



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO, DE CIÊNCIAS EXATAS E EDUCAÇÃO  
DEPARTAMENTO DE ENG. DE CONTROLE, AUTOMAÇÃO E COMPUTAÇÃO  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

Carlos José Persuhn

**Projeto e Implementação de uma Estrutura de Controle em Cascata para um  
Conversor Boost**

Blumenau  
2025

Carlos José Persuhn

**Projeto e Implementação de uma Estrutura de Controle em Cascata para um  
Conversor Boost**

Trabalho de Conclusão de Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação do Centro Tecnológico, de Ciências Exatas e Educação da Universidade Federal de Santa Catarina como requisito para a obtenção do título de Engenheiro de Controle e Automação.

Orientador: Prof. Marcos Vinicius Matsuo, Dr.

Blumenau  
2025

Ficha catalográfica gerada por meio de sistema automatizado gerenciado pela BU/UFSC.  
Dados inseridos pelo próprio autor.

Persuhn, Carlos José

Projeto e Implementação de uma Estrutura de Controle em Cascata para um Conversor Boost / Carlos José Persuhn ; orientador, Marcos Vinicius Matsuo, 2025.

74 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) - Universidade Federal de Santa Catarina, Campus Blumenau, Graduação em Engenharia de Controle e Automação, Blumenau, 2025.

Inclui referências.

1. Engenharia de Controle e Automação. 2. Conversor Boost. 3. Controle de Tensão. 4. Controle de Corrente. 5. Controle em Cascata. I. Matsuo, Marcos Vinicius. II. Universidade Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia de Controle e Automação. III. Título.

Carlos José Persuhn

**Projeto e Implementação de uma Estrutura de Controle em Cascata para um  
Conversor Boost**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de “Engenheiro de Controle e Automação” e aprovado em sua forma final pelo Curso de Graduação em Engenharia de Controle e Automação.

Blumenau, dia de mês de 2025.

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Marcos Vinicius Matsuo, Dr.  
UFSC

---

Prof. Luiz Antonio Maccari Junior, Dr.  
UFSC

---

Prof. Tiago Davi Curi Busarello, Dr.  
UFSC

*Este trabalho é dedicado à minha família e amigos.*

## AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente aos meus pais, pelo apoio incondicional, tanto moral quanto financeiro, ao longo de toda a graduação. Sem o incentivo diário, a confiança e o esforço de vocês, não teria sido possível dedicar-me integralmente aos estudos e chegar até esta etapa.

À minha namorada Bruna, agradeço pela compreensão, parceria e apoio emocional em todos os momentos. Sua paciência diante das minhas prioridades acadêmicas e sua presença constante tornaram esta caminhada muito mais leve.

Expresso também minha gratidão às minhas irmãs e aos meus cunhados, que sempre trouxeram alegria aos meus dias de descanso, contribuindo para renovar minhas energias e manter o equilíbrio durante a faculdade.

Aos meus amigos da graduação, deixo meu sincero agradecimento pela convivência, companheirismo e pelas inúmeras boas memórias que tornaram esse período mais leve, divertido e inesquecível.

Registro meu agradecimento ao meu orientador, Prof. Dr. Marcos Vinicius Matsuo, pelo apoio essencial na fase final do curso, pela orientação técnica e pelas oportunidades que contribuíram de maneira significativa para minha formação.

Agradeço, ainda, aos professores Dr. Luiz Antonio Maccari Junior, Dr. Tiago Davi Curi Busarello e Dr. Ciro André Pitz, pelo compartilhamento de conhecimento, pela disponibilidade em auxiliar e pelo empréstimo de dispositivos que viabilizaram a implementação prática deste trabalho.

Por fim, agradeço a Deus por me conceder força, discernimento e persistência ao longo de toda essa trajetória, bem como pelas pessoas e oportunidades que colocaram este projeto em meu caminho.

## RESUMO

O presente trabalho aborda o projeto, modelagem e implementação de um sistema de controle em cascata aplicado a um conversor boost em modo de condução contínua (CCM). Inicialmente, o conversor é caracterizado a partir da modelagem matemática derivada por espaço de estados, permitindo a obtenção das funções de transferência necessárias ao projeto dos controladores das malhas interna de corrente e externa de tensão. A estratégia adotada visa melhorar o desempenho dinâmico, aumentar a robustez frente a variações de carga e garantir maior segurança durante a operação do conversor. Os controladores são projetados no domínio contínuo, convertidos para o domínio discreto e validados por meio de simulações e testes práticos. Os resultados indicam que o sistema controlado apresenta comportamento coerente com o modelo teórico, ainda que com diferenças decorrentes de incertezas paramétricas e limitações inerentes à planta física. As malhas de controle demonstraram capacidade satisfatória de regular a tensão de saída, limitar a corrente do indutor e rejeitar perturbações. O trabalho confirma a viabilidade da estratégia em cascata para conversores do tipo *boost*, destacando sua aplicabilidade em sistemas de eletrônica de potência que demandam respostas rápidas e operação segura.

**Palavras-chave:** Conversor *boost*; Modo de Condução Contínua; Controle em Cascata; Espaço de Estados.

## ABSTRACT

This work addresses the design, modeling, and implementation of a cascaded control system applied to a boost converter operating in continuous conduction mode (CCM). Initially, the converter is characterized through state-space mathematical modeling, enabling the derivation of the transfer functions required for designing the controllers of the inner current loop and the outer voltage loop. The adopted strategy aims to improve dynamic performance, increase robustness against load variations, and ensure greater safety during converter operation. The controllers are designed in the continuous domain, converted to the discrete domain, and validated through simulations and practical tests. The results indicate that the controlled system exhibits behavior consistent with the theoretical model, despite differences arising from parametric uncertainties and inherent limitations of the physical plant. The control loops demonstrated satisfactory capability to regulate the output voltage, limit the inductor current, and reject disturbances. The work confirms the feasibility of the cascaded control strategy for boost-type converters, highlighting its applicability in power electronics systems that demand fast dynamic response and safe operation.

**Keywords:** Boost converter; Continuous Conduction Mode, Cascaded Control, State-Space Modeling.

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Diagrama de circuito de um conversor <i>boost</i> . . . . .	16
Figura 2 – Primeiro estado topológico, transistor conduzindo. . . . .	17
Figura 3 – Segundo estado topológico, diodo conduzindo. . . . .	18
Figura 4 – Curvas dos sinais em modo contínuo. . . . .	21
Figura 5 – Estado topológico característico do modo descontínuo, nem diodo nem transistor conduzindo. . . . .	23
Figura 6 – Curvas dos sinais em modo descontínuo. . . . .	24
Figura 7 – Circuito de acionamento para o interruptor. . . . .	31
Figura 8 – Sistema físico (Conversor Boost e Circuito de gate). . . . .	31
Figura 9 – Estrutura Física Completa. . . . .	33
Figura 10 – Diagrama de blocos simplificado para controle de corrente e tensão em cascata. . . . .	39
Figura 11 – Curva de dinâmica de corrente em malha aberta. . . . .	40
Figura 12 – a) Curva de dinâmica de corrente em malha fechada. b) Diagrama de polos (x) e zeros (o). . . . .	42
Figura 13 – Diagrama de bode para malha interna. . . . .	44
Figura 14 – Curva de dinâmica de tensão em malha aberta. . . . .	45
Figura 15 – a) Curva de dinâmica de tensão em malha fechada. b) Diagrama de polos (x) e zeros (o). . . . .	47
Figura 16 – Diagrama de bode para a malha externa. . . . .	48
Figura 17 – Diagrama do funcionamento e aplicação da estrutura em cascata. . . .	50
Figura 18 – Cenário de simulação. . . . .	51
Figura 19 – a) Tensão de Saída em Malha Fechada. b) Erro de Seguimento para Malha de Tensão. c) Sinal de Ativação. d) Sinal de Controle da Malha Externa . . . . .	52
Figura 20 – a) Corrente do Indutor em Malha Fechada. b) Erro de Seguimento para Malha de Corrente. c) Sinal de Ativação. d) Sinal de Controle da Malha Interna. e) Aproximação da curva de tensão durante aplicação do distúrbio. . . . .	53
Figura 21 – a) Resposta ao Degrau para Tensão. b) Resposta ao Degrau para Cor- rente. c) Sinal de Controle da Malha de Tensão. d) Sinal de Controle da Malha de Corrente. . . . .	55
Figura 22 – a) Resposta ao Degrau da Malha de Tensão para Referência de 7,5 V. b) Resposta ao Degrau da Malha de Tensão para Referência de 8 V. c) Resposta ao Degrau da Malha de Tensão para Referência de 9 V. d) Resposta ao Degrau da Malha de Tensão para Referência de 10 V. . . . .	56

Figura 23 – a) Resposta ao Degrau da Malha de Corrente para Referência de 7,5 V.	
b) Resposta ao Degrau da Malha de Corrente para Referência de 8 V.	
c) Resposta ao Degrau da Malha de Corrente para Referência de 9 V.	
d) Resposta ao Degrau da Malha de Corrente para Referência de 10 V.	57
Figura 24 – a) Resposta ao Degrau para Tensão com Aplicação de Distúrbio.	
b) Resposta ao Degrau para Corrente com Aplicação de Distúrbio.	
c) Sinal de Controle da Malha de Tensão com Aplicação de Distúrbio.	
d) Sinal de Controle da Malha de Corrente com Aplicação de Distúrbio.	
e) Aproximação da Resposta ao Degrau para Tensão Durante Aplicação do Distúrbio. . . . .	59

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Especificações de Projeto para o Conversor Boost. . . . .	29
Tabela 2 – Resumo dos parâmetros para conversão de modelo. . . . .	37
Tabela 3 – Requisitos de controle para a malha de corrente. . . . .	41
Tabela 4 – Ganhos e coeficiente do filtro derivativo para o controlador da malha interna. . . . .	43
Tabela 5 – Requisitos de controle para a malha de tensão. . . . .	45
Tabela 6 – Ganhos e coeficiente do filtro derivativo para o controlador da malha externa. . . . .	49
Tabela 7 – Erros Absolutos para as respostas ao degrau de tensão e corrente. . . .	58

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO . . . . .</b>	<b>12</b>
1.1	OBJETIVOS . . . . .	13
1.1.1	<b>Objetivo Geral . . . . .</b>	<b>13</b>
1.1.2	<b>Objetivos Específicos . . . . .</b>	<b>13</b>
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO . . . . .	13
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA . . . . .</b>	<b>15</b>
2.1	CONVERTOR BOOST . . . . .	15
2.1.1	<b>Modo de Condução Contínua . . . . .</b>	<b>16</b>
2.1.2	<b>Modo de Condução Descontínua . . . . .</b>	<b>22</b>
2.2	CONTROLE DE CONVERTORES CHAVEADOS . . . . .	24
2.2.1	<b>Controladores PID . . . . .</b>	<b>25</b>
2.2.2	<b>Projeto de controladores lineares . . . . .</b>	<b>26</b>
<b>3</b>	<b>DESENVOLVIMENTO . . . . .</b>	<b>29</b>
3.1	PROJETO DO CONVERTOR BOOST . . . . .	29
3.2	ESTRUTURA FÍSICA . . . . .	32
3.3	MODELAGEM DO CONVERTOR BOOST . . . . .	33
3.3.1	<b>Conversão de Modelo . . . . .</b>	<b>35</b>
3.4	PROJETO DE CONTROLE . . . . .	38
3.4.1	<b>Controlador da Malha de Corrente . . . . .</b>	<b>39</b>
3.4.2	<b>Controlador da Malha de Tensão . . . . .</b>	<b>44</b>
3.4.3	<b>Implementação do Projeto de Controle . . . . .</b>	<b>49</b>
<b>4</b>	<b>RESULTADOS . . . . .</b>	<b>51</b>
4.1	SIMULAÇÕES NUMÉRICAS . . . . .	51
4.2	TESTES PRÁTICOS . . . . .	54
4.2.1	<b>Exemplo 1 . . . . .</b>	<b>54</b>
4.2.2	<b>Exemplo 2 . . . . .</b>	<b>55</b>
4.2.3	<b>Exemplo 3 . . . . .</b>	<b>58</b>
<b>5</b>	<b>CONCLUSÃO . . . . .</b>	<b>60</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>61</b>
	<b>APÊNDICE A – Planilha de cálculo . . . . .</b>	<b>63</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Nas últimas décadas, a eletrônica de potência tem se consolidado como uma área essencial para o desenvolvimento de sistemas eficientes, compactos e energeticamente sustentáveis. Conversores estáticos são amplamente empregados em aplicações que vão desde equipamentos eletrônicos de consumo até sistemas industriais complexos, constituindo a base para a conversão, processamento e controle de energia elétrica. Entre esses dispositivos, destaca-se o conversor boost, cuja função principal é elevar o nível de tensão da fonte de entrada, mantendo níveis adequados de eficiência e estabilidade. Esse tipo de conversor é frequentemente utilizado em sistemas fotovoltaicos, fontes chaveadas, dispositivos alimentados por baterias e carregadores inteligentes, nos quais o controle preciso da tensão de saída é indispensável para o correto funcionamento da carga.

O projeto de controladores para conversores boost apresenta desafios particulares devido à sua dinâmica não linear e às variações de operação decorrentes de perturbações de carga, flutuações na tensão de entrada e características dos componentes eletrônicos. Tradicionalmente, o controle é realizado por meio de uma única malha de tensão, na qual o ciclo de trabalho do interruptor é manipulado diretamente para regular a saída. Embora essa abordagem seja apropriada para aplicações de baixa exigência dinâmica, ela é limitada quando se deseja maior robustez, melhor rejeição a distúrbios e maior capacidade de impor restrições internas (Kazimierczuk, 2022).

Nesse contexto, estratégias de controle em cascata têm sido amplamente empregadas para aprimorar o desempenho de conversores CC-CC. A ideia central consiste em decompor a dinâmica do conversor em duas plantas distintas: a relação entre corrente do indutor e o ciclo de trabalho, e a relação entre tensão de saída e corrente. Essa decomposição permite a implementação de uma malha interna de corrente, mais rápida, e uma malha externa de tensão, responsável por garantir o valor desejado na saída. Esse arranjo oferece vantagens importantes, como aumento da robustez, restrição explícita da corrente, maior previsibilidade da dinâmica e capacidade de lidar de maneira mais eficaz com perturbações (Wu; Zhao; Zhang, J., 2006).

Para viabilizar essa estratégia, faz-se necessária uma modelagem precisa do conversor, neste trabalho realizada por meio da linearização do modelo no espaço de estados em torno de um ponto de operação. A partir dessa representação, obtêm-se as funções de transferência que descrevem a dinâmica das variáveis de interesse. Com essas funções, torna-se possível aplicar métodos clássicos de controle para o projeto dos compensadores das duas malhas, garantindo tempos de resposta adequados e estabilidade mesmo diante das características não ideais dos componentes, como resistências série, perdas magnéticas e quedas de tensão por condução.

Além do projeto teórico, a implementação prática do controlador envolve desafios adicionais, como discretização das equações, definição do tempo de amostragem, tra-

tamento de ruídos de medição, atrasos de cálculo e estratégias de inicialização segura. Assim, uma parte fundamental deste trabalho consiste em comparar os resultados obtidos em simulação com os resultados práticos em bancada, buscando validar a fidelidade da modelagem e do projeto, bem como identificar limitações inerentes à planta física.

## 1.1 OBJETIVOS

Nas seções abaixo estão descritos o objetivo geral e os objetivos específicos deste Trabalho de Conclusão de Curso.

### 1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho trata-se de projetar e implementar em uma planta física real uma estratégia de controle em cascata de um conversor *boost*.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

Dentre os objetivos específicos destacam-se:

- Projetar um conversor *boost* de baixa potência (em torno de 50 W);
- Modelar por espaço de estados e obter as funções de transferência deste conversor;
- Projetar uma estrutura de controle em cascata, com um controlador interno de corrente e outro externo de tensão;
- Validar os controladores projetados através de simulações numéricas;
- Implementar o controle digital em uma planta física do conversor *boost*;
- Avaliar os resultados obtidos da implementação dos controladores na planta física.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Este Trabalho de Conclusão de Curso está estruturado em cinco capítulos, organizados de maneira a conduzir o leitor desde os fundamentos teóricos até a validação experimental da estratégia de controle proposta.

No Capítulo 1, apresenta-se a introdução do tema, destacando a motivação para o estudo de conversores *boost* e a necessidade de estratégias de controle mais robustas, como o arranjo em cascata. São definidos ainda o objetivo geral e os objetivos específicos do trabalho.

O Capítulo 2 reúne a revisão bibliográfica necessária para contextualizar o leitor. Inicialmente, são discutidos os principais conceitos relacionados aos conversores CC-CC,

com ênfase no conversor *boost* operando em modo de condução contínua. Na sequência, são apresentados tópicos fundamentais na elaboração de projetos de controladores.

No Capítulo 3, descreve-se o desenvolvimento do trabalho. Primeiramente, são apresentados o projeto do conversor boost e sua estrutura física. Em seguida, discute-se a modelagem do sistema por espaço de estados, a linearização em torno do ponto de operação e a obtenção das funções de transferência que fundamentam o projeto das malhas interna e externa. Por fim, detalham-se o procedimento de projeto dos controladores, sua discretização via método de Tustin e os aspectos práticos envolvidos na implementação digital, incluindo filtragens, lógica de inicialização e sincronização com o ciclo de trabalho médio.

O Capítulo 4 apresenta os resultados obtidos. Inicialmente, são discutidos os testes em simulação, permitindo a análise das respostas ao degrau, da dinâmica das malhas e da aderência ao modelo teórico. Em seguida, são apresentados os testes práticos.

Por fim, o Capítulo 5 traz a conclusão do trabalho, sintetizando os principais resultados alcançados, as limitações observadas e as contribuições proporcionadas pela estratégia de controle em cascata aplicada ao conversor *boost*. São ainda sugeridos possíveis caminhos para trabalhos futuros, especialmente em relação à evolução das técnicas de controle e à integração com plataformas de maior complexidade.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Conversores chaveados são encontrados em diversas aplicações como, por exemplo, em fontes e carregadores de celulares e computadores (Liu; Zhang, G.-y.; Li, 2018), sistemas de carregamento de automóveis elétricos e híbridos (Monteiro et al., 2015), para adequação de energia em sistemas fotovoltaicos (Triki et al., 2018), bem como em linhas de transmissão de potência CC. Em tais aplicações, os circuitos eletrônicos de potência usam dispositivos semicondutores atuando como chaves, alterando ou controlando os níveis de tensão ou corrente (Hart, 2012).

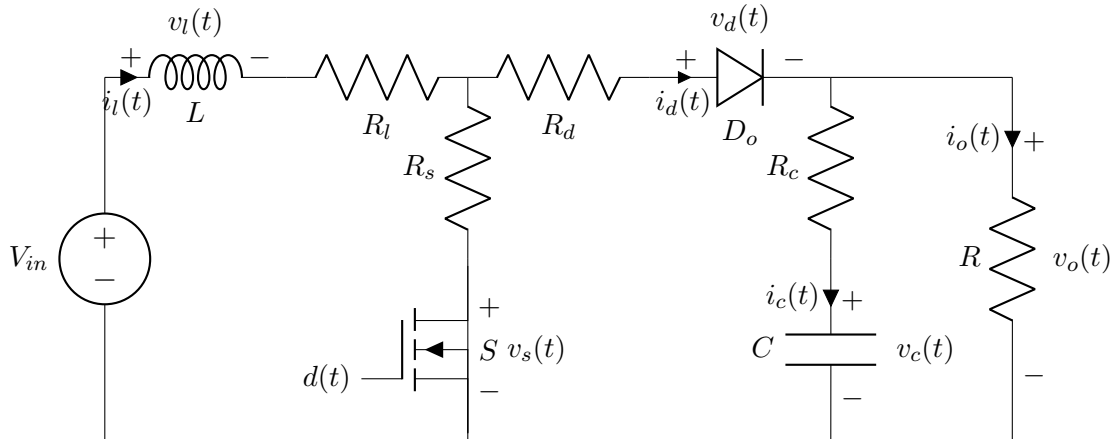
Os conversores chaveados são classificados de acordo com o tipo de conversão de energia elétrica realizada. Conversores do tipo retificadores são circuitos responsáveis pela conversão de corrente alternada para contínua (CA-CC). Os inversores de frequência realizam a transformação contrária, isto é, convertem corrente contínua para alternada (CC-CA). Existem ainda conversores CA-CA e CC-CC utilizados para converter, respectivamente, corrente alternada para corrente alternada e corrente contínua para corrente contínua.

Nos conversores CC-CC, o principal objetivo é obter uma saída de tensão regulada a partir da alteração do ciclo de trabalho (Martins; Barbi, 2006). As topologias mais comuns de conversores CC-CC são: i) conversor buck ou abaixador, responsável por reduzir o nível de tensão aplicado a carga em relação à entrada; ii) conversor boost ou elevador, caracterizando conversores CC-CC que aumentam a tensão de saída em relação à entrada; e iii) conversor buck-boost, que trata-se de uma combinação dos anteriores, podendo aumentar ou reduzir a tensão de saída (em relação à entrada) de acordo com o ciclo de trabalho utilizado.

### 2.1 CONVERTOR BOOST

O diagrama de circuito de um conversor chaveado boost (também conhecido como elevador de tensão) é apresentado Figura 1, onde  $V_{in}$  representa a tensão de entrada,  $v_o(t)$  a tensão de saída e  $d(t)$  caracteriza o sinal de controle PWM aplicado ao transistor  $S$ . Adicionalmente,  $D_o$  denota o diodo,  $L$  o indutor,  $C$  o capacitor e  $R$  caracteriza a carga resistiva pelo conversor. Por fim, no diagrama da Figura 1,  $R_l$ ,  $R_s$ ,  $R_d$  e  $R_c$  denotam, respectivamente, as resistências séries parasitas do indutor  $L$ , da chave  $S$ , do diodo  $D_o$  e do capacitor  $C$ .

O conversor *boost* em sua entrada apresenta característica de fonte de corrente proveniente da associação em série da fonte  $V_{in}$  com o indutor  $L$ . Em sua saída, predomina a característica de fonte de tensão, resultado da disposição de forma paralela entre o capacitor  $C$  e a carga resistiva  $R$  (Hart, 2012). Os armazenadores  $L$  e  $C$ , vinculados com o ciclo de trabalho  $d(t)$ , são os responsáveis pela elevação da tensão de saída em relação à entrada através de um ganho.

Figura 1 – Diagrama de circuito de um conversor *boost*.

Fonte: Elaborado pelo autor.

O princípio de funcionamento destes conversores baseia-se na comutação de transistores e diodos, operando nas regiões de corte e saturação, em um período de tempo  $T$ . Ademais, o comportamento dinâmico do indutor define características importantes nas relações entrada e saída, operando em dois modos distintos, sendo eles o contínuo e o descontínuo. No modo contínuo, a corrente no indutor nunca se anula ao longo do período de comutação, enquanto no modo descontínuo, a corrente atinge o valor zero em determinado instante do ciclo, interrompendo temporariamente a transferência de energia.

