do controle da tensão e corrente permitirá o controle da intensidade luminosa.

### 2.1.5 Eficiência luminosa e longevidade

LEDs com condicionamento adequado tem tempo de vida prolongado, se comparado a outras fontes de radiação eletromagnética. A Tabela 2.1 mostra a vida útil média de algumas fontes de luz popularmente utilizadas.

**Tabela 2.1** – Vida útil média das fontes luminosas.

Fonte luminosa	Vida útil média (horas)
Incandescente	1000
Halogena	1000
CFL (fluorescente compacta)	8500
LED	25000 à 40000

Fonte: (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2012).

Em equipamentos comerciais, por exemplo em espectrofotômetros amplamente utilizados em análises de substâncias e compostos químicos, a fonte de radiação é um dos principais fatores em consumo energético e manutenção, em função da alimentação da fonte de luz e de possíveis trocas ao longo do período de uso do aparelho.

Lâmpadas de tungstênio apresentam robustez quanto ao espectro de comprimentos de onda gerado, cobrindo grande faixa de frequências, permitindo análises em larga escala. Porém, a eficiência energética é baixa, visto que 85-95 % da energia entregue à lâmpada é convertida em calor. Isso contribui para uma baixa vida útil, em comparação com outras fontes luminosas.

Em lâmpadas fluorescentes a longevidade é maior, mas a qualidade da radiação produzida cai com o uso. A degradação da camada de fósforo e o acúmulo de depósitos de absorção de radiação no interior do conjunto são fatores preponderantes para queda na intensidade luminosa em uso prolongado.

Em LEDs o parâmetro mais significativo é a temperatura de junção. Em geral, maior  $T$  indica maior degradação do dispositivo (BARBOSA; SIMON; CALIXTO, 2017), e a vida útil do LED tende a cair, como mostrado na Figura 2.5a. Outro fator de impacto é a corrente direta, que também tende a degradar o componente em valores elevados, como visto na Figura 2.5b. Assim, ter monitoramento e controle destas grandezas, mesmo que indiretamente através da potência, é um meio para manter a intensidade luminosa dentro de uma faixa de funcionamento aceitável, além de poder prolongar o tempo de vida do dispositivo.

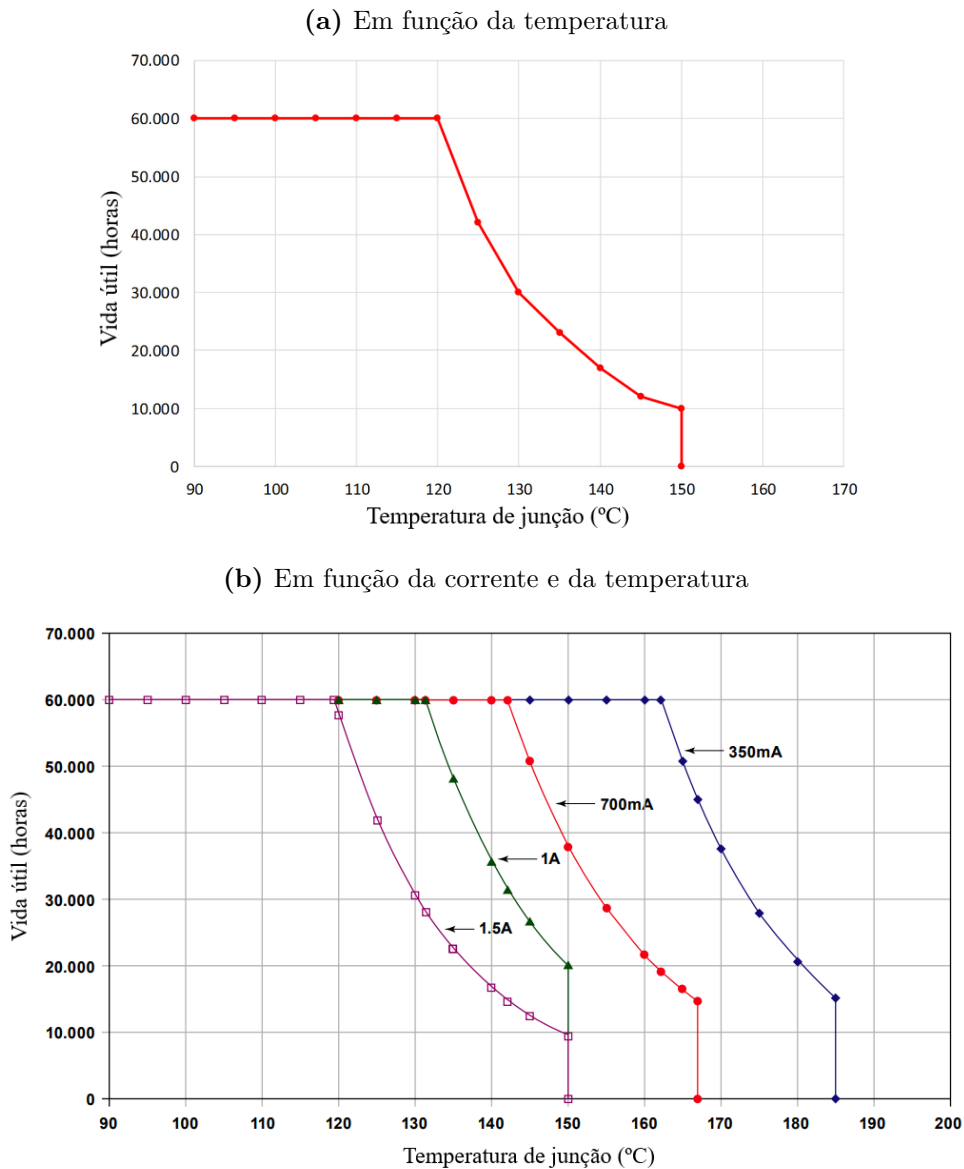
### 2.1.6 Fonte de corrente

LEDs são dispositivos conhecidos pelo controle em corrente. Em virtude da relação entre tensão e corrente diretas, visto na Equação (2.1) e na Figura 2.1a, o controle por tensão não é viável, dado que qualquer alteração pequena de tensão no componente acarretará em um aumento exponencial de corrente, que pode ser danoso. Então adota-se na maioria das aplicações o controle por corrente.

Inúmeras topologias de fontes de corrente são possíveis, visando o controle da corrente elétrica em um dispositivo através de grandezas elétricas em outros componentes do circuito, costumeiramente ativos, mantendo a corrente constante independente da carga. São comuns as fontes de corrente controladas por tensão e por corrente com o uso de amplificadores operacionais. A Figura 2.6 ilustra exemplos das duas topologias.

Em uma fonte de corrente controlada por tensão, como na Figura 2.6a, a corrente de saída  $I_0$  depende apenas da tensão de entrada  $V_1$  e do resistor  $R_1$ , considerando a realimentação negativa (e o terra virtual nas entradas inversora e não-inversora do amplificador

**Figura 2.5** – Vida útil de LEDs em função da temperatura e da corrente de acionamento.



Fonte: adaptado de (BARBOSA; SIMON; CALIXTO, 2017) e (U.S. DEPARTMENT OF ENERGY, 2009).

operacional, em consequência),

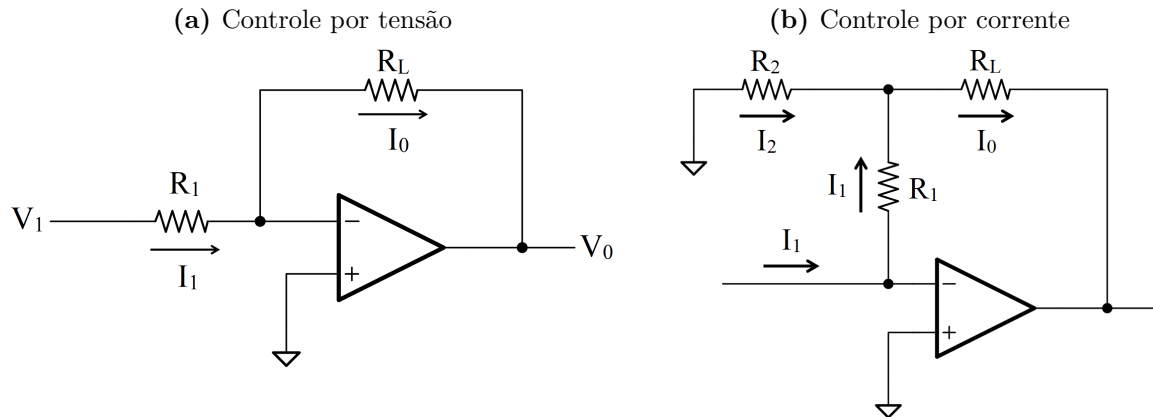
$$I_0 = \frac{V_1}{R_1} = k_1 V_1, \quad (2.17)$$

e a corrente de saída pode ser controlada por uma constante  $k_1$  de interesse.

Em fontes de corrente controlada por corrente, como na Figura 2.6b, a corrente de saída  $I_0$  é dependente da corrente de entrada  $I_1$ , sob as mesmas considerações de realimentação negativa,

$$I_0 = I_1 + I_2, \quad (2.18)$$



**Figura 2.6** – Fontes de corrente controlada por tensão e corrente.

Fonte: Adaptado de (SEDRA; SMITH, 2007).

sendo,

$$I_2 = \frac{V_{inter} - 0}{R_2} \text{ e } V_{inter} = I_1 R_1, \quad (2.19)$$

e substituindo (2.19) em (2.18),

$$I_0 = I_1 + I_1 \frac{R_1}{R_2} = I_1 \left( 1 + \frac{R_1}{R_2} \right) = k_2 I_1, \quad (2.20)$$

onde a corrente de saída pode ser controlada por uma constante  $k_2$  de acordo com a corrente de entrada e o arranjo de impedâncias.

A topologia de fonte de corrente controlada por tensão permite o controle da grandeza elétrica no LED com precisão, a partir de uma tensão de referência e de resistores. Como no exemplo da Figura 2.1b, o circuito baseia-se no amplificador operacional com o transistor para ganho de corrente, com a corrente de interesse  $I_{LED}$  fixada a partir do controle da tensão de referência  $V_{REF}$ , na porta não-inversora do amplificador. O resistor  $R_1$  também pode ser alterado para diferentes valores de correntes de interesse, assim como o transistor  $Q_1$ . A topologia utilizada neste trabalho será discutida em mais detalhes nos capítulos 3 e 4.

## 2.2 Controlador Proporcional Integral

Em virtude dos circuitos de acionamento costumadamente utilizados serem sistemas de malha aberta no que diz respeito à potência luminosa do LED, sem nenhum tipo de realimentação ou comparação do sinal de saída com a entrada, uma opção para aprimorar as propriedades é a utilização de um sistema em malha fechada.

Sistemas de malha aberta tem implementação mais simples, necessitando de poucos componentes, porém com resposta sensível à perturbações. Em contrapartida, sistemas de malha fechada tendem a fazer com que a resposta seja consideravelmente insensível a distúrbios (OGATA, 2010), o que é desejável neste contexto, apesar do maior custo e complexidade necessários.

Entre as teorias de controle clássicas, pode-se citar o controle *Liga-Desliga*, controle realimentado simples em que a ação corretiva máxima é usada quando necessário. Não há parâmetros de escolha e o sistema tende a ficar próximo ao *setpoint* escolhido, porém com caráter oscilatório.

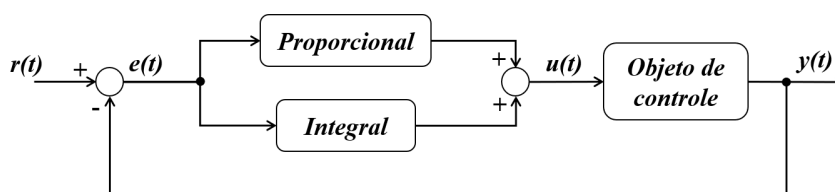
Em um controlador proporcional a saída é diretamente proporcional ao sinal de erro, em relação a um *setpoint* pré-estabelecido. Assim, a ação oscilatória é evitada, dado que pequenos erros levarão à pequenos ajustes, quando comparado com o controlador *Liga-Desliga*. Porém, para sistemas de baixa ordem, o controlador proporcional tende a apresentar erro em regime permanente, o que pode ser minorado com um ganho elevado, ainda diminuindo o período transiente, no entanto podendo causar relativa instabilidade.

O controlador proporcional integral derivativo - comumente conhecido como controlador PID - é altamente difundido na indústria, devido à sua aplicabilidade em grande parte dos sistemas, inclusive quando a modelagem matemática não é conhecida, permitindo ajustes de sintonia no sistema com dificuldade diminuta.

A principal variação é o controlador proporcional integral (controlador PI), que não faz uso da parcela derivativa. Em sistemas de baixa ordem (resposta planar ou de primeira ordem) (ÅSTRÖM; HÄGGLUND, 1995), o controlador PI é suficientemente adequado.

Considerando um sistema em malha fechada, cuja entrada seja  $r(t)$  e saída seja  $y(t)$ , como mostrado na Figura 2.7, o controlador PI atua no erro  $e(t)$ , a partir da comparação entre o valor desejado e o medido para a saída do sistema.

**Figura 2.7** – Diagrama de um sistema com controle PID.



Fonte: do autor.

Matematicamente, o controlador PI reúne ações proporcional e integral, dado pela

equação abaixo,

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_0^t e(\tau) d\tau, \quad (2.21)$$

sendo  $K_p$  o ganho proporcional,  $K_i$  o ganho integral,  $e(t)$  o erro do sistema,  $t$  o tempo e  $\tau$  o período de integração. No domínio da frequência (transformada de *Laplace* do controlador), a resposta é,

$$U(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right) E(s) = \left( \frac{sK_p + k_i}{s} \right) E(s), \quad (2.22)$$

sendo  $U(s)$  e  $E(s)$  a resposta do controlador e o erro do sistema, respectivamente, em função de  $s$ .

Cada componente tem uma influência sobre a ação de controle. A seção proporcional tem como principal vantagem a diminuição das oscilações do sistema, atuando no valor do erro no presente. Para a seção integrativa, o erro é acumulado através da somatória gerada pela integral, representando a média dos erros no passado e corrigindo o *offset* do sistema, tornando sua resposta mais rápida.

O controlador PI - proporcional integral - será utilizado neste trabalho, visando as vantagens e simplicidade perante as demais formas de controle, com maior responsividade e estabilidade do sistema, em vista dos distúrbios atuantes nas potências elétrica e luminosa dos LEDs NIR.

## Conclusões do capítulo

LEDs são dispositivos utilizados em uma vasta gama de aplicações, entre elas como fonte de radiação em análise de substâncias e compostos. Apesar de estável em intensidade luminosa, comparado à outras fontes, em aplicações específicas em espectroscopia NIR pode ocasionar imprecisão nas medições. Tal efeito é derivado da variação de tensão elétrica, e em relação direta, à temperatura.

A passagem de corrente na junção do semicondutor provoca aumento da temperatura, e em consequência, alteração nas propriedades ópticas do LED. O calor excessivo tende a degradar o dispositivo, diminuindo a longevidade e a qualidade da radiação produzida.

A utilização de topologia de circuito fonte de corrente controlada por tensão é apropriada para o acionamento de LEDs, em função da relação exponencial entre tensão e corrente em diodos.

A seguir, no capítulo 3, será apresentada a modelagem para controle da potência elétrica e análise da influência dos parâmetros do controlador.

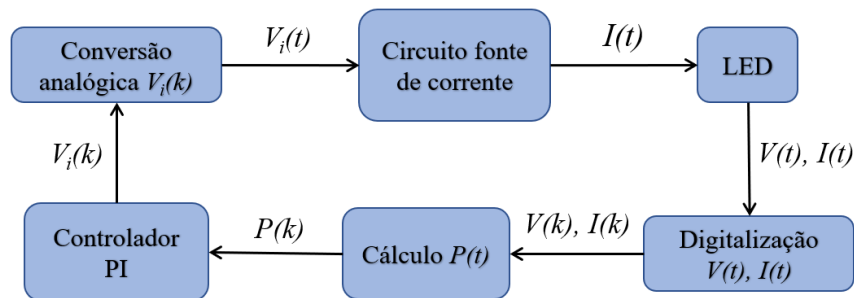
## 3 Derivação do modelo dinâmico do sistema

Este capítulo descreve o modelo do sistema dinâmico para o LED com controle de potência elétrica constante.

### 3.1 Visão geral

O objetivo do sistema proposto é o controle da potência elétrica do LED, e a análise da influência na potência luminosa. A Figura 3.1 mostra um esquema simplificado de relação dos principais blocos.

**Figura 3.1** – Diagrama de blocos simplificado do sistema proposto.



Fonte: do autor.

A tensão  $V_i(t)$  oriunda do controlador PI aciona um circuito com topologia fonte de corrente, que produz corrente elétrica  $I(t)$ , e conseqüentemente tensão  $V(t)$ , no LED. Através de aquisição das grandezas elétricas do dispositivo, é feito controle digital da potência em malha fechada. A descrição em detalhes do modelo é realizada nas seções subsequentes.

### 3.2 Curva característica de um LED

Um LED, por se tratar de um diodo semiconductor que emite radiação eletromagnética, tem curva característica exponencial. A relação entre tensão e corrente é função de uma curva conforme a Equação (2.1) (repetida por conveniência),

$$I(t, V) = I_0 \left( e^{\frac{V(t)}{nV_T}} - 1 \right). \quad (3.1)$$

Conforme o dispositivo entra em funcionamento, a temperatura tende a aumentar com a passagem de corrente, até atingir estabilidade térmica com o meio. Esse fenômeno modifica as características elétricas e ópticas, como descrito no capítulo anterior. O objetivo deste trabalho é, através da manipulação das grandezas elétricas, atuar indiretamente na temperatura e nas propriedades ópticas, visando o menor tempo de estabilização da potência elétrica e luminosa, e manutenção dos valores ao longo do tempo.

Como a topologia de circuito escolhida para acionamento do dispositivo é uma fonte de corrente controlada por tensão, uma tensão de entrada  $V_i(t)$  é responsável por originar determinada corrente  $I(t)$  de acionamento do LED, que conseqüentemente gera uma tensão correspondente  $V(t)$  pela relação acima. Porém, esta é uma relação não-linear, o que aumenta a complexidade do sistema de controle necessário.

Considerando um sistema com perturbações de pequenos sinais em torno de um ponto de equilíbrio, tensão e corrente no LED são,

$$I(t) = \bar{I} + \tilde{I}(t) \text{ e } V(t) = \bar{V} + \tilde{V}(t), \quad (3.2)$$

que são as grandezas elétricas compostas por valores médios ( $\bar{I}$  e  $\bar{V}$ ) em equilíbrio e as respectivas perturbações ( $\tilde{I}(t)$  e  $\tilde{V}(t)$ ). Em virtude do intuito deste trabalho ser o controle em potência elétrica do LED, visando o impacto na potência luminosa do mesmo, o modelo dinâmico do sistema deve levar em conta as adaptações para que entrada e saída do sistema envolvam a potência do dispositivo, apesar da relação não-linear entre tensão e corrente do dispositivo.

A potência instantânea pode ser descrita, também considerando o modelo em pequenos sinais (ZHENG et al., 2014), como,

$$\begin{aligned} P(t) &= \bar{P} + \tilde{P}(t) = V(t)I(t) = [\bar{V} + \tilde{V}(t)] [\bar{I} + \tilde{I}(t)] \\ &= \bar{V}\bar{I} + \bar{V}\tilde{I}(t) + \bar{I}\tilde{V}(t) + \tilde{V}(t)\tilde{I}(t). \end{aligned} \quad (3.3)$$

Se  $\bar{P} = \bar{V}\bar{I}$ , então,

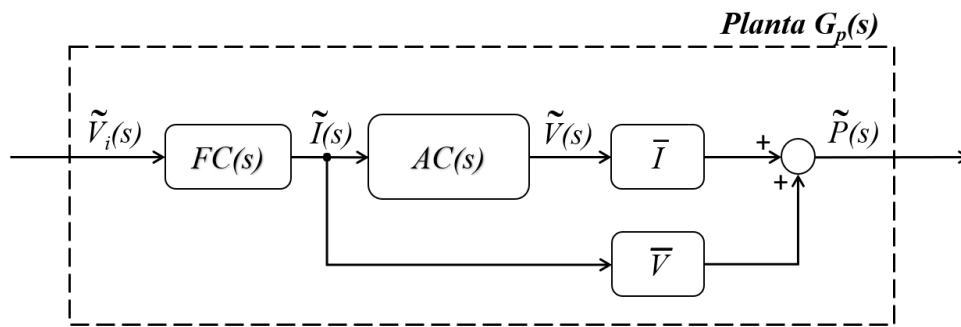
$$\tilde{P}(t) = \bar{V}\tilde{I}(t) + \bar{I}\tilde{V}(t) + \tilde{V}(t)\tilde{I}(t). \quad (3.4)$$

O último termo,  $\tilde{V}(t)\tilde{I}(t)$ , é muito pequeno, se comparado aos outros dois termos da Equação (3.4), e pode ser desprezado. Assim,

$$\tilde{P}(t) \approx \bar{V}\tilde{I}(t) + \bar{I}\tilde{V}(t). \quad (3.5)$$

Para a resposta no domínio da frequência (em função de  $s$ , dado pela transformada de Laplace), a planta do sistema dinâmico para pequenos sinais torna-se conforme a Figura 3.2. Considerando o sistema operando em um ponto de equilíbrio, com  $\bar{V}$  e  $\bar{I}$  constantes, originados a partir de  $\bar{V}_i$  também constante, uma pequena variação de  $\tilde{V}_i(s)$  provoca variações correspondentes de  $\tilde{I}(s)$  de pequena ordem - bloco  $FC(s)$ , que corresponde a esta relação. Esta variação de corrente reflete no LED, visto que a corrente oriunda da fonte de corrente é a mesma que flui pelo dispositivo, e gera  $\tilde{V}(s)$ , também de pequena ordem - bloco  $AC(s)$ , que refere-se à relação entre tensão e corrente para pequenos sinais no LED. A variação destas grandezas elétricas, combinada com o funcionamento em um ponto de operação conhecido do circuito, resulta na variação, também em pequena ordem de grandeza, de  $\tilde{P}(s)$ .

**Figura 3.2** – Planta do sistema dinâmico para controle da potência elétrica.



Fonte: do autor.

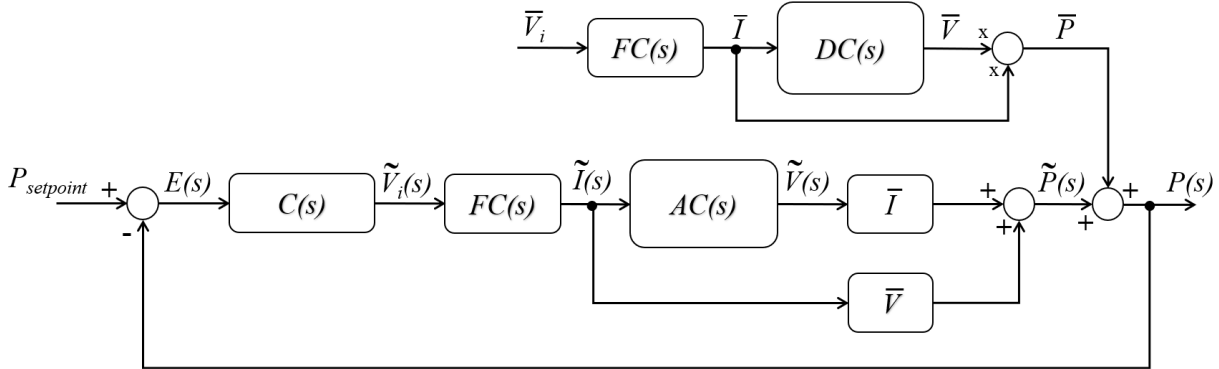
O ponto de operação do sistema é definido por uma entrada de tensão fixa no circuito fonte de corrente, e o controle em pequenos sinais ocorre em torno deste ponto. A Figura 3.3 mostra o diagrama completo, onde  $C(s)$  é o controlador PI,  $DC(s)$  refere-se à relação entre tensão e corrente no LED para o ponto de operação determinado e  $P_{setpoint}$  é o alvo de potência elétrica.

A tensão  $\bar{V}_i$  é definida constante e produz uma corrente no circuito que flui através do LED. O bloco  $FC(s)$ , relativo ao circuito fonte de corrente, é definido por,

$$FC(s) = FC = \frac{d}{R}, \quad (3.6)$$

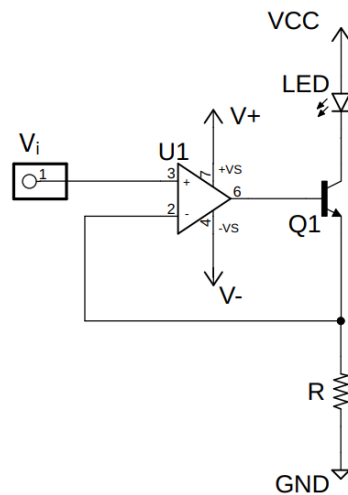
onde  $R$  é o resistor que define a corrente que flui pelo LED e  $d$  o ciclo de trabalho - ou *duty cycle* - do sinal de acionamento do circuito,  $V_i(s)$ . A Figura 3.4 mostra os componentes que definem a corrente elétrica para a topologia escolhida. Dois modos de acionamento são implementados, com sinais contínuos e pulsados. Para o primeiro caso,  $d = 1$ , e para o segundo,  $d = 0,5$ , ou seja, um sinal quadrado.

**Figura 3.3** – Fluxograma do sistema dinâmico.



Fonte: do autor.

**Figura 3.4** – Circuito fonte de corrente simplificado.



Fonte: do autor.

### 3.2.1 Identificação da curva característica

Como descrito pela Equação (3.1), a relação entre tensão e corrente no LED não é linear. Para a forma de acionamento do circuito, a tensão no LED é uma resposta da corrente aplicada. Esta seção define as condições para encontrar a curva característica  $AC(s)$ , a relação entre tensão e corrente no dispositivo,

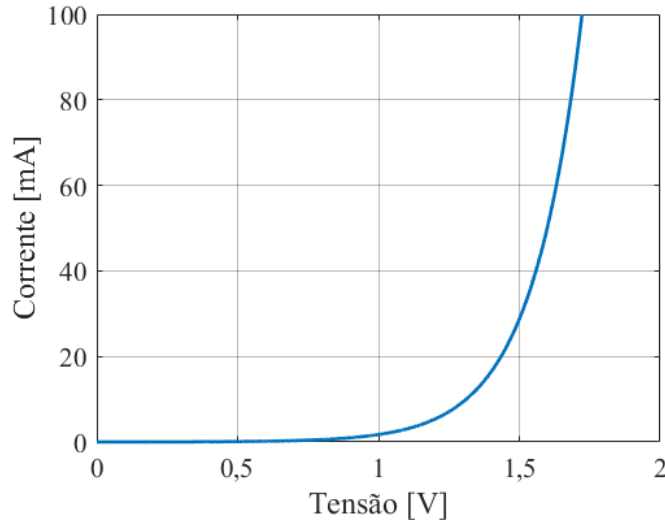
$$\tilde{I}(s) = AC(s)\tilde{V}(s), \quad (3.7)$$

onde  $\tilde{I}(s)$  e  $\tilde{V}(s)$  são corrente e tensão de perturbação no LED e  $AC(s)$  a função de transferência que relaciona as grandezas elétricas. A Figura 3.5 mostra a dependência entre tensão e corrente nominal, fornecida pelo fabricante, para o LED de referência.

Uma relação exponencial é de difícil manipulação, do ponto de vista de controle e computacional. Em muitas aplicações, é vantajoso utilizar polinômios para aproximar



**Figura 3.5** – Relação entre tensão e corrente nominal, oriunda do *datasheet* do LED de referência.



Fonte: adaptado de (ROITHNER LASERTECHNIK GMBH, 2011).

uma função complexa, pois são computáveis mais facilmente, suas raízes são encontradas com facilidade, integrais e derivadas também são polinômios, entre outras vantagens (FRANCO, 2006). Assim, delimitado um intervalo fechado, existe um polinômio que está próximo o quanto se queira de uma curva exponencial. Para LEDs e diodos *lasers*, uma aproximação em polinômio quadrático tem sido utilizada amplamente desde o passado para modelar não-linearidades (NEOKOSMIDIS et al., 2009). Uma função quadrática,

$$P_2(x) = a_0x^2 + a_1x + a_2, \quad (3.8)$$

pode ser derivada da curva exponencial, com aproximação razoável em faixa limitada de valores. Considerando então a relação entre tensão e corrente no dispositivo,

$$I = a_0V^2 - a_1V + a_2. \quad (3.9)$$

Substituindo os termos da Equação (3.2) em (3.9),

$$\bar{I} + \tilde{I} = \underbrace{a_0\bar{V}^2 - a_1\bar{V} + a_2}_{\bar{I}} + \underbrace{2a_0\bar{V}\tilde{V} - a_1\tilde{V} + a_0\tilde{V}^2}_{\tilde{I}}, \quad (3.10)$$

e novamente suprimindo o termo de segunda ordem,  $\tilde{V}\tilde{V}$ ,

$$\tilde{I} = 2a_0\bar{V}\tilde{V} - a_1\tilde{V} = \tilde{V}(2a_0\bar{V} - a_1). \quad (3.11)$$

Para o controle em pequenos sinais, em função da resposta de tensão causada pela corrente ser instantânea, a curva característica  $AC(s)$  pode ser tratada como um sistema

estável com ganho quase constante (HUANG et al., 2007),

$$AC(s) = g_{AC} = \frac{\tilde{V}}{\tilde{I}} = \frac{1}{2a_0\bar{V} - a_1}, \quad (3.12)$$

que varia de acordo com a tensão média do LED.

