

UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS  
Escola de Engenharia  
Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Vitor Gomes Neves

Desenvolvimento de Controle  
Descentralizado para Equilíbrio de  
Correntes em Conversores *Boost*  
Paralelo

Belo Horizonte

2024

Vitor Gomes Neves

**DESENVOLVIMENTO DE CONTROLE  
DESCENTRALIZADO PARA EQUILÍBRIO DE  
CORRENTES EM CONVERSORES *BOOST*  
PARALELO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Minas Gerais em cumprimento parcial às exigências para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Victor Flores Mendes

Coorientadores: Prof. Dr. Clodualdo Venício de Sousa, Prof. Dr. João Lucas Da Silva

Belo Horizonte

2024

N518d

Neves, Vitor Gomes.

Desenvolvimento de controle descentralizado para equilíbrio de correntes em conversores *boost* paralelo [recurso eletrônico] / Vitor Gomes Neves. - 2024.

1 recurso online (111 f. : il., color.) : pdf.

Orientador: Victor Flores Mendes.

Coorientadores: Clodualdo Venício de Sousa, João Lucas da Silva.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Minas Gerais, Escola de Engenharia.

Bibliografia: f. 104-111.

1. Engenharia elétrica - Teses. 2. Conversores de corrente elétrica - Teses. 3. Eletrônica de potência - Teses. I. Mendes, Victor Flores. II. Sousa, Clodualdo Venício de. III. Silva, João Lucas da. IV. Universidade Federal de Minas Gerais. Escola de Engenharia. V. Título.

CDU: 621.3(043)



UNIVERSIDADE FEDERAL DE MINAS GERAIS

## **"Desenvolvimento de Controle Descentralizado Para Equilíbrio de Correntes em Conversores Boost Paralelo"**

**Vitor Gomes Neves**

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 14 de outubro de 2024.

Por:

---

**Prof. Dr. Victor Flores Mendes  
DEE (UFMG) - Orientador**

---

**Prof. Dr. Clodualdo Venicio de Sousa  
(UNIFEI) - Coorientador**

---

**Prof. Dr. João Lucas Silva  
(UNIFEI) - Coorientador**

---

**Prof. Dr. Gabriel Azevedo Fogli  
DELT (UFMG)**

---

**Prof. Dr. Tiago de Sá Ferreira  
(UNIFEI)**

---

**Prof. Dr. Eduardo Moreira Vicente  
(UFSJ)**



Documento assinado eletronicamente por **Victor Flores Mendes, Professor do Magistério Superior**, em 14/10/2024, às 18:03, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Clodualdo Venicio de Sousa, Usuário Externo**, em 15/10/2024, às 11:35, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Gabriel Azevedo Fogli, Professor do Magistério Superior**, em 16/10/2024, às 18:18, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Tiago de Sá Ferreira, Usuário Externo**, em 16/10/2024, às 23:00, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **Eduardo Moreira Vicente, Usuário Externo**, em 28/10/2024, às 08:08, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



Documento assinado eletronicamente por **João Lucas da Silva, Usuário Externo**, em 31/10/2024, às 18:18, conforme horário oficial de Brasília, com fundamento no art. 5º do [Decreto nº 10.543, de 13 de novembro de 2020](#).

---



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site [https://sei.ufmg.br/sei/controlador\\_externo.php?acao=documento\\_conferir&id\\_orgao\\_acesso\\_externo=0](https://sei.ufmg.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador **3638368** e o código CRC **27DC898F**.

---

# Agradecimentos

A conclusão do meu mestrado representa um marco significativo na minha vida acadêmica e profissional, e por isso, gostaria de expressar minha profunda gratidão.

Primeiramente, agradeço à proteção de Deus que me acompanhou durante todo esse processo, iluminando meu caminho e me proporcionando força nos momentos desafiadores.

Quero também dedicar um agradecimento especial à minha família e amigos, que foram fundamentais nesse percurso. O apoio, a compreensão e o incentivo de vocês foram essenciais para que eu pudesse alcançar este título.

Agradeço ao meu orientador, Victor, e aos coorientadores, Clodualdo e João, por sua orientação, paciência e dedicação. Suas valiosas contribuições e *insights* foram cruciais para o desenvolvimento deste trabalho, e sou muito grato por todo o apoio que recebi.

Agradeço aos técnicos, discentes e docentes do grupo de pesquisa Controle e Conversão de Energia Elétrica (CCEE) da UNIFEI - Campus Itabira e do Laboratório de Conversão e Controle de Energia (LCCE) da UFMG, que contribuíram para a expansão dos meus aprendizados e foram cruciais na obtenção dos resultados almejados. A troca de experiências e o ambiente colaborativo foram determinantes para o desenvolvimento deste trabalho.

Por fim, expresso minha gratidão à UFMG e à UNIFEI, instituições que me proporcionaram apoio, estrutura e oportunidades valiosas durante minha trajetória. Obrigado a todos que, de alguma forma, contribuíram para a realização deste sonho.

*Aprendi que a coragem não é a ausência do medo, mas o triunfo sobre ele. O homem corajoso não é aquele que não sente medo, mas o que conquista esse medo.*

*Nelson Mandela*

# RESUMO

Os conversores celulares são estruturas multiníveis que são capazes de operar de forma relativamente independente. Essa implementação tem sido cada vez mais utilizada com a expansão da eletrônica de potência voltada aos sistemas de geração de energia elétrica e na popularização dos carros elétricos. Nesses sistemas é importante garantir uma igual distribuição de corrente entre as células e a redução da relevância dos barramentos de comunicação é crucial para garantir a robustez do sistema. Desse modo, esse projeto se propõe a elaborar um controle de desequilíbrios de corrente de maneira completamente descentralizado para um conversor do tipo *boost* paralelo, de modo que com base nos valores de tensão medida em uma célula se estime a corrente dos demais módulos. Assim, por meio de simulações no software PLECS, se define os comportamentos das variáveis elétricas do conversor, constrói-se uma estrutura de estimador e projeta-se os controladores para esse sistema. Os comportamentos das equações e controladores são validados por software. Desse modo, o conversor *boost* tem seu estimador e controle estruturado permitindo a sua utilização para garantir o equilíbrio das correntes do conversor. Por meio dos testes foi avaliada a capacidade do sistema de operar em diferentes condições de operação, bem como a variação dos erros de balanceamento observados. Além disso, foi analisada a capacidade de reduzir os desequilíbrios de corrente, mesmo com variações paramétricas nos indutores dos conversores *boost*.

Palavras-chave: *boost* paralelo; conversor celular; conversor multinível; controle descentralizado; controle de desequilíbrio.

# ABSTRACT

Cellular converters are multilevel structures capable of operating relatively independently. This implementation has been increasingly used with the expansion of power electronics aimed at electrical power generation systems and the popularization of electric cars. In these systems, it is important to ensure an equal distribution of current among the cells, and reducing the relevance of communication buses is crucial to ensure system robustness. Thus, this project proposes to develop a completely decentralized current unbalance control for a parallel boost converter, so that, based on the voltage values measured in one cell, the status of the other modules can be estimated. Through simulations in PLECS software, the behaviors of the converter's electrical variables are defined, an estimator structure is built, and controllers for this system are designed. The behaviors of the equations and controllers are validated by software. Therefore, the boost converter has its estimator and control structured, allowing its use to ensure the balance of the converter's currents. The tests assessed the system's ability to operate under different operating conditions, as well as the variation in balancing errors observed. In addition, the ability to reduce current imbalances was analyzed, even with parametric variations in the boost converter inductors.

*Keywords: parallel boost. cellular converter; multilevel converter; decentralized control; unbalance control.*

# Lista de Ilustrações

|   |    |
|---|----|
| Figura 1 – Histórico de crescimento de geração de energia elétrica no Brasil. . . .                     | 20 |
| Figura 2 – Multinível série. . . . .  | 27 |
| Figura 3 – Conversor tiristorizado. . . . .   | 27 |
| Figura 4 – Ponte H em Cascata . . . . .   | 28 |
| Figura 5 – Conversor multinível grampeado por diodo. . . . .  | 30 |
| Figura 6 – Conversor Flying capacitor . . . . .   | 31 |
| Figura 7 – Multinível Paralelo. . . . .   | 31 |
| Figura 8 – Cúk Paralelo. . . . .  | 32 |
| Figura 9 – Buck Paralelo. . . . .   | 33 |
| Figura 10 – Boost Paralelo. . . . .   | 34 |
| Figura 11 – Conversor CC/CC bidirecional. . . . .   | 34 |
| Figura 12 – Técnicas de controle. (a) Centralizado (b) Distribuído. (c) Descentrali-<br>zado . . . . .  | 35 |
| Figura 13 – Controle Mestre-Escravo. . . . .  | 36 |
| Figura 14 – <i>Loop</i> interno distribuída. . . . .  | 37 |
| Figura 15 – Controle distribuído mestre-escravo. . . . .  | 38 |
| Figura 16 – Comunicação com módulos vizinhos sem definição de mestre. . . . .                           | 38 |
| Figura 17 – Topologia utilizada. (a) Conversor. (b) <i>Boost</i> entrelaçado de N-células. . . . .      | 42 |
| Figura 17 – Topologia utilizada. (a) Conversor. (b) <i>Boost</i> entrelaçado de N-células. . . . .      | 43 |
| Figura 18 – Protótipo do BESS de 10kVA no laboratório de Geração de Energia<br>Elétrica. . . . .        | 44 |
| Figura 19 – Comportamento das variáveis elétricas. . . . .  | 45 |
| Figura 20 – Comportamento das variáveis elétricas para N-células. . . . .                               | 50 |
| Figura 21 – Condição nominal para 1 célula. (a) Rastreamento de modelo (b) Erro de<br>modelo . . . . .  | 51 |
| Figura 21 – Condição nominal para 1 célula. (a) Rastreamento de modelo (b) Erro de<br>modelo . . . . .  | 52 |
| Figura 22 – Condição nominal para 6 células. (a) Rastreamento de modelo (b) Erro de<br>modelo . . . . . | 52 |
| Figura 22 – Condição nominal para 6 células. (a) Rastreamento de modelo (b) Erro de<br>modelo . . . . . | 53 |