### 2.1.1 Modo de Condução Contínua

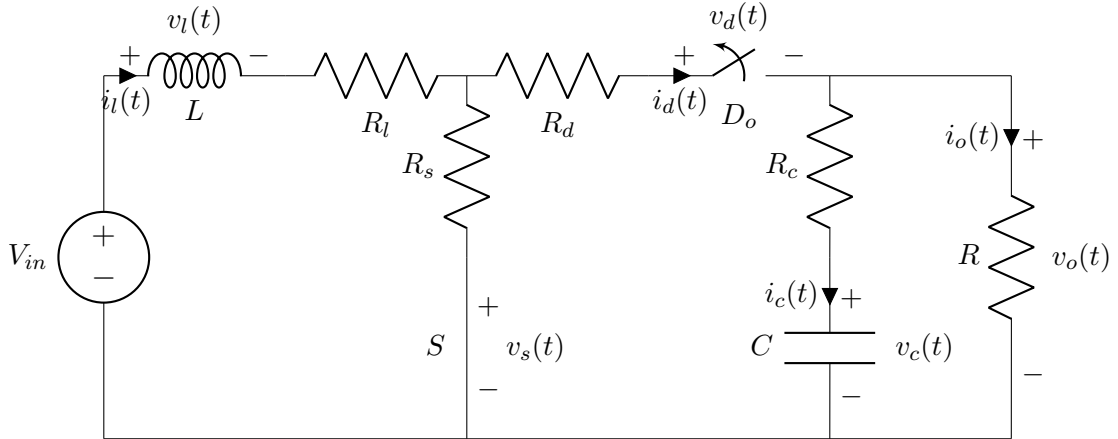
Devido ao perfil de corrente obtido neste modo de operação há a formação de dois estados topológicos para o conversor *boost*, os quais dependem do estado do transistor  $S$  e do diodo  $D$ . Além disso, nesse modo de condução, a corrente do indutor nunca se anula, nem atinge valores negativos ao longo da operação.

No primeiro estado topológico, apresentado na Figura 2, ocorre o processo de armazenamento de energia pelo indutor, caracterizado por um aumento linear da corrente em formato de rampa, e do consumo da energia armazenada pelo capacitor através da carga acoplada ao conversor. Nesse estágio, assume-se uma parcela do período  $T$ , denominada  $dT$ , em que a chave representada por  $S$  encontra-se conduzindo corrente. O diodo, por sua vez, encontra-se em polarização reversa, dado que há a consideração de um capacitor carregado.

Do circuito apresentado na Figura 2, pode-se aplicar a lei de Kirchhoff para as tensões<sup>1</sup> para a malha à esquerda, com o intuito de obter a equação que descreve a dinâmica da corrente que flui sob o indutor. Percebe-se que há uma associação em série

<sup>1</sup> A lei de Kirchhoff para as tensões estabelece que a soma de todas as tensões de uma malha fechada é nula.

Figura 2 – Primeiro estado topológico, transistor conduzindo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

das resistências parasitas  $R_l$  e  $R_s$ , obtendo o seguinte balanço de tensões:

$$V_{in} = L\dot{i}_l(t) + (R_l + R_s)i_l(t) \quad (1)$$

onde  $\dot{i}_l(t) = di_l(t)/dt$ . Resolvendo (1) para  $\dot{i}_l(t)$  e adotando a notação  $\dot{i}_l(t) = \dot{i}_{l(on-state)}(t)$  para representar a derivada da corrente do indutor no intervalo  $dT$  (período de tempo em que o indutor armazena energia), obtém-se

$$\dot{i}_{l(on-state)}(t) = \frac{1}{L}[V_{in} - (R_l + R_s)i_l(t)]. \quad (2)$$

Outras correntes importantes para modelar o comportamento dinâmico do conversor são as corrente do diodo  $i_d(t)$  e a corrente do capacitor  $i_c(t)$ . Como o diodo  $D_o$  encontra-se em polarização reversa, conclui-se que a sua corrente é nula. Por sua vez, a corrente que flui sob a malha do capacitor pode ser obtida através da Lei de Kirchhoff para as correntes<sup>2</sup>. Assim,

$$i_c(t) = -i_o(t) = -\frac{v_o(t)}{R}. \quad (3)$$

Para deduzir a equação que descreve a dinâmica da tensão do capacitor, pode-se analisar a malha à direita presente na Figura 2. Observa-se que a tensão de saída  $v_o(t)$  é igual a soma da tensão da resistência parasita com a própria tensão armazenada no capacitor, isto é,

$$v_o(t) = v_c(t) + R_c i_c(t). \quad (4)$$

Utilizando em Equação (3) a relação da corrente e tensão em um capacitor, obtém-se

$$C\dot{v}_c(t) = -\frac{v_o(t)}{R}. \quad (5)$$

Substituindo a tensão de saída  $v_o(t)$  da Equação (5) pela Equação (4), e resolvendo para  $\dot{v}_c(t)$ , chega-se a Equação (6).

<sup>2</sup> A lei de Kirchhoff para as correntes estabelece que a soma algébrica das correntes em qualquer nó é zero.

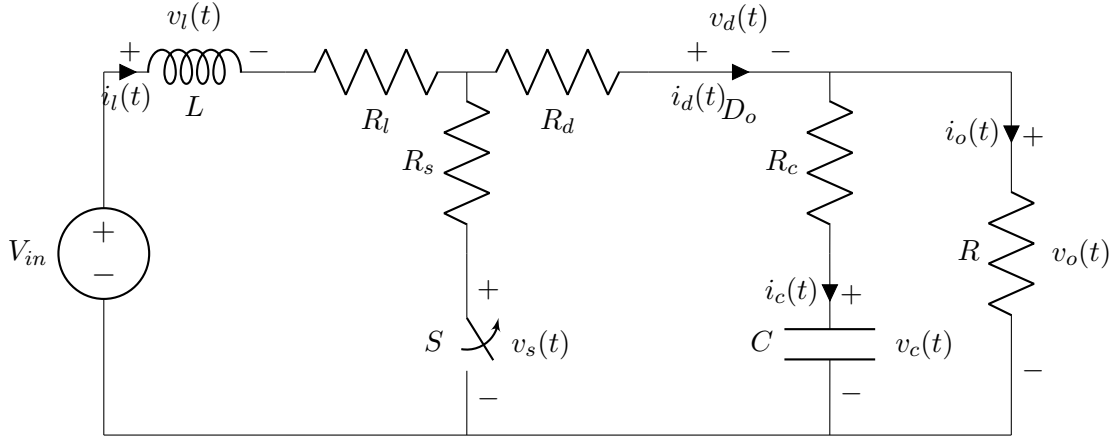
$$\dot{v}_{c(on-state)}(t) = -\frac{1}{C} \frac{v_c(t)}{R + R_c} \quad (6)$$

onde  $\dot{v}_{c(on-state)}(t)$  representa a derivada da tensão no capacitor no intervalo  $dT$ .

O segundo estado topológico, apresentado pela Figura 3, caracteriza o processo de transferência da energia armazenada pelo indutor até a carga, fazendo com que a corrente  $i_l(t)$ , que atingiu seu valor máximo, reduza até seu valor mínimo. Diferente do estado anterior, o transistor encontra-se em região de corte, enquanto o diodo passa a conduzir já que agora sua polaridade é direta (tensão  $v_d(t)$  positiva).

O período de chaveamento deste estado é dado por  $(1 - d)T$ , em que o processo de transferência de energia ocorre para o capacitor e há comportamento aproximadamente linear de descarregamento da corrente do indutor.

Figura 3 – Segundo estado topológico, diodo conduzindo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Nesse novo estado topológico, observa-se que a corrente armazenada no indutor é consumida pelo ramo do capacitor e pelo ramo da carga. Logo,

$$i_l(t) = i_c(t) + i_o(t). \quad (7)$$

Aplicando o princípio fundamental que descreve a dinâmica de corrente do capacitor, bem como utilizando a Lei de Ohm para a corrente de saída, a corrente fornecida pelo indutor passa a ser expressa como

$$i_l(t) = C\dot{v}_c(t) + \frac{v_o(t)}{R}. \quad (8)$$

Resolvendo a equação anterior para  $\dot{v}_c(t)$  e utilizando a Equação (4), a dinâmica da tensão do capacitor é dada pela Equação (9).

$$\dot{v}_{c(off-state)}(t) = \frac{R}{C(R + R_c)} i_l(t) - \frac{1}{C(R + R_c)} v_c(t) \quad (9)$$

onde  $\dot{v}_{c(off-state)}(t)$  representa a derivada da tensão do capacitor no intervalo  $(1 - d)T$ .

Neste momento, é possível descrever a tensão de saída em função dos estados  $i_l(t)$  e  $v_c(t)$  definidos para a representação matemática do conversor chaveado. Multiplicando a Equação (9) por  $C$ , obtém-se  $i_c(t)$ . Portanto, substituindo  $i_c(t)$  na Equação (4), a tensão de saída pode ser descrita como

$$v_o(t) = \frac{R}{R + R_c} v_c(t) + \frac{R_c R}{R + R_c} i_l(t). \quad (10)$$

Analisando a segunda malha do circuito obtido neste segundo estado topológico, obtém-se

$$V_{in} = v_l(t) + (R_l + R_d) i_l(t) + v_d + v_o(t). \quad (11)$$

Rearranjando alguns termos, substituindo  $v_o(T)$  pela Equação (10) e a tensão no indutor pela equação característica do componente, chega-se a

$$V_{in} = L \dot{i}_l(t) + (R_l + R_d) i_l(t) + V_d + \frac{R}{R + R_c} v_c(t) + \frac{R_c R}{R + R_c} i_l(t). \quad (12)$$

Resolvendo para  $\dot{i}_l(t)$ , o estado de corrente para a condição de não condução do transistor é dada pela Equação (13). isto é,

$$\dot{i}_{l(off-state)}(t) = \frac{1}{L} \left[ V_{in} - \left( R_l + R_d + \frac{R_c R}{R + R_c} \right) i_l(t) - \frac{R}{R + R_c} v_c(t) + V_d \right] \quad (13)$$

onde  $\dot{i}_{l(off-state)}(t)$  denota a derivada da corrente do indutor no intervalo  $(1 - d)T$  e  $V_d$  representa a tensão de condução do diodo.

Semelhante ao estado anterior, é importante entender a relação matemática entre as demais correntes do circuito, isto é,  $i_d(t)$  e  $i_c(t)$ , as quais descrevem as correntes do diodo e do capacitor, respectivamente. Rapidamente, conclui-se que a corrente que flui sob o diodo é a mesma que a corrente do indutor, devido sua conexão em série. Já para o capacitor, através do nó que interliga  $L$ ,  $C$  e  $R$ , conclui-se que

$$i_c(t) = i_l(t) - i_o(t). \quad (14)$$

Para obter as dinâmicas médias que descrevem  $v_c(t)$  e  $i_l(t)$  basta somar as equações obtidas para cada estado topológico, multiplicando-as pelo período de chaveamento definido. Ou seja,

$$\dot{i}_l(t) = \dot{i}_{l(on-state)}(t) d(t) + \dot{i}_{l(off-state)}(t) [1 - d(t)], \quad (15)$$

e,

$$\dot{v}_c(t) = \dot{v}_{c(on-state)}(t) d(t) + \dot{v}_{c(off-state)}(t) [1 - d(t)]. \quad (16)$$

Realizando as substituições e manipulações adequadas, as dinâmicas para os estados de corrente e tensão são definidas pelas Equação (17) e Equação (18), respectivamente.

$$\dot{i}_l(t) = \frac{1}{L} V_{in} - \frac{1 - d(t)}{L} V_d - \frac{\beta [1 - d(t)]}{L} v_c(t) - \left[ \frac{d}{L} R_s + \frac{1 - d(t)}{L} (R_d + R_c \beta) \right] i_l(t), \quad (17)$$

$$v_c(t) = \frac{[1 - d(t)]\beta}{C} i_l(t) - \frac{\beta}{RC} v_c(t), \quad (18)$$

onde  $\beta = R/(R + R_c)$ .

Também é útil obter as relações de corrente e tensão do conversor no regime estacionário, o qual é atingido quando as derivadas temporais das variáveis de estado se tornam nulas. Nesse regime, as análises são realizadas a partir dos valores médios das grandezas envolvidas, uma vez que o conversor opera por meio dos ciclos de carga e descarga dos elementos armazenadores de energia. Além disso, adota-se  $D$  como o ciclo de trabalho médio correspondente à função de comutação  $d(t)$ . Aplicando esses conceitos nas Equação (17) e Equação (18) e resolvendo o sistema resultante para  $i_l(t)$  e  $v_c(t)$ , obtêm-se as seguintes expressões de corrente média no indutor ( $I_l$ ) e de tensão média no capacitor ( $V_c$ ):

$$I_l = \frac{V_{in} - (1 - D)V_d}{DR_s + (1 - D)(R_d + \beta R_c) + \beta(1 - D)^2 R} \quad (19)$$

e

$$V_c = \frac{(1 - D)R[V_{in} - (1 - D)V_d]}{DR_s + (1 - D)(R_d + \beta R_c) + \beta(1 - D)^2 R}. \quad (20)$$

Considerando um cenário ideal, isto é, sem perdas, tem-se que a tensão de saída corresponde a tensão do capacitor e o termo  $\beta$  resulta em valor unitário. A partir dessas considerações, manipulando a Equação (20) chega-se à tradicional relação de tensão entre entrada e saída dada por

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (21)$$

onde  $V_o$  é a tensão de saída média no regime permanente.

Na Figura 4 são apresentadas as principais curvas de tensão e corrente que descrevem o comportamento do conversor *boost* no modo de condução contínua em um cenário ideal (sem perdas). Dentre elas, destacam-se a tensão sob o indutor  $v_l(t)$ , a corrente sob o indutor  $i_l(t)$ , a tensão sob o diodo  $v_d(t)$ , a corrente sob o diodo  $i_d(t)$  e a corrente sob o capacitor  $i_c(t)$ .

No contexto de projeto de conversores CC-CC, usualmente os valores nominais dos componentes são determinados a partir das equações que descrevem os valores máximos e mínimos das correntes e tensões presentes no conversor (Martins; Barbi, 2006), em um cenário de operação ideal. Especificamente, no projeto de um conversor boost, pode-se utilizar as equações que definem os valores máximo e mínimo da corrente no indutor, dadas por:

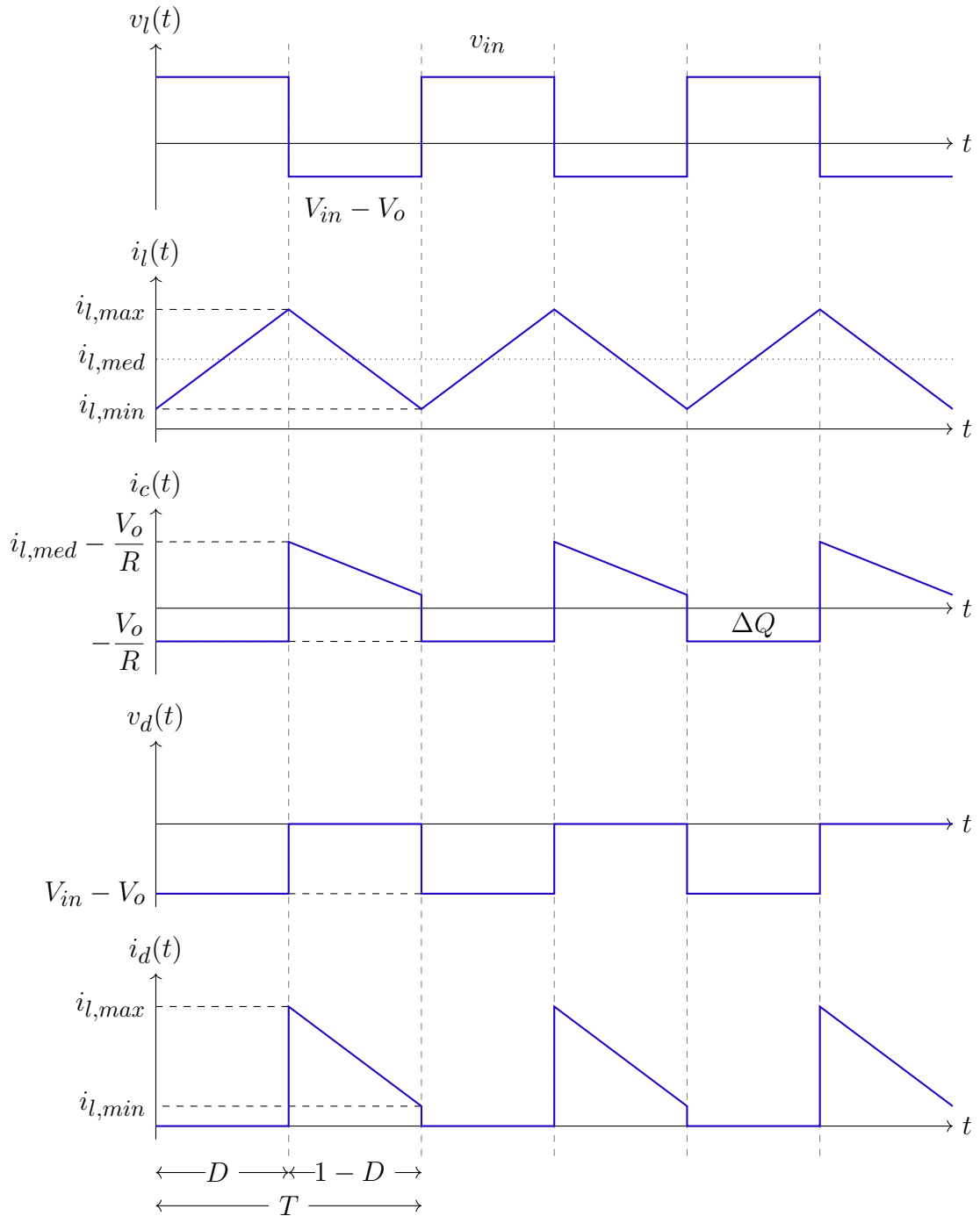
$$i_{l,max} = i_{l,med} + \frac{\Delta i_l}{2} \quad (22)$$

e

$$i_{l,min} = i_{l,med} - \frac{\Delta i_l}{2}. \quad (23)$$

onde  $i_{l,med}$  é a corrente média no indutor e  $\Delta i_l = i_{l,max} - i_{l,min}$ .

Figura 4 – Curvas dos sinais em modo contínuo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Para determinar a relação matemática que descreve a corrente média do indutor, pode-se recorrer à análise das potências na entrada e na saída. Assumindo rendimento unitário do sistema, ou seja, em um cenário ideal, tem-se

$$V_{in} \cdot i_{l,med} = \frac{V_o^2}{R}. \quad (24)$$

Substituindo a expressão da tensão de saída fornecida pela Equação (21) na Equação (24),

obtem-se

$$i_{l,med} = \frac{V_{in}}{(1-D)^2} \frac{1}{R}. \quad (25)$$

Por sua vez,  $\Delta i_l$  pode ser obtida pelo princípio físico do indutor, o qual relaciona o período em que ocorre a variação de corrente com a diferença de potencial entre seus terminais. Assim,

$$\Delta i_l = \frac{DTV_{in}}{L}. \quad (26)$$

A análise matemática realizada até o momento garante a condução contínua do conversor. Isto quer dizer que a corrente  $i_l(t)$  nunca será menor ou igual a zero. Através desta consideração, e com o auxílio das Equação (22), Equação (25) e Equação (26), o valor mínimo de projeto para o indutor pode ser calculado, conforme expressa a

$$L_{min} = \frac{D(1-D)^2 R}{2f} \quad (27)$$

onde  $f = 1/T$  representa a frequência de chaveamento.

Outra característica relevante no projeto de um conversor *boost* é a ondulação de tensão provocada pelos ciclos de carga e descarga do capacitor. Embora o ideal seja eliminar completamente essa variação, na prática estabelece-se um limite máximo aceitável para a amplitude da ondulação. Matematicamente, o comportamento pode ser descrito a partir do cálculo da área de  $\Delta Q$  ilustrada na Figura 4, de acordo com a seguinte equação:

$$|\Delta Q| = \frac{V_o}{R} DT = C \Delta V_o, \quad (28)$$

resultando em

$$\frac{\Delta V_o}{V_o} = \frac{DT}{RC}. \quad (29)$$

Assim, para determinar o valor mínimo do capacitor deve-se especificar a máxima ondulação de tensão na saída permitida para o projeto. Vale destacar que quanto maior a capacidade de carga do capacitor, menor será a amplitude da ondulação, evidenciando uma relação inversamente proporcional entre essas variáveis. Dessa forma, o valor mínimo do capacitor é dado por:

$$C_{min} = \frac{D}{R \frac{\Delta V_o}{V_o} f}. \quad (30)$$

Por fim, é importante lembrar que estas equações de projeto foram obtidas considerando o modelo ideal do conversor. Em termos práticos, deve-se estabelecer alguma margem de folga em relação aos valores mínimos para que não ocorram saturações e nem a troca de operação entre os modos contínuo e descontínuo.

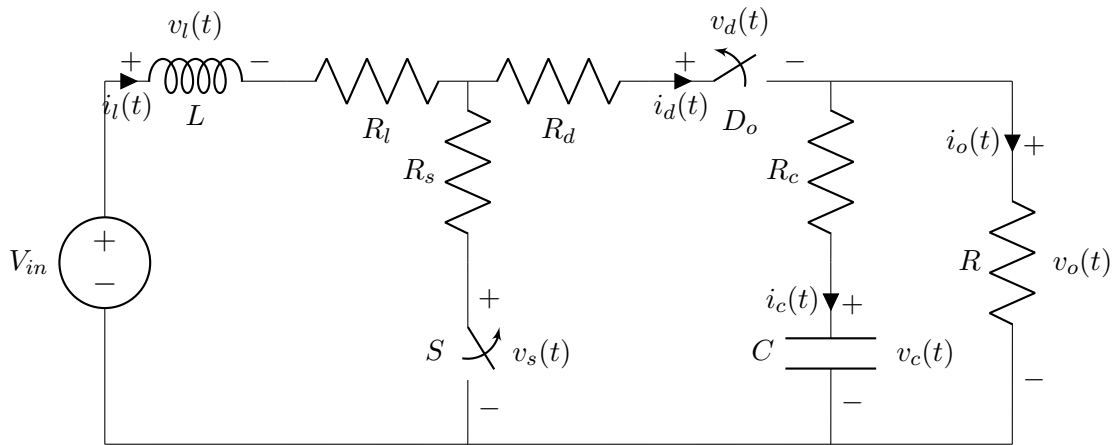
### 2.1.2 Modo de Condução Descontínua

O modo de condução descontínuo é atingido quando a ondulação de corrente do indutor é suficientemente grande para se anular antes do término do período de descarga

esperado (Erickson, 1997). Este modo ocorre geralmente quando a carga é leve ou a frequência de chaveamento é elevada, de modo que a energia armazenada no indutor durante o período de condução é totalmente transferida para o capacitor e a carga antes que o transistor volte a conduzir.

Desta maneira, a análise do comportamento do conversor *boost* passa a ocorrer em três intervalos: i) condução do interruptor (armazenamento de energia no indutor); ii) transferência de energia para a carga (com o diodo conduzindo); iii) e um intervalo em que o indutor fica descarregado (nenhum dos dispositivos conduz). Essa última configuração, gera o novo estado topológico ilustrado na Figura 5.

Figura 5 – Estado topológico característico do modo descontínuo, nem diodo nem transistor conduzindo.