### 3.3 Função de transferência do sistema

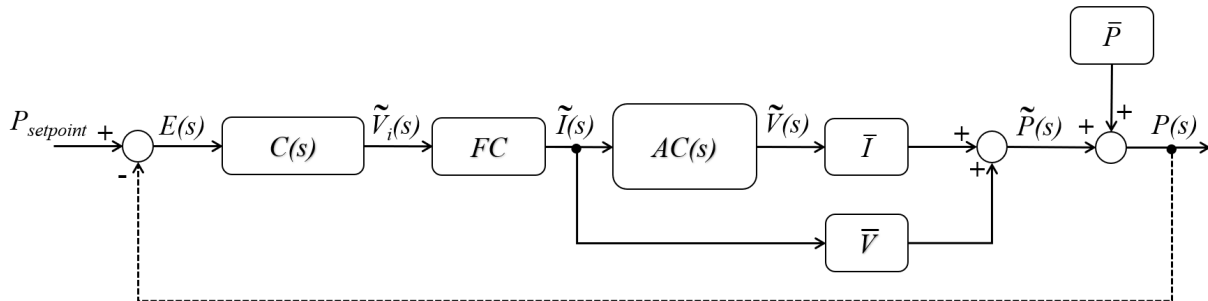
Considerando o sistema completo visto na Figura 3.3, a relação entre entrada e saída é,

$$\begin{aligned} \frac{P(s)}{P_{setpoint}} &= \frac{[DC(s)\bar{V}_iFC]/P_{setpoint} + [DC(s) + AC(s)][C(s)\bar{V}_iFC^2]}{1 + [DC(s) + AC(s)][C(s)\bar{V}_iFC^2]} \\ &= \frac{[DC(s)\bar{V}_i(d/R)]/P_{setpoint} + [DC(s) + g_{AC}][(K_p + K_i/s)\bar{V}_i(d/R)^2]}{1 + [DC(s) + g_{AC}][(K_p + K_i/s)(d/R)^2\bar{V}_i]}, \end{aligned} \quad (3.13)$$

onde  $DC(s)$  e  $AC(s) = g_{AC}$  são a relação entre corrente e tensão no LED para entrada fixa e para entrada com controle em pequenos sinais, respectivamente.  $K_p$  e  $K_i$  são os ganhos proporcional e integral do controlador PI e  $P_{setpoint}$  a potência alvo de interesse. Esta relação, no entanto, não é a função de transferência - FT - do sistema, visto que é dependente do próprio termo de referência,  $P_{setpoint}$ .

Como o controle apresentado é realizado apenas em pequenos sinais, e os ajustes e correções são realizados em torno de um ponto de equilíbrio, tornando o sistema linear em cada ponto de operação, o sistema pode ser considerado como mostra a Figura 3.6 (HUANG et al., 2013).

**Figura 3.6** – Fluxograma do sistema dinâmico para pequenos sinais.



Fonte: do autor.

A FT para o sistema dinâmico, então, é,

$$G(s) = \frac{P(s)}{P_{setpoint}} = \frac{[\bar{P} + \tilde{P}(s)]}{P_{setpoint}} = \frac{(d/R)(K_p + K_i/s)(\bar{I}g_{AC} + \bar{V})}{1 + (d/R)(K_p + K_i/s)(\bar{I}g_{AC} + \bar{V})}, \quad (3.14)$$

e substituindo a relação entre tensão e corrente para pequenos sinais  $g_{AC}$  da Equação (3.12),

$$G(s) = \frac{(d/R)(K_p + K_i/s) \left( \frac{\bar{I}}{2a_0\bar{V} - a_1} + \bar{V} \right)}{1 + (d/R)(K_p + K_i/s) \left( \frac{\bar{I}}{2a_0\bar{V} - a_1} + \bar{V} \right)}. \quad (3.15)$$

A partir da Equação (3.15) é possível realizar o controle do sistema, mantendo a potência elétrica do LED em torno de um valor especificado, com base na ação do controlador PI. Apesar de possibilitar o controle em potência, as aproximações realizadas, principalmente com relação à FT, geram algumas restrições.

Em virtude do acionamento ter um valor fixo,  $\bar{V}_i$ , e o controle atuar em pequenos sinais, em torno deste valor médio estipulado, o sistema necessita estar vinculado a valores médios pré-estabelecidos de corrente e tensão no LED. Porém, permite simplificações e *linearização* em torno de um ponto, viabilizando o controle em potência elétrica.

Outro impacto direto é visto na FT, em que os valores médios  $\bar{V}$  e  $\bar{I}$  de tensão e corrente no LED estão inseridos na descrição do sistema. Apesar de fixados por um valor de entrada  $\bar{V}_i$  constante, pequenas variações são esperadas nestes valores. E variações ainda mais significativas devem ocorrer com a variação do valor de  $\bar{V}_i$ , caso seja necessário alterar o ponto de operação do sistema. O impacto da alteração dos valores de  $\bar{V}$  e  $\bar{I}$  é apresentado no decorrer deste capítulo.

## 3.4 Análise dos parâmetros do modelo dinâmico

Com a FT determinada, faz-se o estudo dos principais parâmetros do sistema, incluindo estabilidade, erro de regime e sensibilidade.

### 3.4.1 Estabilidade e ganhos do controlador PI

O *design* do sistema deve, fundamentalmente, respeitar os critérios de estabilidade, para que o controlador tenha êxito. O critério de estabilidade de *Routh-Hurwitz* pode ser facilmente utilizado para determinar os ganhos do controlador, e qual a faixa de utilização.

A relação  $g_{AC}$  é quase estável, alterando seu valor apenas com variações da tensão média do LED. Considerando um ponto de operação,  $\bar{V}$  tende a ter queda da ordem de *millivolts*, e impacto reduzido em  $g_{AC}$ , portanto. Considerando a FT do sistema, dada

pela Equação (3.15), e que a planta do sistema seja  $G_p(s) = g_p$ , uma constante (discussão com maior profundidade no capítulo 4), então,

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{C(s)G_p(s)}{1 + C(s)G_p(s)} = \frac{(K_p + K_i/s)g_p}{1 + (K_p + K_i/s)g_p} \\ &= \frac{sK_p g_p + K_i g_p}{s(K_p g_p + 1) + K_i g_p}. \end{aligned} \quad (3.16)$$

Pelos critérios de *Routh-Hurwitz*, para que o sistema seja estável,

$$\begin{cases} K_p g_p + 1 > 0 & \Rightarrow K_p > -1/g_p, \\ K_i g_p > 0 & \Rightarrow K_i > 0. \end{cases} \quad (3.17)$$

Respeitando às condições acima, o sistema será estável. Para definir o comportamento desejado, índices de desempenho são utilizados. Inspeccionando a Equação (3.16), a FT do sistema é de 1ª ordem. Portanto, para especificar o comportamento são utilizados dois parâmetros: tempo de subida ( $t_s$ ) e tempo de estabelecimento ( $t_e$ ).

### 3.4.2 Resposta transitória

A resposta transitória de um sistema está intimamente ligada com a localização dos pólos e zeros. Considerando o lugar das raízes, e a representação nos eixos real e imaginário, um sistema será estável se os pólos estiverem exclusivamente no semiplano esquerdo, isto é, apenas raízes negativas no denominador da FT. Além disso, quanto mais distante do plano da origem os pólos estiverem, mais relativamente estável será o sistema, comparativamente.

Em consequência, pólos e zeros também terão influência na resposta transitória e em regime do sistema. Para uma entrada degrau de amplitude  $A$ , sob as condições descritas na subseção anterior,

$$G(s) = \frac{sK_p G_p(s) + K_i G_p(s)}{s(K_p G_p(s) + 1) + K_i G_p(s)} = \frac{s[K_p g_p / (K_p g_p + 1)] + [K_i g_p / (K_p g_p + 1)]}{s + [K_i g_p / (K_p g_p + 1)]}, \quad (3.18)$$

onde  $U(s) = (A / s)$  a transformada de *Laplace* da entrada degrau, a resposta  $Y(s)$  é,

$$Y(s) = G(s)U(s) = \frac{A}{s} \frac{s[K_p g_p / (K_p g_p + 1)] + [K_i g_p / (K_p g_p + 1)]}{s + [K_i g_p / (K_p g_p + 1)]}, \quad (3.19)$$

expandindo em frações parciais,

$$Y(s) = \frac{A}{s} + \frac{-A / (K_p g_p + 1)}{s + [K_i g_p / (K_p g_p + 1)]}, \quad (3.20)$$

e, fazendo a transformada inversa de *Laplace*,

$$y(t) = A - [A/(K_p g_p + 1)]e^{-[K_i g_p/(K_p g_p + 1)]t}. \quad (3.21)$$

Com a resposta no tempo estimada, é possível identificar os índices de desempenho. O tempo de subida é definido como o tempo que o sinal leva para sair de 10 % ( $t_1$ ) à 90 % ( $t_2$ ) do valor de regime. Considerando a resposta no tempo dada pela Equação (3.21),

$$t_s = t_2 - t_1 = \frac{\ln(9)}{[K_i g_p/(K_p g_p + 1)]}. \quad (3.22)$$

O tempo de estabelecimento é definido como o tempo que o sinal leva para atingir 98 % do valor de regime permanente. Novamente considerado a resposta dada pela Equação (3.21),

$$t_e = \frac{\ln[1/(K_p g_p + 1)] - \ln(0,02)}{[K_i g_p/(K_p g_p + 1)]}. \quad (3.23)$$

Ambos são especificados no capítulo 4, a partir de  $K_p$  e  $K_i$ , e permitem ajustar o desempenho do sistema (TANG; HUANG; YING, 2013).

### 3.4.3 Resposta em regime

Os erros de regime permanente são considerados após todos os transitórios, e são associados à entrada do sistema, para que seja possível comparar entrada e saída corretamente. A modelagem do sistema permite também estimar o erro de regime em malha fechada a partir dos parâmetros em malha aberta, desde que as seguintes restrições sejam observadas:

- $C(s)G_p(s)$  não possuir zeros na origem;
- $H(s) = 1$  (sensores da realimentação negativa não possuem ganho maior que um);
- Sistema em malha fechada estável.

Para o sistema  $G(s)$ , as condições acima são respeitadas, e a análise pode ser realizada exclusivamente a partir de  $C(s)$  e  $G_p(s)$ . Aplicando o Teorema do Valor Final (TVF) para uma entrada degrau de amplitude  $A$ ,

$$e(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s), \quad (3.24)$$

onde  $E(s)$  é o erro em função da entrada degrau,

$$E(s) = \frac{1}{1 + C(s)G_p(s)}U(s), \quad (3.25)$$

logo,

$$e(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{1 + C(s)G_p(s)} \frac{A}{s} = \frac{A}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} C(s)G_p(s)}. \quad (3.26)$$

Como  $C(s)G_p(s)$  tem um polo na origem oriundo do integrador, então,

$$\lim_{s \rightarrow 0} C(s)G_p(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(sK_p + K_i)}{s} g_p \rightarrow \infty, \quad (3.27)$$

e,

$$e(t \rightarrow \infty) = \frac{A}{1 + \infty} \rightarrow 0. \quad (3.28)$$

Portanto, o erro de regime permanente tenderá a zero com o controlador PI utilizado.

### 3.4.4 Sensibilidade à variação de parâmetros

A sensibilidade de um sistema diz respeito à quanto uma mudança em um parâmetro altera o sistema em malha fechada. É definida pela relação entre a variação na função de transferência e a variação no parâmetro de interesse,

$$S = \frac{\frac{\Delta G(s)}{G(s)}}{\frac{\Delta D(s)}{D(s)}} = \frac{\Delta G(s)}{\Delta D(s)} \frac{D(s)}{G(s)}, \quad (3.29)$$

onde  $G(s)$  é a função de transferência do sistema e  $D(s)$  o processo ou parâmetro de interesse a ser variado. Para variações infinitesimais, levadas ao limite,

$$S_D^G = \frac{\partial G(s)}{\partial D(s)} \frac{D(s)}{G(s)}. \quad (3.30)$$

Apesar da limitação de acionamento em corrente proposta pelo modelo, há uma faixa de tensões e correntes que o LED pode ser acionado, e variações nestes parâmetros influenciam a FT. Tanto a tensão média,  $\bar{V}$ , quanto a corrente média,  $\bar{I}$ , são parâmetros que influenciam no modelo do controle em pequenos sinais. Além disso, apesar de variação independente nos dois parâmetros ser possível, visto que um dos fenômenos principais de atuação do controle ser na queda de tensão no LED, e conseqüentemente de potência elétrica, mesmo sob corrente constante,  $\bar{V}$  e  $\bar{I}$  são relacionados. Portanto, para qualquer variação na corrente, variação correspondente na tensão é esperada. E a sensibilidade de ambos está, assim, correlacionada.

Tomando a FT do sistema na Equação (3.15), e considerando que  $(d/R)(K_p + K_i/s)$  é uma constante  $h_1$ , a sensibilidade do sistema para variação de tensão é,

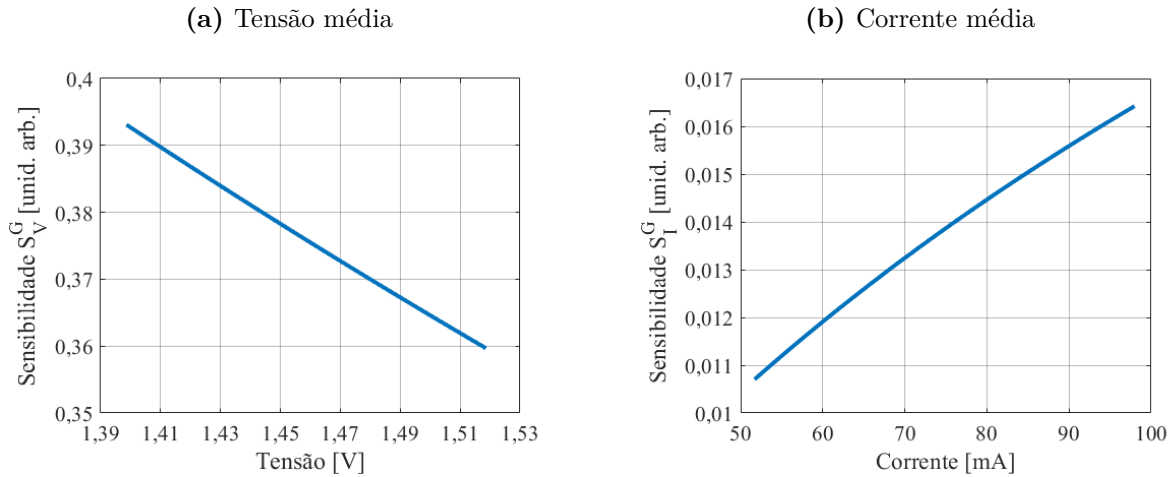
$$S_V^G = \frac{[-2a_0(2a_1\bar{V} + \bar{I}) + 4a_0^2\bar{V}^2 + a_1^2] \bar{V} \{1 + h_1[\bar{I}/(2a_0\bar{V} - a_1) + \bar{V}]\}}{[(2a_0\bar{V} - a_1)(h_1\bar{V} + 1) + \bar{I}h_1]^2 \frac{\bar{I}}{[\bar{I}/(2a_0\bar{V} - a_1) + \bar{V}]}} \quad (3.31)$$

e para variação de corrente,

$$S_I^G = \frac{(2a_0\bar{V} - a_1)}{[(2a_0\bar{V} - a_1)(h_1\bar{V} + 1) + \bar{I}h_1]^2} \frac{\bar{I} \{1 + h_1[\bar{I}/(2a_0\bar{V} - a_1) + \bar{V}]\}}{[\bar{I}/(2a_0\bar{V} - a_1) + \bar{V}]}, \quad (3.32)$$

Realizando as análises de  $S_V^G$  e  $S_I^G$  para variações de  $\bar{V}$  e  $\bar{I}$ , as respostas são distintas. Enquanto para um aumento no valor de tensão a sensibilidade diminui, um aumento no valor de corrente provoca aumento na sensibilidade. O cenário de influência mínima seria com tensão máxima e corrente mínima, o que é inviável, em virtude da relação entre as grandezas elétricas no dispositivo. A Figura 3.7 ilustra o comportamento de  $S_V^G$  e  $S_I^G$  para variação dos respectivos valores.

**Figura 3.7** – Sensibilidade à variação de tensão e corrente.



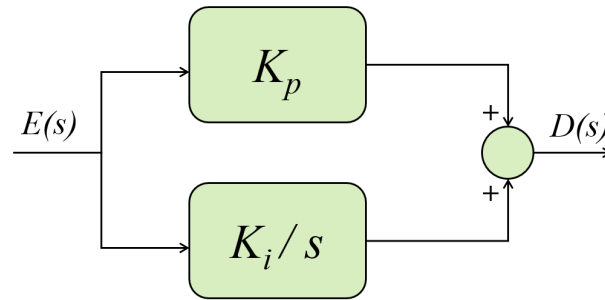
Fonte: do autor.

Em virtude do controle do sistema ocorrer em pequenos sinais, em torno de um ponto de operação, a variação das grandezas elétricas tende a ser pequena, em comparação com um arranjo que permita grandes excursões de tensão e corrente no dispositivo. Para o contexto de sensibilidade à variação de tensão e corrente médios, o controle em pequenos sinais é benéfico, pois tende a ficar em torno de um ponto de equilíbrio, sem variações bruscas de valores, e com influência pequena sobre a FT do sistema.

### 3.5 Discretização do controlador PI

Em virtude do controlador PI ser implementado digitalmente, faz-se necessária a análise discreta, pois o microcontrolador realiza cálculos em formato binário e por amostragem. O controlador PI em tempo contínuo é mostrado na Figura 3.8. A saída do controlador,  $D(s)$ , é dada por,

**Figura 3.8** – Diagrama do controlador PI em tempo contínuo.



Fonte: do autor.

$$D(s) = E(s) \left( K_p + \frac{K_i}{s} \right), \quad (3.33)$$

onde  $E(s)$  é o erro resultante da comparação entre a potência instantânea medida e a potência alvo ou de *setpoint*, e  $K_p$  e  $K_i$  os ganhos proporcional e integral do controlador PI, respectivamente.

Há variados métodos de transformação de um sistema de tempo contínuo para tempo discreto, como *Forward Euler*, Bilinear ou *Tustin*, Bilinear com *pré-warping*, entre outras. Optou-se pelo método *Backward Euler*, em que,

$$s = \frac{z - 1}{zT_S}, \quad (3.34)$$

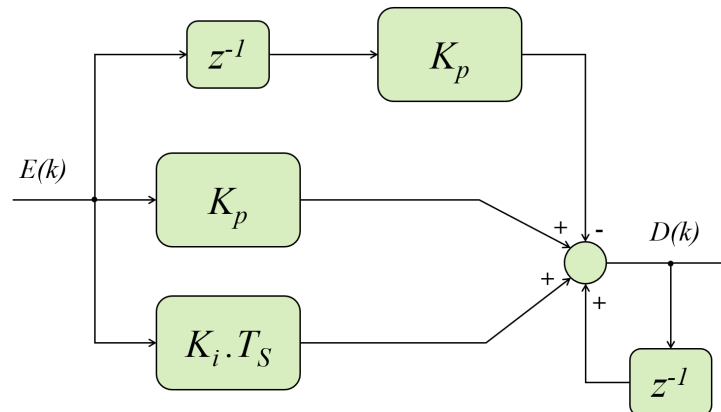
onde  $T_S$  é o período de amostragem do sinal. Aplicando a transformação da Equação (3.34) em (3.33),

$$D(z) = E(s) \left( K_p + \frac{K_i}{\frac{z-1}{zT_S}} \right) = \frac{(z-1)K_p E(z) + zK_i T_S E(z)}{z-1}, \quad (3.35)$$

e, aplicando a transformada  $Z$  inversa,

$$D(k) = D(k-1) + K_p [E(k) - E(k-1)] + K_i T_S E(k), \quad (3.36)$$



**Figura 3.9** – Diagrama do controlador PI em tempo discreto.

Fonte: do autor.

onde  $k$  denota aquisição de sinal no tempo atual e  $k - 1$  sinal coletado no período de amostragem imediatamente anterior ao tempo atual. A Figura 3.9 mostra o diagrama da equação de diferenças implementada no microcontrolador

Em função das características elétricas do circuito utilizado, uma fonte de corrente, há limitações nos valores de acionamento, originados no controlador PI. Assim, pode acontecer de a variável de controle atingir os limites do circuito. Quando isso ocorre, o ciclo em malha fechada é interrompido e o sistema funciona como em malha aberta, perdendo as propriedades pois o circuito deverá permanecer em seu limite independente do processo (CROWE et al., 2005). Esse fenômeno é conhecido como *windup*.

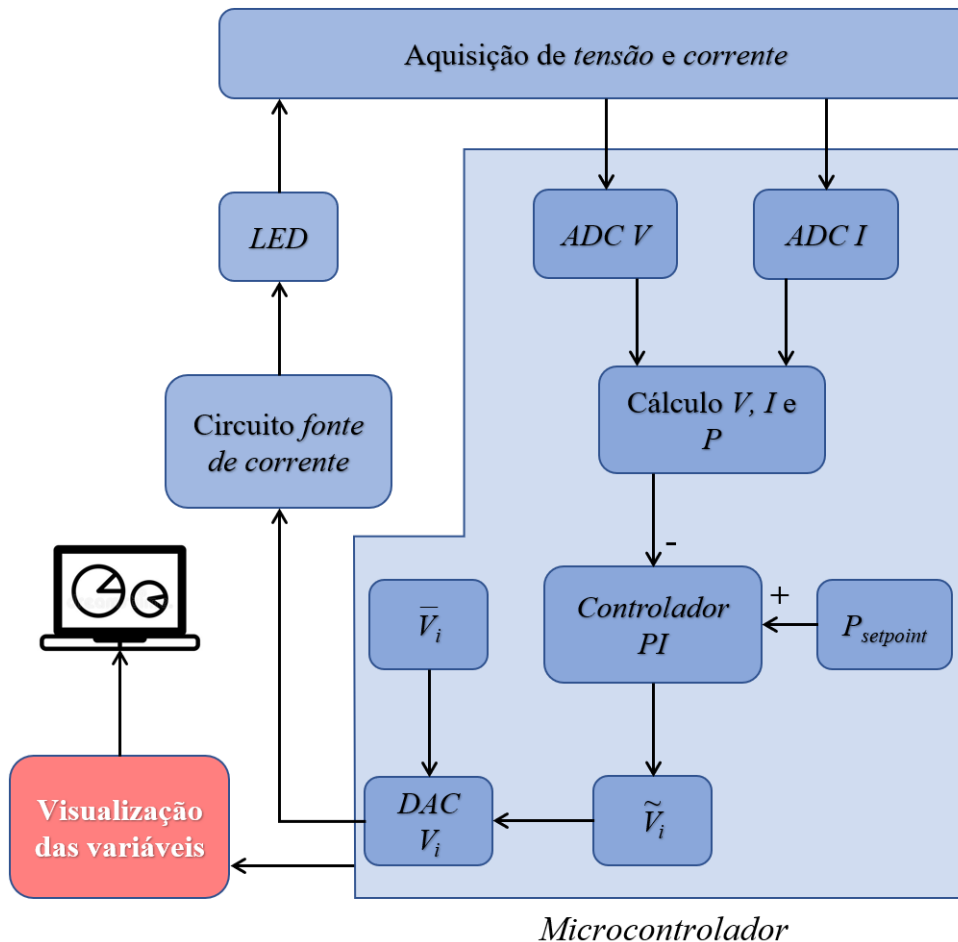
Um controlador com ação de integração poderá integrar o erro apesar do limite ter sido alcançado. Isso significa que o termo integral pode torna-se muito grande. Portanto, é necessário que o erro tenha sinal oposto por um longo período antes que o controlador volte a atuar adequadamente. A consequência é que qualquer controlador com ação integral pode gerar grandes transientes quando uma operação extrema ocorre.

Para evitar que o controlador deixe de atuar satisfatoriamente, ou provoque algum dano ou queima no circuito elétrico, introduziu-se limites superior e inferior na saída do controlador PI. Esse processo é conhecido como limitação de *setpoint*. Apesar de ser uma maneira conservadora e influenciar na performance do controlador, o fato do controle ser em pequenos sinais e em torno de um ponto de operação contribui para que os limites estipulados (principalmente superior, para evitar danos aos componentes do circuito) não tenham interferência duradoura no funcionamento do controlador.

### 3.6 Solução proposta

Com base no modelo descrito, o diagrama de blocos é apresentado na Figura 3.10. Evidencia-se o papel central do controle digital, através do microcontrolador e os periféricos utilizados, entre eles conversores analógico-digital e digital-analógico.

Figura 3.10 – Diagrama de blocos do sistema proposto.



Fonte: do autor.

Os LEDs utilizados têm emissão de radiação eletromagnética na faixa no infravermelho próximo. O circuito fonte de corrente controlado por tensão excita o dispositivo conforme  $V_i(t)$ , composta pela soma das tensões média e de pequenos sinais,  $\bar{V}_i$  e  $\tilde{V}_i(t)$ , respectivamente. Portanto, a partir do valor de  $V_i(t)$ , um valor de corrente proporcional flui pelo circuito FC, e conseqüentemente pelo LED. A tensão no semicondutor e uma tensão proporcional a corrente são obtidas por meio de amplificadores de instrumentação.

Conversores analógico-digitais - ADC - convertem as tensões resultantes dos amplificadores de instrumentação, digitalizando os sinais de tensão do LED e um sinal de tensão proporcional à corrente do LED. A partir daí a potência elétrica correspondente é calcu-

lada digitalmente, e utilizada pelo controlador PI, que comparando-a com uma potência alvo pré-estabelecida  $P_{setpoint}$ , faz o ajuste necessário em torno do ponto de operação estabelecido por  $\bar{V}_i$ , que é fixo.

Após a ação do controlador PI,  $\tilde{V}_i(t)$  é somada a  $\bar{V}_i$  e, por meio de conversor digital-analógico - DAC - aciona o circuito fonte de corrente. Os sinais de interesse são visualizados por meio do microcontrolador, que os envia à computador conectado via USB - do inglês, *Universal Serial Bus*.

Para o processamento digital faz-se necessário o uso de microcontrolador com ao menos dois ADCs e um DAC, para realizar as medições de tensão e corrente no LED e gerar o sinal de acionamento do circuito, respectivamente, com resolução de 12 *bits* cada.

## Conclusões do capítulo

O sistema proposto para controle da potência elétrica e luminosa utiliza controle em malha fechada a partir da tensão e corrente no LED. Em função da relação exponencial entre as grandezas, uma aproximação polinomial de segundo grau é realizada, além da linearização em torno de um ponto de operação para viabilizar o controle em potência.

A análise do modelo mostra a relação entre os parâmetros do controlador PI e a estabilidade, e a resposta transitória e de regime permite definir a performance do sistema. A avaliação da sensibilidade à variação da tensão e corrente médias mostra a influência sobre o modelo proposto, com impacto desprezível, se comparado com as benesses fornecidas pela linearização.

A seguir, no capítulo 4, serão apresentados os resultados dos experimentos visando a estabilidade em potência elétrica e luminosa.



## 4 Resultados

Este capítulo apresenta a avaliação do modelo e dos sistemas implementados quanto a estabilidade em potência elétrica e luminosa de um LED.

### 4.1 Circuitos e componentes

Nesta seção serão descritos o circuito e o *hardware* que compõem o protótipo. O circuito elétrico utiliza topologia de circuito fonte de corrente controlada por tensão, conforme pautado na subseção 2.1.6, para acionar o LED. Além do microcontrolador, integram o sistema amplificadores de instrumentação para leitura das grandezas elétricas e fontes de alimentação.

Para os experimentos, utilizou-se LED B5B-900-8 da *Roithner LaserTechnik®* como dispositivo principal para as montagens. Tem estrutura de GaAlAs - Arsenieto de Alumínio e Gálio - e emissão de radiação eletromagnética com pico em 900 nm, valor típico de comprimento de onda para aplicações em espectroscopia NIR. Para validar o modelo com componente distinto, também utilizou-se LED 970-06 da *Roithner LaserTechnik®* - GaAs, Arsenieto de Gálio - em experimento pontual.

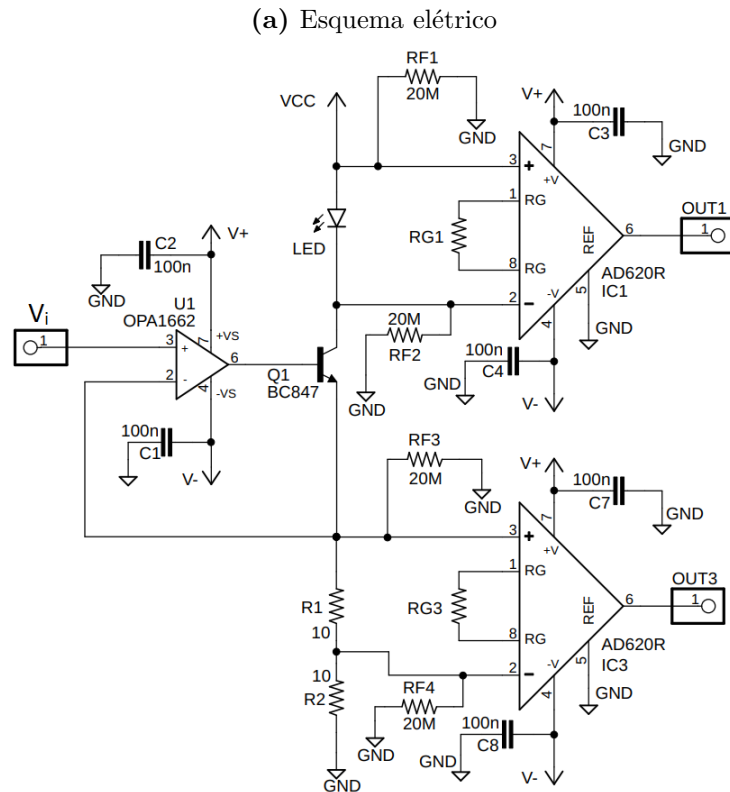
Todos os testes são realizados em temperatura ambiente de 25°C controlado por ar condicionado (caso distinto é citado explicitamente).

