

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
CURSO DE ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Bruno Facco Almeida

**CIRCUITO PARA ACIONAMENTO E CONTROLE DO FLUXO  
LUMINOSO DE LEDs APLICADOS EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO  
CIRCADIANA**

Santa Maria, RS  
2022

Bruno Facco Almeida

**CIRCUITO PARA ACIONAMENTO E CONTROLE DO FLUXO LUMINOSO DE  
LEDs APLICADOS EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO CIRCADIANA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Engenheiro de Controle e Automação**.

Orientador: Dr. Eng Vitor Cristiano Bender

Santa Maria, RS  
2022

**Bruno Facco Almeida**

**CIRCUITO PARA ACIONAMENTO E CONTROLE DO FLUXO LUMINOSO DE  
LEDs APLICADOS EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO CIRCADIANA**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM), como requisito parcial para a obtenção do grau de **Engenheiro de Controle e Automação**.

Aprovada em 15 de agosto de 2022:

---

**Vitor Cristiano Bender, Dr. Eng (UFSM)**  
(Orientador)

---

**Marco Antônio Dalla Costa, Dr. Eng (UFSM)**

---

**Rafael Adaime Pinto, Dr. Eng (UFSM)**

Santa Maria, RS  
2022

## AGRADECIMENTOS

Ao chegar ao final dessa etapa da minha formação acadêmica, gostaria de agradecer primeiramente a minha família que me possibilitou chegar até aqui, não medindo esforços para que eu conseguisse atingir meus objetivos e sempre me apoiar em minhas decisões, em especial minha mãe Sélvia e meu pai Francisco, a felicidade de vocês são a minha felicidade.

A minha namorada “Mandy” que conheci no meio dessa jornada e desde então mudou minha vida e percepção sobre as coisas, minha melhor amiga, parceira, que me apoia e torna os dias mais leves e melhores, te amo.

A UFSM por ser uma instituição de referência de educação em todas as esferas de ensino, por proporcionar oportunidade de crescimento e formação para dezenas de milhares de pessoas e desenvolvimento da cidade de Santa Maria.

Ao professor e orientador Vitor Cristiano Bender, por acreditar no meu trabalho e na minha dedicação nesse projeto e também por me ensinar muitas coisas nessa jornada, a me tornar um profissional melhor e sempre buscar o melhor dentro do que faço, por me encorajar e superar medos e me dar suporte para chegar até esse momento.

Ao GEDRE, BOMBAJA e a MOTORA Jr, que me ensinaram a me tornar um profissional melhor e ter experiências que não teria em outro lugar.

Aos profissionais do NUPEDDEE e CTISM pelo suporte no que fosse necessário para que esse trabalho fosse realizado.

Aos professores da banca por todas as contribuições e comentários para a melhora desse trabalho.

Aos amigos da faculdade e da vida, das aulas, dos trabalhos, das provas, dos churrascos, dos CEs, do RU, dos aniversários, dos passeios e viagens, do futebol, do Discord, dos ARAMs até tarde da noite, dos “guris” da elétrica e dias corridos do BAJA, dos projetos da Motora e dos companheiros e professores do dia-a-dia do GEDRE, que me fizeram aprender, se divertir e principalmente tornar momentos especiais para o resto da vida.

A todas as pessoas que contribuíram de alguma forma para a realização desse trabalho.

Obrigado!

## RESUMO

### CIRCUITO PARA ACIONAMENTO E CONTROLE DO FLUXO LUMINOSO DE LEDs APLICADOS EM SISTEMAS DE ILUMINAÇÃO CIRCADIANA

AUTOR: Bruno Facco Almeida

ORIENTADOR: Dr. Eng Vitor Cristiano Bender

Este trabalho apresenta alguns conceitos associados à eletrônica de potência, filtros, eletrônica, programação e controle para o desenvolvimento de um conversor integrado *Buck-Boost Forward* para acionamento de LEDs (*Light-Emitting Diodes*) aplicados em sistemas de iluminação circadiana. A partir da motivação apresentada, se buscou desenvolver um sistema para realização de testes em LEDs de baixa potência, abrangendo a etapa de alimentação e controle do fluxo luminoso, sendo necessário acioná-los com tensão considerável na saída, devido à conexão série dos LEDs da luminária. Além disso, com a variação do fluxo luminoso do LED, é necessário controlar o conversor para manter a potência na saída, sendo requerido o projeto, instrumentação e controle desse sistema. Dentro do escopo desse trabalho faz parte o estudo teórico, projeto dos componentes do sistema que compõem a etapa de potência e controle, simulação, fabricação e testes práticos. Foram realizadas simulações para validação teórica, utilizando os softwares MATLAB® e PSIM® além do projeto e teste prático do conversor, instrumentação e sistema de controle. Os resultados obtidos na prática operando em malha-aberta demonstraram o correto projeto do conversor, onde as formas de onda se mostraram semelhantes à teoria, porém os valores de corrente ficaram abaixo do valor de referência, decorrente das perdas do chaveamento e dos elementos do conversor, os quais não foram contabilizados devido a não ser o foco principal do trabalho. Os testes em malha-fechada demonstraram na prática a importância da relação do conversor com o comportamento da carga. Os testes com carga de LED não obtiveram o resultado esperado, decorrente da redução brusca da corrente quando ocorre a redução da razão cíclica. Isso ocorre devido à redução da tensão na saída a um valor abaixo da tensão de limiar de condução dos LEDs, impactando no aumento da tensão de barramento e corrente que circula nos elementos indutivos principais de cada etapa do conversor. Para uma carga resistiva, os testes ocorreram de maneira esperada, conseguindo chavear a carga com um valor abaixo da referência, decorrente de distorções da forma de onda e erro de medida do sensor. O sistema funcionar em malha-fechada com carga resistiva, é devido ao fato de que nesse tipo de carga não existe a condição que os LEDs possuem, em relação a tensão mínima para conduzir corrente, e sua relação com a característica do *Forward* não poder operar sem carga. Comparando os resultados de simulação e práticos, destaca-se a importância de considerar alguns fatores característicos dos LEDs no projeto teórico, evitando discrepâncias entre os resultados. Além disso, reforça-se os pontos no qual o projeto precisa ser melhorado propondo itens no qual é necessário ter um foco especial para que esse sistema funcione para essa aplicação.

**Palavras chaves:** Conversor, *Buck-Boost, Forward*, Ciclo Circadiano, LEDs, Intensidade Luminosa, Controle, Simulação, Instrumentação.

## ABSTRACT

### CIRCUIT FOR DRIVE AND CONTROL OF LEDs LIGHT FLOW APPLIED IN CIRCADIAN LIGHTING SYSTEMS

AUTHOR: Bruno Facco Almeida  
ADVISOR: Dr. Eng Vitor Cristiano Bender

This work presents some concepts associated with power electronics, filters, electronics, programming and control for the development of an integrated *Buck-Boost Forward* converter to drive LEDs (Light-Emitting Diodes) applied in circadian lighting systems. Based on the motivation presented, it was sought to develop a system for do tests on low power LEDs, covering the stage of power supply and control of the luminous flux, being necessary to activate them with considerable voltage at the output, due to the series connection of the LEDs in the lamp. In addition, with the variation of the luminous flux of the LED, it is necessary to control the converter to maintain the power at the output, requiring the design, instrumentation and control of this system. Within the scope of this work, the theoretical study, system components design that make up the power and control stage, simulation, prototypes and practical tests are part of the scope of this work. Simulations were carried out for theoretical validation, using MATLAB<sup>®</sup> and PSIM<sup>®</sup> software, in addition to the design and practical test of the converter, instrumentation and control system. The results obtained in practice operating in open loop demonstrated the correct design of the converter, where the waveforms were similar to the theory, but the current values were below the reference value, due to the switching losses and the converter elements losses, which were not accounted for due to not being the main focus of the work. The closed-loop tests demonstrated in practice the importance of the converter's relationship with the load behavior. The tests with LED load did not obtain the expected result, due to the sudden reduction of the current when the duty cycle reduction occurs. This is due to the reduction of the output voltage to a value below the threshold voltage of the LEDs, impacting the increase in the bus voltage and current that circulates in the main inductive elements of each stage of the converter. For a resistive load, the tests occurred as expected, managing to switch the load with a value below the reference, due to waveform distortions and sensor measurement error. The fact that the system works in closed-loop with resistive load is due to the fact that the resistive load does not exist, the condition that the LEDs have in relation to the minimum voltage to conduct current and its relation with the Forward characteristic cannot operate without load. Comparing the simulation and practical results, the importance of considering some characteristic factors of LEDs in the theoretical project is highlighted, avoiding discrepancies between the results. In addition, the points where the project needs to be improved are reinforced by proposing items on which it is necessary to have a special focus for this system to work for this application.

**Keywords:** Converter, *Buck-Boost*, *Forward*, Circadian Cycle, LEDs, Luminous Intensity, Control, Simulation, Instrumentation.

# SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO .....</b>	<b>9</b>
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO.....	9
1.2	DESCRIÇÃO DO PROBLEMA .....	10
1.3	OBJETIVOS GERAIS.....	12
1.4	OBJETIVOS ESPECÍFICOS .....	12
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA .....</b>	<b>13</b>
2.1	DIODOS EMISSORES DE LUZ (LEDS).....	13
2.2	CICLO CIRCADIANO.....	15
2.3	CONVERSORES ESTÁTICOS.....	16
2.4	CONVERSOR FORWARD.....	18
2.5	ESTÁGIO PFC.....	22
2.6	FILTRO DE HARMÔNICAS.....	24
2.7	CONVERSOR <i>BUCK-BOOST</i> .....	27
2.8	INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS.....	30
2.9	MODELAGEM DE SISTEMAS ELETRÔNICOS .....	32
<b>2.9.1</b>	<b>Modelagem por Espaço de Estados.....</b>	<b>33</b>
2.10	CONTROLADORES.....	34
2.11	IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLADORES .....	37
2.11.1.1	Implementação de Controladores Digitais.....	38
2.12	MICROCONTROLADORES .....	39
2.13	SENSORIAMENTO.....	40
<b>3</b>	<b>MATERIAIS E MÉTODOS .....</b>	<b>42</b>
3.1	PROJETO DO CONVERSOR <i>BUCK-BOOST FORWARD</i> .....	42
<b>3.1.1</b>	<b>Integração entre os conversores <i>Buck-Boost e Forward</i> .....</b>	<b>42</b>
<b>3.1.2</b>	<b>Análise das equações do <i>Buck-Boost Forward</i> .....</b>	<b>44</b>
<b>3.1.3</b>	<b>Projeto dos componentes do conversor integrado .....</b>	<b>47</b>
3.1.3.1	<i>Buck - Boost</i> PFC.....	48
3.1.3.2	Conversor <i>Forward</i> .....	50
3.2	PARÂMETROS DE PROJETO DO CONVERSOR .....	53
3.3	COMPONENTES PROJETADOS DO CONVERSOR.....	54
3.4	PLACA DE POTÊNCIA DO SISTEMA.....	55

<b>3.4.1</b>	<b>Indutores Projetados .....</b>	<b>55</b>
<b>3.4.2</b>	<b>Placa de Circuito Impresso do Conversor .....</b>	<b>57</b>
3.5	CONFIGURAÇÃO DA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR COM CARGA .....	59
3.6	MODELAGEM CONVERSOR .....	60
<b>3.6.1</b>	<b>Configuração da simulação para validar a Função de Transferência .....</b>	<b>66</b>
3.7	PROJETO DO CONTROLADOR .....	67
3.8	MICROCONTROLADORES E APLICAÇÃO PRÁTICA .....	73
3.9	SENSOR DE CORRENTE .....	76
3.10	CIRCUITO DE COMANDO .....	81
3.11	PLACAS DO SISTEMA EM MALHA-FECHADA .....	82
3.12	CONFIGURAÇÃO DA SIMULAÇÃO EM MALHA-FECHADA .....	83
3.13	CONFIGURAÇÃO DOS TESTES EM MALHA-FECHADA .....	86
3.14	APLICATIVO DESENVOLVIDO .....	87
<b>4</b>	<b>RESULTADOS .....</b>	<b>90</b>
4.1	SIMULAÇÕES.....	90
<b>4.1.1</b>	<b>Malha Aberta.....</b>	<b>91</b>
4.1.1.1	Conversor com carga Resistiva .....	91
4.1.1.2	Conversor com carga de LEDs.....	92
<b>4.1.2</b>	<b>Validação da Função de Transferência.....</b>	<b>94</b>
<b>4.1.3</b>	<b>Validação do Controlador em Malha-Fechada.....</b>	<b>96</b>
4.1.3.1	Carga Nominal.....	97
4.1.3.2	Carga Variável.....	98
4.2	TESTES PRÁTICOS .....	102
<b>4.2.1</b>	<b>Malha-Aberta.....</b>	<b>102</b>
4.2.1.1	Carga Resistiva .....	102
4.2.1.2	Carga de LEDs .....	104
<b>4.2.2</b>	<b>Malha-Fechada .....</b>	<b>106</b>
4.2.2.1	Carga Resistiva .....	107
4.2.2.2	Carga de LEDs .....	109
<b>5</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS.....</b>	<b>110</b>
<b>6</b>	<b>TRABALHOS FUTUROS.....</b>	<b>111</b>
	<b>REFERÊNCIAS.....</b>	<b>112</b>
	<b>APÊNDICE A - DATASHEET NÚCLEO MAGNÉTICO DE FERRITE ..</b>	<b>117</b>

# 1 INTRODUÇÃO

Este capítulo contextualiza sobre a importância da iluminação para o desenvolvimento humano, a evolução dos sistemas de iluminação, que culminou no surgimento dos LEDs, as características e propriedades desse elemento, e sua relação com a saúde e o cotidiano das pessoas. Junto a isso, a característica dos conversores utilizados para o acionamento da luminária, e a motivação para a realização desse trabalho, relacionado a aplicação desse tipo de iluminação para diminuir danos à saúde. Além disso, apresenta-se os objetivos gerais e específicos desse trabalho.

## 1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

O desenvolvimento humano se traduz por diferentes momentos que marcaram a história, dois deles se destacam pela mudança não só da forma como vivemos, mas também como nos comportamos, que são a invenção do fogo e da lâmpada incandescente. Esses dois acontecimentos, mudaram a vida do ser humano, sendo a lâmpada muito importante dentro do contexto da evolução tecnológica, industrial e histórica que aconteceu após esse momento (COSTA. G, 2005).

Desde a invenção da lâmpada incandescente em 1879, as fontes elétricas de iluminação têm evoluído cada vez mais, desde o material utilizado, circuitos de acionamento, eficiência, função e formato (BOWERS, 1980). Isto se traduz na criação de novas tecnologias a partir da criação da lâmpada incandescente, como a lâmpada de vapor de mercúrio em baixa pressão no ano de 1938, conhecida como fluorescente, e os Diodos Emissores de Luz nos anos 1960, mais conhecidos pelo acrônimo LEDs, do inglês: *Light-Emitting Diodes* (SÁ JUNIOR, 2010; SCHUBERT, 2006).

Diodos Emissores de Luz (LEDs) são uma tecnologia que está cada dia mais se consolidando nos sistemas de iluminação, sendo empregados em diferentes aplicações, devido à elevada eficácia luminosa, alta durabilidade e baixo impacto ambiental (ZISSIS, 2016; BOLZON, 2009; BENDER, 2012). Em virtude da sua popularização, muitas áreas de pesquisa são criadas utilizando essa tecnologia, entre elas o desenvolvimento de circuitos eletrônicos para acionamento de LEDs, e a possibilidade de ajuste da iluminação em aplicações específicas, como a circadiana, que ajusta a temperatura de cor da luz de acordo com o ciclo circadiano humano (BOLZAN, 2020).

O ciclo circadiano influencia em aspectos psicológicos, comportamentais e bioquímicos, responsável por controlar a nossa atividade, duração do sono, variação da temperatura corporal, secreção de melatonina e outros hormônios, sendo sincronizada pela detecção do corpo a um estímulo luminoso (BERSON, 2002; DUFFY, WRIGHT, 2005). Dessa forma, a longa exposição a luzes artificiais, como lâmpadas, tela de computadores, televisores e celulares, pode gerar impactos diretos na saúde e atividade diária (FIGUEIRO, EGGLESTON, REA, 2002).

Os LEDs são dispositivos incapazes de controlar sua própria corrente quando acionados a partir de uma fonte de tensão, portanto necessitam de um circuito entre a fonte de energia e a carga, capaz de controlar a corrente fornecida (LOO et al., 2012). Para este fim, diversos circuitos, denominados conversores estáticos de potência, foram concebidos (BUBOVICH, 2017). Por exemplo, os conversores CC-CC *Buck* e *Forward*, são interessantes pois possuem característica de rebaixadores de tensão, podendo adequar um nível maior de tensão ao nível de tensão dos LEDs que normalmente é menor, comparado a fonte primária de tensão (SINGH, CHATURVEDI, 2008).

No entanto, tais conversores CC-CC não podem ser conectados diretamente à rede elétrica sem um estágio retificador e um de correção do fator de potência (PFC), quando a manutenção da qualidade de energia é importante. Os conversores PFC transformam a tensão alternada para contínua, além de corrigir o fator de potência e não subutilizar a rede (KIRSTEN, 2011; PINTO, 2012).

Além disso, conversores que possuem a característica de serem fontes de corrente, capazes de manter a corrente constante ou com baixa ondulação na saída, são preferíveis para utilização com cargas que necessitam controlar a corrente, como os LEDs, por exemplo. Estes conversores normalmente são empregados em um estágio denominado controle de potência (PC) (PETRY, 2001).

Dessa forma, através desse projeto, deseja-se modelar, projetar, simular e implementar um conversor *Buck-Boost Forward* que opera em malha fechada para a alimentação de uma carga de LEDs em uma aplicação para otimizar o ciclo circadiano humano.

## 1.2 DESCRIÇÃO DO PROBLEMA

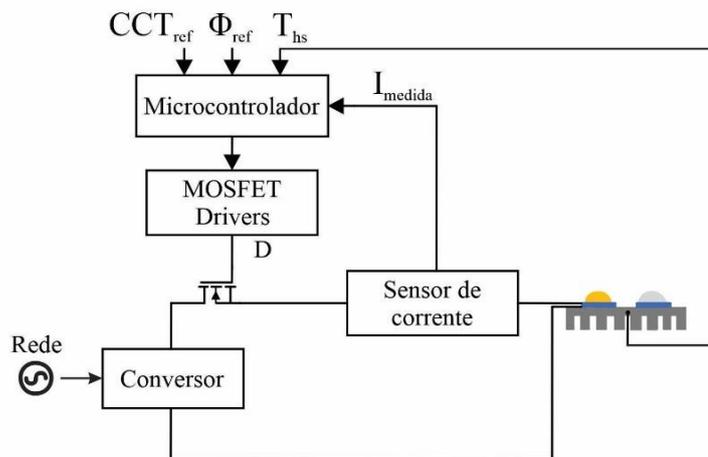
O Grupo de Estudo e Desenvolvimento de Reatores Eletrônicos (GEDRE), desenvolve diferentes estudos relacionados a inovações no ramo da iluminação, eficiência energética e conversores eletrônicos, com o objetivo de atender atividades de ensino, pesquisa e extensão.

Um dos estudos conduzidos, descrito na Figura 1, foi o desenvolvimento de um sistema para validação de um equacionamento para controlar o fluxo luminoso e temperatura de cor de dois tipos diferentes de LEDs, agrupados em dois braços distintos, com o objetivo de otimizar o impacto gerado ao ciclo circadiano ao ser exposto a essa luminária (BOLZAN, 2020).

Porém, a quantidade de LEDs utilizados necessitavam de um valor alto de tensão para alimentação, requerendo um circuito para realizar isso. Somado a esse fator, os testes conduzidos variam a carga, através de um circuito de comutação, sendo necessário manter o valor constante de corrente que alimenta a luminária, funcionando como uma fonte auto regulável.

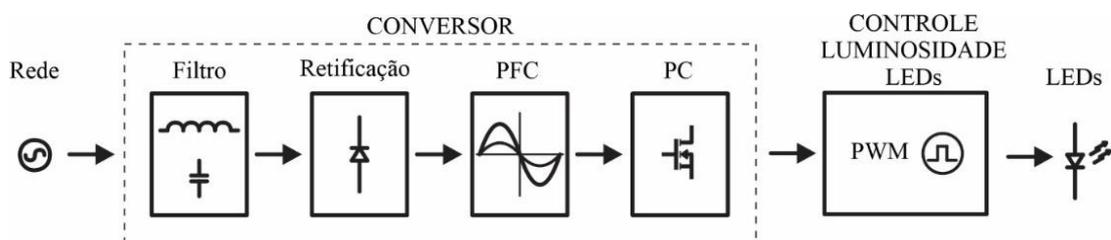
Considerando a deficiência de um equipamento que atende esses requisitos, fornecendo a tensão necessária para alimentação dos LEDs e controlando a corrente na saída do circuito, foi necessário desenvolver um conversor para realizar essas funções, de acordo com a Figura 2, atendendo a demanda dos testes a serem realizados para validação do projeto.

Figura 1 - Circuito para controle da corrente e fluxo luminoso dos LEDs testados.



Fonte: Adaptado de BOLZAN, 2020.

Figura 2 - Circuito considerando o conversor para alimentação do sistema de controle do fluxo luminoso dos LEDs.



Fonte: Autor.

### 1.3 OBJETIVOS GERAIS

O projeto descrito trata de um conversor integrado *Buck-Boost Forward* para alimentação e controle da corrente de um grupo de LEDs. Sendo o conversor uma parte do projeto, que envolve um sistema para controle em malha fechada da intensidade luminosa dos LEDs, a partir de um equacionamento que descreve o seu comportamento baseado em suas propriedades foto-eletr-térmicas.

Para alcançar os resultados propostos, deve-se seguir algumas etapas, que envolve a integração, projeto dos componentes dos estágios PFC e PC, modelagem do conversor para encontrar a função de transferência, e aplicação de um controlador para estabilização do sistema em malha fechada. Após isso, realizar simulações para validação da teoria, fazendo estudos com carga de LEDs e resistiva, utilizando os softwares PSIM<sup>®</sup> e MATLAB<sup>®</sup>, finalizando com a implementação prática, a partir da fabricação do conversor e sistema de controle, e testes em malha aberta e fechada para validação do sistema.

### 1.4 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Realizar uma revisão bibliográfica sobre LEDs, iluminação circadiana, conversores estáticos, integração de conversores, e modelagem de sistemas eletrônicos;
- Projetar os componentes dos conversores a serem utilizados;
- Realizar a integração dos conversores a serem utilizados;
- Modelar a função de transferência do conversor integrado com carga de LEDs;
- Projetar o controlador do conversor focando na aplicação prática do sistema;
- Simular o conversor em malha aberta utilizando software de simulação;
- Simular a função de transferência comparando com os sinais do conversor para validação;
- Simular o conversor em malha fechada para posterior implementação prática;
- Implementar na prática o conversor e sistema de controle em malha-fechada;
- Realizar testes práticos em malha aberta e fechada com os LEDs e carga resistiva;
- Comparar os resultados experimentais e simulados obtidos para validação e conclusão.

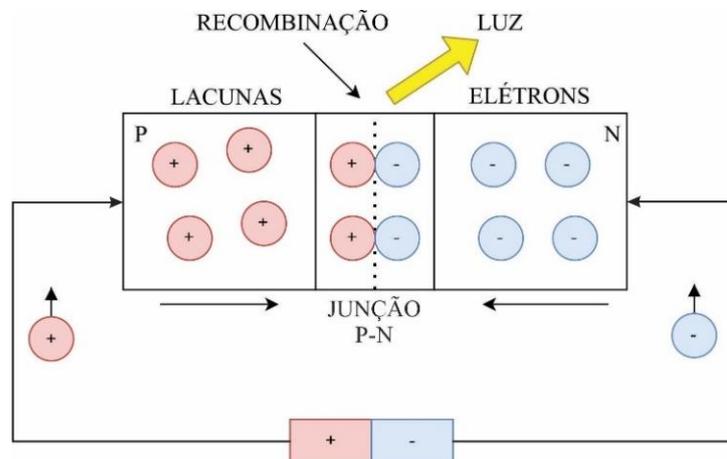
## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo são apresentados alguns conceitos dos tópicos que compõem este trabalho. Inicialmente serão apresentados conceitos gerais sobre LEDs e iluminação circadiana. Na sequência será apresentado cada etapa do conversor integrado que será projetado, analisando seu comportamento e projeto dos componentes. Após isso, serão abordados conceitos para o desenvolvimento de um sistema de controle, como a modelagem da função de transferência de circuitos elétricos, medição de variáveis, metodologia de projeto de controle, tipos de controladores e implementação prática.

### 2.1 DIODOS EMISSORES DE LUZ (LEDS)

Os LEDs são dispositivos semicondutores que surgiram comercialmente na década de 1960 (BULLOUGH, 2003). São dispositivos que possuem uma junção PN dividida entre lacunas (ausência de elétrons) no lado P, e cargas negativas (excesso de elétrons) no lado N. Quando polarizado inversamente, as lacunas e os elétrons se afastam da junção, fazendo com que não haja caminho para circulação de corrente, o contrário, polarizado diretamente, possibilita a passagem de corrente, devido a combinação de elementos opostos, liberando energia na forma de luz (fótons) ou calor (fônons), conforme exemplificado na Figura 3 (BULLOUGH, 2003; SCHUBERT, 2006).

Figura 3 – Diagrama do funcionamento da polarização de um LED

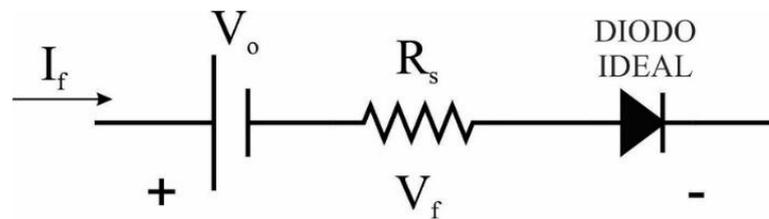


Fonte: Adaptado de BULLOUGH, 2003; SCHUBERT, 2006.

Em relação as características elétricas, o comportamento tensão - corrente foi inicialmente estudado por Shockley e pode ser modificado para atender a tensão direta  $V_f$  de um LED, porém, esse modelo acaba trazendo uma equação que depende de muitas variáveis (SCHUBERT, 2006). Dessa forma, o LED pode ser representado de uma maneira simplificada, através de uma fonte de tensão constante  $V_0$  em série com um diodo ideal e uma resistência em série, conforme mostrado na Figura 4.

Esse modelo é representado na equação (1), tendo algumas limitações comparado ao modelo experimental, conforme a Figura 5, sendo em vermelho a representação do modelo experimental e em pontilhado o modelo linear.

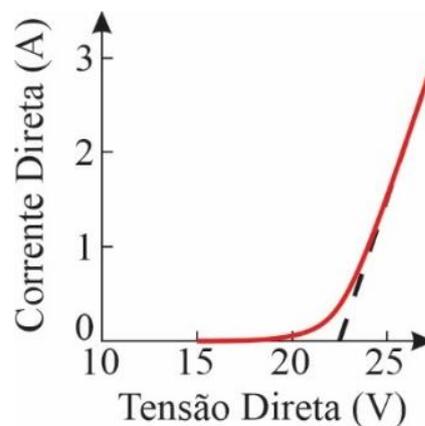
Figura 4 – Modelo Elétrico simplificado de um LED.



Fonte: Autor.

$$V_f(I_f) = R_s I_f + V_0 \quad (1)$$

Figura 5 – Comparação entre as curvas tensão x corrente medida e a obtida com o modelo elétrico simplificado.



Fonte: Adaptado de COSETIN, 2013.

## 2.2 CICLO CIRCADIANO

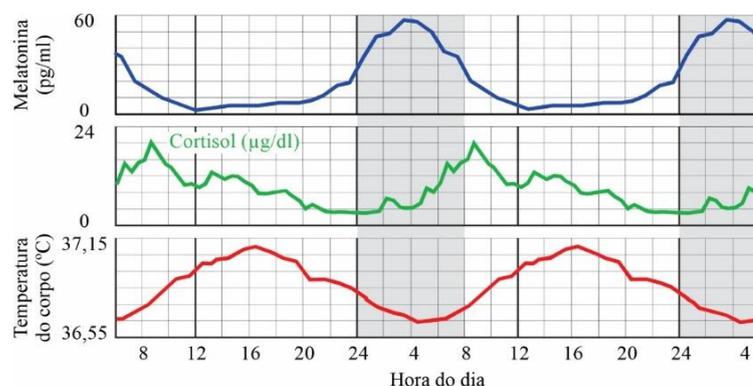
O ciclo circadiano, está relacionado com o ciclo de 24 horas do corpo humano, influenciando aspectos diretos a realização de atividades e sono. Em mamíferos, esse ciclo é sincronizado com o ambiente, principalmente pelos estímulos recebidos através da luz (SCENIHR, 2012).

A retina possui fotorreceptores sensíveis a luz, além de células com receptores de melatonina, conhecido como hormônio do sono, sintetizada durante a noite, sendo considerado um marcador do relógio circadiano. Dessa maneira, a exposição à luz durante a noite pode influenciar na sua produção, adiando ou atrasando a produção desse hormônio, podendo gerar impactos diretos na saúde, como insônia, stress, cansaço (FIGUEIRO, WHITE, 2013; SCHIERZ, CHRISTOPH, VANDAHL, 2008).

Além disso, quanto maior a exposição à luz durante o dia, menor a sensibilidade do sistema circadiano à luz durante a noite, podendo trazer mudanças bruscas da regulação hormonal no corpo (CHANG, SCHEER, CZEISLER, 2011). Na Figura 6, está representado uma curva da relação da produção de melatonina pelo corpo conforme a hora do dia.

Para estudar esses efeitos na saúde, foram feitas diferentes pesquisas para medir os níveis de impacto que a exposição a iluminação pode causar, onde um deles feito com adolescentes mostrou que uma das causas da supressão do sono, pode ser o uso de celulares, visto que a exposição a displays de alto brilho durante a noite suprime a produção de melatonina (FIGUEIRO, OVERINGTON, 2016). Além disso, a diminuição dos níveis de melatonina causada pela desregulação do ciclo circadiano, está relacionada ao desenvolvimento de doenças, como câncer, diabetes, obesidade, doenças cardiovasculares entre outras (BASS, 2010; BOYCE, 2010).

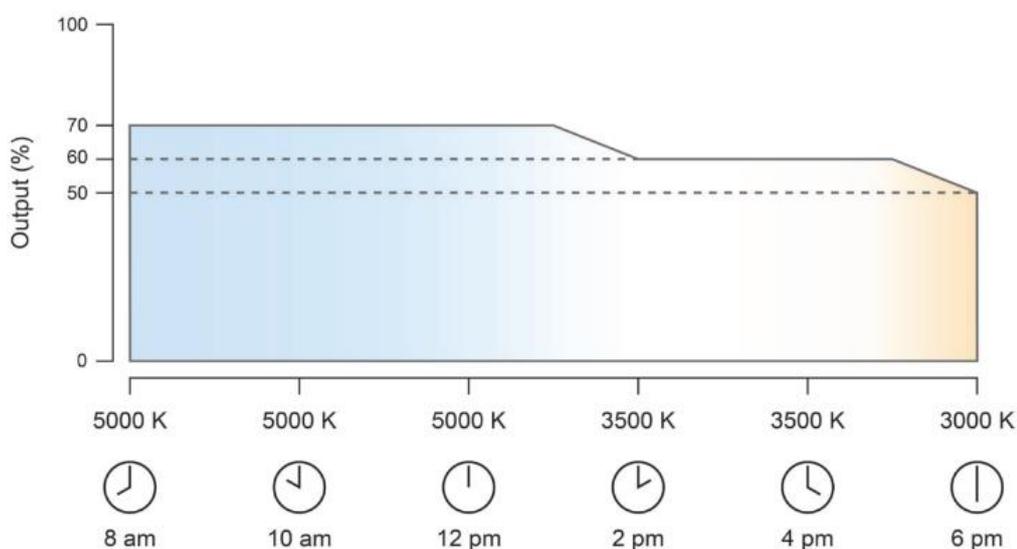
Figura 6 - Níveis de melatonina no plasma sanguíneo e temperatura do corpo de acordo com o horário do dia.



Fonte: BOLZAN, 2020; SCHIERZ, 2008.

Além disso, consegue-se melhorar a resposta humana a este ciclo através da regulação dos parâmetros de uma fonte luminosa, podendo ser usados LEDs de propriedades luminosas diferentes, que quando combinados podem gerar um fluxo luminoso e uma temperatura de cor mais adaptadas à luz natural, que determina o ciclo circadiano humano (BOLZAN, 2020). Na Figura 7, tem um exemplo da variação dos parâmetros de uma lâmpada com foco a se adaptar a hora do dia, e também variação da luz natural (FIGUEIRO, GONZALES, 2016).

Figura 7 – Exemplo de variação do fluxo luminoso e temperatura de cor conforme horário do dia.

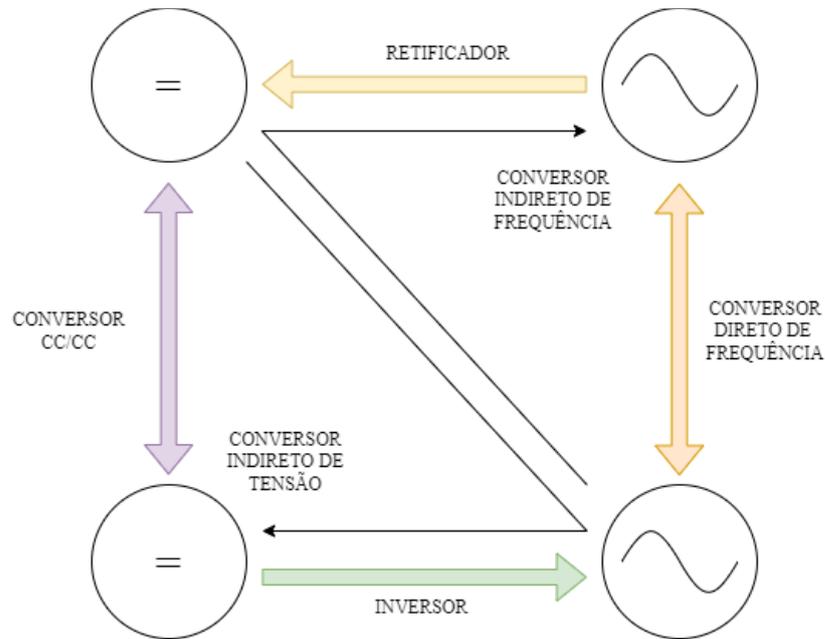


Fonte: FIGUEIRO, GONZALES, 2016.

### 2.3 CONVERSORES ESTÁTICOS

Dentro da Eletrônica de Potência conversores são circuitos que convertem potência de uma forma para outra utilizando dispositivos eletrônicos, dentre eles chaves semicondutoras, modificando a corrente ou a tensão (HART, 2011). Além disso, são a interface entre a fonte e a carga, classificados de diferentes formas, dependendo do tipo de transformação, podendo ser do tipo AC/DC (Corrente Alternada/ Corrente Contínua), DC/AD, DC/AC e AC/AC, conforme representado na Figura 8.

Figura 8 – Principais funções dos conversores estáticos.



Fonte: Adaptado de BARBI, 1997.

Nessa classificação estão os conversores CC/CC, que convertem a tensão/corrente (CC) para outro valor de tensão/corrente (CC), aumentando ou diminuindo esse valor através de um circuito que possui elementos passivos como indutores e capacitores, operado por uma chave semicondutora de potência, que é modulada por uma variável de entrada do sistema, denominada razão-cíclica, representada pela letra D (BARBI, 2006). Através dessa razão cíclica, consegue-se determinar a relação de ganho estático do conversor, comparando valores de entrada e saída, conforme a Figura 9 e a expressão (2) onde tem-se diferentes topologias com diferentes relações de ganho estático, conforme a Tabela 1.

Figura 9 – Representação simplificada de um conversor CC-CC.



Fonte: Adaptado BARBI, 2006.

$$V_{\text{entrada}} I_{\text{entrada}} = V_{\text{saída}} I_{\text{saída}} \quad (2)$$

O ganho estático do conversor Buck por exemplo, é definido em (3), que representa a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída. Devido a utilização da razão cíclica para modulação da chave semicondutora, consegue-se variar a tensão de saída pelo valor de razão cíclica aplicado nela.

$$G = \frac{V_{\text{Saída}}}{V_{\text{Entrada}}} = D \quad (3)$$

Tabela 1 – Ganho Estático de alguns conversores.

<b>Conversor</b>	<b>Ganho Estático</b>
<i>Buck</i>	$G = D$
<i>Boost</i>	$G = \frac{1}{(1-D)}$
<i>Buck-Boost</i>	$G = \frac{D}{(1-D)}$
<i>Flyback</i>	$G = \frac{N_p}{N_s} \frac{D}{(1-D)}$
<i>Forward</i>	$G = D \frac{N_p}{N_s}$

Fonte: Adaptado de BARBI, 2006.

Observando a tabela acima, nota-se os diferentes ganhos dos conversores, que possuem diferentes estruturas, podendo ser classificados entre isolados e não-isolados, onde os 3 primeiros citados são não-isolados, e o *Forward*, assim como o *Flyback*, que é um *Buck-Boost* isolado, possuem um transformador magnetizante isolando a entrada da saída.