|  |    |
|--|----|
| Figura 23 – Comportamento elétrico com 6 células.(a) Equilíbrio. (b) Desequilíbrio,<br>$\bar{I}_L=[1,2\ 0,7\ 1,1\ 1\ 1,3\ 0,8]$ p.u. . . . . . | 54 |
| Figura 24 – Erro de modelagem de tensão - Potência constante.(a) 1 célula. (b) 6<br>células. . . . .   | 55 |
| Figura 24 – Erro de modelagem de tensão - Potência constante.(a) 1 célula. (b) 6<br>células. . . . .   | 56 |
| Figura 25 – Erro de modelagem de tensão - Corrente constante.(a) 1 célula. (b) 6<br>células. . . . .   | 57 |
| Figura 25 – Erro de modelagem de tensão - Corrente constante.(a) 1 célula. (b) 6<br>células. . . . .   | 57 |
| Figura 26 – Testes de capacidade de estimação - Variando $T_s$ . . . . .   | 66 |
| Figura 27 – Resultados de estimação utilizando tensão de entrada - $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{20})$ . . . . .                                   | 67 |
| Figura 28 – Resultados de estimação utilizando tensão de entrada - $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{12})$ . . . . .                                   | 68 |
| Figura 29 – Resultados de estimação utilizando tensão de saída - $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{20})$ . . . . .                                     | 69 |
| Figura 30 – Resultados de estimação utilizando tensão de saída - $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{12})$ . . . . .                                     | 69 |
| Figura 31 – Resultados de estimação utilizando tensão de entrada - Variando $\sigma$ . . . . .   | 70 |
| Figura 32 – Resultados de estimação utilizando tensão de saída - Variando $\sigma$ . . . . .   | 71 |
| Figura 33 – Resultados de degrau de corrente - Utilizando $\sigma = 1$ . . . . .   | 72 |
| Figura 34 – Resultados de degrau de corrente - Utilizando $\sigma = 0.5$ . . . . .   | 72 |
| Figura 35 – Resultados de degrau de corrente - Utilizando $\sigma = 0.25$ . . . . .  | 73 |
| Figura 36 – Resultados de degrau de corrente - Utilizando $\sigma = 0.1$ . . . . .   | 74 |
| Figura 37 – Resultados de degrau de corrente - Utilizando $\sigma = 0.01$ . . . . .  | 74 |
| Figura 38 – Malha de controle clássica. . . . .  | 76 |
| Figura 39 – Estrutura de simulação no software PLECS. . . . .  | 78 |
| Figura 40 – Comportamento das correntes nos indutores. . . . .   | 80 |
| Figura 41 – Ripple de tensão de saída. . . . .   | 81 |
| Figura 42 – Comportamento da potência do conversor. . . . .  | 81 |
| Figura 43 – Comportamento da malha de potência - Visão geral. . . . .  | 82 |
| Figura 44 – Comportamento da malha de corrente - Visão geral. . . . .  | 82 |
| Figura 45 – Comportamento das corrente em variação do <i>offset</i> do sensor. . . . .   | 84 |
| Figura 46 – Comportamento da malha de potência - Análise de <i>offset</i> . . . . .  | 84 |
| Figura 47 – Comportamento da malha de corrente - Análise de <i>offset</i> . . . . .  | 85 |
| Figura 48 – Comportamento da malha de potência - Análise de controle. . . . .  | 86 |
| Figura 49 – Comportamento da malha de corrente - Análise de controle. . . . .  | 86 |
| Figura 50 – Malha de controle com controle de desequilíbrio. . . . .   | 87 |
| Figura 51 – Comportamento das correntes nos indutores. . . . .   | 89 |
| Figura 52 – Ripple de tensão de saída. . . . .   | 90 |
| Figura 53 – Comportamento da potência do conversor. . . . .  | 90 |
| Figura 54 – Comportamento da malha de potência - Visão geral. . . . .  | 91 |

|   |     |
|---|-----|
| Figura 55 – Comportamento da malha de corrente - Visão geral. . . . .                                     | 92  |
| Figura 56 – Comportamento da malha de balanceamento - Visão geral. . . . .                                | 92  |
| Figura 57 – Comportamento das corrente em variação do <i>offset</i> do sensor. . . . .                    | 93  |
| Figura 58 – Comportamento da malha de potência - Análise de <i>offset</i> . . . . .                       | 94  |
| Figura 59 – Comportamento da malha de corrente - Análise de <i>offset</i> . . . . .                       | 95  |
| Figura 60 – Comportamento da malha de desequilíbrio - Análise de <i>offset</i> . . . . .                  | 95  |
| Figura 61 – Comportamento da malha de potência - Análise de controle. . . . .                             | 96  |
| Figura 62 – Comportamento da malha de corrente - Análise de controle. . . . .                             | 97  |
| Figura 63 – Comportamento da malha de balanceamento - Análise de controle. . .                            | 97  |
| Figura 64 – Variação do desequilíbrio na presença do controlador de balanceamento.                        | 98  |
| Figura 65 – Variação do desequilíbrio na presença de variações nas resistências dos<br>indutores. . . . . | 99  |
| Figura 66 – Variação do desequilíbrio na presença de variações nas indutâncias. . .                       | 100 |

# Lista de Tabelas

|   |    |
|---|----|
| Tabela 1 – Parâmetros do sistema . . . . .  | 43 |
| Tabela 2 – Pontos de amostragem de tensão da entrada em função do $T_s$ . . . . . | 65 |
| Tabela 3 – Pontos de amostragem da tensão de saída em função do $T_s$ . . . . .   | 65 |
| Tabela 4 – Parâmetros dos controladores de corrente e potência. . . . .           | 77 |
| Tabela 5 – Parâmetros dos controladores de balanceamento. . . . .                 | 88 |

# Lista de Abreviaturas e Siglas

|      |  |
|------|--|
| UFMG | Universidade Federal de Minas Gerais           |
| CCEE | Controle e Conversão de Energia Elétrica       |
| LCCE | Laboratório de Conversão e Controle de Energia |
| EMI  | Interferência eletromagnética                  |
| BESS | Sistema de armazenamento de energia de bateria |
| ROC  | Centro de Operações de Energias Renováveis     |
| MVDC | Redes de média tensão CC                       |
| CC   | Corrente contínua                              |
| CA   | Corrente alternada                             |
| PD   | Controlador proporcional derivativo            |
| PI   | Controlador proporcional integral              |
| PID  | Controlador proporcional integral derivativo   |

# Lista de Símbolos

|                         |   |
|-------------------------|---|
| $V_{CC}$                | Tensão de alimentação contínua  |
| $V_{in}$                | Tensão de entrada   |
| $V_{out}$               | Tensão de saída   |
| $L$                     | Indutância de um braço do <i>boost</i>  |
| $R_L$                   | Resistência do indutor de um braço do <i>boost</i>                                    |
| $V_{out}$               | Tensão de saída   |
| $D$                     | Ciclo de trabalho   |
| $\Delta V_{in}$         | Ondulação da tensão de entrada  |
| $\Delta V_{out}$        | Ondulação da tensão de saída  |
| $\Delta I_L$            | Ondulação de corrente   |
| $f_{sw}$                | Frequência de chaveamento   |
| $C_{in}$                | Capacitância de entrada   |
| $C_{out}$               | Capacitância de saída   |
| $N$                     | Número de células   |
| $i_{L_{on}}(t)$         | Corrente no indutor no domínio do tempo enquanto a chave está ligada                  |
| $i_{L_{off}}(t)$        | Corrente no indutor no domínio do tempo enquanto a chave está desligada               |
| $\Delta i_{L_{on}}(t)$  | <i>Ripple</i> corrente no indutor no domínio do tempo enquanto a chave está ligada    |
| $\Delta i_{L_{off}}(t)$ | <i>Ripple</i> corrente no indutor no domínio do tempo enquanto a chave está desligada |
| $D$                     | Ciclo de trabalho da célula   |