#### 4.1.1 Circuitos de acionamento

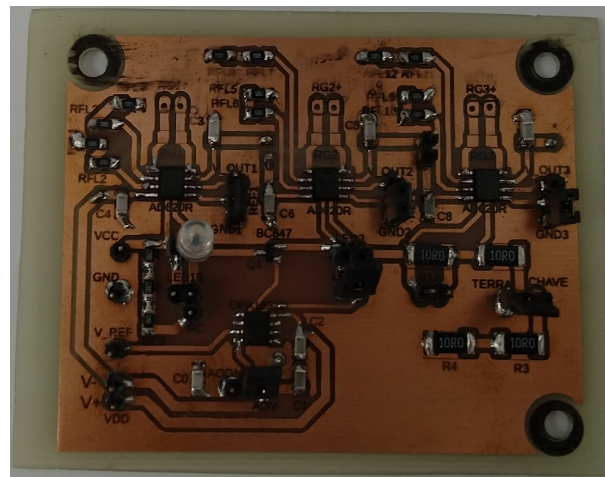
O circuito de acionamento utilizado têm topologia fonte de corrente controlada por tensão, utilizando um amplificador operacional em realimentação negativa e um transistor para prover a corrente desejada. O esquema elétrico completo é visto na Figura 4.1a, e a placa de circuito impresso na Figura 4.1b.

Devido à realimentação negativa de U1 OPA1662, a tensão  $V_i(t)$  é replicada no emissor de Q1 NPN BC847. Assim, a partir desta tensão é possível controlar a corrente no ramo, dado que os resistores R1 e R2 estão ligados diretamente ao terra, e portanto, diretamente pela Lei de *Ohm*,  $V_i(t)$  é proporcional à  $I_R(t)$ , a corrente nos resistores. Para sinais

**Figura 4.1** – Circuito fonte de corrente controlado por tensão  $V_i(t)$ .



(b) Placa de circuito impresso



Fonte: do autor.

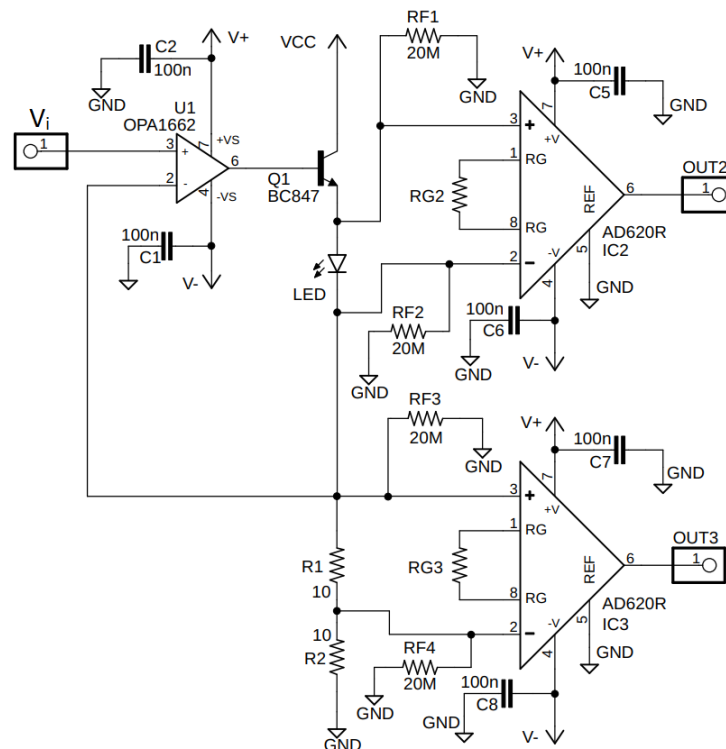
pulsados, o sinal de entrada  $V_i(t)$  é pulsado digitalmente pelo microcontrolador, com o controlador PI atuando apenas na amplitude do sinal em nível lógico alto.

O LED tem cátodo conectado ao coletor de Q1 e o ânodo à alimentação VCC do circuito, portanto polarizado diretamente, permitindo a passagem de corrente, que será aproximadamente igual à corrente  $I_R(t)$ , desprezando a corrente de base de Q1, que assume valores muito baixos, se comparada às correntes de coletor e emissor. Assim,  $I(t)$

$= I_{LED}(t) \approx I_R(t)$ , e a corrente que flui pelo dispositivo semiconductor é proporcional à  $V_i(t)$ .

Além da topologia mostrada na Figura 4.1a, também são apresentados experimentos com o LED entre o emissor de Q1 e a realimentação negativa do amplificador U1, como visto na Figura 4.2. Apesar da mudança na posição do dispositivo, o funcionamento elétrico e de modelo permanecem inalterados.

**Figura 4.2** – Circuito com modificação na posição do LED.



Fonte: do autor.

O valor da tensão de alimentação  $VCC$  é 5 V, e as tensões  $V+$  e  $V-$ , de alimentação dos amplificadores operacional (AO) e de instrumentação (AI), são 10 V e -10 V, respectivamente. É necessária uma maior tensão para alimentação de IC1, IC2 e IC3 para correta leitura dos valores de tensão no LED e no resistor R1, pois a faixa de funcionamento das entradas dos AIs utilizados é  $V- + 1,9$  V e  $V+ - 1,2$  V.

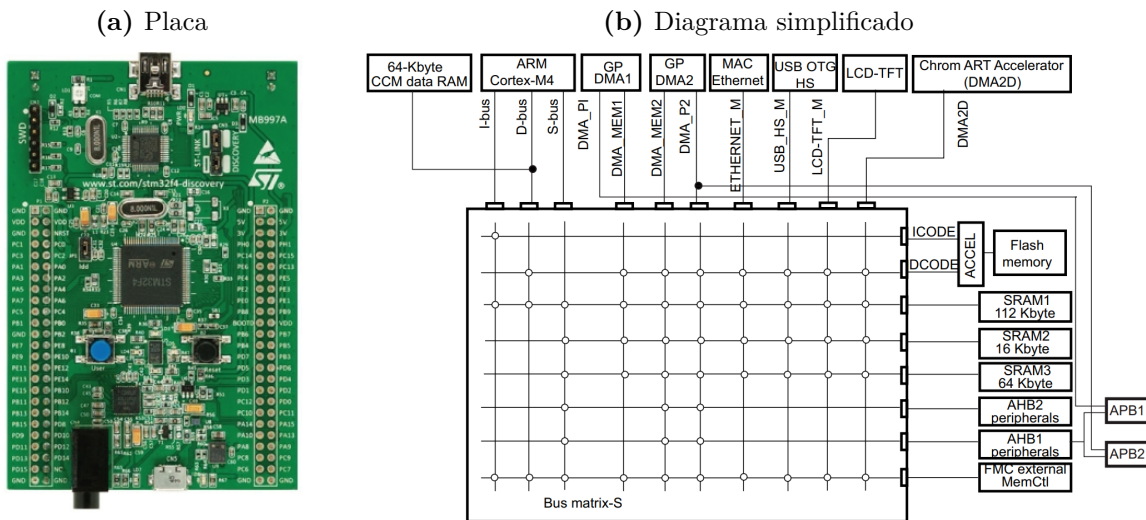
IC1 e IC2 fazem a aquisição do sinal de tensão do LED,  $V(t)$ . Com a utilização de um AI, as tensões nas entradas não-inversora e inversora são subtraídas, resultando na saída a tensão diferencial correspondente a  $V(t)$ . A saída OUT1 (ou OUT2) é então conectada a um ADC no microcontrolador, para processamento digital. Processo similar é realizado em IC3, em que o resultado em OUT3 é a tensão diferencial correspondente à tensão no resistor R1,  $V_R(t)$ . RG1, RG2 e RG3 são resistores para proporcionar ganho aos sinais de

saída, mas não foram adicionados ao circuito, deixando as portas RG dos amplificadores em aberto, para ganho unitário.

### 4.1.2 Unidade de processamento

O processamento digital é realizado pelo microcontrolador STM32F407 *Discovery* da *STMicroelectronics*®. É composta por interconexões à periféricos e processador *ARM Cortex-M4F* 32 bits de 168 MHz. Esta placa tem alguns periféricos integrados, fornecendo suporte a uma gama de aplicações em *hardware* e *software*, entre eles GPIO, *Timers*, UART, SPI, ADC e DAC. A Figura 4.3 ilustra o *kit* e o diagrama simplificado de conexões.

**Figura 4.3** – *Kit* de desenvolvimento e diagrama de blocos simplificado de STM32F407 *Discovery*.



Fonte: Manual de referência (STMICROELETRONICS, 2019).

Para a programação da placa de desenvolvimento utilizaram-se os ambientes *STM32 CubeMX* para configuração dos periféricos e seleção de entradas/saídas do sistema, e *Keil μVision5* para programação em linguagem ‘C’.

Para a aplicação desejada, são utilizados dois ADCs, para entrada dos sinais de tensão OUT1 (ou OUT2) e OUT3, e um DAC para gerar a tensão  $V_i(t)$ . O ADC presente na plataforma tem 16 canais multiplexados sequencialmente, com resolução máxima de 12 bits. Sua entrada é capaz de adquirir sinais entre 0 e 3,3 V, tendo como equação de conversão,

$$V_{res} = \frac{D(V_{sup} - V_{inf})}{2^n - 1} + V_{inf} = \frac{D(3,3 - 0)}{2^{12} - 1} + 0 = \frac{3,3D}{4095}, \quad (4.1)$$



onde  $V_{res}$  é a tensão de entrada no ADC,  $V_{sup}$  e  $V_{inf}$  são as tensões superior e inferior suportadas pelo ADC, respectivamente, e  $n$  é o número de *bits* de resolução. Ainda há uma série de registradores para controle e manipulação de cada uma das entradas.

Os ADCs utilizados têm resolução de 12 *bits*, devido a necessidade de visualizar a queda de tensão  $V(t)$  no LED, com ordem de grandeza de *milivolts*. As grandezas foram adquiridas com frequência de amostragem de 2 kHz, conforme interrupção de *Timer*. Para sinais pulsados, considerando frequência de acionamento do circuito de 25 Hz, são amostrados 80 pontos por período.

O DAC do *kit* também tem resolução máxima de 12 bits e mesmos valores de tensões superior e inferior, que leva tensão  $V_i(t)$  ter condições similares às reproduzidas para as tensões condicionadas pelos ADCs,

$$D = \frac{4095V_{res}}{3,3}. \quad (4.2)$$

Para acessar os dados condicionados pelo microcontrolador, utilizou-se o *software STM Studio* da *STMicroelectronics®*, que permite monitorar e armazenar variáveis pelo DSC - do inglês, *Digital Signal Controllers*. Os gráficos são gerados em ambiente *MatLab®* da *MathWorks®*. Os principais códigos desenvolvidos para o microcontrolador são mostrados no Apêndice B.

## 4.2 Avaliação e definição dos parâmetros

Nesta seção será realizada a estimação do polinômio de segunda ordem que aproxima a relação entre tensão e corrente no LED, e também a análise dos parâmetros do controlador PI,  $K_p$  e  $K_i$ , influência e os valores ótimos para atingir a performance desejada.

Conforme a modelagem descrita no capítulo 3, o comportamento do sistema depende de alguns parâmetros, principalmente a tensão e corrente médias  $\bar{V}$  e  $\bar{I}$  do LED, e os ganhos  $K_p$  e  $K_i$  do controlador PI. Em consequência, o desempenho e a resposta em frequência da função de transferência  $G(s)$  também é influenciada por tais parâmetros.

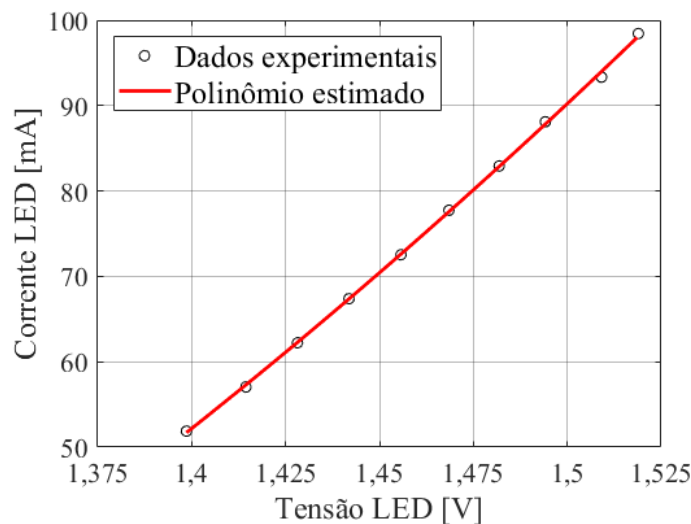
Primeiramente, para estimar a curva de 2<sup>o</sup> grau que relaciona corrente e tensão, limitou-se a faixa de acionamento do LED em corrente entre 50 mA e 100 mA (limite superior de corrente DC sugerido pelo fabricante do dispositivo de referência). Fez-se a aquisição de tensão no dispositivo variando a corrente dentro da faixa especificada com incremento de 5 mA. Para cada valor de corrente especificado dentro da faixa, o LED

é ligado durante 20 minutos, sendo desconsiderados os 10 minutos iniciais (período para estabilização do dispositivo), e a relação entre tensão e corrente é calculada com base na média dos 10 minutos finais. Como o resistor que define a corrente é de  $20 \Omega$ , a variação na tensão de acionamento é entre 1 V e 2 V. Com estes pontos, o polinômio quadrático estimado é,

$$I(V) = 0,3091V^2 - 0,5160V + 0,1688, \quad (4.3)$$

e as curvas com os dados experimentais e que representa o polinômio são vistas na Figura 4.4. A Tabela 4.1 contém os parâmetros de ajuste do polinômio estimado, apresentando valores estatísticos satisfatórios.

**Figura 4.4** – Relação entre tensão e corrente levantada experimentalmente e estimada por polinômio de 2º grau.



Fonte: do autor.

**Tabela 4.1** – Índices de qualidade de ajuste da curva estimada.

Parâmetros	Valor
$SSE$	$7,547 \times 10^{-7}$
$R^2$	0,9997
$R^2$ Ajustado	0,9996
$RMSE$	$3,283 \times 10^{-4}$

Fonte: do autor.

Com os parâmetros da função quadrática, e definindo as condições de funcionamento do circuito, é possível estimar a planta  $G_p(s)$ . Considerando inicialmente acionamento com sinal contínuo,  $d = 1$  (para sinais pulsados,  $d = 0,5$ ),  $R = 20 \Omega$ , e um ponto de

operação em torno de  $\bar{I} = 75$  mA, e portanto pela curva estimada  $\bar{V} \approx 1,4619$  V, a planta é,

$$\begin{aligned} G_p(s) &= (d/R) \left( \frac{\bar{I}}{2a_0\bar{V} - a_1} + \bar{V} \right) = (1/20) \left( \frac{0,075}{(2)(0,3091)(1,4619) + 0,5160} + 1,4619 \right) \\ &= 0,0757 = g_p, \end{aligned} \quad (4.4)$$

e o sistema depende dos ganhos do controlador PI (considerando que a realimentação é unitária, ou seja,  $H(s) = 1$ , não há fator de escala nos sensores para o cálculo da potência elétrica).

O diagrama de *Bode* considerando variação da tensão e corrente médias é visto na Figura 4.5. O diagrama completo mostra que o comportamento da resposta em frequência permanece similar mesmo com a variação de  $\bar{V}$  e  $\bar{I}$ . A seção ampliada (Figura 4.5b torna perceptível variações de pequena ordem na magnitude do sinal em altas frequências, mas sem impacto significativo na resposta do sistema (menor que 2 dB)).

Dois parâmetros relevantes para análise da resposta em frequência são margem de ganho (MG) e margem de fase (MF), pois são indicadores da estabilidade do circuito. Ainda pela Figura 4.5a, a MG é infinita, visto que os sinais da fase nunca atingem  $-180^\circ$ , e a MF é  $-180^\circ$ , visto que a magnitude dos sinais nunca cruzam o eixo em 0 dB. Ambos parâmetros atestam a estabilidade do sistema nas condições simuladas.

Para definir os valores de  $K_p$  e  $K_i$ , é necessário estabelecer os índices de desempenho descritos na seção 3.4.2, tempo de subida e de estabelecimento. Considerando,

$$\begin{cases} t_s < 2s, \text{ e,} \\ t_e < 5s, \end{cases} \quad (4.5)$$

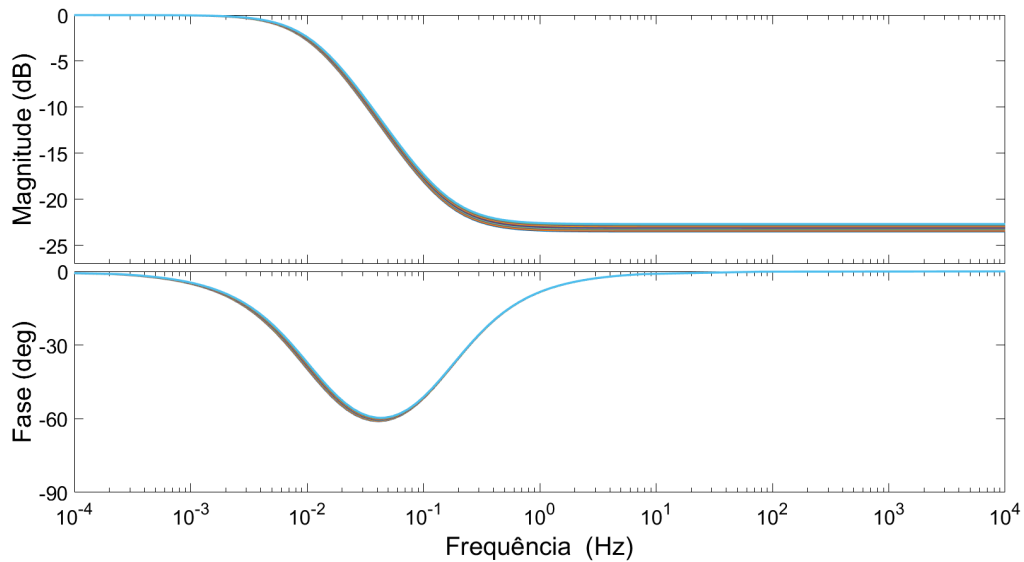
algumas combinações de  $K_p$  e  $K_i$  atendem a especificação. Outras considerações também podem influenciar na escolha dos ganhos.

A posição do pólo do sistema é uma questão relevante sob o ponto de vista de controle. Considerando o lugar das raízes, o eixo real e imaginário para alocação de pólos e zeros, um sistema é estável se todos os pólos estão no semiplano esquerdo. Assim, com relação a estabilidade relativa, quanto mais à esquerda um pólo é alocado, em relação ao eixo imaginário, mais estável é o sistema, comparativamente. Para  $G(s)$ , pela Equação (3.19), o pólo do sistema depende de ambos ganhos,

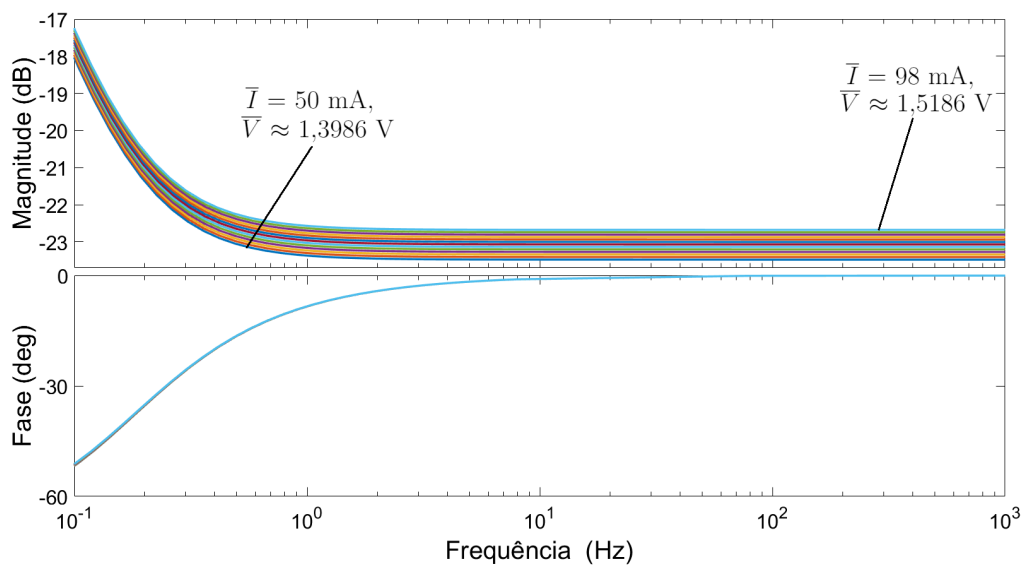
$$Den(s) = s + [K_i g_p / (K_p g_p + 1)]. \quad (4.6)$$

**Figura 4.5** – Diagrama de Bode de  $G(s)$  com variação de  $\bar{V}$  e  $\bar{I}$  (cada cor no gráfico indica um ponto de operação, onde a curva com maior magnitude tem máxima corrente, e com menor magnitude tem mínima corrente, conforme apontado na Figura 4.5b).

(a) Diagrama completo



(b) Ampliado

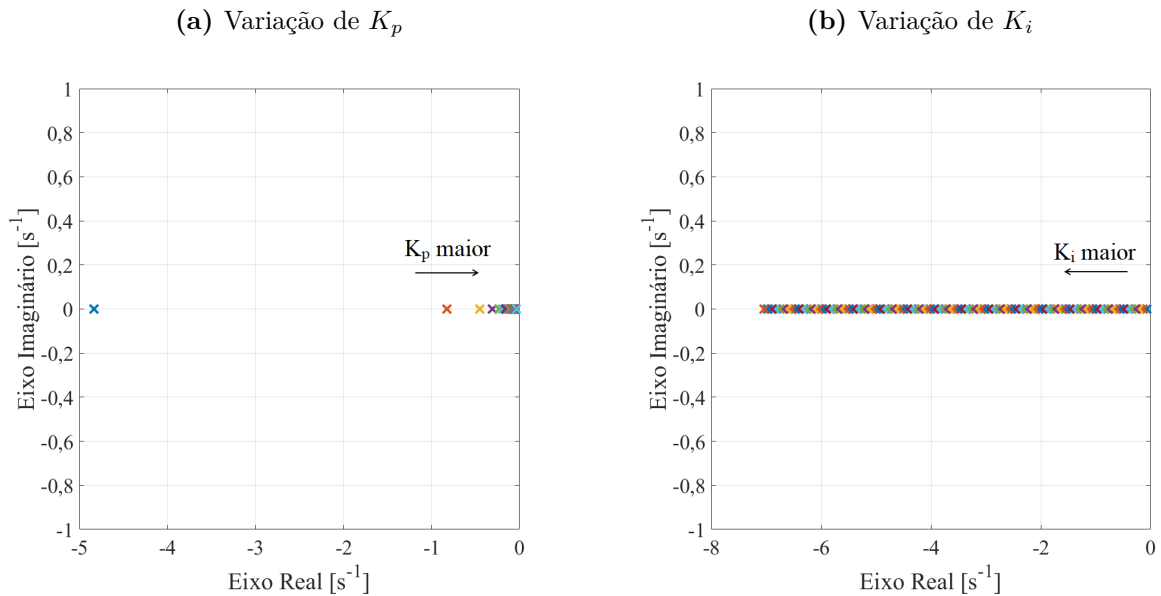


Fonte: do autor.

Avaliando o denominador de  $G(s)$ ,  $Den(s)$ , o pólo do sistema fica mais distante da origem dos eixos quanto maior  $K_i$  e menor  $K_p$ . A Figura 4.6 mostra a alocação do pólo, variando  $K_p$  entre -13 e 13 (Figura 4.6a), e  $K_i$  entre 1 e 100 (Figura 4.6b). Logo, quanto menor  $K_p$  e maior  $K_i$ , melhor para o comportamento do sistema, sob a óptica de

estabilidade relativa.

**Figura 4.6** – Lugar do pólo do sistema  $G(s)$  no semiplano esquerdo de  $s$  (quanto menor  $K_p$  e maior  $K_i$ , mais distante o pólo do sistema está da origem do eixo imaginário).



Fonte: do autor.

Por fim, com relação ao controlador PI, ganhos  $K_p$  e  $K_i$  muito pequenos, em módulo, podem não ativar a ação de controle adequadamente. Enquanto ganhos muito elevados podem tornar o sistema instável, ocorrendo oscilações na variável controlada. Com as considerações acima, obteve-se,

$$\begin{cases} K_p = -1, \text{ e,} \\ K_i = 14. \end{cases} \quad (4.7)$$

### 4.3 Tempo de estabilização

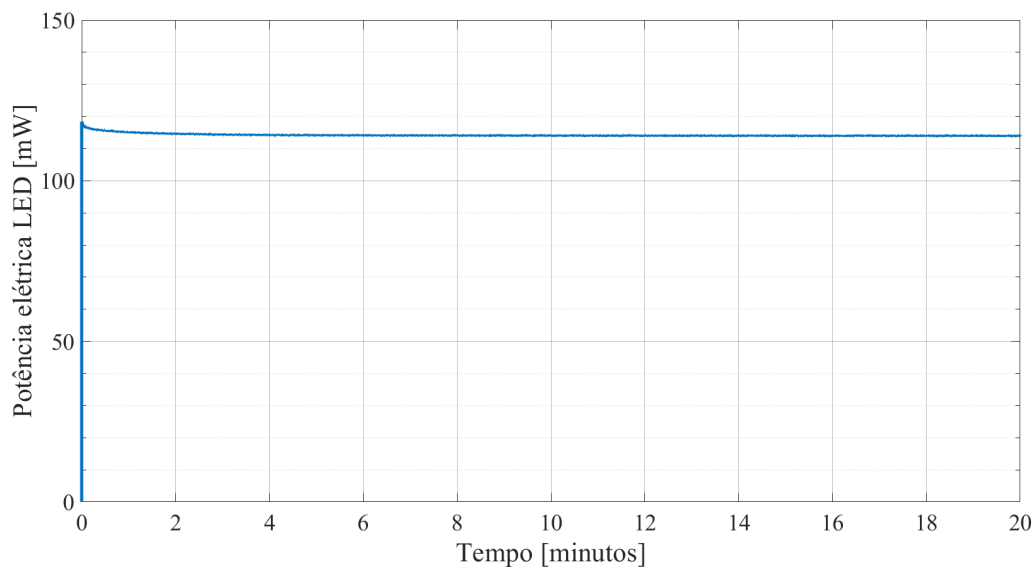
O tempo inicial que o LED leva para atingir uma potência elétrica estável é um parâmetro relevante, para que a ação seja potencialmente refletida na potência luminosa. Nesta seção, será determinado o tempo de estabilização da potência elétrica do LED para diferentes configurações de circuito e acionamento, para sinais contínuos e pulsados, e com variações bruscas de potência alvo, comparando a ação do controlador e da modelagem proposta com circuitos sem controle em malha fechada.

### 4.3.1 Sinal contínuo

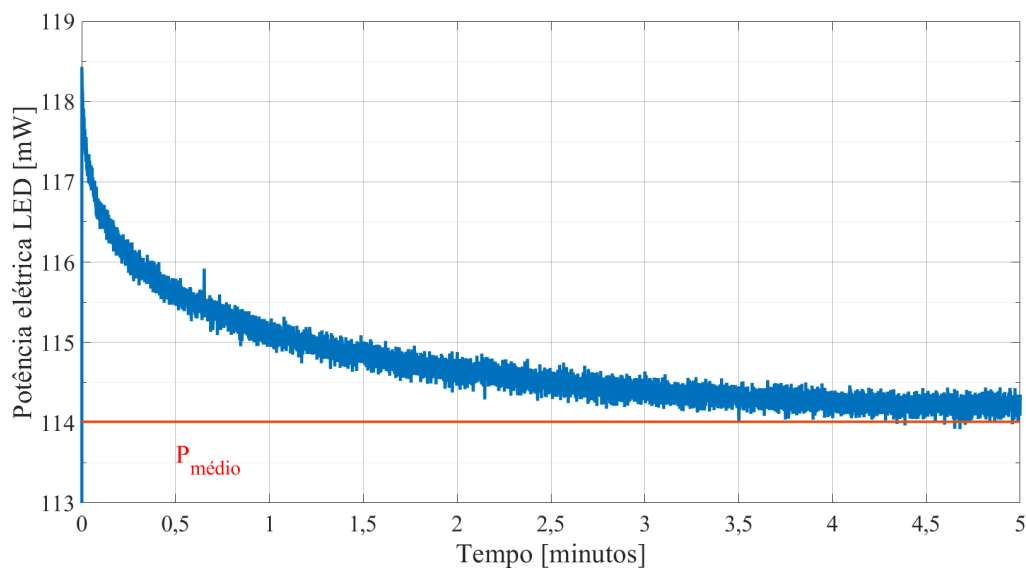
Considerando o esquema elétrico mostrado na Figura 4.1a, com acionamento em sinal contínuo,  $V_i(t) = 1,5 \text{ V}$ , sem ação do controlador PI, a potência elétrica entregue ao LED é vista na Figura 4.7.

**Figura 4.7** – Potência elétrica do dispositivo para  $V_i(t) = 1,5 \text{ V}$ , acionamento em sinal contínuo e sem ação do controlador PI.

(a) 0 à 20 minutos



(b) Ampliada - 0 à 5 minutos



Fonte: do autor.

Algumas considerações são necessárias: em geral, o critério de estabilidade utilizado em sistemas de controle é que o sinal atinja 98 % (ou seja,  $\pm 2 \%$ ) de seu valor em regime

e permaneça dentro desta faixa. No entanto, em razão da variação dos sinais de interesse terem pequena ordem de grandeza, esse critério torna-se de pequena valia. Assim, adotou-se que o tempo de estabilização é o primeiro instante em que o sinal atinge o valor médio (ou de *setpoint*, para o caso em que o controlador atue). Outra consideração relevante é que para o cálculo da potência média -  $P_{médio}$  na Figura 4.7b - o LED é ligado durante 20 minutos, sendo desconsiderados os 10 minutos iniciais, e o valor é calculado com base na média dos 10 minutos finais, em que o dispositivo tem variação desprezível na grandeza elétrica.