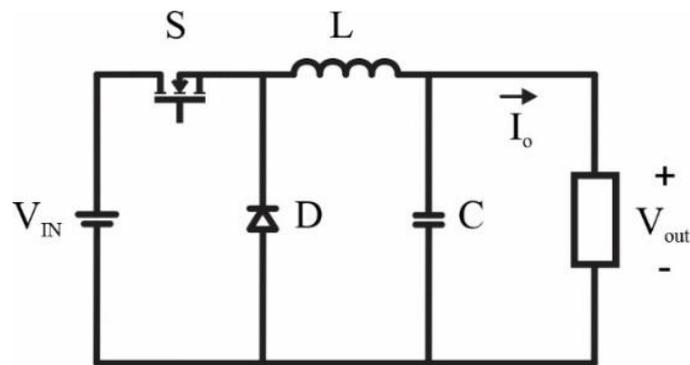
## 2.4 CONVERSOR FORWARD

O conversor *Forward* é uma topologia de conversor rebaixador, assim como o *Buck-Boost*, ou elevador de tensão, como o conversor *Boost*, porém com uma entrada isolada da saída, a partir da presença de um transformador, além de possuir um indutor desmagnetizante que descarrega a corrente do transformador em cada etapa do chaveamento do conversor (PETRY,

2001). Na Figura 10 (a), está representado o conversor *Buck* e em (b) está representado o conversor *Forward*.

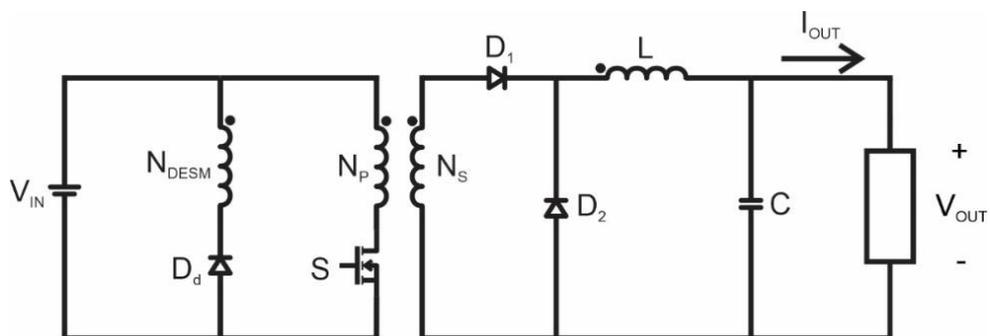
Este conversor, também é semelhante ao conversor *Flyback*, que possui um transformador magnetizante, além de ter a possibilidade de múltiplas saídas, conectando várias cargas, porém não possui o indutor desmagnetizante. A característica de ser um conversor isolado, atuando como fonte de corrente, são diferenciais para aplicações com carga de LEDs. Este fato atende os requisitos da norma NBR IEC 61347-2-13 seção 4, que impõe a necessidade de isolamento da carga de LEDs em relação ao circuito de tensão primário, tornando este conversor apto para aplicação em luminárias comerciais (IEC 61347-2-13, 2020).

Figura 10 – Conversor Buck (a) e Conversor *Forward* (b).



(a)

Fonte: Adaptado de HART, 2011.



(b)

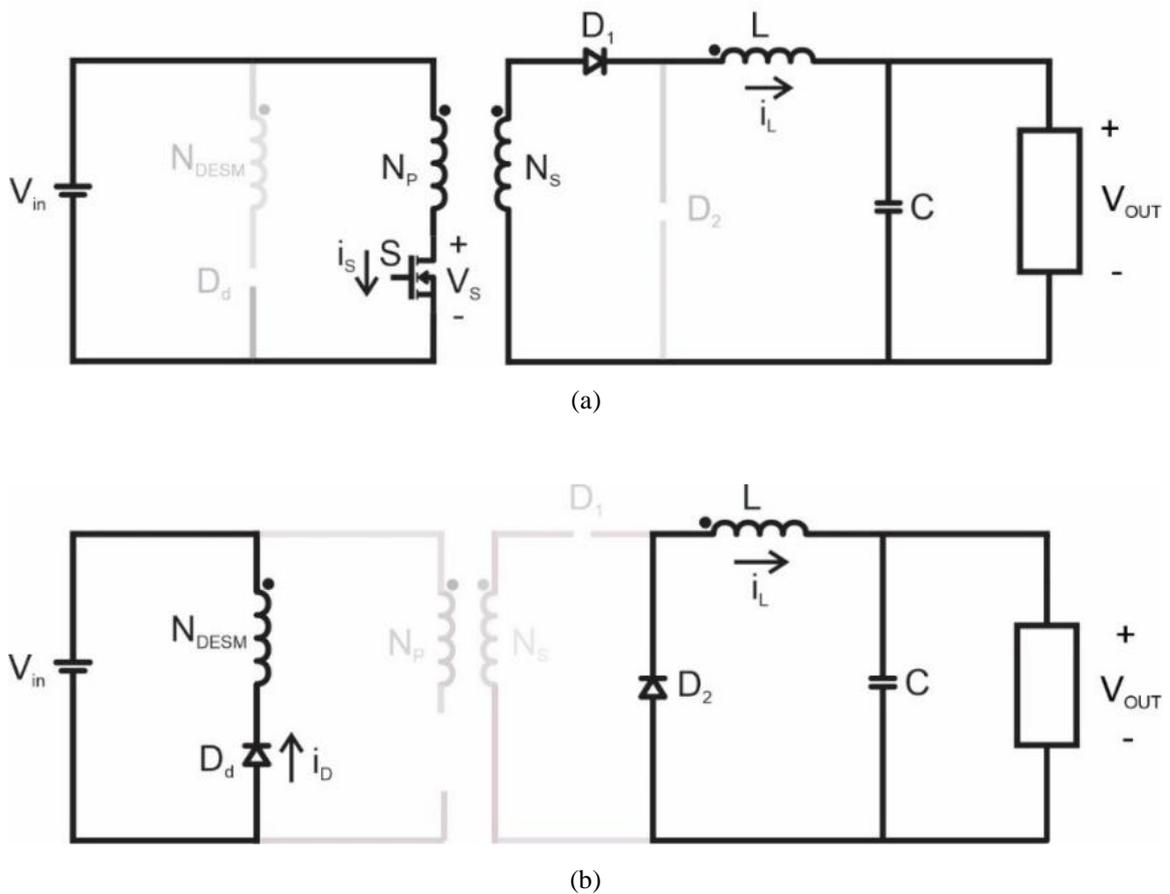
Fonte: Adaptado de MATAKAS, 2015.

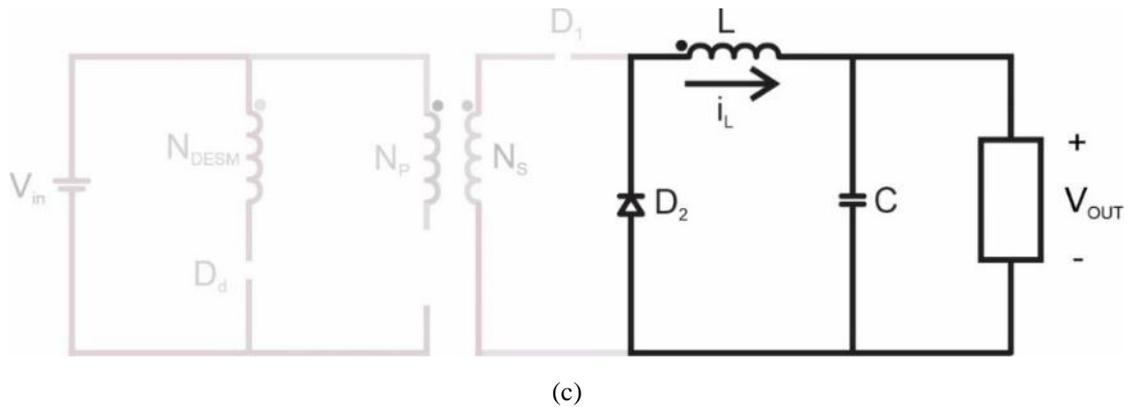
O *Forward* possui 3 etapas de funcionamento, que são controladas pelo interruptor de comutação (S) do circuito (MOHAN, UNDELAND, ROBBINS, 2003; BARBI, 1997). Na Figura

11 (a), é representada a primeira etapa, que descreve o funcionamento do circuito com o interruptor fechado. Nessa etapa é transferida a energia do primário ( $N_P$ ) para o secundário do transformador ( $N_S$ ), carregando o indutor de filtro ( $L$ ).

Na Figura 11 (b), segunda etapa, o interruptor está aberto e a corrente que circulava no transformador da etapa anterior circula no indutor de desmagnetização ( $N_{DESM}$ ) e a fonte de entrada ( $V_{in}$ ), até o início do próximo ciclo de comutação (HART, 2011). Na Figura 11 (c), está representada a terceira etapa, onde interruptor ainda está aberto e a energia armazenada no indutor ( $L$ ) é descarregada, alimentando a carga de saída. O diodo de roda livre ( $D_2$ ) garante a circulação de energia na carga nessa etapa.

Figura 11 – Etapa 1 (a), Etapa 2 (b) e Etapa 3 (c) de operação do conversor Forward.





Fonte: Adaptado de HART, 2011.

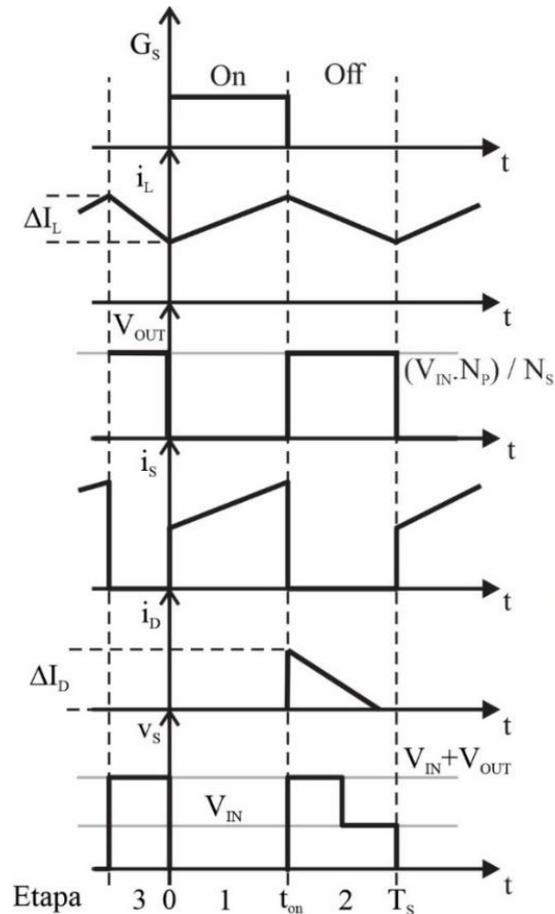
Assim como outros conversores, o *Forward* possui dois modos de operação principais, o modo CCM (*Continuous Conduction Mode*) e o modo DCM (*Discontinuous Conduction Mode*). Dependendo da razão cíclica aplicada na chave e do valor da indutância do indutor de desmagnetização, o conversor opera em um desses modos. Analisando as formas de onda para descarregamento da corrente do  $N_{DESM}$  em cada etapa de operação, recomenda-se uma razão cíclica de operação menor que 0,5 para operação em CCM (GIACOMINI et al., 2017).

A utilização do modo CCM traz vantagens relacionadas principalmente ao projeto dos componentes, onde equações como o ganho do conversor são independentes do tipo de carga, e traz facilidades também na modelagem da função de transferência do circuito para projeto do controlador (HART, 2011). As principais formas de onda do modo CCM do conversor *Forward* são demonstradas na Figura 12. As formas de onda representam de cima para baixo respectivamente o sinal de comando do interruptor de comutação ( $G_S$ ), corrente no indutor de filtro ( $i_L$ ), tensão na saída ( $V_{out}$ ), corrente no interruptor ( $i_S$ ), corrente no indutor de desmagnetização ( $i_D$ ) e tensão no interruptor ( $V_S$ ).

A partir das etapas de operação e análise das formas de onda de cada etapa, chega-se nas equações para projeto dos componentes do conversor *Forward* (ARBOY, COUSIN, 2006). Conforme a equação (4) o ganho do conversor está diretamente relacionado com a relação de espiras, sendo esse ganho diretamente proporcional a variação da razão cíclica ( $D$ ) do interruptor do conversor (HART, 2011).

$$\frac{V_{out}}{V_{in}} = D \frac{N_P}{N_S} \quad (4)$$

Figura 12 – Formas de Onda do Conversor *Forward*.



Fonte: Adaptado de HART, 2011.

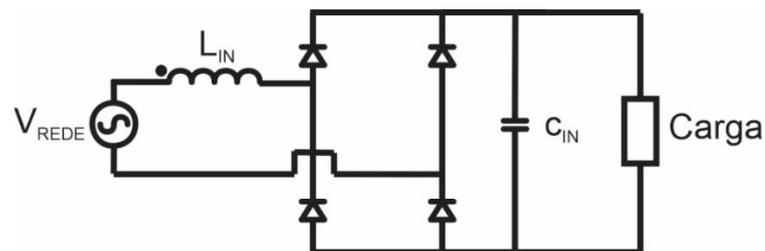
O projeto dos componentes do conversor *Forward* segundo (BARBI, 2003), considera a sequência dos passos a partir do projeto do transformador e indutor desmagnetizante, considerando alguns fatores de projeto, como área da janela e fator de ocupação. A partir disso se projeta os outros elementos, como o indutor de saída e capacitor de filtro, além de cálculo teórico dos níveis de tensão na chave semicondutora do conversor (ARBOY, COUSIN, 2006).

## 2.5 ESTÁGIO PFC

Com o avanço da tecnologia e aumento das cargas não lineares nas instalações elétricas, principalmente residenciais, as agências reguladoras começaram a impor limites quanto aos níveis de fator de potência (FP) e distorção harmônica total (THD) da corrente dos dispositivos eletrônicos conectados à rede de energia elétrica (COSTA, 2004). As principais causas de um

baixo FP são a defasagem da corrente em relação à tensão de linha, e a alta taxa de distorção harmônica da corrente de entrada, resultados, principalmente, da utilização da simples configuração de ponte retificadora e filtro capacitivo para a obtenção de uma fonte de tensão contínua, a partir da rede de alimentação (PINTO, 2012; KIRSTEN, 2011). Na Figura 13, está representado um exemplo de circuito com ponte retificadora.

Figura 13 – Ponte Retificadora com Filtro Capacitivo.



Fonte: Adaptado de KIRSTEN, 2011.

O Fator de Potência, representado pela equação (5), é definido como a relação entre a potência ativa e a potência aparente (ANEEL, 2000). Para cargas lineares, alimentadas diretamente da rede elétrica, onde a corrente e a tensão são senoidais, a THD (Taxa de distorção harmônica) é nula, logo o fator de potência pode ser calculado pelo cosseno do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente, conforme (6). Para cargas não lineares o fator de potência é definido em (7), onde é necessário considerar a raiz quadrada de todas as harmônicas divididas pela componente fundamental.

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\text{Potência Real (Watts)}}{\text{Potência Aparente (Volt-Ampère)}} \quad (5)$$

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{V_{RMS} I_{RMS} \cos\varphi}{V_{RMS} I_{RMS}} = \cos\varphi \quad (6)$$

$$FP = \frac{\cos(\theta_1)}{\sqrt{1 + \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} I_n^2}}{I_1}}} \quad (7)$$

Onde  $I_1$  é a componente fundamental da corrente de entrada do sistema, e  $n$  é à ordem harmônica. O fator de potência pode ser definido como o cosseno do ângulo de defasagem entre a tensão e a corrente. Os circuitos que suprem cargas não lineares podem apresentar alta taxa de distorção harmônica devido ao chaveamento da corrente de entrada dos circuitos, pelos interruptores ou de circuitos de retificação (KIRSTEN, 2011).

Dessa forma, a IEC (*International Electrotechnical Commission*) criou a norma IEC 61000-3-2, a qual impõe limites às harmônicas de corrente injetadas na rede pública de alimentação (IEC 61000-3-2, 2005). A norma aplica-se a equipamentos elétricos e eletrônicos que possuem corrente de entrada de até 16 A por fase, conectados a uma rede pública de baixa tensão alternada, de 50 ou 60 Hz (POMILIO, 2004).

A necessidade de controlar as componentes harmônica injetadas na rede provê duas soluções distintas. A solução passiva é composta por filtros passa-baixas, que têm como principais vantagens robustez e baixo custo, e desvantagem o filtro ser condicionado à uma frequência muito baixa, resultando em elementos reativos volumosos (COSTA, 2004). Com o objetivo de reduzir o tamanho do circuito utilizado para correção do fator de potência e reduzir a ondulação da tensão de saída, são utilizados conversores CC-CC operando em alta frequência e em modo de condução descontínua (DCM), sendo um método ativo de correção do fator de potência (PINTO, 2012).

Os conversores mais utilizados para a correção do fator de potência são: *Boost*, *Flyback* e *Buck-Boost*, operando em DCM. Estes conversores utilizam altas frequências de chaveamento que produzem uma distorção harmônica na corrente de entrada. Nesses conversores, o filtro de entrada representa uma parte considerável, onde o objetivo é eliminar as harmônicas geradas pela comutação sem modificar o comportamento da frequência da rede (BISOGNO, 2001).

O estágio de correção do fator de potência é necessário para garantir que se atendam as regulamentações da norma IEC 61000-3-2, Tabela 1.0, quanto às limitações das harmônicas de corrente injetadas na rede de energia elétrica (IEC 61000-3-2, 2005).

## 2.6 FILTRO DE HARMÔNICAS

O filtro de entrada tem a função de eliminar as harmônicas de alta frequência geradas pelo chaveamento dos conversores. Estas são diretamente responsáveis pela redução do fator de potência, porque contribuem para que a corrente da entrada possua um valor elevado de taxa de distorção harmônica (THD) (BISOGNO, 2001). Com a filtragem total das harmônicas de alta

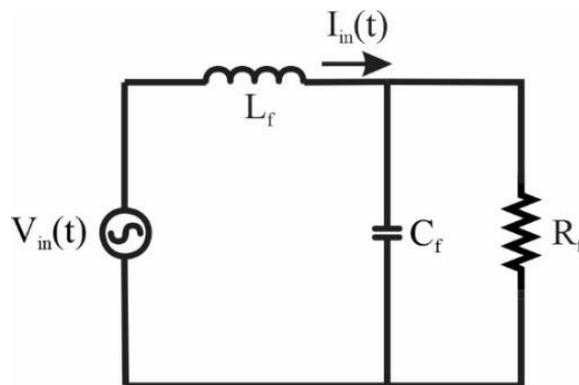
frequência, a corrente de entrada torna-se uma senoide pura, com fator de potência unitário e THD nula. Este filtro também melhora os índices de interferência eletromagnética, já que diminui os picos de corrente da entrada. A frequência de corte do filtro de entrada  $f_c$  é arbitrariamente projetada em uma década abaixo da frequência de comutação  $f_s$ , determinado pela expressão (8) (BISOGNO, 2001).

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (8)$$

Este filtro deve ser posto entre a rede de alimentação e o conversor PFC. O circuito equivalente desse filtro é representado na Figura 14. Onde o resistor  $R_f$ , calculado em (9), representa a resistência equivalente do conversor PFC vista pela rede de alimentação. Esse filtro é calculado em relação ao pior caso de atuação, que é quando está no pico da corrente de entrada. Dessa forma esse resistor é calculado como a relação entre o valor pico da tensão da rede ( $V_{in(pk)}$ ) e corrente de pico drenada pelo conversor PFC ( $I_{in(pk)}$ ), sendo essa resistência diferente para cada conversor (MARCHESAN, 2007).

$$R_f = \frac{V_{in(pk)}}{I_{in(pk)}} \quad (9)$$

Figura 14 – Circuito do Filtro de Entrada.



Fonte: Adaptado de BISOGNO, 2001.

Para o conversor *Buck-Boost* a resistência desse conversor é definida pela equação (10). Considerando a Figura 14, a função de transferência desse circuito está representada em (11).

Para o cálculo dos componentes, utiliza-se a função de transferência de um filtro de segunda ordem definido em (12) (OGATA, 2011).

$$R_{bb} = \frac{L_{bb} \cdot f_s}{D_{bb}} \quad (10)$$

$$G_f(s) = \frac{\frac{1}{L_f C_f}}{s^2 + \frac{1}{C_f R_f} s + \frac{1}{L_f C_f}} \quad (11)$$

$$G(s) = \frac{\omega_c^2}{s^2 + 2\xi\omega_c s + \omega_c^2} \quad (12)$$

O valor de  $\xi$  representa o coeficiente de amortecimento, que por regra deve ser maior que 0,707, para não haver pico de ressonância na frequência de corte e deslocamento de fase em baixas frequências (OGATA, 2011). Além disso, se trabalha com frequência de corte do filtro superior a 50 vezes a frequência da rede, garantindo que o filtro atenua nas altas frequências de chaveamento do conversor e não interfira na frequência da rede (BISOGNO, 2011).

Na equação (13) está representado a equação da frequência angular. Considerando a equação (11) e (12), consegue-se determinar o cálculo do capacitor pela equação (14) e o indutor pela equação (15).

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (13)$$

$$C_f = \frac{1}{2 \cdot \xi \cdot \omega_c \cdot R_f} \quad (14)$$

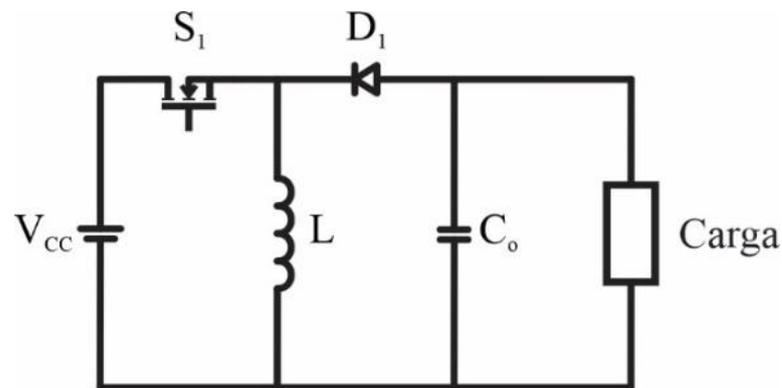
$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_f} \quad (15)$$

O filtro de entrada é uma solução passiva, porém como apresenta frequência de corte da ordem de milhares de Hertz, o volume dos elementos passivos deste filtro é significativamente menor que o utilizado nas soluções passivas de PFC (KIRSTEN, 2011).

## 2.7 CONVERSOR *BUCK-BOOST*

Conforme citado anteriormente, o conversor *Buck-Boost* é uma das topologias de conversores mais utilizado para realizar o estágio PFC. Dessa forma, nessa seção será abordado um resumo do funcionamento desse conversor, no modo DCM. Na Figura 15, está representado a configuração dessa topologia, com os componentes que fazem parte da sua construção.

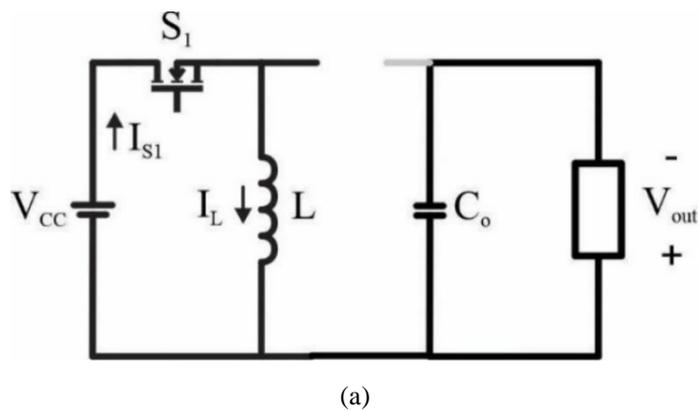
Figura 15 – Conversor *Buck-Boost*.

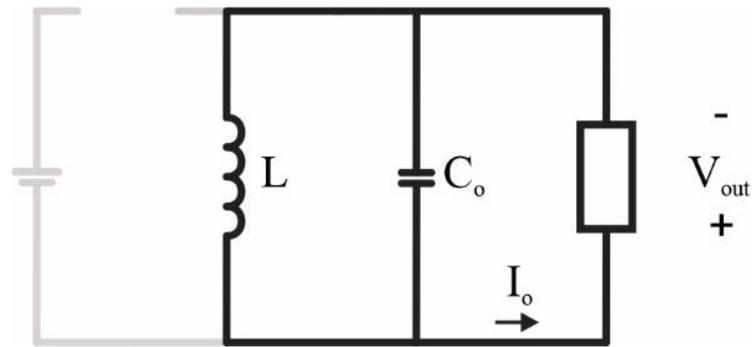


Fonte: Adaptado de COSSETIN, 2013.

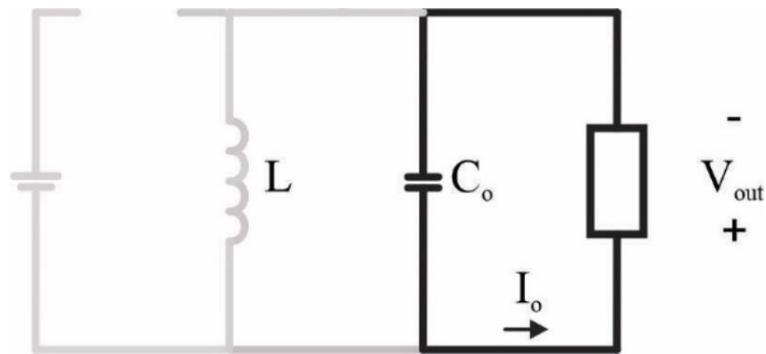
A característica elementar deste conversor é a possibilidade de ser tanto rebaixador como elevador de tensão (COSETIN, 2013). A partir da análise das etapas de operação do conversor e das formas de onda de corrente e tensão, sendo representado na Figura 16 (a), a etapa 1 de operação do conversor *Buck-Boost* e em (b) a etapa 2 e em (c) a etapa 3. A equação do ganho do conversor é definida a partir da dedução do caminho da corrente no primeiro estágio do conversor (HART, 2011).

Figura 16 – Etapa 1 (a), Etapa 2 (b) e Etapa 3 (c) de operação do Conversor *Buck-Boost* em modo DCM.





(b)

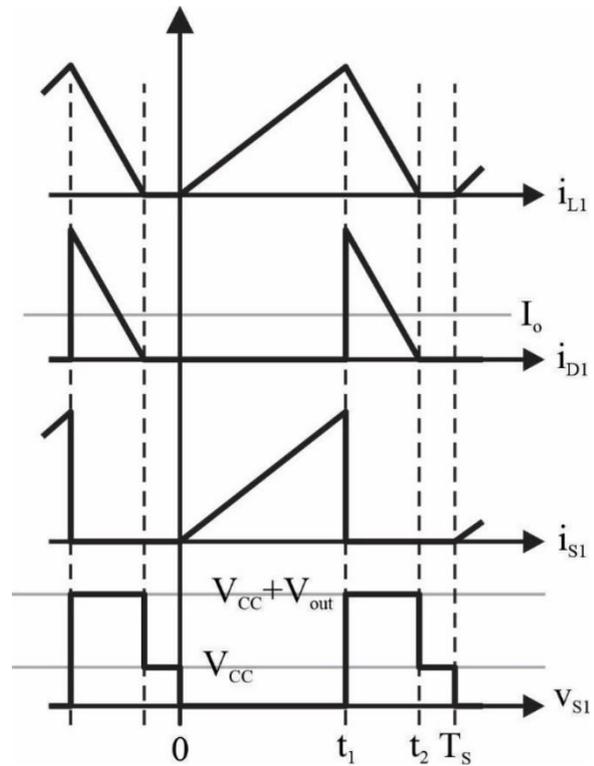


(c)

Fonte: Adaptado de COSETIN, 2013.

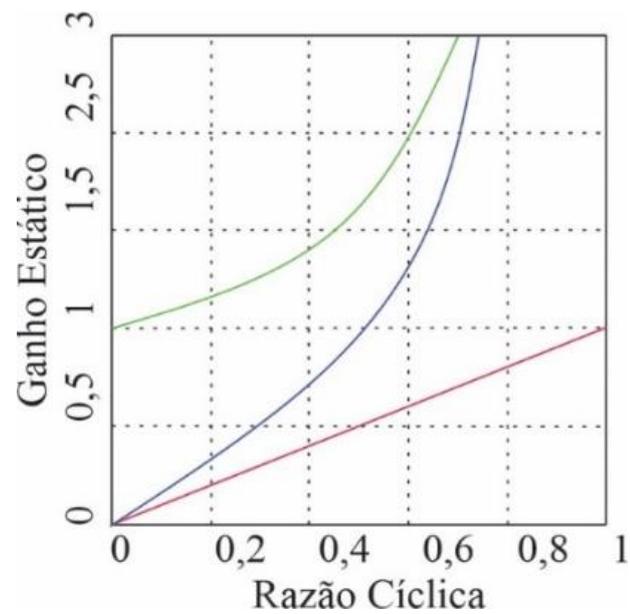
A partir das etapas de operação, se obtém as formas de onda decorrente do modo de operação do conversor, dependendo da razão cíclica aplicada na chave semicondutora, onde na Figura 17, estão representadas as formas de onda do modo DCM. Além disso, para operar como rebaixador ou elevador depende do valor de razão cíclica aplicado na chave semicondutora, mudando além do modo de condução, o comportamento em relação ao ganho estático, representado na Figura 18, sendo em verde o ganho do conversor *Boost*, em azul o *Buck-Boost* e em vermelho o *Buck*.

Figura 17 – Formas de Onda do conversor *Buck-Boost* no modo DCM.



Fonte: Adaptado de COSSETIN, 2013.

Figura 18 – Comparação entre a relação cíclica aplicada e a tensão de saída entre os conversores.



Fonte: Adaptado de RASHID, 2003.

Considerando a etapa 1, e a forma de onda de tensão no indutor L, consegue-se determinar o ganho do conversor, relacionando a tensão de entrada e saída, onde nota-se que a saída possui tensão invertida em relação a entrada, sendo uma das características desse conversor, chegando na equação (16), que determina o ganho estático do conversor, em relação ao modo DCM para uma carga resistiva.

$$V_o = V_{cc} D \sqrt{\frac{RT_s}{2L}} \quad (16)$$

Observando a equação acima,  $V_{CC}$  é a tensão de entrada,  $D$  a razão cíclica,  $R$  a resistência total da carga,  $T_s$  o tempo total de um ciclo completo da frequência de PWM aplicado e  $L$  a indutância do indutor principal do circuito. Onde para chegar nessa equação observa-se a corrente de pico do indutor do circuito.

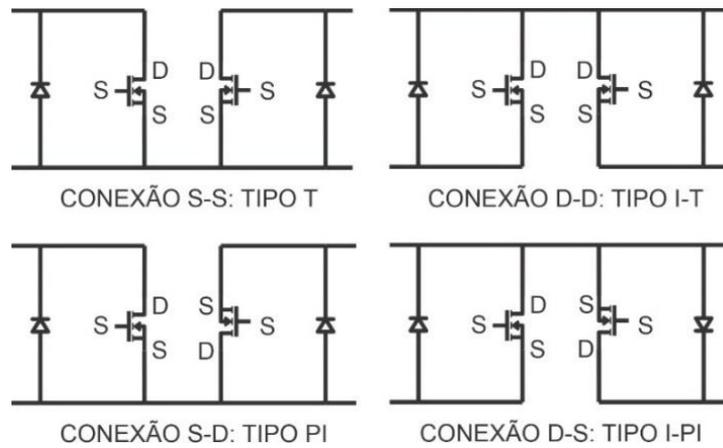
## 2.8 INTEGRAÇÃO DE CONVERSORES ESTÁTICOS

Conversores conectados diretamente à rede elétrica, geralmente apresentam um estágio PFC e um estágio PC. Nestes estágios, são empregados conversores CC-CC operando em alta frequência. Quando um método ativo é empregado para a correção do fator de potência, a integração deste estágio com o estágio PC permite a redução do número de componentes empregados, principalmente interruptores ativos, simplificando o circuito (PINTO, 2012).

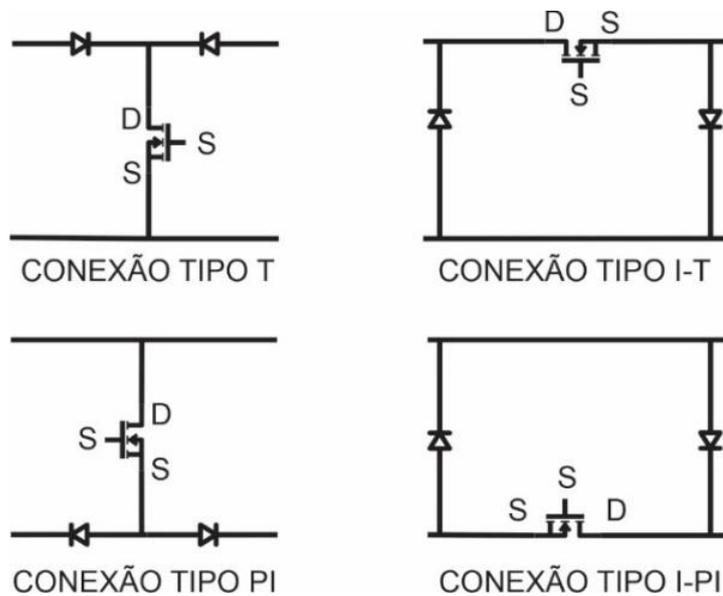
Dois conversores CC/CC podem ser integrados, ou seja, seus interruptores podem ser compartilhados, se possuírem pelo menos um ponto em comum e trabalharem na mesma frequência e razão cíclica. Quando conectados, quatro tipos de ligações entre os interruptores podem ser realizados: tipo T, tipo I-T, tipo PI e tipo I-PI (WU, CHEN, 1998).

A conexão do tipo T ocorre quando os interruptores controlados dos dois conversores conectados em cascata compartilham os terminais de *Source* e conseqüentemente, a conexão do tipo I-T é obtida quando o *Drain* é o ponto em comum. Para a conexão do tipo p, o ponto em comum é o *Source* do interruptor controlado do primeiro conversor e o *Drain* do segundo. Na conexão do tipo I-PI, ocorre a ligação do *Drain* do interruptor do primeiro estágio com o *Source* do estágio subsequente (MARCHESAN, 2007). Na Figura 19 (a), estão representados os 4 tipos de conexões e em (b), o circuito equivalente dessas conexões.

Figura 19 – Tipos de conexões (a) suas respectivas integrações (b).



(a)



(b)

Fonte: Adaptado de MARCHESAN, 2007.

Nas conexões resultantes do Tipo T e I-T, a corrente no interruptor compartilhado será a soma das correntes dos dois estágios, característica de sobrecorrente. As conexões Tipo PI e I-PI, o interruptor compartilhado apresenta característica de sobretensão. Assim, a integração entre o estágio de correção do fator de potência e o estágio de controle de potência empregando conversores CC-CC é possível quando há no mínimo um ponto em comum entre as chaves dos conversores (PINTO, 2012).

## 2.9 MODELAGEM DE SISTEMAS ELETRÔNICOS

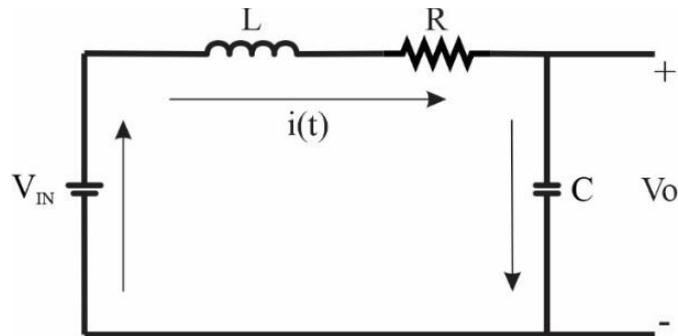
O princípio básico da modelagem de sistemas elétricos está em torno da aplicação das leis de *Kirchoff* das correntes e tensões no circuito que se procura modelar (OGATA, 2011). Através disso pode se aplicar lei das correntes (nós), ou lei das tensões (malhas), para determinar o comportamento do circuito. A transformada de Laplace define como os sistemas interagem com as suas entidades, de acordo com as suas variáveis de entrada e saída, onde representa-se sistemas físicos através de aproximações lineares (DORF, BISHOP, 2013).

Dessa forma, pode-se modelar sistemas a partir de equações diferenciais, que podem ser convertidas através de transformadas de Laplace, e assim fazer a transição dos sistemas para o domínio 's'. Considerando essas transformações, elementos como capacitores e indutores que são elementos lineares, podem ser representados através de integrais e derivadas, onde através da transformada de Laplace, se representa esses elementos através de uma função, que determina a saída desses elementos a um determinado impulso na entrada, denominado de Função de Transferência (OGATA, 2011). Na equação (17) está representado uma função de transferência de um determinado sistema, e sua resposta a estímulos de entrada.

$$\frac{C(s)}{R(s)} = G(s) = \frac{b_m s^m + b_{m-1} s^{m-1} + \dots + b_0}{a_n s^n + b_{n-1} s^{n-1} + \dots + a_0} \quad (17)$$

Onde,  $C(s)$  é a transformada de Laplace da saída (função de resposta),  $R(s)$  é a transformada de Laplace de entrada (função de excitação), e as variáveis 'b' e 'a' são constantes que definem o comportamento desse sistema, onde geralmente se utiliza a notação de uma função de transferência de um sistema por ' $G(s)$ ' (OGATA, 2011). Considerando essas características, consegue-se representar um sistema RLC simples, por exemplo, através de uma função de transferência que simula o comportamento do circuito em outro domínio, estabelecendo a relação entre a tensão de saída do circuito e a tensão de entrada, conforme a Figura 20.

Figura 20 – Função de transferência de um circuito RLC.



Fonte: Adaptado de OGATA, 2011.