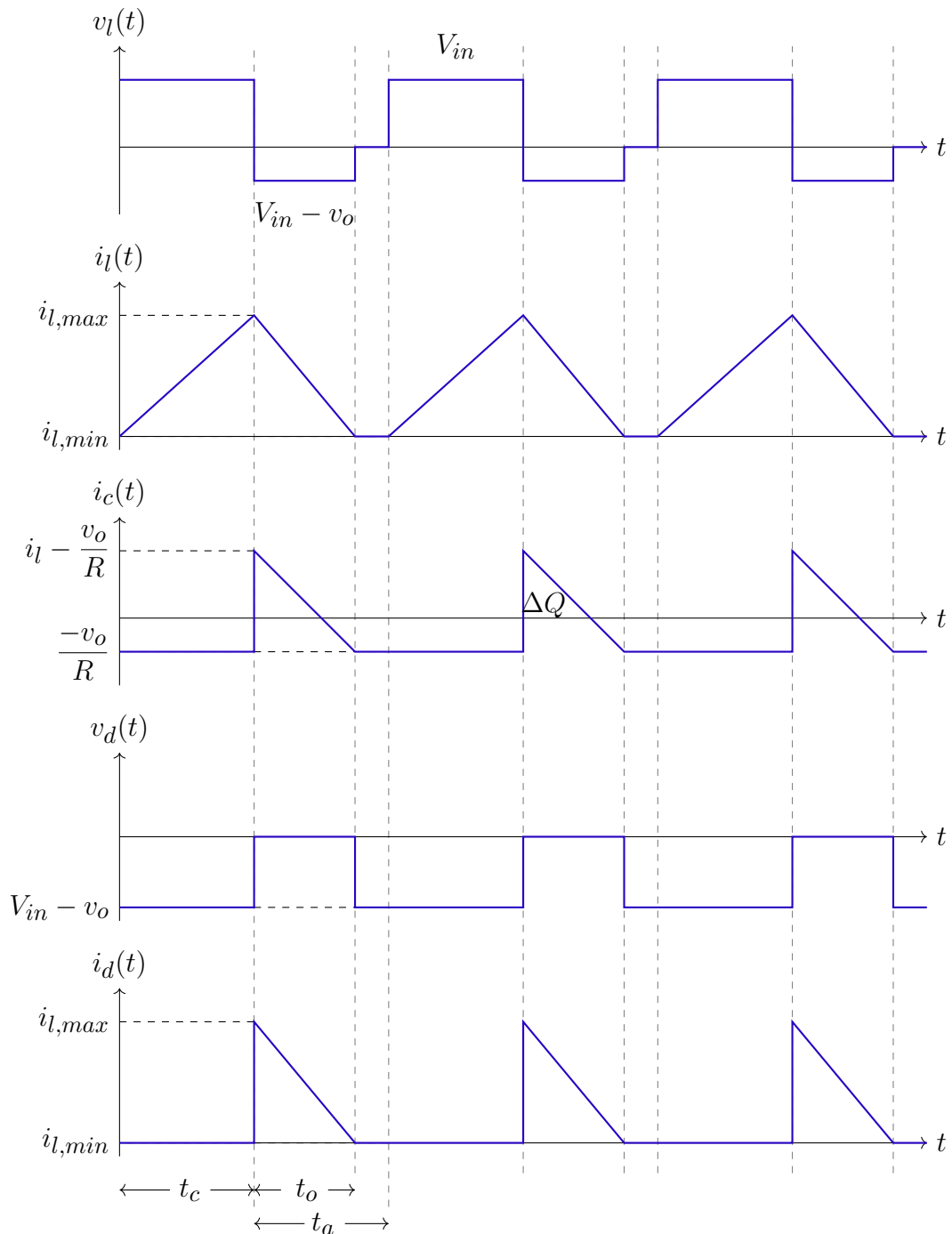
Fonte: Elaborado pelo autor.

Percebe-se que a relação de tensão entre entrada e saída depende agora da corrente fornecida pela carga conectada ao conversor, dado que os elementos armazenadores encontram-se descarregados, ou desconectados como é o caso do indutor.

Para ilustrar o comportamento do conversor *boost* no modo de condução descontínua, na Figura 6 são apresentadas as curvas principais de tensão e corrente do conversor nesse modo de operação.

Um estudo de caso interessante (Rizqiawan; Muzakki; Furqani, 2025) demonstra que o modo de operação descontínua proporciona maior eficiência ao conversor. Embora as perdas do indutor sejam aumentadas, as condições de perdas das chaves reduzem drasticamente. O estudo também destaca que, para baixas e médias potências, operar neste modo tende a trazer melhores resultados. Como o foco deste trabalho é o controle do conversor *boost* operando no modo de condução contínua, o modo de condução descontínuo não é discutido com maior profundidade.

Figura 6 – Curvas dos sinais em modo descontínuo.



Fonte: Elaborado pelo autor, baseado em (Martins; Barbi, 2006).

## 2.2 CONTROLE DE CONVERSORES CHAVEADOS

Por seu princípio de funcionamento se basear na comutação de semicondutores, alternando entre as regiões de corte e saturação, os modelos matemáticos dos conversores chaveados tendem a apresentar características não lineares relacionandas as variáveis de corrente, tensão e ciclo de trabalho. Tais comportamentos não lineares, que também dependem do regime de comutação, podem trazer alguns desafios para o projeto de

controladores.

Diversas técnicas de modelagem de conversores chaveados foram desenvolvidas para possibilitar o projeto de controladores adequados. Entre elas, destaca-se a modelagem por comportamento médio no espaço de estados (Verma; Anwar, 2021), amplamente empregada por permitir a obtenção de um modelo linear aproximado válido em torno de um ponto de operação.

Uma ideia complementar de modelo linearizado, proposto em (Middlebrook; Čuk, 1976), descreve a dinâmica média em relação à variação (*ripple*) da corrente do indutor e da tensão de saída, sendo obtida a partir de um modelo de pequenos sinais. Em outras palavras, trata-se de um modelo que descreve a dinâmica média ao longo de um período de chaveamento permitindo pequenas variações ao redor do ponto de operação escolhido (Erickson, 1997).

Esses modelos facilitam o uso de métodos clássicos de controle, como compensadores do tipo PID ou controladores baseados em avanço e atraso de fase. Outras abordagens mais avançadas também têm sido investigadas, tais como controle por modos deslizantes, controle robusto, controle linear-quadrático (Zhang, M. et al., 2016) e controle por realimentação de estados, visando maior robustez e desempenho em uma ampla faixa de operação.

As estratégias de controle aplicadas a conversores chaveados podem ser classificadas em dois principais modos: i) controle em modo de tensão, em que a realimentação da variável de saída é utilizada para ajustar o ciclo de trabalho, garantindo regulação frente a perturbações de carga e variações da fonte; e ii) controle em modo de corrente, o qual utiliza medições da corrente do indutor como uma variável intermediária, proporcionando resposta dinâmica mais rápida e melhor rejeição de perturbações, além de simplificar o projeto do laço de tensão.

Há casos em que é possível combinar os dois modos de controle a partir de compensadores lineares. Nesse contexto, há a necessidade da elaboração de uma malha em cascata que para funcionar deve atender requisitos de projeto específicos (como a velocidade de convergência entre as malhas interna e externa) e possibilidade em descrever a dinâmica desejada a partir expansão da planta principal.

Essa abordagem visa o controle da variável externa de modo que a variável interna não apresente picos prejudiciais ao conversor, buscando manipulação total dos sinais escolhidos para serem regulados (Kazimierczuk, 2022). Além disso, em casos em que tensão e corrente compõem esses sinais, o controle da potência consumida também pode ser realizado.

### 2.2.1 Controladores PID

O controlador proporcional–integral–derivativo (PID) é uma das estratégias de controle mais empregadas em sistemas industriais devido à sua simplicidade e capacidade

de atender a uma ampla variedade de plantas. Sua estrutura clássica combina três ações: i) uma ação proporcional (P) responsável por reduzir o erro instantâneo, ii) uma ação integral (I) que elimina o erro em regime permanente e iii) uma ação derivativa (D) que antecipa tendências do erro, contribuindo para melhorar a resposta transitória do sistema.

Em termos matemáticos, a lei de controle dada por  $u(t)$  pode ser descrita, no domínio do tempo como

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int_{t_0}^t e(\tau) d\tau + K_d \frac{de(t)}{dt}, \quad (31)$$

onde  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$  são, respectivamente, os ganhos proporcional, integral e derivativo. E,

$$U(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} + K_d s \right) E(s) \quad (32)$$

onde  $U(s)$  e  $E(s)$  são, respectivamente, as transformadas de Laplace dos sinais de controle  $u(t)$  e erro  $e(t)$ .

Em termos práticos, a ação derivativa é particularmente útil para reduzir ultrapassagem, melhorar a velocidade de resposta e aumentar o amortecimento da planta, favorecendo a estabilidade do sistema controlado. Entretanto, a implementação direta do termo derivativo apresenta limitações, dando destaque ao ganho infinito para altas frequências, o que implica amplificação de ruídos de medição (Datta; Ho; Bhattacharyya, 2000).

Para superar essa limitação, emprega-se o filtro derivativo, que substitui a derivada ideal por uma versão filtrada. Matematicamente, a Equação (32) é reescrita como

$$U(s) = \left( K_p + \frac{K_i}{s} + K_d \frac{Ns}{1 + Ns} \right) E(s) = \left( \frac{N(K_p + K_d)s^2 + (K_p + K_i N)s + K_i}{Ns^2 + s} \right) E(s), \quad (33)$$

onde  $N$  representa o fator do filtro.

Valores altos de  $N$  aproximam o termo derivativo filtrado do ideal, enquanto valores menores reduzem a sensibilidade ao ruído. Essa modificação transforma a ação derivativa em um sistema fisicamente realizável, limitando seu ganho em alta frequência e garantindo robustez frente às incertezas de medição.

A introdução do filtro derivativo é ainda mais relevante quando o controlador é implementado em microcontroladores, especialmente em aplicações de eletrônica de potência, como o controle de conversores chaveados. Nessas plataformas, o controlador opera em tempo discreto e depende de medições sujeitas a quantização, aliasing e atraso de amostragem.

### 2.2.2 Projeto de controladores lineares

Para o projeto de compensadores PID, por exemplo, também existem diversas técnicas existentes na literatura, como Lugar das Raízes, projeto por Alocação de Polos e

formas de sintonia experimentais. Essas últimas tratam-se de métodos empíricos baseados na análise da resposta em malha aberta e em suas características.

O Método do Lugar das Raízes é caracterizado tanto pela necessidade de cálculos quanto pela execução gráfica do projeto. Devido a isso, essa abordagem tende a ser menos desafiadora quando se trata do projeto de controladores de ordem elevada, pois os polos e zeros do controlador podem ser ajustados conforme os parâmetros desejados para a malha fechada, facilitando a adaptação às especificações desejadas.

Por outro lado, o projeto realizado por Alocação de Polos envolve a aplicação da teoria de rastreabilidade, que significa compreender como a entrada e as perturbações afetam a dinâmica do sistema e, em seguida, incorporar essas informações ao controlador de forma que seus efeitos se tornem insignificantes na nova dinâmica resultante. Matematicamente, deve-se satisfazer

$$D_m f(s) = D_c(s)D_g(s) + N_c(s)N_g(s), \quad (34)$$

onde  $D_m f(s)$  é o denominador da função de transferência em malha fechada,  $N_c(s)$  e  $D_c(s)$  representam os numerador e denominador do controlador,  $N_g(s)$  e  $D_g(s)$ , são, respectivamente, o numerador e denominador da planta.

A escolha da abordagem utilizada para projetar o controlador depende das especificações de desempenho desejadas e do que pode ser atingível em termos práticos. Dentre as especificações de projeto destacam-se a velocidade de convergência (ou tempo de assentamento), rastreamento de sinais de entrada e rejeição de perturbação (degrau, rampa, senoide, entre outros), sobressinal (conhecido como *overshoot*) e limites para o valor do sinal de controle.

Além disso, a aplicação de sistemas de controle em dispositivos microcontrolados exige que os ganhos do controlador estejam calculados sob o domínio discreto. Para que isso seja possível, duas abordagens podem ser tomadas, independente da metodologia de projeto.

A primeira abordagem trata-se de calcular os ganhos diretamente em domínio discreto. A segunda abordagem consiste em realizar o projeto do controlador no domínio  $s$  da transformada de Laplace e realizar a discretização após a obtenção dos ganhos. Isto implica em pequenos erros numéricos que podem ser aglomerados com demais aproximações, caracterizando os erros de modelo.

A discretização de controladores consiste na conversão dos ganhos de um controlador realizado no domínio  $s$  para um controlador no domínio  $z$ . Tal conversão exige que um tempo de amostragem seja definido, geralmente com base na dinâmica mais rápida presente na malha fechada.

A técnica de conversão mais utilizada é conhecida como transformação bilinear. Esta, é considerada uma discretização estável pois mapeia o semiplano esquerdo do plano  $s$  dentro do círculo unitário do plano  $z$ , contudo, sofre de distorção de frequência (*frequency warping*), especialmente em altas frequências.

Matematicamente, esta transformação é realizada através de

$$s \approx \frac{2}{t_s} \frac{1 - z^{-1}}{1 + z^{-1}} \quad (35)$$

onde  $t_s$  representa o período de amostragem.

### 3 DESENVOLVIMENTO

Este capítulo descreve as principais etapas do desenvolvimento deste trabalho. Inicialmente, apresenta-se o projeto do conversor *boost* (elevador de tensão) construído. Na sequência, são apresentados os modelos matemáticos (em espaço de estado e função de transferência) incluindo os componentes parasitas, bem como são discutidos a estrutura e o projeto do controlador. Por fim, apresentam-se os detalhes da implementação do sistema de controle na planta física.

A estrutura deste capítulo visa proporcionar uma visão clara e sequencial das técnicas e procedimentos adotados, em acordo com os objetivos citados no Capítulo 1, de modo a fundamentar os resultados que serão apresentados posteriormente.

#### 3.1 PROJETO DO CONVERTOR BOOST

A realização do projeto do Conversor *boost* foi realizado considerando o Modo de Condução Contínua em um ponto de operação previamente especificado. Para este trabalho foi projetado um conversor de média potência (em torno de 50 W), com as especificações de projeto apresentadas na Tabela 1.

Tabela 1 – Especificações de Projeto para o Conversor Boost.

Parâmetro	Abreviação	Especificação
Tensão de Entrada	$V_{in}$	12 V
Tensão de Saída	$V_o$	24 V
Corrente Média na Carga	$I_o$	2,4 A
Frequência de Chaveamento	$f$	20 kHz
Potência Nominal da Carga	$P_o$	57,6 W
Ondulação de Tensão Máxima	$\Delta V_o$	5% $V_o$
Ondulação Máxima de Corrente	$\Delta I_l$	0.8 A

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Para as análises e cálculos que compõem esta etapa do trabalho, empregou-se o software *SMath Solver* como ferramenta auxiliar. Este recurso permitiu a criação de uma planilha dinâmica, facilitando a variação de parâmetros e a comparação de resultados durante o projeto do conversor. O projeto completo do conversor *boost* encontra-se no Apêndice A, sendo destacados a seguir os principais pontos do dimensionamento dos componentes.

O valor mínimo do capacitor de saída foi determinado considerando a resistência da carga e a ondulação máxima de tensão permitida, de modo a minimizar os impactos no funcionamento do sistema. Tomando como base a Equação (31) e, aplicando as especificações determinadas, o valor mínimo calculado para este componente é de 50  $\mu F$ . No entanto, com o objetivo de reduzir os efeitos de tolerância dos componentes e melhorar a

estabilidade da tensão de saída, optou-se pela utilização de um capacitor eletrolítico de  $470 \mu F$ , valor consideravelmente superior ao mínimo exigido.

De forma semelhante, o cálculo do indutor teve como referência o valor mínimo obtido pela Equação (28), que resultou em  $0,3125 mH$ . Por se tratar de um componente construído especificamente para o projeto, sem a limitação de valores comerciais, e visando reduzir a ondulação de corrente, foi adotada uma indutância de  $0,75 mH$ . O detalhamento completo do projeto do indutor encontra-se na página 4 do Apêndice A, também desenvolvido para a aplicação utilizada em (Persuhn, 2024).

O diodo de potência empregado deve suportar a tensão reversa correspondente a  $V_o - V_{in}$ , conforme se observa na Figura 4. Para esta especificação, selecionou-se o modelo MUR840 capaz de suportar até três vezes a tensão diferencial do conversor, conforme (Semiconductor, s.d.). De acordo com o documento técnico do componente, a queda de tensão direta (tensão de condução) é de aproximadamente  $1,3 V$ , o que, aliado às condições de operação do circuito, resulta em uma dissipação de cerca de  $3,12 W$ . Em função dessa dissipação, fez-se necessária a utilização de um dissipador térmico, assegurando o correto funcionamento do componente e protegendo o estágio de potência contra sobreaquecimento.

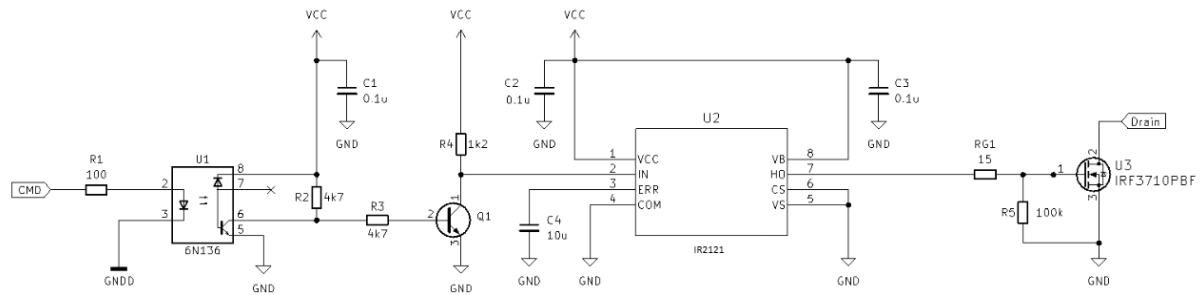
O elemento chaveado principal do conversor é o *MOSFET IRF3710*, comandado por modulação por largura de pulso (PWM). Este componente apresenta alta velocidade de comutação e suporta até  $100 V$  de tensão reversa, conforme especificado em (Rectifier, s.d.[b]). Apesar de ser considerado superdimensionado para a aplicação em questão, sua utilização foi mantida devido à disponibilidade e ao custo acessível, além de dispensar o uso de dissipador para esta aplicação.

Com o estágio de potência definido, projetou-se o circuito de acionamento do *MOSFET*, conhecido como circuito de *gate*. Para isso, utilizou-se o *driver IR2121*, alimentado com  $15 V$  em corrente contínua e operando com sinal *PWM*, conforme descrito em (Rectifier, s.d.[a]). Como demonstrado na página 10 do Apêndice A, a limitação da corrente de saída do *driver* a  $1 A$ , combinada com uma resistência de  $15 \Omega$ , gera um tempo de comutação adequado à frequência de trabalho. Adicionalmente, foi utilizando um resistor de  $100 k\Omega$  entre *gate* e *source* de modo a evitar flutuação de tensão no *gate* quando o mesmo não é acionado, conforme sugerido em (Moraes, s.d.).

Para isolar o *driver* da fonte do sinal *PWM*, foi empregado o optoacoplador de alta velocidade 6N136, conforme indicado em (Semiconductors, s.d.). Seu princípio de funcionamento baseia-se na transmissão do sinal *PWM* através de um led infravermelho e um fotodiodo. A partir do sinal *PWM* transmitido, o *driver* regula os níveis de tensão e corrente entregues ao *MOSFET*, conforme previsto no projeto. Um diagrama esquemático deste circuito de acionamento pode ser visualizado na Figura 7.

Adicionalmente, foram empregados capacitores de regulação e desacoplamento no circuito de acionamento do *driver IR2121*, sendo utilizados capacitores de  $10 \mu F$  e  $0,1 \mu F$

Figura 7 – Circuito de acionamento para o interruptor.

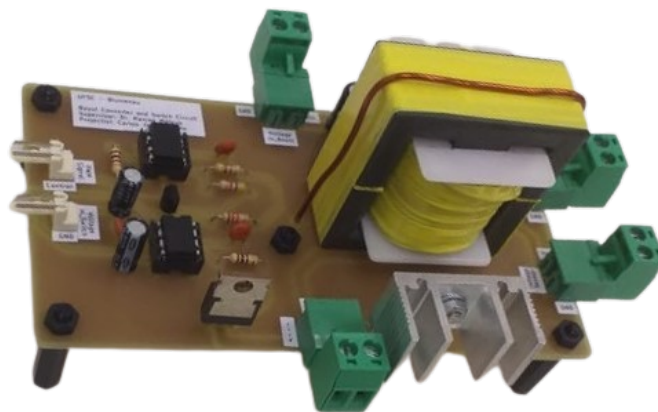


Fonte: Baseado em (Pease, 1991) e (Williams, s.d.).

conectados em paralelo à sua alimentação, com o objetivo de atenuar ruídos e estabilizar a tensão de operação. No conversor *boost*, foi inserido um capacitor eletrolítico de  $100 \mu F$  em paralelo à fonte de entrada, atuando na filtragem da tensão de alimentação. Na saída do conversor, foram utilizadas duas unidades cerâmicas de  $10 nF$  e  $100 nF$  conectadas em paralelo ao capacitor principal (de  $470 \mu F$ ), com a finalidade de reduzir a resistência série equivalente (*ESR*) e melhorar a resposta dinâmica da tensão de saída.

A construção do conversor *boost* e dos circuitos auxiliares foi realizada em uma placa de fenolite de face simples, contendo apenas uma camada de cobre. O processo de fabricação contou com cortes, perfurações e a criação de trilhas, e foram executados com o auxílio de uma fresadora CNC, utilizando brocas de diâmetros  $1,0 mm$ ,  $0,5 mm$  e  $2,0 mm$ . A montagem física final do conversor é mostrada na Figura 8.

Figura 8 – Sistema físico (Conversor Boost e Circuito de gate).



Fonte: Elaborado pelo autor

O desenho eletrônico da placa, dimensionamento das trilhas, esquemático do conversor e circuito de controle, bem como a disposição dos componentes, foram realizados através do software *KiCad*.