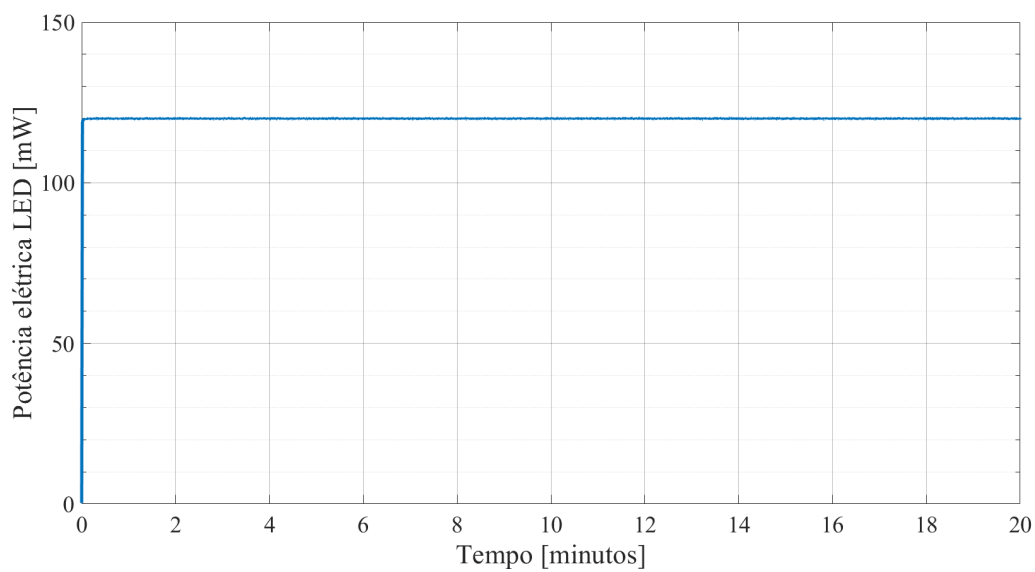
É possível ver que o valor da potência cai nos minutos iniciais até atingir um patamar estável. Pelo critério optado acima, o tempo de estabilização,  $t_{est}$ , é de 3 min 30 s para atingir  $P_{médio} = 114,0$  mW.

Para a mesma topologia de circuito e com ação do controlador PI, a potência elétrica é mostrada na Figura 4.8, com  $\bar{V}_i = 1,5$  V e  $P_{setpoint} = 120$  mW. O tempo de estabilização da potência elétrica é diminuído, se comparado com o acionamento sem controlador PI, sendo  $t_{est} = 4,4$  s.

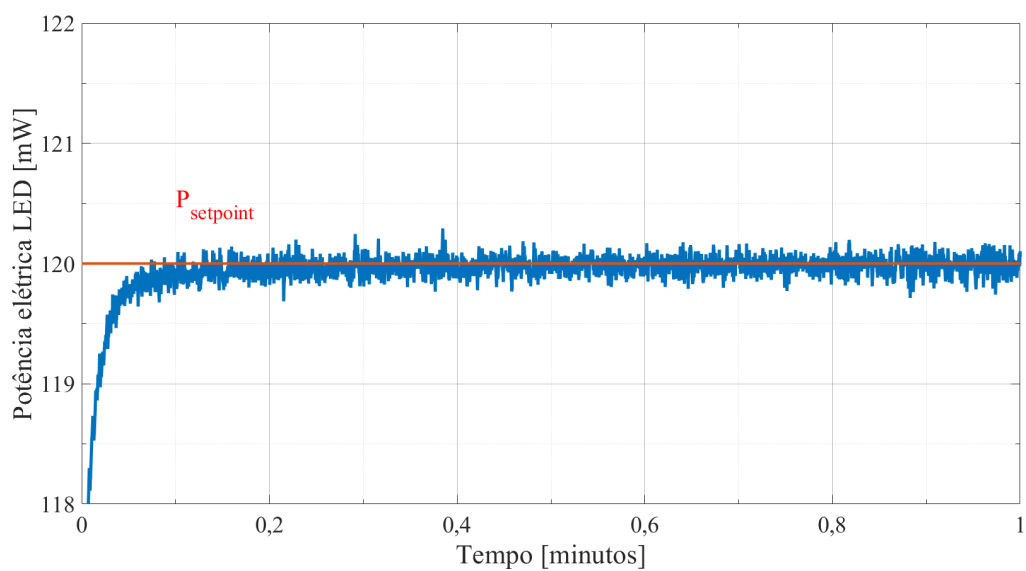
Para outros valores de  $P_{setpoint}$ , e de  $\bar{V}_i$ , o sistema comportou-se de maneira semelhante, com tempos de estabilização menores, se comparados com acionamento sem controlador PI. As Figuras 4.9 e 4.10 mostram os valores de potência ao longo do tempo para  $P_{setpoint} = 100$  mW ( $\bar{V}_i = 1,25$  V) e  $P_{setpoint} = 145$  mW ( $\bar{V}_i = 1,75$  V), respectivamente, com  $t_{est} = 3,7$  s e  $t_{est} = 3,6$  s.

**Figura 4.8** – Potência elétrica do dispositivo com ação do controlador PI, acionamento em sinal contínuo e  $P_{setpoint} = 120$  mW.

(a) 0 à 20 minutos



(b) Ampliada - 0 à 1 minuto

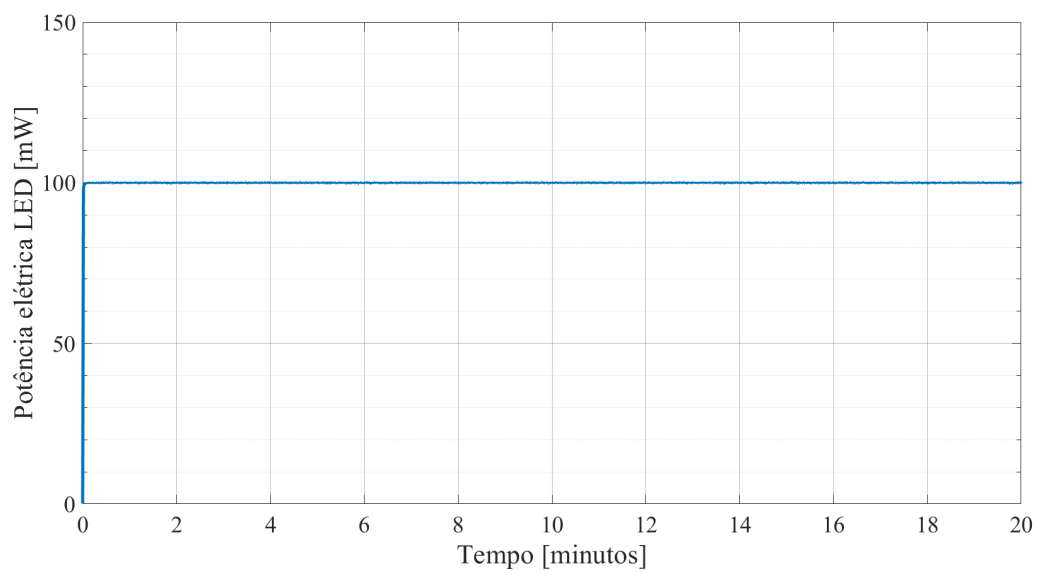


Fonte: do autor.

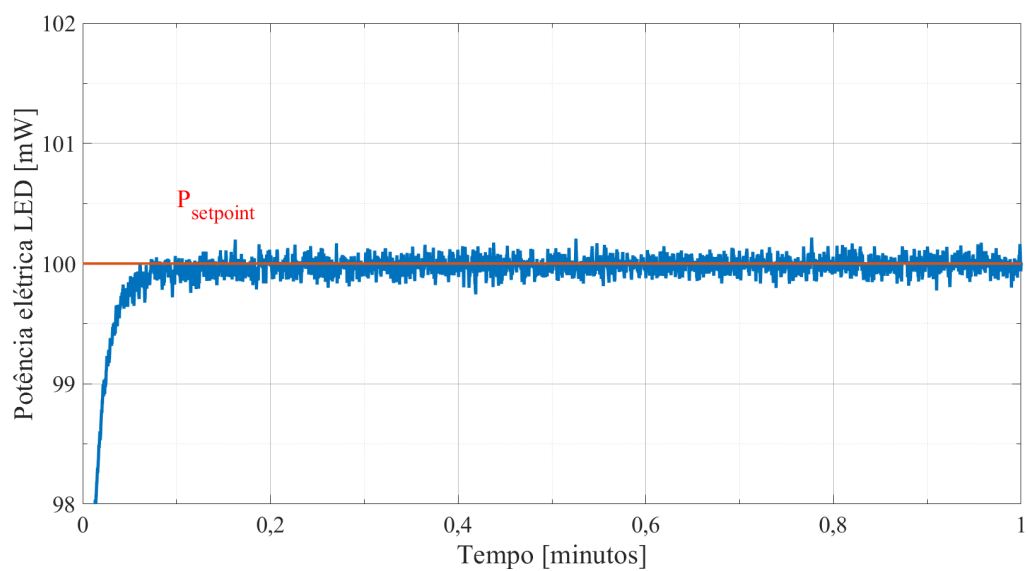


**Figura 4.9** – Potência elétrica do dispositivo com ação do controlador PI, acionamento em sinal contínuo e  $P_{setpoint} = 100$  mW.

(a) 0 à 20 minutos



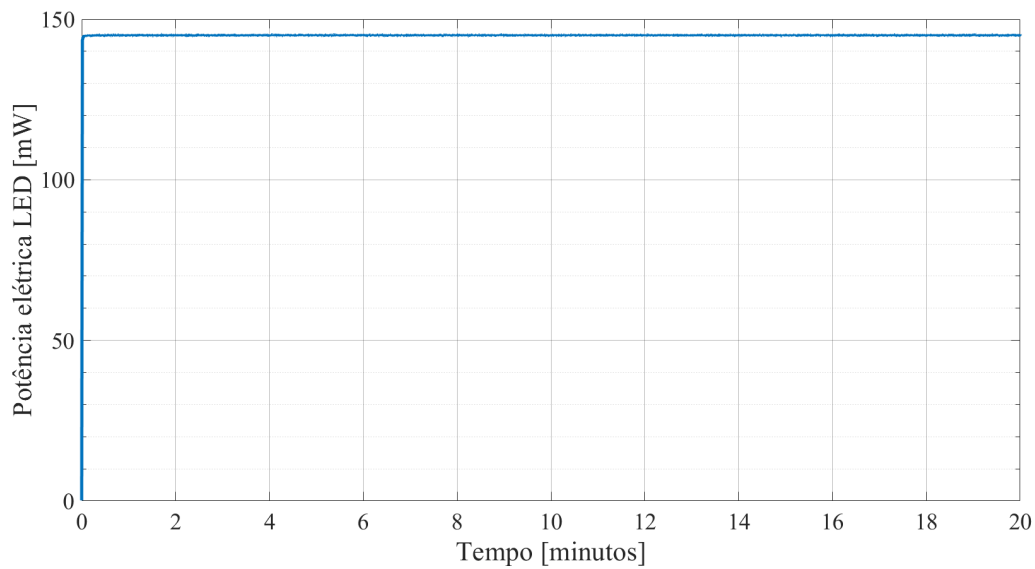
(b) Ampliada - 0 à 1 minuto



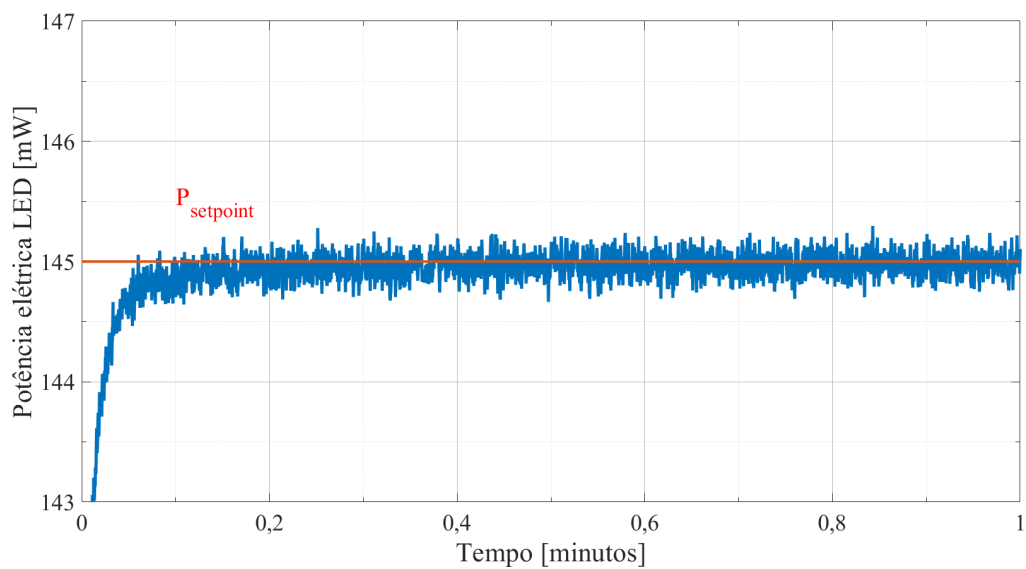
Fonte: do autor.

**Figura 4.10** – Potência elétrica do dispositivo com ação do controlador PI, acionamento em sinal contínuo e  $P_{setpoint} = 145$  mW.

(a) 0 à 20 minutos



(b) Ampliada - 0 à 1 minuto



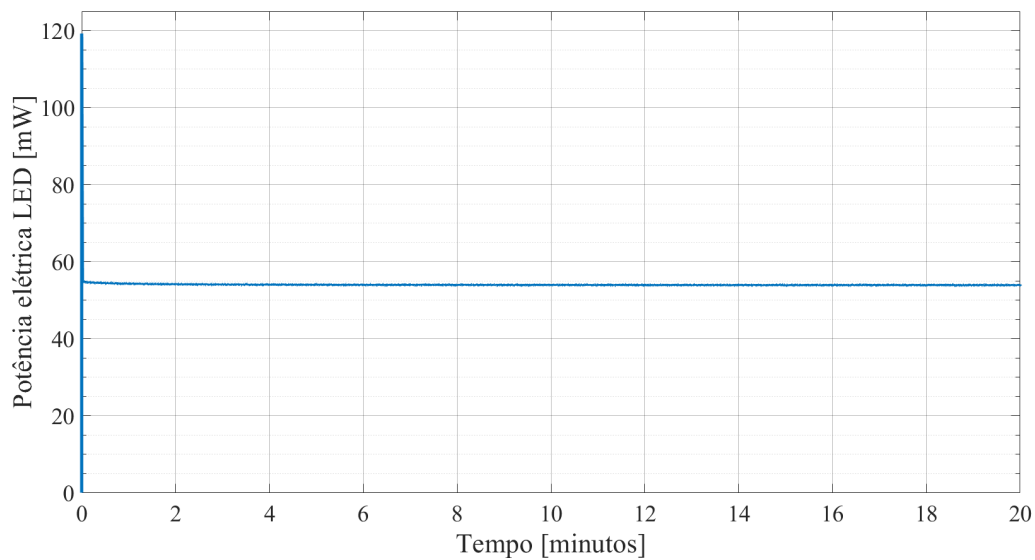
Fonte: do autor.

### 4.3.2 Sinal pulsado

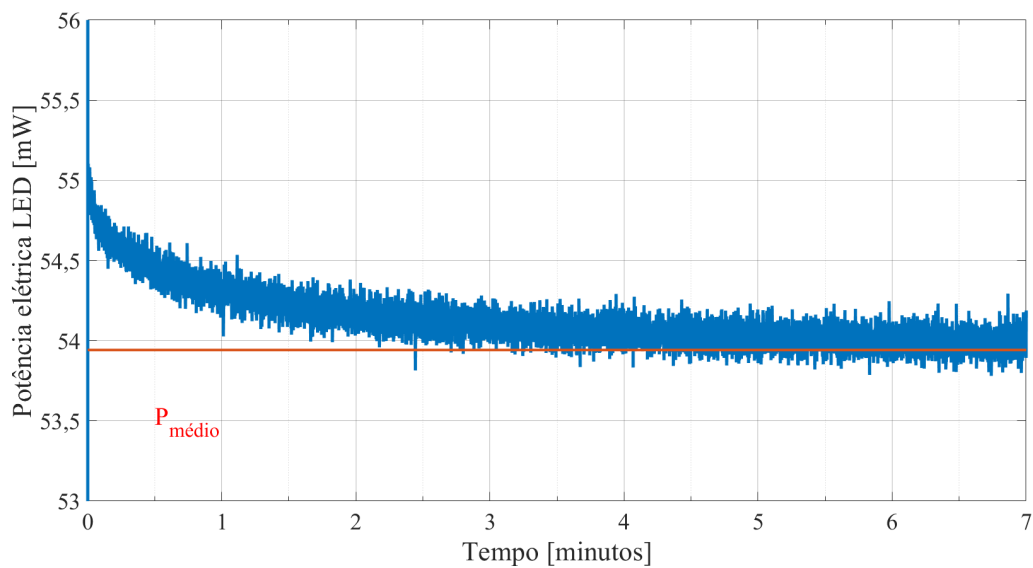
Além do uso com acionamento contínuo, também utilizou-se acionamento pulsado do LED, uma aplicação comum do dispositivo. Para  $V_i(t) = 1,5 \text{ V}$ , sem ação do controlador PI, com sinal de acionamento de 25 Hz, a potência elétrica no LED é vista na Figura 4.11.

**Figura 4.11** – Potência elétrica do dispositivo para sinal pulsado,  $V_i(t) = 1,5 \text{ V}$ , sem ação do controlador PI.

(a) 0 à 20 minutos



(b) Ampliada - 0 à 7 minutos



Fonte: do autor.

Um pico no valor de potência é visto nos primeiros segundos de acionamento, de

valor excessivo, se comparado com o valor médio no restante do período. Esse surto é consequência da aquisição dos valores de tensão e corrente do LED por parte do microcontrolador, que no início do primeiro ciclo, toma como base apenas os valores positivos dos sinais para o cálculo do valor médio de potência. Porém, esse efeito é normalizado após o primeiro ciclo completo do sinal ( $40 \text{ ms} = 1 / 25 \text{ Hz}$ ), e o valor médio é calculado com base no sinal completo a cada ciclo a partir de arranjo em vetor circular. A frequência de 25 Hz é utilizada em virtude de trabalhos anteriores com aplicação em espectroscopia NIR utilizarem este valor como base para análise de substâncias.

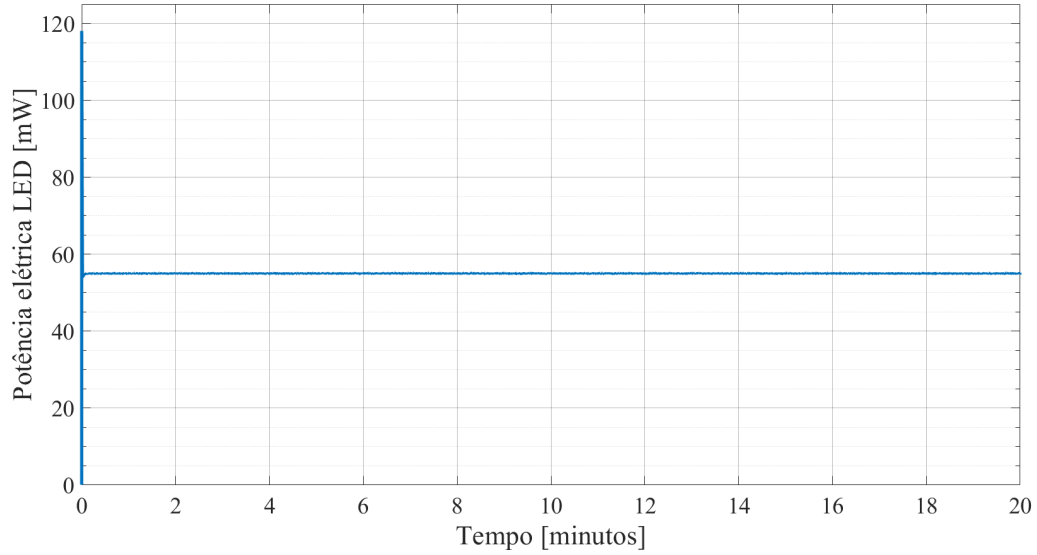
Como no caso de acionamento contínuo, é visto que o valor da potência cai nos minutos iniciais até atingir um patamar estável também para o acionamento pulsado. O tempo de estabilização,  $t_{est}$ , é de 2 min 27 s, para atingir  $P_{médio} = 53,9 \text{ mW}$ .

Com ação do controlador PI, a potência elétrica é mostrada na Figura 4.12, com  $\bar{V}_i = 1,5 \text{ V}$  e  $P_{setpoint} = 55 \text{ mW}$ . O tempo de estabilização da potência elétrica é novamente diminuído, se comparado com o acionamento sem controlador PI, sendo  $t_{est} = 6,4 \text{ s}$ .

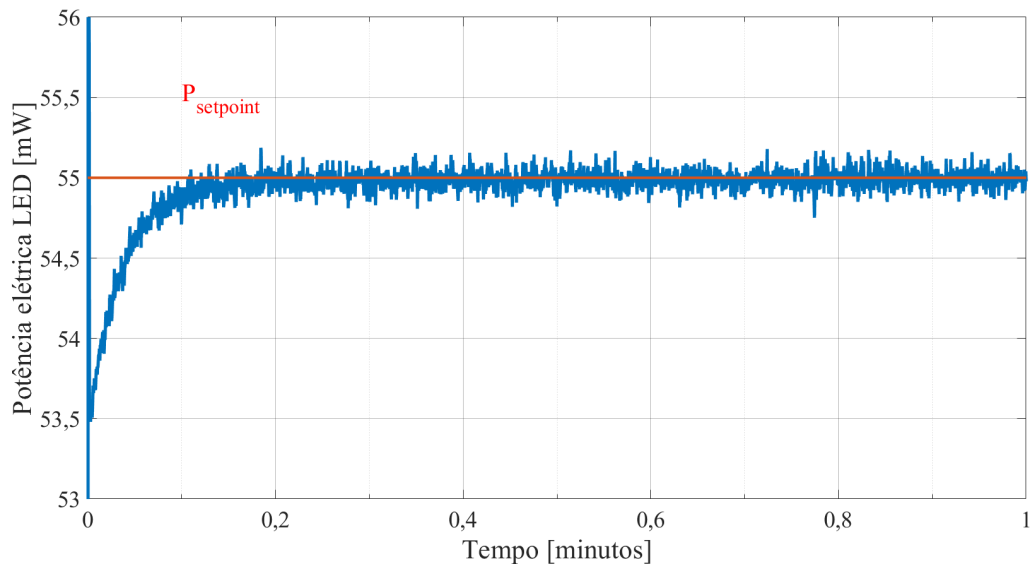
Para sinais pulsados, o tempo de estabilização da potência elétrica é maior, em comparação como acionamento em sinal contínuo. Possivelmente esse efeito é relativo à ação do controlador ser efetiva apenas por meio período do sinal de acionamento, pois, conforme Figura 4.13a, a corrente no LED é aproximadamente zero em metade do período (20 ms em nível alto, 20 ms em nível baixo). A Figura 4.13b também mostra a tensão no LED para sinais pulsados, e é possível ver que, apesar da corrente tender a zero em determinado período, a tensão no LED permanece com valor significativo. Este fenômeno é consequência da topologia de circuito elétrico utilizada, um amplificador operacional com realimentação negativa. Mesmo com tensão aproximadamente zero sobre os resistores da fonte de corrente (R1 e R2, Figura 4.1a), a tensão residual provocada pela realimentação negativa, e a consequente corrente, é suficiente para provocar tensão no LED. No entanto, em virtude do controle atuar na potência elétrica, não há implicância direta pois a corrente tende a zero.

**Figura 4.12** – Potência elétrica do dispositivo com acionamento pulsado, ação do controlador PI e  $P_{setpoint} = 55$  mW.

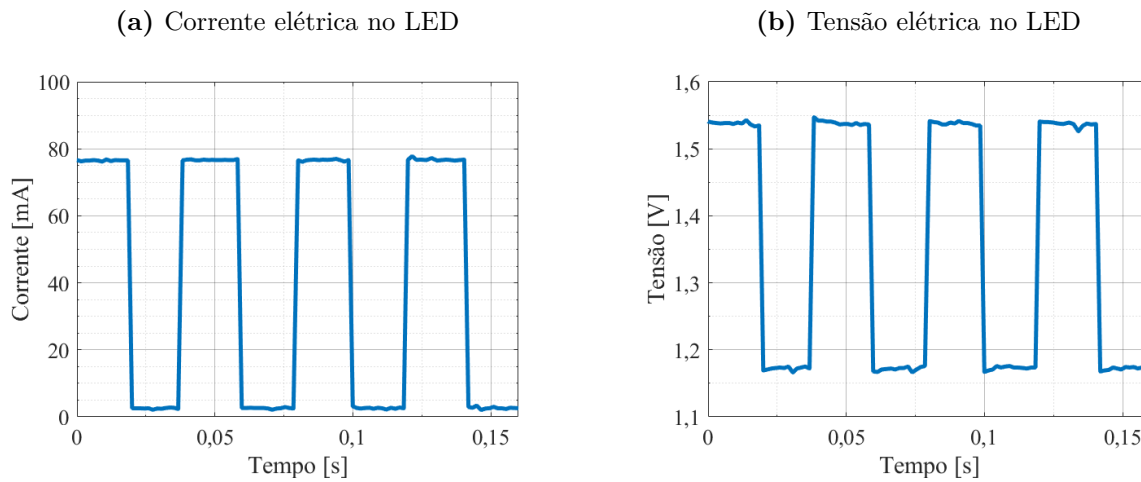
(a) 0 à 20 minutos



(b) Ampliada - 0 à 1 minuto



Fonte: do autor.

**Figura 4.13** – Formas de onda da corrente e tensão no LED para acionamento pulsado.

Fonte: do autor.

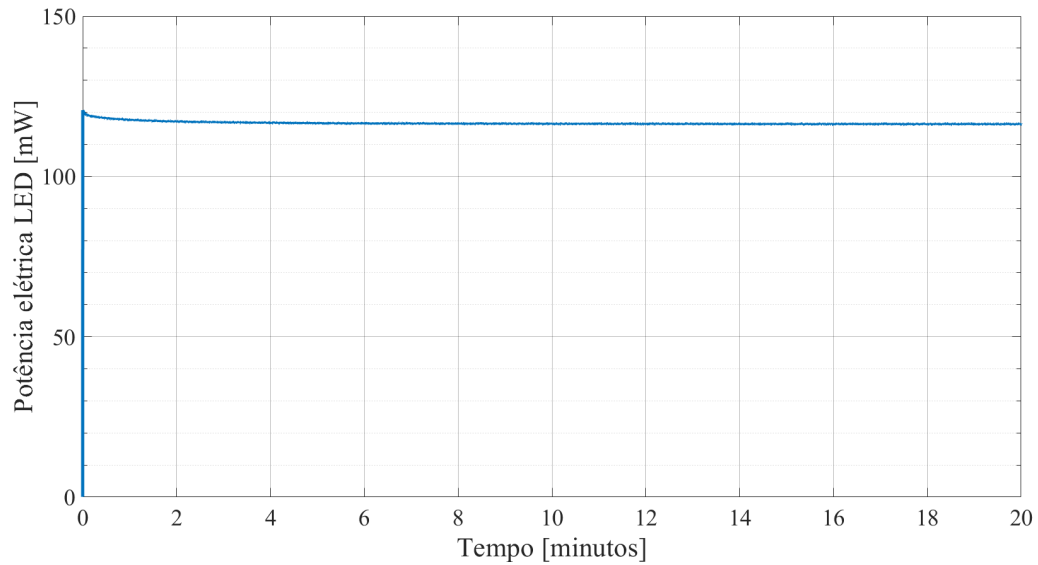
### 4.3.3 Topologia alternativa

Empregou-se também uma topologia alternativa, conforme Figura 4.2, com o LED entre o emissor de Q1 e a realimentação negativa do amplificador U1. Desta forma, com acionamento em sinal contínuo,  $V_i(t) = 1,5$  V, sem ação do controlador PI, a potência elétrica no LED é vista na Figura 4.14.

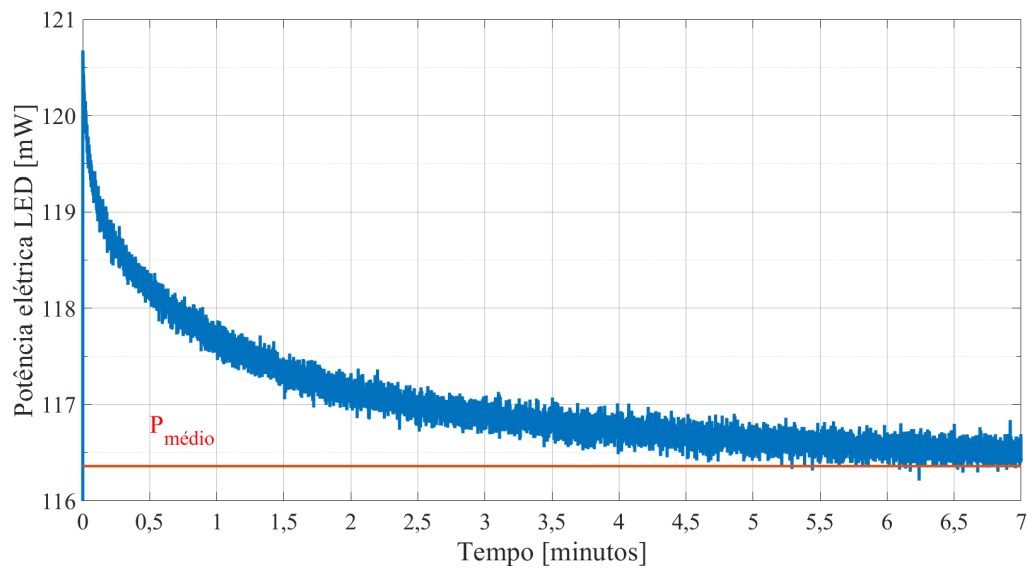
Similar à topologia anterior, o valor da potência cai nos minutos iniciais até atingir um patamar estável, e  $t_{est} = 5$  min 17 s, para atingir  $P_{médio} = 116,4$  mW. Com a ação do controlador PI, a potência elétrica é mostrada na Figura 4.15, com  $\bar{V}_i = 1,5$  V e  $P_{setpoint} = 120$  mW. O tempo de estabilização da potência elétrica é diminuído outra vez, se comparado com o acionamento sem controlador PI, para  $t_{est} = 3,6$  s.