A partir do circuito, utilizando as leis de *Kirchoff*, e o comportamento dos elementos no tempo, modela-se o conversor estabelecendo a relação entre a tensão de saída e entrada, construindo a função de transferência que representa o circuito, conforme a expressão (18).

$$\frac{V_O(s)}{V_{IN}(s)} = \frac{1}{LCs^2 + RCs + 1} \quad (18)$$

### 2.9.1 Modelagem por Espaço de Estados

A modelagem por Espaço de Estados está diretamente relacionada com os conceitos abordados nos itens anteriores, através de matrizes que representam o comportamento do sistema (NISE, 2012). Essas matrizes de estado, abordam a dinâmica das variáveis do sistema aos estímulos de entrada, e dessa forma conseguem determinar o estado e a saída futuras do sistema. Nas matrizes (19) e (20) são representadas as equações de estado, que subdividem o sistema modelado em diferentes equações, considerando as variáveis constantes, ou com comportamento linear (DORF, BISHOP, 2013).

$$\dot{x} = Ax(t) + Bu(t) \quad (19)$$

$$y = Cx(t) + Du(t) \quad (20)$$

Onde  $x$  é o vetor de estado,  $\dot{x}$  é a derivada do vetor de estado em relação ao tempo,  $y$  é o vetor de saída,  $u$  é o vetor de entrada ou vetor de controle,  $A$  representa a matriz com o

comportamento do sistema, B a matriz de entrada, C a matriz de saída e D a matriz de transmissão direta (DORF, BISHOP, 2013). Cada uma dessas matrizes compõem o sistema modelado e fazendo operações com essas matrizes se obtém a função de transferência do sistema.

Considerando o mesmo sistema da Figura 20, consegue-se representá-lo em espaço de estados, onde elementos como capacitor e indutor são os elementos do estado, a tensão de entrada é a o sinal de controle e a tensão de saída é o vetor de saída. A partir dessa definição e das equações que representam o comportamento do circuito, se constroem as matrizes de estado desse circuito, conforme as expressões (21) e (22) (DORF, BISHOP, 2013).

$$\dot{x} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -R \\ \frac{1}{L} & \frac{1}{L} \end{bmatrix} x(t) + \begin{bmatrix} 1 \\ \frac{1}{C} \\ 0 \end{bmatrix} u(t) \quad (21)$$

$$y(t) = [0 \quad R] x(t) \quad (22)$$

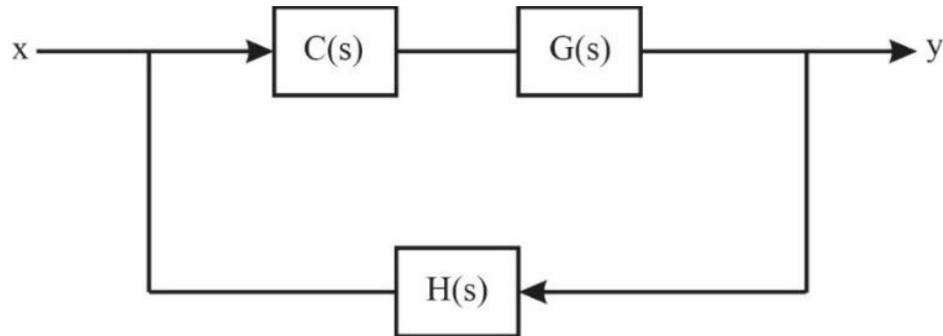
Através disso, consegue-se manipular essas matrizes e encontrar a relação entre a entrada e a saída, podendo-se utilizar operações entre matrizes ou funções de *softwares* matemáticos que trabalham diretamente com essas operações para encontrar a função de transferência que representa esse sistema.

## 2.10 CONTROLADORES

Dentro de sistemas de controle, além da definição da função de transferência, determinados sistemas necessitam que seus parâmetros sejam controlados em relação a variação de suas condições iniciais. A partir disso, estuda-se o comportamento dessa função de transferência, implementando uma outra, que tem como objetivo estabilizar os parâmetros do sistema para um determinado padrão (DORF, BISHOP, 2013).

Na Figura 21, está representado um diagrama padrão de um sistema implementado com um controlador, denominado retroalimentado ou malha-fechada. Nota-se que no sistema, a saída (y) está retornando a entrada (x), através da medição do sensor (H(s)), passando pelo controlador (C(s)) que tenta estabilizar o sinal da planta (G(s)) que se deseja manter dentro de um valor de referência (OGATA, 2011).

Figura 21 – Sistema de controle com realimentação.

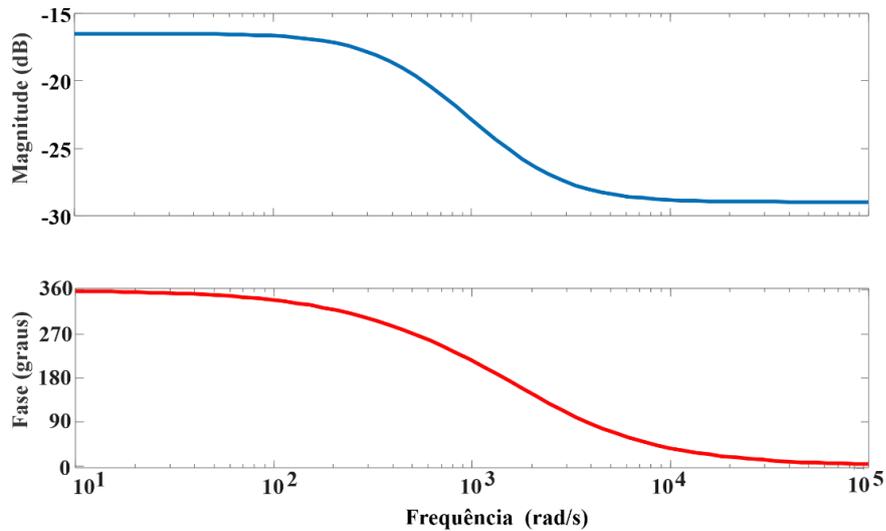


Fonte: Adaptado de OGATA, 2011.

Conforme a análise da função de transferência do sistema, consegue-se determinar qual o melhor controlador para ser inserido no sistema, estabilizando os parâmetros do mesmo, onde pode ser feitas diferentes análises, como projeto por lugar das raízes, resposta em frequência, controle robusto, realimentação, entre outros (DORF, BISHOP, 2013). Dessa forma, o tipo de projeto de controlador que será abordado, está relacionado com o que foi aplicado neste trabalho, através da análise da resposta em frequência a partir do diagrama de Bode da função de transferência da planta.

O diagrama de Bode é utilizado em controle para analisar a resposta em frequência da função de transferência, que de acordo com (DORF, BISHOP, 2013) é definida como a resposta do sistema em regime estacionário a um sinal de entrada senoidal, que possui a peculiaridade de possuir uma saída que só difere da entrada pela amplitude e fase, combinando um diagrama de magnitude (em Decibéis) e o diagrama de fase (em Graus), conforme a Figura 22. Neste diagrama, é possível determinar o comportamento do sistema, verificando se é instável ou estável, através da análise da margem de ganho e de fase, que podem ser calculadas analisando o diagrama de Bode (DORF, BISHOP, 2013).

Figura 22 – Exemplo de um diagrama de Bode.



Fonte: Adaptado de OGATA, 2011.

Dessa forma, através da análise do diagrama de Bode e da determinação da função de transferência do sistema, pode ser aplicado modelos de controladores, com características diferentes que interferem de forma diferente no comportamento da função de transferência principal do circuito, impactando diretamente na resposta em frequência do sistema. Dentre os controladores, temos 5 tipos diferentes, sendo o de atraso de fase ter a característica de melhorar o rastreamento da referência e rejeição de distúrbios e também elevar o ganho em baixas frequências (OGATA, 2011). O controlador Proporcional Integral (PI) é semelhante ao controlador de atraso de fase com o detalhe de ter um polo em zero, garantindo ganho infinito nessa frequência (OGATA, 2011).

Além desses que são relacionados a melhorar o regime permanente, mas diminuí a velocidade da ação transitória, existem dois controladores que são relacionados a melhorar o desempenho transitório, sendo o primeiro de avanço de fase, tem um ganho elevado nas altas frequências, sendo a versão contrária do de atraso de fase (OGATA, 2011). O controlador Proporcional Derivativo (PD) é semelhante ao de avanço de fase, constituído de um zero e um ganho, mas para implementação pratica coloca-se um polo em alta frequência (OGATA, 2011).

E o último controlador, que faz a união dos controladores citados é o proporcional-integral-derivativo (PID) possuindo a característica do controlador de avanço e de atraso, sendo um controlador muito utilizado para aplicações que necessitem ter uma resposta transitória rápida e uma boa performance em regime permanente, sendo um controlador robusto (OGATA, 2011).

## 2.11 IMPLEMENTAÇÃO DE CONTROLADORES

A aplicação de controladores, pode ser feita de diferentes maneiras, onde para sistemas reais, é necessário implementar um sistema com diferentes elementos, com sensores, filtros, processadores e uma estrutura em malha aberta ou fechada para conseguir estabilizar os sistemas. Dentro disso, existem duas formas que são as mais comuns de implementação, o controle analógico e o digital (OGATA, 2011).

Controladores analógicos utilizam-se amplificadores operacionais que podem ser modelados conforme a dinâmica de um determinado controlador. Além disso, no domínio da frequência são utilizados como filtros para compensação de sistemas (OGATA, 2011). Possuem algumas vantagens como a facilidade de projeto, com o cálculo dos componentes e suas correspondentes por Laplace e possuir um bom desempenho. Porém também possuem desvantagens como não poderem serem modificados, com a utilização de um software por exemplo, sendo necessário fazer um novo projeto para cada controlador, além de não se poder aplicar leis de controle complexas e por possuir elementos sensíveis a variações térmicas e elétricas (DORF, BISHOP, 2013).

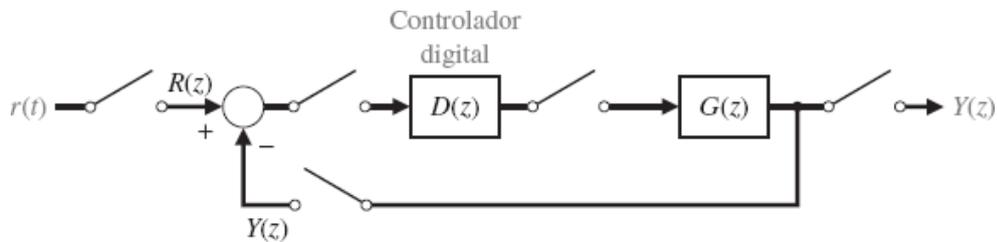
A aplicação de controladores digitais está em constante evolução, decorrente do lançamento de novas tecnologias que promovem o constante aperfeiçoamento de processadores para execução de tarefas de forma mais rápida e dinâmicas. Dentro disso, a utilização de microcontroladores e microprocessadores para o processamento de sinais, leituras de variáveis e aplicação de controladores para manter sistemas estáveis substitui a eletrônica analógica para desenvolvimento de controladores. Devido a algumas vantagens como possuir bom desempenho, ser flexível a variação do controlador, aplicação de leis de controle mais complexas, possuir processador que possibilita realizar calibrações, gerenciamento, proteção, baixa sensibilidade a variação térmica dos componentes (DORF, BISHOP, 2013).

Observa-se também que os controladores são projetados em um domínio diferente do contínuo, representado pela letra “z”. O princípio da transformação está na utilização de uma chave para realizar a comutação do circuito, denominado amostrador, onde a cada ciclo de tempo medido pelo processador, se faz a leitura do sinal naquele exato momento em que ele está sendo amostrado.

Utilizando um amostrador, e realizando a transformada z, pode-se projetar o controlador no modo contínuo e realizar a conversão para o domínio digital para implementar em um microcontrolador, onde realiza-se transformações matemáticas para chegar na função em z (DORF, BISHOP, 2013). Na Figura 23, está representado um sistema em malha fechada no

domínio discreto, visualizando os amostradores de cada etapa do sistema, visualizando as etapas onde o sinal é discretizado, e na expressão (23) está representado a função de transferência desse sistema.

Figura 23 – Exemplo de Implementação em Malha Fechada de um sistema discreto.



Fonte: DORF, BISHOP, 2013.

$$\frac{Y(z)}{R(z)} = \frac{G(z)D(z)}{1+G(z)D(z)} \quad (23)$$

#### 2.11.1.1 Implementação de Controladores Digitais

Para a implementação de uma função de transferência discreta em um microcontrolador ou microprocessador é necessário convertê-la para uma equação denominada Equação de Diferenças Discretas. Essa equação, conforme a sequência descrita em (24), (25), relaciona as variáveis do sistema, considerando as variáveis com atraso de implementação e as etapas de transformação do domínio, considerando uma etapa anterior desse sistema para que seja implementável, pois não se consegue prever o comportamento futuro, apenas a partir de uma etapa anterior (DORF, BISHOP, 2013).

$$C(z) = \frac{b_m z^m + b_{m-1} z^{m-1} + \dots + b_1 z + b_0}{z^n + a_{n-1} z^{n-1} + \dots + a_1 z + a_0} \quad (24)$$

$$C(z^{-1}) = \frac{b_m z^{m-n} + b_{m-1} z^{m-1-n} + \dots + b_1 z^{1-n} + b_0 z^{-n}}{1 + a_{n-1} z^{-1} + \dots + a_1 z^{1-n} + a_0 z^{-n}} \quad (25)$$

Convertendo as  $z^{-1}$  para as variáveis para  $(k-1)$ , representando o conceito do tempo passado e reorganizando a equação, obtém-se a equação (26).

$$u(k) = -a_n u[k-1] - \dots - a_1 u[k+1-n] - a_0 u[k-n] + b_m e[k+m-n] + b_{m-1} e[k+m-1-n] + \dots + b_1 e[k+1-n] + b_0 e[k-n] \quad (26)$$

De forma prática, um controlador do tipo PID, representado na equação (27), converte-se essa função de transferência para equações de diferenças discretas, representado em (28).

$$G_C(z) = K_P + \frac{K_I Tz}{z-1} + K_D \frac{z-1}{Tz} \quad (27)$$

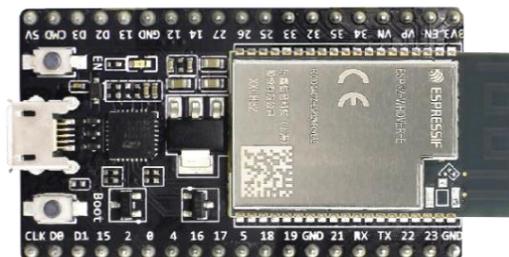
$$u(k) = [K_P + K_I T + (\frac{K_D}{T})]x(k) - K_D T x(k-1) + K_I u(k-1) \quad (28)$$

## 2.12 MICROCONTROLADORES

A aplicação de um controlador de forma digital pode ser feita através de microcontroladores, que são por definição um microcomputador em um único circuito integrado, que contém um núcleo de processador, memórias e periféricos programáveis (PCMAG). A evolução na quantidade de transistores e velocidade dos processadores possibilitou desenvolver chips cada vez mais rápidos e maior capacidade de processamento, possibilitando desenvolver sistemas cada vez mais complexos em relação a aplicações de controle (DORF, BISHOP, 2013).

Além disso, a evolução da eletrônica como um geral, possibilitou desenvolver placas com diversas funcionalidades, integrando diferentes sistemas e tornando os microcontroladores completos, como a família de microcontroladores ESP, a qual possui módulos *Bluetooth* e *Wifi* embutidos na placa, possibilitando diferentes aplicações. Na Figura 24, está representado um desses microcontroladores, o ESP32-DevKitC.

Figura 24 – Microcontrolador ESP32-DevKitC.



## 2.13 SENSORIAMENTO

Uma das partes importantes dentro de um sistema de controle é garantir que a variável que se deseja controlar esteja sendo monitorada para que se consiga calcular o erro em relação ao ponto de referência, dessa forma deve-se ter um circuito que consiga medir a variável do sistema de maneira correta (BOLTON, 2015). Em um circuito elétrico, as principais variáveis que se desejam controlar são tensões e correntes, podendo ser feito isso de diferentes maneiras, sendo muitas delas comerciais, como sensores de corrente e tensões para diferentes faixas de valores, propriedades e aplicações em sistemas de potência (FLOYD, 2017).

Além disso, para faixas de valores específicos pode-se projetar um circuito para realização de medições, como circuitos a base de resistor *shunt* para realização de medição de tensões e correntes, onde juntamente com esse resistor se projeta um circuito para amplificar o sinal de tensão utilizando Amplificadores Operacionais, que tem a característica de amplificar um sinal de entrada, além de isolar a entrada da saída e assim garantir um sinal em condições de se medir utilizando um microcontrolador por exemplo (RANDAL, RAUTH, 2005). Na Figura 25, está representado um sensor de corrente com base em um resistor *shunt*.

Figura 25 – Sensor de corrente comercial do tipo Shunt.

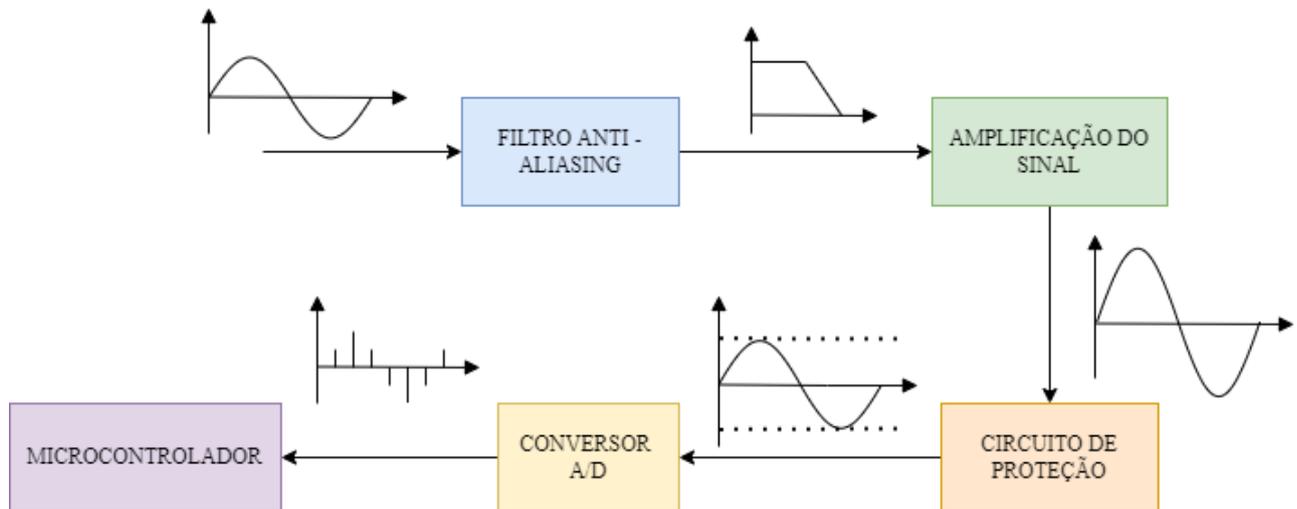


Fonte: Disponível em: < <https://www.ti.com/>>.

A partir da leitura do sensor, o sinal de corrente ou tensão é convertido para um valor de tensão dentro da faixa do conversor analógico digital do microcontrolador conectado, e assim fazer a conversão a partir do cálculo do ganho que o sensor adiciona à tensão lida. Na Figura 26, está representado um diagrama de como o sinal medido pelo sensor, chega até o

microcontrolador, onde os sinais do sistema são convertidos e tratados, respeitando a dinâmica e limites dos sistemas contínuos e discretos, e também as características dos elementos físicos do sistema, como os filtros e conversores.

Figura 26– Diagrama do caminho do sinal de um sensor e todas as etapas de conversão e tratamento até a leitura do microcontrolador.



Fonte: Adaptado de RANDAL, 2005.

### 3 MATERIAIS E MÉTODOS

Neste capítulo são apresentados os materiais e métodos utilizados no projeto do conversor e sistema de controle, onde estão descritos os processos realizados e as decisões tomadas para a implementação do projeto. Dentro disso, estão as variáveis do sistema, que são as condições iniciais de projeto do conversor e também para a modelagem, projeto prático dos componentes e montagem do conversor, definição dos componentes do sistema de controle, como o sensor de corrente, controlador e microcontrolador, além da implementação prática desses componentes e calibração. Em adicional, estão detalhados os parâmetros e configurações das simulações e testes práticos realizados, para ajudar na validação do projeto.

#### 3.1 PROJETO DO CONVERSOR *BUCK-BOOST FORWARD*

Para o projeto do conversor, primeiramente se realizou a integração dos conversores, seguindo a teoria apresentada na seção 2.8, após isso são analisadas as equações para projeto dos componentes dos conversores, como indutores, capacitores e transformador do conversor. Após o projeto são feitas simulações e testes iniciais em malha aberta, para validar o projeto teórico e definição dos componentes práticos do conversor, para posterior modelagem da função de transferência do conversor, e simulação comparando a resposta em relação ao modelo, considerando a carga com os parâmetros dos LEDs utilizados na prática.

##### 3.1.1 Integração entre os conversores *Buck-Boost e Forward*

Para realizar a alimentação e controle da corrente na saída dos LEDs, se projetou um conversor *Buck-Boost Forward*, sendo necessário se fazer a integração de ambos conversores para realizar o projeto dos componentes. Conforme citado no item 2.8, para realizar a integração de ambos conversores, deve-se encontrar um ponto em comum e que esteja dentro de uma das configurações possíveis.

Na Figura 27, observa-se a estrutura de ambos conversores em (a), em (b) é descrito a modificação da entrada conversor *Forward* devido ao fato da saída do conversor *Buck-Boost* ser invertida em relação a entrada, logo, para que o valor seja positivo na saída, se inverte a entrada do conversor *Forward*, em (c) observa-se que os interruptores tem conexão entre o Dreno e

Source, e em (d) utilizando a conexão do tipo PI para reduzir o número de componentes, conectando ambos os conversores. Na Figura 28, está representado a configuração final do conversor utilizado no projeto.

Figura 27 – Passos da Integração dos conversores *Buck-Boost Forward*.

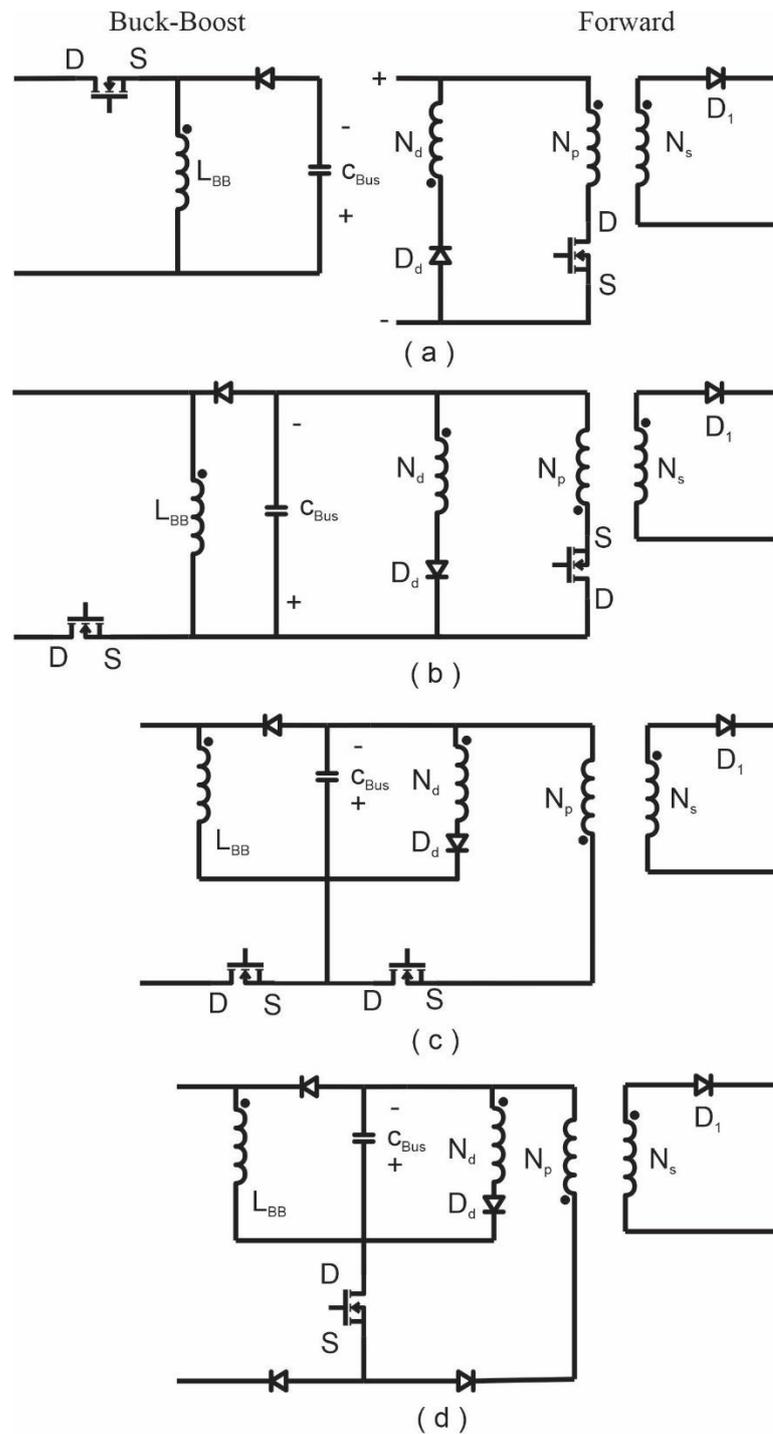
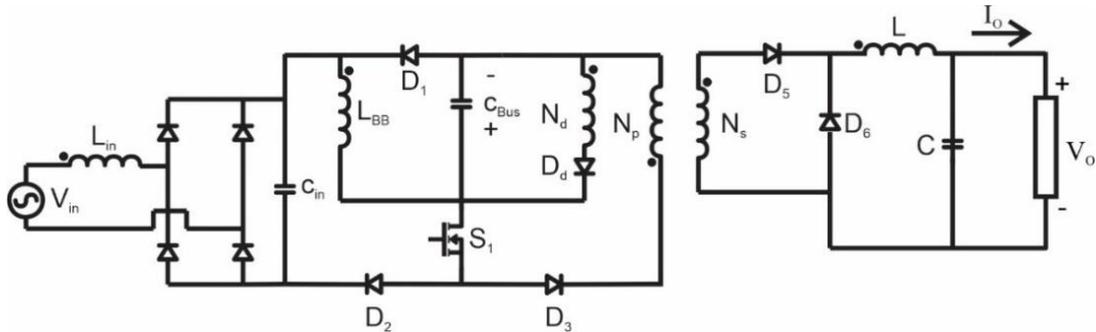


Figura 28 – Conversor resultante da integração.



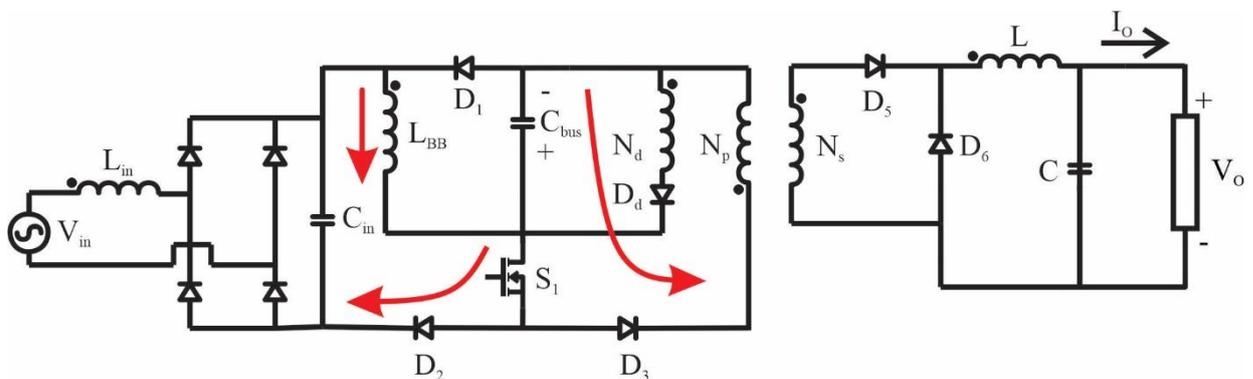
Fonte: Autor.

### 3.1.2 Análise das equações do *Buck-Boost Forward*

A construção do conversor proposto visa alcançar uma entrada com fator de potência próximo da unidade e uma corrente com baixa ondulação sob a carga de LEDs. Sua operação leva em consideração três momentos distintos avaliados a partir da corrente do indutor de entrada  $L_{BB}$ .

Inicialmente, no intervalo  $0 \leq t \leq DT_s$ , com  $D$  sendo a razão cíclica e  $T_s$  o período de comutação do interruptor, observa-se o fechamento da chave  $S_1$  e o carregamento da indutância  $L_{BB}$  pela tensão da rede passando pelo diodo  $D_2$ . Simultaneamente, a capacitância  $C_{bus}$  fornece energia ao indutor de saída  $L$  e aos LEDs através do enrolamento primário do transformador. A Figura 29 evidencia os elementos em condução neste instante.

Figura 29 – Etapa 1 de operação do conversor *Buck-Boost Forward*.



Fonte: Autor.

Nessa etapa observa-se que os diodos  $D_1$ ,  $D_d$  e  $D_6$  estão reversamente polarizados, sendo necessário suportar as tensões de polarização reversa. Onde a tensão sobre os diodos está representada nas equações (29), (30) e (31).

$$V_{D1} = V_{in}(t) + V_{BUS} \quad (29)$$

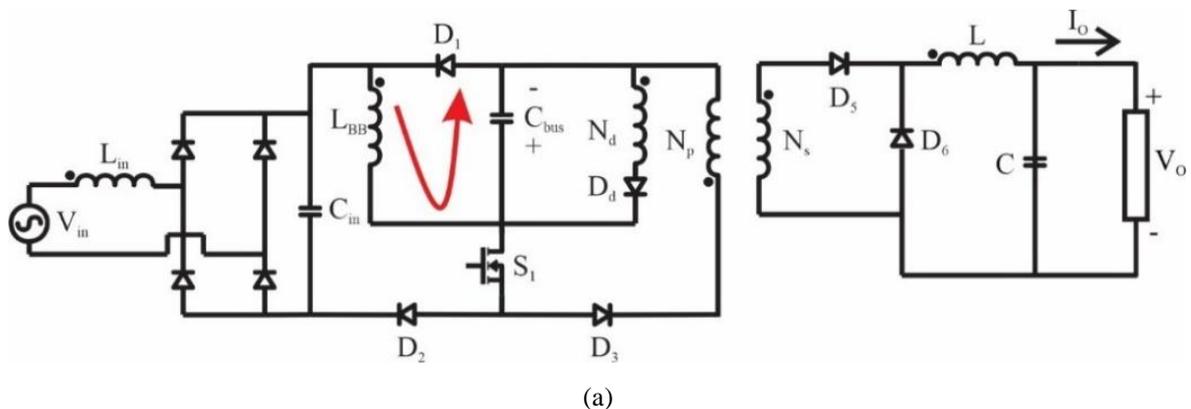
$$V_{Dd} = V_{BUS} \left(1 + \frac{N_s}{N_p}\right) \quad (30)$$

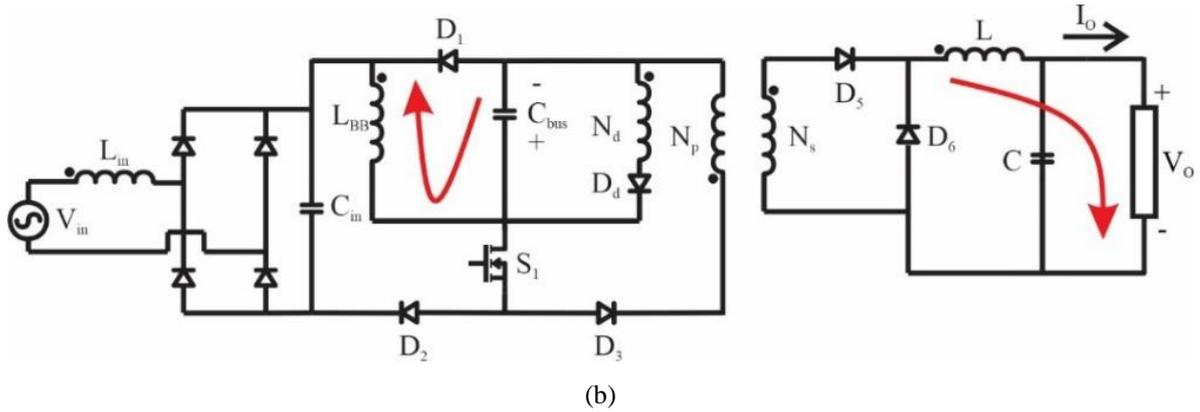
$$V_{D6} = V_{BUS} \frac{N_s}{N_p} \quad (31)$$

Onde  $V_{BUS}$  é a tensão DC de barramento,  $N_p$  o número de espiras do primário e  $N_s$  o número de espiras do secundário. Num segundo momento, para o intervalo  $DT_s \leq t \leq DT_s + t_1$ , o interruptor  $S_1$  se abre, recarregando o capacitor de barramento  $C_{BUS}$  com a energia do indutor  $L_{BB}$ . Concomitantemente, a alimentação dos LEDs é realizada pela descarga da energia armazenada no indutor  $L$  no estágio anterior.

O transformador empregado no conversor *Forward*, apresenta uma indutância de magnetização cuja energia armazenada é devolvida ao capacitor de barramento pelo terceiro enrolamento. É interessante notar que, dependendo dos valores das indutâncias de entrada e magnetização e da relação de espiras entre os enrolamentos primário e terciário, esta etapa se encerra no momento em que a primeira indutância se descarregar. Essas etapas estão representadas na Figura 30 (a) e (b).

Figura 30 – Etapa 2.1 (a) e 2.2 (b) do conversor *Buck-Boost Forward*.

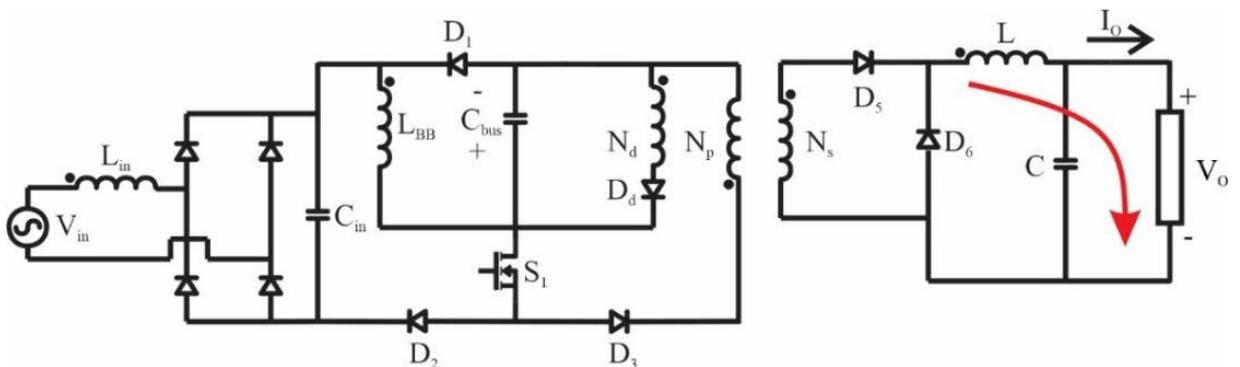




Fonte: Autor.

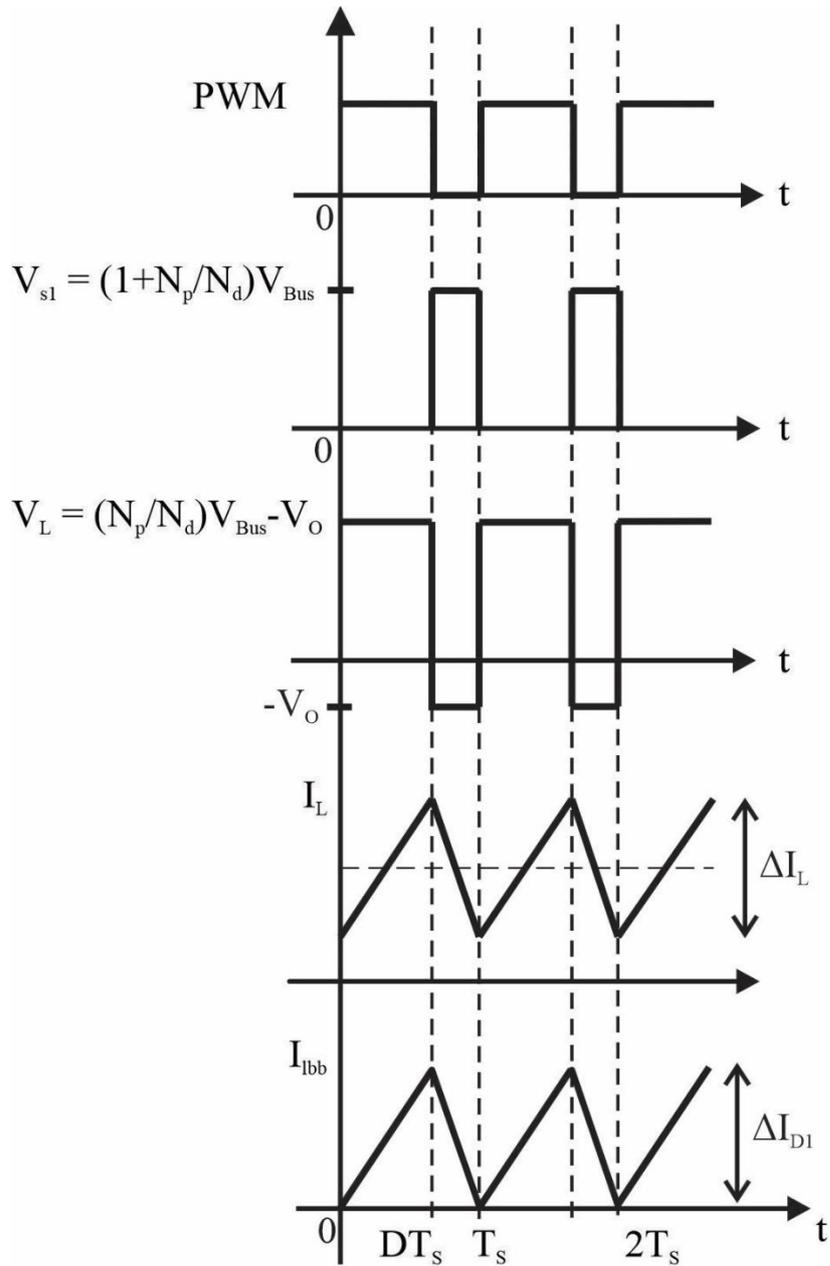
A última etapa de condução transcorre no período  $DT_s + t_1 \leq t \leq T_s$ . Portanto, o interruptor permanece fechado e a corrente no indutor  $L_{BB}$  se mantém nula. Como o indutor de saída opera em CCM, este ainda alimenta a carga com a energia armazenada no primeiro intervalo, enquanto a chave estava fechada. Esta etapa é muito semelhante a Figura 31 no qual está representada. Algumas formas de onda de corrente e tensão dos principais elementos do conversor estão representadas na Figura 32.