## 3.2 ESTRUTURA FÍSICA

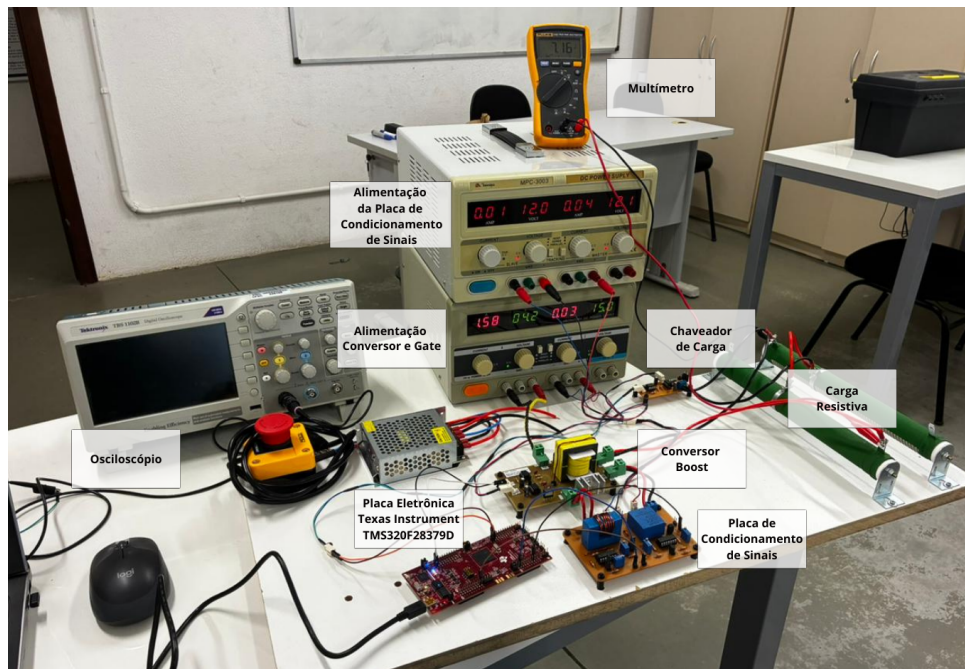
Visando realizar a implementação da malha de controle a partir de dados coletados em tempo real foi construída a estrutura de ensaios apresentada na Figura 9. Nela, encontram-se dispostos os seguintes equipamentos:

- a) Multímetro: Utilizado para medição de tensão média na saída do conversor chaveado;
- b) Osciloscópio: Utilizado para verificar a variação (*ripple*) das curvas de corrente no indutor e tensão na carga;
- c) Circuito Chaveador de Carga: Circuito de comutação que possui um sinal lógico de entrada, responsável por variar a carga resistiva;
- d) Carga Resistiva: Associação de resistores de potência (ajustáveis);
- e) Conversor *boost*: Placa apresentada na Figura 8 composta pelo conversor chaveado e pelo circuito de *gate* do *MOSFET IRF3710*;
- f) Placa de Condicionamento de Sinais: Composta pelos sensores LV-25P e LA-55P, utilizados para medir tensão e corrente, respectivamente, bem como circuitos de ganho e offset para ajuste de faixa;
- g) Placa Eletrônica: utilizada para processar os dados coletados, sincronizar o chaveamento do conversor com a amostragem dos sinais e implementar as malhas de controle propostas;
- h) Alimentação da Placa de Condicionamento de Sinais: Trata-se de uma fonte de bancada ajustável configurada de modo a fornecer tensões de  $-12\text{ V}$  e  $12\text{ V}$  em seus terminais;
- i) Alimentação Conversor e Gate: Fone de bancada responsável por fornecer tensão de entrada de  $5\text{ V}$  para o conversor chaveado e também fornecer  $15\text{ V}$  ao circuito de gate do *MOSFET*.

Embora o projeto do conversor *boost* tenha sido realizado considerando fornecimento de tensão de  $12\text{ V}$  em sua entrada, neste trabalho adota-se tensão de alimentação de  $5\text{ V}$ . Essa alteração provém da fonte de bancada utilizada para o fornecimento de tensão do conversor não possuir capacidade de potência suficiente para operar dentro das especificações de projeto.

Ademais, a tensão de saída do conversor no ponto de operação é de  $8,5\text{ V}$ . Idealmente, com o ciclo de trabalho em  $0,5$ , a tensão de saída teria magnitude de  $10\text{ V}$ , mas é devido a presença dos componentes parasitas que ocorre esta queda de  $1,2\text{ V}$ . A estimativa deste valor médio de tensão ocorreu com o estudo em malha aberta do sistema físico.

Figura 9 – Estrutura Física Completa.



Fonte: Elaborado pelo autor

### 3.3 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST

Como destacado no capítulo anterior, o modelo médio de pequenos sinais pode ser utilizado para descrever a dinâmica do conversor chaveado em torno de um ponto de operação. Nesta seção, pretende-se, a partir da representação em espaço de estados, obter as funções de transferência que relacionam a tensão de saída com o ciclo de trabalho, bem como a função de transferência entre a corrente do indutor com o ciclo de trabalho.

Nas descrições de sistemas em espaço de estados, é necessário definir primeiramente as variáveis de estado que serão utilizadas. Usualmente para o conversor *boost* o vetor de estado é definido como

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_l(t) \\ v_c(t) \end{bmatrix} \quad (36)$$

onde  $i_l(t)$  representa a corrente no indutor e  $v_c(t)$  corresponde à tensão no capacitor de saída.

Além disso, representar um sistema por espaço de estados requer os conhecimentos das matrizes **A**, **B**, **C** e **D** presentes na Equação (37), que correspondem às matriz de estados, matriz de entrada, matriz de saída e matriz de transição direta, respectivamente, com  $\mathbf{u}(t)$  representando o vetor de entradas do sistema.

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(t) &= \mathbf{A}\mathbf{x}(t) + \mathbf{B}\mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x}(t) + \mathbf{D}\mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (37)$$

onde  $\dot{\mathbf{x}}(t)$  denota o vetor contendo as derivadas das variáveis de estado.

Para obter um modelo de pequenos sinais primeiramente deve-se expressar as variáveis como um valor médio (o qual representa o ponto de operação), acrescida de um termo de pequenas variações em torno do valor médio. Neste trabalho, apenas a tensão de condução do diodo ( $V_d$ ) é considerada constante. Os demais sinais são introduzidos com os princípios de pequenos sinais. Em outras palavras, o modelo matemático no espaço de estados passa a ser representado como

$$\begin{aligned}\dot{\bar{\mathbf{x}}} + \dot{\tilde{\mathbf{x}}}(t) &= \mathbf{A}[\bar{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}(t)] + \mathbf{B}_1[V_{in} + \tilde{v}_{in}(t)] + \mathbf{B}_2V_d \\ \bar{\mathbf{y}} + \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}[\bar{\mathbf{x}} + \tilde{\mathbf{x}}(t)] + \mathbf{D}_1[V_{in} + \tilde{v}_{in}(t)] + \mathbf{D}_2V_d\end{aligned}\quad (38)$$

onde  $\dot{\bar{\mathbf{x}}}$ ,  $\bar{\mathbf{x}}$  e  $\bar{\mathbf{y}}$  são, respectivamente, os valores médios dos vetores  $\dot{\mathbf{x}}(t)$ ,  $\mathbf{x}(t)$  e  $\mathbf{y}(t)$ .

Ainda, nesta nova representação, algumas matrizes dependem do ciclo de trabalho  $d(t) = D + \tilde{d}(t)$ , que também é uma variável composta por seu valor médio  $D$  e pela variação  $\tilde{d}(t)$  em torno do valor médio. Levando em consideração as Equação (17) e Equação (18), as matrizes que compõem o espaço de estado passam a ser dadas por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} \{DR_s + \tilde{d}(t)R_s + [1 - D - \tilde{d}(t)](R_d + \beta R_c)\} & -\frac{\beta}{L}[1 - D - \tilde{d}(t)] \\ \frac{\beta}{C}[1 - D - \tilde{d}(t)] & -\frac{\beta}{CR} \end{bmatrix}, \quad (39)$$

$$\mathbf{B}_1 = \begin{bmatrix} 1 \\ L \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (40)$$

$$\mathbf{B}_2 = \begin{bmatrix} -\frac{[1 - D - \tilde{d}(t)]}{L} \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (41)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} \beta & [1 - D - \tilde{d}(t)]\beta R_c \\ 0 & 1 \end{bmatrix}, \quad (42)$$

e

$$\mathbf{C}_1 = \mathbf{C}_2 = \mathbf{0}. \quad (43)$$

Para evitar as não linearidades ocasionadas pela relação entre o ciclo de trabalho e os estados, pode-se expandir as matrizes de maneira a separar termos médios e termos de pequenos sinais. Desta maneira, o ciclo de trabalho  $\tilde{d}(t)$  passa a ser considerado uma entrada, que corresponde ao sinal de controle do conversor *boost*.

Como o objetivo é obter o modelo de pequenos sinais são realizadas duas simplificações importantes (Verma; Anwar, 2021). As matrizes que dependem apenas de termos médios passam a tornar-se nulas, dado que elas representam o ponto de operação do sistema, isto é, o novo “zero” do modelo. Além disso, as matrizes que contêm os termos de pequenos sinais multiplicados por variáveis de pequenos sinais também são desconsideradas, uma vez que tendem a ter influência mínima na modelagem do comportamento da planta.

Com os rearranjos e simplificações, o modelo apresentado pela Equação (39) é obtido. Matematicamente, as matrizes que compõem o modelo passam a ser dadas por:

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} -\frac{1}{L} [DR_s + (1-D)(R_d + \beta R_c)] & -\frac{\beta}{L}(1-D) \\ \frac{\beta}{C}(1-D) & -\frac{\beta}{CR} \end{bmatrix}, \quad (44)$$

$$\mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} & -\frac{I_l}{L}(R_s - R_d - \beta R_c) + \frac{\beta V_c}{L} + \frac{V_d}{L} \\ 0 & -\frac{\beta I_l}{C} \end{bmatrix}, \quad (45)$$

$$\mathbf{C} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ (1-D)\beta R_c & \beta \end{bmatrix}, \quad (46)$$

$$\mathbf{D} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\beta R_c V_c \end{bmatrix}, \quad (47)$$

$$\mathbf{u}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{v}_{in}(t) \\ \tilde{d}(t) \end{bmatrix}, \quad (48)$$

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{i}_l(t) \\ \tilde{v}_c(t) \end{bmatrix}, \quad (49)$$

e

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} \tilde{i}_l(t) \\ \tilde{v}_o(t) \end{bmatrix}. \quad (50)$$

Para referência, considera-se como ponto de operação do conversor boost um ciclo de trabalho de 0,5, tensão de entrada de 5 V e carga resistiva de 10  $\Omega$ . Nessa condição, os valores médios de corrente e tensão obtidos pelas Equação (19) e Equação (20) correspondem, respectivamente, a 1,5963 A e 7,9815 V.

### 3.3.1 Conversão de Modelo

A partir do modelo em espaço de estados pode-se obter facilmente as funções de transferência do conversor *boost*, as quais são utilizadas neste trabalho para o projeto dos controladores.

Aplicando a transformada de Laplace na Equação (37), obtém-se

$$\begin{aligned} s\mathbf{X}(s) &= \mathbf{A}\mathbf{X}(s) + \mathbf{B}\mathbf{U}(s) \\ \mathbf{Y}(s) &= \mathbf{C}\mathbf{X}(s) + \mathbf{D}\mathbf{U}(s). \end{aligned} \quad (51)$$

Em seguida, resolve-se a primeira equação para  $\mathbf{X}(s)$ , ou seja,

$$\mathbf{X}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}(s). \quad (52)$$

Substituindo o resultado anterior na segunda equação de (51), tem-se

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U}(s) + \mathbf{D}\mathbf{U}(s). \quad (53)$$

Em particular, deseja-se obter as funções de transferência entre os sinais  $\tilde{i}_l(s)$  e  $\tilde{d}(s)$  e  $\tilde{v}_o(s)$  e entre  $\tilde{d}(s)$ . Observe, que ambas as funções de transferência possuem como entrada o sinal  $\tilde{d}(s)$ . Assim, a matriz  $\mathbf{B}$  pode ser dividida em duas partes, onde somente a que contém a dinâmica de  $\tilde{d}(s)$  é utilizada para a obtenção das funções de transferência desejadas. Desta maneira, a Equação (53) pode ser reescrita como

$$\mathbf{Y}(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B}_1\mathbf{U}_1(s) + \mathbf{D}\mathbf{U}_1(s). \quad (54)$$

Note que  $\mathbf{Y}(s)$  trata-se de um vetor de saídas, composto pela corrente do indutor  $\tilde{i}_l(s)$  e pela tensão  $\tilde{v}_o(s)$  aplicada a carga resistiva.

Para simplificar ainda mais este processo, pode-se realizar a conversão individual para cada saída. Além disso, para ambas funções de transferência a dinâmica principal é dada pela parcela  $(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}$  que gera o denominador das funções de transferência. Assim,

$$(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} = \frac{\begin{bmatrix} s + \frac{\beta}{CR} & -\frac{\beta}{L}(1-D) \\ \frac{\beta}{C}(1-D) & s + \frac{1}{L}[DR_s + (1-D)(R_d + \beta R_c)] \end{bmatrix}}{s^2 + \left[ \frac{1}{L}(DR_s + (1-D)(R_d + \beta R_c)) + \frac{\beta}{R_c} \right] s + \frac{\beta^2(1-D)^2}{LC}}. \quad (55)$$

Realizando algumas manipulações algébricas pode-se obter a relação entre a corrente variacional do indutor  $\tilde{i}_l(s)$  e o ciclo de trabalho variacional  $\tilde{d}(s)$ , como

$$\frac{\tilde{i}_l(s)}{\tilde{d}(s)} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \begin{bmatrix} -\frac{I_l}{L}(R_s - R_d - \beta R_c) + \frac{\beta V_c}{L} + \frac{V_d}{L} \\ -\frac{\beta I_l}{C} \end{bmatrix}. \quad (56)$$

Para obter a função de transferência entre a tensão de saída variacional  $\tilde{v}_o(s)$  e o ciclo de trabalho variacional  $\tilde{d}(s)$ , basta considerar a segunda linha da matriz de saída. Assim,

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \begin{bmatrix} (1-D)\beta R_c & \beta \end{bmatrix} (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} \begin{bmatrix} -\frac{I_l}{L}(R_s - R_d - \beta R_c) + \frac{\beta V_c}{L} + \frac{V_d}{L} \\ -\frac{\beta I_l}{C} \end{bmatrix}. \quad (57)$$

A Tabela 2 apresenta um resumo dos parâmetros utilizados para a obtenção das funções de transferência numéricas. Os valores dos parâmetros parasitas foram extraídos das fichas técnicas dos componentes, com exceção da resistência série equivalente (ESR) do capacitor, que foi definida com base em valores de referência adotados em exemplos da literatura especializada (Corporation, 2023).

Por sua vez, as Equação (58) e Equação (59) apresentam as funções de transferência numéricas, cujas saídas são a corrente variacional do indutor e a tensão variacional da saída,

Tabela 2 – Resumo dos parâmetros para conversão de modelo.

Parâmetro	Abreviação	Especificação
Tensão Média do Capacitor	$V_c$	7.9815 V
Corrente Média do Indutor	$I_l$	1.5963 A
Tensão Média de Entrada	$V_{in}$	5 V
Queda de Tensão Diodo	$V_d$	1.3 V
Perda do Capacitor	$R_c$	0.07 $\Omega$
Perda no MOSFET	$R_s$	0.023 $\Omega$
Perda no Diodo	$R_d$	0.1 $\Omega$
Capacitor	$C$	470 $\mu F$
Indutor	$L$	0.75 mH
Carga Resistiva	$R$	10 $\Omega$
Ciclo de Trabalho Médio	$D$	0.5
Associação ESR e Carga	$\beta$	0.9346

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

respectivamente. As equações genéricas não são apresentadas aqui devido sua extensão, mas destaca-se que, quando desconsideradas as variáveis de perdas, o modelo teórico apresentado neste trabalho resulta exatamente no modelo ideal tradicional já conhecido, como o apresentado em (Martins; Barbi, 2006).

$$\frac{\tilde{i}_l(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{13235(s + 348,3)}{s^2 + 717s + 6,195 \cdot 10^5}. \quad (58)$$

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{1362,8(s + 8053)}{s^2 + 717s + 6,195 \cdot 10^5} - 0.5548 = \frac{-0.55482(s - 5333)(s + 3593)}{s^2 + 717s + 6,195 \cdot 10^5}. \quad (59)$$

Estas equações de dinâmica permitem extrair algumas informações do sistema físico construído. A principal característica destacada é a presença de dois zeros na função de transferência de tensão, um no semi-plano esquerdo do plano  $s$  e um no semi-plano direito.

Além disso, neste ponto do trabalho mais uma simplificação foi realizada. Como discutido na seção 3.2 deste trabalho, dois capacitores cerâmicos foram introduzidos de forma paralela de modo a reduzir significativamente a resistência parasita do capacitor de 470  $\mu F$  do conversor *boost*. Além de reduzir o *ripple* na tensão de saída, essa modificação torna o ganho presente na Equação (59) quase que insignificante perante o ganho da função de transferência. Desta maneira, a razão entre a tensão de saída variacional  $\tilde{v}_o(s)$  e o ciclo de trabalho variacional  $\tilde{d}(s)$  pode ser aproximada pela função de transferência de segunda ordem

$$\frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{1362,8(s + 8053)}{s^2 + 717s + 6,195 \cdot 10^5}. \quad (60)$$

Em síntese, a modelagem matemática do conversor *boost* tem como principal finalidade fornecer uma representação em malha aberta que permita o projeto adequado do controlador. Embora ajustes finos sejam necessários após a síntese inicial, o modelo

aproxima o comportamento real do sistema com boa fidelidade, servindo como ferramenta essencial na etapa de testes. Dessa forma, ele possibilita a validação prévia das estratégias de controle, reduzindo riscos e evitando danos ao equipamento físico durante a implementação experimental.

### 3.4 PROJETO DE CONTROLE

O conversor boost pode ser controlado por meio de uma única malha de tensão, na qual a saída  $\tilde{v}_o(t)$  é regulada diretamente pela manipulação do ciclo de trabalho  $\tilde{d}(t)$ . Essa abordagem utiliza a função de transferência global  $G_{vd}(s) = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$  para projetar o controlador, sendo suficiente para aplicações em que apenas a estabilidade da tensão é necessária. No entanto, esse método apresenta limitações quando se deseja melhorar a resposta dinâmica, restringir correntes internas ou aumentar a robustez frente a perturbações de carga e de entrada.

Para viabilizar uma arquitetura de controle mais completa, é necessário decompor a dinâmica do conversor em duas relações fundamentais: i) a função de transferência entre a corrente do indutor e o ciclo de trabalho dada por  $G_{id}(s) = \frac{\tilde{i}_l(s)}{\tilde{d}(s)}$ ; ii) e a função de transferência entre a tensão de saída e a corrente do indutor caracterizada por  $G_{vi} = \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{i}_l(s)}$ . Note que a combinação em série destas duas relações reproduz exatamente a dinâmica da função de transferência global  $G_{vd}(s)$ .

Essa decomposição permite reestruturar o sistema de controle em duas malhas, uma malha interna dedicada ao controle de corrente do indutor e uma malha externa responsável pela regulação da tensão. Contudo, a função de transferência  $G_{vi}(s)$  que relaciona a tensão de saída com o sinal intermediário representado pela corrente não é obtida diretamente pela conversão do espaço de estados.

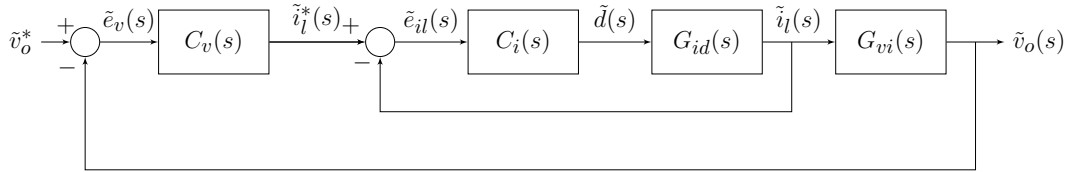
Para contornar este problema, combina-se a inversa da Equação (58) com a Equação (59) de modo que  $G_{vi}(s) = \frac{\tilde{d}(s)}{\tilde{i}_l(s)} \frac{\tilde{v}_o(s)}{\tilde{d}(s)}$ . Ou seja,

$$G_{vi}(s) = \frac{1362,8(s + 8053)}{13235(s + 348,3)}. \quad (61)$$

Com a obtenção das funções de transferência  $G_{vi}(s)$  e  $G_{id}(s)$ , torna-se possível estruturar o sistema de controle em cascata de maneira sistemática. A malha interna de corrente passa a atuar diretamente sobre a dinâmica mais rápida do conversor, garantindo a limitação da corrente no indutor e proporcionando resposta transitória mais precisa. Já a malha externa de tensão opera em uma dinâmica mais lenta, ajustando a referência de corrente de modo a regular a tensão de saída mesmo diante de perturbações de carga ou variações na fonte de entrada.

A Figura 10 apresenta o diagrama de blocos simplificado do sistema de controle utilizado neste trabalho. Observa-se a malha interna de corrente recebendo a referência  $\tilde{i}_l^*(t)$  gerada pela malha externa de tensão, enquanto o sinal de ciclo de trabalho  $\tilde{d}(t)$  é modulado pelo controlador de corrente. A saída  $\tilde{v}_o(t)$  é realimentada após passar pelo compensador de tensão, fechando assim a malha externa. Este arranjo evidencia claramente o papel de cada controlador e as interações entre as duas dinâmicas do sistema.

Figura 10 – Diagrama de blocos simplificado para controle de corrente e tensão em cascata.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em termos práticos, para que o sinal de controle seja aplicado ao sistema físico é necessário somar o ciclo de trabalho médio  $D$  ao ciclo de trabalho variacional  $\tilde{d}(t)$  gerado pelo controlador da malha interna. Adicionalmente, no diagrama da Figura 10,  $\tilde{v}_o^*(t)$  denota a referência de tensão já subtraída da seu valor absoluto no ponto de operação. Por fim, é importante destacar que as realimentações empregadas no diagrama de blocos representam as variáveis medidas em torno do ponto de operação, e não os valores absolutos produzidos pelo conversor, mantendo coerência com o modelo de pequenos sinais linearizado utilizado no projeto.

Para o cálculo dos ganhos dos compensadores, adotou-se a técnica de alocação de polos no domínio  $s$ . Uma vez determinadas as funções de transferência dos controladores e definido um tempo de amostragem adequado, seguiu-se à discretização dos compensadores por meio do método de aproximação de Tustin conforme discutido no Capítulo 2. Com os controladores discretizados, os ganhos foram então convertidos para sua aplicação no ambiente de simulação e, posteriormente, utilizados na implementação do sistema físico.

### 3.4.1 Controlador da Malha de Corrente

O primeiro passo para definir as características a serem obtidas com o projeto de controle é analisar a resposta em malha aberta da função de transferência  $G_{id}(s)$  que representa a planta presente na malha de corrente do conversor *boost*. Por se tratar de uma planta de segunda ordem, isto é

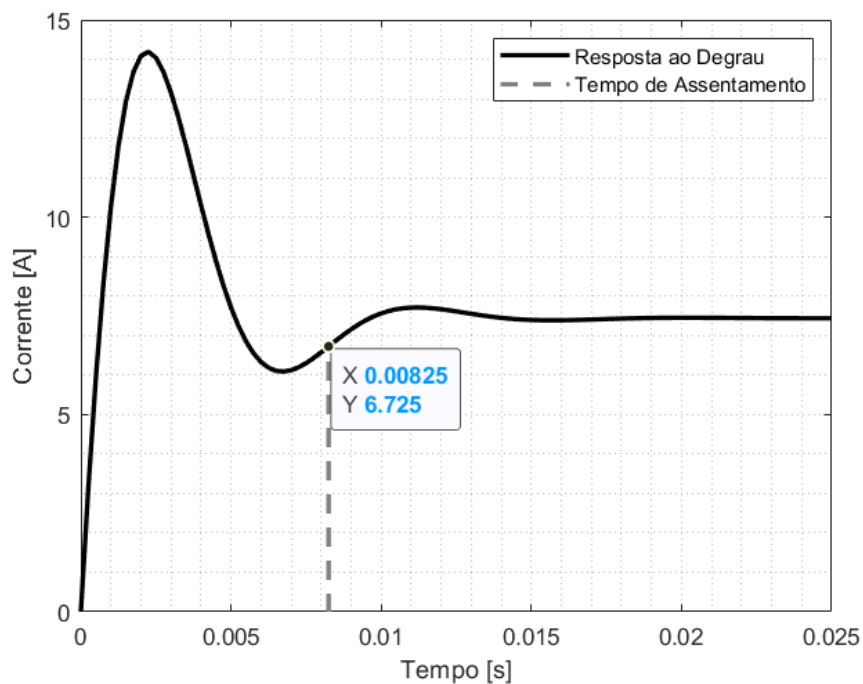
$$G_{id}(s) = \frac{K(s + \alpha)}{s^2 + 2\xi\omega_n s + \omega_n^2}, \quad (62)$$

o tempo de assentamento de 5% em torno do regime permanente pode ser calculado por  $\frac{3}{\xi\omega_n}$ , considerando zero não significativo.