|                           |   |
|---------------------------|---|
| $\Delta I_L$              | Pico a pico da corrente   |
| $t$                       | Tempo transcorrido dentro de um ciclo de chaveamento                    |
| $\Delta V_{in_{on}}(t)$   | <i>Ripple</i> de na tensão de entrada enquanto a chave está ligada      |
| $\Delta V_{in_{off}}(t)$  | <i>Ripple</i> de na tensão de entrada enquanto a chave está desligada   |
| $C_{1_{in}}$              | Constante que garante o valor médio zero na entrada                     |
| $C_{2_{in}}$              | Constante que garante a continuidade da função no tempo na entrada      |
| $\overline{I_O}$          | Corrente média do capacitor de saída                                    |
| $i_{o_{on}}(t)$           | Corrente na saída no domínio do tempo enquanto a chave está ligada      |
| $i_{o_{off}}(t)$          | Corrente na saída no domínio do tempo enquanto a chave está desligada   |
| $\Delta V_{out_{in}}(t)$  | <i>Ripple</i> de na tensão de saída enquanto a chave está ligada        |
| $\Delta V_{out_{off}}(t)$ | <i>Ripple</i> de na tensão de saída enquanto a chave está desligada     |
| $C_{1_{out}}$             | Constante que garante o valor médio zero na saída                       |
| $C_{2_{out}}$             | Constante que garante a continuidade da função no tempo na saída        |
| $u(t)$                    | Comportamento do sinal PWM  |
| $N_i$                     | Numeradores para a descrição do estimador                               |
| $D_i$                     | Denominadores para a descrição do estimador                             |
| $\mathbb{J}_{\mathbb{F}}$ | Matriz jacobiana  |
| $\alpha$                  | Função de descreve o comportamento do estimador                         |
| $\beta$                   | Função de descreve o comportamento do estimador                         |
| $\gamma$                  | Função de descreve o comportamento do estimador                         |
| $N_{on}(t)$               | Numeradores para a descrição do estimador no tempo de chave ligada      |
| $N_{off}(t)$              | Numeradores para a descrição do estimador no tempo de chave desligada   |
| $D_{on}(t)$               | Denominadores para a descrição do estimador no tempo de chave ligada    |
| $D_{off}(t)$              | Denominadores para a descrição do estimador no tempo de chave desligada |
| $T_s$                     | Passo de simulação  |

|                        |   |
|------------------------|---|
| $\sigma$               | Coeficiente que impõe uma variação mais lenta do valor estimado   |
| $H$                    | Função de transferência de medição ou estimação   |
| $G_{mc}$               | Função de transferência da corrente das células pelo ciclo de trabalho  |
| $G_{mp}$               | Função de transferência da potência pela corrente das células   |
| $K_{Pot}$              | Ganho de compensação entre a malha de potência e a de corrente  |
| $i_L(s)$               | Corrente no indutor no domínio da frequência  |
| $\tilde{d}(s)$         | Ciclo de trabalho no domínio da frequência  |
| $P_{in}(s)$            | Potência de entrada no domínio da frequência  |
| $C_{mc}$               | Controlador PI definido para a malha de corrente  |
| $\Theta_N$             | Desvio no ganho do sensor   |
| $\delta_N$             | Desvio de zero do sensor  |
| $I_{bal}$              | Corrente solicitada pela malha de desequilíbrio   |
| $I_{pot}$              | Corrente utilizada no cálculo de potência   |
| $\xi$                  | Constante calculada em tempo de execução que demarca a equivalência entre a corrente na perspectiva do sensor e a real corrente |
| $I_{LNref}$            | Corrente solicitada pela malha de potência  |
| $\overline{I_{L_i}^*}$ | Corrente estimada no indutor em cada uma das N células  |
| $e_{bal_i}$            | Erro de balanceamento de corrente   |
| $G_{mbal}(s)$          | Função de transferência que descreve o comportamento do desequilíbrio   |
| $i_{bal}(s)$           | Desequilíbrio de corrente observado   |

# Sumário

|          |  |           |
|----------|--|-----------|
| <b>1</b> | <b>Introdução</b>                                      | <b>19</b> |
| 1.1      | Motivação  | 19        |
| 1.2      | Objetivos  | 23        |
| 1.3      | Metodologia  | 23        |
| 1.4      | Contribuições  | 24        |
| 1.5      | Organização do Texto                                   | 24        |
| <b>2</b> | <b>Estado da Arte</b>                                  | <b>26</b> |
| 2.1      | Tipos de Conversores para Implementação Multinível     | 26        |
| 2.1.1    | Multinível Série                                       | 26        |
| 2.1.1.1  | Conversor Tiristorizado                                | 27        |
| 2.1.1.2  | Ponte H em Cascata (CHB)                               | 28        |
| 2.1.1.3  | Conversor Multinível Grampeado por Diodo               | 29        |
| 2.1.1.4  | Flying Capacitor                                       | 30        |
| 2.1.2    | Multinível Paralelo                                    | 31        |
| 2.1.2.1  | Cúk Paralelo   | 32        |
| 2.1.2.2  | Buck Paralelo  | 32        |
| 2.1.2.3  | Boost Paralelo   | 33        |
| 2.1.2.4  | Conversor CC/CC Bidirecional                           | 34        |
| 2.2      | Técnicas de Controle                                   | 35        |
| 2.2.1    | Controle Centralizado                                  | 35        |
| 2.2.1.1  | Controle Mestre-escravo                                | 36        |
| 2.2.1.2  | Malha Interna Descentralizada                          | 36        |
| 2.2.2    | Controle Distribuído                                   | 37        |
| 2.2.2.1  | Controle Distribuído Mestre-escravo                    | 37        |
| 2.2.2.2  | Comunicação com Módulo Vizinho sem Definição de Mestre | 38        |
| 2.2.3    | Controle Descentralizado                               | 39        |
| 2.2.3.1  | Controle Baseado em Medições Indiretas do Desbalanço   | 39        |
| 2.3      | Tipos de Controle de Desbalanceamento                  | 39        |
| 2.3.1    | Controladores PID                                      | 40        |
| 2.3.2    | Modulação de Mudança de Fase entre Submódulos (ISPSM)  | 40        |
| 2.3.3    | Linearização de <i>Feedback</i>                        | 40        |
| 2.3.4    | Controlador de Fase da Portadora                       | 40        |
| 2.4      | Considerações do Capítulo                              | 41        |
| <b>3</b> | <b>Conversor <i>Boost</i> Paralelo</b>                 | <b>42</b> |
| 3.1      | Estrutura do <i>Boost</i>                              | 42        |
| 3.2      | Modelagem do <i>Boost</i>                              | 44        |

|          |  |            |
|----------|--|------------|
| 3.2.1    | <i>Ripple</i> da Tensão de Entrada . . . . .                           | 45         |
| 3.2.2    | <i>Ripple</i> de Tensão de Saída . . . . .                             | 46         |
| 3.2.3    | Estimativa do Pico a Pico da Corrente e do Ciclo de Trabalho . . . . . | 48         |
| 3.2.4    | Generalização para N Células . . . . .                                 | 49         |
| 3.3      | Validação de Modelagem . . . . .                                       | 50         |
| 3.3.1    | Condição de Modelagem Nominal . . . . .                                | 50         |
| 3.3.2    | Efeito de Desequilíbrio . . . . .                                      | 53         |
| 3.3.3    | Modo de Potência Constante . . . . .                                   | 55         |
| 3.3.4    | Modo de Corrente Constante . . . . .                                   | 56         |
| 3.4      | Considerações do Capítulo . . . . .                                    | 58         |
| <b>4</b> | <b>Estimador de Corrente . . . . .</b>                                 | <b>59</b>  |
| 4.1      | Método Newton-Raphson . . . . .  | 59         |
| 4.1.1    | Aplicação do Método para $V_{in}$ . . . . .                            | 63         |
| 4.1.2    | Aplicação do Método para $V_{out}$ . . . . .                           | 63         |
| 4.2      | Validação do Estimador . . . . .                                       | 64         |
| 4.2.1    | Comportamento das Tensões . . . . .                                    | 65         |
| 4.2.2    | Estimador das Correntes . . . . .                                      | 67         |
| 4.2.2.1  | Estimação das Correntes . . . . .                                      | 67         |
| 4.2.2.2  | Variação da Velocidade de Estimação . . . . .                          | 70         |
| 4.2.2.3  | Função de Transferência do Estimador . . . . .                         | 71         |
| 4.3      | Considerações do Capítulo . . . . .                                    | 75         |
| <b>5</b> | <b>Controle de Desequilíbrio . . . . .</b>                             | <b>76</b>  |
| 5.1      | Controle Clássico . . . . .  | 76         |
| 5.1.1    | Resultados de Controle Clássico . . . . .                              | 77         |
| 5.1.1.1  | Análise em Regime . . . . .  | 79         |
| 5.1.1.2  | Análise de Degrau de Erro Sensor . . . . .                             | 83         |
| 5.1.1.3  | Análise de Degrau de Referência . . . . .                              | 85         |
| 5.2      | Controle de Desequilíbrio . . . . .                                    | 87         |
| 5.2.1    | Resultados do Controle de Desequilíbrio . . . . .                      | 88         |
| 5.2.1.1  | Análise em Regime Permanente . . . . .                                 | 89         |
| 5.2.1.2  | Análise de Degrau de Erro Sensor . . . . .                             | 93         |
| 5.2.1.3  | Análise de Degrau de Referência . . . . .                              | 96         |
| 5.2.1.4  | Variação Paramétrica . . . . .   | 98         |
| 5.3      | Considerações do Capítulo . . . . .                                    | 100        |
| <b>6</b> | <b>Conclusão . . . . .</b>   | <b>101</b> |
| 6.1      | Propostas de Continuidade . . . . .                                    | 102        |
|          | <b>Referências . . . . .</b>   | <b>104</b> |

# Capítulo 1

## Introdução

### 1.1 Motivação

A utilização de conversores se expandiu para uma grande variedade de setores, podendo citar como exemplo os sistemas de armazenamento de energia em baterias (SAEB), geração fotovoltaica, geração eólica, eletrificação de veículo e *nobreak*. Outro aspecto promissor é a utilização de conversores CC-CC na produção de hidrogênio verde, cuja crescente relevância nas discussões e tendências do mercado energético é notável [Zong et al., 2024, Ganjavi et al., 2022, Pellitteri et al., 2023, Patel et al., 2021]. O foco deste capítulo é mostrar o quão importante é a descentralização do conversor em um contexto de sistemas de geração de energia elétrica.