Figura 31 - Etapa 3 do conversor *Buck-Boost Forward*.



Fonte: Autor.

Figura 32 – Formas de onda do conversor *Buck-Boost Forward*.



Fonte: Autor.

### 3.1.3 Projeto dos componentes do conversor integrado

Nas subseções abaixo estão descritas as equações de projeto dos conversores *Buck-Boost* e o *Forward*, analisando as etapas de operação de ambos, e o comportamento para determinação das condições de operação do conversor integrado.

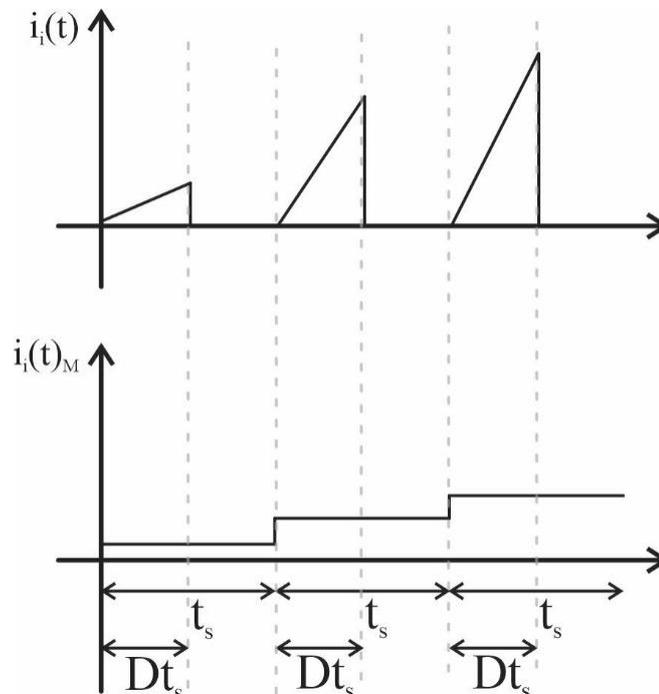
### 3.1.3.1 Buck - Boost PFC

Para o projeto do conversor, primeiramente considera-se o filtro da rede elétrica, onde a forma de onda senoidal é dada por  $V_{in}(t) = V_{in}\text{sen}(\omega_L)t$ . Neste caso, a corrente de entrada  $i_{in}(t)$ , representada em (32) corresponde à corrente através da indutância  $L_{BB}$  durante o intervalo de tempo  $0 < t \leq DT_s$ . Essa corrente é modulada pela tensão retificada da rede conforme a Figura 33. Assim, o valor médio da corrente, calculada a cada intervalo de comutação, tem a mesma frequência e fase da tensão da rede sendo estimado por (ALONSO et al., 2012).

$$i_{in}(t)M = \frac{D^2 V_{in}}{2L_{BB}f_s} \text{sen}(\omega_L)t \quad (32)$$

Onde  $V_{in}$  é a tensão de pico da rede elétrica,  $f_s$  é a frequência de comutação do transistor e  $\omega_L$  é a frequência angular da rede. A corrente média instantânea na entrada do conversor tem a forma de onda senoidal com fator de potência próximo da unidade, uma vez filtrada por um filtro de harmônicos.

Figura 33 - Corrente de entrada do estágio *Buck-Boost* PFC.



Fonte: Adaptado de KIRSTEN, 2011.

A partir da análise das formas de onda e também das etapas de operação estima-se a potência média de entrada do conversor  $P_i$ , pela expressão (33).

$$P_i = \frac{D^2 V_{in}^2}{4L_{BB}f_S} \quad (33)$$

Deve-se notar que o estágio de entrada precisa operar em DCM sob qualquer carga e condições de tensão da rede de modo a garantir um alto FP na entrada. Neste caso, a razão cíclica limite pode ser obtido pela análise da condição de fronteira entre os modos DCM-CCM, conforme a equação (34).

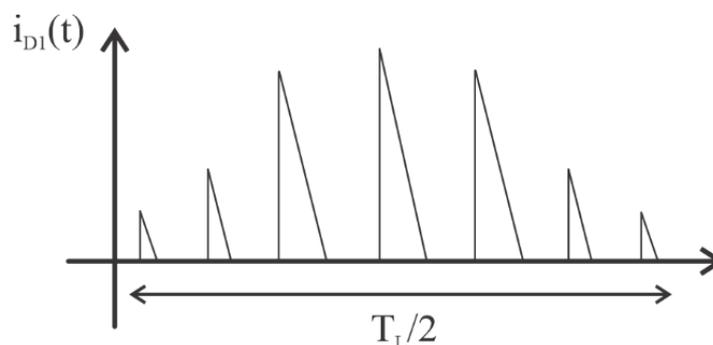
$$D_{Max} = \frac{V_{bus}}{V_{bus} + V_{in}} \quad (34)$$

A partir da equação da potência média chega-se à equação da indutância de filtro da etapa PFC,  $L_{BB}$  por (35).

$$L_{BB} = \frac{D^2 V_{in}^2}{4P_i f_S} \quad (35)$$

O capacitor de barramento  $C_{BUS}$  é calculado para limitar a ondulação de baixa frequência da tensão do barramento, a qual é aplicada ao segundo estágio. A corrente neste capacitor é dada pela corrente através do diodo  $D_1$  cuja amplitude é indiretamente modulada pela tensão retificada da rede, como ilustrado na Figura 34.

Figura 34 - Forma de onda da corrente através de  $D_1$ .



A componente CA de baixa frequência da corrente que circula por  $C_{bus}$  é expressa por (36) (ALONSO et al., 2012).

$$i_{D1\_Lin}(t) = \frac{D^2 V_{in}^2}{4V_{bus} L_{BB} f_S} \cos 2\omega_L t \quad (36)$$

Assim, através da reatância capacitiva  $X_{C_{bus}}$ , computada na frequência  $2\omega_L$ , estima-se a oscilação pico a pico de tensão equivalente sob o capacitor  $C_{bus}$ , representado em (37).

$$\Delta V_{bus\_Lin} = \frac{D^2 V_{in}^2}{8\pi V_{bus} L_{BB} C_{bus} f_S f_R} \quad (37)$$

Sendo  $f_R$  a frequência nominal da rede de alimentação. Esta oscilação na tensão do barramento é transmitida a saída do segundo estágio do conversor, resultando em uma oscilação de baixa frequência na corrente sob os LEDs, expresso em (38).

$$\Delta I_{O\_Lin} = \frac{\Delta V_{bus\_Lin} D}{R_o} \left( \frac{N_S}{N_P} \right) = \frac{D^3 V_{in}^2}{8\pi R_o V_{bus} L_{BB} C_{bus} f_S f_R} \left( \frac{N_S}{N_P} \right) \quad (38)$$

Todavia, manipulando (38) determina-se a capacitância, conforme (39), que limitará a ondulação de tensão de baixa frequência do barramento e, conseqüentemente, a oscilação da corrente de saída sob os LEDs.

$$C_{bus} = \frac{D^2 V_{in}^2}{8\pi V_{bus} \Delta V_{bus\_Lin} L_{BB} f_S f_R} \quad (39)$$

Dessa forma, chega-se no projeto dos componentes do *Buck-Boost* como PFC, considerando as características da forma de onda filtrada da rede.

### 3.1.3.2 Conversor *Forward*

Para o projeto do conversor *Forward*, primeiramente considera-se o conversor *Buck-Boost* como uma fonte CC, onde a tensão de barramento é a tensão de entrada do conversor. Para os componentes, utilizou-se a metodologia proposta por (BARBI, 2003), onde considera-se o

projeto a partir do transformador do conversor, utilizando a metodologia do produto das áreas ( $A_e A_w$ ). Primeiramente, calcula-se os parâmetros do transformador, como a indutância e o número de espiras, começando pela indutância do primário (40) até a equação (47). Após isso projeta-se o indutor e o capacitor de saída (BARBI, 2003).

$$L_p = \frac{(V_{bus}\sqrt{2})0.85(1-\beta)D}{(0.2I_{pico})f_s} \quad (40)$$

Onde  $V_{bus}$  é a tensão de barramento, que é a tensão de saída do conversor *Buck-Boost*,  $\beta$  é a ondulação da tensão de entrada,  $D$  é a razão cíclica máxima,  $I_{pico}$  é a corrente de pico calculada em (41), e  $f_s$  é a frequência de comutação.

$$I_{pico} = \frac{\frac{1.2P_{in}}{(V_{bus}\sqrt{2})0.85(1-\beta)}}{0.9D} \quad (41)$$

Onde  $P_{in}$  é a potência de entrada. Na expressão (42) está representado o cálculo das áreas, onde é definido o núcleo que será utilizado para o projeto do transformado.

$$A_e A_w = \frac{D}{\Delta B f_s} \frac{P_o}{K_p K_w J K_t \eta} 1.2 \quad (42)$$

Onde  $\Delta B$  é a variação do fluxo magnético,  $P_o$  a potência de saída,  $K_p$  é o fator de utilização do primário,  $K_w$  é o fator de utilização da área de enrolamento do transformador,  $J$  é a densidade de corrente,  $K_t$  é o fator de forma do conversor *Forward* e  $\eta$  é o rendimento do conversor. Além disso, multiplica-se por 1.2 onde considera-se a corrente de magnetização do transformador. Após a definição do núcleo magnético, pela Tabela de núcleos EE (APÊNCICE A), calcula-se o número de espiras do primário (43).

$$N_p = \frac{(V_{bus}\sqrt{2})0.85(1-\beta)D}{A_e \Delta B f_s} \quad (43)$$

Onde  $A_e$  é a área transversal efetiva. A partir do cálculo do número de espiras do primário, calcula-se o número de espiras do secundário (44) e também o número de espiras do indutor de desmagnetização (45).

$$N_s = \frac{N_p(V_o)}{(V_{bus}\sqrt{2})0.85(1-\beta)D} \quad (44)$$

$$N_d = \frac{N_p D}{(1-D)} \quad (45)$$

Onde  $V_o$  é a tensão de saída do conversor. A definição dos números de espiras determina o valor de indutância do secundário (46) e também do indutor de desmagnetização (47) de acordo com o cálculo de espiras de cada um desses elementos.

$$L_s = \frac{L_p}{\left(\frac{N_p}{N_s}\right)^2} \quad (46)$$

$$L_d = \frac{L_p}{\left(\frac{N_p}{N_d}\right)^2} \quad (47)$$

Além disso, os elementos de filtro na saída, como o indutor de filtro (48) e capacitor de filtro (49) são calculados utilizando como base a ondulação de corrente e tensão que se deseja obter na saída.

$$L = \frac{V_o(1-D)}{\Delta I_o f_s} \quad (48)$$

$$C = \frac{1}{8} \frac{1 - \left(\frac{V_o}{\frac{N_s}{N_p} V_{bus} \sqrt{2}}\right)}{f_s^2 L \Delta V_o} \quad (49)$$

Onde  $\Delta I$  é a ondulação de corrente na saída,  $I_o$  é a corrente na saída e  $\Delta V_o$  é a ondulação de tensão na saída do conversor.

### 3.2 PARÂMETROS DE PROJETO DO CONVERSOR

As variáveis de projeto consideram alguns fatores como a tensão da rede, a corrente de pico dos LEDs e também a tensão necessária para os alimentar, dessa forma, na Tabela 2, está um breve resumo das variáveis elétricas que englobam o projeto do conversor.

Tabela 2 – Parâmetros Elétricos para projeto do Conversor.

<b>Especificações</b>	<b>Valor</b>
Tensão eficaz de entrada ( $V_{in}$ )	220V
Frequência da Rede (f)	60 Hz
Tensão de Barramento ( $V_{BUS}$ )	150 V
Variação da tensão de barramento ( $\Delta V_{BUS}$ )	10 V
Coefficiente de amortecimento ( $\xi$ )	0,707
Tensão média de saída ( $V_o$ )	120 V
Corrente média de saída ( $I_o$ )	0,150 A
Variação da corrente de saída ( $\Delta I$ )	5%
Variação da tensão de saída ( $\Delta V_o$ )	5%
Frequência de Chaveamento ( $f_s$ )	40 kHz
Razão Cíclica máxima (D)	0,32
Rendimento Teórico ( $\eta$ )	0,9

Fonte: Autor.

Alguns parâmetros escolhidos estão relacionados aos LEDs, onde a tensão de alimentação dos LEDs é aproximadamente 6V considerando que são 20 LEDs em série, chega-se à tensão de 120V, além disso, o valor de 0,150 A na saída corresponde à metade do valor de corrente de pico dos LEDs conforme o *Datasheet* do modelo utilizado. A escolha do *ripple* de 5% de corrente, está relacionado principalmente ao fato da carga ser chaveada em malha-fechada, afetando o controle do conversor, devido a possíveis picos e distorções da corrente de saída, que é variável que se deseja controlar, quando ocorrer a variação de carga, amenizando isso com um indutor de filtro maior.

Outro fator importante é a escolha da razão cíclica, inicialmente se definiu o valor máximo de 0,45 teórico, devido ao modo de operação que ambos conversores possuem. Através

da relação entre a tensão de barramento e de saída, definiu-se  $D < 0,32$  para a operação adequada de ambos os conversores integrados.

### 3.3 COMPONENTES PROJETADOS DO CONVERSOR

A partir das equações apresentadas na seção anterior, se desenvolveu uma rotina no software MATLAB<sup>®</sup> com as equações definidas nas seções 2.4 e 2.7 e também os parâmetros da seção acima, para obtenção dos valores dos componentes finais determinados na Tabela 3, compreendendo os valores de indutores, capacitores e transformador, além de valores de tensão e corrente em cima de diodos e chave semicondutora para definição dos componentes utilizando os existentes no mercado.

Tabela 3 – Valores projetados a partir de simulação.

<b>Especificações</b>	<b>Valor</b>
Indutor de filtro da rede ( $L_{in}$ )	136,2 mH
Capacitor de filtro de entrada ( $C_{in}$ )	12 nF
Indutor <i>Buck-Boost</i> ( $L_{BB}$ )	3,1 mH
Capacitor de Barramento ( $C_{bus}$ )	47 uF
Número de espiras do primário ( $N_p$ )	109 espiras
Número de espiras do secundário ( $N_s$ )	252 espiras
Número de espiras de Desmagnetização ( $N_d$ )	52 espiras
Indutância do Primário ( $L_p$ )	12.64 mH
Indutância do Secundário ( $L_s$ )	67,57 mH
Indutância de Desmagnetização ( $L_d$ )	2,877 mH
Indutância de Filtro ( $L$ )	272 mH
Capacitor de Filtro ( $C$ )	4,7 nF

Fonte: Autor.

### 3.4 PLACA DE POTÊNCIA DO SISTEMA

A partir da Tabela 3 onde estão especificados os valores dos componentes do conversor, se realizou a montagem da placa do conversor na prática, com a escolha dos componentes baseado em valores comerciais, assim como o projeto dos indutores do conversor, com base em uma rotina e valores obtidos por simulação, além do projeto da placa de circuito impresso e posterior fabricação.

#### 3.4.1 Indutores Projetados

A partir das indutâncias definidas na Tabela 3 e das correntes máximas e médias obtidas em simulação, se definiu o núcleo e a quantidade de espiras utilizando uma rotina no software *Mathcad*, que a partir das dimensões dos núcleos de ferrite do tipo EE utilizados, conforme descrito no APÊNDICE A (BELTRAME, 2019).

Primeiramente se calcula o produto das áreas em (50), a quantidade de espiras (51), a quantidade de condutores em paralelo (52), a área da janela mínima necessária (53) e se a escolha do núcleo é possível de executar na prática (54), onde o resultado tem que ser um valor menor que 1 para poder ser executado na prática.

$$P_{\text{rod}} A_{\text{rea}} = \frac{L I_{\text{max}} I_{\text{rms}}}{(J_s B_{\text{max}} k_w)} \quad (50)$$

Onde:

$L$  = Indutância.

$I_{\text{max}}$  = Corrente máxima.

$I_{\text{rms}}$  = Corrente efetiva.

$J_s$  = Densidade de corrente elétrica.

$B_{\text{max}}$  = Densidade de fluxo magnético.

$k_w$  = Fator de janela.

$$N_{\text{espiras}} = \frac{L I_{\text{max}}}{(B_{\text{max}} A_e)} \quad (51)$$

Onde:

$A_e$  = Área transversal efetiva.

$$N_{\text{condu}} = \frac{A_{\text{Cut}}}{A_{\text{Cu}}} \quad (52)$$

Onde:

$A_{\text{Cut}}$  = Área de cobre requerida.

$A_{\text{Cu}}$  = Área de cobre.

$$A_{w\_min} = \frac{N_{\text{espiras}} N_{\text{condu}} A_{\text{Cu\_isol}}}{k_w} \quad (53)$$

Onde:

$A_{\text{Cu\_isol}}$  = Área de cobre com isolamento.

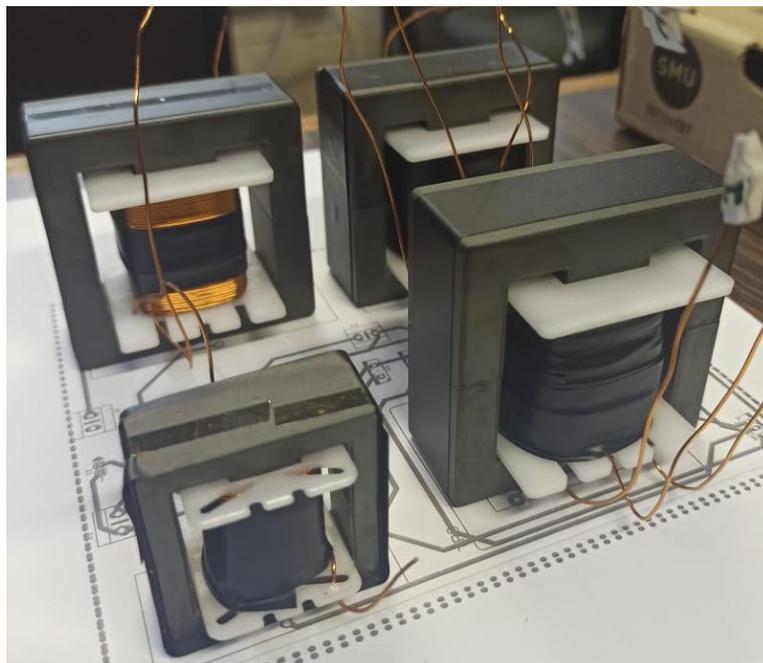
$$P_{\text{exec}} = \frac{A_{w\_min}}{A_w} \quad (54)$$

Onde:

$A_w$  = Área da janela.

O transformador tem uma característica diferente, onde verificou-se na prática a escolha do núcleo, pois a definição das espiras foi calculada na seção anterior, onde o valor mínimo foi definido, e dessa forma, a precisão de cada Trafo enrolado indica se o núcleo vai conseguir suportar os 3 enrolamentos. Na Figura 35, abaixo estão representados os indutores e o transformador fabricados. Para melhorar as simulações e deixar o mais próximo dos parâmetros reais, foi medido a indutância e a resistência série desses indutores representados na Tabela 4.

Figura 35 – Indutores do conversor fabricados.



Fonte: Autor.

Tabela 4 – Dados dos indutores e transformador fabricados na prática.

<b>Indutor</b>	<b>Núcleo</b>	<b>Número de Espiras</b>	<b>Indutância medida</b>	<b>Resistência Série (<math>\Omega</math>)</b>
Filtro de Entrada	65/26	154	155,25 mH	1
<i>Buck-Boost</i>	42/15	59	2,93 mH	0,5
Filtro <i>Forward</i>	65/26	338	330 mH	2,2
Primário	65/26	26	4,319 mH	-
Secundário	65/26	59	22 mH	-
Desmagnetizante	65/26	55	13,43 mH	-

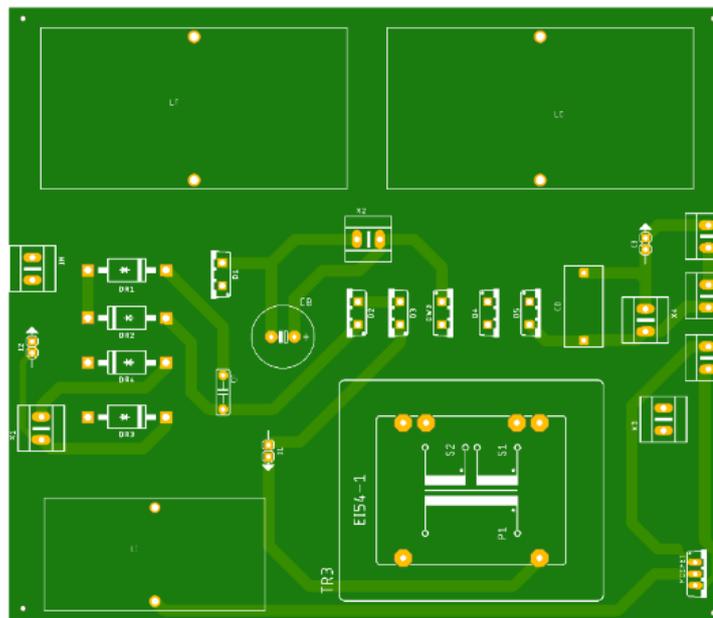
Fonte: Autor.

### 3.4.2 Placa de Circuito Impresso do Conversor

O projeto das placas de circuito impresso tanto do conversor como do resto do sistema foi feito utilizando o software *Eagle CAD*, possibilitando o desenvolvimento do esquemático e

*layout* da placa para serem gerados arquivos *Gerber*, que posteriormente são aplicados em uma fresadora para fabricação das placas. Na Figura 36, a placa do conversor dentro do *Eagle*. Além do posicionamento dos componentes, foram colocados pontos para realização de medições em partes do circuito, como a corrente do indutor do *Buck-Boost*, tensão do barramento, tensão e corrente de saída.

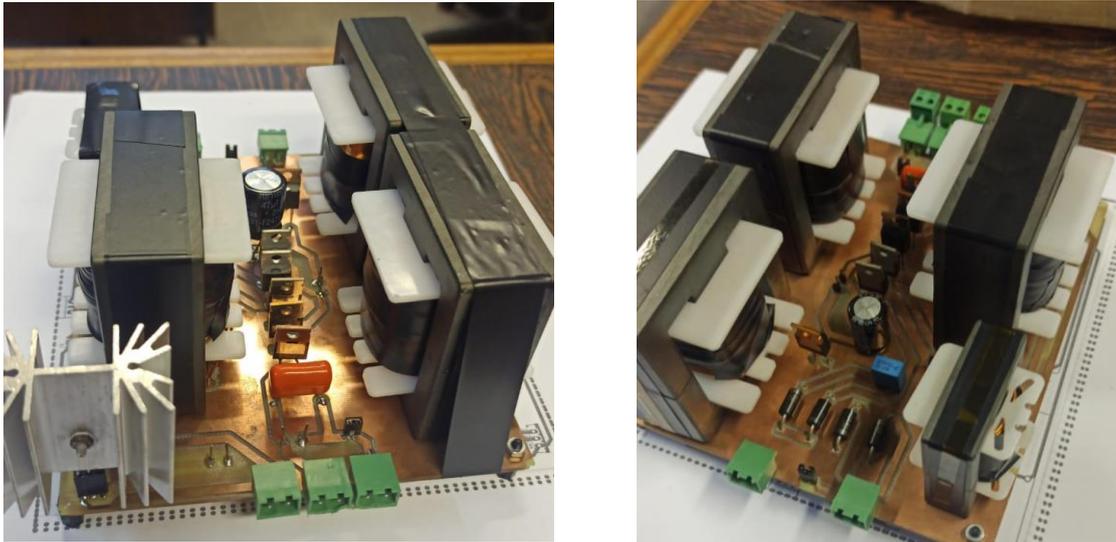
Figura 36 – *Layout* da placa do conversor dentro do *Eagle*.



Fonte: Autor.

A escolha dos outros componentes foi realizada conforme a Tabela 3, se baseando em valores comerciais e disponíveis no laboratório com faixas de tensão e corrente retirados de simulação com uma margem de segurança. Além disso, foi adicionado um capacitor de 330 nF em paralelo com o capacitor de saída para ajudar na filtragem de ruídos de alta-frequência. Após a soldagem dos componentes e montagem da placa, o resultado final está representado na Figura 37 (a) e (b).

Figura 37 – Placa do conversor com os componentes soldados (a) e (b).



(a)

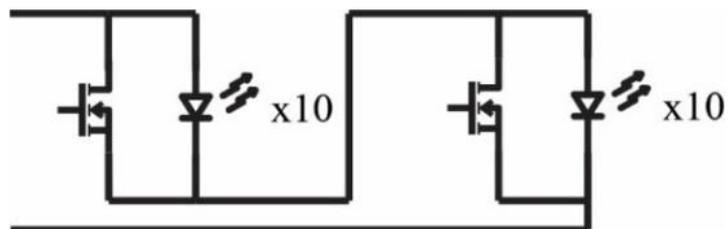
(b)

Fonte: Autor.

### 3.5 CONFIGURAÇÃO DA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR COM CARGA

A partir dos elementos projetados a partir das equações, simulou-se o conversor no software PSIM<sup>®</sup>, utilizando a carga na saída com os parâmetros dos LEDs utilizados na prática. Na Figura 38, está representado a configuração da carga dos LEDs, e na Figura 39, está representado a estrutura do conversor dentro do software. Para a simulação dos LEDs, variou-se a razão cíclica aplicada nas chaves para variar a carga, e a corrente média de cada conjunto de LEDs, onde a frequência escolhida foi de 5 kHz, não sendo um valor muito alto, mas suficiente para não gerar o efeito de *flicker*, dando a impressão que os LEDs estão “piscando”.

Figura 38 – Configuração dos LEDs simulados no PSIM<sup>®</sup>.



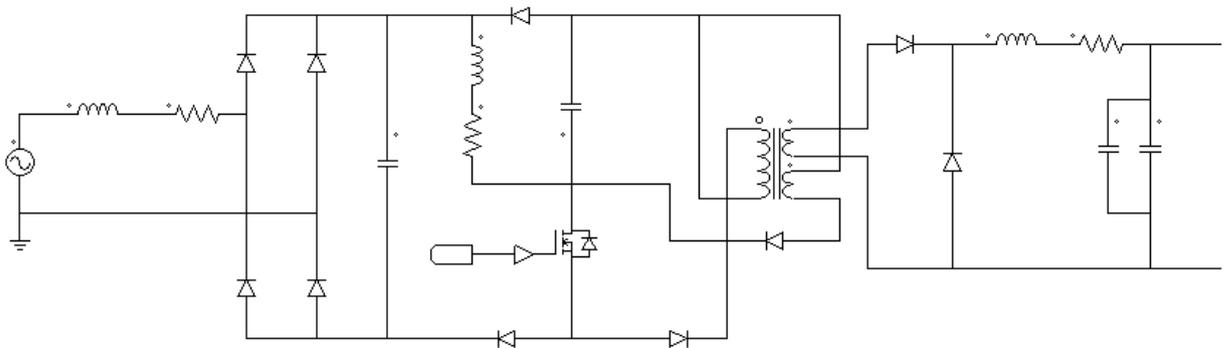
Fonte: Autor.

Além disso, para a configuração da carga, variou-se a razão cíclica das chaves, que combinadas representam uma porcentagem do total da carga, sendo definida o valor da carga total pela expressão (55).

$$\text{Carga} = 1 - \frac{RC_1 + RC_2}{2} \quad (55)$$

Onde Carga é a carga total na saída,  $RC_1$  a razão cíclica aplicada em um dos conjuntos dos LEDs,  $RC_2$  a razão cíclica aplicada no outro conjunto de LEDs. Devido a ter um chaveamento da carga, em algum momento toda a corrente estará passando pelas chaves, gerando um curto-circuito, dessa forma foram colocadas resistências conectadas em série com essas chaves, para evitar essa condição onde a corrente e a tensão se elevariam muito e poderiam gerar queima de componentes e a própria carga.

Figura 39 – Estrutura do conversor *Buck-Boost Forward* no PSIM®, com adição das perdas dos elementos magnéticos (transformador ideal).



Fonte: Autor.

### 3.6 MODELAGEM CONVERSOR

Para a modelagem do sistema, considerou-se a relação entre os conversores, onde do ponto vista da etapa de potência, a etapa PFC funciona como uma fonte, logo o conversor *Buck-Boost* foi substituído por uma fonte de tensão equivalente a tensão de saída dessa etapa, assim como foi considerado no projeto dos componentes. Dessa forma, as equações de estado do conversor são representadas pelas etapas de operação do conversor *Forward*, onde foi feita a

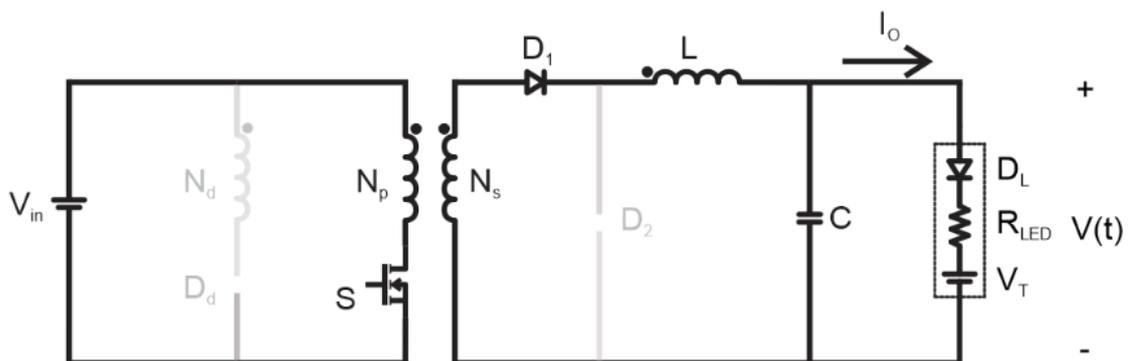
análise dessas etapas considerando na saída a carga como LEDs, representado pelo seu modelo elétrico equivalente.

Para a modelagem, o primeiro passo está na definição variáveis que se quer obter a partir dessa análise, definindo os elementos de entrada e saída do sistema, e também os elementos de estado, que representam os componentes que possuem dinâmica no circuito. A carga de LEDs no seu modelo elétrico pode ser representada como uma resistência, um diodo e uma fonte, podendo ser analisado seu comportamento em relação a corrente ou a tensão de saída (ALMEIDA et al., 2013).

Considerando isso, para a determinação da função de transferência do sistema, primeiramente determina-se a relação entre a tensão de saída e a razão cíclica, e a partir disso, divide-se pela resistência equivalente da carga para obtenção da relação entre a corrente e a razão cíclica. Abaixo estão descritas as variáveis consideradas na modelagem e na Figura 40, está representada a etapa 1 de operação do conversor *Forward*, onde consegue-se observar as variáveis descritas.

- Variáveis de Entrada:  $V_{in}$  (tensão de entrada),  $V_T$  (Tensão reversa nos LEDs);
- Variáveis de Saída:  $V_o$  (tensão de saída);
- Variáveis de Estado:  $i_L(t)$  (corrente no indutor),  $V(t)$  (tensão de saída).

Figura 40 – Etapa 1 de operação do conversor *Forward*.



Fonte: Autor.

A partir disso, aplicando lei das malhas e também dos nós, chega-se nas equações de estado e também de saída do conversor, onde em (56) está representado a equação de estado da corrente no indutor, em (57) está representado a equação de estado da tensão no capacitor, em

(58) está representado a equação da tensão de saída, e nas expressões (59) e (60) está representado as matrizes da primeira etapa.

$$\frac{di_L(t)}{dt} = V_{in} \frac{N_s}{L*N_p} - \frac{V(t)}{L} \quad (56)$$

$$\frac{dV(t)}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V(t)}{C*R_{LED}} + \frac{V_T}{C*R_{LED}} \quad (57)$$

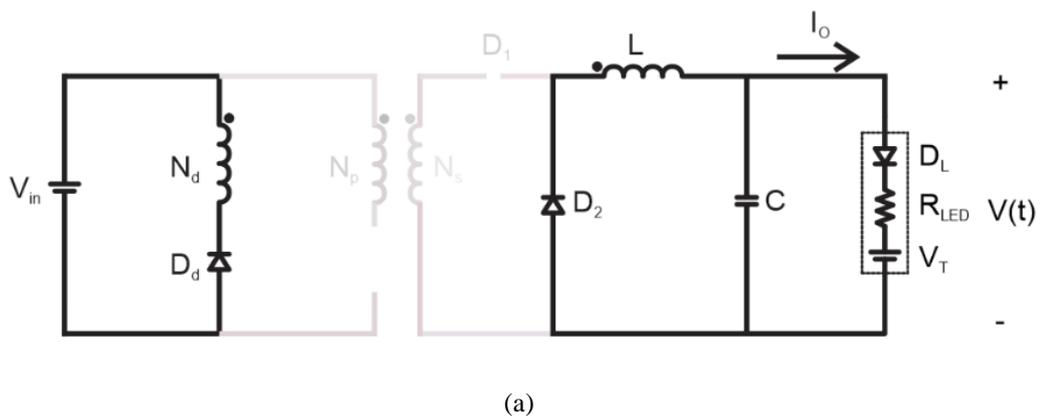
$$y = V_o = V(t) \quad (58)$$

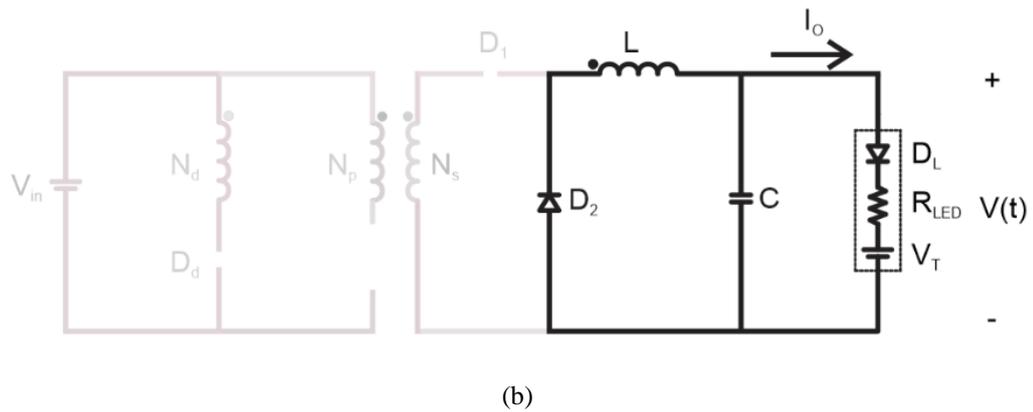
$$\begin{bmatrix} \dot{i}_L(t) \\ \dot{V}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C*R_{LED}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{N_s}{L*N_p} & 0 \\ 0 & \frac{1}{C*R_{LED}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_T \end{bmatrix} \quad (59)$$

$$y = V(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V(t) \end{bmatrix} + [0 \quad 0] \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_T \end{bmatrix} \quad (60)$$

As etapas 2 e 3 do sistema podem ser representadas como uma única etapa, onde a etapa de desmagnetização é desconsiderada devido a não ter impacto nas variáveis do sistema e não compor as equações finais do sistema. Dessa forma, resume-se essas duas etapas em uma única, representadas na Figura 41 (a) e (b) respectivamente, e as equações que representam essas etapas estão representadas em (61) e (62) e as matrizes finais em (63) e (64).

Figura 41 – Etapa 2 (a) e etapa 3 (b) de operação do conversor *Forward*.