Na representação da Equação (62),  $\xi$  representa o fator de amortecimento da planta e  $w_n$  a frequência natural do sistema. O primeiro parâmetro ( $\xi$ ) define o grau de amortecimento da resposta, isto é, se haverá oscilação durante o transitório ou não. O segundo parâmetro ( $w_n$ ) se relaciona com a velocidade da resposta e também com a localização dos polos no plano  $s$ .

Desta maneira, a planta da malha de corrente, numericamente representada pela Equação (58) possui fator de amortecimento igual a 0,4555, isto é, possui dinâmica sub-amortecida, e frequência natural de 787,0832  $rad/s$ . Neste contexto, o tempo de assentamento em malha aberta é calculado em 8,4 ms. A Figura 11 apresenta a resposta ao degrau da função de transferência  $G_{id}(s)$  a fim de ilustrar as suas características dinâmicas.

Figura 11 – Curva de dinâmica de corrente em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor

Com o intuito de manter algumas características da planta e não elevar demasiadamente os ganhos do controlador, optou-se por manter o tempo de assentamento em malha fechada próximo ao calculado para a malha aberta. Entretanto, percebe-se que há um *overshoot* significativo em regime transitório, que é desejado ser reduzido no projeto de controle. Logo, estabelecendo uma ultrapassagem máxima de 5% em torno do regime permanente e rastreando referências do tipo degrau, os requisitos de controle para a malha interna são apresentados na Tabela 3.

Atendendo à relação apresentada na Equação (34), o controlador deve dispor de quatro parâmetros independentes para a realização da sintonia. Essa condição conduz naturalmente à utilização de um compensador do tipo PID. Assim, a função de transferência

Tabela 3 – Requisitos de controle para a malha de corrente.

Parâmetro	Especificação
Tempo de assentamento	8 ms
Máxima ultrapassagem	5 %
Rastreamento para degrau	$\frac{1}{s}$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

genérica do controlador pode ser expressa como

$$C_{i,gen}(s) = \frac{As^2 + Bs + C}{s(s+p)}. \quad (63)$$

Por outro lado, a dinâmica de malha fechada especificada  $D_{mf}(s)$  é dada com base nos valores do fator de amortecimento e frequência natural de malha fechada. O primeiro parâmetro é calculado a partir da Equação (64) resultando em 0,6901. Por sua vez, o segundo parâmetro é calculado com base no tempo desejado de malha fechada, representado pela Equação (65), resultando em 543,3942 rad/s.

$$\xi_{mf} = \sqrt{\frac{1}{\frac{\pi}{\ln\left(\frac{mp}{100}\right)} + 1}} \quad (64)$$

onde  $mp$  representa a máxima ultrapassagem (*overshoot*) em malha fechada e,

$$w_{n,mf} = \frac{3}{\xi_{mf} t_{a,mf}} \quad (65)$$

onde  $t_{a,mf}$  representa o tempo de assentamento em malha fechada.

Ademais, a malha fechada resultante deve ser composta por quatro polos, isto é, deverá conter um polinômio de quarta ordem em seu denominador. Definindo dois pares de polos complexos conjugados em mesma posição, a Equação (34) resulta em

$$(s^2 + 2\xi_{mf}w_{n,mf}s + w_{n,mf}^2)^2 = D_c(s)D_g(s) + N_c(s)N_g(s). \quad (66)$$

Já utilizando as dinâmicas da planta, os parâmetros livres do controlador e as especificações de malha fechada, a mesma relação da Equação (66) pode ser representada matricialmente por

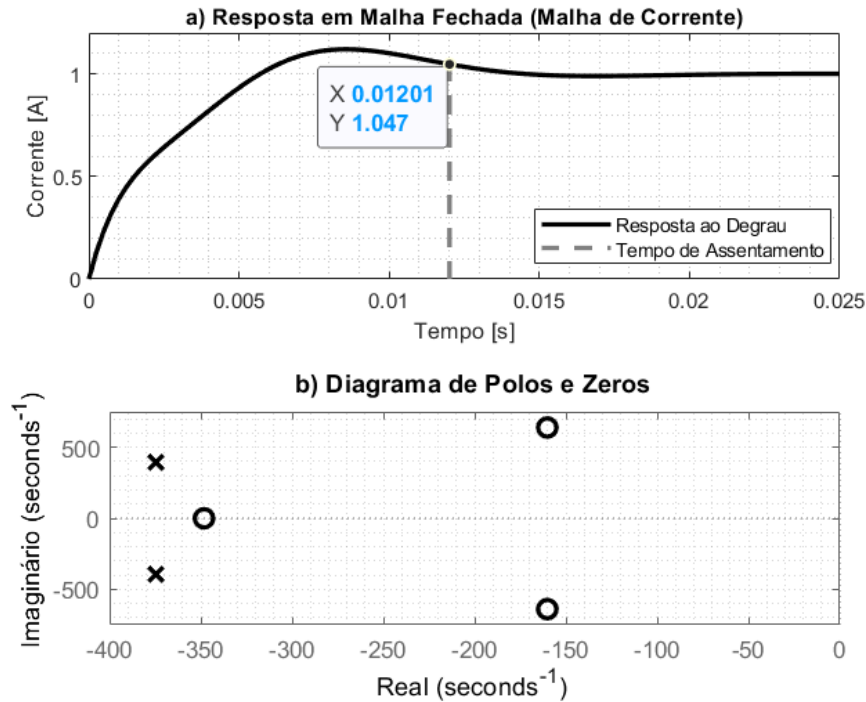
$$\begin{bmatrix} 13235 & 0 & 0 & 1 \\ 4609500 & 13235 & 0 & 716,9838 \\ 0 & 4609500 & 13235 & 619460 \\ 0 & 0 & 4609500 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ C \\ p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 4 \cdot \xi_{mf}w_{n,mf} - 716,9838 \\ (2\xi_{mf}w_{n,mf})^2 + 2 \cdot w_{n,mf}^2 - 619460 \\ 4 \cdot \xi_{mf}w_{n,mf}^3 \\ w_{n,mf}^4 \end{bmatrix}. \quad (67)$$

Resolvendo o sistema para os parâmetros livres do controlador, obtém-se a função de transferência dada pela Equação (68).

$$C_i(s) = \frac{0,04351s^2 + 13,94s + 18910}{s(s + 207,1)}. \quad (68)$$

Uma maneira de verificar se o controlador atende os requisitos de desempenho previamente definidos é analisar a curva da resposta ao degrau de malha fechada, isto é, utilizar o controlador projetado  $C_i(s)$  para controlar  $G_{id}(s)$ . A resposta ao degrau da realimentação da malha interna é apresentada na Figura 12.

Figura 12 – a) Curva de dinâmica de corrente em malha fechada.  
b) Diagrama de polos (x) e zeros (o).



Fonte: Elaborado pelo autor

Observa-se, inicialmente, na Figura 12 (a) que o tempo de assentamento foi superior ao previsto no projeto, assim como o *overshoot*, que atingiu aproximadamente 10 %. Esse comportamento está relacionado à presença de zeros na malha fechada, conforme evidenciado na Figura 12 (b). Neste trabalho, optou-se por não empregar filtros de referência para mitigar o sobressinal decorrente desses zeros, uma vez que a planta real apresenta discrepâncias em relação ao modelo matemático adotado (que é baseado nos valores nominais dos componentes). Tais diferenças (frequentemente descritas como erro de modelo) resultam das tolerâncias dos componentes eletrônicos e das perdas associadas, que divergem dos valores ideais especificados pelos fabricantes.

Além disso, o projeto de controle desenvolvido não incluiu o cancelamento explícito de dinâmicas da planta, pelos mesmos motivos apresentados no parágrafo anterior. A presença de incertezas paramétricas e perdas não modeladas torna essa estratégia menos confiável, podendo comprometer a robustez do controlador quando aplicado ao sistema físico real.

Utilizando a aproximação de Tustin, com período de amostragem definido como

$T = \frac{1}{20 \text{ kHz}}$ , a função de transferência discreta do controlador é representada por

$$C_i(z) = \frac{0,04365z^2 - 0,08655z + 0,04295}{z^2 - 1,99z + 0,9897}. \quad (69)$$

Convertendo a Equação (69) para a forma paralela de controladores PID's, pode-se definir explicitamente os ganhos  $K_p$ ,  $K_i$  e  $K_d$ , bem como a constante do filtro derivativo  $N$ , os quais são dados respectivamente, por -0,371317, 91,322606, 0,002014, 206,055412.

Essa configuração faz com que o controlador tenha um polo em zero (caracterizando o integrador como especificado) e o outro polo muito próximo do integrador. Esse resultado é fruto do mapeamento do plano  $s$  para o plano  $z$ , podendo ocasionar problemas de estabilidade no sistema físico (tendo em vista que os parâmetros da função de transferência utilizada pode não corresponder exatamente a do sistema físico).

Visando corrigir este efeito indesejado, optou-se pelo aumento do coeficiente do filtro derivativo para 215. Embora o polo correspondente se distancie do integrador (que é desejado nesse caso), essa mudança pode apresentar maior sensibilidade a ruídos de medição e permitir a passagem de maior quantia de conteúdo em altas frequências.

Em projetos de controladores para conversores chaveados, é importante analisar as margens de ganho e fase obtidas. Note que as margens são calculadas a partir da malha interna individual aberta, isto é,

$$L_{mi}(z) = C_i(z) \cdot G_{id}(z), \quad (70)$$

com  $L_{mi}(z)$  representando a função de transferência para análise das margens.

O objetivo da estrutura em cascata apresentada é justamente garantir margens de ganho e fase adequados. Desta maneira, a Figura 13 apresenta o Diagrama de Bode para  $L_{mi}(z)$ , juntamente com as margens obtidas. A margem de ganho obtida para a malha interna é de 36,8 dB, enquanto a margem de fase é de 68,6°.

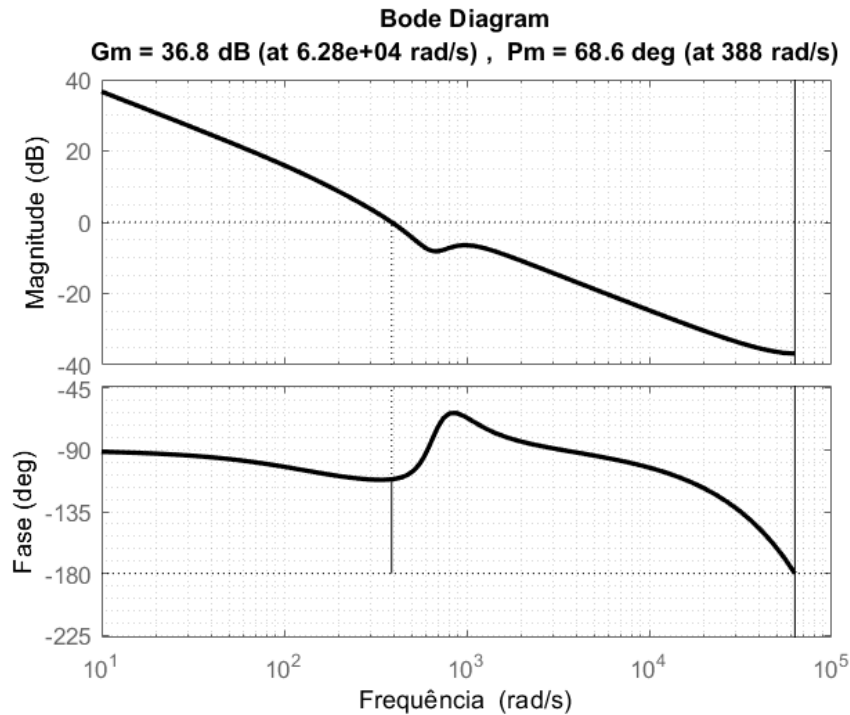
Sendo assim, a malha interna apresenta robustez e ampla distância em relação ao ponto crítico de instabilidade. Esses valores refletem um sistema bem amortecido, com baixa sensibilidade a variações paramétricas e atrasos de fase, sendo adequado para implementação prática em controle digital. Além disso, os ganhos do controlador da malha interna a serem utilizados nos testes simulados e práticos, são apresentados pela Tabela 4.

Tabela 4 – Ganhos e coeficiente do filtro derivativo para o controlador da malha interna.

Parâmetro	Abreviação	Ganho
Proporcional	$K_p$	-0,371317
Integral	$K_i$	91,322606
Derivativo	$K_d$	0,002014
Coeficiente do Filtro	$N$	215

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Figura 13 – Diagrama de bode para malha interna.



### 3.4.2 Controlador da Malha de Tensão

A planta da malha de tensão  $G_{vi}(s)$  apresenta característica de primeira ordem, podendo ser representada pela função de transferência genérica da Equação (71). Funções de transferência desta ordem tendem a apresentar transitório sem oscilações e, neste caso, mantendo um bom tempo de assentamento.

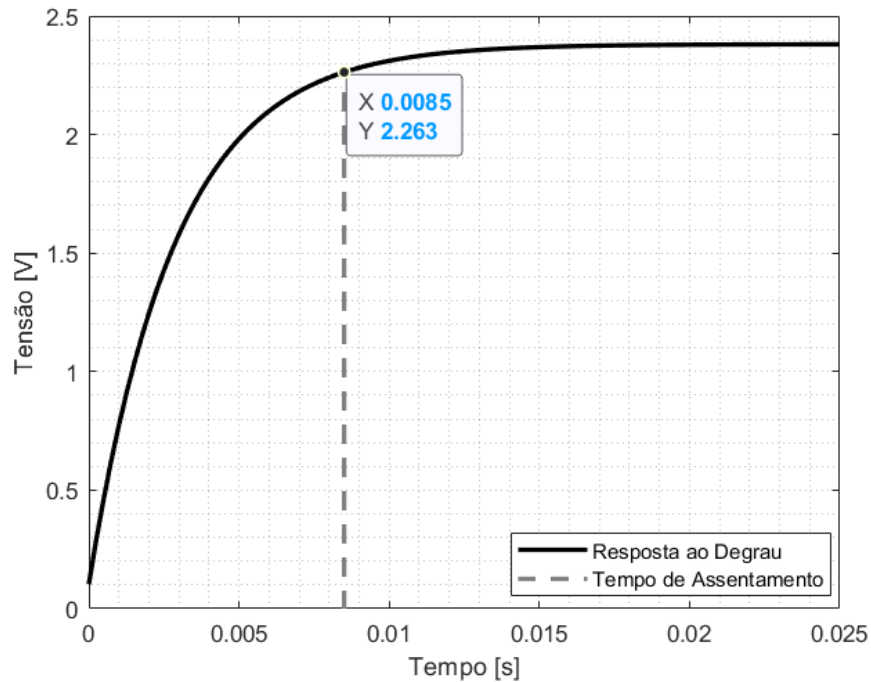
$$G_{vi}(s) = \frac{K(s + z)}{s + p_{ma}}. \quad (71)$$

Assim como no projeto do controlador da malha interna, inicialmente deve-se analisar as características da planta em malha aberta. Para a Equação (71), desconsiderando o efeito do zero existente o tempo de assentamento é dado por  $\frac{3}{p_{ma}}$ , resultando em 8,6 ms. Visando ilustrar essa dinâmica, na Figura 14 é mostrada a resposta ao degrau da planta da malha de tensão.

Em projetos de controladores estruturados em cascata, é fundamental que a malha interna (no caso, deste trabalho, responsável pelo controle da corrente) opere de forma significativamente mais rápida do que a malha externa (tensão). Assim, ao projetar o controlador de tensão, foi definido que a dinâmica resultante da malha fechada fosse, aproximadamente, dez vezes mais lenta que a dinâmica da malha de corrente, com o objetivo de garantir um desacoplamento entre as plantas.

Entretanto, conforme apresentado na Figura 14, o tempo de assentamento obtido para a planta de tensão é praticamente igual ao tempo de assentamento da malha fechada

Figura 14 – Curva de dinâmica de tensão em malha aberta.



Fonte: Elaborado pelo autor

de corrente. Isso indica a necessidade de reduzir a velocidade de convergência da malha externa, estabelecendo um tempo de assentamento alvo em torno de 80 ms. As especificações adotadas para o projeto do controlador de tensão são apresentadas na Tabela 5.

Tabela 5 – Requisitos de controle para a malha de tensão.

Parâmetro	Especificação
Tempo de assentamento	80 ms
Rastreamento para degrau	$\frac{1}{s}$

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

Atendendo a relação apresentada na Equação (34), o controlador deve dispor de três parâmetros livres utilizados para a realização da sintonia do controlador com as especificações desejadas. Assim, a função de transferência genérica utilizada para representar o controlador da malha externa é representado por

$$C_{v,gen}(s) = \frac{As + B}{s(s + p)}, \quad (72)$$

fazendo com que o denominador de malha fechada resulte em um polinômio de terceira ordem.

Dessa forma, a dinâmica em malha fechada é definida por três polos, sendo um deles o polo dominante (responsável por definir a dinâmica da resposta) enquanto os outros dois são posicionados de forma a serem aproximadamente cinco vezes mais rápidos. Essa

escolha garante a separação adequada entre as dinâmicas, permitindo que o polo dominante determine o comportamento transitório da malha externa. A partir dessa relação, o valor do polo dominante pode ser estimado por

$$p_d = \frac{3}{10t_{a,mf}}, \quad (73)$$

onde  $p_d$  representa o polo sobressalente dominante e  $t_{a,mf}$  o tempo de assentamento da malha fechada interna.

Com esta escolha de polos, a Equação (34) é dada por

$$s^3 + 11p_d s^2 + 35p_d^2 s + 25p_d^3 = D_c(s)D_g(s) + N_c(s)N_g(s). \quad (74)$$

Aplicando as dinâmicas da planta, os parâmetros livres do controlador e utilizando o polo desejado para a malha fechada de maneira genérica, a relação da Equação (74) é representada matricialmente como

$$\begin{bmatrix} 0, 1030 & 0 & 1 \\ 829, 2234 & 0, 1030 & 348, 2705 \\ 0 & 829, 2234 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} A \\ B \\ p \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 11p_d - 348, 2705 \\ 35p_d^2 \\ 25p_d^3 \end{bmatrix}. \quad (75)$$

Resolvendo o sistema matricial para os parâmetros livres do controlador, obtém-se a função de transferência dada pela Equação (76).

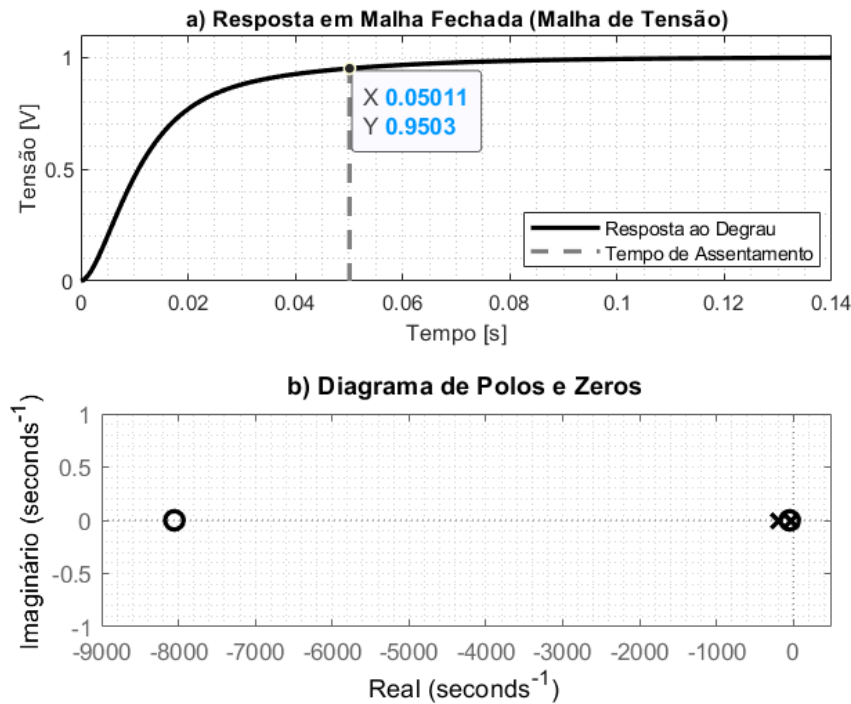
$$C_v(s) = \frac{33,64s + 1590}{s(s + 60,77)}. \quad (76)$$

As características da malha fechada resultante para a malha de tensão podem ser analisadas através da Figura 15, que ilustra a resposta ao degrau da malha de tensão. Para gerar essa curva,  $C_v(s)$  e  $G_{vi}(s)$  foram associados em série e realimentados com uma malha simples unitária.

Observa-se inicialmente, na Figura 15(a), que o tempo de assentamento obtido foi inferior ao estipulado em projeto, sem ocorrência de *overshoot* e apresentando ganho unitário para uma referência degrau de magnitude igual a um. O menor tempo de acomodação da resposta transitória está associada à influência dos zeros da malha fechada, conforme evidenciado na Figura 15(b). Neste trabalho, optou-se por não empregar filtros de referência para atenuar os efeitos introduzidos por esses zeros, uma vez que a planta real apresenta discrepâncias em relação ao modelo matemático linearizado utilizado no projeto. Tais diferenças (usualmente classificadas como erro de modelo) decorrem das tolerâncias dos componentes, bem como das perdas intrínsecas aos dispositivos eletrônicos, que se desviam dos valores ideais especificados pelos fabricantes.

Adicionalmente, o controlador proposto não contempla o cancelamento explícito de polos ou zeros da planta, pelos mesmos motivos discutidos anteriormente. A existência de incertezas paramétricas e dinâmicas não modeladas torna essa abordagem menos robusta,

Figura 15 – a) Curva de dinâmica de tensão em malha fechada.  
b) Diagrama de polos (x) e zeros (o).



Fonte: *Elaborado pelo autor*

podendo comprometer o desempenho e a estabilidade do sistema quando implementada no conversor físico.

Utilizando a aproximação de Tustin, com período de amostragem definido em  $T = \frac{1}{20 \text{ kHz}}$ , a função de transferência discreta do controlador da malha externa é representada por:

$$C_v(z) = \frac{0,0008406z^2 + 0,000001984z - 0,0008386}{z^2 - 1,997z + 0,997}. \quad (77)$$

Convertendo a Equação (77) para o formato paralelo de um controlador PID discreto, é possível definir diretamente os ganhos do compensador. Neste contexto, calcula-se  $K_p = 0,124311$ ,  $K_i = 7,559337$ ,  $K_d = -0,000588$  e  $N = 60,673853$ . Nota-se que o controlador tem comportamento muito próximo de um PI, uma vez que o ganho derivativo tende a ser reduzido em comparação com os demais ganhos.