Ao analisar a estruturação da geração de energia brasileira, tem-se a matriz energética composta por 87% de energia renovável [EPE, 2023]. Mais importante do que o quão renovável é a matriz elétrica dos países, é preciso analisar como é a tendência de expansão de geração de energia. Olhando para o contexto brasileiro, EPE [2023] define como é essa tendência entre o ano de 2021 e 2022, observa-se que as fontes de geração de energia elétrica que mais se expandem no país são renováveis, destacando-se a Hidráulica (+17,7%), Eólica (+ 12,9%), e Solar (+79,8%), conforme visto na Figura 1. Ao mesmo tempo, as fontes de produção de eletricidade que reduziram a velocidade expansão são o Gás Natural (-51,6%), o Carvão (-54,6%) e os outros Derivados do Petróleo (-57,2%).

Outra informação a ser analisada é se esse contexto se reflete em todo o mundo. Analisando as informações do International Energy Outlook 2021 [EIA, 2020], podemos verificar que as fontes não renováveis tendem a apresentar redução ou baixo crescimento. Ao mesmo tempo, a geração renovável tende a ter um crescimento exponencial e robusto. Entre os anos de 2020 e 2050, espera-se que as renováveis cresçam em média 4,1% ao ano, nas quais se destacam a Eólica e a Solar, que apresentam um crescimento estimado neste período de 292,42% e 1120,341%, respectivamente.

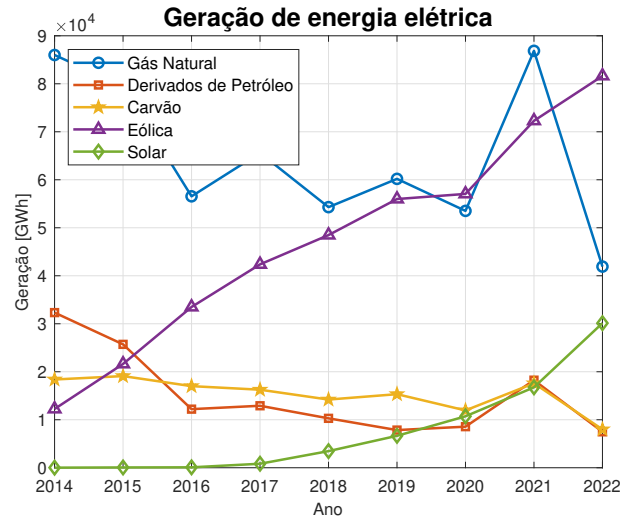


Figura 1 – Histórico de crescimento de geração de energia elétrica no Brasil.

Fonte: Autoria própria, baseado nos dados de [EPE \[2023\]](#).

Sistemas de conversão de Energia Eólica e Fotovoltaica empregam conversores estáticos para sua conexão com a rede elétrica. Ademais, o uso dessas fontes tem fomentado o uso de SAEBs que também empregam conversores. Sendo assim, novas topologias de conversores tem sido desenvolvidos para atender às demandas de maiores tensões e correntes, levando em consideração as limitações dos semicondutores utilizados. A técnica de conversor multinível permite associar diversas chaves para atingir o nível de corrente - utilizando conversores multinível paralelos - e/ou tensão - utilizando conversores multinível série - com a mesma tecnologia de semicondutores atualmente disponíveis no mercado.

Para que essa matriz energética possa ser ampliada no ritmo observado, a tendência mundial é de aumento da potência das usinas solares e eólicas. Olhando para os parques eólicos, vemos que cada vez mais turbinas necessitarão de estruturas multiníveis para satisfazer as necessidades de aumento de potência. De acordo com [OEERE \[2022\]](#), a capacidade das turbinas eólicas aumentou ao longo dos anos. Na Energia Eólica *Onshore*, a capacidade das turbinas aumentou de  $0,2MW$  na década de 1990 para  $3MW$  em 2020 [[Gipe and Möllerström, 2022](#)]. Além disso, observa-se que nas turbinas *offshore* havia uma capacidade média instalada de turbina de  $6MW$ , e estima-se que aumente para cerca de  $17MW$  até o ano 2035.

Da mesma forma, quando se olha para parques solares a potência dos strings e, conseqüentemente, dos inversores vem aumentando ao longo dos anos. Em função disso, há necessidade de adoção de estruturas multiníveis em série e paralelas para atender às demandas da fonte geradora. Além disso, utilizando os semicondutores com o melhor custo-benefício e consolidação do mercado. De acordo com [Reglobal \[2022\]](#), em uma década a capacidade máxima do inversor central passou de  $100\text{ kW}$  para cerca de  $5\text{ MW}$ . Ao mesmo tempo, a capacidade máxima do inversor string aumentou de  $10kW$  para mais

de  $100kW$ . Fazendo um panorama do mercado, verifica-se que os fabricantes consolidados trabalham com produtos de alta potência. Por exemplo, a [Infineon \[2023\]](#) produz inversores strings que operam com potência de até  $5MVA$  a  $690V_{AC}$ . Na mesma linha, a [ABB \[2019\]](#) possui soluções de inversor central que operam na faixa de  $600kW$  a  $4MW$ .

Outro aspecto importante é entender porque a implantação de parques eólicos e solares está crescendo fortemente. Para isso, deve ser observado a maturidade dessas tecnologias, seus custos de implantação, melhoria de desempenho e incentivo ambiental-governamental. Segundo a [IRENA \[2022\]](#), os painéis solares tiveram uma redução de 81% no custo total de instalação no período de 2010 a 2020, principalmente devido à redução de 93% no custo dos módulos fotovoltaicos. Em linha com isto, verifica-se que a eficiência dos módulos aumentou 24%, a potência dos módulos aumentou 55% e o fator de capacidade cresceu 17%. Quando se trata de energia eólica, [IRENA \[2022\]](#) separa esta análise em dois conjuntos: *onshore* e *offshore*. As turbinas *onshore* tiveram uma redução de 31% no custo total de instalação, no período de 2010 a 2020, sendo que o custo das turbinas eólicas foi reduzido em 39%. Além disso, verifica-se que a eficiência das turbinas aumentou 32% e o fator de capacidade cresceu 31%. Quando se trata de turbinas *offshore*, uma redução de 32% no custo total de instalação, no período de 2010 a 2020. Além disso, verifica-se que a eficiência das turbinas aumentou 143%, o diâmetro dos rotores expandiu 46%, e o fator de capacidade cresceu 6%. Observa-se um alto nível de investimento nessas tecnologias, impulsionado principalmente pelo mercado europeu, chinês e norte-americano, que buscam formas de alocar a geração de energia relativamente próxima dos grandes centros urbanos [[IRENA, 2022](#)].

Ao observar a forma como o mercado de energia está estruturado, o principal parâmetro que orienta a tomada de decisão em relação aos parques solares e eólicos é a questão financeira, por isso a redução dos tempos de falha de conversão é de extrema importância. Ao adotar estruturas conversoras multiníveis, existe a possibilidade de que, mesmo com danos em alguns módulos, a usina possa permanecer operacional, mesmo com potência reduzida, reduzindo os impactos financeiros e minimizando as perdas do parque. Com o objetivo de analisar o quão significativas são as falhas em conversores para esses tipos de geração, é feito um panorama dos principais motivos que levam à interrupção da geração nessas usinas. Sabendo-se que as informações sobre falhas nesses sistemas são de responsabilidade das empresas operadoras dos parques, fica difícil obter dados sobre os seus motivos. Analisando os resultados apontados por [Adarsh Nagarajan \[2019\]](#), em um estudo de 27 meses realizado no Renewables Operation Center (ROC) da SunEdison em Belmont, CA, entre janeiro de 2010 e março de 2012, apenas 5% das perdas de energia foram causadas por falhas de módulos solares, enquanto 36% dessas perdas foram devidas a falhas de inversores. Deve-se notar que mais de 600 parques solares foram operados pela SunEdison durante este período, variando em tamanho de alguns kWp a 70MWp. Além disso, [Golnas \[2013\]](#) aponta em seu trabalho que 43% das falhas são geradas por

inversores, destacando a recorrência desses infortúnios e a necessidade de evitar uma parada completa da produção nestes casos. Em outro estudo que analisou a distribuição de falhas na geração de energia solar, [Isidoro Lillo-Bravo and Guasumba-Codena \[2018\]](#) avaliou 15 usinas fotovoltaicas localizadas na Espanha e no norte da Itália de janeiro de 2014 a março de 2015 (15 meses). As perdas de energia por falha do parque solar são 34,75% devido ao posto de transformação, 33,44% devido à rede elétrica, 27,55% devido ao inversor e 4,26% devido ao módulo fotovoltaico. Esses resultados também indicam que 28,04% do total de falhas ocorrem devido ao inversor. Assim, verifica-se que ambos os dados apontam para uma predominância de problemas nos componentes de eletrônica de potência, fato que aborda a necessidade de se buscar métodos para aumentar a confiabilidade dos conversores e, conseqüentemente reduzir as paradas de geração devido a esse componente.