**Figura 4.14** – Potência elétrica do dispositivo para topologia alternativa,  $V_i(t) = 1,5$  V, acionamento em sinal contínuo e sem ação do controlador PI.

(a) 0 à 20 minutos



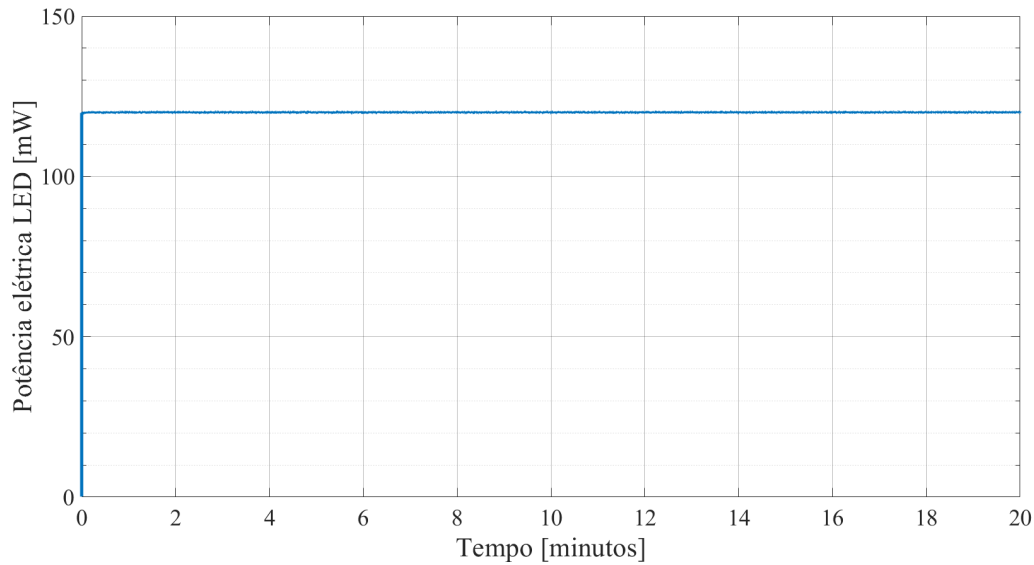
(b) Ampliada - 0 à 7 minutos



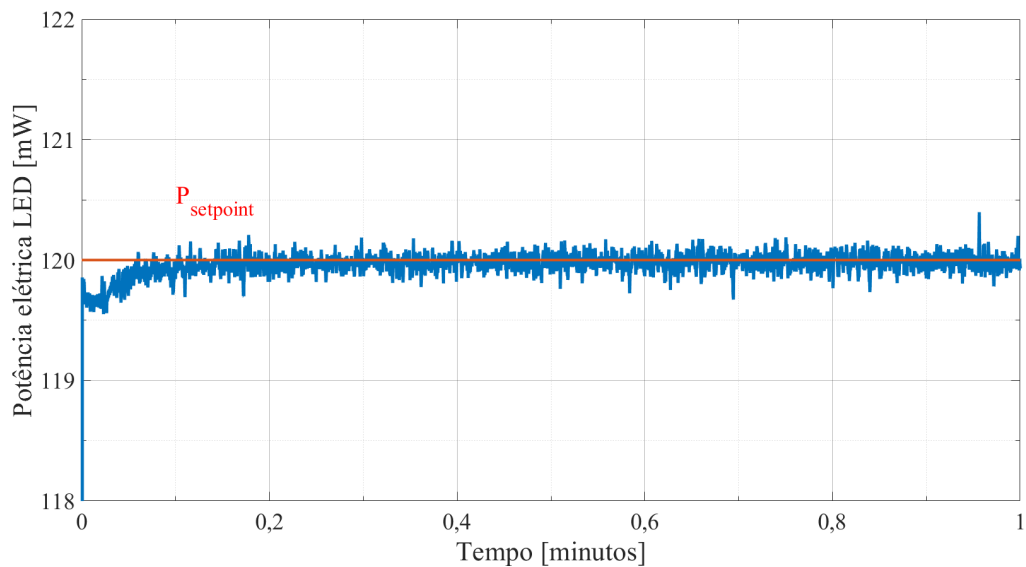
Fonte: do autor.

**Figura 4.15** – Potência elétrica do dispositivo para topologia alternativa, com ação do controlador PI, acionamento em sinal contínuo e  $P_{setpoint} = 120$  mW.

(a) 0 à 20 minutos



(b) Ampliada - 0 à 1 minuto



Fonte: do autor.

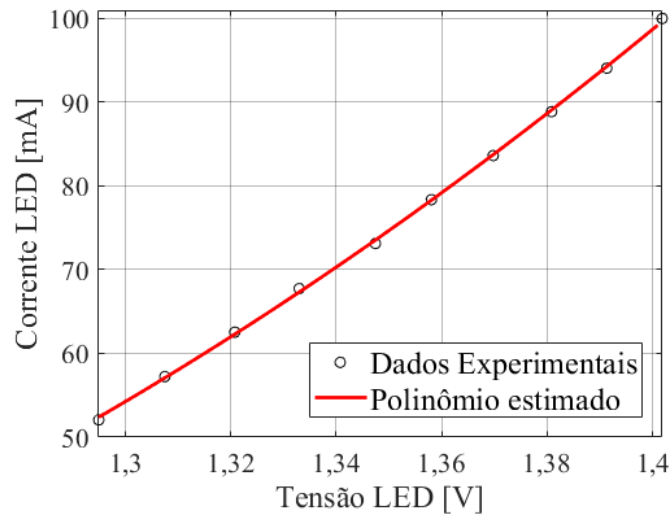
#### 4.3.4 LED 970-06

Além do LED de referência, fez-se experimentos com dispositivo distinto, também na faixa do infravermelho. Utilizou-se o LED 970-06 da *Roithner LaserTechnik®*, com pico de emissão de radiação eletromagnética em 970 nm. Conforme descrito no capítulo 3, a modelagem do dispositivo é realizada de maneira análoga, e aqui estão apresentados apenas os principais parâmetros, com enfoque nos resultados obtidos.



A curva com os dados experimentais e que representa o polinômio quadrático  $I(V) = 0,7195V^2 - 1,4980V + 0,7858$ , é vista na Figura 4.16. A Tabela 4.2 contém os parâmetros de ajuste do polinômio estimado.

**Figura 4.16** – Relação entre tensão e corrente levantada experimentalmente e estimada por polinômio de 2º grau para LED 970-06.



Fonte: do autor.

**Tabela 4.2** – Índices de qualidade de ajuste da curva estimada para LED alternativo.

Parâmetros	Valor
$SSE$	$7,851 \times 10^{-7}$
$R^2$	0,9997
$R^2$ Ajustado	0,9996
$RMSE$	$3,349 \times 10^{-4}$

Fonte: do autor.

Pela Equação (4.4), a planta para o LED alternativo é,

$$g_p^{970-06} = 0,0686, \quad (4.8)$$

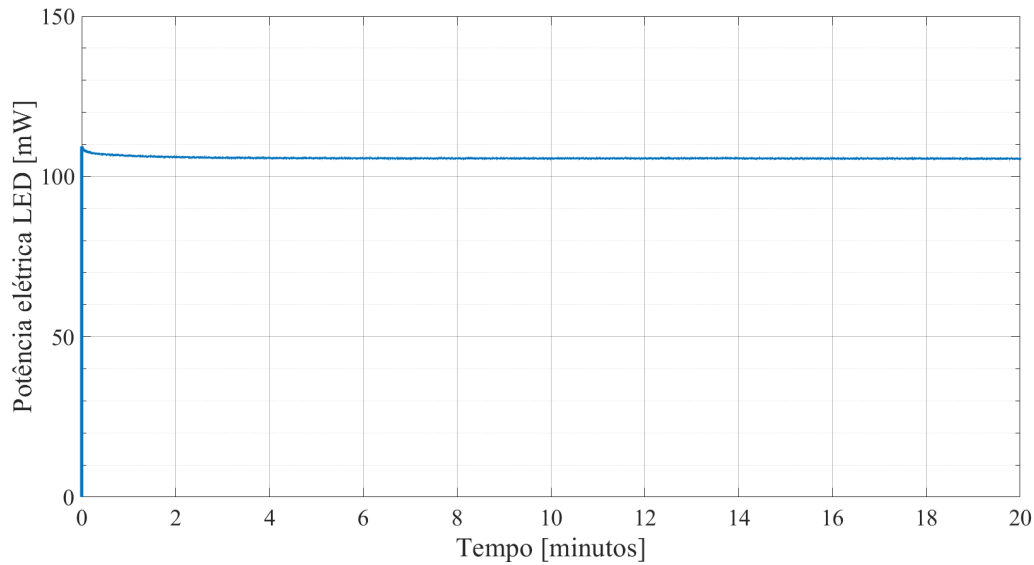
e o sistema também depende dos ganhos do controlador. Levando em conta as mesmas condições impostas na seção 4.2,  $t_s < 2s$  e  $t_e < 5s$ , os ganhos do controlador PI para o dispositivo em questão são,

$$\begin{cases} K_p = -1, e, \\ K_i = 15. \end{cases} \quad (4.9)$$

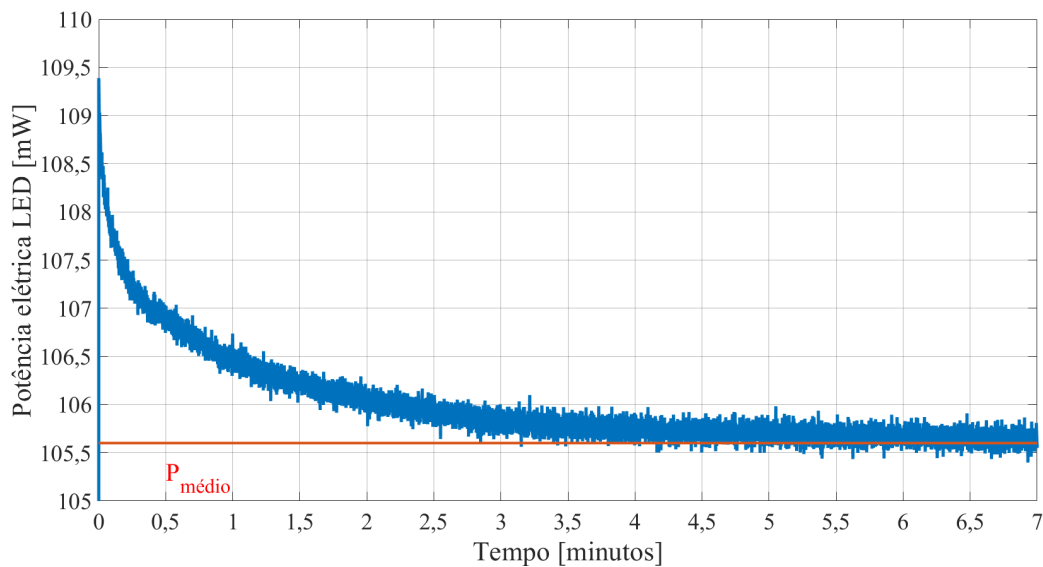
Com acionamento em sinal contínuo,  $V_i(t) = 1,5$  V, sem ação do controlador PI, a potência elétrica do LED 970-06 é vista na Figura 4.17.

**Figura 4.17** – Potência elétrica do LED 970-06 para  $V_i(t) = 1,5$  V, acionamento em sinal contínuo e sem ação do controlador PI.

(a) 0 à 20 minutos



(b) Ampliada - 0 à 5 minutos



Fonte: do autor.

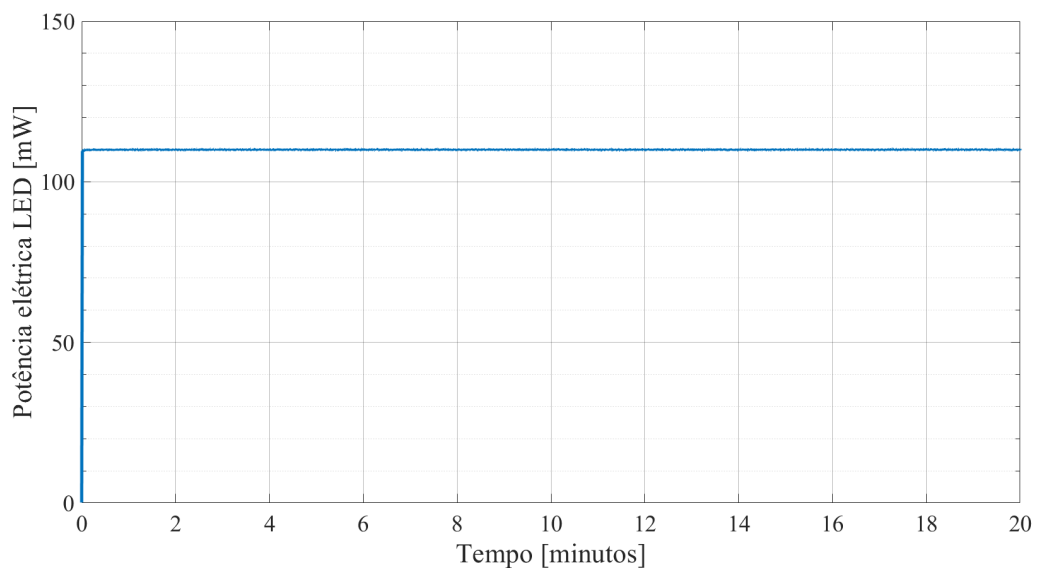
É visto que o valor da potência cai nos minutos iniciais até atingir um patamar estável, em comportamento idêntico ao LED de referência. Pelo critérios de estabilidade definidos, o tempo de estabilização,  $t_{est}$ , é de 3 min 09 s, para atingir  $P_{médio} = 105,6$  mW.

Com ação do controlador PI, a potência elétrica é mostrada na Figura 4.18, com  $\bar{V}_i = 1,5$  V e  $P_{setpoint} = 110$  mW. O tempo de estabilização da potência elétrica é diminuído, sendo  $t_{est} = 4,6$  s. O comportamento equivalente ao LED de referência indica que resul-

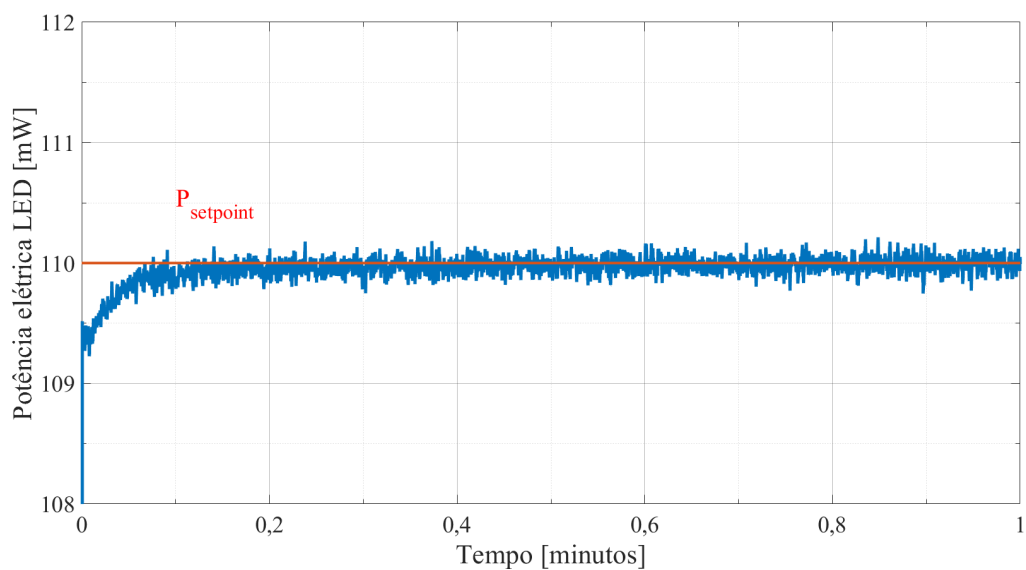
tados correlatos são esperados também para outros LEDs, principalmente com emissão eletromagnética na faixa do infravermelho próximo e de aspecto construtivo e encapsulamento correspondente ao modelo utilizado (DIP - *Dual In-Line Package*, em resina de cristal).

**Figura 4.18** – Potência elétrica do LED 970-06 com ação do controlador PI, acionamento em sinal contínuo e  $P_{setpoint} = 110$  mW.

(a) 0 à 20 minutos



(b) Ampliada - 0 à 1 minuto



Fonte: do autor.

## 4.4 Degrau de potência elétrica

Para visualizar a atuação do sistema à variações repentinas, impôs-se variações bruscas de *setpoint* para verificar o comportamento da potência elétrica. Inicialmente, considerando o circuito elétrico mostrado na Figura 4.1a, com acionamento em sinal contínuo, sem ação do controlador PI, a potência elétrica do LED é vista na Figura 4.19. Quatro transições são impostas ao circuito, com cinco valores de  $V_i(t) = [1,5; 1,75; 1,25; 1,75; 1,5]$  V, e cada tensão de acionamento perdurando cinco minutos. As Figuras 4.19b, 4.19c, 4.19d, 4.19e, 4.19f mostram cada período ampliado e as transições respectivas.

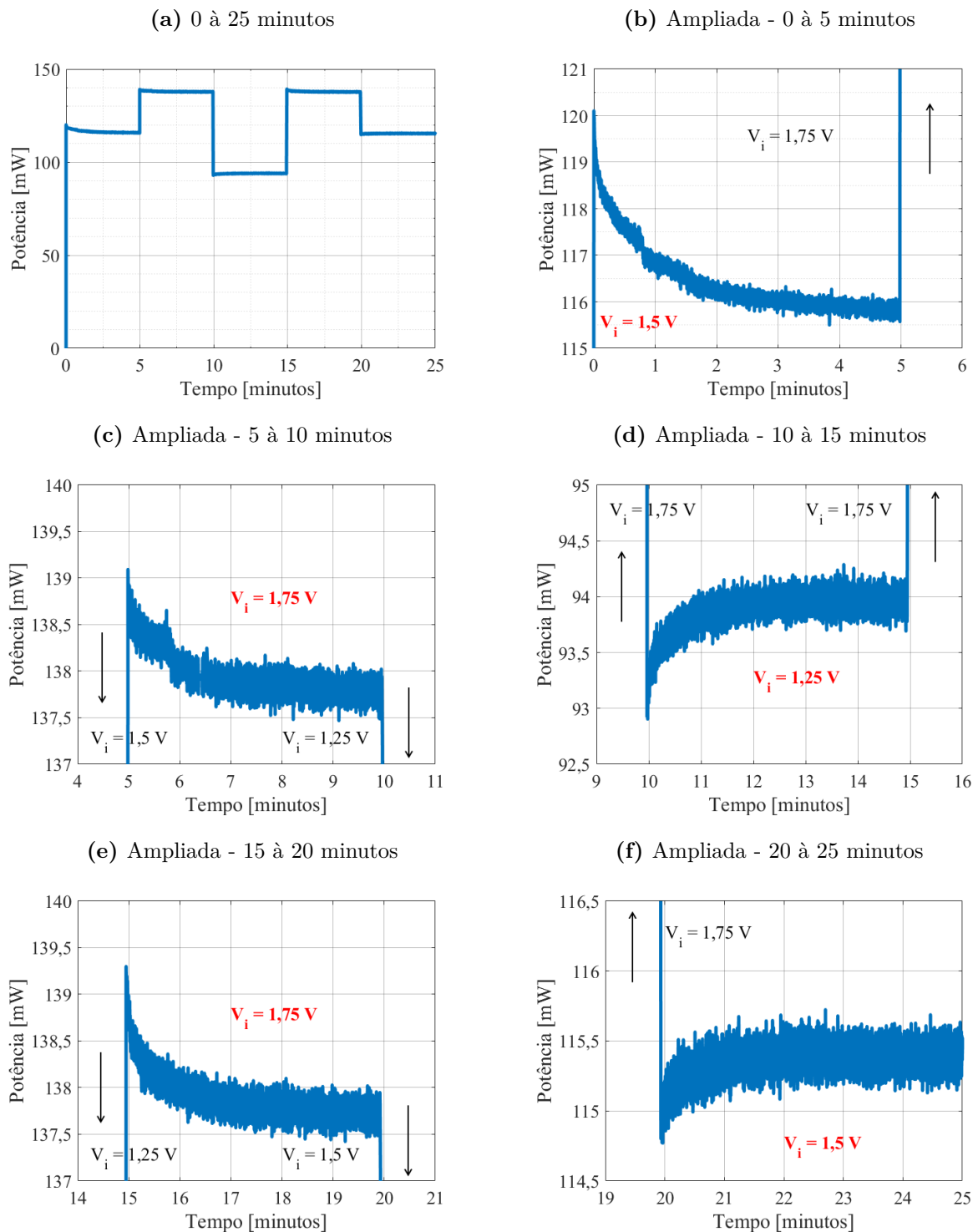
As formas de onda de potência elétrica ampliadas mostram comportamento similar ao visto na Figura 4.7, para acionamento contínuo e sem ação do controlador PI, ou seja, tendência de variação de potência a cada mudança de tensão  $V_i(t)$ . Observa-se também que, excluindo o período inicial (zero à cinco minutos), a ordem de grandeza da variação da potência tende a ser menor do que partindo de zero, pela influência da temperatura do LED, que tende a variar menos a cada novo valor de  $V_i(t)$  imposto ao circuito, em virtude de já estar conduzindo corrente e, por conseguinte, em temperatura superior à ambiente.

Para mesma topologia e acionamento do teste inicial (Figura 4.1a) e com ação do controlador PI, dois cenários são monitorados: primeiro, a cada  $P_{setpoint}$  estabelecido, um  $\bar{V}_i$  correspondente é também especificado; e segundo, um único  $\bar{V}_i$  é especificado para qualquer  $P_{setpoint}$ . O primeiro cenário leva em conta a necessidade do modelo de atuar em torno de um ponto de operação, dado que o sistema atua e corrige pequenos sinais. O segundo, permite analisar a robustez do sistema, e verificar se o controlador atua satisfatoriamente mesmo em condições extremas, em torno de um único ponto de operação especificado dentro da faixa de funcionamento. A Figura 4.20 mostra a forma de onda da potência ao longo do tempo e as transições entre cada  $P_{setpoint}$  distinto, sendo  $P_{setpoint} = [120; 145; 100; 145; 120]$  mW e  $V_i(t) = [1,5; 1,75; 1,25; 1,75; 1,5]$  V, respectivamente, a cada cinco minutos.

Para o segundo cenário, a Figura 4.21 mostra a forma de onda da potência ao longo do tempo e as transições entre cada  $P_{setpoint}$  distinto, neste caso  $P_{setpoint} = [120; 145; 100; 145; 120]$  mW e  $V_i(t) = 1,5$  V para todos os *setpoints* estabelecidos, também a cada cinco minutos.

Apesar do primeiro cenário apresentar maior proximidade com a atuação descrita pelo modelo, o segundo cenário, com um único ponto de operação na faixa de funcionamento,

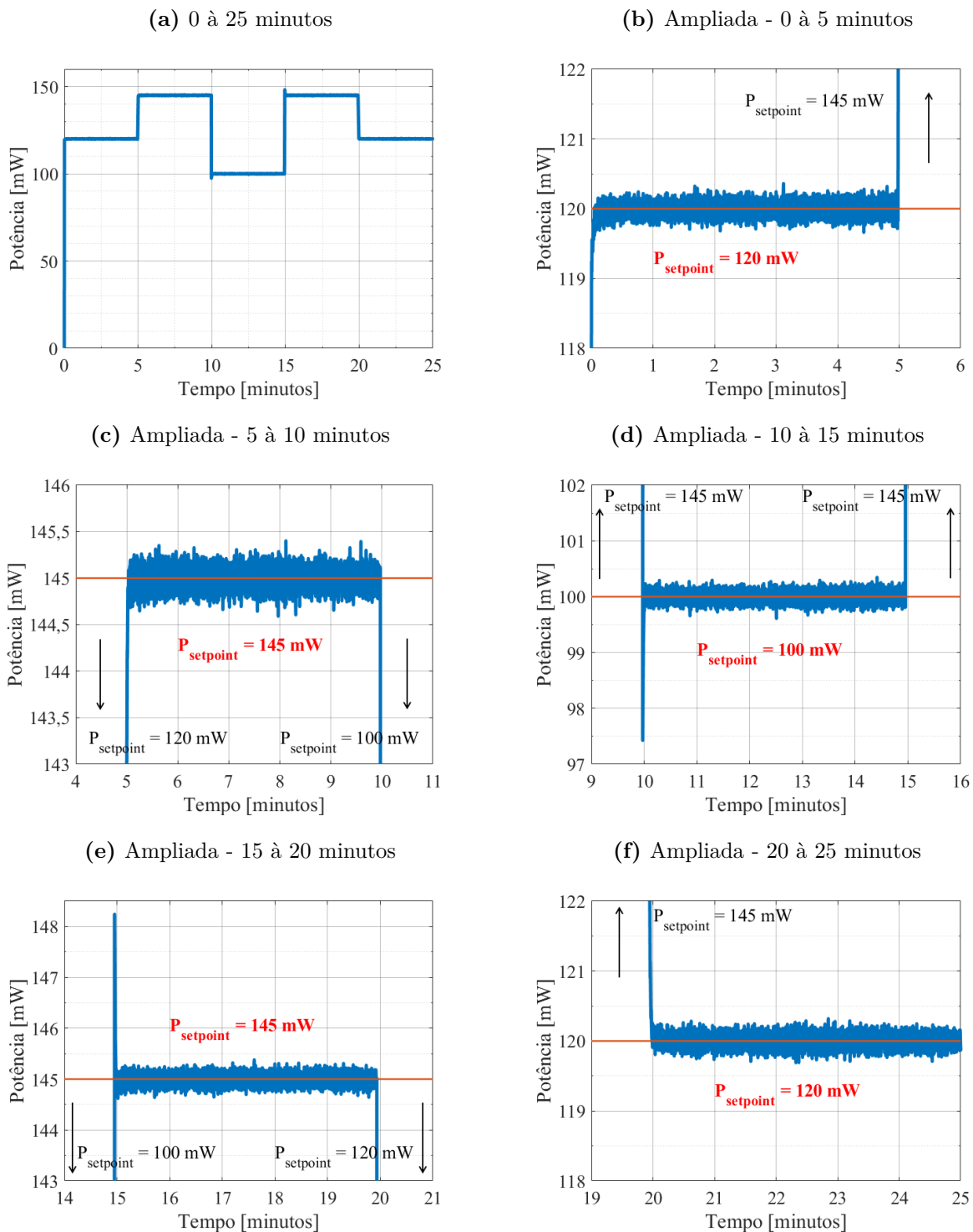
**Figura 4.19** – Degraus de potência elétrica,  $V_i(t) = [1,5; 1,75; 1,25; 1,75; 1,5]$  V, sem ação do controlador PI.



Fonte: do autor.

apresentou resultados tão satisfatórios quanto. A única ressalva significativa é a presença de pequenos picos de potência, tanto no início quanto no final de cada período de cinco minutos, possivelmente em virtude da variação repentina de  $P_{setpoint}$ . O tempo de

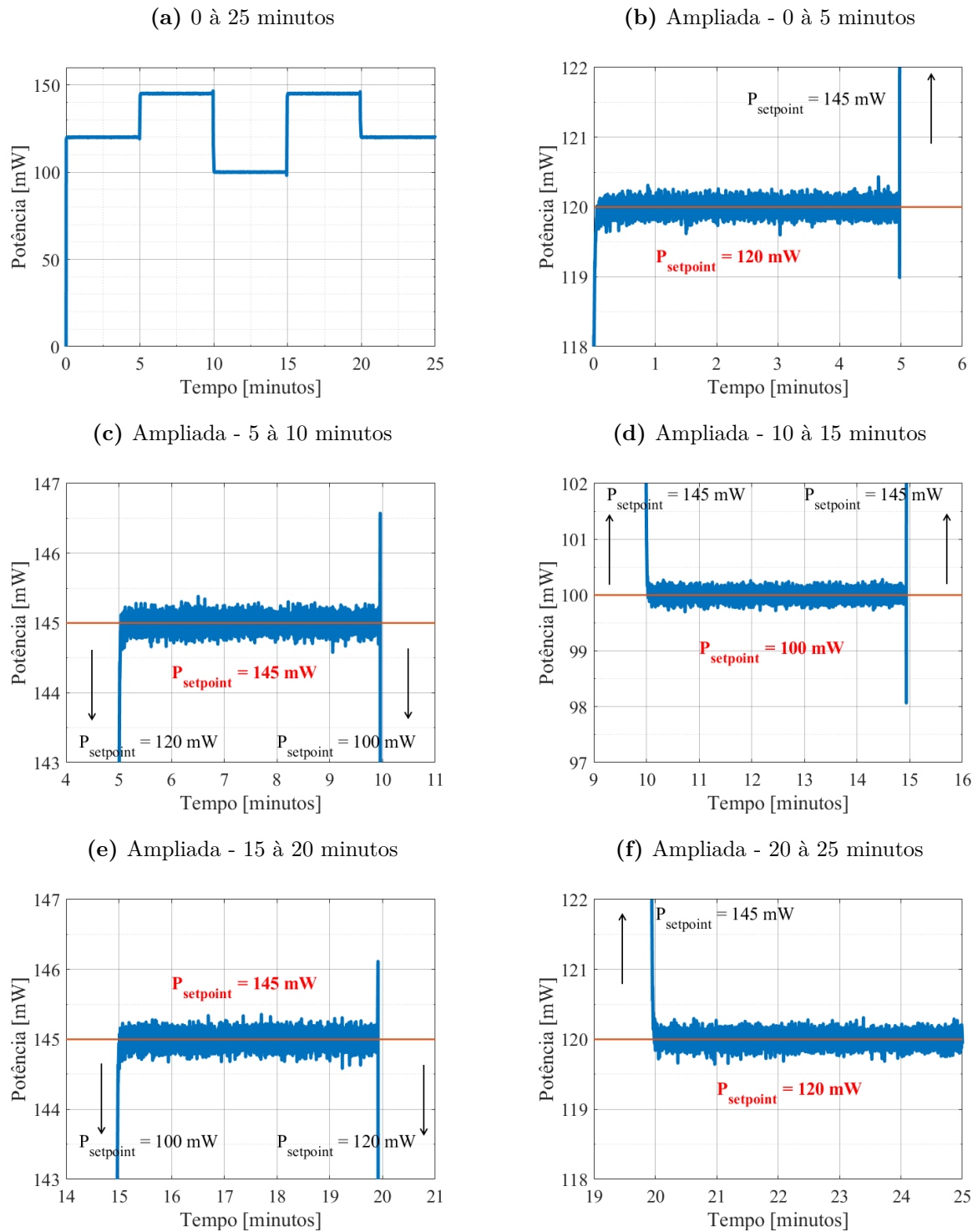
**Figura 4.20** – Degraus de potência elétrica,  $P_{setpoint} = [120; 145; 100; 145; 120]$  mW e  $V_i(t) = [1,5; 1,75; 1,25; 1,75; 1,5]$  V, com ação do controlador PI.