Fonte: Autor.

$$\frac{di_L}{dt} = -\frac{V(t)}{L}$$

$$\frac{dV(t)}{dt} = \frac{i_L}{C} - \frac{V(t)}{C \cdot R_{LED}} + \frac{V_T}{C \cdot R_{LED}} \quad (61)$$

$$y = V_o = V(t) \quad (62)$$

$$\begin{bmatrix} \overline{i_L(t)} \\ \overline{V(t)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{C \cdot R_{LED}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{C \cdot R_{LED}} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_T \end{bmatrix} \quad (63)$$

$$y = V(t) = [0 \quad 1] \begin{bmatrix} i_L(t) \\ V(t) \end{bmatrix} + [0 \quad 0] \begin{bmatrix} V_{in} \\ V_T \end{bmatrix} \quad (64)$$

A partir das equações apresentadas acima, todas as etapas do conversor estão descritas na forma de equação de estados considerando o comportamento do conversor de forma ideal, sem perdas nos indutores, capacitores, diodos e transformador. Para se obter um modelo mais preciso, considera-se essas resistências nas equações de estado. A modelagem considerada em relação a espaço de estados, leva em consideração uma entrada CC, denominado Operação em Regime Permanente ou modelo CC, onde é representado esse sistema em regime permanente (equilíbrio), quando as derivadas de  $\langle x(t) \rangle_{T_s}$  são iguais a zero, representadas em (65) (RECH, 2017).

$$\begin{aligned} 0 &= AX + BU \\ Y &= CX + EU \end{aligned} \quad (65)$$

Nas equações acima, a matriz U é representada pelas variáveis de entrada do sistema. As matrizes médias do sistema são representadas em (66), onde é adicionado a razão cíclica (D) nas equações de estado do sistema, representadas por cada etapa de comutação. A solução de (66) pode ser expressa como (67), que descreve as equações de entrada e saída (RECH, 2017).

$$\begin{aligned} A &= DA_1 + (1-D)A_2 \\ B &= DB_1 + (1-D)B_2 \\ C &= DC_1 + (1-D)C_2 \\ E &= DE_1 + (1-D)E_2 \end{aligned} \quad (66)$$

$$\begin{aligned} X &= -A^{-1}BU \\ Y &= (-CA^{-1}B+E)U \end{aligned} \quad (67)$$

As equações padrões desse modelo considerando já a adição da razão cíclica as equações de estado e também considerando as variáveis de entrada do sistema, expressas em (68), onde o índice representa a etapa de operação (RECH, 2017).

$$\begin{aligned} A_p &= K^{-1}A \\ B_p &= [ K^{-1}B \quad K^{-1}\{(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U\} ] \\ C_p &= C \\ E_p &= [ E \{(C_1 - C_2)X + (E_1 - E_2)U\} ] \end{aligned} \quad (68)$$

Nas equações acima, a matriz K é representada pelas capacitâncias e indutâncias do sistema, para representar o comportamento desses elementos com relação a variação da razão cíclica e também distúrbios na entrada do sistema. Caso houvesse apenas variação da razão cíclica, considera-se  $A_p = A$ . Para a determinação da função de transferência do sistema, opera-se essas matrizes para se chegar na função final, expressa em (69) (RECH, 2017).

$$G(s) = \frac{\text{Numerador}(s)}{\text{Denominador}(s)} = C(sI-A)^{-1}B + D \quad (69)$$

Onde  $I$  é a matriz inversa de  $A$  que é multiplicada pelo domínio  $s$ . Para facilitar esse processo, utilizou-se funções específicas do software MATLAB<sup>®</sup> para conseguir obter a função de transferência final, que resumem as operações com as matrizes do sistema. Essas funções são a “ss2tf” e “tf”. A FT resultante dessas operações está representada em (70).

$$\frac{V_o}{D} = \frac{\frac{V_{in} \frac{N_p}{N_s}}{LC}}{s^2 + \frac{(L+R_{LED}C)}{LCR_{LED}}s + \frac{1}{LC}} \quad (70)$$

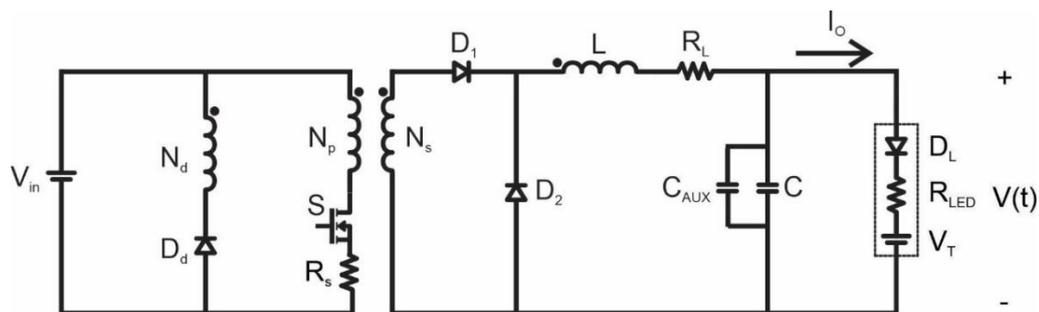
Substituindo os componentes calculados na seção (3.3), obteve-se a função de transferência definida em (72). Dividindo o numerador de (71) pela resistência na saída do conversor, chega-se em (72).

$$\frac{V_o}{D} = \frac{2.982e^{11}}{s^2 + 2.252e^6 s + 7.545e^8} \quad (71)$$

$$\frac{I_o}{D} = \frac{323550000}{s^2 + 2.252e^6 s + 7.545e^8} \quad (72)$$

Considerando a mesma abordagem, porém aplicando algumas mudanças feitas na prática como adição de capacitor para filtragem de altas frequências e também a resistência do indutor de saída, modelou-se um sistema com perdas, para tentar se aproximar do conversor real, adicionando resistência em alguns componentes, como a chave do conversor e o indutor de saída. Na Figura 42, está representado o conversor com a adição de elementos que geram perdas.

Figura 42 – Modelo do conversor com perdas e capacitor auxiliar.



A partir do circuito, seguindo os mesmos passos das expressões 56 a 69 chega-se na equação que representa a função de transferência de tensão na saída, representada em (73). Substituindo os valores dos componentes, se obtém a FT representada em (74), e dividindo pela resistência equivalente na prática, chega-se em (75).

$$\frac{V_o}{D} = \frac{\frac{V_{in} R_S D \frac{N_P}{N_S}}{L(C+C_{aux})}}{s^2 + \frac{(L+R_{LED}(C+C_{aux}))(R_S D+R_L)}{L(C+C_{aux})R_{LED}} s + \frac{(R_{LED}+(R_S D+R_L))}{L(C+C_{aux})R_{LED}}} \quad (73)$$

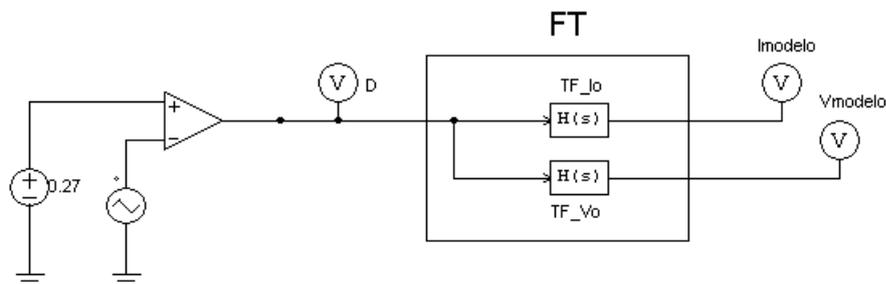
$$\frac{V_o}{D} = \frac{2.691e^{16}}{s^2 + 9.447e^{10} s + 7.907e^{13}} \quad (74)$$

$$\frac{I_o}{D} = \frac{3.364e^{13}}{s^2 + 9.447e^{10} s + 7.907e^{13}} \quad (75)$$

### 3.6.1 Configuração da simulação para validar a Função de Transferência

Para validar a função de transferência do sistema, se simulou esse sistema dentro do PSIM<sup>®</sup>, representado na Figura 43, que tem como entrada a razão cíclica aplicada no conversor e como saída os valores de tensão e corrente que são a resposta a esse sinal de entrada, comparando com os valores de tensão e corrente de saída do conversor, podendo se variar essa razão cíclica e verificar a resposta do sistema a essa variação.

Figura 43 – Simulação da função de transferência do sistema no PSIM<sup>®</sup>.



Fonte: Autor.

### 3.7 PROJETO DO CONTROLADOR

A primeira etapa do projeto do controlador é definir as condições de projeto. Devido a ser uma carga chaveada na saída, definiu-se a função de transferência para uma condição crítica onde a carga é 25% do total, definido como a pior condição de operação do sistema. Considerando isso, a função de transferência do sistema está definida por (76).

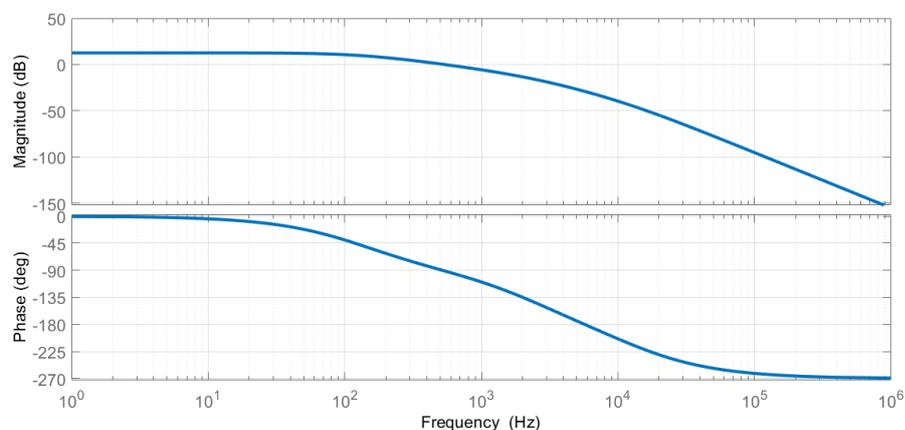
$$G(s) = \frac{1.3095e^{14}}{s^2 + 9.447e^{10}s + 7.907e^{13}} \quad (76)$$

Para o projeto do controlador, além da função de transferência do conversor, deve-se considerar o filtro *anti-aliasing*, que é um filtro passa-baixas de primeira ordem, que foi projetado juntamente com o sensor de corrente, descrito no item 3.9, e o atraso de fase decorrente da transformação do sinal contínuo para o sinal digital. Logo a função de transferência final ao qual será feito o projeto do controlador está representado em (77).

$$G(s) = \frac{5.839e^{11}}{1.25e^{-5} s^4 + 1.585 s^3 + 5.287e^4 s^2 + 4.899e^8 s + 1.372e^{11}} \quad (77)$$

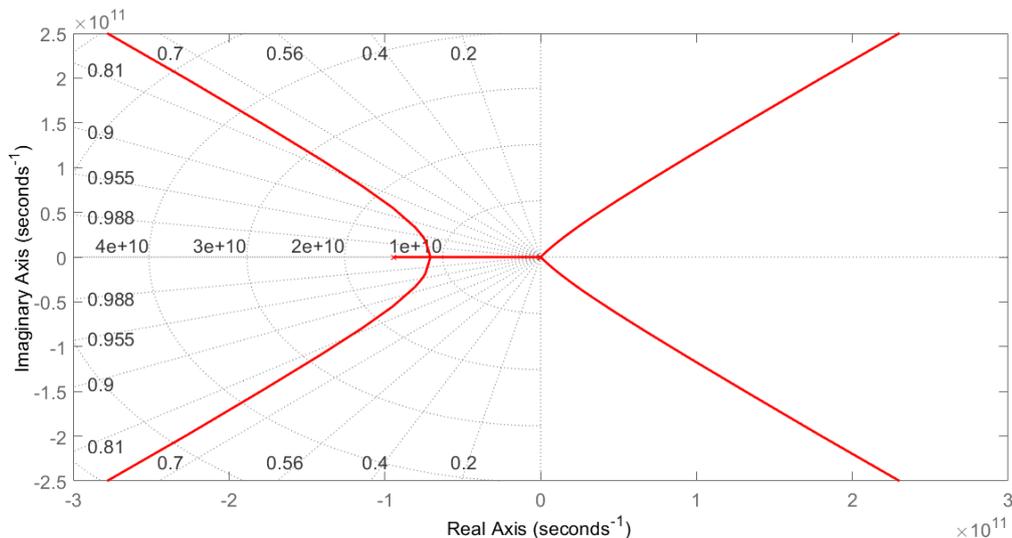
Conforme abordado na seção (2.10), utilizou-se a análise da frequência do conversor, na Figura 44, está representado o diagrama de Bode do sistema em malha aberta, onde dentro do MATLAB<sup>®</sup> foi utilizado o comando “bode”, que faz varredura da resposta em frequência da função de transferência.

Figura 44 – Resposta em frequência da função de transferência do conversor.



Utilizando a ferramenta *margin* do MATLAB®, a margem de fase do sistema é de aproximadamente  $89^\circ$  e a margem de ganho é de 28,1 dB. Além disso, para a análise dos pólos e zeros do sistema utilizando a ferramenta *rlocus* do MATLAB®, consegue-se visualizar esses elementos e analisar se o sistema é estável ou não, conforme a Figura 45.

Figura 45 – Análise do lugar das raízes da função de transferência do sistema.

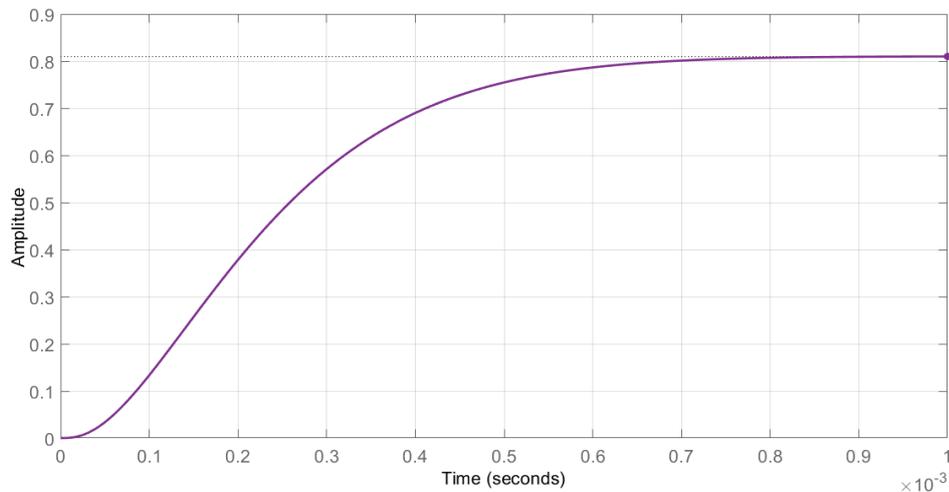


Fonte: Autor.

Observando as Figuras 44 e 45, esse sistema é estável para uma razão cíclica de 27%, conforme as condições da modelagem, devido a ter valores de margem de fase e ganho positivos e ter polos e zeros no semi-plano esquerdo do gráfico do lugar das raízes, sendo essa primeira análise do sistema em malha aberta, onde a razão cíclica está fixa, ou seja, o sistema não possui variações dos seus parâmetros de entrada e perturbações. Devido ao sistema possuir uma carga variável na prática, é necessário projetar esse sistema em malha fechada, sendo utilizado uma ferramenta do MATLAB® denominada *Sisotool*, onde *siso* (single input – single output) descreve a saída do sistema a variação de uma variável de entrada, que na prática é a razão cíclica.

Além disso, pode-se adicionar perturbações para visualizar o comportamento do sistema para diferentes condições. Pela resposta do sistema em malha fechada, representada na Figura 46, observa-se que o sistema não segue a referência (degrau com amplitude final 1), estabilizando na amplitude de 0.81, o que demonstra que esse sistema não é estável a variação de parâmetros de entrada, necessitando de um controlador para fazer o sinal de saída convergir para a referência.

Figura 46 – Resposta ao Degrau do Sistema.



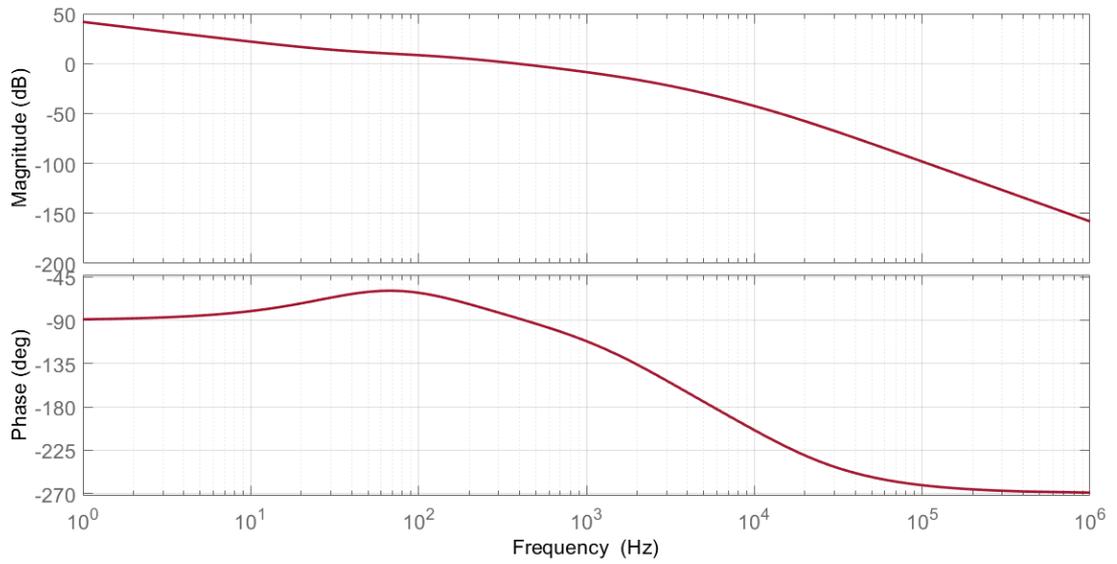
Fonte: Autor.

Considerando essa planta e o seu comportamento, aplicou-se um controlador do tipo Proporcional – Integral (PI) com um zero em avanço de fase em relação ao polo, configurando um controlador de atraso de fase, representado em (78). A escolha desse controlador está relacionada ao fato de o PI garantir erro nulo em regime permanente, porém aumentando o tempo do regime transitório, e o ganho aplicado para melhorar a margem de fase e margem de ganho e garantir boa resposta transitória, além da aplicação de um zero real em baixa frequência, para melhorar a performance do controlador e evitar a saturação, e também para diminuir os problemas que o integrador pode causar no regime transitório desse sistema.

$$C(s) = \frac{0.72s + 180}{s} \quad (78)$$

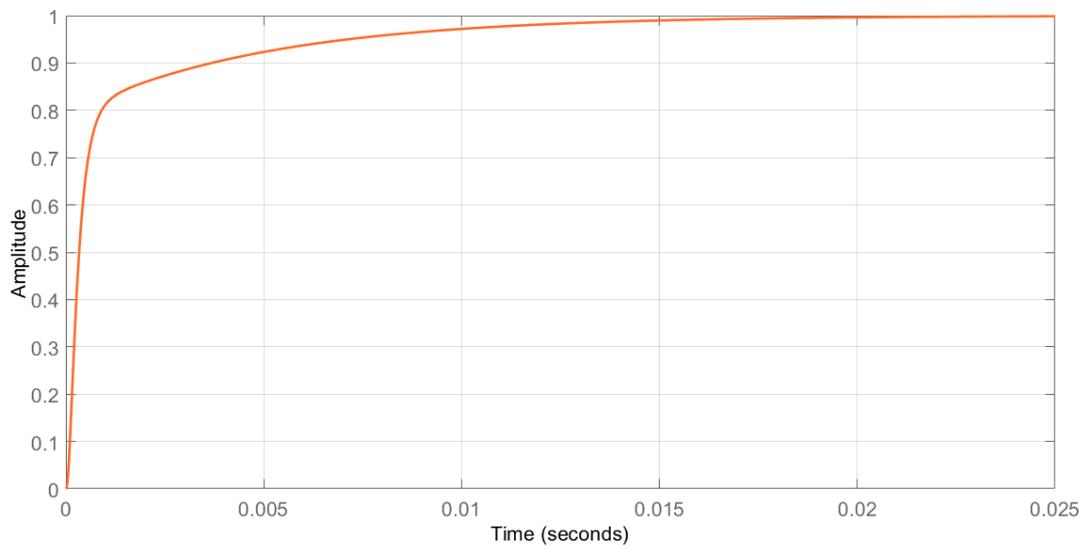
A margem de fase ficou  $92,5^\circ$  e margem de ganho em 31,8 dB, além disso o ganho definido uma década abaixo da frequência de chaveamento ficou em torno de -25,9 dB, atenuando distúrbios gerados pelo chaveamento do conversor, para que não impactem na dinâmica do sensor de corrente do sistema. A Figura 47 mostra o diagrama de Bode do sistema. Além disso, para verificar a dinâmica do sistema em malha fechada, na Figura 48, está representado a resposta do sistema ao degrau de entrada, na Figura 49, mostra a ação de controle para alcançar a estabilização e na Tabela 5 está descrito os valores referentes aos tempos de resposta do sistema, demonstrando o comportamento do controlador.

Figura 47 – Diagrama de Bode do sistema compensado.



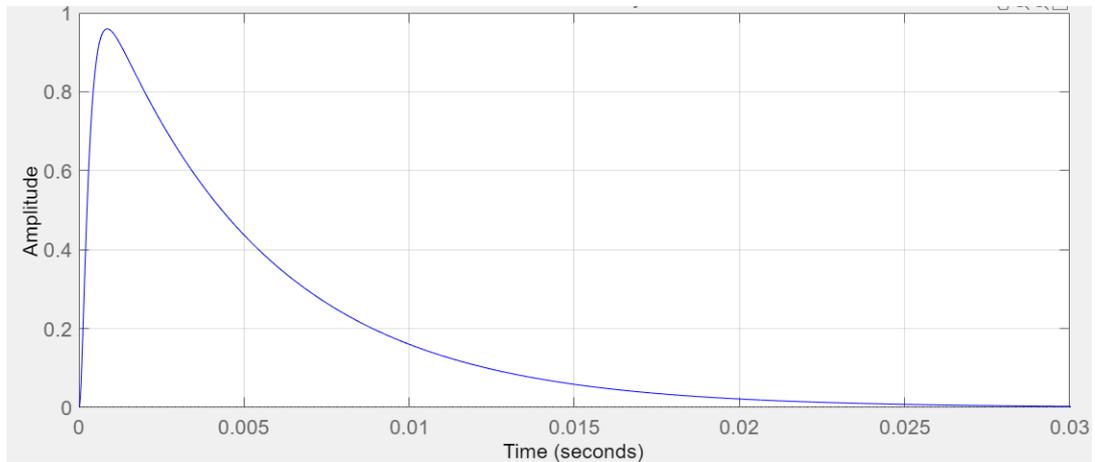
Fonte: Autor.

Figura 48 – Resposta ao degrau do sistema compensado.



Fonte: Autor.

Figura 49 – Ação de controle para estabilizar o sistema em malha-fechada.



Fonte: Autor.

Tabela 5 – Resposta do sistema ao degrau unitário na entrada.

<b>Tempo de Subida</b>	3.59 ms
<b>Tempo de Acomodação</b>	11.7 ms
<b>Overshoot</b>	0 %

Fonte: Autor.

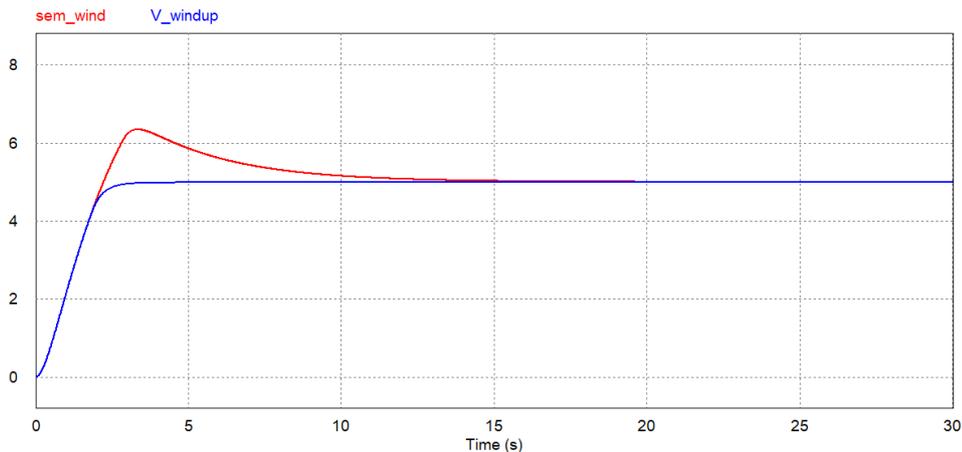
Baseado na resposta ao degrau, ação de controle e nos valores de tempo de subida e acomodação, observa-se que o controlador garante um tempo transitório bom e erro nulo sem *overshoot* ou saturação da ação de controle, além de garantir uma resposta rápida do controlador a variações muito abruptas, e um tempo de acomodação grande comparado ao de subida, garantindo que a ação de controle não seja agressiva em regime permanente, impactando por exemplo, num sistema de LEDs, na forma de garantir uma variação da luminosidade mais suave.

Para a aplicação prática é necessário implementar esse controlador em um microcontrolador ou processador de forma discreta, dessa forma transforma-se o controlador utilizando uma função do MATLAB® denominada “c2d” que converte uma função do domínio contínuo para o discreto, onde um dos parâmetros define o método de discretização, definido para essa aplicação o “zoh”, que já adiciona o atraso da conversão do domínio contínuo para o discreto e também se definiu a frequência de amostragem do controlador igual a frequência do conversor. O controlador discretizado está representado em (79).

$$C(z) = \frac{0.7222z - 0.7177}{z - 1} \quad (79)$$

Além disso, devido a questões de implementação e problemas práticos, utilizou-se um *anti-windup*, que faz a separação do controlador entre as partes que o compõe, onde a ação integral é separada e caso ocorra saturação da ação integral, desativa-se o integrador até que o sistema volte para um estado não saturado, conforme exemplificado na Figura 50. O controlador na forma de *anti-windup* está representado em (80), onde foi utilizado uma função da ferramenta MATLAB® denominada “residuez”, que faz a separação da função em várias partes, conforme representado em (81), onde para se obter os coeficientes compara-se essa função com a forma padrão de um controlador na forma de seus ganhos, representado em (82). Na Tabela 6 estão os valores dos coeficientes da separação da função da transferência.

Figura 50 – Comparação entre um sistema com e sem *anti-windup*.



Fonte: Autor.

$$[R \ P \ K] = \text{residuez}(\text{numerador}, \text{denominador}) \quad (80)$$

$$\frac{B(z)}{A(z)} = \frac{R(1)}{1 - P(1)z^{-1}} + \dots + \frac{R(n)}{1 - P(n)z^{-1}} + k(1) + k(n)z^{-1} \quad (81)$$

$$C(z) = k_p + \frac{k_i}{1 - z^{-1}} + \frac{k_d}{1 - p_d z^{-1}} \quad (82)$$

Tabela 6 – Valores dos coeficientes da separação do controlador projetado.

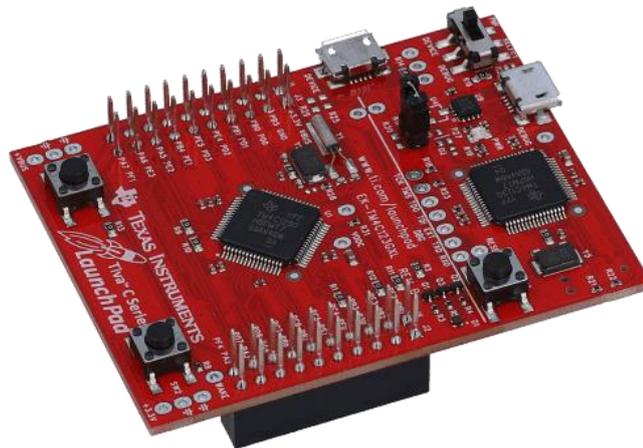
<b>R</b>	0.00450
<b>P</b>	1
<b>K</b>	0.717750

Fonte: Autor.

### 3.8 MICROCONTROLADORES E APLICAÇÃO PRÁTICA

Para aplicar o controle descrito acima, se escolheu a utilização de um microcontrolador para realização das medidas de corrente, cálculo do erro e aplicação do sinal de saída do controlador e assim monitorar e controlar a corrente na saída do conversor. Levando em consideração alguns fatores como a frequência de amostragem, número de bits do conversor analógico-digital (ADC) e frequência de *clock* do sistema, se escolheu a utilização do TM4C123GH6PM da *Texas Instruments*, representado na Figura 51.

Figura 51 - TM4C123GH6PM da *Texas Instruments*.



Fonte: Disponível em: < <https://www.ti.com/>>.

Esse microcontrolador possui algumas especificações citadas na Tabela 7. Devido a ter um *Clock* de 80 MHz e um ADC de 12 bits, que tem uma alta precisão e linearidade, foi escolhida a sua aplicação para leitura de sinais de tensão e aplicação de leis de controle em sistemas de malha fechada.

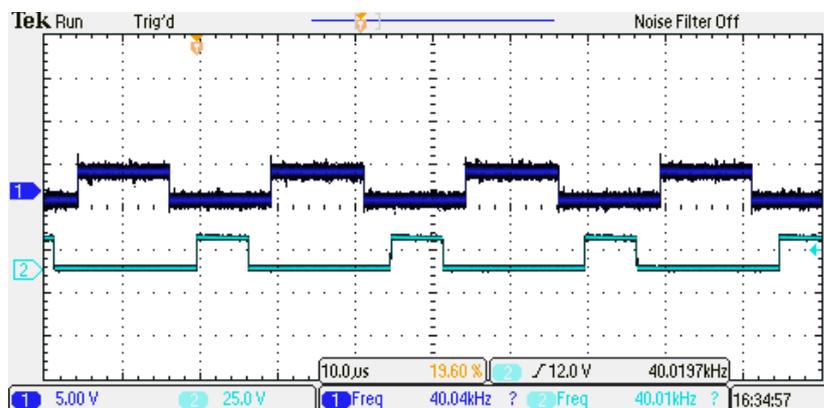
Tabela 7 – Especificações do TM4C.

<b>Clock do Sistema</b>	80 MHz
<b>Bits do ADC</b>	12 bits
<b>Tensão de Alimentação</b>	5V
<b>Módulos</b>	PWM Generator block, CAN 2.0 Controller

Fonte: Disponível em: <<https://www.ti.com/>>.

Considerando que a frequência de amostragem definida para realização do controle foi 40 kHz, se definiu uma função para realizar a amostragem dentro do tempo definido, onde a cada vez que o pulso do PWM, que possui uma frequência de chaveamento de 40 kHz, vai a zero, essa função executa a leitura da tensão do ADC e executa o controle e a mudança da razão cíclica, observando o sistema a cada vez que ele chega nesse ponto, conforme a Figura 52.

Figura 52 – Sinal do PWM (azul claro) e sinal mostrando o intervalo de execução do *loop* de controle (azul escuro).



Fonte: Autor.

A partir da imagem consegue-se observar que ambos os sinais estão em 40 kHz, demonstrando que realmente o *loop* de controle está ocorrendo dentro desse intervalo, onde enquanto o sinal estiver indicando 5V (Pino configurado como HIGH dentro do intervalo) ele está executando as aquisições do ADC e aplicando a lei de controle. Além disso, para monitoramento e verificação do funcionamento do controle na prática, utilizando a IDE da *Texas Instruments*, onde foi programado o microcontrolador (*Code Composer Studio*), é possível

monitorar as variáveis do sistema e assim verificar se o controle e as medições do sensor estão funcionando de maneira correta, representado na Figura 53.

Figura 53 – Monitoramento das variáveis de controle dentro do *Code Composer Studio*.

Expression	Type	Value	Address
(x)= ADC_VALUE	unsigned int	88	0x20000474
(x)= ADC_VOLTS	float	-0.000380000012	0x20000478
(x)= CURRENT	float	-0.000185070006	0x2000047C
(x)= ek	float	0.075185068	0x20000480
(x)= sat	unsigned int	1	0x20000498
(x)= y	float	0.270000011	0x20000494
+ Add new expression			

Fonte: Autor.

Além disso, para a realização do chaveamento da carga de LEDs na saída, a partir dos dados enviados pelo aplicativo no celular via *Bluetooth*, se escolheu o microcontrolador ESP32-WROOM da família ESP, desenvolvido pela *Espressif Systems*, representado na Figura 54. Devido à presença de módulos *Bluetooth* e *Wifi*, o ESP32-WROOM permite a conexão com dispositivos externos para envio e recebimento de informações. Na Tabela 8 são apresentadas informações sobre o ESP32-WROOM.

Ademais a isso, o fator de possuir os módulos na própria placa, não necessitando unir um microcontrolador com módulos externos, reduzindo o custo da aplicação, possuindo também bibliotecas voltadas para conectividade que facilitam a utilização desses módulos através de funções, como a biblioteca *BLEDevice* que facilita a utilização do BLE (*Bluetooth Low Energy*) do ESP32-WROOM.

Figura 54 – ESP32-WROOM.



Fonte: Disponível em: <<https://www.azooptics.com/>>.

Tabela 8 – Especificações do ESP32-WROOM.

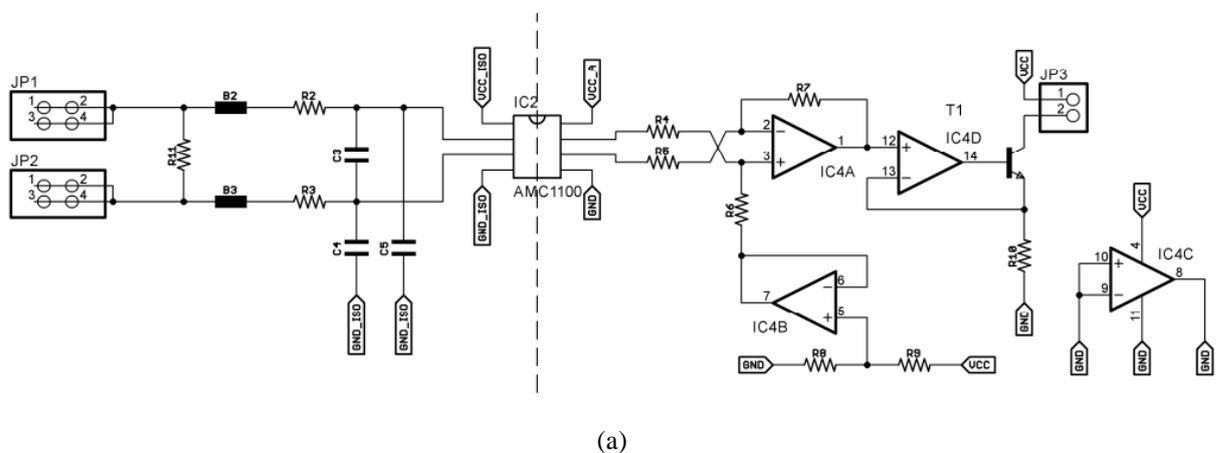
<b>Clock do Sistema</b>	80 MHz – 240 MHz
<b>Bits do ADC</b>	12 bits
<b>Tensão de Alimentação</b>	3.3 V
<b>Módulos</b>	PWM Generator block, WiFi, BLE, I2C, SPI

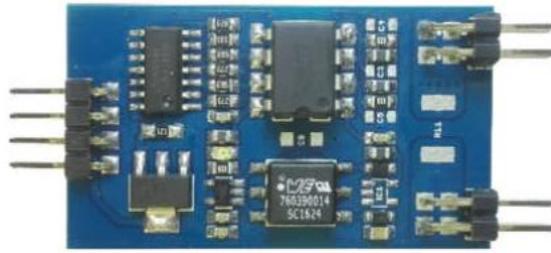
Fonte: Disponível em: <<https://www.expressif.com/>>.

### 3.9 SENSOR DE CORRENTE

Devido ao sistema em malha-fechada controlar a corrente de saída do conversor é necessário fazer o monitoramento dessa corrente, o que ocorre através de um circuito de conversão da corrente do sistema em um valor de tensão para ser lido pelo microcontrolador e assim calcular o erro da corrente medida do sistema com a corrente de referência. Conforme visto no projeto do sistema, a corrente de saída do conversor é aproximadamente 150 mA, sendo um valor consideravelmente pequeno comparado com faixa de medida da maioria dos sensores comerciais fornecem. Dessa forma a solução é o desenvolvimento de um circuito para realização disso. Na Figura 55 (a), está representado o esquemático do circuito sensor que foi utilizado na prática e em (b), a placa do sensor de corrente.

Figura 55 – Circuito base do sensor de corrente (a) e placa do circuito do sensor de corrente (b).





(b)

Fonte: GEDRE.