Analisando o comportamento das falhas em aerogeradores, [Carroll et al. \[2016\]](#) fez um estudo sobre as motivações e os tempos dos reparos. Neste trabalho foram avaliadas aproximadamente 350 turbinas *offshore* em toda a Europa, e constatou-se que os conversores são responsáveis por cerca de 0,2 falhas por ano por turbina, uma taxa que é considerável quando comparada com outras causas de falhas. Este fato torna-se ainda mais preocupante quando se percebe que, apesar do seu número reduzido, os problemas relacionados com conversores apresentam uma elevada percentagem de grandes reparações, sendo assim responsáveis por tempos de reparação mais longos e apresentando um custo elevado. É ainda referido que grande parte desses problemas estão associados aos IGBTs, resultando em custos de 1.000 a 10.000 euros pelo não fornecimento de energia, além de problemas no fornecimento destes materiais semicondutores que podem tornar este processo ainda mais dispendioso e demorado. Outro estudo que analisa os motivos das falhas das turbinas é apresentado por [Wilkinson \[2011\]](#), no qual são estudadas aproximadamente 35 mil paradas de turbinas na União Europeia, através do projeto Reliawind. Este projeto aponta que mais de 32% das falhas ocorreram devido ao módulo de potência, sendo aproximadamente 40% devido aos inversores de frequência. Neste mesmo projeto, verifica-se que aproximadamente 37% das horas sem produção ocorrem devido ao módulo de potência, sendo aproximadamente 48% devido aos inversores de frequência. Além disso, em [Katharina Fischer \[2012\]](#) são analisados dados de mais de 6000 turbinas terrestres na Dinamarca e na Alemanha durante mais de 11 anos de operação, verificando-se que os parques apresentaram o número de falhas por turbina por ano entre 0,15 e 0,25, dependendo apenas do conversor e variando de acordo com o parque analisado.

Tendo em vista essa criticidade dos conversores nessas fontes geradoras, surge outra forma de se pensar o controle dessa eletrônica de potência. Tratando os conversores como estruturas celulares, onde cada uma dessas chaves é considerada uma célula, tem-se um sistema com menores pontos críticos, pois cada conjunto apresenta relativa independência em relação aos demais. Neste contexto, os conversores multicelulares podem ter diferentes formas de controle, podendo ser classificados de acordo com o grau de descentralização

desse controle. Os conversores que possuem apenas uma controladora são considerados centralizados. Aqueles que apresentam processamento em cada célula, mas com alguns vínculos de comunicação entre as células, são ditos distribuídos. E a técnica mais sofisticada é a descentralizada, em que não há elo de comunicação entre as células e o controle é individual em cada uma delas.

Assim, fica evidente que reduzir o período que um conversor fica parado é extremamente relevante para a capacidade de geração de uma usina eólica ou solar. Além disso, verifica-se que em sistemas naturalmente centralizados, o dano a uma das células provoca a parada de toda uma unidade geradora. Para reduzir os impactos desses danos ao conversor, devem-se buscar aplicações com o menor grau de centralidade possível. Dessa forma, este projeto propõe desenvolver uma solução de controle descentralizado para controlar desequilíbrios em sistemas multiníveis paralelos.

## 1.2 Objetivos

Esse trabalho propõe uma estratégia para balanceamento de corrente em conversores multicelulares com controle descentralizado. Será abordado especificamente a topologia de conversores C.C/C.C do tipo boost paralelo e desenvolvidas equações matemáticas para estimar o desequilíbrio de corrente através de medições de tensão, de modo que cada célula consiga estimar as correntes dos demais módulos e se balancear utilizando apenas medidas locais.

## 1.3 Metodologia

As metodologias adotadas para atingir esses objetivos são:

- Equacionar o comportamento temporal das tensões de entrada e saída do conversor *boost* em função da corrente média da célula.
- Simular o comportamento destas tensões no software PLECS da Plexim.
- Realizar o equacionamento matemático para que com base nas medições de tensão, seja estimada a corrente dos módulos.
- Validar essa estimativa de corrente através de simulações no software PLECS.
- Desenvolver uma estrutura de controle de balanceamento de correntes, usando este estimador e propor uma forma de projetar os controladores.
- Simular e validar, por meio de simulações, o comportamento do controle de balanceamento das correntes em conversores boost multicelulares utilizando o software PLECS.

## 1.4 Contribuições

Por meio do desenvolvimento desse projeto, as principais contribuições são:

- Aprimorar a compreensão entre os efeitos do desequilíbrio de corrente no *ripple* da tensão de entrada e saída do conversor.
- Possibilitar o controle de desequilíbrio de conversores celulares sem que exista comunicação entre os módulos.
- Criar parâmetros para expansão desse conceito para outros tipos de conversores.
- Publicações associadas:
  - Desenvolvimento de um sistema de armazenamento de energia operando em paralelo com a rede - DOI: 10.20906/sbse.v2i1.3019
  - Implementação de uma Estratégia de *Phase Shedding* Descentralizado em Sistema de Armazenamento de Energia em Bateria - DOI:10.20906/CBA2022/3764

## 1.5 Organização do Texto

O texto é composto por seis capítulos. No presente capítulo apresentou-se a motivação para o desenvolvimento desse trabalho, os objetivos gerais e uma descrição sucinta da metodologia empregada.

No segundo capítulo é feito um levantamento teórico sobre os tipos de conversores que podem ser utilizados em implementações multicelulares, diferentes formas de controlar o desbalanceamento, variando o grau de comunicação entre as células, e tipos de controladores que são utilizados para reduzir os desequilíbrios dos conversores celulares.

No Capítulo 3, as tensões de entrada e saída do conversor boost são modeladas no domínio do tempo, usando apenas medições médias de tensão e corrente. Este capítulo procura definir e validar uma equação que, com base em valores médios de tensão e corrente, permitem determinar o valor de *ripple* de tensão na entrada e na saída observada num determinado momento no tempo. Esta informação será usada posteriormente para a estratégia de controle que visa reduzir os desequilíbrios de corrente nos conversores.

O Capítulo 4 visa reverter a lógica utilizada para a modelagem realizada no Capítulo 3. Enquanto no capítulo anterior procura-se avaliar o valor temporal da tensão com base em dados médios de tensão e corrente, nesta seção busca-se utilizar medições de tensão ao longo do tempo para estimar as correntes da célula.

No Capítulo 5, já foi estruturada a capacidade de estimação dos valores de corrente. Essa informação é utilizada para implementar uma estrutura de controle e cálculo dos

---

controladores para um conversor *boost* celular com estimadores de corrente. Uma estrutura de validação de simulação para estas equações também é implementada.

O Capítulo 6 traz uma revisão geral das análises realizadas e das conclusões obtidas em cada etapa do texto. Além disso, busca demonstrar em quais etapas o texto supera o atual estado da arte, e as contribuições obtidas com sua implementação. Finalizando com uma análise de quais pontos podem ser continuados em trabalhos futuros.

# Capítulo 2

## Estado da Arte

### 2.1 Tipos de Conversores para Implementação Multinível

Conversores multiníveis são conversores que utilizam associações de múltiplas estruturas de chaveamento para aumentar o nível de corrente e tensão admissível em suas aplicações, e também permite reduzir o nível de emissão de interferência eletromagnética (EMI), ondulações de corrente e tensão, e o tamanho dos filtros utilizados em suas montagens [Goetz et al., 2015]. Olhando para o universo de estudo dos conversores multiníveis, temos duas grandes categorias que dividem esses conversores em configurações: série e paralelo.

#### 2.1.1 Multinível Série

O estudo dos conversores série multinível, conforme visto na Figura 2, visa aumentar os níveis de tensão alcançáveis com chaves semicondutoras presentes no mercado e também permitir uma maior gradação entre as variações dos níveis de tensão aplicados na saída do conversor, uma vez que cada célula é responsável por parte dessa tensão e pode ser acionada individualmente [Meynard and Foch, 1992]. Devido a estas propriedades, um aspecto importante deste sistema é a necessidade de um controle de desequilíbrio para que as células apresentem o mesmo nível de tensão e conseqüentemente nenhuma célula exerça maior esforço que as demais [Zhou et al., 2013]. É importante destacar também que este tipo de controle é extremamente importante para estruturas em série, que se caracterizam pela instabilidade caso os desequilíbrios não sejam devidamente corrigidos [Gontijo et al., 2021]. Esta tecnologia também permite a redução dos filtros do conversor, pois a redução dos degraus entre os níveis de tensão reduz o conteúdo harmônico a ser filtrado. Vale ressaltar que os conversores série multinível vêm ganhando popularidade devido à necessidade de redes de média tensão CC (MVDC), devido ao aumento da

demanda por estações de recarga para veículos de grande porte, crescimento da geração distribuída de energia, como energia solar fotovoltaica e eólica, sistema elétrico para navios e aeronaves elétricos e acionamentos de motores de média tensão [Shahane et al., 2022]. Como resultado, diversas topologias são utilizadas e as principais serão descritas a seguir.

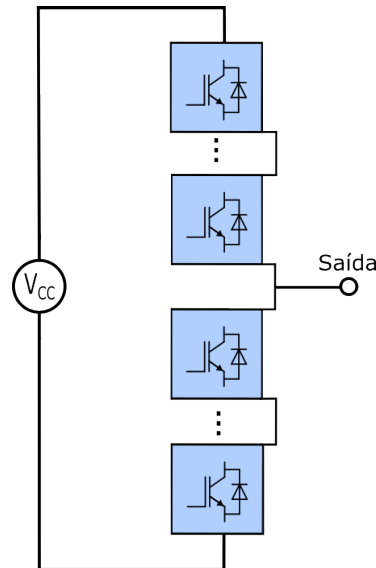


Figura 2 – Multinível série.