Fonte: do autor.

estabelecimento de cada transição é mostrado na Tabela 4.3.

**Figura 4.21** – Degraus de potência elétrica,  $P_{setpoint} = [120; 145; 100; 145; 120]$  mW e  $V_i(t) = 1,5$  V, com ação do controlador PI.



Fonte: do autor.

**Tabela 4.3** – Tempo de estabelecimento para as transições em diferentes cenários.

Transições (em min)	$t_{est}$		
	Sem controle	Primeiro cenário ( $V_i$ variável)	Segundo cenário ( $V_i$ único)
0 à 5	2 min 32 s	2,9 s	3,0 s
5 à 10	1 min 10s	2,8 s	4,0 s
10 à 15	50,5 s	2,2 s	4,7 s
15 à 20	50,5 s	1,7 s	4,3 s
20 à 25	17,6 s	3,2 s	4,3 s

## 4.5 Análise da potência luminosa

Para verificar a eficiência do controle em potência elétrica sobre a intensidade da radiação do LED, fez-se a análise da potência luminosa ao longo do tempo.

Em ambiente totalmente fechado, sem fonte de luz externa, e com temperatura controlada (20°C), utilizou-se um espectrômetro para captar a intensidade luminosa em determinada faixa do espectro. O espaço e equipamentos para análise das propriedades ópticas foram cedidos pela UTFPR - Universidade Tecnológica Federal do Paraná, campus Londrina - pelo Departamento de Física.

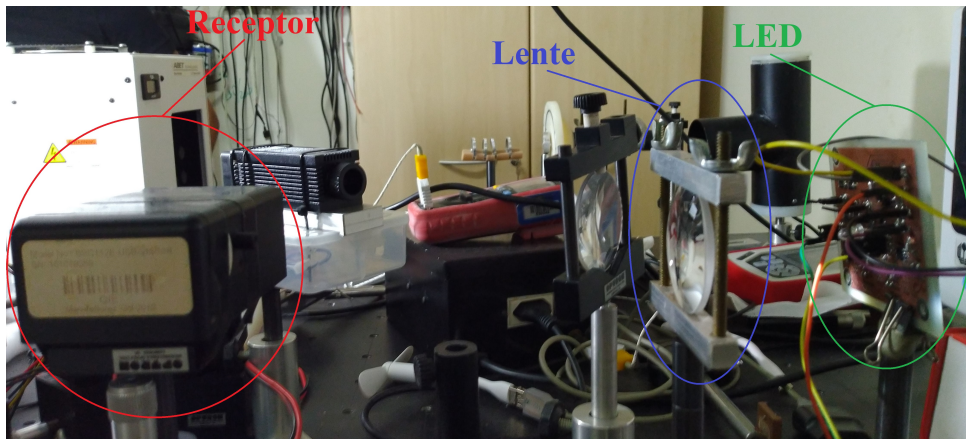
Utilizou-se o espectrômetro BRC112E-USB-VIS/NIR da *Edmund®* para a análise da intensidade luminosa do LED, na faixa de 233,54 nm à 1050,39 nm com resolução de 2048 pontos (entre um extremo e outro dos comprimentos de onda). Na Figura 4.22 o espectrômetro está em destaque em vermelho, a placa de circuito impresso com o LED de interesse está em destaque em verde, e uma lente inerte (sem influenciar as propriedades ópticas) para colimar o feixe de radiação eletromagnética, entre a fonte luminosa e o receptor, está em destaque em azul.

O LED utilizado, B5B-900-8 da *Roithner LaserTechnik®*, tem pico de emissão no infravermelho próximo em 902 nm, segundo medição pelo espectrômetro. A Figura 4.23 mostra o espectro de radiação do dispositivo em um instante de tempo.

A análise de interesse envolve examinar a potência luminosa ao longo do tempo. Para isso, manteve-se o LED ligado por 10 minutos, com topologia fonte de corrente conforme Figura 4.1a, acionamento em sinal contínuo, em duas situações distintas: sem e com ação do controlador PI, semelhante aos testes descritos na subseção 4.3.1. Para o cenário sem ação do controlador,  $V_i(t) = 1,5$  V; enquanto que com ação do controlador,  $\bar{V}_i = 1,5$  V e

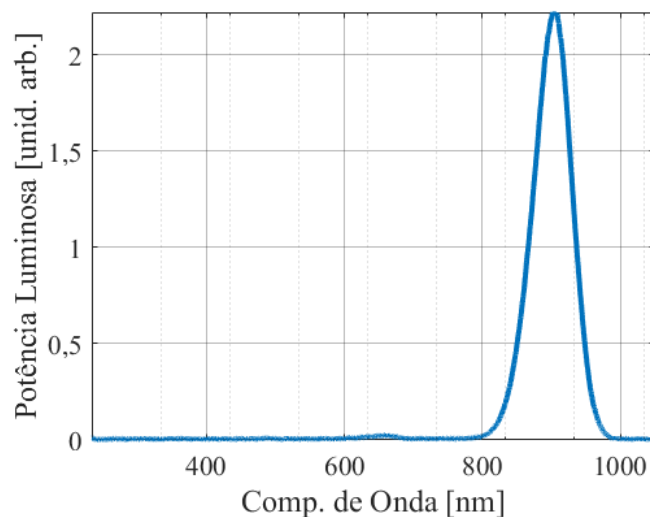


Figura 4.22 – Potência luminosa.



Fonte: do autor.

Figura 4.23 – Espectro de emissão de radiação eletromagnética do LED de interesse.



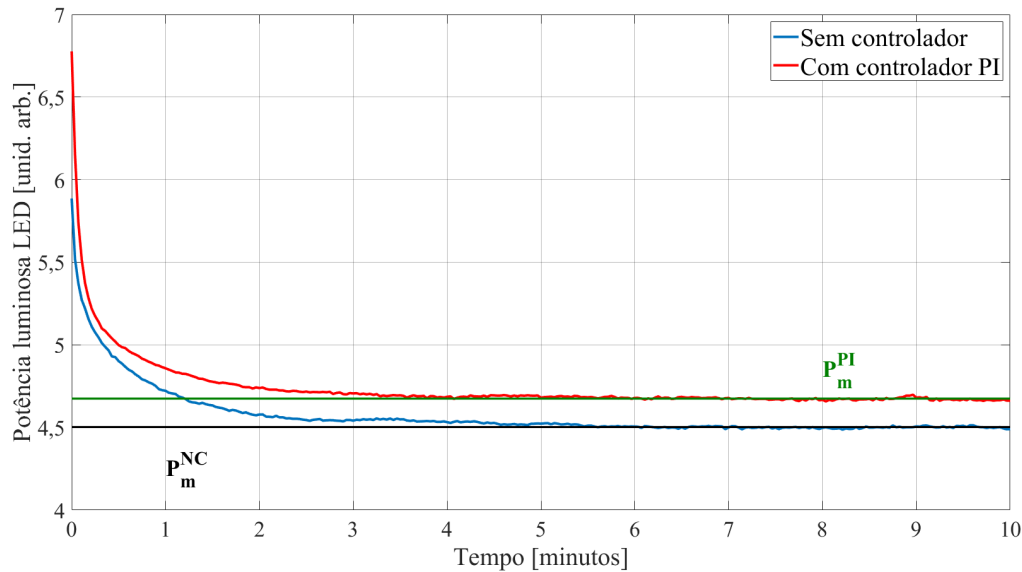
Fonte: do autor.

$$P_{setpoint} = 120 \text{ mW.}$$

Os valores de potência luminosa são coletados pelo espectrômetro a cada 2 s, e cada coleta gera informações de intensidade de radiação em toda a faixa do espectro, como na Figura 4.23. Para obter um único valor de referência de potência luminosa a cada 2 s, os valores são integrados em toda a faixa, [233,54; 1050,39] nm. Além disso, uma referência de “escuro” - medida de intensidade sem que a fonte de interesse esteja ligada - é realizada antes das medições, para excluir interferências externas da emissão do dispositivo. A Figura 4.24 mostra os valores de potência luminosa para as duas situações descritas, com e sem ação do controlador PI, ao longo de 10 minutos.

O valor médio apontado na Figura 4.24 é calculado com base apenas nos valores acima

**Figura 4.24** – Potência luminosa do LED.



Fonte: do autor.

de cinco minutos. Assim, o LED sem ação do controlador PI atinge o valor médio com 5 min e 16 s de acionamento, enquanto que com ação do controlador, com 3 min 50 s. Isso significa uma diminuição de 27,2 % no tempo de estabilização luminosa.

A ordem de grandeza da variação da intensidade luminosa ocorrida é pequena nos dois cenários explorados, comparativamente, ao longo do tempo. Porém, como apresentado anteriormente, em aplicações espectroscópicas pode resultar em incorreções em medições, e o ganho no tempo de estabilização, e na possibilidade de atuação de um equipamento por exemplo, é substancial.

## Conclusões do capítulo

Os resultados experimentais obtidos em bancada, cumprem com os principais propósitos do trabalho, a redução do tempo de estabilização da potência elétrica e luminosa de LEDs na faixa do infravermelho próximo.

A potência elétrica tem estabilidade obtida em até 5 (cinco) segundos para a maioria dos testes realizados com controlador PI, significando diminuição importante em comparação com a estabilização média em 5 (cinco) minutos para casos sem ação do controlador.

A topologia de circuito de fonte de corrente controlada por tensão é apropriada para acionamento de LEDs em malha fechada, permitido o uso de sinais contínuos e pulsados.

O sistema responde adequadamente à variações bruscas de *setpoint* de potência elétrica, demonstrando robustez. O uso de LED distinto também confere versatilidade ao protótipo.

A potência luminosa tem diminuição no tempo de instabilidade inicial, proporcionando acionamento e uso de fonte de radiação com maior celeridade, caindo de aproximadamente 5 min e 16 s para 3 min e 50s.

A seguir, no capítulo 5, serão apresentadas as conclusões finais do trabalho.



## 5 Conclusões

A literatura consultada mostrou alguns trabalhos similares, com controle em malha fechada de grandezas elétricas para restringir o efeito da temperatura em dispositivos semicondutores, porém com abordagens diferentes em método e aplicações. Cada trabalho desenvolve alternativas específicas para seu propósito a partir de teoria equivalente, com possibilidades reduzidas de utilização em outras áreas.

A utilização do controle de potência elétrica para diminuir a instabilidade de potência luminosa em LEDs mostrou-se adequada à aplicação referida. A potência elétrica atinge estabilidade em até 7 (sete) segundos para todos os cenários explorados, enquanto o acionamento com corrente constante pode alcançar até 5 (cinco) minutos. A análise da intensidade luminosa do dispositivo ao longo do tempo apresenta melhora significativa, em comparação com acionamento em malha aberta, com estabilidade 27,2 % mais rápida.

Com relação ao modelo utilizado, o controle de potência elétrica exige aproximações que restringem a atuação do sistema, em torno de um ponto de equilíbrio pré-estabelecido. Contudo, o sistema proposto opera adequadamente em uma faixa de operação extensa (para o LED de referência, entre 50 mA e 100 mA, o que significa metade da faixa disponível para operação do componente), com diminuição relevante no tempo de estabilização da potência elétrica, de minutos para segundos, e flexibilidade na mudança brusca de *setpoint*, com degraus de potência.

A partir de índices de desempenho designados são obtidos os parâmetros ótimos do sistema. Cada semicondutor tem relação individual entre tensão e corrente, e isso provoca parâmetros do sistema distintos, por exemplo ganhos do controlador PI. A necessidade de modelar unicamente cada LED já foi abordada em outros trabalhos, não sendo um efeito exclusivo.

Algumas vantagens do método proposto envolvem o uso de topologia de circuito amplamente utilizada, em fonte de corrente, que permite fácil adaptação para sistemas já em uso, a influência no desempenho da potência luminosa indiretamente, sem a necessidade de circuitos de complexidade elevada com fotodiodos para monitorar tal grandeza, e o baixo esforço computacional exigido, além da portabilidade para outro *hardware*, desde que atenda as exigências mínimas de entradas e saídas analógicas.

- **Trabalhos futuros**

Como sugestão de trabalhos futuros, o aprimoramento do modelo e correlação entre grandezas elétricas e luminosa, visando evolução da instabilidade inicial de intensidade luminosa, o estudo de topologias alternativas para acionamento do circuito e de diferentes métodos de controle, análise do modelo com LEDs em outras faixas de comprimento de onda (ultravioleta, visível, infravermelho médio e distante), entre outros.

# Referências

- ÅSTRÖM, K. J.; HÄGGLUND, T. *PID controllers: theory, design, and tuning*. 2. ed. Research Triangle Park - NC, US: Instrument society of America, 1995. v. 2.
- BARBOSA, J. L. F.; SIMON, D.; CALIXTO, W. P. Design optimization of a high power LED matrix luminaire. *Energies*, Multidisciplinary Digital Publishing Institute, v. 10, n. 5, p. 639, 2017.
- CAPPER, P.; MAUK, M. *Liquid phase epitaxy of electronic, optical and optoelectronic materials*. Chichester, England: John Wiley & Sons, 2007. v. 21.
- CHOU, H.-Y.; YANG, T.-H. Dependence of emission spectra of LEDs upon junction temperature and driving current. *Journal of Light & Visual Environment*, The Illuminating Engineering Institute of Japan, Tokyo, Japan, v. 32, n. 2, p. 183–186, 2008.
- CHOU, H. Y.; YANG, T.-H. Method for controlling light emission of LEDs. In: INTERNATIONAL SOCIETY FOR OPTICS AND PHOTONICS. *Ninth International Conference on Solid State Lighting*. San Diego - California, US, 2009. v. 7422, p. 74220L.
- CROWE, J. et al. *PID control: new identification and design methods*. Nottingham, UK: Springer, 2005.
- FRANCO, N. B. *Cálculo numérico*. São Paulo, BR: Pearson Prentice Hall, 2006.
- FREDES, P. et al. Thermoelectric control of deep UV LED to improve optical performance. In: *Advanced Thermoelectric Materials for Energy Harvesting Applications*. London, UK: IntechOpen, 2019.
- HUANG, B.-J. et al. Development of constant-power driving control for light-emitting-diode LED luminaire. *Applied thermal engineering*, Elsevier, v. 50, n. 1, p. 645–651, 2013.
- HUANG, B.-J. et al. Study of system dynamics model and control of a high-power LED lighting luminaire. *Energy*, Elsevier, v. 32, n. 11, p. 2187–2198, 2007.
- KING, S. Luminous intensity of an LED as a function of input power. *ISB Journal of Physics*, v. 2, n. 2, p. Paper-number, 2008.
- LI, Y. et al. The effects of temperature on optical properties of ingan/gan multiple quantum well light-emitting diodes. *Journal of Applied Physics*, American Institute of Physics, v. 121, n. 5, p. 053105, 2017.
- LIPTÁK, B. G. *Instrument engineers' handbook, volume two: Process control and optimization*. 4. ed. Boca Raton - Florida, US: CRC press, 2006. v. 2.
- NEOKOSMIDIS, I. et al. Impact of nonlinear LED transfer function on discrete multitone modulation: Analytical approach. *Journal of Lightwave technology*, IEEE, v. 27, n. 22, p. 4970–4978, 2009.

- OGATA, K. *Engenharia de controle Moderno*. 5. ed. São Paulo, BR: Pearson Prentice Hall, 2010.
- PALANKOVSKI, V. *Simulation of heterojunction bipolar transistors*. Tese (Doutorado) — University of Oulu, Oulu, Finland, 2000. Disponível em: <<https://www.iue.tuwien.ac.at/phd/palankovski/node37.html>>.
- PARK, J.; LEE, C. C. An electrical model with junction temperature for light-emitting diodes and the impact on conversion efficiency. *IEEE Electron Device Letters*, IEEE, v. 26, n. 5, p. 308–310, 2005.
- PINHEIRO, P. P.; SANTOS, J. C. F. D.; FRANÇA, M. B. D. M. Development, testing, and validation of a prototype for qualification of substances based on near-infrared spectroscopy. *IEEE Access*, IEEE, v. 7, p. 25650–25659, 2019.
- ROITHNER LASERTECHNIK GMBH. *B5B-900-8 Technical Data*. Viena, Austria, 2011. Disponível em: <[http://www.roithner-laser.com/datasheets/led\\_div/b5b-900-8.pdf](http://www.roithner-laser.com/datasheets/led_div/b5b-900-8.pdf)>.
- RYER, A. *Light measurement handbook*. International Light Inc., Newburyport - Massachusetts, US, 1997.
- SCHUBERT, E. F. *Light-Emitting Diodes*. 2. ed. New York, US: Cambridge University Press, 2006.
- SEDRA, A. S.; SMITH, K. C. *Microeletrônica*. São Paulo, BR: Pearson Prentice Hall, 2007.
- STMICROELECTRONICS. *RM0090 - Reference Manual. Rev 18*. Geneva, Switzerland, 2019. Disponível em: <<https://tinyurl.com/yaf5otwd>>.
- STUART, B. H. *Infrared Spectroscopy: Fundamentals and Applications*. Chichester, England: J. Wiley & Sons, 2004.
- SUN, D.-W. *Infrared spectroscopy for food quality analysis and control*. Oxford, UK: Academic Press, 2009.
- SUN, T.-P.; WANG, C.-H. Specially designed driver circuits to stabilize LED light output without a photodetector. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 27, n. 9, p. 4140–4152, 2011.
- TANG, C.-W.; HUANG, B.-J.; YING, S.-P. Illumination and color control in red-green-blue light-emitting diode. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 29, n. 9, p. 4921–4937, 2013.
- TETZLAFF, T.; WITKOWSKI, U. Digital hardware implementation of LED temperature measurement based on forward voltage method. In: IEEE. *2017 European Modelling Symposium (EMS)*. Manchester, UK, 2017. p. 255–259.
- TETZLAFF, T.; WITKOWSKI, U. et al. Estimation of LED junction temperature based on forward voltage method for digital hardware implementation. In: IEEE. *2016 European Modelling Symposium (EMS)*. Pisa, Italy, 2016. p. 223–228.



U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. *LED Luminaire Reliability*. 2009. Disponível em: <[https://cool.culturalheritage.org/byorg/us-doe/luminaire\\_reliability.pdf](https://cool.culturalheritage.org/byorg/us-doe/luminaire_reliability.pdf)>. Acesso em: 02 mar. 2021.

U.S. DEPARTMENT OF ENERGY. *Life-Cycle Assessment of Energy and Environmental Impacts of LED Lighting Products*. 2012. Disponível em: <[https://www.energy.gov/sites/prod/files/2015/10/f27/2012\\_LED\\_Lifecycle\\_Report.pdf](https://www.energy.gov/sites/prod/files/2015/10/f27/2012_LED_Lifecycle_Report.pdf)>. Acesso em: 02 mar. 2021.

VARSHNI, Y. P. Temperature dependence of the energy gap in semiconductors. *physica*, Elsevier, v. 34, n. 1, p. 149–154, 1967.

XI, Y.; SCHUBERT, E. Junction-temperature measurement in gan ultraviolet light-emitting diodes using diode forward voltage method. *Applied Physics Letters*, American Institute of Physics, v. 85, n. 12, p. 2163–2165, 2004.

XI, Y. et al. Junction and carrier temperature measurements in deep-ultraviolet light-emitting diodes using three different methods. *Applied Physics Letters*, American Institute of Physics, v. 86, n. 3, p. 031907, 2005.

ZEGHBROECK, B. V. Principles of semiconductor devices. *Colorado University*, v. 34, 2004.

ZHENG, Q. et al. Research on a novel constant power control strategy for single-stage PFC LED driver. *IEICE Electronics Express*, v. 12, p. 5–8, 2014.



# APÊNDICE A – Artigos

A seguir são apresentados os artigos produzidos ao longo do Programa de Mestrado.

## A.1 Artigo submetido em Periódico - *Journal of Instrumentation (JINST)*

## 2 LED luminous intensity control based on the dissipated 3 electrical power regulation

---

4 **S. L. Sambugari Júnior<sup>1</sup> and J. A. De França**

5 *Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Estadual de Londrina,*  
6 *Rodovia Celso Garcia Cid Pr 445 Km 380, Londrina,*  
7 *Brazil*

8 *E-mail: [slsj08@gmail.com](mailto:slsj08@gmail.com)*

9 ABSTRACT: NIR spectroscopy is a technique of great importance for chemical analysis, mainly  
10 for the identification of compounds and organic transformations. One of the crucial elements in  
11 spectroscopic analysis equipment is the radiation source, which needs to be stable over time. For  
12 this purpose, LEDs are often used with good performance. However, for analysis of chemical  
13 compounds of low responsiveness, instability of light intensity of small order can lead to errors of  
14 chemometric measurement. This article aims to reduce the stabilization time of the electric and  
15 optical power in light-emitting diodes, starting with regulator current topology using a proportional-  
16 integral digital controller. Experimental results show that the proposed system makes it possible  
17 to maintain the values of electrical power, contributing to the reduction of the period of luminous  
18 intensity instability by 27.2 %.

19 KEYWORDS: Instruments for environmental monitoring, food control and medical use, Detector  
20 design and construction technologies and materials, Spectrometers

---

<sup>1</sup>Corresponding author.

---

21	<b>Contents</b>	
22	<b>1 Introduction</b>	<b>1</b>
23	<b>2 Theoretical foundation</b>	<b>3</b>
24	<b>3 Dynamics model</b>	<b>4</b>
25	3.1 Identification of $AC(s)$	4
26	3.2 Transfer function	5
27	3.3 Model parameters	6
28	<b>4 Electrical squema and design</b>	<b>7</b>
29	4.1 Circuit and components	7
30	4.2 Definition of parameters	8
31	<b>5 Results</b>	<b>10</b>
32	<b>6 Conclusions</b>	<b>11</b>

---

## 33 1 Introduction

34 The spectrometer operation principle is to identify substances depending on the interaction with  
35 the light radiation used. Many applications are explored, including air and water quality analysis  
36 [1, 2], food quality control where properties depend on specific quantities or substances such as fat  
37 and water [3, 4], and quality of compounds such as gasoline, alcohol and the presence of solvents  
38 and adulterants, wood, soil [5–8], among others. For equipment of this kind, performance is related  
39 to the radiation source and a statistical model suitable for analysis.

40 The light source is one of the fundamental components of an optical analysis instrument.  
41 Ideally, it should be stable and capable of emitting radiation at a constant intensity over time.  
42 Because spectroscopic techniques generally seek linear relationships between the light radiation  
43 intensity and the concentration of the samples, stable sources in narrow bands of wavelengths are  
44 needed to increase sensitivity and selectivity in absorption measures. Light-emitting diodes are  
45 commonly used as a light source. LEDs are characterized by ease driver implementation, requiring  
46 simple hardware, portability, and versatility. Since there are devices with radiation emission in  
47 varied and wide wavelengths, they do not produce excessive heat, long life expectancy, and relative  
48 optical power stability over time.

49 Despite the decent performance of light power stability compared to other radiation sources  
50 such as lamps with tungsten, hydrogen, and deuterium filaments, LED can still cause inaccurate  
51 and incorrect measurements in low responsiveness systems or sample analysis with small variations  
52 in concentration. Therefore, it difficult to evaluate the analyte, generally requiring chemometric  
53 treatments to solve and elucidate the appropriate mathematical model.

54 The LED change in light intensity is related to the current passing through the semiconductor P-  
55 N junction and the inevitable increase in temperature. Similar to electrical resistance, the passage of  
56 current generates electrical voltage and radiation (in a wavelength derived from the semiconductor  
57 chemical compound and construction aspects). Since LEDs are not 100 % efficient components for  
58 converting electrical energy into radiation, the semiconductor junction temperature increases with  
59 the flow of electrical current, decreasing the device efficiency, and consequently, the electromagnetic  
60 radiation produced [9].

61 With the increase in the LED internal temperature, the thermal vibrations of the molecules that  
62 compose the semiconductor also increase, as well as the interatomic spacing. As semiconductors  
63 are structures with high ordering arrangement, close to crystals, the variation in spacing decreases  
64 the bandgap energy - how much energy is needed to jump the particle from a energy level to another  
65 - reducing the band size, and consequently, the voltage on the device [10, 11]. In addition to bandgap  
66 energy, temperature variation has a significant influence on the intrinsic carriers concentration and  
67 the semiconductor effective density of states.

68 The junction temperature impacts the electrical and optical attributes of a semiconductor  
69 device. A significant part of the energy is converted into heat, which raises the temperature device.  
70 As the junction temperature increases, the optical power decrease [12] over time.

71 Methods for controlling optical power has been proposed aiming at stability. In [13] external  
72 heat sink control is used for temperature management, with direct voltage monitoring, and [14]  
73 proposes to obtain the junction temperature from the thermistor at the LED solder point, and  
74 computation the arrangement thermal resistance. In common, the two techniques estimate the  
75 junction temperature for the analysis but require external equipment - cooler/heat pipes - to manage  
76 the semiconductor P-N junction temperature. In [15] it is proposed to manage the optical power  
77 without photodiodes for detection, comparing analog control techniques based on conventional  
78 constant-current driver, constant-power driver, and self-aligned voltage compensation, based on the  
79 LED characteristic curve. However, to achieve luminous stability, uses one of the LEDs - three,  
80 RGB (Red, Green, and Blue) - as a reference, with the control acting effectively on only two of  
81 them. Also, for chemometric analysis of substances, [16] reports the initial luminous instability, in  
82 which the substance analysis process is delayed by about 25 minutes, due to the need to converge  
83 to a optical power value after the equipment switched on.

84 For this study, is proposed a prototype to reduce the electrical power stability time, and con-  
85 sequently, the optical power stability time, of a LED from a voltage-controlled regulator current  
86 topology without a direct temperature control structure (heatsinks and fans), to provide fast con-  
87 vergence and maintenance to the desired value. The system uses closed-loop control, monitoring  
88 voltage and current in the device. The applied controller is entirely digital, in which the main  
89 actuation module is the classic PI (Proportional-Integral) type. Analog-to-digital (ADC), digital-  
90 to-analog (DAC), and sampling modules have also been implemented for the signals acquisition  
91 and conditioning for applications in systems with continuous signals (with the possibility also for  
92 pulsed signals). The prototype shows fast convergence and maintenance of the electrical power  
93 value and contributes to the reduction of the period of LED light intensity instability.

## 94 2 Theoretical foundation

95 Ideally, each electron induced by the electrical current to change the layer in the active region of the  
96 P-N junction produces a photon, and therefore, the internal efficiency of the LED is maximum, i.e.,  
97 equal to 1. In addition, all photons would scatter to the outer region, in the open air. However, this  
98 is not what happens with real LEDs due to the losses. In practice, some photons do not generate  
99 electromagnetic radiation and, of those that produce, not all emit externally, confined due to the  
100 constructive aspect of the P-N junction or the external structure of the device. The emitted light  
101 can be absorbed by the semiconductor substrate or can occur internal reflection, retaining the light  
102 inside the device envelope [17].

103 In an isolated system, by the Law of Conservation Energy, the total energy remains constant.  
104 For LEDs, the electrical power  $P_E$  supplied is transformed into optical power  $P_l$  or thermal power  
105  $P_h$  [14],

$$P_E = P_l + P_h. \quad (2.1)$$

106 The electrical power comes from the electrical voltage and current in the LED,  $V$  and  $I$ ,  
107 respectively. Thus,  $P_E = VI$ . The optical power originates from the emitted photons and depends  
108 not only on the temperature but also on the structural and constructive aspects of the device, in  
109 addition to the electric current that induces the production of photons [18], i.e.,

$$P_l = \eta(T) \frac{h\nu}{q} I, \quad (2.2)$$

110 where  $\eta(T)$  is the external efficiency factor - the ratio between radiation produced internally and  
111 that escapes to free space -  $h$  is the Planck constant,  $q$  is the elementary charge and  $I$  is the electrical  
112 current that passes through the LED.