Esse sensor de corrente, desenvolvido por membros do GEDRE, é baseado no circuito integrado (CI) AMC1100 da empresa *Texas Instruments*, é um amplificador operacional isolado, que possui uma tensão diferencial de entrada máxima de 250mV, onde a corrente máxima do sensor é definida pelo resistor *shunt* ( $R_{Shunt}$ ) na entrada, o cálculo da corrente é definido por (83).

$$I_{\max} = \frac{250 \text{ mV}}{R_{Shunt}} \quad (83)$$

Além disso, após a conversão da corrente em tensão no resistor, existe um filtro *anti-aliasing* de primeira ordem, composto por um capacitor e dois resistores, a frequência de corte comumente se escolhe como um décimo da frequência de amostragem, e os valores do capacitor e resistores se escolhem comercialmente, conforme a expressão (84). Considerando a frequência de amostragem de 40 kHz, a frequência de corte é 4 kHz, porém com os valores comerciais a frequência de comercial ficou em torno de 2412 kHz, com dois resistores de 220  $\Omega$  e um capacitor de 150 nF.

$$f_{\text{corte}} = \frac{1}{2\pi RC} \quad (84)$$

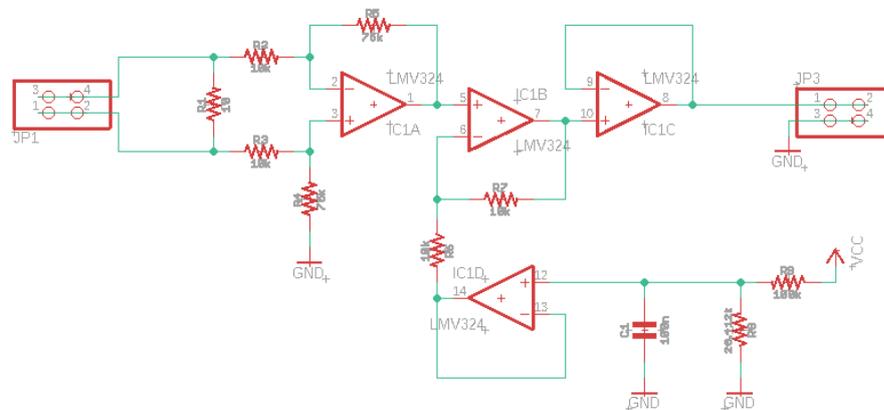
A partir disso, a representação desse filtro no domínio da frequência, o qual foi adicionado na função de transferência usada para o projeto do controlador representada em (77) devido ao seu efeito na dinâmica do sistema, está descrita na expressão (85) abaixo.

$$H(s) = \frac{1.515e^4}{s + 1.515e^4} \quad (85)$$

Para diminuir as perdas nos elementos do circuito, como os resistores, se utilizou um circuito para transmitir o sinal na forma de corrente, para isso, se converteu a tensão na saída do AMC1100 para uma corrente entre 4 e 20 mA, através do amplificador operacional *Rail-to-Rail* LMV324, que consiste de 4 Amplificadores Operacionais para gerar amplificação de sinais, conforme os resistores colocados nas suas entradas e também limitar o sinal conforme a tensão de alimentação desse amplificador. Para alimentar esses CIs se utilizou um transformador, o CI SN6501, para isolar a entrada da saída do circuito e evitar danos ao microcontrolador ou qualquer equipamento conectado para realizar medições do circuito.

Além do sensor de corrente, foi utilizado um conversor de corrente para tensão, para se conseguir ler o sinal de corrente utilizando um microcontrolador, onde nesse circuito também utiliza o CI LMV324 para fazer essa conversão e amplificar o sinal de tensão. Na Figura 56 (a), está representado o circuito do conversor corrente-tensão, em (b) está representado a placa do conversor de corrente-tensão e em (c), o diagrama que explica o funcionamento do sensor.

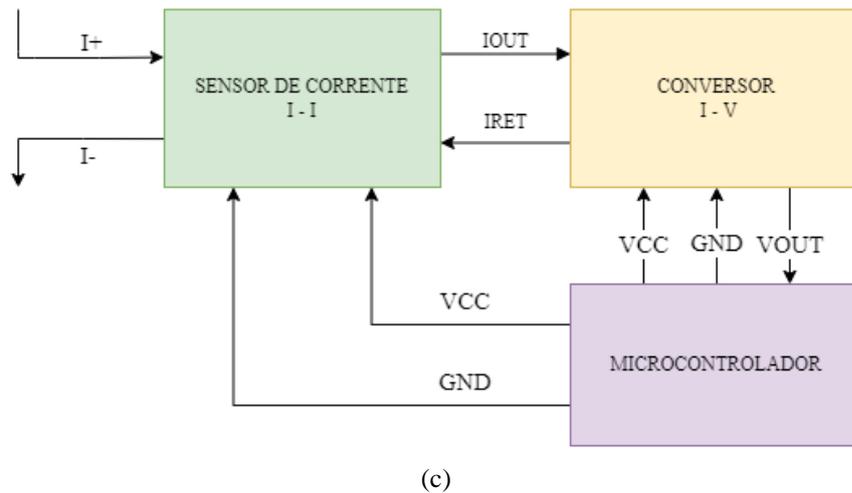
Figura 56 – Circuito do conversor Corrente - Tensão (a), placa do conversor Corrente -Tensão (b) e diagrama do funcionamento do sensor (c).



(a)



(b)



Fonte: GEDRE; Autor.

Para verificar o comportamento do sensor com relação a corrente de entrada e também o sinal que seria lido pelo microcontrolador, foi utilizada uma fonte de corrente cujo valor foi variado até 250 mA e medindo-se o valor de corrente transmitido pelo sensor de corrente, a tensão na saída do conversor corrente-tensão e se monitorou o valor da tensão lida pelo ADC do microcontrolador. Na Tabela 9, estão detalhados os valores obtidos e na Figura 57, está representado o gráfico da curva que representa se o ADC do microcontrolador tem uma curva semelhante à do sensor.

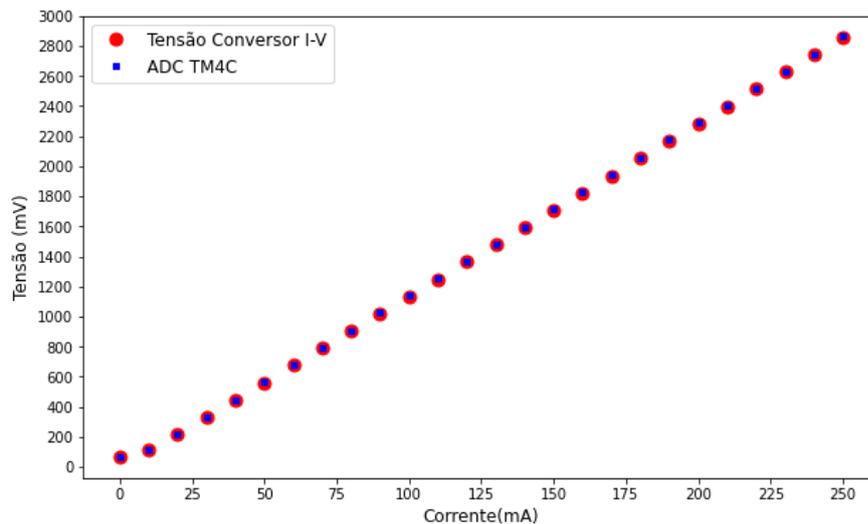
Tabela 9 – Dados de calibração do sensor e microcontrolador.

Corrente (mA)	Corrente Saída Sensor (mA)	Tensão Saída Conversor (mV)	ADC TM4C (mV)
0	0	66	68
10	0.4	112	115
20	0.8	214	217
30	1.04	328	334
40	1.7	444	446
50	2.3	559	562
60	3.1	674	680
70	3.75	789	790
80	4.4	904	908
90	5	1018	1023
100	5.65	1133	1138
110	6.15	1248	1250
120	6.8	1363	1370
130	7.45	1478	1480
140	8.15	1592	1597

<b>150</b>	8.8	1707	1715
<b>160</b>	9.5	1822	1826
<b>170</b>	10.2	1937	1944
<b>180</b>	10.7	2052	2059
<b>190</b>	11.4	2168	2174
<b>200</b>	12.1	2283	2287
<b>210</b>	12.7	2398	2400
<b>220</b>	13.4	2513	2518
<b>230</b>	14.1	2627	2632
<b>240</b>	14.7	2742	2745
<b>250</b>	18.4	2858	2862

Fonte: Autor.

Figura 57 – Comparação saída do conversor I-V do sensor com a leitura do ADC do microcontrolador TM4C.



Fonte: Autor.

Considerando o comportamento da leitura do conversor ADC, observando o quão semelhante é a saída de tensão do conversor I-V, conseguimos determinar uma função para converter essa tensão lida em um valor de corrente que seja semelhante ao valor que está sendo lido pelo sensor, sendo a tensão lida determinada em (86) e a corrente equivalente determinada em (87). Além disso, observa-se que quando não se têm corrente o valor é de aproximadamente 70 mV, logo esse valor faz parte da calibração para que o valor seja convertido de maneira correta. Para converter a tensão em mV para uma corrente em mA, considera-se a corrente máxima de entrada do sensor e o valor de tensão correspondente conforme a Tabela 9.

$$\text{Tensão ADC (mV)} = \left( \text{Tensão Conversor I-V} * \frac{3300 \text{ mV}}{4095} \right) - 70 \text{ mV} \quad (86)$$

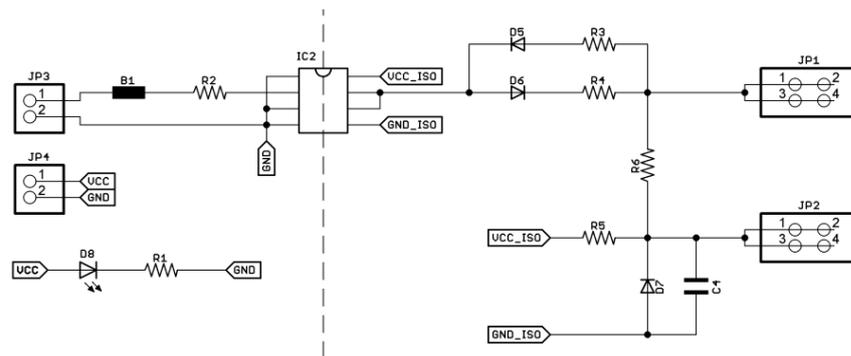
$$\text{Corrente (mA)} = \left( \text{Tensão ADC (mV)} * \frac{250 \text{ mA}}{2862 \text{ mV}} \right) \quad (87)$$

### 3.10 CIRCUITO DE COMANDO

Para enviar o sinal de comando da chave do conversor e realizar o chaveamento na frequência correta foi utilizado um circuito *Gate Driver*, que além do chaveamento do conversor em malha aberta realiza a variação da razão cíclica em malha-fechada. Para realizar essas ações foi utilizado um circuito, desenvolvido por membros do GEDRE, baseado no CI HCPL3120 que contém um circuito de potência para realizar o acionamento de MOSFETs e IGBTs.

A alimentação desse CI também é baseada no mesmo circuito do sensor de corrente e conversor corrente-tensão, utilizando o CI SN6501, isolando a saída do conversor em relação a entrada do circuito, e assim evitar danos ao microcontrolador ou circuito que envia o sinal de PWM para esse circuito realizar o comando. Na Figura 58 (a), está representado o circuito principal desse *Gate Driver*, em (b) está representado a placa desse circuito e em (c), um diagrama explicativo desse circuito.

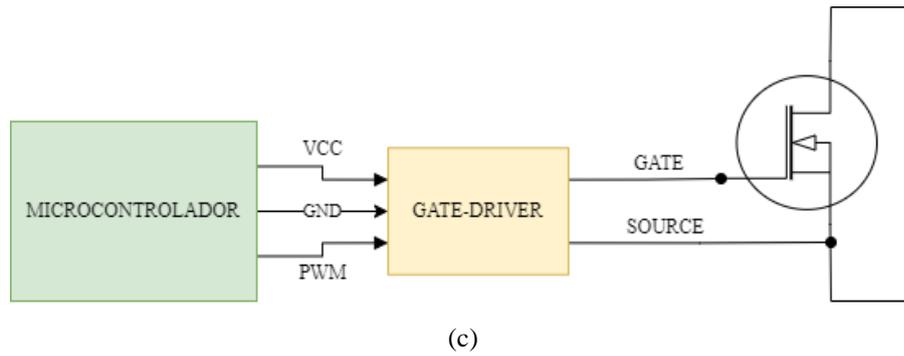
Figura 58 – Circuito do Gate Driver (a), placa do Gate Driver (b) e diagrama de funcionamento (c).



(a)



(b)

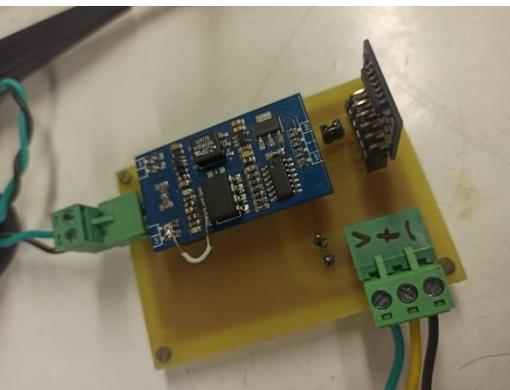


Fonte: GEDRE; Autor.

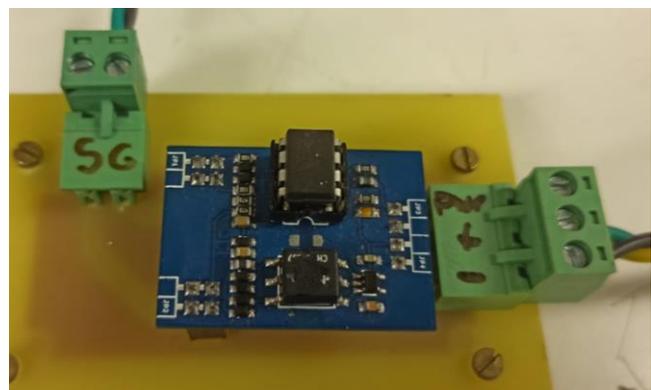
### 3.11 PLACAS DO SISTEMA EM MALHA-FECHADA

Conforme mostrado anteriormente, o sistema de instrumentação e controle consiste do sensor de corrente, microcontrolador e *Gate Driver*. Para isto foram desenvolvidas placas para cada um desses sistemas, sendo o microcontrolador o centro delas, pois fornece a alimentação para as placas e também envia o sinal PWM e recebe a leitura de tensão do sensor, constituindo o sistema em malha-fechada.

Devido a questões relacionadas a ruído e também descentralização, as placas foram separadas, para que os sinais não se interfiram e seja mais fácil de solucionar possíveis problemas práticos. Na Figura 59, estão representadas: (a) a placa do sensor de corrente, (b) a placa do *Gate Driver* e (c) a placa do microcontrolador.



(a)



(b)

Figura 59 – Placa sensor de corrente (a), placa *Gate Driver* (b), placa microcontrolador (c).



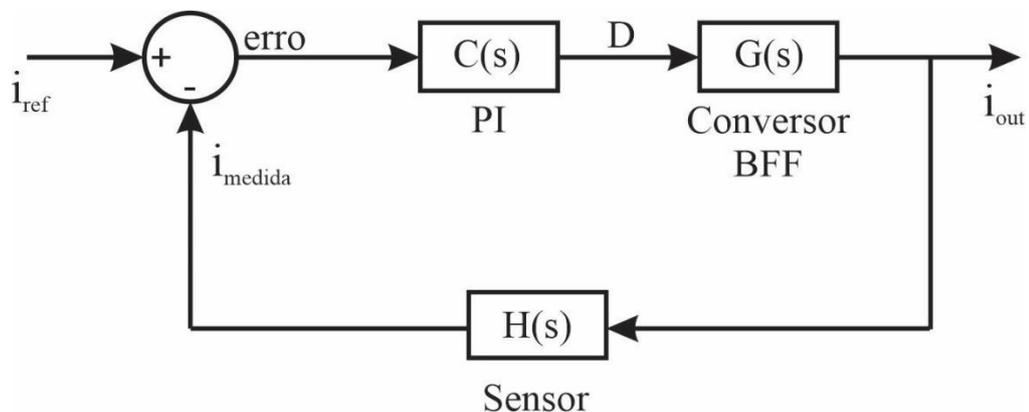
(c)

Fonte: Autor.

### 3.12 CONFIGURAÇÃO DA SIMULAÇÃO EM MALHA-FECHADA

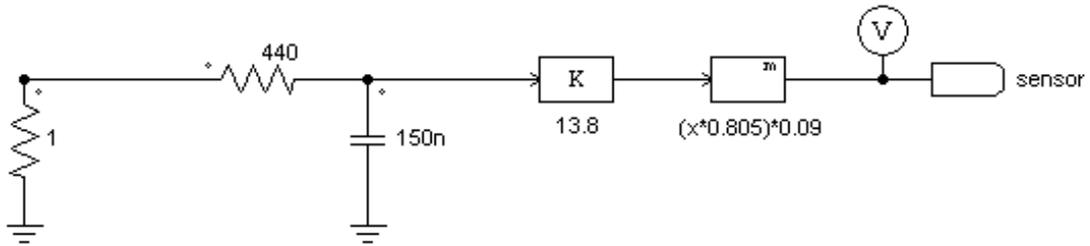
Para implementar o sistema em malha-fechada, utilizou-se o software PSIM<sup>®</sup>, cuja estrutura está representada na Figura 60. Para simular a instrumentação, conforme foi descrito na seção 3.9, na Figura 61, está representada a configuração do sensor de corrente com a sua conversão de corrente para tensão, o filtro *anti-aliasing* e o cálculo de conversão da tensão equivalente para corrente.

Figura 60 – Diagrama resumido do sistema em malha-fechada.



Fonte: Autor.

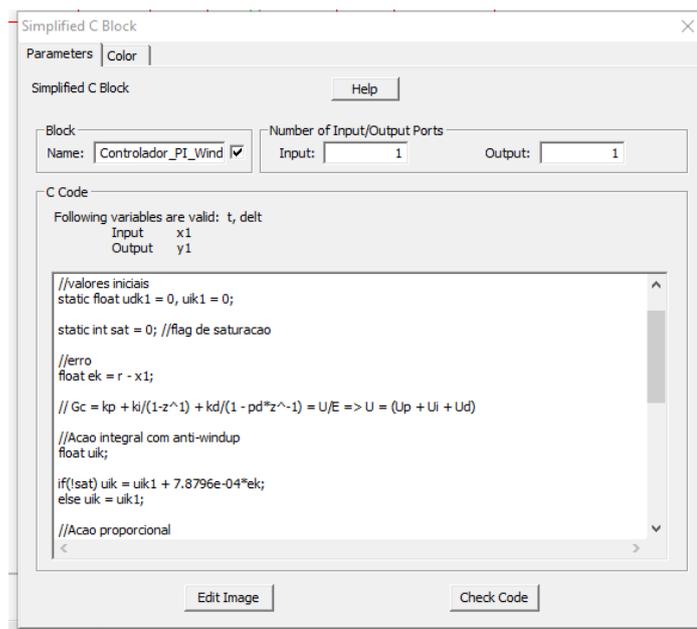
Figura 61 – Configuração do sensor de corrente dentro da simulação.



Fonte: Autor.

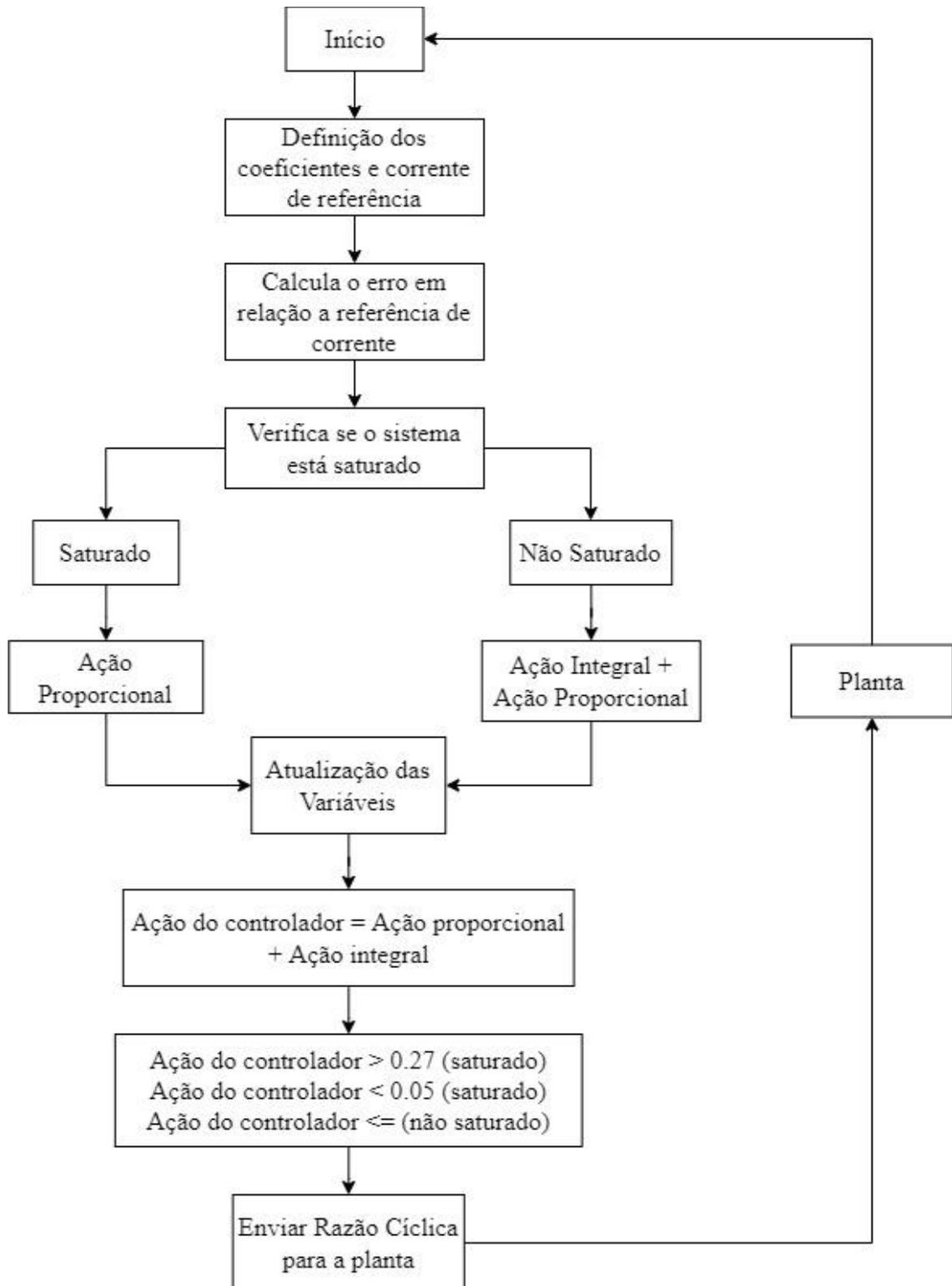
Com o foco de testar o controlador de forma prática, utilizou-se um recurso do PSIM<sup>®</sup> para simular a implementação do controlador em um microcontrolador, denominado *Simplified C Block* onde aplica-se um código na linguagem C, que simula o controlador na forma digital. O bloco utilizado está representado na Figura 62. Dentro desse bloco é estruturado um algoritmo que substitui a dinâmica representada na Figura 60, substituindo todas as etapas, com exceção do sensor, até a saída do controlador, onde a estrutura do algoritmo de forma simplificada está representada na Figura 63.

Figura 62 – Bloco C dentro do PSIM<sup>®</sup>.



Fonte: Autor.

Figura 63 – Diagrama do algoritmo aplicado no PSIM®.

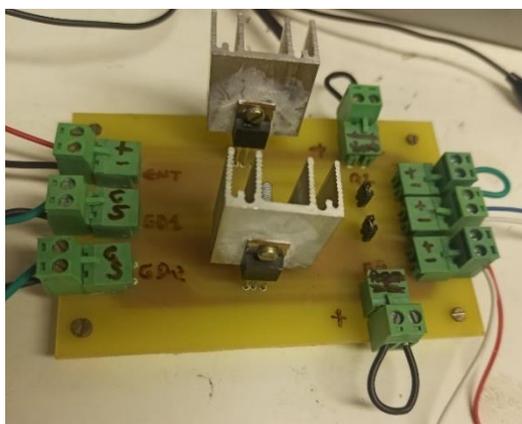


Fonte: Autor.

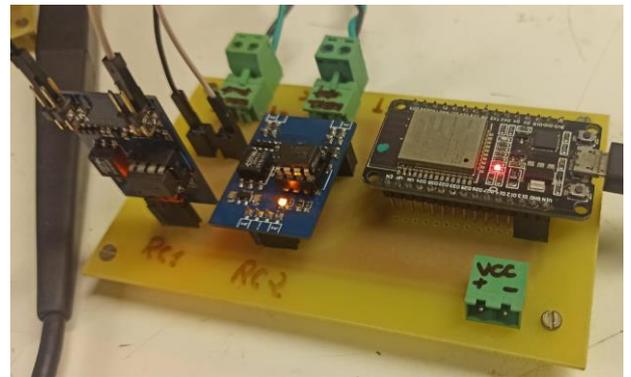
### 3.13 CONFIGURAÇÃO DOS TESTES EM MALHA-FECHADA

Para os testes em malha fechada, foram desenvolvidas duas placas, em destaque na Figura 64 (a), está representada a placa que possui as chaves que fazem a modulação da corrente, em (b) a placa que envia os sinais de comando dessas chaves, com dois *Gate-Drivers* e o ESP32-WROOM que recebe os dados do aplicativo e transforma-os em sinal PWM para os Drivers executarem a modulação, e em (c) está representado um diagrama que explica de maneira resumida como é a estrutura do sistema de chaveamento da carga de LEDs.

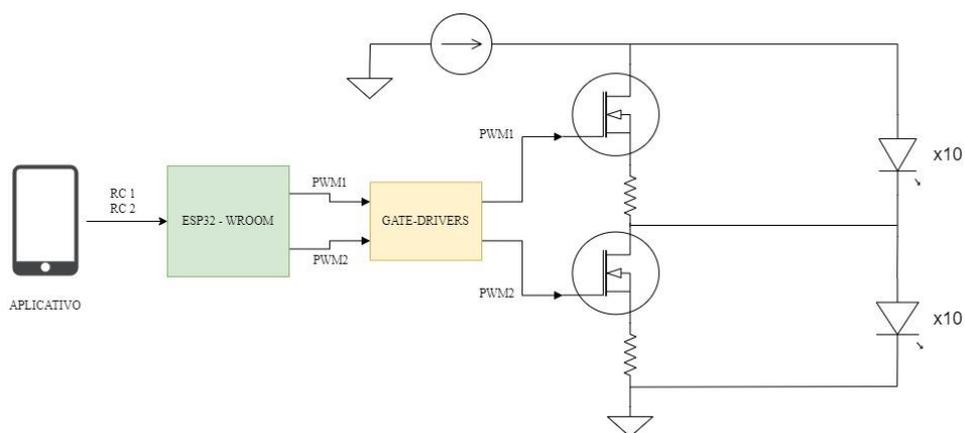
Figura 64 – Placa das chaves MOSFETs (a), placa de comando dos LEDs (b) e diagrama do sistema de chaveamento da carga (c).



(a)



(b)



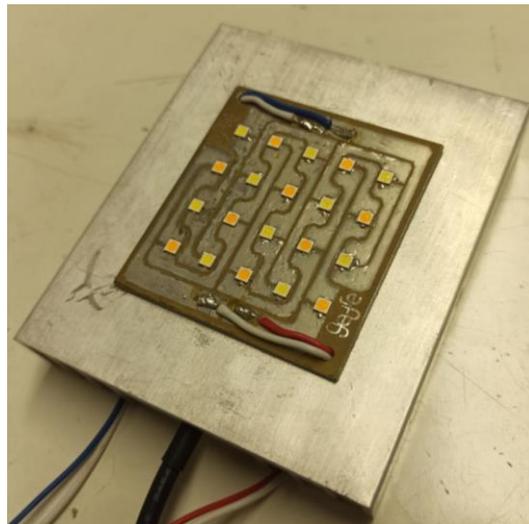
(c)

Fonte: Autor.

Além disso, a carga conectada na saída do conversor varia conforme o teste realizado, constituída de um banco de resistores de potência para teste com carga resistiva, e uma placa com

20 LEDs conectados em série para os outros testes realizados, representado na Figura 65. No banco de resistores, cada resistor tinha uma resistência entre 244 - 250  $\Omega$ , dessa forma, para aproximar-se 800 $\Omega$ , se conectou os 3 resistores em série, totalizando 736 $\Omega$ . A placa de LEDs consiste de dois tipos, um com temperatura de cor de 6500K e outro com temperatura de cor 4000K colocados alternadamente (BOLZAN, 2020).

Figura 65 – Placa dos LEDs com Dissipador.



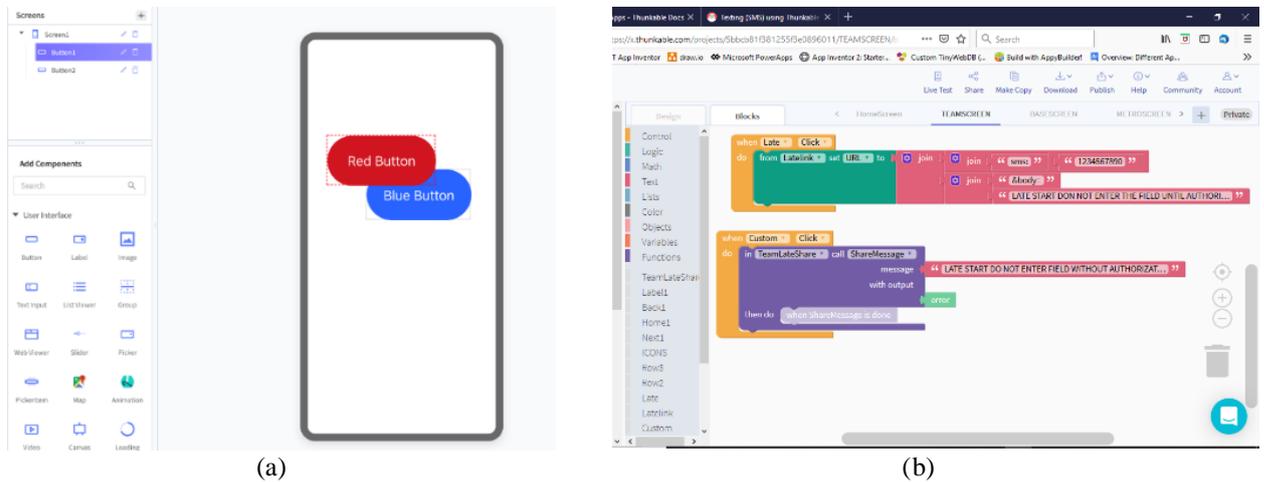
Fonte: Autor.

### 3.14 APLICATIVO DESENVOLVIDO

Para controlar o chaveamento de cada chave conectada aos LEDs, foi desenvolvido um aplicativo, para enviar a razão cíclica de cada uma das chaves, via *Bluetooth* ao ESP32-WROOM, e dessa forma conseguir ler os valores enviados, e converter isso em dois sinais de PWM para os *Gate Drivers* conectados as chaves. Esse aplicativo foi desenvolvido dentro da plataforma *Thunkable*, utilizando linguagem de blocos e funções, que permitem aplicar funcionalidades como *Bluetooth* e *Timer*. A escolha dessa plataforma é devida, principalmente, pela facilidade de desenvolver aplicativos, com diferentes funcionalidades, de maneira rápida via *Web*, e a facilidade de compartilhamento, e portabilidade desses aplicativos com outras pessoas através de *links* e *APKs* (*Android Application Pack*). Na Figura 66 (a) e (b) está representado a interface para desenvolvimento dessas aplicações com linguagem de blocos, na Figura 67, está representado a interface final do aplicativo utilizado nos testes, e na Figura 68, está representado

os sinais enviados pelo ESP para a placa através dos *Gate Drivers*, conforme se varia a razão cíclica no aplicativo.

Figura 66 – Interface (a) e linguagem de blocos (b) do *Thunkable*.



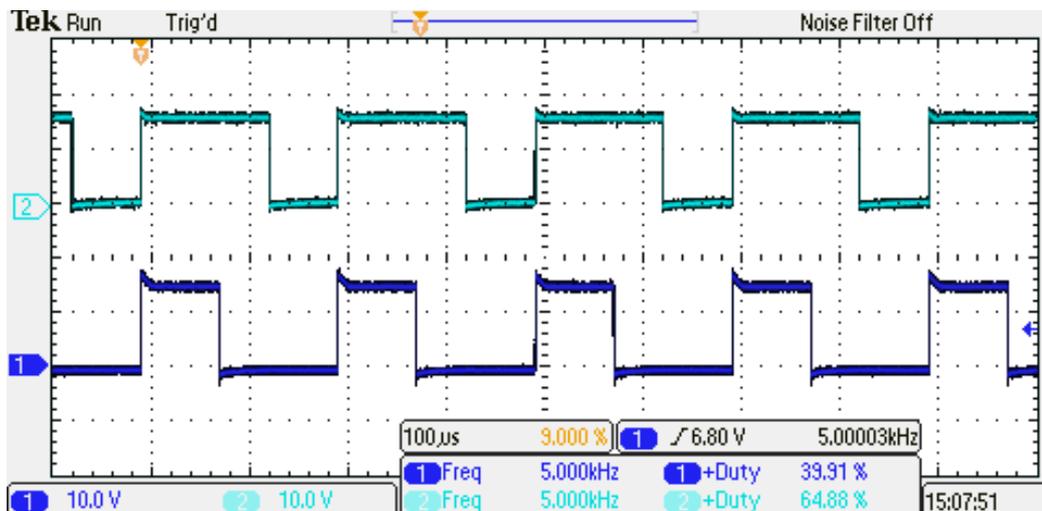
Fonte: Disponível em: <<https://community.thunkable.com/>>.

Figura 67 – Interface aplicativo usado nos testes.



Fonte: Autor.

Figura 68 – Sinais de comutação da chave enviados pelo aplicativo para as chaves semicondutoras da placa.



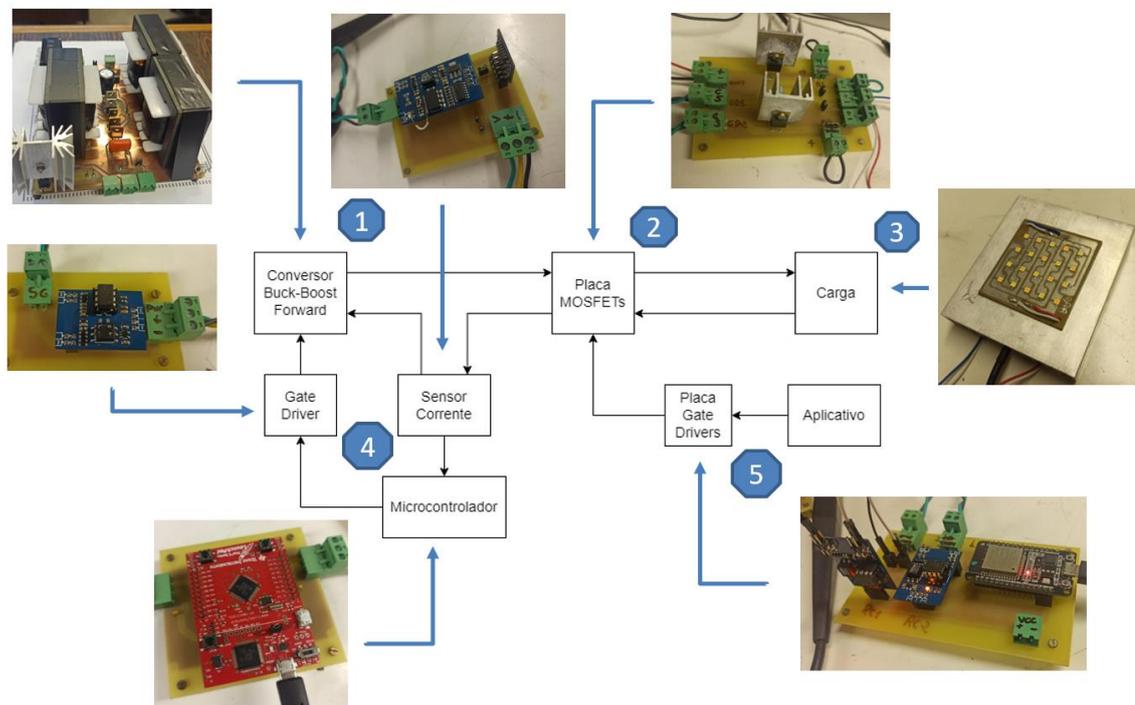
Fonte: Autor.

A aplicação desse circuito de chaveamento da carga e também o uso de modulação PWM separadamente em cada braço da carga, para a modulação da corrente em cada grupo dos LEDs, é uma extensão de um outro trabalho desenvolvido nessa área, com foco em otimização do ciclo circadiano, modulando a corrente de saída, detalhado em (BOLZAN, 2020).

## 4 RESULTADOS

Nesta seção serão abordados os resultados obtidos pelas simulações realizadas no PSIM® e também nos testes práticos com o conversor operando em malha aberta e fechada para validar o projeto e modelagem do conversor, verificar se os elementos que compõem o sistema de controle foram projetados corretamente, e se o sistema completo funciona, representado na figura 69, para essa aplicação com carga chaveada.

Figura 69 – Diagrama do sistema completo representado.



Fonte: Autor.

### 4.1 SIMULAÇÕES

Dentro dos aspectos que se queriam validar, as simulações estão divididas em malha aberta, resposta do sistema comparado com a função de transferência e malha-fechada abordando cada um dos itens mencionados anteriormente para posterior validação de forma prática, utilizando os mesmos parâmetros de carga e operação na prática.