Fonte: Autoria própria.

### 2.1.1.1 Conversor Tiristorizado

O início do estudo dos conversores multinível foi pensando nas chaves tiristorizadas, visto na Figura 3, introduzindo a ideia que permite a implementação de muitas outras técnicas atualmente. Apesar de ter sido substituída por muitas outras topologias, a estrutura do tiristor é a base de todos os estudos de conversores série multinível Bhagwat and Stefanovic [1983]. As principais contribuições desses conversores são:

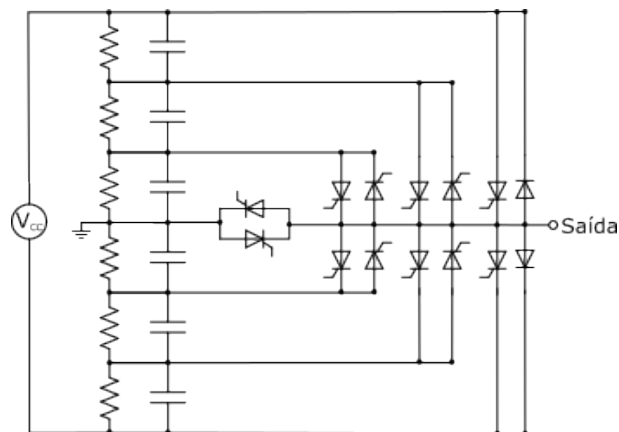


Figura 3 – Conversor tiristorizado.

Fonte: Autoria própria.

- Apresenta o estudo e modelagem de conversores série multinível [Bhagwat and Stefanovic, 1983].
- Atualmente, alguns projetos trazem a ideia de utilizar os tiristores para a obtenção de conversores modulares híbridos, utilizando os tiristores em conjunto a outros semicondutores. O principal propósito é atingir um baixo número de semicondutores, baixas perdas e custo em comparação a outros conversores [Abdelaziz et al., 2023, Bakas et al., 2021].

### 2.1.1.2 Ponte H em Cascata (CHB)

A Ponte H em Cascata (CHB), conforme visto na Figura 4, apresenta-se como topologias de conversores CC/CA que podem obter altos níveis de potência e tensão com uma estrutura monofásica baseada em células independentes e sem o uso de transformadores de acoplamento [Liang and Nwankpa, 1999]. Uma das grandes vantagens que intensifica o uso de CHBs é a redução do aumento no número de componentes necessários para elevar os níveis de tensão alcançáveis em comparação com outras topologias [Camargo, 2021]. Como resultado, os estudos mais recentes da área buscam formas de melhorar o uso do conversor e impor novos usos, tais como:

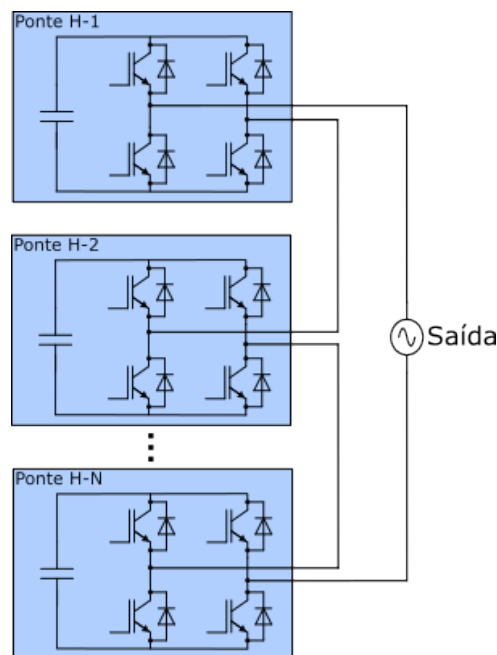


Figura 4 – Ponte H em Cascata .

Fonte: Autoria própria.

- Definir a base do desenvolvimento da estrutura [Lai and Peng, 1996].
- Utilizar essa estrutura em carregador de veículos elétricos de alta potência [Xu et al., 2019] .

- Melhorar as estratégias de modulação e controle destes conversores [McGrath et al., 2014, Kong et al., 2011].
- Operar a redução de picos, equilibre o consumo da rede usando baterias de carros elétricos [Sha et al., 2017].
- Propor um método de controle que permite a intercalação descentralizada de portadoras PWM [Dutta et al., 2019]
- Definir um autômato híbrido para controle de corrente dos módulos [Poblete et al., 2019].
- Destacar as topologias mais utilizadas no mercado [Rodriguez et al., 2002].
- Descrever possíveis técnicas de controle centralizada [Mittal et al., 2012].

### 2.1.1.3 Conversor Multinível Grampeado por Diodo

O conversor multinível grampeado por diodo, visto na Figura 5, é outra estrutura que permite adotar diversos níveis de tensão na saída. Nesse conversor, tem-se um requisito mínimo de capacitância do conversor, devido ao compartilhamento entre as fases, além disso, o número de chaves semicondutoras é menor. Em contraposição, o número de diodos de fixação necessários está quadraticamente relacionado ao número de níveis, inviabilizando aplicações de muitos níveis, e também não permite a sua utilização de modo celular [Bhatnagar and Dave, 2017]. Assim, os trabalhos desenvolvidos buscam principalmente:

- Início do desenvolvimento do conversor [Lai and Peng, 1996].
- Comparar as topologias presentes no mercado [Rodriguez et al., 2002].
- Revisão de estruturas de controle centralizado [Mittal et al., 2012].
- Estudo de técnicas avançadas de controle do conversor para obter melhoras na qualidade de energia [Tabart et al., 2017]
- Melhorias na eficiência e confiabilidade [Arifujjaman, 2015]

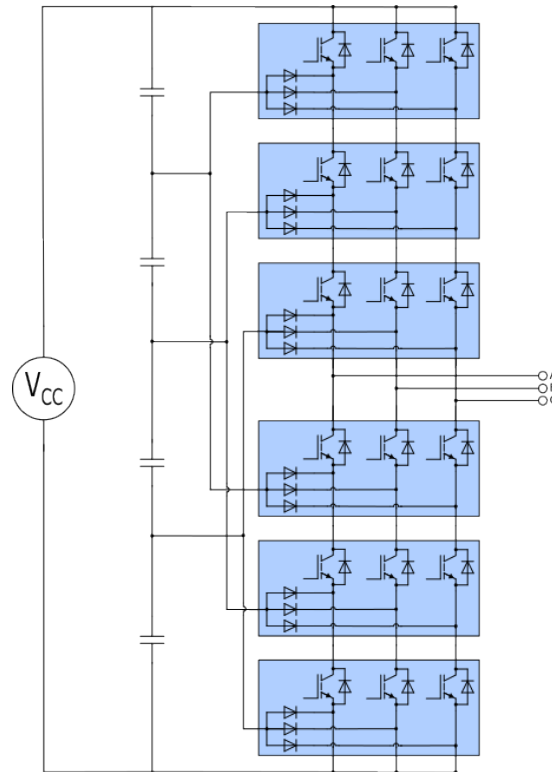


Figura 5 – Conversor multinível grampeado por diodo.

Fonte: Autoria própria.

#### 2.1.1.4 Flying Capacitor

A estrutura do conversor Flying capacitor, vista na Figura 6, é muito semelhante a fixada a diodos, alterando apenas o componente utilizado, permitindo assim adotar níveis na tensão de saída tal qual os demais. As vantagens de sua utilização são um número menor de dispositivos de comutação, suporta interrupções de curta duração e profundos afundamentos de tensão, e o fluxo de potência real e reativa pode ser controlado. Contudo, esse sistema apresenta as desvantagens de ter o controle complicado para rastrear os níveis de tensão, procedimento de inicialização complicado, eficiência da comutação baixa, grande número de capacitores, mais cara e volumosa, e não modalizável [Bhatnagar and Dave, 2017]. Os principais temas desenvolvidos nessa área buscam:

- Estudos do início do desenvolvimento da topologia [Lai and Peng, 1996].
- Levantar as topologias que mais se destacam no mercado [Rodriguez et al., 2002].
- Elaboração de estruturas de controle centralizada [Mittal et al., 2012].
- Mitigar componentes harmônicas [Vivek et al., 2023].

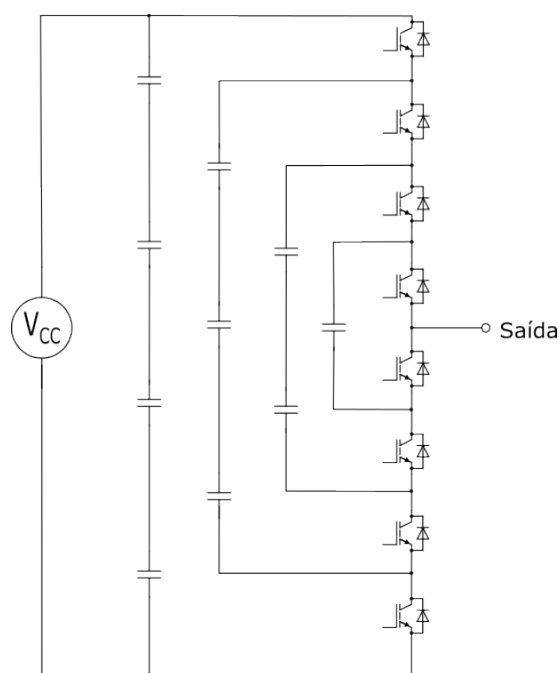


Figura 6 – Conversor Flying capacitor

Fonte: Autoria própria.