113 Newton's Law of Cooling can describe the thermal power,

$$P_h = \frac{uA}{x} \Delta T = K(T - T_a), \quad (2.3)$$

114 where  $u$  is the heat transfer coefficient,  $A$  is the heat transfer area,  $x$  is the junction width, and  
115  $\Delta T$  is the thermal gradient between the heat transfer area (PN junction temperature,  $T$ ) and the  
116 environment ( $T_a$ ). Expanding the terms in (2.1),

$$VI = \eta(T) \frac{h\nu}{q} I + K(T_j - T_a). \quad (2.4)$$

117 The dependence of the parameters between each power is shown in (2.4). For spectroscopic  
118 applications, the main interest is the light power stability for the analysis of substances from the  
119 electromagnetic radiation emitted. Temperature is the physical quantity that relates to the three  
120 forms of energy (electrical, optical and thermal).

121 To achieve faster light stability, one of the ways is that the junction temperature and the  
122 environment must reach thermal stability. Thereby, the portion relative to  $P_h$  remains unchanged,  
123 in addition to the factor  $\eta(T)$ , which is also dependent on temperature.

### 124 3 Dynamics model

125 LEDs have an exponential dependence between voltage and current, according to the Shockley  
126 equation. However, this is a non-linear relation that, in general, makes systems analysis difficult.

127 Considering a system with small signal disorders around an equilibrium point, voltage and  
128 current in LED are,

$$I(t) = \bar{I} + \tilde{I}(t) \text{ and } V(t) = \bar{V} + \tilde{V}(t), \quad (3.1)$$

129 which are the electrical quantities composed of average values ( $\bar{I}$  and  $\bar{V}$ ) in equilibrium, and  
130 respective disturbances ( $\tilde{I}(t)$  and  $\tilde{V}(t)$ ).

131 Also, considering the small signals model [19], the instantaneous electrical power is,

$$\begin{aligned} P(t) &= \bar{P} + \tilde{P}(t) = [\bar{V} + \tilde{V}(t)] [\bar{I} + \tilde{I}(t)] \\ &= \bar{V}\bar{I} + \bar{V}\tilde{I}(t) + \bar{I}\tilde{V}(t) + \tilde{V}(t)\tilde{I}(t). \end{aligned} \quad (3.2)$$

132 If  $\bar{P} = \bar{V}\bar{I}$ ,

$$\tilde{P}(t) = \bar{V}\tilde{I}(t) + \bar{I}\tilde{V}(t) + \tilde{V}(t)\tilde{I}(t). \quad (3.3)$$

133 The last term,  $\tilde{V}(t)\tilde{I}(t)$ , is very small compared to the other two terms in (3.3), and can be  
134 neglected. Thus,

$$\tilde{P}(t) \approx \bar{V}\tilde{I}(t) + \bar{I}\tilde{V}(t). \quad (3.4)$$

135 The circuit is powered by a voltage-controlled regulator current,  $FC(s)$ , and Figure 1 shows the  
136 plant  $G_p(s)$ , where the LED current in small signals,  $\tilde{I}(s)$ , is triggered from the voltage  $\tilde{V}_i(s)$ , and  
 $AC(s)$  is the dynamic model of the semiconductor, which relates voltage and current,

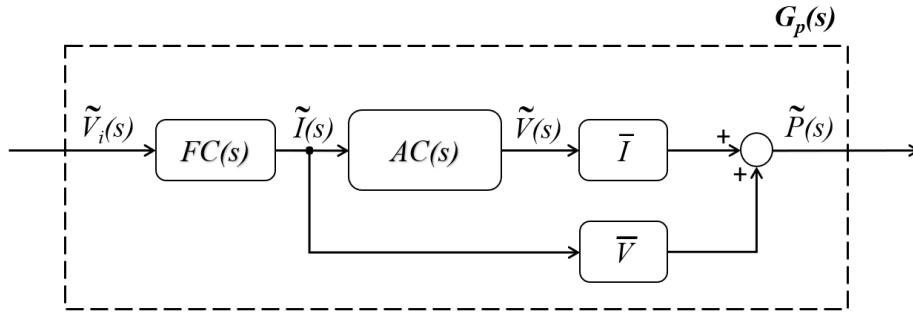


Figure 1. System dynamics plant for electrical power control.

137

$$\tilde{I}(s) = AC(s)\tilde{V}(s). \quad (3.5)$$

#### 138 3.1 Identification of $AC(s)$

139 An exponential relation is difficult to manipulate from the perspective of control and computational.  
140 In many applications, approximate a complex function by polynomials is useful. They are more  
141 easily computable, integrals and derivatives are also polynomials, their roots are effortlessly found,  
142 among other advantages. For LEDs, a quadratic polynomial approximation has been used widely



143 since the past to model non-linearities [20]. Then, considering the relation between voltage and  
 144 current in the device, an approximation can be derived,

$$I = a_0V^2 - a_1V + a_2. \quad (3.6)$$

145 Replacing the terms of (3.1) in (3.6),

$$\bar{I} + \tilde{I} = \underbrace{a_0\bar{V}^2 - a_1\bar{V} + a_2}_{\bar{I}} + \underbrace{2a_0\bar{V}\tilde{V} - a_1\tilde{V} + a_0\tilde{V}^2}_{\tilde{I}}, \quad (3.7)$$

146 and neglecting the second order term again,  $\tilde{V}\tilde{V}$ ,

$$\tilde{I} = 2a_0\bar{V}\tilde{V} - a_1\tilde{V} = \tilde{V}(2a_0\bar{V} - a_1). \quad (3.8)$$

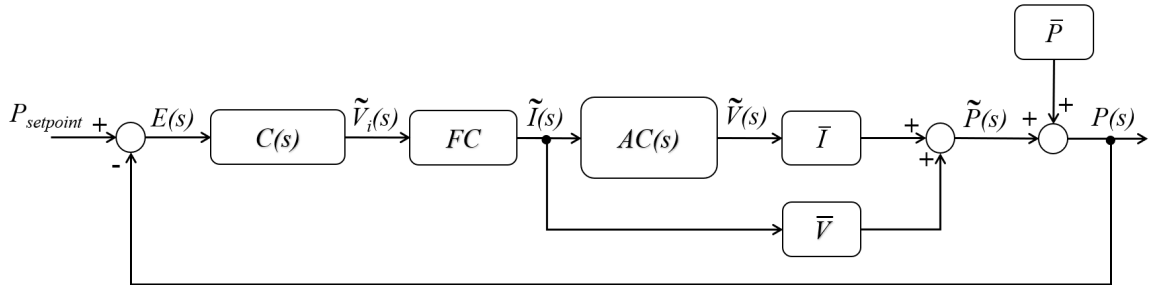
147 For small signals control, due to the voltage response caused by the current being instantaneous,  
 148 the characteristic curve  $AC(s)$  can be treated as a stable system with almost constant gain [21], i.e.,

$$AC(s) = g_{AC} = \frac{\tilde{V}}{\tilde{I}} = \frac{1}{2a_0\bar{V} - a_1}, \quad (3.9)$$

149 which varies according to the LED average voltage.

### 150 3.2 Transfer function

151 The proposed system presents control only in small signals, and the adjustments and corrections are  
 152 carried out around an equilibrium point, making the system linear in each operation point. Figure  
 153 2 shows the system, where  $C(s)$  is the PI controller,  $\bar{P}$  is the average power, which indicates the  
 operation point of the system, and  $P_{setpoint}$  is the desired target power [22].



**Figure 2.** Complete system dynamics model for control in small signals.

154 Taking the relation between voltage and current for small signals  $g_{AC}$  in (3.9), the transfer  
 155 function for the system dynamics model is,  
 156

$$G(s) = \frac{(d/R)(K_p + K_i/s) \left[ \bar{I}(2a_0\bar{V} - a_1)^{-1} + \bar{V} \right]}{1 + (d/R)(K_p + K_i/s) \left[ \bar{I}(2a_0\bar{V} - a_1)^{-1} + \bar{V} \right]}, \quad (3.10)$$

157 where  $d$  and  $R$  are duty cycle and resistor that define the current from the regulator current circuit,  
 158 and  $K_p$  and  $K_i$  the PI controller coefficients, which allow specifying the performance of the resulting  
 159 first-order system.

### 160 3.3 Model parameters

161 The system design must fundamentally respect the stability criteria to be successful. The Routh-  
162 Hurwitz stability criterion can be easily used to determine the range of the controller's coefficients.

163 The relation  $\bar{g}_{AC}$  is almost stable, changing only with LED average voltage. Considering an  
164 operation point,  $\bar{V}$  have a drop of millivolts, and reduced impact by  $g_{AC}$ , therefore. The system  
165 transfer function, given by (3.10), is,

$$\begin{aligned} G(s) &= \frac{C(s)G_p(s)}{1 + C(s)G_p(s)} = \frac{(K_p + K_i/s)g_p}{1 + (K_p + K_i/s)g_p} \\ &= \frac{sK_p g_p + K_i g_p}{s(K_p g_p + 1) + K_i g_p}, \end{aligned} \quad (3.11)$$

166 where  $G_p(s) = g_p$ . By the Routh-Hurwitz criteria, the system is stable if,

$$\begin{cases} K_p g_p + 1 > 0 & \Rightarrow K_p > -1/g_p, \\ K_i g_p > 0 & \Rightarrow K_i > 0. \end{cases} \quad (3.12)$$

167 To properly design the prototype, performance criteria is set: rise time ( $t_r$ ) and settling time  
168 ( $t_s$ ). The rise time is defined as the time taken by a signal to change from 10 % ( $t_1$ ) to 90 % ( $t_2$ ) of  
169 the final value. Considering the step response in time, with amplitude  $A$ ,

$$y(t) = A - [A/(K_p g_p + 1)] \exp[-K_i g_p / (K_p g_p + 1)t], \quad (3.13)$$

170 then,

$$t_r = t_2 - t_1 = \frac{\ln(9)}{[K_i g_p / (K_p g_p + 1)]}. \quad (3.14)$$

171 Settling time is defined as the time required for the signal to reach and stay within 98 % of the  
172 steady-state value. Considering the response given by (3.13),

$$t_s = \frac{\ln[1/(K_p g_p + 1)] - \ln(0.02)}{[K_i g_p / (K_p g_p + 1)]}. \quad (3.15)$$

173 Regarding the behavior in steady-state response, applying the Final Value Theorem for a step  
174 response  $U(s)$ , with amplitude  $A$ ,

$$e(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} sE(s), \quad (3.16)$$

175 where  $E(s) = U(s) / [1 + C(s)G_p(s)]$  is the error due to the step response. The error in time  
176 domain becomes,

$$e(t \rightarrow \infty) = \lim_{s \rightarrow 0} s \frac{1}{1 + C(s)G_p(s)} \frac{A}{s} = \frac{A}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} C(s)G_p(s)}. \quad (3.17)$$

177 Since  $C(s)G_p(s)$  has a pole at the origin from the integral term,

$$\lim_{s \rightarrow 0} C(s)G_p(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \frac{(sK_p + K_i)}{s} g_p \rightarrow \infty, \quad (3.18)$$

178 and,

$$e(t \rightarrow \infty) = \frac{A}{1 + \infty} \rightarrow 0. \quad (3.19)$$

179 Therefore, the steady-state error will tend to zero with the PI controller.

## 180 4 Electrical squema and design

181 Based on the model described, the block diagram is shown in Figure 3. The microcontroller and the  
182 peripherals used, including analog-to-digital and digital-to-analog converters, highlight the central  
role of digital control.

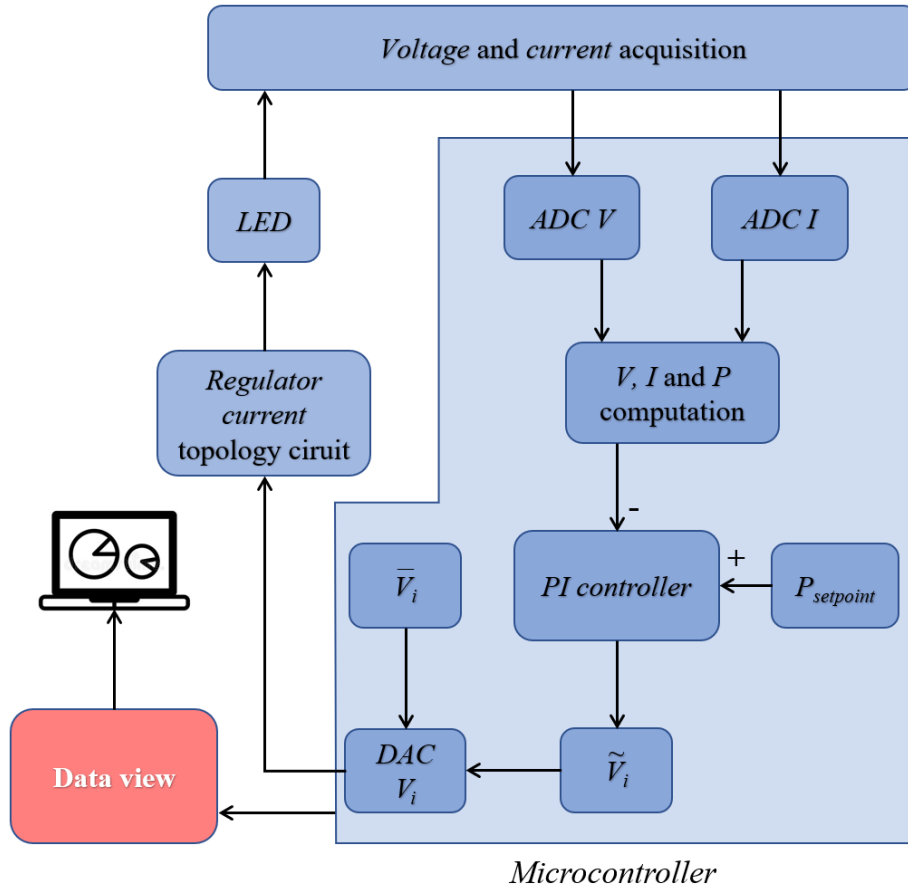


Figure 3. Block diagram of the proposed system.

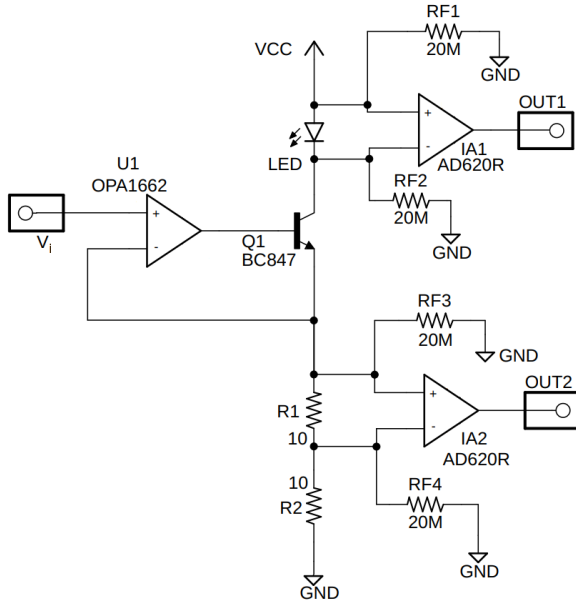
183

### 184 4.1 Circuit and components

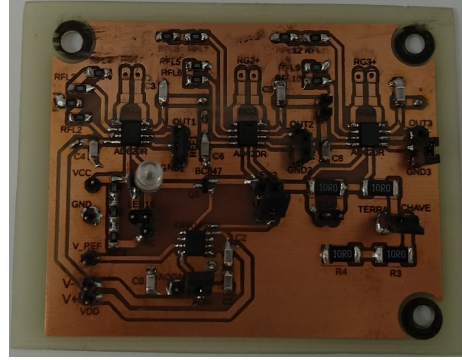
185 For the experiments, LED B5B-900-8 from *Roithner LaserTechnik*® is used, with GaAlAs structure  
186 - aluminium gallium arsenide - and electromagnetic radiation emission with a peak at 900 nm, a  
187 typical value of wavelength for applications in NIR spectroscopy.

188 The drive circuit has a voltage-controlled regulator current topology, using an operational  
189 amplifier with negative feedback and a transistor to provide the current gain. Figure 4a and Figure  
190 4b show the complete circuit diagram and the printed circuit board, respectively.

191 Analog-to-digital converters - ADC - convert the LED voltage,  $V(t)$ , and a voltage proportional  
192 to the LED current,  $I(t)$ . The corresponding LED electrical power is calculated by the STM32F407  
193 Discovery microcontroller from *STMicroelectronics*®, and used by the PI controller, which, compar-



(a) Circuit diagram



(b) Printed circuit board

**Figure 4.** Regulator current circuit controlled by voltage  $V_i(t)$ . (Supply voltage VCC is 5 V, and the upper and lower supply voltages for the operational (U1) and instrumentation (IA1 and IA2) amplifiers are 10 V and -10 V, respectively. RF1, RF2, RF3, and RF4 resistors are to prevent the instrumentation amplifiers inputs from floating - without voltage reference).

194 ing it with the target power  $P_{setpoint}$ , makes the necessary adjustment around the fixed operating  
 195 point  $\bar{V}_i$ .

196 With the PI controller operation,  $\tilde{V}_i(t)$  is added to  $\bar{V}_i$ , and using a digital-to-analog converter  
 197 - DAC - drives the regulator source circuit. At least two ADCs and one DAC, to perform LED  
 198 voltage and current measurements and generate the circuit triggering signal with a resolution of 12  
 199 bits each, respectively, are required.

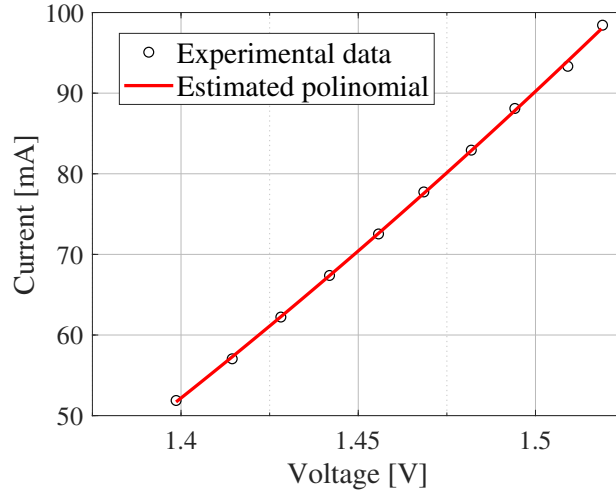
## 200 4.2 Definition of parameters

201 To estimate the quadratic function that relates current and voltage, the LED current range is limited  
 202 between 50 mA and 100 mA (upper DC current limit suggested by the manufacturer). Within the  
 203 specified range, the current increase of 5 mA for acquisition, to enable the curve estimation. For  
 204 each current value, the LED is turned on for 20 minutes, the initial 10 minutes (period for stabilizing  
 205 the device) are disregarded, only considering the average of the final 10 minutes to estimate the  
 206 relation between voltage and current. The estimated quadratic polynomial is,

$$I(V) = 0.3091V^2 - 0.5160V + 0.1688, \quad (4.1)$$

207 and the curve with the experimental data is seen in Figure 5. Table 1 contains how well it fits with  
 208 the estimated polynomial, presenting appropriate statistical values.

209 Defining the quadratic function parameters and the operating conditions, it is possible to  
 210 estimate the system plant  $G_p(s)$ . Considering drive with continuous signal,  $d = 1$ ,  $R = 20 \Omega$ , an



**Figure 5.** Relation between experimentally and estimated data for LED voltage and current.

**Table 1.** Statistical parameters of quality to stimated polynomial.

Parameters	Value
$SSE$	$7.547 \times 10^{-7}$
$R^2$	0.9997
$Adjusted R^2$	0.9996
$RMSE$	$3.283 \times 10^{-4}$

211 operating point around  $\bar{I} = 75$  mA, and by the estimated curve  $\bar{V} \approx 1.4619$  V, from (3.9),

$$G_p(s) = (d/R) \left( \frac{\bar{I}}{2a_0\bar{V} - a_1} + \bar{V} \right) = 0.0757, \quad (4.2)$$

212 and system depends of the PI controller coefficients.

213 To define the coefficients  $K_p$  and  $K_i$ , it is necessary to set the performance indexes, rise time  
214 and settling time. Considering,

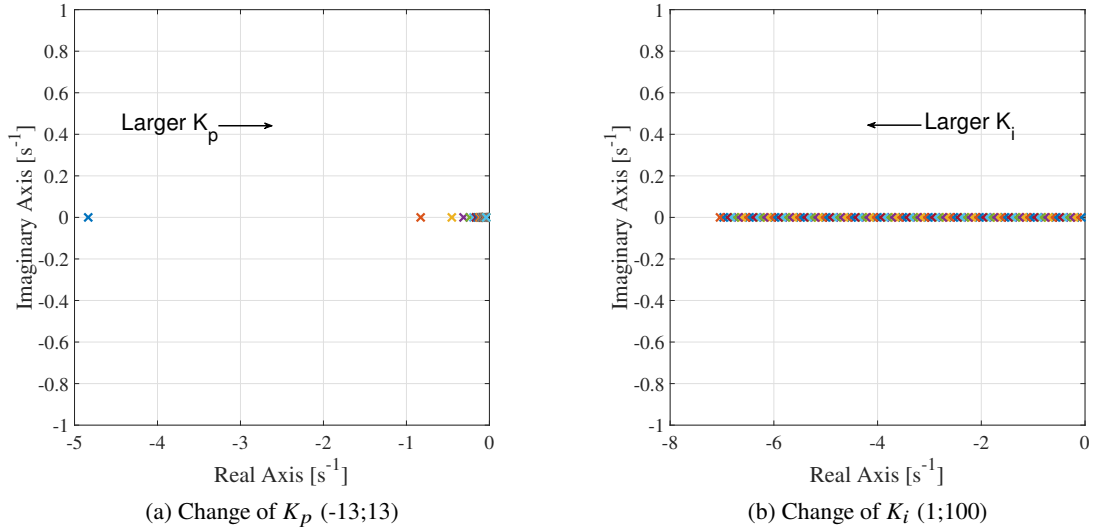
$$\begin{cases} t_r < 2s, \text{ and,} \\ t_s < 5s, \end{cases} \quad (4.3)$$

215 some combinations of  $K_p$  and  $K_i$  attend the specification.

216 The location of the pole is relevant. Considering the pole-zero plot, the real and imaginary axis  
217 for allocating poles and zeros, a system is stable if all the poles are located in the left-half s-plane.  
218 For  $G(s)$ , the pole of the system depends on both coefficients,

$$Den(s) = s + [K_i g_p / (K_p g_p + 1)]. \quad (4.4)$$

219 Evaluating the denominator of  $G(s)$ ,  $Den(s)$ , the pole of the system is farther from the  
220 imaginary axes the larger  $K_i$  and the lower  $K_p$ . Figure 6 shows the location of the pole, varying  $K_p$   
221 between -13 and 13 (Figure 6a), and  $K_i$  between 1 and 100 (Figure 6b). Therefore, the lower  $K_p$   
222 and the larger  $K_i$ , the better for the system, from the view of relative stability.



**Figure 6.** Pole plot of transfer function  $G(s)$  in the left-half s-plane.

223 On the other hand, for the PI controller, small coefficients, in modulus, may not activate the  
 224 control action properly. While high coefficients can make the system unstable, with oscillatory  
 225 components in the controlled variable. Given the appointments, it is obtained,

$$\begin{cases} K_p = -1, \text{ and,} \\ K_i = 14. \end{cases} \quad (4.5)$$

## 226 5 Results

227 Considering the electrical diagram shown in Figure 4a, with continuous signal drive,  $V_i(t) = 1.5$  V,  
 228 without PI controller, the electrical power delivered to the LED is seen in Figure 7.

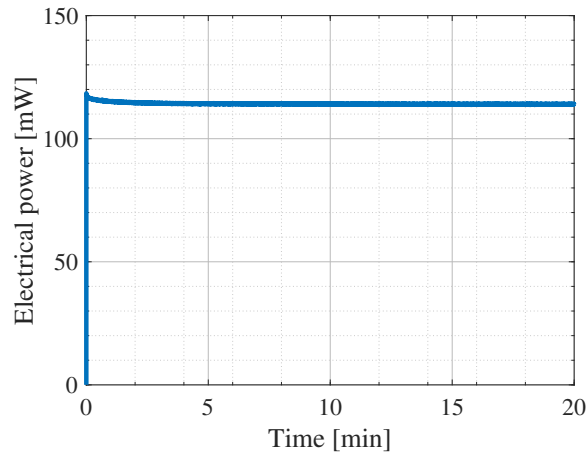
229 LED electrical power value drops in the initial minutes until it reaches a stable level. The  
 230 stabilization time,  $t_{est}$ , is 3 min 30 s to reach  $P_m = 114.0$  mW.

231 For the same circuit topology with the PI controller, the electrical power is shown in Figure 8,  
 232 with  $\bar{V}_i = 1.5$  V and  $P_{setpoint} = 120.0$  mW. The stabilization time of the electric power is reduced,  
 233 compared to the drive without PI controller, drop to  $t_{est} = 4.4$  s.

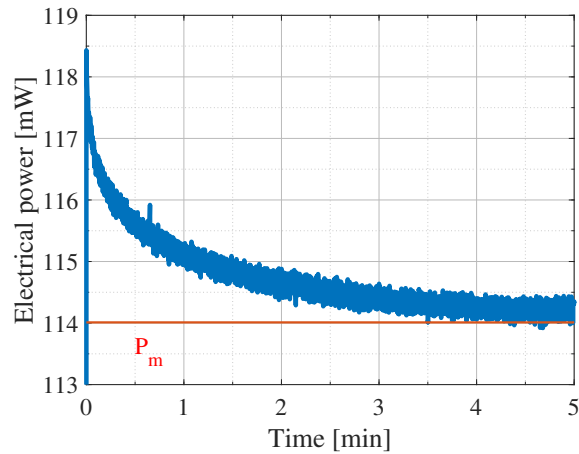
234 In a closed room, without a light source, and with controlled temperature ( $20^\circ\text{C}$ ), a spectrometer  
 235 is used to capture the luminous intensity as shown in Figure 9. The BRC112E-USB-VIS/NIR  
 236 spectrometer from *Edmund*<sup>®</sup> is used to analyze the LED luminous intensity in the range of 233.54  
 237 nm at 1050.39 nm, with 2048 points of resolution.

238 The LED optical power values are collected by the spectrometer every 2 seconds. A “dark”  
 239 reference - a measurement of intensity without the radiation source - is performed before the  
 240 measures to exclude external interferences. Figure 10 shows the LED optical power for two  
 241 situations described earlier, with and without PI controller, over 10 minutes.

242 Without PI controller, LED reaches the average value with 5 min and 16 s after turned on,  
 243 while with PI controller, in 3 min 50 s. It is a 27.2 % decrease in the light stabilization time.



(a) 0 to 20 minutes



(b) Zoom - 0 to 5 minutes

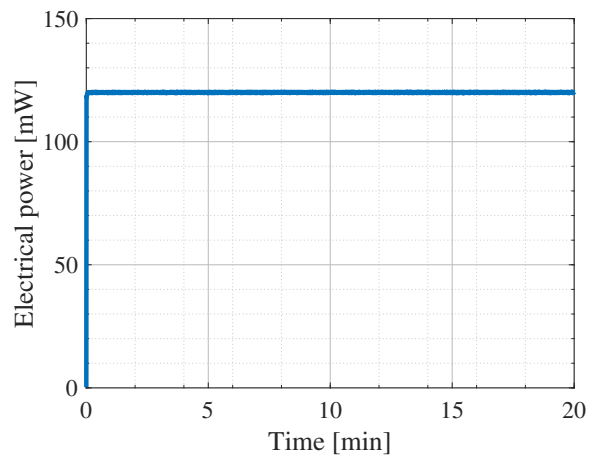
**Figure 7.** LED electrical power for  $V_i(t) = 1.5$  V, without PI controller. (The stabilization time is the first instant that the signal reaches the average value, which is the value calculated based on the average of the final 10 minutes, period that the device has negligible variation in the electrical power).

## 244 6 Conclusions

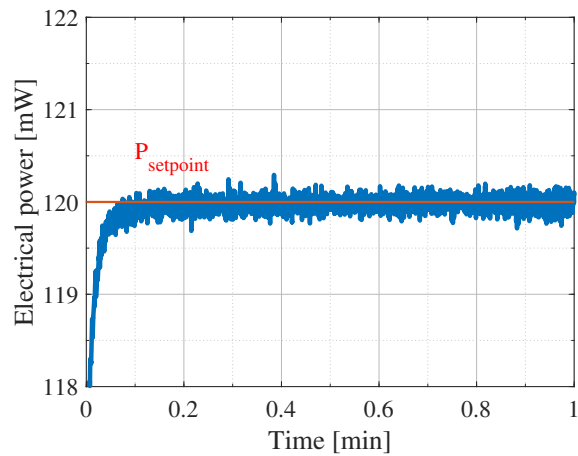
245 Some advantages of the proposed method involve the use of widespread circuit topology, regulator  
 246 current, which allows easy adaptation to previously existing systems, influence on the optical power  
 247 performance without photodetector circuit to monitor the quantity, and low computational effort  
 248 required.

249 The change magnitude in light intensity is small in two scenarios explored, comparatively, over  
 250 time. However, as previously presented, in spectroscopic applications it can result in inaccuracies  
 251 in measurements. With the proposed system, the improvement in electrical and optical power  
 252 stabilization time, and consequently, in the performance of the equipment, is substantial.

253 Prototype is robust to work properly over an extended operating range (for the reference LED,  
 254 between 50 mA and 100 mA, which means half of the range available), with a relevant decrease in



(a) 0 to 20 minutes



(b) Zoom - 0 to 1 minute

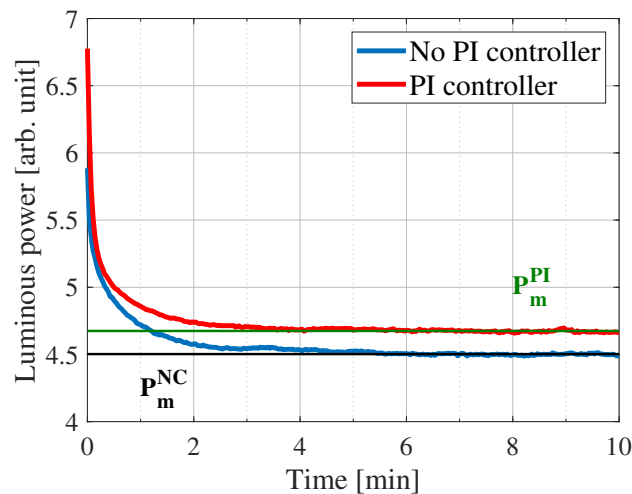
**Figure 8.** LED electrical power with PI controller and  $P_{setpoint} = 120.0$  mW. (It is adopted that the stabilization time is the first instant in which the signal reaches the value of setpoint).