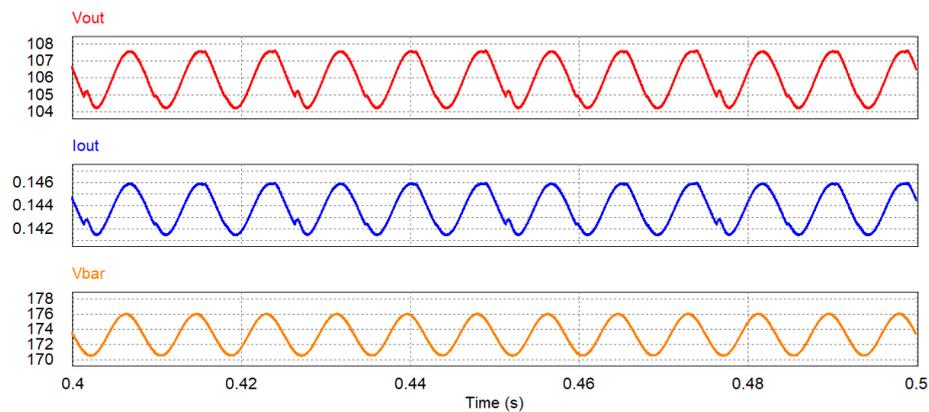
### 4.1.1 Malha Aberta

Nas simulações de malha-aberta se considerou a aplicação de uma razão cíclica fixa e se observou a tensão (vermelho) e a corrente (azul) na saída, além da tensão de barramento (laranja) do conversor, nas figuras 70, 71 e 72, para verificar o funcionamento das etapas do conversor, condizendo com o projeto teórico e também para posterior comparação com as formas de onda do projeto prático.

#### 4.1.1.1 Conversor com carga Resistiva

Nessa simulação se considerou os componentes com valores da montagem prática do conversor, considerando suas resistências e valores de indutância reais, tentando aproximar a simulação do projeto prático, além do valor de resistência utilizado na prática, que foi  $736 \Omega$ . Na Figura 70, estão representadas as formas de onda de corrente e tensão do circuito. Além disso, utilizando as ferramentas de medidas do *software*, mediu-se os valores máximos e médios, representados na Tabela 10, baseado nas formas de onda da simulação.

Figura 70 – Formas de onda de tensão e corrente na saída, e tensão do barramento, com carga resistiva.



Fonte: Autor.

Tabela 10 – Valores medidos na simulação de carga resistiva com perdas.

Variáveis	Máximos	Médios
Tensão na saída ( $V_{out}$ )	107.62 V	105.96 V

<b>Corrente na saída (<math>I_{out}</math>)</b>	0.146 A	0.143 A
<b>Tensão de Barramento (<math>V_{bar}</math>)</b>	175.32 V	173.33 V

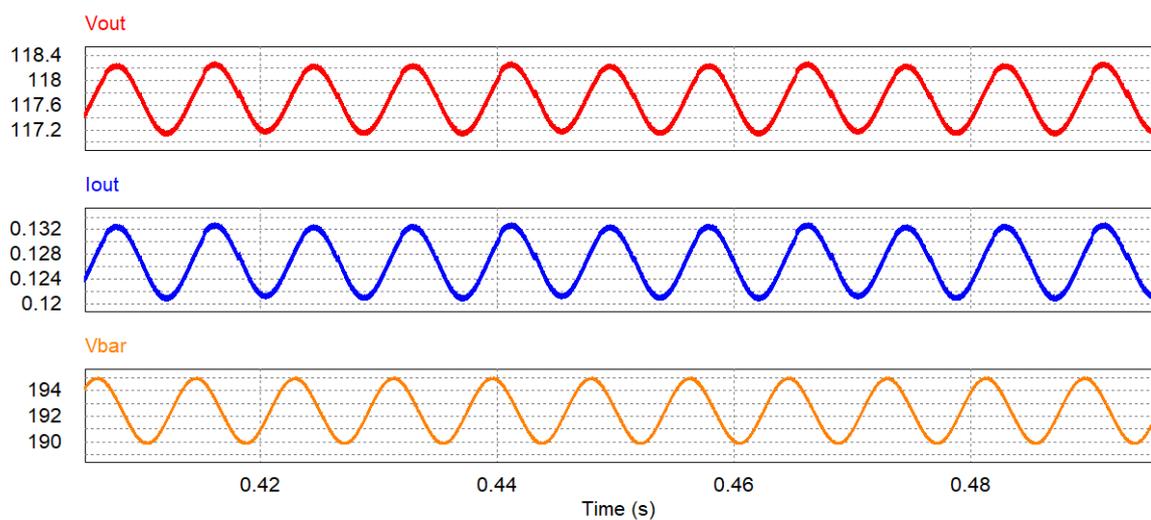
Fonte: Autor.

A partir das imagens e dos valores, observa-se que os valores de tensão e corrente de saída ficaram abaixo do valor de referência. Isso se deve principalmente pelas perdas decorrentes das resistências dos magnéticos do sistema e também o fato da resistência de teste ser menor que o valor nominal. Outro fator é a redução dos ruídos de alta frequência, onde a colocação de um capacitor de 330 nF em paralelo com o capacitor de projeto ajuda na filtragem dos sinais de alta frequência, deixando o sinal mais “limpo” e menos ruídos decorrentes do chaveamento.

#### 4.1.1.2 Conversor com carga de LEDs

Fazendo a mesma simulação anterior, porém substituindo o resistor de carga pelos LEDs, se observou as formas de onda e valores máximos e médios para posterior análise do comportamento do sistema com essa carga. Na Figura 71 é mostrada as formas de onda e na Tabela 11 os valores médios e máximos baseados nas formas de onda da simulação.

Figura 71 – Formas de onda de tensão e corrente na saída, e tensão do barramento, com carga de LEDs.



Fonte: Autor.

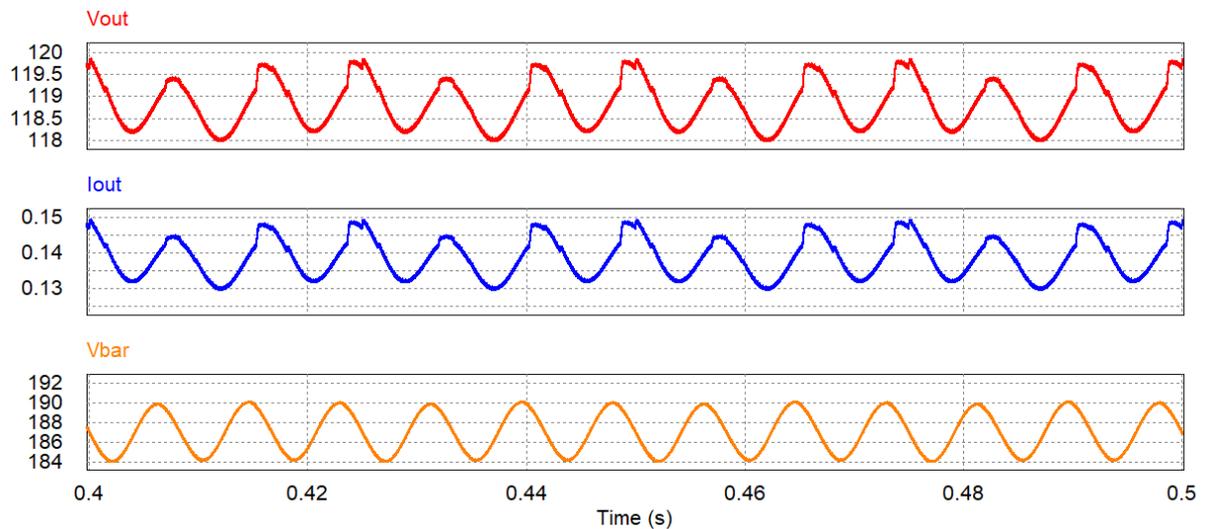
Tabela 11 – Valores medidos na simulação de carga de LEDs com perdas.

Variáveis	Máximos	Médios
Tensão na saída ( $V_{out}$ )	118.29 V	117.72 V
Corrente na saída ( $I_{out}$ )	0.133 A	0.127 A
Tensão de Barramento ( $V_{bar}$ )	194.97 V	192.44 V

Fonte: Autor.

Observando os valores obtidos, eles ficaram abaixo dos de referência, devido principalmente as perdas dos elementos magnéticos, e também a tensão de barramento com um valor maior que o valor obtido com a carga resistiva. Para obter uma corrente maior e mais perto do valor de referência, aumentou-se a razão cíclica para 28% e se observou os resultados representados na Figura 72, e na Tabela 12.

Figura 72 – Formas de onda do conversor com razão cíclica de 28%, com carga de LEDs.



Fonte: Autor.

Tabela 12 – Valores medidos na simulação de carga de LEDs com perdas e aumento da razão cíclica.

Variáveis	Máximos	Médios
Tensão na saída ( $V_o$ )	119.92 V	118.86 V

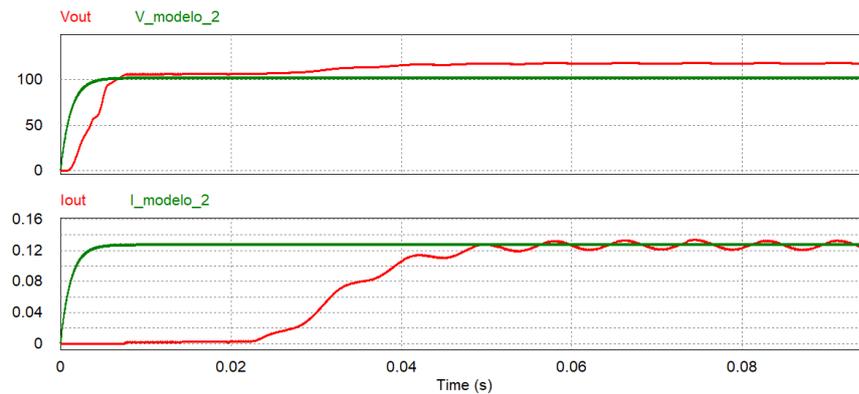
<b>Corrente na saída (<math>I_o</math>)</b>	0.149 A	0.139 A
<b>Tensão de Barramento (<math>V_{bar}</math>)</b>	190.06 V	187.12 V

Fonte: Autor.

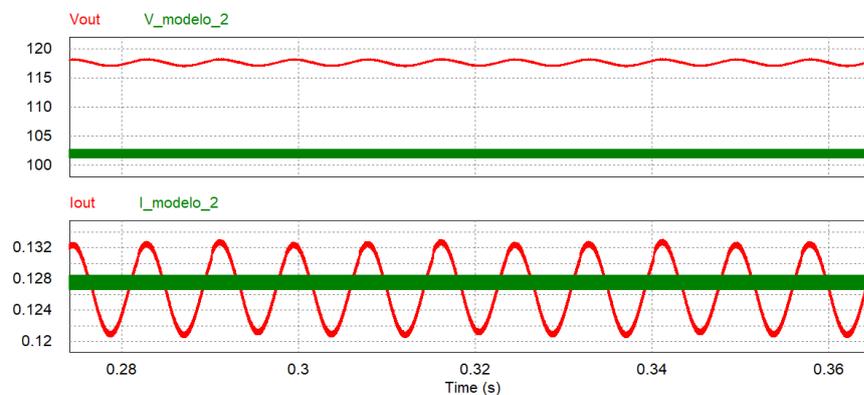
#### 4.1.2 Validação da Função de Transferência

Conforme a estrutura montada para validação da função de transferência, na seção 3.6.1, na Figura 73 (a) e (b), estão representadas a resposta da função de transferência (verde) comparado com as formas de onda do conversor (vermelho), aplicando a mesma razão cíclica (27%), analisando tanto o regime transitório, quanto o regime permanente.

Figura 73 – Análise do regime transitório e permanente (a), e regime permanente (b) da função de transferência do sistema comparado com a resposta do conversor.



(a)

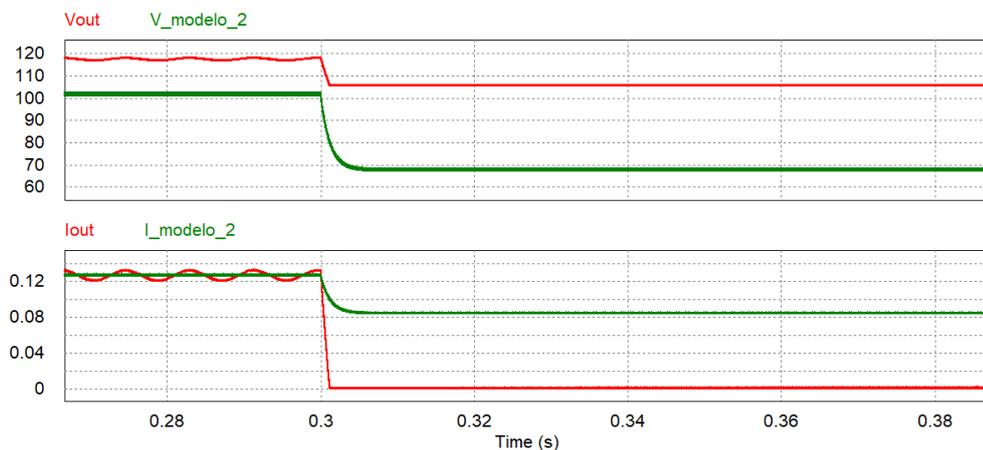


(b)

Fonte: Autor.

Observando as funções de transferência do sistema, observa-se que o regime permanente consegue ser representado de maneira muito semelhante a resposta do conversor, com uma leve diferença no modelo de tensão de saída, porém o regime transitório apresenta discrepâncias, conforme descrito na modelagem dessa função, utilizando a análise por espaço de estados da tensão e corrente na saída através das equações representadas em (68). Além disso, se verificou a resposta função de transferência em relação a variação da razão cíclica do conversor, variando de 0.27 para 0.17, representada na Figura 74, visualizando os valores de corrente e tensão na saída.

Figura 74 – Resposta da função de transferência em relação a variação da razão cíclica com uma carga de LEDs.

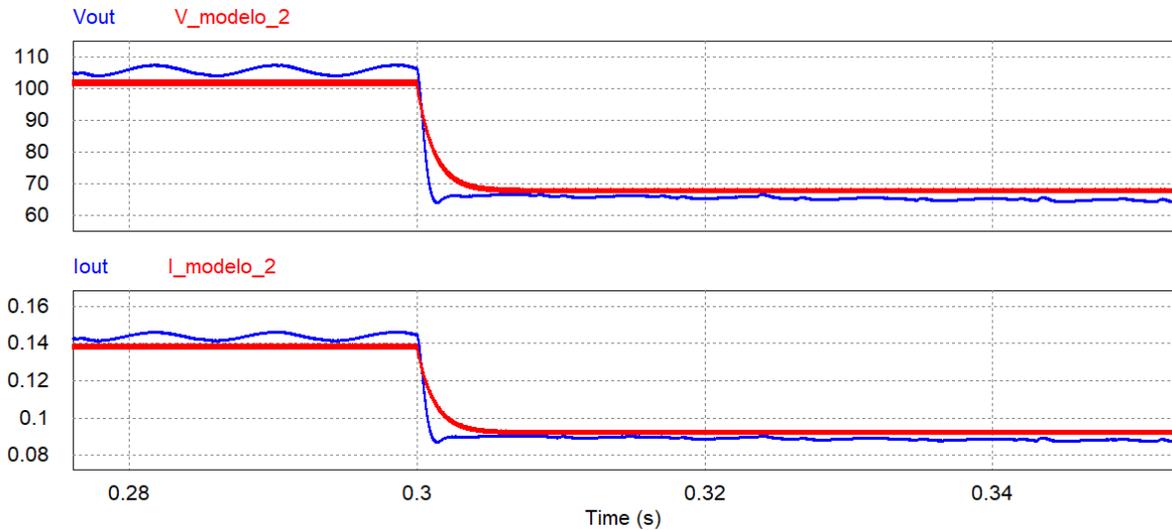


Fonte: Autor.

Observando a resposta do sistema, a variação da razão cíclica fez a corrente do sistema cair a zero, decorrente da tensão de saída cair para um valor menor que a tensão de limiar dos LEDs, onde a função de transferência não acompanhou esse valor, decorrente da modelagem não considerar essa interação, que o conversor tem em relação a característica da carga. Isto resultou na variação do comportamento da etapa de potência, e da etapa PFC, onde a carga de LEDs influencia o comportamento e percepção do conversor em relação a carga, quando a tensão de limiar dos LEDs não é atingida, e a corrente acaba tendo uma queda brusca.

Utilizando a mesma abordagem, porém com uma carga resistiva equivalente, observou-se o comportamento do modelo (vermelho) e do conversor (azul) com relação a variação da razão cíclica na saída, representada na Figura 75.

Figura 75 - Resposta da função de transferência em relação a variação da razão cíclica com uma carga resistiva.



Fonte: Autor.

Observando a Figura 75, a função de transferência acompanha a variação dos valores de corrente e tensão a partir da variação da razão cíclica, demonstrando a forma como foi modelado não prevê o comportamento do conversor com relação a característica da carga de LEDs, mas para uma carga resistiva ele funciona da maneira correta, devido a característica desse tipo de carga. Além disso, a modelagem não prever esse comportamento afeta também as definições iniciais da modelagem, como considerar a etapa PFC como uma fonte e também que a etapa de potência opera sem ter variação brusca do seu comportamento em decorrência das variações da característica da carga.

### 4.1.3 Validação do Controlador em Malha-Fechada

Na parte de validação do controlador se observou a atuação do controlador discretizado na dinâmica do conversor, primeiramente sem variar a carga, observando a forma de onda de corrente e tensão até estabilizar e num segundo momento com a variação da carga, onde os valores de razão cíclica de cada chave foi configurado conforme a Tabela 13, observando a corrente nos LEDs, a leitura do sensor e a ação de controle para cada valor medido.

Além disso, comparando com as simulações em malha aberta, o valor de referência de corrente estabelecido para o controlador manter na saída do conversor foi de 125 mA, visando a

posterior aplicação prática desse valor nos testes, sendo abaixo do valor de referência do projeto devido a evitar que os picos de corrente causados pelo chaveamento gerassem estresse no indutor de saída ou queimasse o CI principal do circuito do sensor de corrente.

Tabela 13 – Razões cíclicas aplicadas em cada chave e sua porcentagem de carga total.

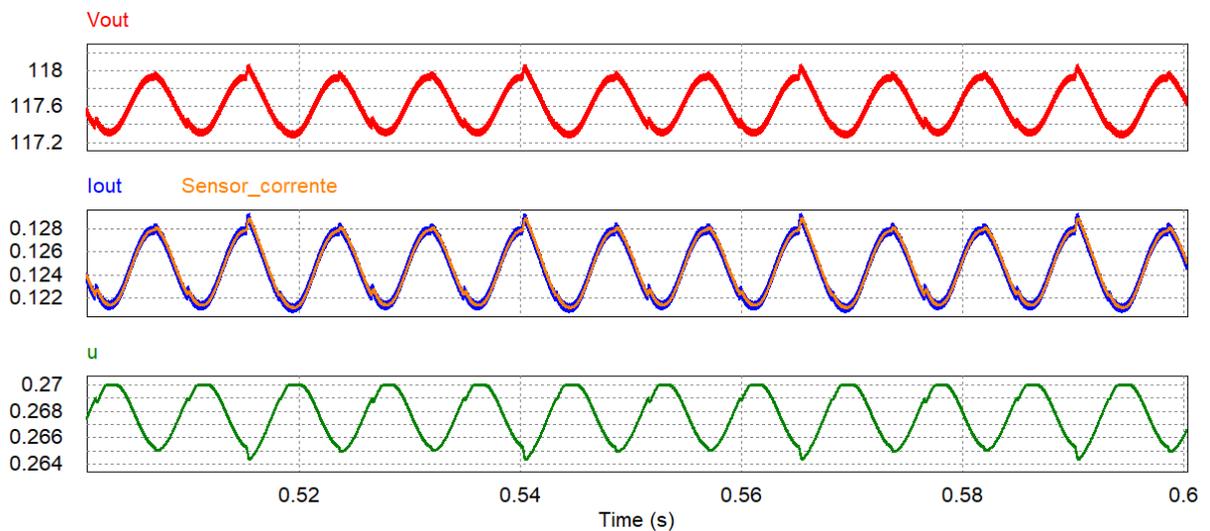
Teste	Razão Cíclica 1 (%)	Razão Cíclica 2 (%)	Carga Total (%)
Teste 1	25	25	75
Teste 2	50	50	50
Teste 3	100	50	25

Fonte: Autor.

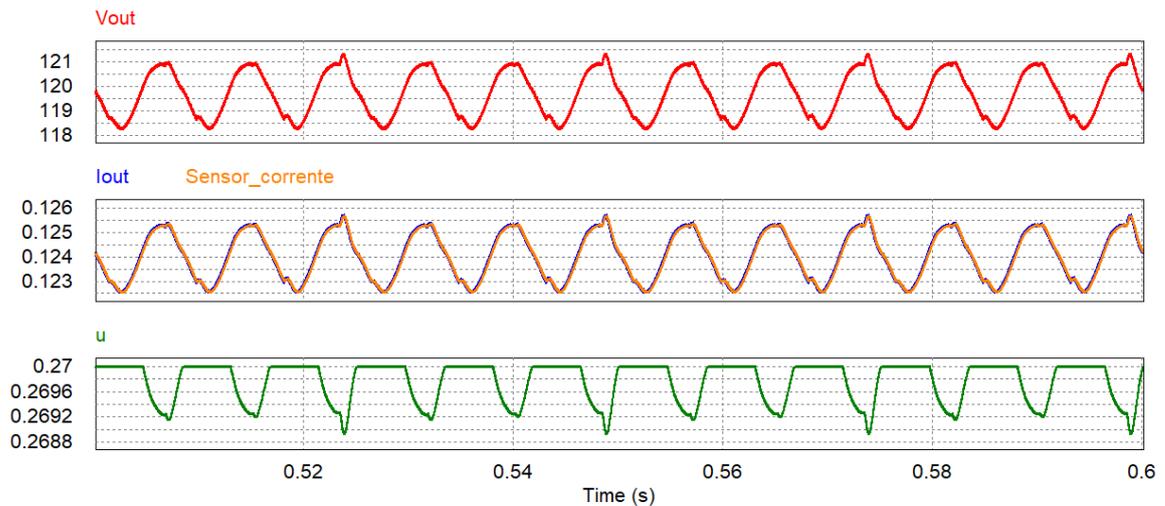
#### 4.1.3.1 Carga Nominal

Nessa simulação se observou a corrente (azul), tensão na saída (vermelho), corrente medida pelo sensor (laranja) e a ação de controle resultante (verde) para verificar a dinâmica do controlador conforme os valores de corrente variam, e observando o tempo que o controlador levou para estabilizar os valores. Na Figura 76 (a), está representada as formas de onda para uma carga de LEDs e em (b), para uma carga resistiva.

Figura 76 – Resposta do sistema em malha fechada para carga de LEDs (a) e para carga resistiva (b).



(a)



(b)

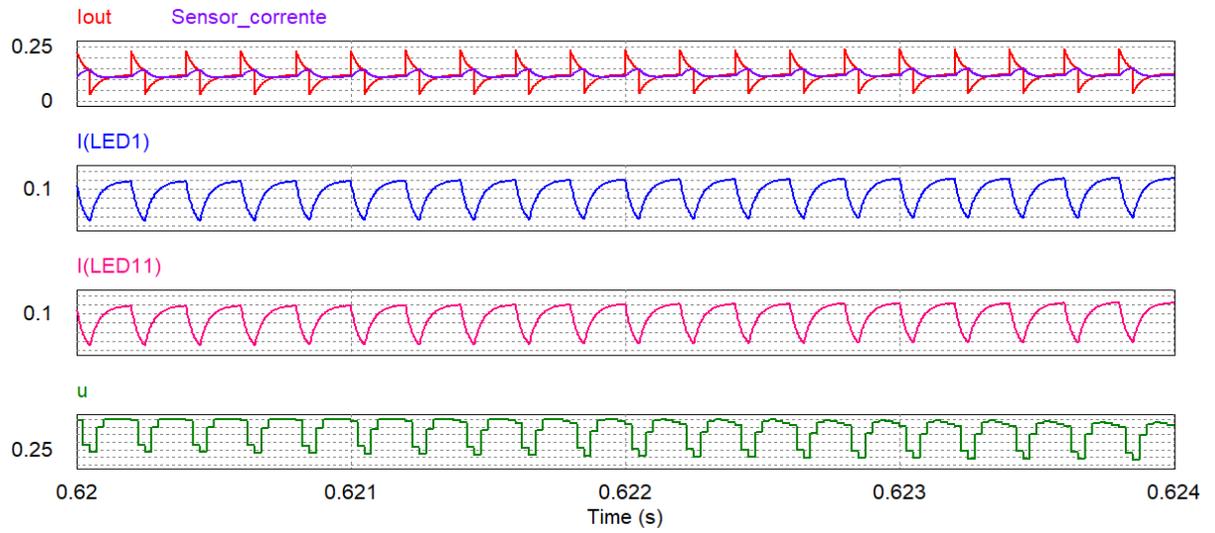
Fonte: Autor.

Observando as formas de onda, observa-se que o sistema segue a referência de corrente em ambas cargas, porém com a carga resistiva, o sistema fica saturado em alguns momentos para tentar alcançar o valor de referência, além do fato do sinal lido pelo sensor estar levemente atrasado em relação a corrente de saída, devido ao filtro *anti-aliasing*, mas seguindo o valor do sinal do conversor.

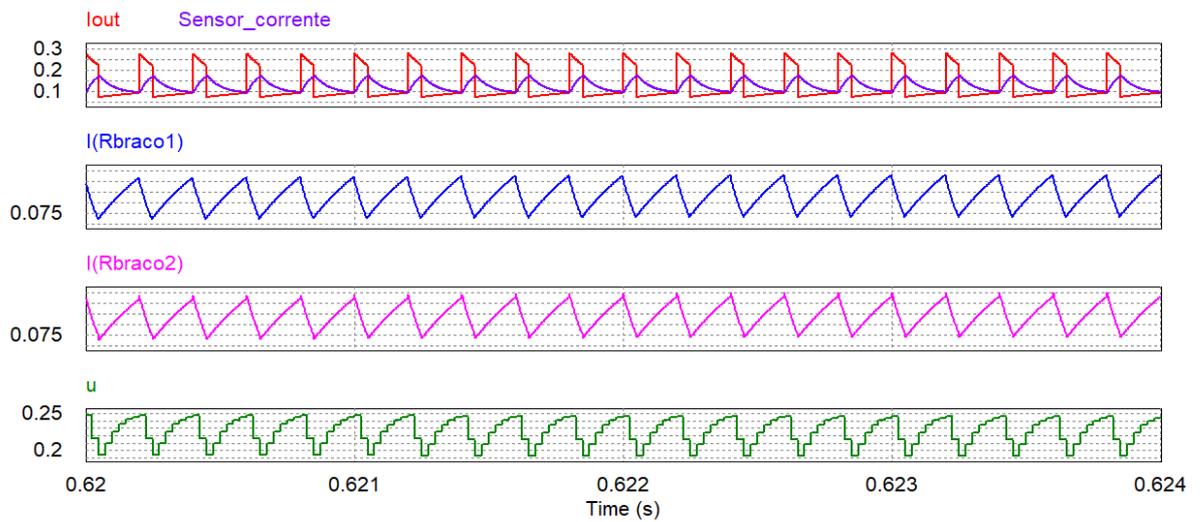
#### 4.1.3.2 Carga Variável

Além das simulações com carga fixa, se realizou simulações variando a carga na saída, chaveando com uma razão cíclica conforme mostrado na Tabela 13, conforme o circuito representado na Figura 65 (c). Nas Figuras 77, 78 e 79 estão representadas as simulações com 75%, 50% e 25% da carga total respectivamente, sendo (a) com carga de LEDs e (b) com carga resistiva, sendo as formas de onda em vermelho representando corrente de saída do conversor, roxo o sinal do sensor, azul e rosa a corrente em cada braço da carga e em verde a ação de controle.

Figura 77 – Formas de onda para uma carga de 75% com LEDs (a) e com carga resistiva (b).



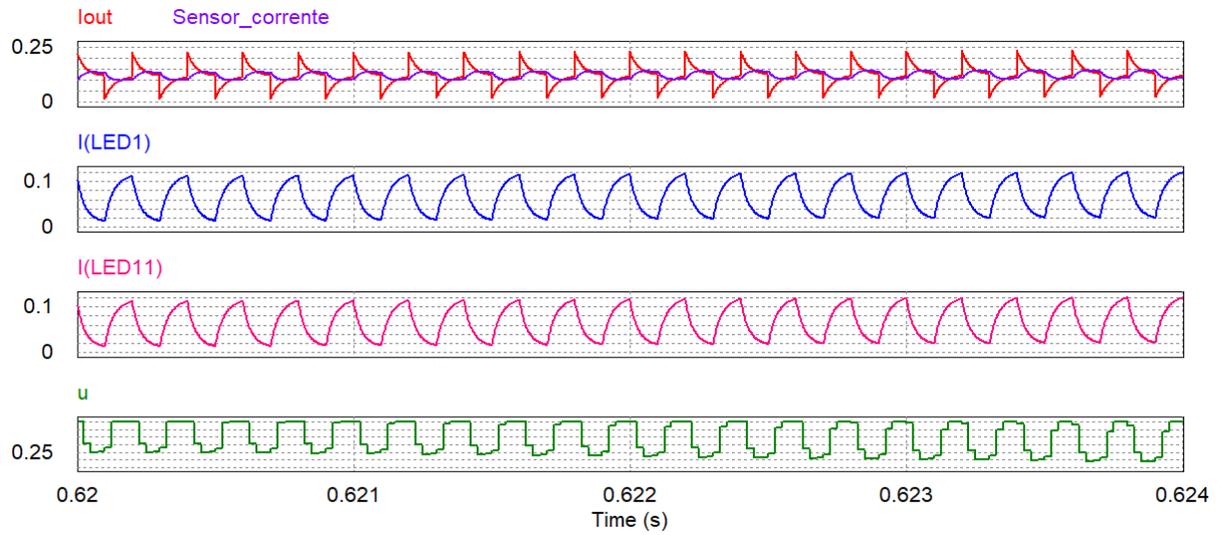
(a)



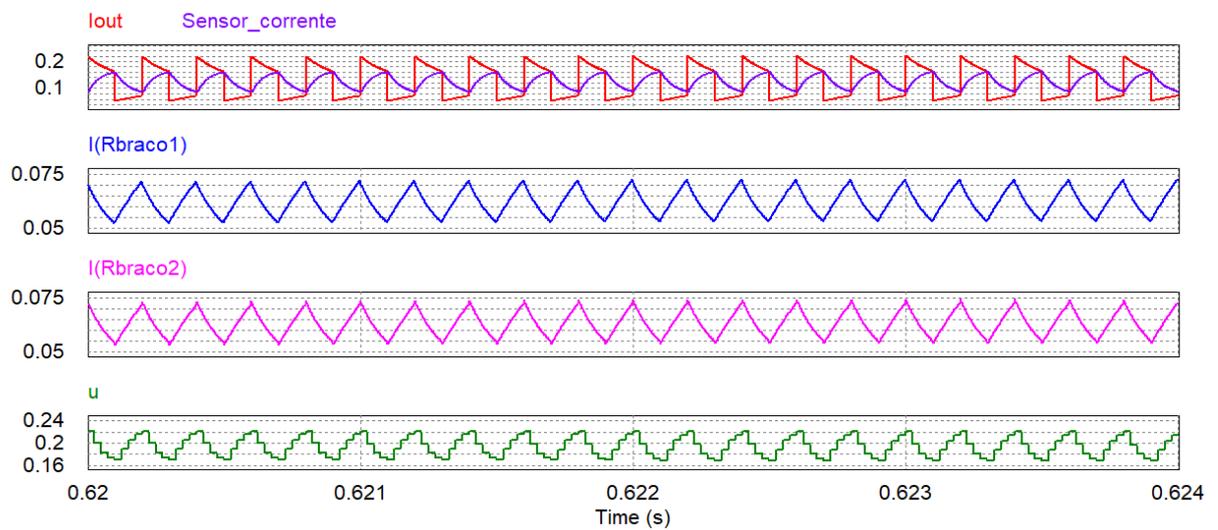
(b)

Fonte: Autor.

Figura 78 – Formas de onda para uma carga de 50% com LEDs (a) e com carga resistiva (b).



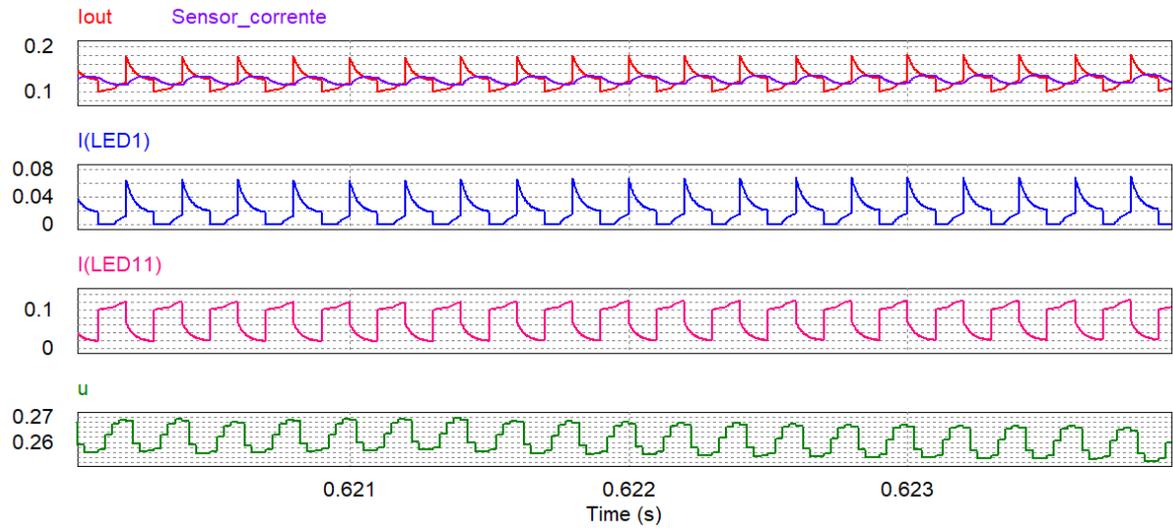
(a)



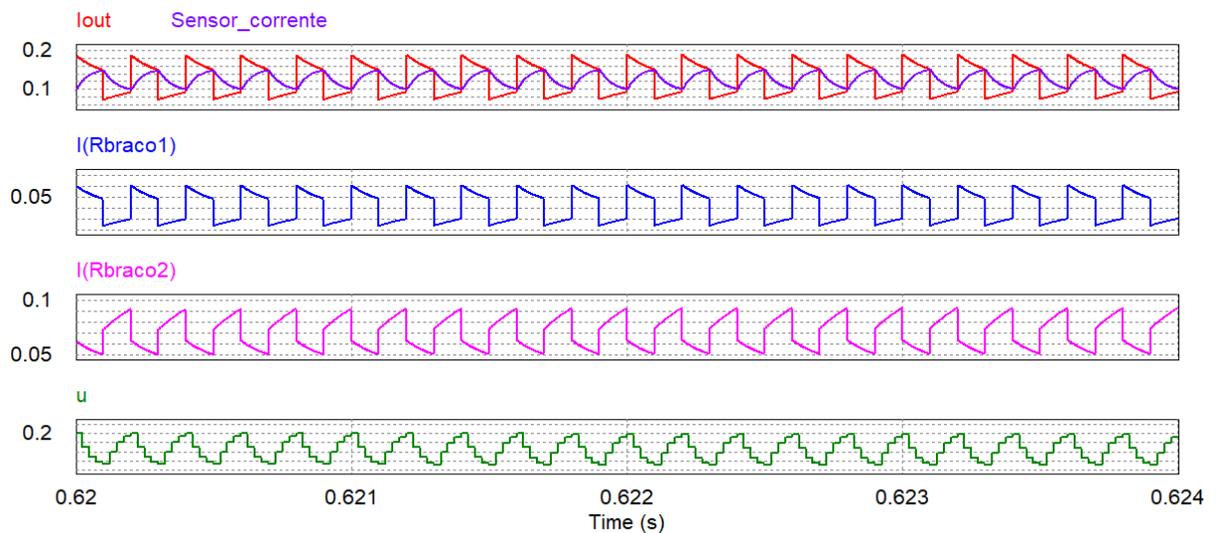
(b)

Fonte: Autor.

Figura 79 - Formas de onda para uma carga de 25% com LEDs (a) e com carga resistiva (b).



(a)



(b)

Fonte: Autor.

A partir das simulações realizadas, observa-se que o controlador consegue manter o valor médio da corrente de saída do conversor dentro do valor de referência. Além disso, o chaveamento da carga causa pico de corrente na saída principalmente no momento que ocorre o chaveamento, devido a relação do comportamento dos LEDs com o conversor e também distorção das formas de onda da carga. Porém, a corrente de saída é filtrada pelo sensor de

corrente e assim o controlador consegue manter o valor de corrente na saída perto do valor de referência, tendo uma leve diferença decorrente do erro de medida.

Cabe ressaltar também o uso das resistências para evitar que o conversor opere sem carga, suavizando a resposta do conversor, junto a isso, o fato do PWM estar limitado ao máximo de 27%, porém conseguindo operar grande parte do tempo sem estar saturado o que mostra o efeito do *anti-windup* na aplicação da ação de controle.

## 4.2 TESTES PRÁTICOS

Os testes realizados na prática foram os mesmos realizados na simulação, com carga resistiva e LEDs descritos nos subitens abaixo, sendo realizados em malha-aberta com carga fixa, e malha-fechada com a carga chaveada, e variável conforme os valores de razão cíclica descritos na Tabela 13.

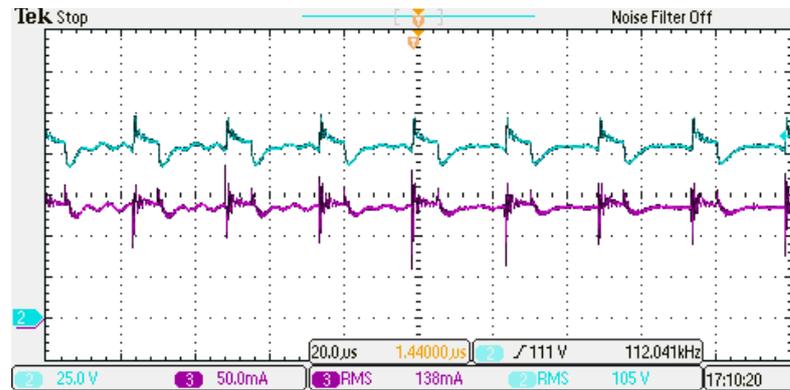
### 4.2.1 Malha-Aberta

Os testes e malha aberta foram realizados mantendo a razão cíclica-fixa em 27% com uma frequência de 40 kHz, fazendo as medições de corrente e tensão comparando as formas de onda e valores medidos com as simulações e valores definidos para o projeto dos componentes do conversor.