### 2.1.2 Multinível Paralelo

Quando se trata de conversores multiníveis paralelos, como pode ser visto na Figura 7, o objetivo é aumentar a corrente que pode ser alcançada pelos conversores mesmo com as limitações definidas pelos semicondutores presentes no mercado [Fang et al., 2021]. Além disso, a implementação em paralelo permite que os conversores atinjam um menor nível de ondulação de tensão e corrente e reduzam o nível de emissão EMI e o tamanho dos filtros, aumentando a frequência aparente na saída do conversor gerada pelas mudanças de fase entre as portadoras das células.

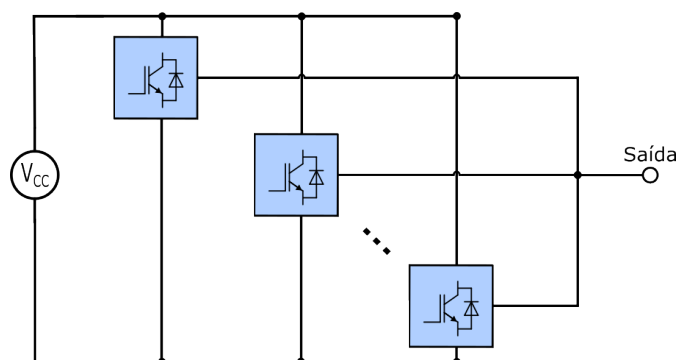


Figura 7 – Multinível Paralelo.

Fonte: Autoria própria.

Ressalta-se que a utilização de estruturas de controle de desequilíbrio é fundamental

para garantir corrente igual entre os módulos, a fim de evitar desgaste em unidades específicas e reduzir os componentes harmônicos observados [Pou et al., 2013]. Semelhante ao que está acontecendo nos multiníveis série, a expansão do uso de veículos elétricos e o crescimento da geração de energia através da energia solar e eólica fez com que o uso da topologia paralela crescesse drasticamente nos últimos tempos [Helling et al., 2016a,b]. Portanto, as topologias utilizadas para essas implementações são diversas e serão descritas a seguir.

### 2.1.2.1 Cúk Paralelo

A topologia Cúk, como visto na Figura 8, é uma estrutura de conversor CC/CC que permite corrente de ondulação mínima na entrada, com baixa quantidade de componentes [Singh, 2021]. As principais vantagens da utilização desse conversor é que correntes na entrada e saída do conversor são contínuas. Em contraponto, a principal desvantagem é o alto estresse de corrente na chave [Petrocelli, 2015]. No contexto dos conversores multiníveis os principais trabalhos relatam sobre:

- Técnicas de linearização de Feedback para controle do conversor em multinível paralelo [Behjati et al., 2014].
- Estudo de técnicas de compartilhamento do potência entre os conversores [Feng and Ling, 2018].
- Desenvolvimento de formas para aumento de eficiência do conversor Amutha et al. [2013].

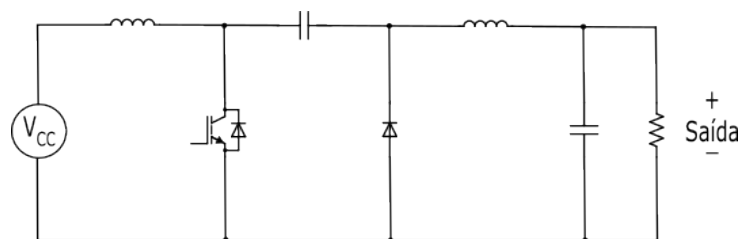


Figura 8 – Cúk Paralelo.

Fonte: Autoria própria.

### 2.1.2.2 Buck Paralelo

O conversor buck paralelo é um dos modelos mais utilizados e conhecidos de conversores CC/CC, pois é uma expansão de um conversor clássico de eletrônica de potência. Este circuito é um conversor abaixador de tensão usado para reduzir perdas de chaveamento e obter baixa ondulação de corrente de carga, usando múltiplos braços

em paralelo [Sahbani et al., 2013, Montazerolghaem et al., 2023], como visto na Figura 9. Portanto, o foco dos principais trabalhos deste conversor são:

- Redução das perdas de condução e comutação através da ativação seletiva de células [Zhang et al., 2009].
- Obter desempenho ideal com a técnica de adição/desativação de um célula, uma função conhecida como *phase shedding* [Cousineau et al., 2021b, Lee et al., 2015].
- Estudo para reduzir o desequilíbrio usando apenas um sensor de tensão [Cousineau et al., 2021a].
- Propõe um modo descentralizado para a distribuição simétrica das fases das portadoras, otimizando também o balanceamento de corrente [Sinha et al., 2019]

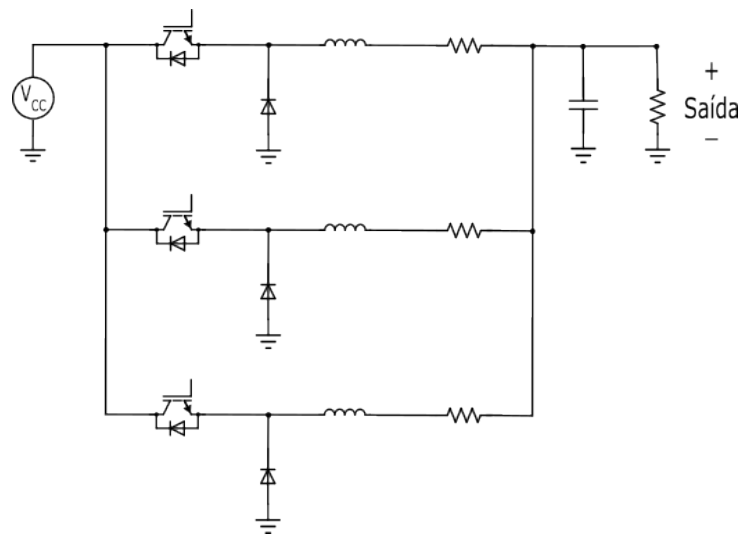


Figura 9 – Buck Paralelo.

Fonte: Autoria própria.

### 2.1.2.3 Boost Paralelo

O conversor boost paralelo é uma das estruturas clássicas e mais conhecidos de conversores CC/CC, sendo uma estrutura de fácil implementação e com uma bibliografia bem consolidada. Este circuito é um conversor elevador de tensão com múltiplos braços em paralelo. Usado para obter um ganho de tensão alto, elevada eficiência, tamanho reduzido e maior confiabilidade [Suryoatmojo et al., 2018], como visto na Figura 10. Portanto, o foco dos principais trabalhos deste conversor são:

- Estratégia de controle de equilíbrio de tensão dos capacitores de saída [Chen et al., 2019].

- Redução da ondulação da corrente do barramento CC em desequilíbrio [Lee et al., 2016].
- Compensação de desequilíbrio em função da diferença de ângulo da portadora e resistências parasitas [Hou et al., 2022].

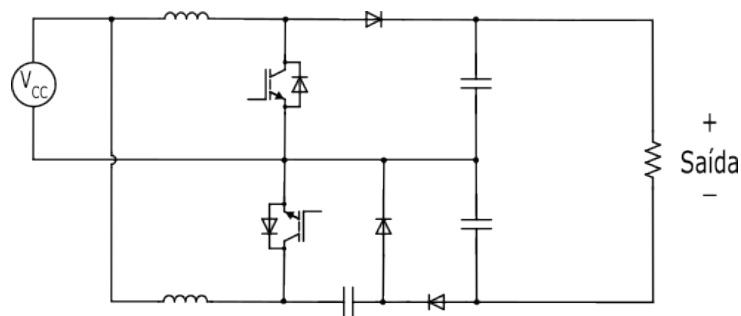


Figura 10 – Boost Paralelo.

Fonte: Autoria própria.

#### 2.1.2.4 Conversor CC/CC Bidirecional

Nesta estrutura é utilizado um braço do conversor, conforme visto na Figura 11, que pode adaptar o comportamento como elevador ou abaixador de tensão, operacionalizando um fluxo de potência bidirecional [Phan et al., 2019]. Os principais trabalhos deste conversor tratam de:

- Operação de portadora entrelaçada para o conversor bidirecional [Phan et al., 2019].
- Otimização da operação do conversor, com redução das perdas do sistema [Zhu et al., 2019].
- Utilização desse sistema para carregamento de veículos e serviços ancilares [Kumar et al., 2016].

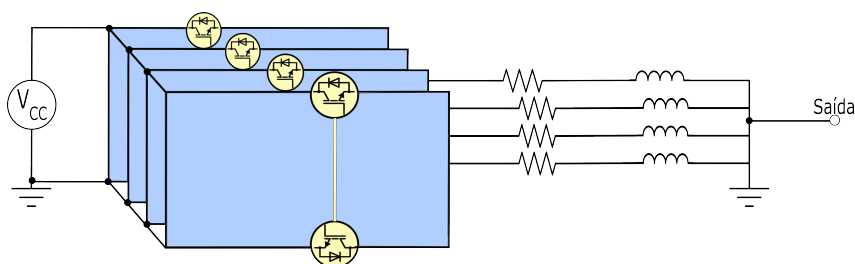


Figura 11 – Conversor CC/CC bidirecional.

Fonte: Autoria própria.