**Figure 9.** Experimental apparatus for optical power measurement. (Spectrometer is highlighted in red, the LED printed circuit board is highlighted in green, and an inert lens (without influencing the optical properties) to collimate the beam of electromagnetic radiation, between the light source and the receiver, is highlighted in blue).

255 the stabilization time of the electrical power, from minutes to seconds.





**Figure 10.** LED optical power. (The average value is based only on values above five minutes,  $P_m^{SC}$  without PI controller and  $P_m^{PI}$  with PI controller).

## 256 Acknowledgments

257 This study was financed in part by the Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível  
258 Superior - Brasil (CAPES) - Finance Code 001.

## 259 References

- 260 [1] A. Lay-Ekuakille, P. Vergallo, R. Morello, and C. De Capua. Indoor air pollution system based on  
261 LED technology. *Journal of the International Measurement Confederation*, 47:749–755, 2014.
- 262 [2] Q. Li, F. Wang, Z. A. Wang, D. Yuan, M. Dai, J. Chen, J. Dai, and K. A. Hoering. Automated  
263 spectrophotometric analyzer for rapid single-point titration of seawater total alkalinity. *Environmental  
264 Science and Technology*, 47(19):11139–11146, 2013.
- 265 [3] C. L. Ng, R. L. Wehling, and S. L. Cuppett. Near-infrared spectroscopic determination of degradation  
266 in vegetable oils used to fry various foods. *Journal of agricultural and food chemistry*, 59(23):  
267 12286–12290, 2011.
- 268 [4] H. Büning-Pfaue. Analysis of water in food by near infrared spectroscopy. *Food Chemistry*, 82(1):  
269 107–115, 2003.
- 270 [5] A. Ouyang and J. Liu. Classification and determination of alcohol in gasoline using NIR spectroscopy  
271 and the successive projections algorithm for variable selection. *Measurement Science and  
272 Technology*, 24(2):025502, 2013.
- 273 [6] E. Da Nóbrega Gaíao, S. R. B. Dos Santos, V. B. Dos Santos, E. C. L. Do Nascimento, R. S. Lima,  
274 and M. C. U. De Araújo. An inexpensive, portable and microcontrolled near infrared  
275 LED-photometer for screening analysis of gasoline. *Talanta*, 75(3):792–796, 2008.
- 276 [7] T. Inagaki, M. Schwanninger, R. Kato, Y. Kurata, W. Thanapase, P. Puthson, and S. Tsuchikawa.  
277 Eucalyptus camaldulensis density and fiber length estimated by near-infrared spectroscopy. *Wood  
278 Science and Technology*, 46(1-3):143–155, 2012.

- 279 [8] M. Todorova, A. M. Mouazen, H. Lange, and S. Atanassova. Potential of near-infrared spectroscopy  
280 for measurement of heavy metals in soil as affected by calibration set size. *Water, Air, & Soil*  
281 *Pollution*, 225(8):1–19, 2014.
- 282 [9] J. Park and C. C. Lee. An electrical model with junction temperature for light-emitting diodes and the  
283 impact on conversion efficiency. *IEEE Electron Device Letters*, 26(5):308–310, 2005.
- 284 [10] Y. Xi and E. F. Schubert. Junction-temperature measurement in GaN ultraviolet light-emitting diodes  
285 using diode forward voltage method. *Applied Physics Letters*, 85(12):2163–2165, 2004.
- 286 [11] Y. Xi, J-Q. Xi, T. Gessmann, J. M. Shah, J. K. Kim, E. F. Schubert, A. J. Fischer, M. H. Crawford,  
287 K. H. A. Bogart, and A. A. Allerman. Junction and carrier temperature measurements in  
288 deep-ultraviolet light-emitting diodes using three different methods. *Applied Physics Letters*, 86(3):  
289 031907, 2005.
- 290 [12] S. King. Luminous intensity of an LED as a function of input power. *ISB Journal of Physics*, 2(2),  
291 2008.
- 292 [13] H-Y. Chou, C-C. Chen, and T-H. Yang. Maintenance of stable light emission in high power LEDs.  
293 *Microelectronics Reliability*, 52(5):912–915, 2012.
- 294 [14] P. Fredes, U. Raff, E. Gramsch, J. Pascal, and J. Cuenca. Junction temperature control of UV-C LEDs  
295 based on a thermoelectric cooler device. *Microelectronics Reliability*, 98:24–30, 2019.
- 296 [15] T-P. Sun and C-H. Wang. Specially designed driver circuits to stabilize LED light output without a  
297 photodetector. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(9):4140–4152, 2011.
- 298 [16] P. P. Pinheiro, J. C. F. Dos Santos, and M. B. De M. França. Development, testing, and validation of a  
299 prototype for qualification of substances based on near-infrared spectroscopy. *IEEE Access*, 7:  
300 25650–25659, 2019.
- 301 [17] B. G. Lipták. *Instrument engineers' handbook, volume two: Process control and optimization*,  
302 volume 2. CRC press, Boca Raton - Florida, US, 4 edition, 2006.
- 303 [18] E. F. Schubert. *Light-Emitting Diodes*. Cambridge University Press, New York, US, 2 edition, 2006.
- 304 [19] Q. Zheng, W. Lin, Y. Xu, L. Wang, and N. Wu. Research on a novel constant power control strategy  
305 for single-stage PFC LED driver. *2014 11th China International Forum on Solid State Lighting*  
306 *(SSLCHINA)*, 12:5–8, 2014.
- 307 [20] I. Neokosmidis, T. Kamalakis, J. W. Walewski, B. Inan, and T. Sphicopoulos. Impact of nonlinear  
308 LED transfer function on discrete multitone modulation: Analytical approach. *Journal of Lightwave*  
309 *Technology*, 27(22):4970–4978, 2009.
- 310 [21] B-J. Huang, P-C. Hsu, M-S. Wu, and C-W. Tang. Study of system dynamics model and control of a  
311 high-power LED lighting luminaire. *Energy (Oxford)*, 32(11):2187–2198, 2007.
- 312 [22] B-J. Huang, C-W. Chen, C-D. Ong, B-H. Du, and P-C. Hsu. Development of constant-power driving  
313 control for light-emitting-diode LED luminaire. *Applied thermal engineering*, 50(1):645–651, 2013.

## **A.2 Artigo aceito e apresentado em Congresso - *Analítica Latin America 2019***

## **Título: ESTUDO DE ESTABILIDADE DE POTÊNCIA LUMINOSA EM LEDs COMO FONTE DE RADIAÇÃO NA ESPECTROSCOPIA NIR**

**Autor(es):** Sergio Luiz Sambugari Júnior, Universidade Estadual de Londrina, slsj08@gmail.com/ Rafael Loni Martins, Universidade Estadual de Londrina, rafaellonim@gmail.com/ Ana Lúcia de Souza Madureira Felício, Universidade Estadual de Londrina, analusou@hotmail.com/ José Alexandre de França, Universidade Estadual de Londrina, franca@la2i.com

**Resumo:** Muitos métodos baseados na espectroscopia no infravermelho próximo têm sido desenvolvidos para identificação e análise de compostos, de maneira rápida, não-destrutiva e não-invasiva. É essencial que as fontes de radiação dos dispositivos sejam estáveis e capazes de emitir luz em uma intensidade constante ao longo do tempo. Com isso, LEDs têm sido utilizados em aplicações devido à baixa complexidade de acionamento e custos. No entanto, para emprego em sistemas de baixa responsividade ou em análises de amostras com pequenas variações nas concentrações, como na detecção de água no leite [1], a potência luminosa em LEDs NIR tende a decair ao longo do tempo, o que pode ocasionar medições incoerentes de uma mesma amostra, por exemplo. Este trabalho discute a ocorrência deste fenômeno, relacionando este efeito à tensão elétrica no dispositivo luminoso voltado para aplicações em espectroscopia na região do NIR. Tal manifestação foi atestada, com a associação das grandezas luminosa e elétrica, possibilitando ações de otimização da fonte de radiação.

**Palavras-chave:** Espectroscopia, infravermelho próximo, LED, estabilidade.

### **1. Introdução:**

A espectroscopia NIR é um tipo de espectroscopia vibracional e está relacionada com a transferência de energia de uma radiação eletromagnética para determinada molécula. Apenas radiações com alguns comprimentos de onda definidos podem excitar as moléculas, levando-a para um nível de energia maior. Com isso, certos comprimentos de onda são absorvidos, outros não, e outros parcialmente, e a intensidade de absorção para cada um corresponde ao espectro de absorção de determinado composto [2], inferindo-se alguns parâmetros da amostra.

Aparelhos comerciais para realização das análises em NIR tem custos elevados, e métodos alternativos são implementados. Para isso, uma das fontes de radiação alternativas comumente utilizadas são os LEDs, diodos semicondutores que emitem luz incoerente com bandas espectrais discretas de largura estreita, de cerca de 50 nm [3]. Nas aplicações em geral, admite-se que a potência luminosa do dispositivo não sofre degradações significativas, porém, na espectroscopia NIR, sinais de pequena ordem podem ser afetados pela variação luminosa.

### **2. Objetivo:**

Estudar o fenômeno de estabilidade de potência luminosa de LEDs em espectroscopia NIR, para aplicação em protótipos voltados para análises de pequenas variações de concentração de compostos, visando a relação entre as grandezas elétricas e as possíveis interferências.

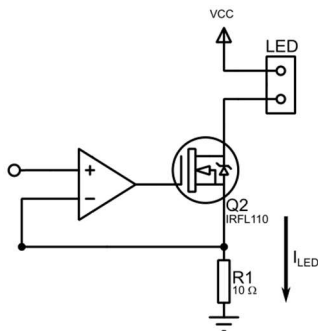
### **3. Metodologia:**

Para estudo do comportamento da potência luminosa foi projetada uma fonte de corrente para acionamento do LED, que garante corrente elétrica constante pelo dispositivo. Como elemento de teste, utilizou-se um LED na região do infravermelho próximo, cujo pico de emissão de radiação luminosa ocorre em 880 nm. Então, com um sinal de acionamento contínuo, a tensão elétrica foi medida sobre a fonte luminosa por 30 minutos, adquirindo amostras de tensão a cada 5 segundos com aquisitor de dados de tensão diferencial, em ambiente de temperatura controlada em 26 °C.

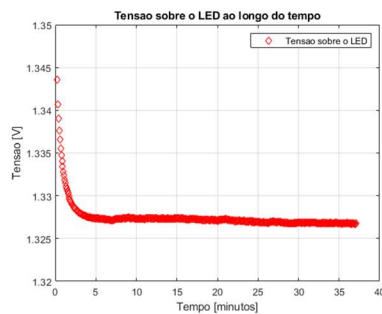
### **4. Resultados e Discussão:**

Os valores de tensão elétrica obtidos ao longo do tempo, vistos em (b), mostram uma queda em tensão da ordem de milivolts depois de alguns minutos, com queda acentuada no início do monitoramento – 5 minutos iniciais. Dependendo da aplicação, o efeito é desprezível, porém, em espectroscopia NIR pode revelar-se um sinal de influência elevada, dado que diversos sinais de interesse estão inseridos nessa escala de grandeza.

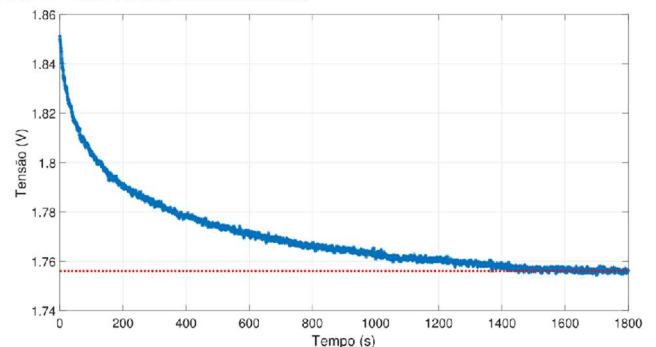
Apesar da relativa estabilidade dos dispositivos, para análises de sinais de grandeza diminuta, a variação de potência luminosa do LED ao longo do tempo pode influenciar medições, no curto prazo. Nos sistemas de identificação por NIR a intensidade de absorção de um composto está diretamente ligada à sua concentração e, para baixas concentrações a intensidade do sinal de resposta pode ser extremamente pequena, sendo de difícil condicionamento e análise em condições ideais, geralmente necessitando de tratamentos quimiométricos para resolução e elucidação do modelo matemático. Com isso, qualquer alteração na potência luminosa oriunda da fonte



(a) Circuito de acionamento



(b) Resposta da tensão elétrica sobre o LED



(c) Potência luminosa convertida em tensão elétrica

de radiação irá interferir na identificação dos parâmetros, gerando respostas distintas ao longo do tempo para uma mesma amostra.

Ainda, cada dispositivo semicondutor pode ter diferentes características, afetando o tempo de estabilidade. Na figura (c), a variação da potência luminosa de um conjunto de LEDs acionados simultaneamente é acompanhada, com amplitude e tempo de variação distintos para cada dispositivo, nesse caso particular, ainda mais elevada.

## 5. Conclusões:

Com a realização deste trabalho é possível afirmar que apesar de estáveis em relação à potência luminosa, os LEDs possuem decaimento em longos períodos de tempo, que pode acarretar em medições incorretas principalmente quando pequenas variações de sinais interferem nas respostas, como é o caso da espectroscopia NIR.

No entanto, pode-se ver uma relação entre a queda de potência luminosa e a tensão elétrica sobre o dispositivo, o que abre a possibilidade de relacionar as grandezas na tentativa de minimizar tais efeitos.

Desta forma, o objetivo do trabalho foi alcançado, pois o estudo conseguiu relacionar as grandezas envolvidas no efeito de decaimento, dando o direcionamento e possibilitando agir de forma mais precisa na otimização do uso de LEDs, minimizando o efeito de queda da potência luminosa ao longo do tempo nas análises na região do infravermelho próximo.

## 6. Referências:

- [1] da Silva Dias, L., da Silva Junior, J. C., Felício, A. L. D. S. M., de França, J. A. (2018). **A NIR photometer prototype with integrating sphere for the detection of added water in raw milk.** IEEE Transactions on Instrumentation and Measurement, 67(12), 2812-2819.
- [2] Stuart, B. (2004). **Infrared Spectroscopy: Fundamentals and Applications.** John Wiley & Sons.
- [3] Pasquini, C. (2003). **Near infrared spectroscopy: Fundamentals, practical aspects and analytical applications.** J. Braz. Chem. Soc.

## 7. Caso o trabalho seja selecionado para apresentação oral:

- (  ) Concordo em apresentar  
 (  ) Não concordo em apresentar



## APÊNDICE B – Códigos

A seguir são apresentados os principais códigos desenvolvidos ao longo do trabalho. Consiste nos algoritmos relativos à aquisição da tensão e corrente no LED, controlador PI digital e geração do sinal de acionamento do circuito fonte de corrente controlada por tensão.

```
// Aquisição da tensão e corrente no LED
ADC_INIT = 1;
RELOGIO = 0;
do{
    while(i<80)
    {
        if(RELOGIO == ADC_INIT)
        {
            // Aquisição da tensão e corrente
            // Início dos canais, aquisição e retorno dos valores das
            // aquisições no buffer
            HAL_ADC_Start(&hadc1);
            if (HAL_ADC_PollForConversion(&hadc1, 1000000) == HAL_OK)
            {
                Tensao = HAL_ADC_GetValue(&hadc1);
            }
            HAL_ADC_Stop(&hadc1);
            HAL_ADC_Start(&hadc2);
            if (HAL_ADC_PollForConversion(&hadc2, 1000000) == HAL_OK)
            {
                Corrente = HAL_ADC_GetValue(&hadc2);
            }
            HAL_ADC_Stop(&hadc2);
            // Vetor circular
            T_CONV = ( ( ( Tensao * 3.0 ) / 4095.0 ) );
            C_CONV = ( ( ( Corrente * 3.0 ) / ( 4095.0 * 10.0 ) ) );
        }
    }
}
```

```

        N_V = N_V + T_CONV - Tensao_vet[i];
        N_C = N_C + C_CONV - Corrente_vet[i];
        V_med = N_V / 80;
        C_med = N_C / 80;
        Pot_M2 = V_med * C_med;
        Tensao_vet[i] = T_CONV;
        Corrente_vet[i] = C_CONV;
        ADC_INIT++;
        i++;
    }

    }

ADC_INIT = 1;
RELOGIO = 0;
i = 0;
Controle = valVolt + Controle_PI_2(Pot_M2);
valByte = (uint16_t)((Controle / 3.0) * 4095);
HAL_DAC_SetValue(&hdac, DAC_CHANNEL_1, DAC_ALIGN_12B_R, valByte);
}while(1);
// Degrau
if (teste2 <= 599999)
{
    Setpoint = 0.1200;
    Controle = valVolt + Controle_PI_2(Pot_M2);
    valByte = (uint16_t)((Controle / 3.0) * 4095);
    HAL_DAC_SetValue(&hdac, DAC_CHANNEL_1, DAC_ALIGN_12B_R, valByte);
}
if (teste2 >= 600000 && teste2 <= 1199999) //5 minutos = 600k
{
    Setpoint = 0.14050;
    Controle = valVolt + Controle_PI_2(Pot_M2);
    valByte = (uint16_t)((Controle / 3.0) * 4095);
    HAL_DAC_SetValue(&hdac, DAC_CHANNEL_1, DAC_ALIGN_12B_R, valByte);
}
if (teste2 >= 1200000 && teste2 <= 1799999)

```



```
{
    Setpoint = 0.1000;
    Controle = valVolt + Controle_PI_2(Pot_M2);
    valByte = (uint16_t)((Controle / 3.0) * 4095);
    HAL_DAC_SetValue(&hdac, DAC_CHANNEL_1, DAC_ALIGN_12B_R, valByte);
}
if (teste2 >= 1800000 && teste2 <= 2399999)
{
    Setpoint = 0.1450;
    Controle = valVolt + Controle_PI_2(Pot_M2);
    valByte = (uint16_t)((Controle / 3.0) * 4095);
    HAL_DAC_SetValue(&hdac, DAC_CHANNEL_1, DAC_ALIGN_12B_R, valByte);
}
if (teste2 >= 2400000)
{
    Setpoint = 0.1200;
    Controle = valVolt + Controle_PI_2(Pot_M2);
    valByte = (uint16_t)((Controle / 3.0) * 4095);
    HAL_DAC_SetValue(&hdac, DAC_CHANNEL_1, DAC_ALIGN_12B_R, valByte);
}
void HAL_TIM_PeriodElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim)
{
    if(htim->Instance==TIM6)
    {
        RELOGIO++;
        teste2++;
    }
}

// Controlador PI digital
float Controle_PI_2(float Potencia_RMS_2)
{
    Erro_Atual_2 = Setpoint - Potencia_RMS_2;
```

```
m_Atual = (Kp2 * Erro_Atual_2) + (Ki2 * T * Erro_Atual_2) + m_Anterior
        - (Kp2 * Erro_Anterior_2);
m_Anterior = m_Atual;
Erro_Anterior_2 = Erro_Atual_2;
Vi = m_Atual;
// PI com windup
if (m_Atual < -0.5)
{
    m_Atual = -0.5;
}
else if(m_Atual > 0.5)
{
    m_Atual = 0.5;
}
else
{
}
return m_Atual;
}

// Sinal pulsado
void HAL_TIM_OC_DelayElapsedCallback(TIM_HandleTypeDef *htim)
{
    switch(Evento){
        case 1: {HAL_DAC_SetValue(&hdac, DAC_CHANNEL_1, DAC_ALIGN_12B_R,
            valByte);
            Evento++;
        } break;
        case 2: {HAL_DAC_SetValue(&hdac, DAC_CHANNEL_1, DAC_ALIGN_12B_R,
            valByte2);
            Evento = 1;
        } break;
        }teste++;
}
}
```

# ANEXO A – Folha de dados

## A.1 LED B5B-900-8



## B5B-900-8



### TECHNICAL DATA

**LED, 5 mm**

**GaAlAs**

B5B-900-8 is a GaAlAs LED mounted on a lead frame with a clear epoxy lens. On forward bias it emits a band of infrared light with a peak at 900 nm.

#### Specifications

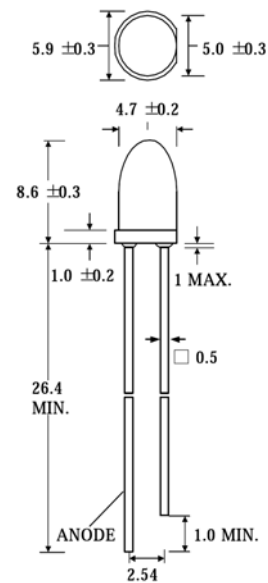
- Structure: GaAlAs
- Peak Wavelength: typ. 900 nm
- Optical Output Power: typ. 48 mW/sr
- Package: 5 mm clear epoxy

#### Absolute Maximum Ratings ( $T_a=25^\circ\text{C}$ )

Item	Symbol	Value	Unit
Power Dissipation	$P_D$	170	mW
Forward Current	$I_F$	100	mA
Pulse Forward Current *1	$I_{FP}$	1000	mA
Reverse Voltage	$V_R$	5	V
Operating Temperature	$T_{opr}$	-40 ... +85	$^\circ\text{C}$
Storage Temperature	$T_{stg}$	-40 ... +100	$^\circ\text{C}$
Soldering Temperature *2	$T_{sol}$	260	$^\circ\text{C}$

\*1 1/10 duty cycle @ 1 KHz

\*2 1.6mm from body, must be completed within 3 seconds



(Unit: mm)

#### Electro-Optical Characteristics

Item	Symbol	Condition	Min.	Typ.	Max.	Unit
Forward Voltage	$V_F$	$I_F = 50 \text{ mA}$	-	1.4	1.7	V
Reverse Current	$I_R$	$V_R = 5 \text{ V}$	-	-	100	$\mu\text{A}$
Radiated Output Power	$P_O$	$I_F = 50 \text{ mA}$	32	48	-	mW/sr
Peak Wavelength	$\lambda_P$	$I_F = 20 \text{ mA}$	-	900	-	nm
Half Width	$\Delta\lambda$	$I_F = 20 \text{ mA}$	-	80	-	nm
Viewing Angle *	$2\Theta_{1/2}$	$I_F = 20 \text{ mA}$	-	8	-	deg.

\* Tolerance: -10 / +5 deg.

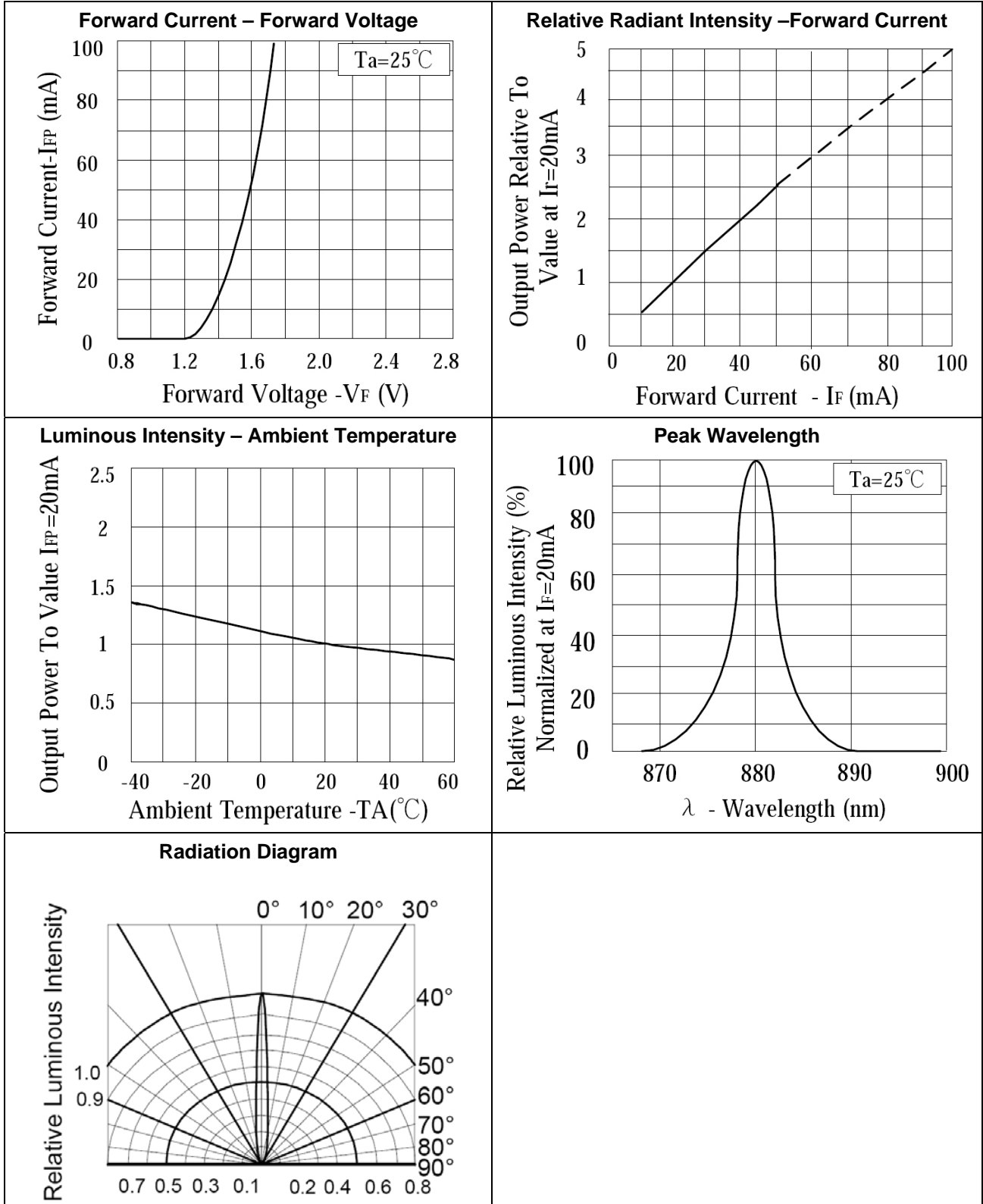
#### Notes

- Do not view directly into the emitting area of the LED during operation!
- The above specifications are for reference purpose only and subjected to change without prior notice.





## Typical Performance Curves



## A.2 LED970-06



Lead (Pb) Free Product – RoHS Compliant

## LED970-xx

## Infrared LED Lamp

LED970-xx is an GaAs LED mounted on a lead frame and encapsulated in various types of epoxy lens which offer different design settings.

On forward bias, it emits a high power radiation of typical 8mW with a peak wavelength at 970nm.

### • Specifications

- |                    |                   |
|--------------------|-------------------|
| 1) Chip material   | GaAs              |
| 2) Peak wavelength | 970nm             |
| 3) Package         | Clear epoxy resin |
| 4) Lead frame      | Soldered          |



### • Absolute Maximum Ratings

Item	Symbol	Maximum Rated Value	Unit	Ambient Temperature
Power Dissipation	P <sub>D</sub>	140	mW	T <sub>a</sub> =25°C
Forward Current	I <sub>F</sub>	100	mA	T <sub>a</sub> =25°C
Pulse Forward Current	I <sub>FP</sub>	1000	mA	T <sub>a</sub> =25°C
Reverse Voltage	V <sub>R</sub>	5	V	T <sub>a</sub> =25°C
Operating Temperature	T <sub>OPR</sub>	-30 ~ +85	°C	
Storage Temperature	T <sub>STG</sub>	-30 ~ +100	°C	
Soldering Temperature	T <sub>SOL</sub>	260	°C	

### • Electro-Optical Characteristics [T<sub>a</sub>=25°C]

Item	Symbol	Condition	Minimum	Typical	Maximum	Unit
Forward Voltage	V <sub>F</sub>	I <sub>F</sub> =50mA		1.30	1.45	V
Reverse Current	I <sub>R</sub>	V <sub>R</sub> =5V			10	uA
Radiated Power	P <sub>O</sub>	I <sub>F</sub> =50mA	4.0	8.0		mW
Peak Wavelength	λ <sub>P</sub>	I <sub>F</sub> =50mA		970		nm
Half Width	Δλ	I <sub>F</sub> =50mA		55		nm
Rise Time	t <sub>r</sub>	I <sub>F</sub> =50mA		1000		ns
Fall Time	t <sub>f</sub>	I <sub>F</sub> =50mA		500		ns



• **Characteristics of Radiant Intensity [Ta=25°C]**

Type	Viewing Half Angle	Radiant Intensity IF= 50mA [mW/sr]			Outer Dimension	
		Minimum	Typical	Maximum	Dimension	Figure
LED970-01	± 10°		13		Ø 5	1
LED970-02	± 5°		16		Ø 5	2
LED970-03	± 15°		11		Ø 5	3
LED970-04	± 20°		5		Ø 5	4
LED970-05	± 40°		1		Ø 5	5
LED970-06	± 7°		20		Ø 5	6
LED970-09	± 25° (Long)		8		Ø 5	7
	± 15° (Short)			Oval		
LED970-31					Ø 3	8
LED970-33	± 15°		5		Ø 3	9
LED970-34					Ø 3	10
LED970-36	± 30°		2.5		Ø 3	11
LED970-41					Ø 4	12
LED970-42					Ø 4	12

- ▶ Radiated Intensity is measured by Tektronix J-16.
- ▶ Total Radiated Power is measured by #500.