De forma análoga ao projeto do controlador da malha de corrente, no qual o coeficiente do filtro derivativo foi ajustado para afastar o polo livre do integrador, o mesmo procedimento foi empregado no projeto da malha de tensão. Com o coeficiente do filtro em torno de 60, a posição do polo livre do controlador no círculo unitário situou-se em aproximadamente 0,997, valor muito próximo da borda do círculo unitário e, portanto, potencialmente problemático do ponto de vista da estabilidade.

O ajuste desse coeficiente foi realizado de maneira empírica, aumentando-se progressivamente seu valor e monitorando-se a localização dos polos no diagrama de polos e zeros.

O valor que proporcionou melhor reposicionamento do polo foi relativamente elevado, resultando em um coeficiente  $N$  de 210. Embora essa escolha tenha afastado satisfatoriamente o polo livre da vizinhança do integrador, ela introduziu um zero fora do círculo unitário, localizado em 1,012, o que pode implicar efeitos indesejados no comportamento transitório do sistema.

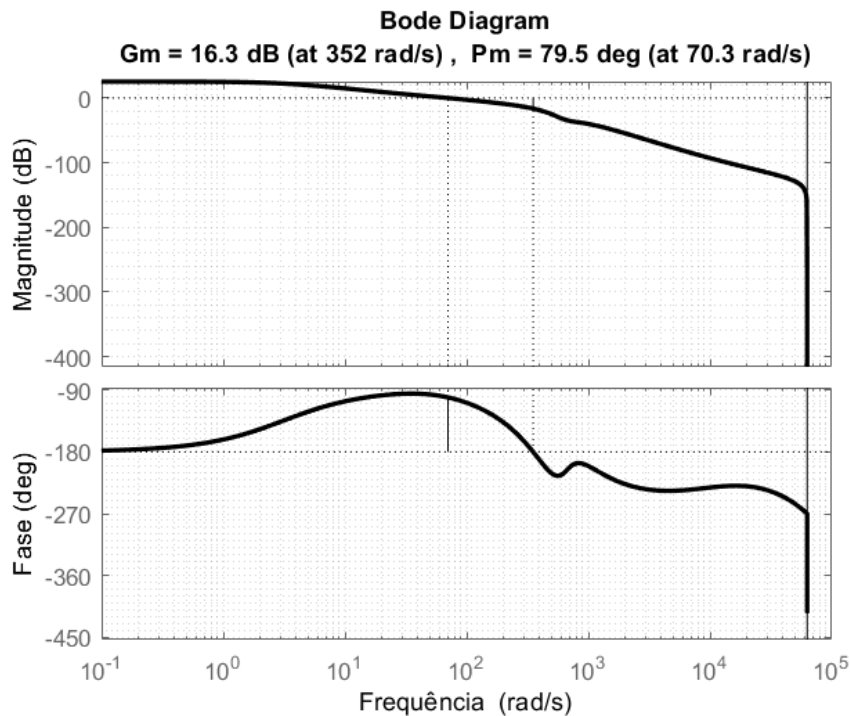
Por sua vez, as margens de ganho e de fase são obtidas através da análise resposta em frequência para a função de transferência dada por

$$L_{me}(z) = C_e(z) \cdot \left( \frac{C_i(z)G_{id}(z)}{1 + C_i(z)G_{id}(z)} \right) \cdot G_{vi}(z), \quad (78)$$

com  $L_{me}(z)$  representando a função de transferência de malha aberta para a malha externa.

Como destacado, o objetivo da estrutura em cascata é manter as margens de ganho e de fase distantes do ponto crítico de instabilidade. Para esta malha os valores obtidos foram de 16,3 dB para a margem de ganho e 79,5° para a margem de fase. Além disso, a Figura 16 apresenta o Diagrama de Bode para a função de transferência  $L_{me}(z)$ .

Figura 16 – Diagrama de bode para a malha externa.



Fonte: Elaborado pelo autor

Em suma, a malha externa indica estabilidade robusta e comportamento fortemente amortecido. O elevado valor da margem de fase evidencia uma resposta suave, com baixo ou inexistente sobresinal, enquanto a margem de ganho garante tolerância adequada a variações paramétricas e de carga. Ademais, os ganhos do compensador da malha externa (malha de tensão) são apresentados na Tabela 6.

Tabela 6 – Ganhos e coeficiente do filtro derivativo para o controlador da malha externa.

Parâmetro	Abreviação	Ganho
Proporcional	$K_p$	0,124311
Integral	$K_i$	7,559337
Derivativo	$K_d$	-0,000588
Coeficiente do Filtro	$N$	210

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

### 3.4.3 Implementação do Projeto de Controle

Para a implementação da estrutura de controle em cascata foram inseridas algumas etapas de processamento para filtrar os sinais medidos (visando redução de ruído) antes de serem fornecidos para os controladores, bem como foi adotada uma estratégia para inicialização do conversor boost, levando-o ao seu ponto de operação, antes do controlador ser acionado.

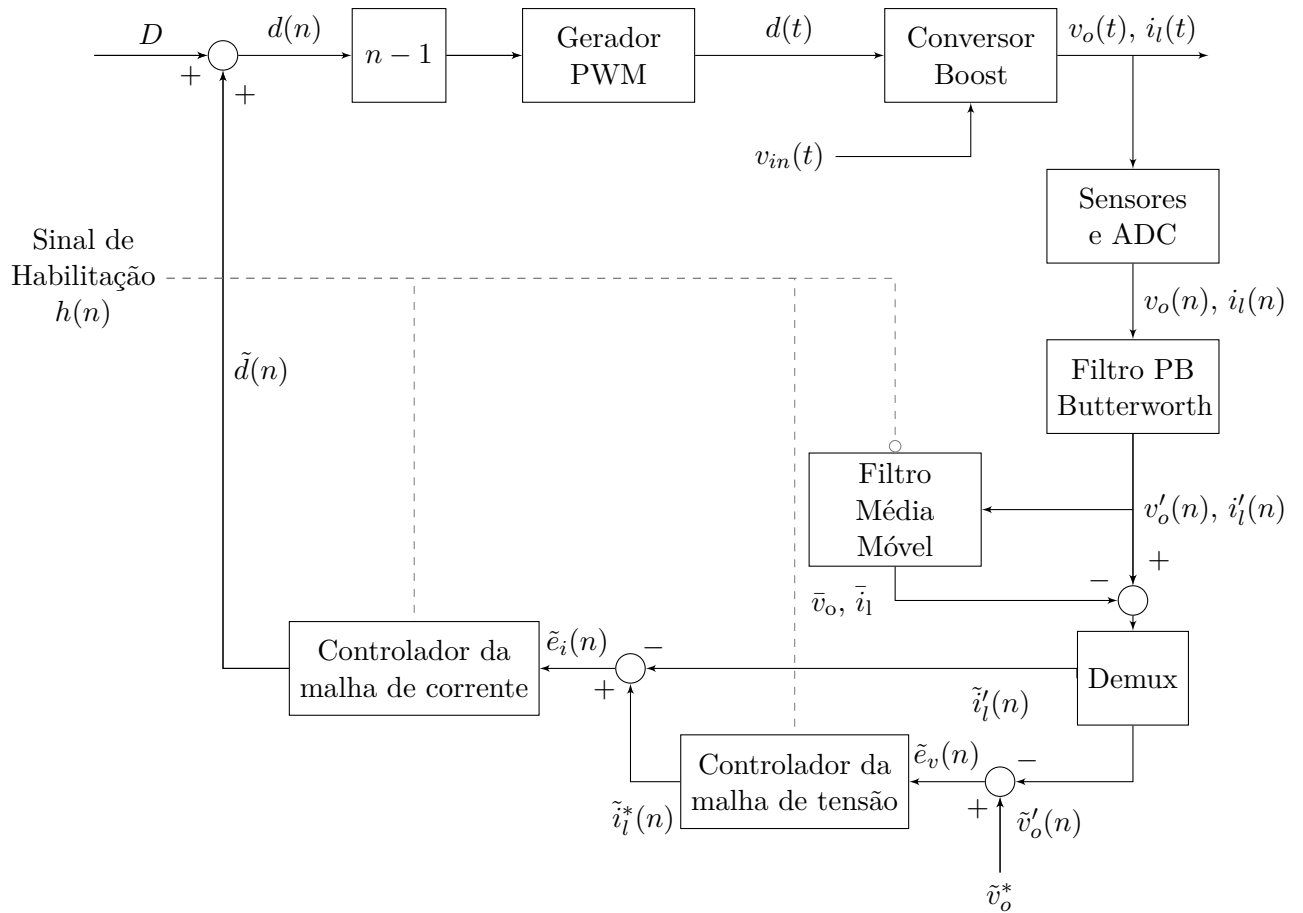
O diagrama da Figura 17 mostra a estrutura de processamento utilizada nos testes simulados e nos testes práticos. No diagrama,  $d(t)$  e  $v_{in}(t)$  são as entradas do conversor *boost* compostas, respectivamente, pela soma entre o ciclo de trabalho médio  $D$  e o ciclo de trabalho variacional calculado pela estrutura de controle  $\tilde{d}(n)$ , e, pela tensão de 5 V fornecida pela fonte de bancada. Adicionalmente,  $v'_o(n)$  e  $i'_l(n)$  são os sinais de saída do conversor já amostrados e filtrados.

Para calcular a parcela variacional das saídas, os seus valores médios  $\bar{v}_o$  e  $\bar{i}_l$  são estimados por um filtro média móvel de ordem 16 durante o período em que o sinal lógico de habilitação  $h(n)$  encontra-se em nível lógico baixo. Destaca-se que os valores médios calculados são utilizados apenas para a formulação do modelo matemático. Durante este mesmo período, os controladores ficam desativados e o conversor opera apenas em malha aberta. Com a ativação de  $h(n)$ , os valores médios  $\bar{v}_o$  e  $\bar{i}_l$  são armazenados (definindo o ponto de operação do conversor), dessa forma, os valores variacionais  $\tilde{i}'_l(n)$  e  $\tilde{v}'_o(n)$  são calculados a cada iteração  $n$  e direcionados (através de um demultiplexador) para os respectivos controladores.

Ainda durante o período em que o sinal lógico encontra-se ativo, os controladores passam a receber os sinais de erro variacional  $\tilde{e}_i(n)$  e  $\tilde{e}_v(n)$ , gerando os sinais de controle  $\tilde{i}^*_l(n)$  e  $\tilde{d}(n)$ . Para garantir que o ciclo de trabalho atualizado  $d(n)$  seja usado apenas no início do próximo ciclo aplica-se um atraso de uma amostra (tal operação é configurada no periférico do gerador PWM da placa de controle).

Ademais,  $v_o(n)$  e  $i_l(n)$  são os sinais de saída coletados pelos sensores. O sinal  $\tilde{v}^*_o$  trata-se da referência de tensão variacional para os controladores. Na implementação utilizada, essa referência é informada de forma absoluta ( $v^*_o$ ), mas antes de ser aplicada aos controladores, o valor médio de saída é descontado gerando o valor de variação ( $\tilde{v}^*_o = v^*_o - \bar{v}_o$ ) de referência em torno do ponto de operação.

Figura 17 – Diagrama do funcionamento e aplicação da estrutura em cascata.



Fonte: Elaborado pelo autor.

## 4 RESULTADOS

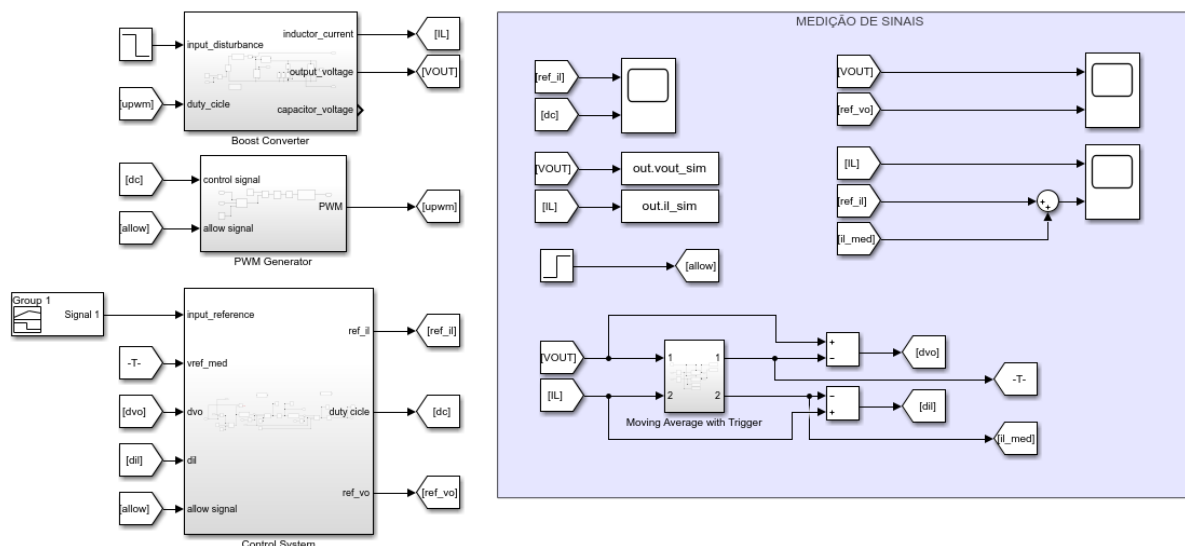
Este capítulo apresenta e discute os resultados obtidos do sistema de controle projetado. Inicialmente, são apresentados os resultados de simulação, que permitem avaliar o comportamento dinâmico do conversor sob a ação dos controladores desenvolvidos. Na sequência, são apresentados os resultados experimentais, organizados em quatro subseções que abordam o desempenho do sistema em diferentes condições de operação.

A primeira seção é dedicada à análise em ambiente de simulação, ressaltando os aspectos de estabilidade, resposta transitória e aderência ao modelo matemático utilizado no projeto. A segunda seção concentra-se nos resultados experimentais, divididos em quatro partes: i) resposta no ponto de operação, ii) resposta aos arredores do ponto de operação e iii) comportamento do sistema sob perturbações na fonte de tensão do conversor. Essa organização permite uma avaliação abrangente da eficácia e robustez do controlador proposto e da fidelidade entre o modelo teórico e o sistema físico real.

### 4.1 SIMULAÇÕES NUMÉRICAS

Para a realização das simulações numéricas utilizou-se o *software Matlab* e sua ferramenta de simulação *Simulink*. O cenário de simulação compreende todos os casos presentes nos testes práticos. A Figura 18 apresenta uma tela do *Simulink* contendo os principais blocos e elementos utilizados nas simulações.

Figura 18 – Cenário de simulação.



Fonte: *Elaborado pelo autor*

Durante os primeiros 0,3 segundos de simulação, o sinal de habilitação  $h(n)$  encontra-se em nível lógico baixo. Neste intervalo, o conversor *boost* inicia a sua operação em malha

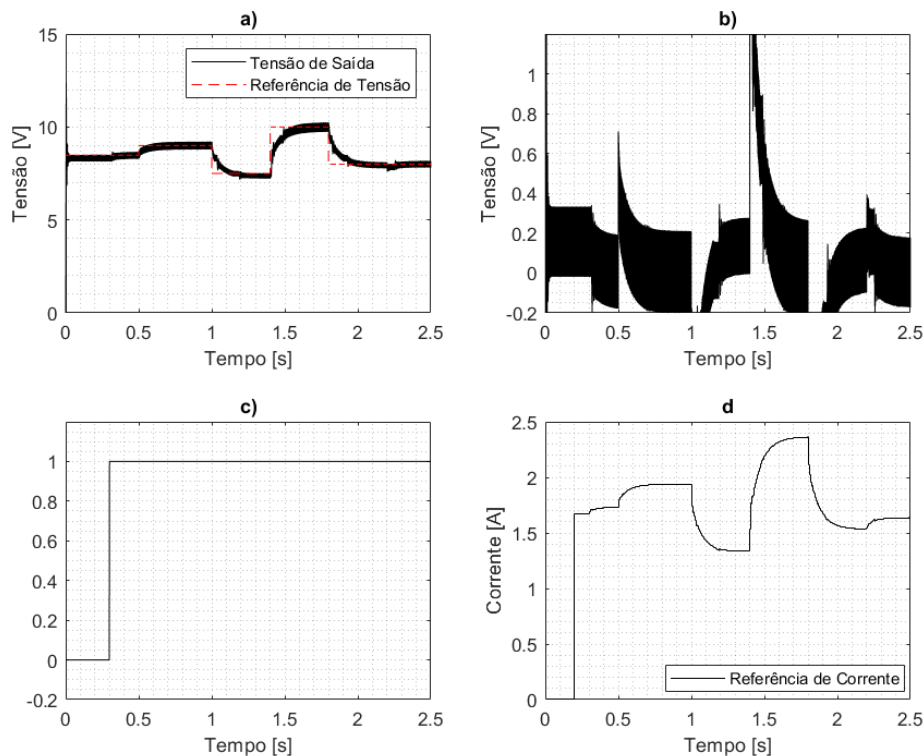
aberta e são realizadas as estimações dos valores médios da corrente do indutor  $\bar{i}_l$  e da tensão de saída  $\bar{v}_o$  (os quais definem o ponto de operação do conversor). Decorrido este período, o sinal lógico  $h(n)$  é habilitado, os valores estimados de  $\bar{i}_l$  e  $\bar{v}_o$  param de ser atualizados, e os controladores  $C_i(z)$  e  $C_v(z)$  passam a atuar sobre o conversor.

A variação de referência em torno do ponto de operação ocorre entre 0,5 e 1,8 segundos. Nesse intervalo, a referência  $v_o^*$  é alterada para valores entre 7,5 V e 10 V, sendo a variação de referência calculada como  $\tilde{v}_o^* = v_o^* - \bar{v}_o$ , onde  $\bar{v}_o$  foi estimado (nas simulações realizadas) em aproximadamente 8,5 V.

Nos testes simulados, o cenário de perturbação engloba apenas uma queda de tensão na fonte de entrada de 0,25 V. Neste contexto, em 2,2 segundos de simulação, a fonte de alimentação passa a fornecer apenas 4,75 V, mantendo-se a referência de saída  $v_o^*$  inalterada. Do ponto de vista do modelo, essa perturbação trata-se de um degrau negativo atuando sobre o conversor *boost*.

A Figura 19 apresenta as curvas de tensão de saída  $v_o(t)$  em malha fechada e da referência  $v_o^*$  (a), o erro de seguimento entre tensão de saída  $v_o(t)$  e referência  $v_o^*$  (b), o sinal de ativação  $h(n)$  dos controladores (c) e o sinal de controle  $\tilde{i}^*(n)$  gerado pelo controlador de tensão (d) (que é a referência da malha de corrente).

Figura 19 – a) Tensão de Saída em Malha Fechada. b) Erro de Seguimento para Malha de Tensão. c) Sinal de Ativação. d) Sinal de Controle da Malha Externa



Fonte: Elaborado pelo autor

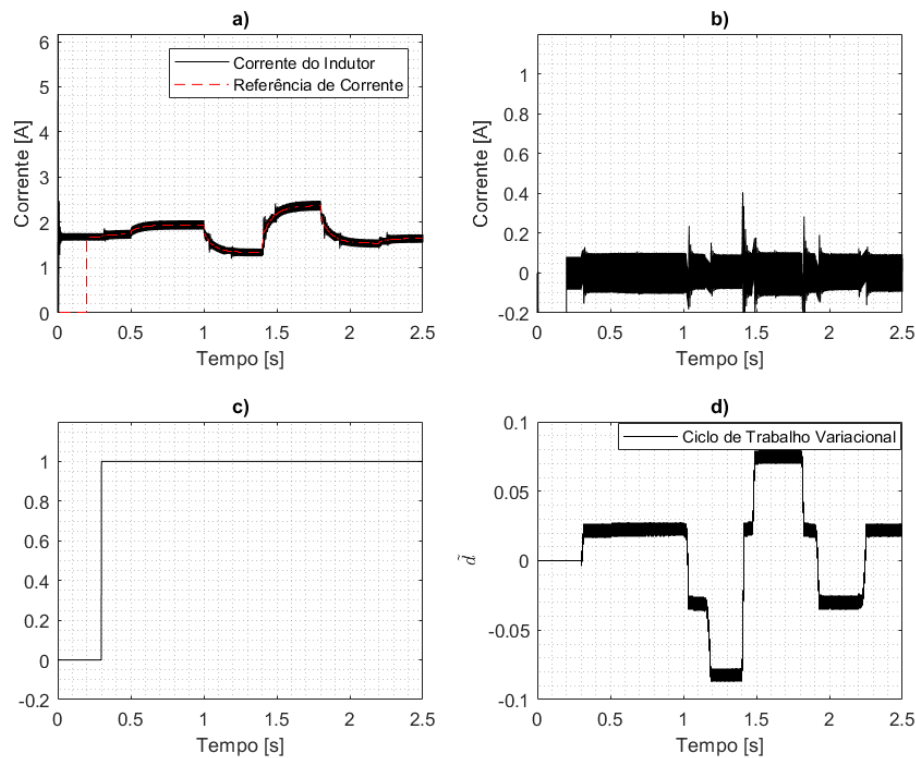
De maneira geral, pode-se notar que os controladores projetados atuaram satisfa-

toriamente, conseguindo fazer com que a saída  $v_o(t)$  rastreasse a tensão de referência  $v_o^*$  que variou dentro do intervalo de 7.5 V até 10 V. Nota-se também que a tensão de saída  $v_o(t)$  praticamente não sofreu alteração devido a perturbação da fonte de alimentação do conversor (ocorrida no instante de 2,2 segundos), indicando que os controladores foram capazes de rejeitar a perturbação ocorrida na tensão de entrada  $v_{in}(t)$ .

Ademais, nota-se que o erro de seguimento nos momentos em que o sistema atinge o regime permanente não é nulo por conta das oscilações (*ripple*) que ocorrem em função da carga e descarga do capacitor com a comutação das chaves. Por fim, observa-se que a referência de corrente (sinal de controle gerado) não apresenta transitórios demasiadamente velozes, ou seja, respeita as condições para o funcionamento da configuração em cascata utilizada.

A Figura 20 destaca as curvas de corrente do indutor  $i_l(t)$  em malha fechada (a), o erro de seguimento entre a corrente variacional  $\tilde{i}_l(t)$  e a referência  $\tilde{i}_l^*(t)$  (b), o sinal de ativação  $h(n)$  dos controladores (c) e o sinal de controle  $\tilde{d}(n)$  gerado pelo controlador de corrente (d) que representa o ciclo de trabalho variacional.

Figura 20 – a) Corrente do Indutor em Malha Fechada. b) Erro de Seguimento para Malha de Corrente. c) Sinal de Ativação. d) Sinal de Controle da Malha Interna. e) Aproximação da curva de tensão durante aplicação do distúrbio.



Fonte: Elaborado pelo autor

Assim como na análise das curvas de tensão, o comportamento para malha de corrente ocorreu conforme esperado para o ponto de operação e seus arredores, isto é,

observa-se seguimento de referência degrau com erro nulo, destacando que o erro presente é proveniente das oscilações da carga e descarga do indutor com a comutação das chaves.