#### 4.2.1.1 Carga Resistiva

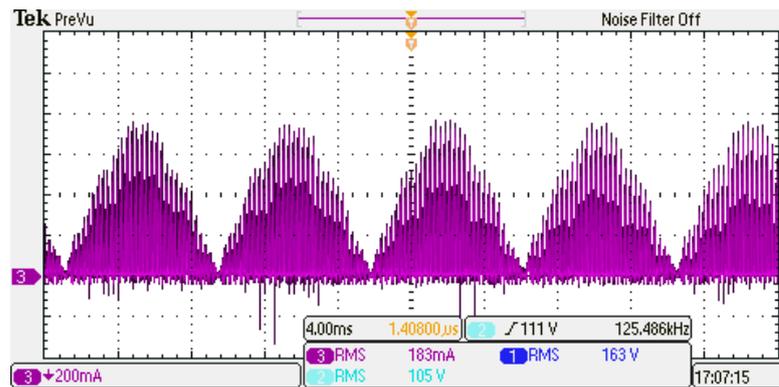
Para a carga resistiva se mediu a tensão de barramento, tensão e corrente de saída e principalmente se observou a forma de onda para verificar se o conversor funcionou de maneira correta através das etapas de operação, com uma carga de 736 ohms na saída. Nas Figuras 80, 81, 82 e 83 estão representados formas de onda do conversor e também os valores obtidos pelas ponteiros de corrente e tensão do osciloscópio.

Figura 80 – Forma de onda de corrente (rosa) e tensão (azul claro) na saída do conversor.



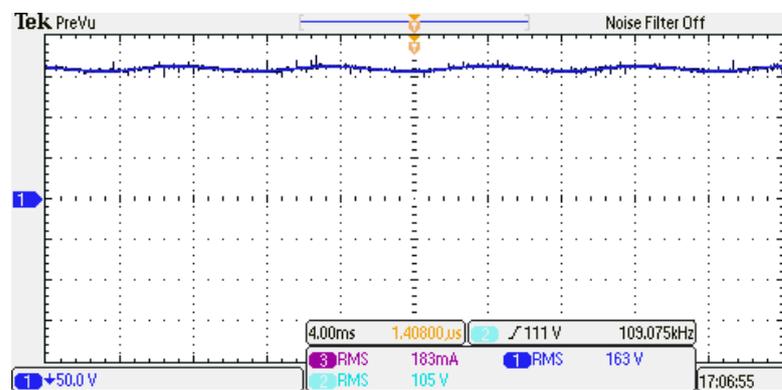
Fonte: Autor.

Figura 81 – Forma de onda da corrente do indutor do *Buck-Boost*.



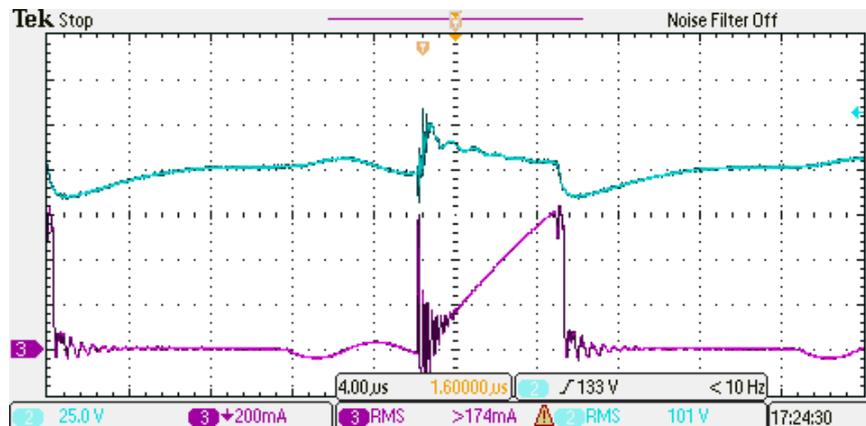
Fonte: Autor.

Figura 82 – Forma de onda da tensão de barramento (azul escuro) do conversor.



Fonte: Autor.

Figura 83 – Forma de onda de tensão da saída (azul claro) e corrente do indutor de *Buck-Boost* (rosa), comparando cada intervalo de chaveamento.



Fonte: Autor.

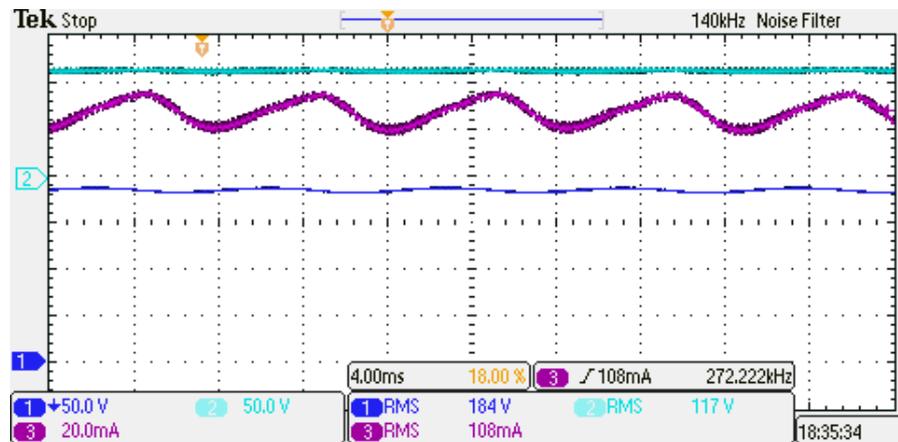
Na Figura 80, observa-se o comportamento da tensão e corrente na saída do conversor com o efeito do chaveamento nessas formas de onda. Além disso, na Figura 81 e 83, observa-se a corrente no indutor do *Buck-Boost*, onde mostra-se que a cada período do chaveamento a corrente vai a zero, demonstrando que o indutor desmagnetizante consegue fazer descarregamento da corrente dentro da razão-cíclica determinada.

Na Figura 82, a tensão de barramento apresenta-se com um valor constante, o que demonstra que a etapa PFC funcionou adequadamente, mantendo a tensão na entrada do estágio de potência com um valor contínuo, e semelhante ao obtido pela simulação, ficando um pouco acima do valor definido no projeto do conversor. Já os valores de corrente e tensão na saída ficaram um pouco abaixo da referência, devido as perdas dos elementos magnetizantes e de outros componentes do circuito, como a resistência de saída, capacitores, chave semicondutora e diodos.

#### 4.2.1.2 Carga de LEDs

Considerando a mesma configuração de teste da carga resistiva, se observou as formas de onda e valores decorrentes do teste se comparando com os valores de referência e de simulação obtidos. Na Figura 84, estão representadas as formas de onda obtidas aplicando uma razão cíclica de 27%.

Figura 84 – Forma de onda da tensão de barramento (azul), corrente (rosa) e tensão na saída do conversor (azul claro).

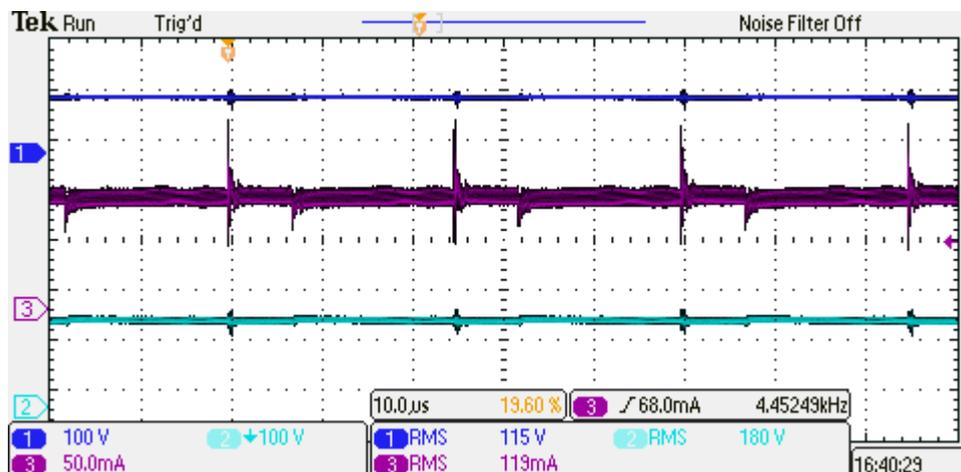


Fonte: Autor.

Observando as formas de onda, o chaveamento impactou menos nas formas de onda de tensão e corrente do conversor, e o valor de corrente ficou aproximadamente 40 mA abaixo do valor de referência, diferente do valor de tensão na saída. Além disso, a tensão de barramento ficou maior comparado com a da carga resistiva e também definido no projeto.

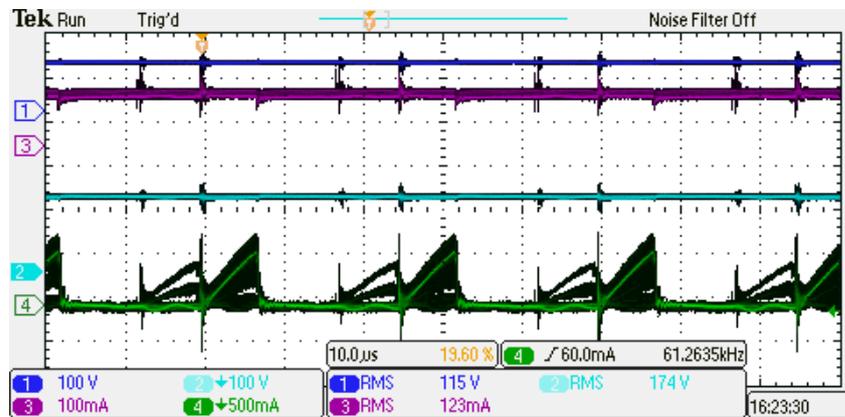
Para comparar com a simulação, e também para verificar o comportamento do sistema com uma razão cíclica diferente, se fez um segundo teste com a razão cíclica de 28%, representado nas Figuras 85 e 86.

Figura 85 – Formas de onda de Corrente (rosa), tensão na saída (azul escuro) e tensão de Barramento (azul claro).



Fonte: Autor.

Figura 86 - Formas de onda de Corrente (rosa), Tensão na saída (azul escuro), Tensão de Barramento (azul claro) e corrente do indutor do *Buck-Boost* (em verde).



Fonte: Autor.

Observando as formas de onda, aumentando a razão cíclica não impactou a forma de onda de tensão e corrente, e observou-se que a corrente na saída aumentou, porém ainda abaixo do valor esperado, além de ter um *ripple* maior. Além disso, observa-se que a corrente do indutor do *Buck-Boost* possui o mesmo comportamento que a carga resistiva, e a tensão de barramento, levemente menor comparado com a razão cíclica em 27%.

#### 4.2.2 Malha-Fechada

Nas Figuras 87 (a), (b) e (c) estão representadas as variáveis monitoradas dentro da IDE do microcontrolador da *Texas Instruments (Code Composer)* onde consegue-se observar o controle trabalhando para manter a referência. Sendo (a) quando a corrente medida não atingiu a referência e em (b) e (c) quando o valor medido passou a variável de referência.

Figura 87 – Monitoramento das variáveis relacionadas ao controle dentro do *Code Composer Studio* (a), (b) e (c).

Expression	Type	Value	Address
(x)= ADC_VALUE	unsigned int	1740	0x20000474
(x)= ADC_VOLTS	float	1.33028495	0x20000478
(x)= CURRENT	float	0.122518666	0x2000047C
(x)= ek	float	0.00128349662	0x20000480
(x)= sat	unsigned int	1	0x20000498
(x)= y	float	0.270000011	0x20000494

(a)

Expression	Type	Value	Address
(x)= ADC_VALUE	unsigned int	1777	0x20000474
(x)= ADC_VOLTS	float	1.35040998	0x20000478
(x)= CURRENT	float	0.126336768	0x2000047C
(x)= ek	float	-0.00231002271	0x20000480
(x)= sat	unsigned int	0	0x20000498
(x)= y	float	0.181472167	0x20000494

(b)

Expression	Type	Value	Address
(x)= ADC_VALUE	unsigned int	1784	0x20000474
(x)= ADC_VOLTS	float	1.38260996	0x20000478
(x)= CURRENT	float	0.128507853	0x2000047C
(x)= ek	float	-0.00245974958	0x20000480
(x)= sat	unsigned int	1	0x20000498
(x)= y	float	0.0500000007	0x20000494

(c)

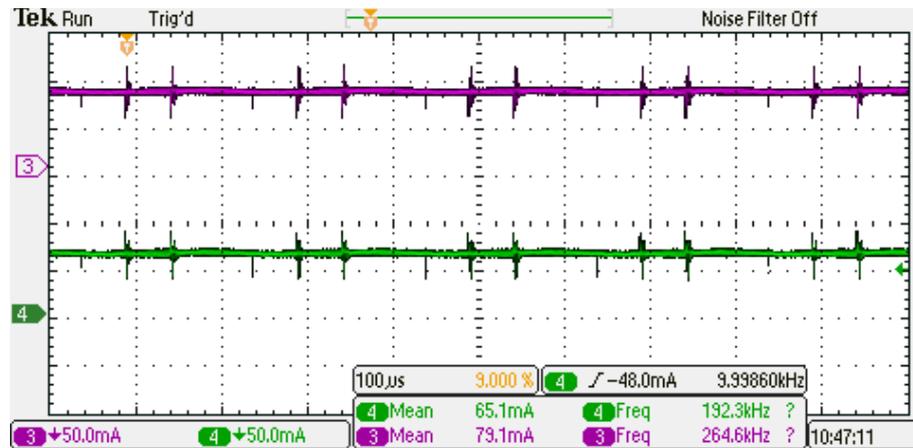
Fonte: Autor.

A partir disso, observa-se que, conforme varia a corrente medida em (CURRENT), observa-se a variação do erro da ação de controle (“ek”), e a saída da ação de controle (“y”), responsável pela variação da razão cíclica do conversor. Além disso, nas Figuras 87 (a) e (c) a variável do sistema “sat”, indica se a ação de controle está saturada ou não, onde para valores de erro grandes, o sistema aplica a ação de controle máxima ou mínima para buscar a estabilização do sistema.

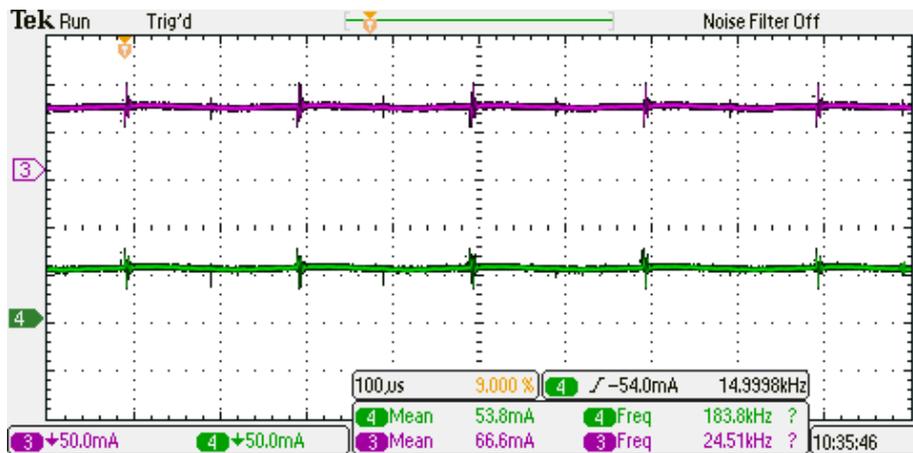
#### 4.2.2.1 Carga Resistiva

Nas Figuras 88, em rosa e verde estão as formas de onda de corrente em cada braço da carga para (a) 75%, (b) 50% e (c) 25% da carga total, considerando uma referência de corrente de 125 mA na saída do conversor, conforme definido nas simulações demonstradas.

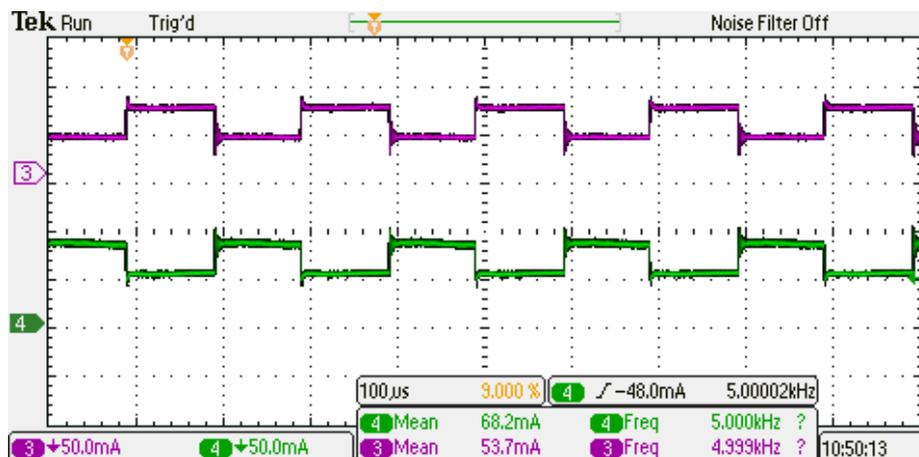
Figura 88 – Formas de onda da corrente na carga para uma carga de 75% (a), 50% (b) e 25% (c) da carga total.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Autor.

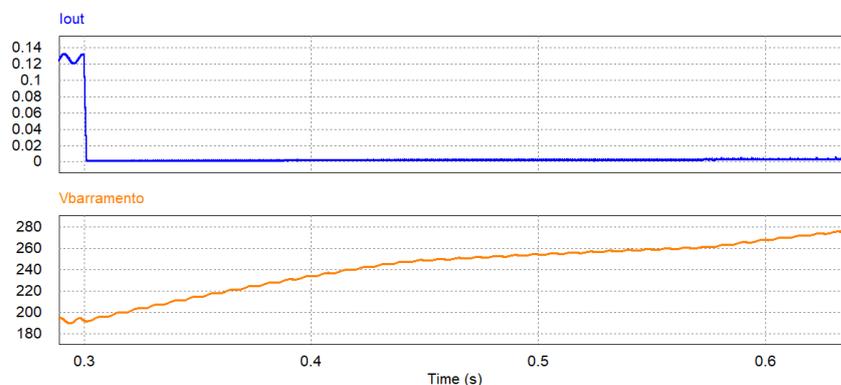
Observando as formas de onda e os valores de corrente em cada braço da carga observa-se que o resultado foi semelhante ao obtido nas simulações, em relação as formas de onda, porém os valores de estabilização nas condições de 75% e 50% foi diferente do esperado, devido ao chaveamento aumentar o *ripple* do sinal prejudicando a leitura do sensor, além do erro de medida do sensor ao valor real, que é em torno de 5 – 8 mA, o qual foi observado nos testes práticos.

#### 4.2.2.2 Carga de LEDs

Os mesmos testes realizados com carga de LEDs não obtiveram resultados satisfatórios, onde a variação da carga e da razão cíclica resultou em um afundamento da corrente na saída, semelhante ao que ocorreu na Figura 73, e um aumento da tensão de barramento, conforme visualizado na Figura 89, em simulação, elevando a corrente de desmagnetização, sobrecarregando o indutor do *Buck-Boost* e o indutor de desmagnetização, gerando ruídos e picos de corrente nesses elementos, por mais que a carga tivesse auxílio de resistências para evitar essa queda brusca da corrente na saída.

Dessa forma, como ocorreu no processo de validação da função de transferência com a carga de LEDs, a variação da razão cíclica decorrente da variação da carga na prática através do controlador não obteve os resultados esperados, influenciadas principalmente pelo aspecto construtivo dos elementos magnéticos principais do conversor, pelo comportamento da carga aos níveis de tensão na saída, e sua relação com o conversor *Forward*. Consequentemente, o controlador não conseguiu funcionar de maneira correta para que haja a correta aplicação da razão cíclica conforme a corrente varia na saída do conversor.

Figura 89 – Aumento da Tensão de Barramento (laranja) pela variação da corrente de saída (azul).



## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A partir da proposta do conversor, do projeto dos componentes, modelagem, controle, simulação e implementação prática, observou-se que a maioria dos objetivos do projeto foram cumpridos, onde as simulações e os testes realizados em malha aberta e fechada ajudaram a validar o projeto do conversor e sistema de controle, principalmente para entender a interação desse tipo de conversor com a carga de LEDs. Porém, a ideia de implementar esse sistema utilizando um conversor integrado *Buck-Boost Forward* não obteve o melhor resultado no ponto de vista da aplicação em sistemas de otimização do ciclo circadiano, onde ocorre o chaveamento da carga em malha-fechada, devido a diferentes fatores, como a tensão de limiar de condução dos LEDs utilizados, a característica do conversor *Forward* em relação a carga, o controlador projetado e principalmente aos aspectos construtivos do conversor, como o indutor de desmagnetização, indutor do *Buck-Boost* e o próprio transformador do *Forward*.

Além disso, utilizando os *softwares* MATLAB® e PSIM®, conseguiu-se simular e aplicar os conceitos do projeto de maneira correta, onde através da modelagem da função de transferência, se observou o comportamento do conversor e do controlador, sendo grande parte, similares ao que foi observado na prática. A principal diferença observada foi no sistema em malha-fechada, onde aspectos relacionados a componentes e controle ideal, permitem que o sistema com LEDs, funcione em malha-fechada na simulação, mas na prática não, ajudando a entender as diferenças relacionadas a prática e a teoria.

Dessa forma, levando em conta as características desse conversor e os resultados obtidos na aplicação desse sistema, a utilização de um *Buck-Boost Forward* para alimentação de LEDs tanto em malha aberta quanto fechada, depende dos níveis de tensão e corrente da luminária. Devido a diferentes fatores, como tensão em cima da chave do conversor, eficiência e dissipação do sistema, onde para os LEDs testados, o sistema teve perdas consideráveis que afetaram na aplicação, mesmo sendo de baixa potência, porém para luminárias com potência maiores talvez não seja a melhor opção tanto do ponto de vista de carga fixa e principalmente para carga chaveada, devido a característica do *Forward* em relação a carga na saída.

## 6 TRABALHOS FUTUROS

Para trabalhos futuros, baseado no que foi desenvolvido, considerando as topologias utilizadas na integração, a construção física do sistema, a modelagem do conversor, o controlador projetado e os resultados dos testes práticos, alguns pontos importantes que precisam ser melhorados em relação ao projeto atual, estão:

- Construção física do conversor, com foco nos elementos indutivos e disposição dos elementos na placa, como o indutor de desmagnetização do *Forward* e o indutor do *Buck-Boost*, ou mudança dos conversores considerados na integração, levando em conta a característica da carga e os níveis de tensão e corrente, focando em um sistema com menos perdas, que alcance os níveis de tensão e corrente com pequena variação da razão cíclica de projeto;
- Desenvolver um sistema para evitar essa queda brusca da corrente dos LEDs e consequentemente variação do comportamento do conversor em relação a variação do comportamento da carga;
- Modelagem do sistema considerando o comportamento do conversor em relação a variação do comportamento da carga de LEDs levando em conta os níveis de tensão na saída e de limiar de condução para que o projeto do controlador seja mais próximo da função de transferência para esse tipo de carga.

## REFERÊNCIAS

- ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas. **IEC 61000-3-2 - Electromagnetic compatibility (EMC) - Part 3: Limits - Section 2: Limits for harmonic current emissions (equipment input current <16A per phase)**. [S.l.], 2005.
- ABNT – Associação Brasileira de Normas Técnicas. **NBR IEC 61347-2-13 - Dispositivo de controle eletrônico da lâmpada - Parte 2-13: Requisitos particulares para dispositivos de controle eletrônicos alimentados em CC ou CA para os módulos de LED**, 2020.
- ALMEIDA, P. S; MELLO, A.L.C; ALBUQUERQUE, V.M; SOARES, G.M; PINTO, D.P; BRAGA, H.A.C. **Improved state-space averaged representation of LED drivers considering the dynamic model of the load**. 2013 Brazilian Power Electronics Conference, 2013, pp. 434-439, doi: 10.1109/COBEP.2013.6785152. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6785152>. Acesso em: 10 janeiro 2022.
- ALONSO, J Marcos; VINA, Juan; VAQUERO, David Gacio; MARTINEZ, Gilberto; OSORIO, René. **Analysis and design of the integrated double Buck-Boost converter as a High-Power-Factor driver for Power-Led lamps**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 59, n. 4, p. 1689–1697, 2012. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5704193>. Acesso em: 15 outubro 2021.
- ANEEL. **Resolução ANEEL n. 456**. [S.l.]: Agência Nacional de Energia Elétrica, 2000.
- ARBOY, C; COUSIN, B. **Analysis and design of a Forward Converter**, 2006. Disponível em: <https://www.scribd.com/document/441681245/GE03-ARBOY-COUSIN-PFE-Rev-MLH>. Acesso em: 10 novembro 2021.
- BARBI, Ivo. **Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**, 2º Ed. Florianópolis, 2006.
- BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência**, 8º Ed. Florianópolis, 1997.
- BARBI, Ivo. **Projeto de Fontes Chaveadas**, 2003.
- BASS, J.; TAKAHASHI, J. S. **Circadian Integration of Metabolism and Energetics**. Science, v. 330, n. 6009, p. 1349–1354, 3 dez. 2010.
- BELTRAME, Rafael Concatto. **Núcleos Magnéticos de Ferrite com Geometria EE**. Notas de Aula, 2019.
- BENDER, V. C. **Metodologia de projeto eletrotérmico de LEDs aplicada ao desenvolvimento de sistemas de iluminação pública**. 2012. 187 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012. Disponível em: <https://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/8510/BENDER,%20VITOR%20CRISTIANO.pdf?isAllowed=y&sequence=1>. Acesso em: 20 julho 2021.
- BERSON, D. M. **Phototransduction by Retinal Ganglion Cells That Set the Circadian Clock**. Science, v. 295, n. 5557, p. 1070–1073, 8 fev. 2002.

BISOGNO, Fábio Ecke. **Topologia para Iluminação Fluorescente Utilizando Conversores Eletrônicos Integrados empregando compartilhamento de chave semicondutora**, 2001. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2001. Disponível em: <http://intranet.ctism.ufsm.br/gsec/Dissertacoes/bisogno.pdf>. Acesso em: 15 dezembro 2021.

BOLTON, William. **Instrumentation and Control Systems**, 2° Ed. Oxford, 2015.

BOLZAN, Thaís Ertmann. **Metodologia para cálculo da temperatura de cor e fluxo luminoso de um ou mais LEDs baseada apenas em dados do fabricante**. 2020. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2020. Disponível em: <https://repositorio.ufsm.br/handle/1/22436>. Acesso em: 5 junho 2021.

BOLZON, A.D.S. **Lâmpada de LED com controle de cores e intensidade**. Joinville: UDESC, 2009.

BOWERS, B. **Historical Review of Artificial Light Sources**. IEEE Proceedings, vol. 127, no. 2, pp. 127-122, April 1980. Disponível em: <https://digital-library.theiet.org/content/journals/10.1049/ip-a-1.1980.0022>. Acesso em: 14 de abril 2021.

BOYCE, P.; BARRIBALL, E. **Circadian rhythms and depression**. Australian family physician, v. 39, n. 5, p. 307–10, maio 2010.

BUBOVICH, Alexander. **The comparison of different types of DC-DC converters in terms of low-voltage implementation**, 2017 5th IEEE Workshop on Advances in Information, Electronic and Electrical Engineering (AIEEE), Riga, 2017, pp. 1-4. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/8270560>. Acesso em: 10 novembro 2021.

BULLOUGH, J. D. **Lighting answers: LED lighting systems**. National Lighting Product Information Program, Lighting Research Center, Rensselaer Polytechnic Institute, v. 7, n. 3, 2003.

CHANG, A.-M.; SCHEER, F. A. J. L.; CZEISLER, C. A. **The human circadian system adapts to prior photic history**. The Journal of Physiology, v. 589, n. 5, p. 1095–1102, 1 mar. 2011.

COSETIN, M. R. **Circuitos de acionamento para iluminação semicondutora empregando topologias integradas com capacitores de longa vida útil**. 2013. 136 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2013. Disponível em: <https://repositorio.ufsm.br/handle/1/8531>. Acesso em: 19 junho de 2021.

COSTA, Gilberto José Corrêa da. **Iluminação Econômica: Cálculo e Avaliação**. EDIPUCRS, 2005, 561 p.

COSTA, Marco Antônio Dalla. **Reator Eletrônico Auto Oscilante com Alto Fator de Potência para Alimentação de Quatro Lâmpadas Fluorescentes Independentes**, 2004 — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2004. Disponível em: <https://www.scielo.br/j/ca/a/JJpzCq6gfpxczJzXcsFNpcm/?lang=pt>. Acesso em: 15 outubro 2021.

- DORF, Richard; BISHOP, Robert. **Sistemas de Controle Modernos**. 12. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013. 724 p.
- DUFFY, J. F.; WRIGHT, K. P. **Entrainment of the Human Circadian System by Light**. *Journal of Biological Rhythms*, v. 20, n. 4, p. 326–338, 29 ago. 2005.
- FIGUEIRO, M. G.; EGGLESTON, G.; REA, M. S. **Effects of Light Exposure on Behavior of Alzheimer’s Patients - A Pilot Study**. In: *Light and Human Health: EPRI/LRO 5th International Lighting Research Symposium*. Anais. 2002.
- FIGUEIRO, M. G.; WHITE, R. D. **Health consequences of shift work and implications for structural design**. *Journal of Perinatology*, v. 33, n. S1, p. S17–S23, 28 abr. 2013.
- FIGUEIRO, M. G.; OVERINGTON, D. **Self-luminous devices and melatonin suppression in adolescents**. *Lighting Research & Technology*, v. 48, n. 8, p. 966–975, 3 dez. 2016.
- FIGUEIRO, M. G.; GONZALES, Kassandra; PEDLER, David. **Designing with Circadian Stimulus, Lighting Research and Technology**, Oct. 2016. Disponível em: [https://www.lrc.rpi.edu/resources/newsroom/LDA\\_CircadianStimulus\\_Oct2016.pdf](https://www.lrc.rpi.edu/resources/newsroom/LDA_CircadianStimulus_Oct2016.pdf). Acesso em: 5 maio 2021.
- FLOYD, Thomas L. **Electronic Devices**, 10° Ed, United Kingdom, 2017.
- GEDRE. Disponível em: <https://www.ufsm.br/grupos/gedre>. Acesso em: 20 janeiro 2022.
- GIACOMINI, Julian Cezar; COSTA, Pablo Fernando Soardi; ANDRADE, Antônio Manuel Santos Spencer; SCHUCH, Luciano; MARTINS, Mário Lúcio da Silva. **Desenvolvimento de um conversor CC-CC Boost integrado para aplicações com elevado ganho de tensão**, v. 22, n. 2, p. 206-214, apr. /jun. 2017. Disponível em: <https://sobraep.org.br/artigo/desenvolvimento-de-um-conversor-cc-cc-boost-forward-integrado-para-aplicacoes-com-elevado-ganho-de-tensao/>. Acesso em: 15 outubro 2021.
- HART, Daniel W. **Power Electronics**. New York: McGraw-Hill, 2011. 277 p.
- KIRSTEN, André Luís. **Reator Eletrônico para Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão Baseado no Conversor Biflyback Inversor**. 2011. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2011.
- LOO, Ka Hong; LAI, Yuk Ming; TAN, Siew-Chong; TSE, Chi K. **On the Color Stability of Phosphor-Converted White LEDs Under DC, PWM, and Bilevel Drive**, in *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 2, pp. 974-984, Feb. 2012. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5604702>. Acesso em: 13 maio 2021.
- MARCHESAN, Thiago Bandeira. **Integração de Conversores Estáticos Aplicados a Sistemas de Iluminação Pública**. 2007. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2007. Disponível em: <https://repositorio.ufsm.br/bitstream/handle/1/3648/TIAGO%20MARCHESAN.pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em: 25 outubro 2021.

MATAKAS, Lourenço Jr; KOMATSU, Wilson. **Notas de aula Conversores CC/CC**, 2015. Disponível em: <https://edisciplinas.usp.br/course/view.php?id=22175>. Acesso em: 11 outubro 2021.

MOHAN, Ned; UNDELAND, Tore M; ROBBINS, William P. **Power Electronics, Converters, Applications and Design**, 3° ed, 2003.

NISE, Norman S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6 ed. Rio de Janeiro: LTC, 2013.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice Hall, 2011. 809 p.

PCMAG. **Microcontroller Definition**, PcMag Encyclopedia. Disponível em: <https://www.pcmag.com/encyclopedia/term/microcontroller#:~:text=A%20single%20chip%20that%20contains,an%20I%2FO%20control%20unit>. Acesso em: 11 março 2022.

PETRY, Clóvis Antônio. **Introdução aos Conversores CC-CC**, Aug. 2001. Disponível em: [https://www.professorpetry.com.br/Bases\\_Dados/Apostilas\\_Tutoriais/Introducao\\_Conversores\\_CC\\_CC.pdf](https://www.professorpetry.com.br/Bases_Dados/Apostilas_Tutoriais/Introducao_Conversores_CC_CC.pdf). Acesso em: 11 outubro 2021.

PINTO, Rafael Adaime. **Sistemas Eletrônicos para Iluminação de Exteriores Empregando Diodos Emissores de Luz (LEDS) Alimentados pela Rede Elétrica e por Baterias**. 2012. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2012. Disponível em: <https://repositorio.ufsm.br/handle/1/3675>. Acesso em: 22 agosto 2021.

POMILIO, José Antenor. **Apostila: Pré-reguladores de fator de potência**. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação - Universidade Estadual de Campinas, 2004. Disponível em: <https://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pfp.html>. Acesso em: 18 agosto 2021.

RANDAL, Vincent T; RAUTH, David A. **Analogic-to-Digital Conversion**, IEEE Magazine, 2005.

RASHID, Muhammad H. **Power Electronics: Circuits, Devices and Applications (3rd Edition)**, 2003.

RECH, Cassiano. **Modelagem e Controle de Conversores, Modelo CA: Modelo médio da chave PWM**. Notas de Aula, 2017.

REPPERT, S. M.; WEAVER, D. R. **Coordination of circadian timing in mammals**. Nature, v. 418, n. 6901, p. 935–941, ago. 2002.

SÁ JUNIOR., E. M. **Estudo de novas estruturas de reatores eletrônicos para LEDs de iluminação**. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2010. Disponível em: <https://core.ac.uk/download/pdf/30375528.pdf>. Acesso em: 22 maio 2021.

SCENIHR, E. C. **Health Effects of Artificial Light**. European Union Scientific Committee on Emerging and Newly Identified Health Risks, 2012.

SCHIERZ, CHRISTOPH; VANDAHL, C. **Biological effects of light – A review of the literature**. Technische Universitat Ilmenau, 2008. Disponível em: <<https://www.burri.world/de/node/654>>. Acesso em: 22 abril 2021.

SCHUBERT, E. F. **Light-Emitting Diodes**. 2 ed. New York: Cambridge University Press, 2006. 422 p.

SINGH, Bhim; CHATURVEDI, Ganesh Dutt. **Comparative Performance of Isolated Forward and Flyback AC-DC Converters for Low Power Applications**, 2008 Joint International Conference on Power System Technology and IEEE Power India Conference, New Delhi, 2008, pp. 1-6. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/4745255>. Acesso em: 25 outubro 2021.

WU, Tsai-Fu; CHEN, Yu-Kai. **A systematic and unified approach to modeling pwm dc/dc converters based on the graft scheme**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 45, p. 88–89, 1998. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/661309>. Acesso em: 23 junho 2021.

ZISSIS, G. Energy Consumption and Environmental and Economic Impact of Lighting: The Current Situation. In: **Handbook of Advanced Lighting Technology**. Cham: Springer International Publishing, 2016. p. 1–13.

## APÊNDICE A - DATASHEET NÚCLEO MAGNÉTICO DE FERRITE

Núcleo	$A_e A_w$ ( $\text{cm}^4$ )	$A_e$ ( $\text{cm}^2$ )	$A_w$ ( $\text{cm}^2$ )	$l_e$ (cm)	$l_t$ (cm)	$V_n$ ( $\text{cm}^3$ )
EE 20/15	0.08	0.312	0.26	4.28	3.80	1.34
EE 30/07	0.48	0.60	0.80	6.70	5.60	4.00
EE 30/14	1.02	1.20	0.85	6.70	6.70	8.00
EE 42/15	2.84	2.810	1.57	9.70	8.70	17.60
EE 42/20	3.77	2.40	1.57	9.70	10.50	23.30
EE 55/21	8.85	3.54	2.50	12.00	11.60	43.50
EE 65/13	9.84	2.66	3.70	14.70	14.80	39.10
EE 65/26	19.68	5.32	3.70	14.70	14.80	78.20
EE 65/39	29.53	7.980	3.70	14.70	14.80	117.30

$A_e$  – Área transversal efetiva;

$A_w$  – Área da janela;

$l_e$  – Comprimento do caminho magnético;

$l_t$  – Comprimento médio de uma espira;

$V_n$  – Volume do núcleo;

$A_e A_w$  – Produto das áreas.