Além disso, pode-se notar pequenas oscilações em regime transitório, o que também é esperado, uma vez que a malha fechada foi projetada para ter quatro polos complexos conjugados. Por fim, no intervalo de referências em que atuou, o controlador gerou sinal de controle  $\tilde{d}$  apenas entre -0,1 e 0,1, resultando em ciclos de trabalhos absolutos ( $D + \tilde{d}$ ) entre 0,4 e 0,6 que foram aplicados ao gerador PWM.

É importante destacar que as curvas da tensão de saída, da corrente no indutor e do sinal de controle gerado pela malha de tensão são apresentados em seus valores absolutos para melhor visualização e interpretação dos dados. Entretanto, todos os cálculos internos são realizados considerando as variáveis variacionais para todos os sinais, assim como demonstra o ciclo de trabalho variacional gerado pela malha de corrente.

## 4.2 TESTES PRÁTICOS

Para os testes práticos, foi utilizada a placa de desenvolvimento LAUNCHXL-F28379D (contendo o microcontrolador TMS320F28379D) para aquisição dos sinais do conversor *boost* bem como os valores dos sinais de controle calculados pelas duas malhas, implementação das etapas de processamento de sinais e cálculo dos sinais de controle. Especificamente, o microcontrolador foi programado através do *Simulink*, utilizando a biblioteca de blocos para os microcontroladores da família C2000 da *Texas Instruments* juntamente com o pacote *Embedded Coder* do *Simulink* para geração dos códigos em linguagem C.

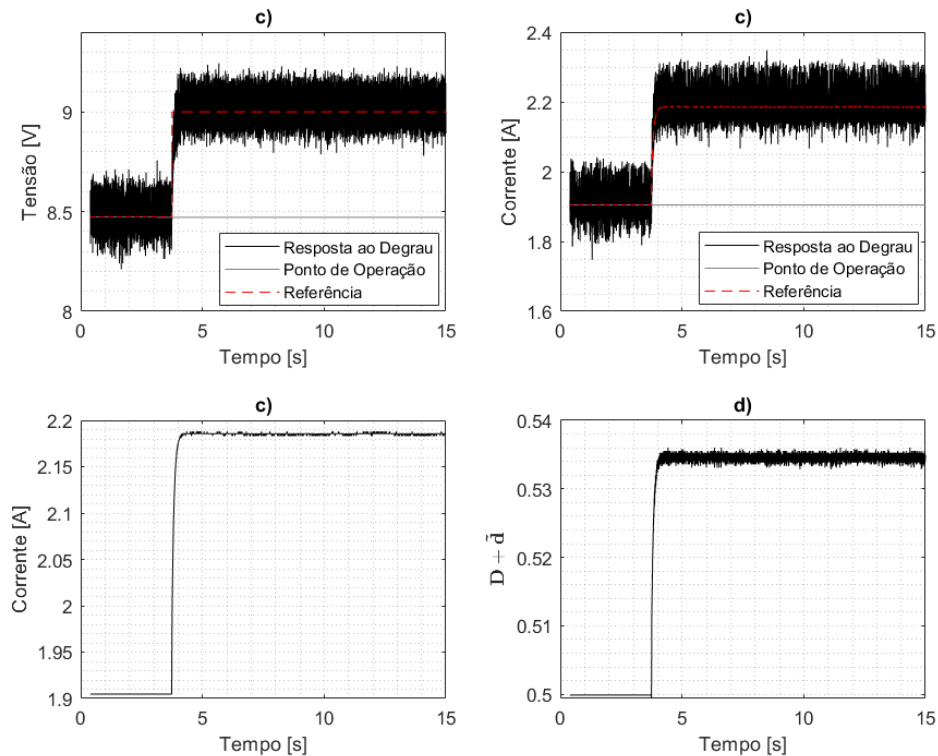
### 4.2.1 Exemplo 1

Este primeiro exemplo consiste em uma análise da dinâmica do sistema de controle com base na resposta do conversor para uma tensão de referência  $v_o^* = 9$  V muito próxima do ponto de operação de 8,5 V (atingido em malha aberta). Ou seja, ao acionar os controladores, a tensão de saída é elevada de 8,5 V para 9 V. O intuito é validar o funcionamento dos controladores em um cenário simples, para posteriormente, avaliar o comportamento da estrutura em cascata para outros valores de tensão de referência.

A Figura 21 apresenta a curva da tensão de saída  $v_o(t)$  (a), a curva da corrente do indutor  $i_l(t)$  (b), o sinal de controle gerado pela malha de tensão (c) e o sinal de controle gerado pela malha de corrente (d) (isto é, ciclo de trabalho variacional).

Diferentemente dos resultados obtidos em simulação, os ensaios práticos mostram que as respostas ao degrau das malhas apresentam tempos de assentamento muito próximos entre si. Esse comportamento pode ser atribuído ao fato de que o desacoplamento entre as plantas, embora eficaz no modelo teórico, não se reproduz com a mesma eficiência na planta física, em função das incertezas paramétricas e aproximações realizadas na modelagem matemática do conversor. Além disso, a dinâmica observada experimentalmente é mais

Figura 21 – a) Resposta ao Degrau para Tensão. b) Resposta ao Degrau para Corrente. c) Sinal de Controle da Malha de Tensão. d) Sinal de Controle da Malha de Corrente.



Fonte: *Elaborado pelo autor*

lenta do que a prevista no projeto, com os estados atingindo o regime permanente em aproximadamente 180 *ms*.

Apesar dessas diferenças, a forma geral do transitório permanece semelhante àquela obtida em simulação, indicando coerência entre o modelo e o comportamento real do conversor. Observa-se também que os sinais de controle apresentam variações suaves, sem a ocorrência de picos ou descontinuidades que possam prejudicar a operação do sistema de potência. Assim, este primeiro conjunto de resultados confirma a adequação dos controladores desenvolvidos e justifica a condução de testes experimentais mais abrangentes.

#### 4.2.2 Exemplo 2

Neste segundo exemplo dos testes práticos, são analisadas as respostas ao degrau do conversor para referências de tensão  $v_o^*$  de 7,5 V, 8 V, 9 V e 10 V. O intuito é verificar a capacidade do sistema de controle projetado em controlar o conversor *boost* tanto para tensões de referência  $v_o^*$  próximas quanto distantes do seu ponto de operação (8,5 V), analisando a robustez dos controladores frente a estas mudanças. Além disso, neste experimento o sinal de controle não é analisado, o foco principal é dado para as

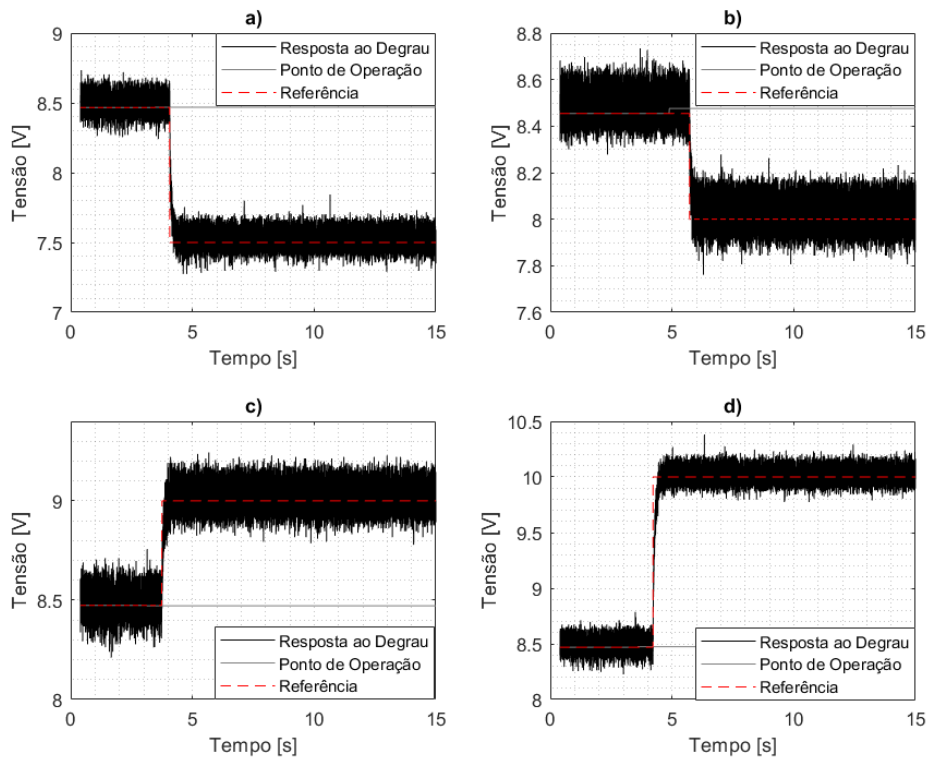
curvas de resposta em malha fechada e para o Erro Absoluto ( $EA$ ) calculado como

$$EA = v_o^* - \frac{1}{N} \sum_n v_o(n). \quad (79)$$

onde  $v_o^*$  denota a tensão de referência absoluta (ponto de operação acrescido da parcela variacional) e  $v_o(n)$  é a tensão medida na saída do conversor. Vale ressaltar que o  $EA$  é calculado apenas em regime permanente para verificar se o sistema de controle é capaz de levar a variável controlada para o valor desejado. Por fim, destaca-se que o  $EA$  também é calculado para a corrente do indutor utilizando uma equação similar a (79).

A Figura 22 apresenta as respostas ao degrau para as referências de tensão  $v_o^*$  de 7,5 V (a), 8 V (b), 9 V (c) e 10 V (d). É perceptível que todas as curvas apresentam dinâmica na fase transitória semelhante, o que é esperado. Para o  $EA$  em regime permanente, tem-se os seguintes resultados:  $-4,2442 \cdot 10^{-5}$  ( $v_o^* = 7,5$  V),  $-1,2274 \cdot 10^{-4}$  ( $v_o^* = 8,0$  V),  $-1,5093 \cdot 10^{-4}$  ( $v_o^* = 9$  V) e  $-1,7732 \cdot 10^{-4}$  ( $v_o^* = 10$  V), indicando que o sistema de controle foi capaz de levar a tensão de saída  $v_o(t)$  para o valor de referência  $v_o^*$  no regime permanente.

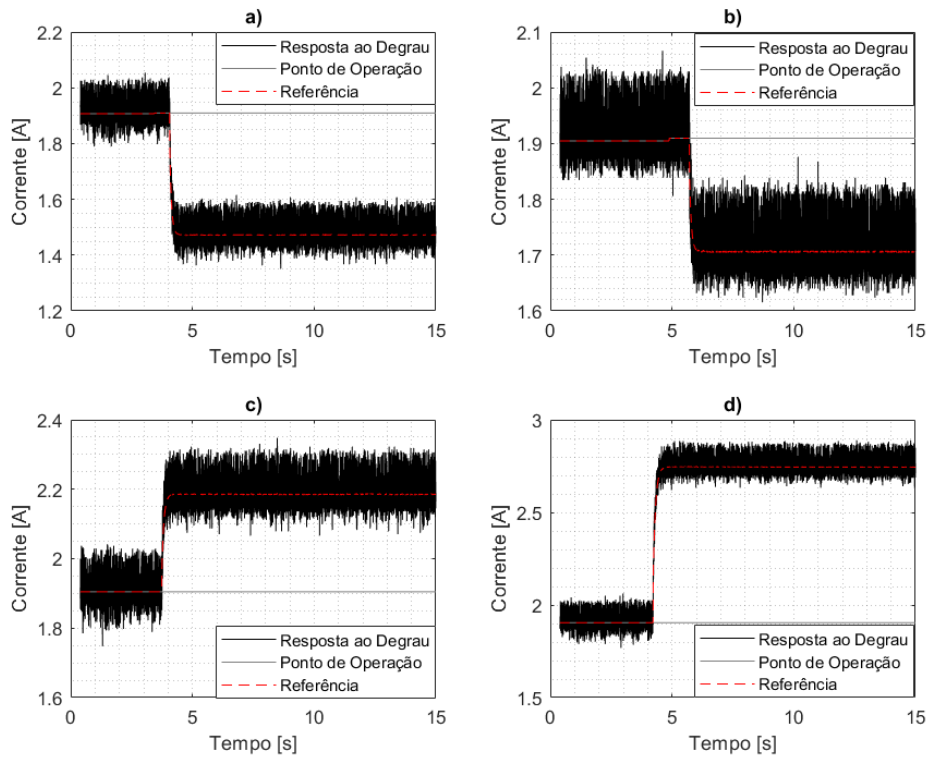
Figura 22 – a) Resposta ao Degrau da Malha de Tensão para Referência de 7,5 V. b) Resposta ao Degrau da Malha de Tensão para Referência de 8 V. c) Resposta ao Degrau da Malha de Tensão para Referência de 9 V. d) Resposta ao Degrau da Malha de Tensão para Referência de 10 V.



Fonte: Elaborado pelo autor

Analogamente, a Figura 23 apresenta as respostas ao degrau da corrente para as mesmas referências de tensão. Neste caso, além da parte transitória das curvas ser semelhante, o erro de seguimento também apresenta-se parecido, sendo calculados com  $-0,0011$  para  $7,5 V$ ,  $-9,6702 \cdot 10^{-4}$  para  $8 V$ ,  $-0,0012$  para  $9 V$  e  $-0,0012$  para  $10 V$ .

Figura 23 – a) Resposta ao Degrau da Malha de Corrente para Referência de  $7,5 V$ . b) Resposta ao Degrau da Malha de Corrente para Referência de  $8 V$ . c) Resposta ao Degrau da Malha de Corrente para Referência de  $9 V$ . d) Resposta ao Degrau da Malha de Corrente para Referência de  $10 V$ .



Fonte: *Elaborado pelo autor*

No cenário em que o sistema físico é afastado do ponto de operação, percebe-se que o Erro Absoluto ( $EA$ ) calculado para a corrente medida no indutor  $i_l$  tende a aumentar. Em contrapartida, perto do ponto de operação ( $v_o^* = 8 V$ ) o Erro Absoluto reduz significativamente. Já para o  $EA$  associado à tensão de saída, percebe-se semelhança entre os valores de erro calculados, ressaltando o menor Erro Absoluto para a referência ( $v_o^*$ ) de  $7,5 V$ .

Em suma, pode-se afirmar que os controladores projetados ( $C_i(z)$  e  $C_v(z)$ ) apresentem resultados satisfatórios em torno do ponto de operação quando aplicados em cascata. Além disso, grande parte do Erro Absoluto calculado é proveniente das variações provindas do armazenamento e consumo de energia com a comutação dos dispositivos semicondutores, nos valores das saídas ( $\tilde{v}_o(t)$  e  $\tilde{i}_l(t)$ ).

Tabela 7 – Erros Absolutos para as respostas ao degrau de tensão e corrente.

Referência	EA Tensão	EA Corrente
7,5 V	$-4,2442 \cdot 10^{-5}$	-0,0011
8 V	$-1,2274 \cdot 10^{-4}$	$-9,6702 \cdot 10^{-4}$
9 V	$-1,5093 \cdot 10^{-4}$	-0,0012
10 V	$-1,7732 \cdot 10^{-4}$	-0,0012

Fonte: Elaborado pelo autor, 2025.

### 4.2.3 Exemplo 3

O terceiro exemplo consiste em aplicar uma referência de tensão  $v_o^* = 9$  V e, em seguida, inserir uma perturbação na fonte de entrada. Essa perturbação consiste de uma queda de tensão semelhante a realizada na seção de simulação, entretanto, realizada manualmente no potenciômetro da fonte de bancada que fornece tensão para o conversor *boost*.

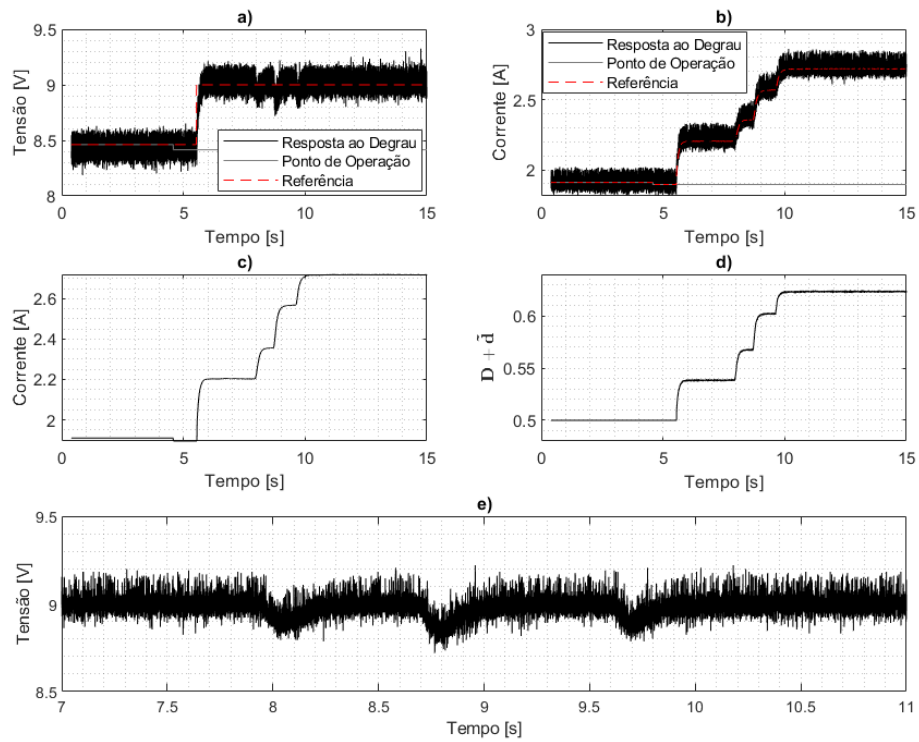
O objetivo deste exemplo é verificar a capacidade de rejeição de perturbação de degrau (na fonte de entrada) próximo ao ponto de operação. Como os controladores foram projetados visando seguir referências, não preocupa-se em prever o tempo de assentamento quando distúrbios são inseridos, apenas rejeitá-los com erro nulo em regime permanente, dado que a estrutura em cascata foi projetada para rejeitar sinais do tipo degrau.

Neste cenário, a Figura 24 apresenta a curva de resposta ao degrau para a malha de tensão (a), a curva de resposta ao degrau para a malha de corrente (b), o sinal de controle gerado pelo controlador de tensão (c) e o ciclo de trabalho aplicado ao conversor (d) (calculado pelo controlador de corrente e somado ao seu valor médio). Além disso, a Figura 24 (e), apresenta a aproximação da curva de tensão de saída ( $V_o + \tilde{v}_o$ ) durante a aplicação da perturbação, isto é, entre 7 segundos e 11 segundos.

Após o sistema atingir regime estacionário em 9 V, observa-se que as perturbações aplicadas são rejeitadas com erro nulo em regime permanente. Embora esse efeito não seja tão evidente na resposta ao degrau da malha de tensão, nota-se que o conversor demanda um aumento da corrente do indutor para compensar a queda momentânea de tensão. Esse comportamento era esperado, uma vez que o balanço de potência do conversor deve ser preservado, implicando que variações de tensão exigem ajustes correspondentes na corrente conduzida pelo indutor.

Adicionalmente, nota-se a elevação da porcentagem do ciclo de trabalho encaminhado ao gerador *PWM*, iniciando o exemplo em 0,5 e finalizando em 0,625. Portanto, pode-se afirmar que próximo do ponto de operação, os controladores configurados em cascata são robustos e capazes de rejeitar perturbações com característica de degrau.

Figura 24 – a) Resposta ao Degrau para Tensão com Aplicação de Distúrbio. b) Resposta ao Degrau para Corrente com Aplicação de Distúrbio. c) Sinal de Controle da Malha de Tensão com Aplicação de Distúrbio. d) Sinal de Controle da Malha de Corrente com Aplicação de Distúrbio. e) Aproximação da Resposta ao Degrau para Tensão Durante Aplicação do Distúrbio.



Fonte: Elaborado pelo autor

## 5 CONCLUSÃO

O desenvolvimento deste trabalho permitiu demonstrar a viabilidade, a eficiência e a robustez da estratégia de controle em cascata aplicada a um conversor boost operando em modo de condução contínua (CCM). A partir da modelagem matemática por espaço de estados, foi possível obter as funções de transferência necessárias à decomposição da dinâmica do conversor em duas plantas (corrente e tensão) possibilitando o projeto estruturado dos controladores das malhas interna e externa. Esse procedimento forneceu uma base teórica sólida para a definição dos requisitos dinâmicos e para a alocação dos polos de interesse, garantindo estabilidade e desempenho adequado.

As etapas de discretização, implementação digital e tratamento dos sinais de realimentação evidenciaram a importância de considerar fenômenos práticos como ruídos de medição, atrasos computacionais e tolerâncias dos componentes. Observou-se que tais fatores influenciam diretamente a resposta do sistema e contribuem para diferenças verificadas entre o comportamento simulado e o comportamento experimental. Ainda assim, os ensaios práticos mostraram que o controlador projetado foi capaz de regular a tensão de saída, impor limites à corrente do indutor e rejeitar perturbações com desempenho coerente com o modelo teórico.

Os resultados experimentais demonstraram boa aderência geral à dinâmica prevista, confirmando que a estratégia em cascata é adequada para conversores boost de pequeno porte e aplicações que exigem resposta rápida e operação segura. Além disso, verificou-se que o sistema responde de forma estável mesmo sob variações no fornecimento de tensão do conversor, mantendo sinais de controle suaves e compatíveis com uma operação fluida para o conversor. O estudo também destacou a relevância de uma modelagem precisa e da consideração de efeitos não ideais na fase de projeto, reforçando a importância de validações experimentais em trabalhos de controle para eletrônica de potência.

Por fim, o trabalho abre portas para aprimoramentos futuros, como a adoção de técnicas de controle robusto, métodos adaptativos ou observadores de estados, bem como a extensão da metodologia para conversores de maior complexidade ou sistemas integrados. As contribuições aqui apresentadas evidenciam o potencial da abordagem em cascata e fornecem um caminho sólido para a evolução de estratégias avançadas de controle em conversores estáticos.

## REFERÊNCIAS

CORPORATION, Rubycon. **YXJ Series: Radial Lead Aluminum Electrolytic Capacitors**. [S.l.: s.n.], 2023. Datasheet. Accessed from product documentation.

DATTA, Aniruddha; HO, Ming-Tzu; BHATTACHARYYA, Shankar P. **Structure and Synthesis of PID Controllers**. London: Springer London, 2000. (Advances in Industrial Control). ISBN 978-1-85233-614-1.

ERICKSON, Robert W. **Fundamentals of Power Electronics**. Dordrecht: Springer Science+Business Media Dordrecht, 1997. Originally published by Chapman & Hall. ISBN 978-1-4615-7648-8.

HART, Daniel W. **Eletrônica de Potência: Análise e Projetos de Circuitos**. 1. ed. [S.l.]: Bookman, 2012. p. 212–221.

KAZIMIERCZUK, Marian K. **Average Current-Mode Control of DC–DC Power Converters**. Hoboken, NJ, USA: Wiley, 2022. ISBN 978-1-119-59347-8.

LIU, Ya-long; ZHANG, Guan-yue; LI, Kuang-cheng. The Design of Switching Mode Power Supply Charger Based on PFC. In: PROCEEDINGS of the 2018 7th International Conference on Energy and Environmental Protection (ICEEP 2018). [S.l.]: Atlantis Press, 2018. p. 521–525.

MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos Não Isolados**. 2. ed. [S.l.]: Autores Independentes, 2006. p. 67–89.

MIDDLEBROOK, R. D.; ČUK, Slobodan. Averaged Modeling of Switching Power Converters. In: PROCEEDINGS of the IEEE Power Electronics Specialists Conference (PESC). Cleveland, OH, USA: IEEE, 1976. p. 3–12.

MONTEIRO, Vítor; PINTO, J. G.; EXPOSTO, Bruno; MONTEIRO, Luís F. C.; COUTO, Carlos; AFONSO, João L. A novel concept of unidirectional bridgeless combined boost-buck converter for EV battery chargers. In: 2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). [S.l.: s.n.], 2015. p. 190–195.

MORAES, Caio. **Circuitos Integrados Para Acionamento de Transistores Mosfet e Igbt**. [S.l.: s.n.].

[https : //eletronicadepotencia.com/acionamento\\_ttransistores\\_mosfet\\_igbt/](https://eletronicadepotencia.com/acionamento_ttransistores_mosfet_igbt/).

PEASE, Robert A. **Troubleshooting Analog Circuits**. [S.l.]: National Semiconductor, 1991.

PERSUHN, Carlos José. **Estudo e Desenvolvimento de Algoritmos de Estimação de Parâmetros Aplicados a Conversores Chaveados**. Blumenau, SC: [s.n.], 2024. Relatório Final de Pesquisa.

RECTIFIER, International. **IR2121: Current Limiting Low Side Driver**. [S.l.].

RECTIFIER, International. **IRF3710PbF: Hexfet Powe Mosfet**. [S.l.].

RIZQIAWAN, Arwindra; MUZAKKI, Muhammad Farras; FURQANI, Jihad. Improving efficiency of multi-phase cascaded DC-DC boost converters in discontinuous conduction mode suitable for renewable energy application. **International Journal of Power Electronics and Drive Systems (IJPEDS)**, Institute of Advanced Engineering e Science (IAES), v. 16, n. 2, p. 1248–1260, jun. 2025. ISSN 2088-8694.

SEMICONDUCTOR, On. **MUR840: Switch-mode Power Rectifiers**. [S.l.].

SEMICONDUCTORS, Vishay. **6N136: High Speed Optocoupler**. [S.l.].

TRIKI, Yacine; BECHOUICHE, Ali; SEDDIKI, Hamid; ABDESLAM, Djaffar Ould. A Smart Battery Charger Based on a Cascaded Boost-Buck Converter for Photovoltaic Applications. In: IECON 2018 - 44th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. [S.l.: s.n.], 2018. p. 3466–3471.

VERMA, Purnima; ANWAR, Md Nishat. Control of Boost Converter using Internal Model Control scheme in single loop and in cascade control structure. In: 2021 IEEE 18th India Council International Conference (INDICON). [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6.

WILLIAMS, Elliot. **Optocouplers: Defending Your Microcontroller, MIDI, And A Hot Tip For Speed**. [S.l.: s.n.]. <https://hackaday.com/2018/05/09/optocouplers-defending-your-microcontroller-midi-and-a-hot-tip-for-speed/>.

WU, Zhong; ZHAO, Jianhui; ZHANG, Jiyang. Cascade PID Control of Buck-Boost-Type DC/DC Power Converters. In: PROCEEDINGS of the 6th World Congress on Intelligent Control and Automation. Dalian, China: IEEE, 2006. p. 8467–8471.

ZHANG, Mengting; LI, Xiuliang; LIU, Jia; SU, Hongye; SONG, Jian. Digital LQR steady-state optimal control with feedforward for nonminimum phase boost DC-DC converter. In: PROCEEDINGS of the 28th Chinese Control and Decision Conference (CCDC). Yinchuan, China: IEEE, 2016. p. 384–389.

**APÊNDICE A – Planilha de cálculo**



## PLANILHA DE CÁLCULO CONVERSOR BOOST

Orientador: *Marcos Matsuo*  
 Aluno: *Carlos J. Persuhn*  
 Campus: Blumenau

### ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO: Boost - 12V -> 24V; 48W; 20kHz

Tensão de Entrada:	$E := 12 \text{ V}$
Tensão de Saída:	$V_o := 24 \text{ V}$
Corrente Média na Carga:	$I_o := 2,4 \text{ A}$
Frequência de Chaveamento:	$f := 20 \text{ kHz}$
Potência de Saída:	$P_o := V_o \cdot I_o = 57,6 \text{ W}$
Ondulação Máxima de Tensão de Saída:	$\Delta V_o := 5 \% \cdot V_o$
Ondulação Máxima Corrente do Indutor:	$\Delta I_L := 0,8 \text{ A}$

### Determinação dos parâmetros do conversor:

Razão Cíclica:

$$D := \frac{(V_o - E)}{V_o} = 0,5$$

Período:

$$T_p := \frac{1}{f} = 5 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

Tempo de Condução:

$$t_c := D \cdot T_p = 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

Tempo de Chave Aberta:

$$t_a := (1 - D) \cdot T_p = 2,5 \cdot 10^{-5} \text{ s}$$

Resistência de Saída:

$$R_o := \frac{V_o}{I_o} = 10 \text{ } \Omega$$

**Indutor:**

Indutância Crítica:

$$L_{min} := \frac{(D \cdot (1 - D)^2 \cdot R_o)}{2 \cdot f} = 3,125 \cdot 10^{-5} \text{ H}$$

Indutância Arbitrada:

$$L := \frac{(E \cdot D \cdot T_p)}{\Delta I_L} = 0,375 \text{ mH}$$

$$L := 0,75 \text{ mH}$$

### Correntes Máxima e Mínima:

Corrente de Pico Máxima:

$$I_{MAX} := \frac{I_O}{1-D} + \frac{(E \cdot D \cdot T_P)}{2 \cdot L} = 5 \text{ A}$$

Corrente de Pico Mínima:

$$I_{MIN} := \frac{I_O}{1-D} - \frac{(E \cdot D \cdot T_P)}{2 \cdot L} = 4,6 \text{ A}$$

### Capacitor:

Capacitância Mínima:

$$C := \frac{D}{R_O \cdot \frac{\Delta V_O}{V_O} \cdot f} = 50 \text{ } \mu\text{F} \quad C := 120 \text{ } \mu\text{C}$$

Resistência do Modelo do Capacitor

$$RES_{\Delta V_O} := \frac{\Delta V_O}{I_{MAX}} = 0,24 \text{ } \Omega$$

### Análise da Dinâmica do Indutor:

Durante Condução da Chave:

$$I_{L1}(t) := I_{MIN} + \frac{E}{L} \cdot t$$

Durante Condução do Diodo:

$$I_{L2}(t) := I_{MAX} - \frac{V_O}{L} \cdot t$$

Corrente Média no Indutor:

$$I_{L,MED} := \frac{1}{T_P} \cdot \left( \int_0^{t_c} I_{L1}(t) dt + \int_0^{t_a} I_{L2}(t) dt \right) = 4,7 \text{ A}$$

Corrente Eficaz no Indutor:

$$I_{L,EF} := \sqrt{\frac{1}{T_P} \cdot \left( \int_0^{t_c} I_{L1}(t)^2 dt + \int_0^{t_a} I_{L2}(t)^2 dt \right)} = 4,7046 \text{ A}$$

Tensão Máxima sob o Indutor:

$$V_{L,MAX} := V_O + \frac{1}{2} \cdot \Delta V_O = 24,6 \text{ V}$$

### Análise da Dinâmica do Diodo:

Dinâmica de Corrente sob o Diodo:

$$I_D(t) := I_{L2}(t)$$

Corrente Máxima no Diodo:

$$I_{D,MAX} := I_{MAX} = 5 \text{ A}$$

Corrente Média no Diodo:

$$I_{D,MED} := I_O = 2,4 \text{ A}$$

Corrente Eficaz no Diodo:

$$I_{D,EF} := \sqrt{\frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{t_a} I_D(t)^2 dt} = 3,2568 \text{ A}$$

Tensão Máxima sobre o Diodo:

$$V_{D,MAX} := V_{L,MAX} + E = 36,6 \text{ V}$$

**Análise da Dinâmica do Interruptor:**

Dinâmica de Corrente sob a Chave:

$$I_S(t) := I_{L1}(t)$$

Corrente Máxima no Interruptor:

$$I_{S,MAX} := I_{MAX} = 5 \text{ A}$$

Corrente Média no Interruptor:

$$I_{S,MED} := \frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{t_c} I_S(t) dt = 2,4 \text{ A}$$

Corrente Eficaz no Interruptor:

$$I_{S,EF} := \sqrt{\frac{1}{T_P} \cdot \int_0^{t_c} I_S(t)^2 dt} = 3,3951 \text{ A}$$

Tensão Máxima Reversa:

$$V_{S,MAX} := V_{D,MAX} = 36,6 \text{ V}$$

**Análise da Dinâmica do Capacitor:**

Corrente no Capacitor (chave fechada):

$$I_{C1}(t) := -I_O$$

Corrente no Capacitor (chave aberta):

$$I_{C2}(t) := I_{L2}(t) - I_O$$

Corrente Máxima no Capacitor:

$$I_{C,MAX} := I_{MAX} - I_O = 2,6 \text{ A}$$

Corrente Eficaz no Capacitor:

$$I_{C,EF} := \sqrt{\frac{1}{T_P} \cdot \left( \int_0^{t_c} I_{C1}(t)^2 dt + \int_0^{t_a} I_{C2}(t)^2 dt \right)} = 2,308 \text{ A}$$

Tensão Máxima sob o Capacitor:

$$V_{C,MAX} := V_O + \frac{1}{2} \cdot \Delta V_O = 24,6 \text{ V}$$

## Cálculo Físico do Indutor para o Conversor Boost



**Descrição:** Dimensionamento do Indutor do Conversor Boost

### Especificações:

Frequência de Comutação:	$f_s := 20 \text{ kHz}$
Corrente Média no Indutor:	$I_{L, MED} := 4,7 \text{ A}$
Corrente de Pico no Indutor:	$I_{L, MAX} := 5 \text{ A}$
Ondulação da Corrente:	$\Delta I_L := 0,8 \text{ A}$
Indutância Arbitrada:	$L := 0,75 \text{ mH}$
Densidade de Fluxo p/ Saturação:	$B_{MAX} := 0,3 \text{ T}$
Fator de Ocupação:	$k_w := 0,7$
Densidade de Corrente Máxima:	$J_{MAX} := 450 \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$

Dimensionamento do Núcleo:

$$AeAw := \frac{(L \cdot I_{L, MAX} \cdot I_{L, EF})}{B_{MAX} \cdot J_{MAX} \cdot k_w} = 1,8669 \text{ cm}^4$$

Núcleo Escolhido:

**E - 42 / 20**



### Dados do Núcleo:

Área da Seção Transversal do Núcleo:	$Ae := 2,4 \text{ cm}^2$
Área da Janela:	$Aw := 1,57 \text{ cm}^2$
Volume do Núcleo:	$V_{nucleo} := 23,3 \text{ cm}^3$
Comprimento Médio de Uma Espirra:	$MLT := 10,5 \text{ cm}$
Coefficiente de Perdas por Corrente Parasita:	$k_f := 4 \cdot 10^{-10} \text{ s}^2$
Coefficiente de Perdas por Histerese:	$k_h := 4 \cdot 10^{-5} \text{ s}$

### Número de Espirras:

$$Ne := \frac{(L \cdot I_{L, MAX})}{B_{MAX} \cdot Ae} = 52,0833$$

**Ne := 52**

**Entreferro:**

Permeabilidade do ar:

$$\mu_0 := 1 \mu_0$$

$$\mu_0 = 1,2566 \cdot 10^{-6} \frac{\text{m T}}{\text{A}}$$

Comprimento Total do Entreferro:

$$l_g := \frac{Ne^2 \cdot \mu_0 \cdot Ae}{L} = 1,0873 \text{ mm}$$

Comprimento de Um Entreferro:

$$l_{g,s} := \frac{l_g}{2} = 0,5437 \text{ mm}$$

**Cálculo da Bitola dos Condutores:**

Profundidade de Penetração:

$$\Delta := \frac{7,5}{\sqrt{f_s \cdot 1 \text{ s}}} \text{ cm} = 0,053 \text{ cm}$$

$$2 \cdot \Delta = 0,1061 \text{ cm}$$

□ Para este Coeficiente de Penetração, pode-se optar pelas característica de: **AWG16**

Seção do condutor nú:

$$S_{fio\_nu} := 0,013088 \text{ cm}^2$$

Seção do condutor isolado:

$$S_{fio\_isol} := 0,015207 \text{ cm}^2$$

Resistividade do Condutor (100 graus):

$$\rho_{fio} := 0,000176 \frac{\text{ohm}}{\text{cm}}$$

Bitola Necessária:

$$A_{cobre} := \frac{I_{L,EF}}{J_{MAX}} = 0,0105 \text{ cm}^2$$

Número de Condutores:

$$N_{cond} := \frac{A_{cobre}}{S_{fio\_nu}} = 0,7988$$

$$N_{cond} := 1$$

**Possibilidade de Execução:**

$$Aw_{min} := \frac{Ne \cdot N_{cond} \cdot S_{fio\_isol}}{k_w} = 1,1297 \text{ cm}^2$$

$$\frac{Aw_{min}}{Aw} = 0,7195$$

Devido a relação ao lado, o projeto pode ser executado! ( $Aw_{min}/Aw < 1$ ).

Comprimento do Chicote:

$$L_{chicote} := MLT \cdot Ne = 5,46 \text{ m}$$

### Cálculo Térmico (Perdas no Condutor):

Resistência de Condução:

$$R_{cobre} := \frac{\rho_{fio} \cdot L_{chicote}}{N_{cond}} = 0,0961 \Omega$$

Potência Dissipada no Cobre:

$$P_{cobre} := R_{cobre} \cdot I_{L,EF}^2 = 2,1269 \text{ W}$$

### Cálculo Térmico (Perdas Magnéticas):

Excursão de densidade de fluxo:

$$\Delta B := 0,1 \cdot B_{MAX} \cdot \frac{1}{T} = 0,03$$

$$\Delta B := \frac{V_{L,MAX}}{Ne \cdot Ae \cdot f_s} \cdot \frac{1}{T} = 0,0986$$

Perdas do Núcleo:

$$P_{nucleo} := \Delta B^{2,4} \cdot \left( k_h \cdot f_s + k_f \cdot f_s^2 \right) \cdot V_{nucleo} \frac{\text{W}}{\text{cm}} = 0,086 \text{ W}$$

Resistência Térmica no Núcleo:

$$AeAw_{real} := \frac{Ae \cdot Aw}{4 \text{ cm}} = 3,768$$

$$R_{nucleo} := 23 \cdot AeAw_{real}^{-0,37} \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}} = 14,0788 \frac{\Delta^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

Elevação da Temperatura:

$$\Delta T := \left( P_{cobre} + P_{nucleo} \right) \cdot R_{nucleo} = 31,1554 \Delta^\circ\text{C}$$

## CÁLCULO TÉRMICO PARA O DIODO:

Diodo Escolhido: **MUR840**

Barreira de Potência:

$$V_f := 1,3 \text{ V}$$

Tempo de Recuperação Reversa:

$$t_{rr} := 60 \text{ ns}$$

Corrente Reversa Máxima:

$$I_{rm} := 100 \text{ }\mu\text{A}$$

Temperatura da Junção:

$$T_j := 175$$

Temperatura Ambiente:

$$T_a := 25$$

Frequência de Chaveamento:

$$f_s = 20 \text{ kHz}$$

Tensão Reversa Máxima:

$$V_{D,MAX} = 36,6 \text{ V}$$

Resistência Junção-Ambiente:

$$R_{ja} := 73 \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

### Análise de Perdas:

Perdas em Condução:

$$Pd_{cond} := V_f \cdot I_{D,MED} = 3,12 \text{ W}$$

Perdas na Comutação:

$$Pd_{com} := \frac{t_{rr} \cdot I_{rm} \cdot V_{D,MAX} \cdot f_s}{2} = 2,196 \cdot 10^{-6} \text{ W}$$

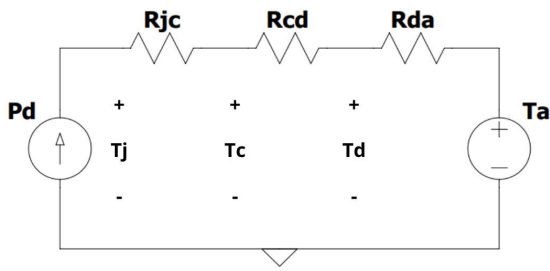
Perda Total:

$$Pd_{total} := Pd_{cond} + Pd_{com} = 3,12 \text{ W}$$

Máxima Rja Permitida:

$$R_{ja,max} := \frac{T_j - T_a}{Pd_{total}} = 48,0769 \cdot \frac{1}{1} \frac{\text{ }^\circ\text{C}}{\text{W}}$$

**NECESSITA DA INSERÇÃO DE UM DISSIPADOR!**



MODELO DISSIPADOR

Potência Dissipada:	$Pd_{total} = 3,12 \text{ W}$
Temperatura Máxima de Junção:	$T_j = 175$
Resistência Junção Ambiente Máxima:	$R_{ja,max} = 48,0769 \frac{\text{S}}{\text{A}}$
Resistência Junção Capsula:	$R_{jc} := 2 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$
Resistência Capsula Dissipador (T0-220):	$R_{cd} := 4 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$
Temperatura Ambiente:	$T_{am} := 25 \text{ °C}$

Resistência Junção Ambiente Desejada:

$$R_{ja,d} := 0,8 \cdot R_{ja,max} \qquad R_{ja,d} := 38 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$$

Resistência Dissipador Ambiente:

$$R_{da} := R_{ja,d} - R_{jc} - R_{cd} = 32 \frac{\text{°C S}}{\text{A}}$$

Qualquer valor abaixo e próximo de Rda pode ser utilizado para definir o dissipador

Do catálogo da HS dissipadores:

Modelo Escolhido: HS1616L

Fator de Correção:

$$F_c := 2$$

Resistência Dissipador Ambiente do Dissipador:

$$R_{da,hs1616l} := 10,6 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$$

Grau e Dissipação Real:

$$R_{da,REAL} := R_{da,hs1616l} \cdot F_c = 21,2 \frac{\text{°C S}}{\text{A}}$$

$$R_{da,REAL} := 21 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$$

Validação:

$$P_{dissipada} := Pd_{total} \cdot (R_{jc} + R_{cd} + R_{da,REAL}) = 84,2401 \text{ °C}$$

$$T_{j,REAL} := 84,24 + 25 = 109,24$$

Tj(Real) < Tj(max), portanto, dissipador atende o requisito de temperatura!

## CÁLCULO TÉRMICO PARA O TRANSISTOR:

Transistor Escolhido: **MOSFET IRF3710**

"Fall-time":  $t_f := 47 \text{ ns}$

"Rise-time":  $t_r := 58 \text{ ns}$

Frequência de Comutação:  $f_s = 20 \text{ kHz}$

Corrente no Dreno:

$$I_{d,on} := \frac{I_{MAX} + I_{MIN}}{2} \quad I_{d,on} = 4,8 \text{ A}$$

Tensão Reversa Máxima no Transistor:

$$V_{ds,off} := V_{S,MAX} \quad V_{ds,off} = 36,6 \text{ V}$$

Resistência Dreno-Source:

$$R_{ds,on} := 23 \text{ m}\Omega$$

Temperatura Junção-Ambiente Máxima:

$$T_{ja} := 175$$

Temperatura Ambiente:

$$T_a = 25$$

Resistência Junção-Ambiente:

$$R_{\theta} := 62 \frac{\text{°C}}{\text{W}}$$

### Análise de Perdas:

Perdas em Condução:

$$Pm_{cond} := R_{ds,on} \cdot I_{S,EF}^2 = 0,2651 \text{ W}$$

Perdas de Comutação:

$$Pm_{com} := \frac{f_s}{2} \cdot (t_r \cdot t_f) \cdot I_{d,on} \cdot V_{ds,off} \cdot \frac{1}{s} = 4,789 \cdot 10^{-9} \text{ W}$$

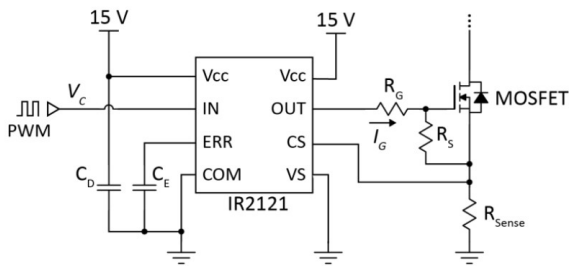
Perda Total:

$$Pm_{total} := Pm_{cond} + Pm_{com} = 0,2651 \text{ W}$$

Máxima Rja permitida:

$$Rm_{ja,max} := \frac{T_{ja} - T_a}{Pm_{total}} = 565,7958 \frac{1}{\text{W}}$$

Note que  $R_{\theta} \ll Rm_{ja,max}$ , logo, o mosfet escolhido pode ser utilizado!



Carga Total de Gate:	$Q_{G,TOTAL} := 130 \text{ nC}$
Tempo de Comutação Adotado:	$t_{c,adt} := 140 \text{ ns}$
Resistência de Gate (MOSFET):	$R_{G,MOSFET} := 4,54 \text{ } \Omega$
Tensão Aplicada ao Gate:	$V_G := 15 \text{ V}$
Tensão de Threshold do Source:	$V_{CSTH} := 230 \text{ mV}$

Corrente Fornecida pelo Driver:

$$I_G := \frac{Q_{G,TOTAL}}{t_{c,adt}} = 0,9286 \text{ A}$$

Resistência Total de Gate:

$$R_{G,T} := \frac{V_G}{I_G} = 16,1538 \text{ } \Omega$$

Resistência de Saída do Driver:

$$R_G := R_{G,T} - R_{G,MOSFET} = 11,6138 \text{ } \Omega$$

Destaca-se que o tempo de acomodação foi adotado maior que os tempos de subida (rise) e descida (fall) devido ao driver ser capaz de fornecer no máximo 1A para o gate. Embora aumente as perdas durante a comutação, o tempo adotado é válido e muito menor que o tempo associado a taxa de trabalho.

Tempo associado a taxa de trabalho:

$$T_D := \frac{D}{f} = 25 \text{ } \mu\text{s}$$

Tempo de Comutação adotado:

$$t_{c,adt} = 140 \text{ ns}$$

Relação de Chaveamento:

$$\frac{t_{c,adt}}{T_D} = 0,0056$$

É de boa prática adotar uma resistência entre o gate e o source de  $R_s = 100 \text{ k}\Omega$ .

Se necessário pode-se adotar uma resistência que atua como sensor para correntes indesejadas que circulam pelo mosfet, a fim de desativar o driver de comando de gate.

$$R_{SENSE} := \frac{V_{CSTH}}{I_{S,MAX}} = 0,046 \text{ } \Omega$$

Para os capacitores de entrada do driver, cujas funcionalidades são de regulação e redução de ruídos, pode-se adotar valores entre 0.1nC e 10nC.