## 2.2 Técnicas de Controle

Quando se trata das técnicas de controle de conversores e de controle de carga em microrredes, essas são categorizadas em função de descentralização que essas técnicas possuem, apresentando diversas formas de operar cada um desses níveis de centralização [Ali et al., 2021, Pourbabak et al., 2019]. Essa seção tem como intuito descrever as categorias de controle que podem ser adotadas e detalhar as principais técnicas utilizadas em cada um desses grupos. Na Figura 12 é visualizado de forma ilustrativa as categorias de controle que serão detalhadas abaixo, sendo elas: centralizado, distribuído e descentralizado.

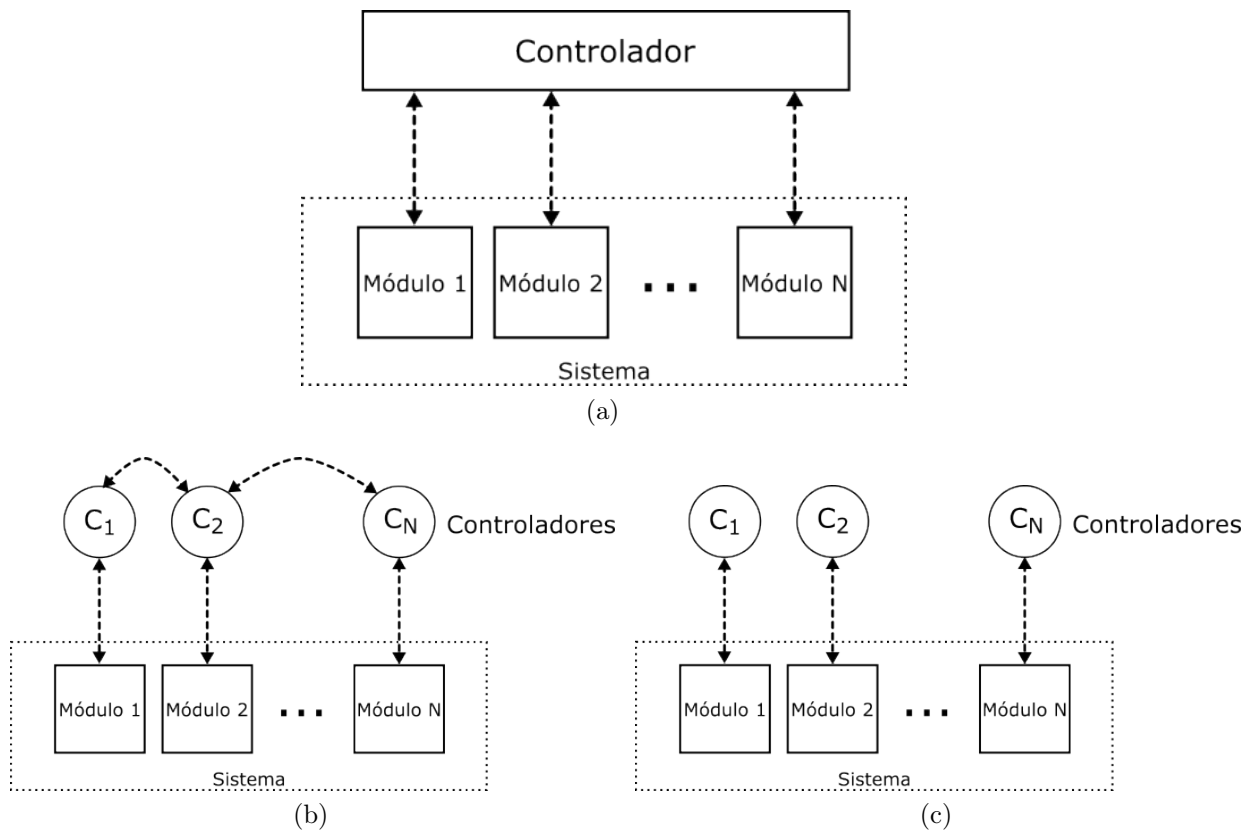


Figura 12 – Técnicas de controle. (a) Centralizado (b) Distribuído. (c) Descentralizado

Fonte: Autoria própria.

### 2.2.1 Controle Centralizado

Nesta estratégia de controle, todo o tráfego de informações é centralizado em apenas um controlador, como pode ser visto na Figura 12a, responsável por todo o processamento de dados. As técnicas de controle centralizado são as que apresentam maior grau de penetração no mercado, devido à sua forma fácil e direta de implementação [Ali et al., 2021]. Com o conhecimento do estado de todos os módulos, o reconhecimento é fácil e não há necessidade de técnicas adicionais para realizar estimativas e comunicações, apresentando um menor custo computacional total. Por outro lado, temos um sistema extremamente dependente de um módulo central que, se danificado, resulta na destruição

total do sistema e na interrupção total da geração de energia e de todo o fluxo de conversão de energia. As principais técnicas de controle centralizado serão abordadas nas seguintes subseções:

### 2.2.1.1 Controle Mestre-escravo

A estratégia de controle mestre-escravo, onde um módulo central (mestre) é responsável por transmitir comandos aos demais módulos (escravos) que apenas executam as ações descritas pelo módulo central, conforme visto na Figura 13. Devido ao baixo grau de independência entre as células, processar todos os dados em um único local aumenta o custo computacional, dificultando o processamento em tempo real [Wang et al., 2015]. Pela simplicidade de execução, esse tipo de código é muito utilizado e apresenta diversos projetos que buscam estruturar um sistema tal que, o mestre define o controle do conversor transmitindo os valores padrão em um barramento de comunicação, enquanto os módulos escravos recebem esta informação e seguem a referência [Zhang et al., 2009].

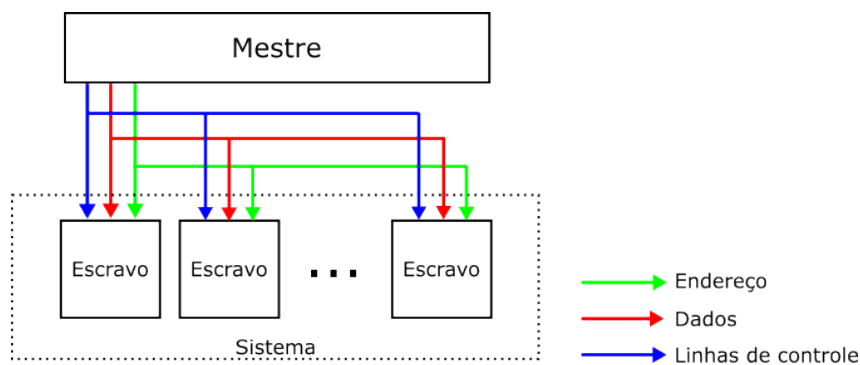


Figura 13 – Controle Mestre-Escravo.

Fonte: Autoria própria.

### 2.2.1.2 Malha Interna Descentralizada

Na estratégia de malha interna descentralizada, temos uma estrutura próxima a observada no controle mestre-escravo, com a modificação que há um módulo central que é responsável por realizar os controles de alto nível, como controles de desequilíbrio, potência ativa e reativa. Enquanto, os demais módulos irão operacionalizar os controles de baixo nível, como corrente e tensão, como pode ser visto na Figura 14. Os principais temas tratados nesses projetos são:

- Otimização do custo computacional com controles de compartilhamento de energia entre módulos e eficiência energética reduzindo a frequência de comunicação dos sinais dos módulos [Xu et al., 2019].
- Redução da largura de banda de comunicação para trabalhar com controle de corrente, moduladores e reguladores de corrente locais [McGrath et al., 2014].

- Utilização de um controle unificado de equilíbrio de tensão CC para fluxo bidirecional de energia, com malha interna descentralizada [Sha et al., 2017].
- Implementação de ações de chaveamento baseadas em sensores locais, um regulador de corrente local e um modulador local [Kong et al., 2011].
- Desenvolvimento de autômato híbrido com controle local de corrente usando baixa largura de banda [Poblete et al., 2019].

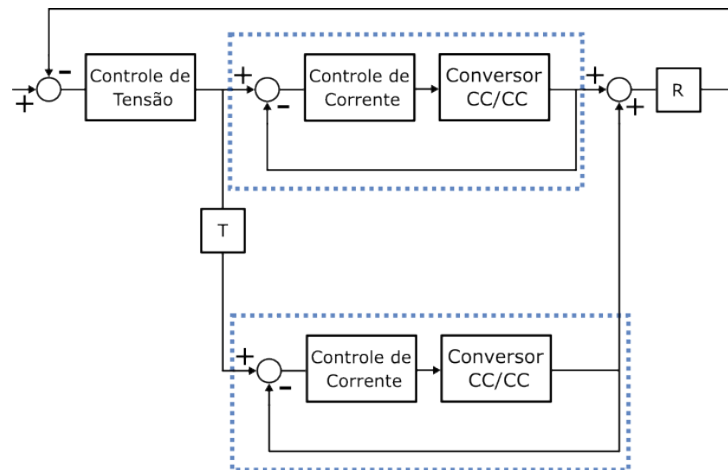


Figura 14 – *Loop* interno distribuída.

Fonte: Autoria própria.

## 2.2.2 Controle Distribuído

Em sistemas com controle distribuído, cada um dos conversores é visto como células separadas operando com controle relativamente independente, como pode ser visto na Figura 12b. Nesta técnica, as células operam de forma independente para operar o controle de baixo nível, como corrente e desequilíbrio. Porém, para poder executar essas ações, eles precisam manter comunicações com os demais módulos, pelo menos com um dos demais do sistema, para que, através dessa comunicação cíclica, o sistema convirja para o ponto desejado [Pourbabak et al., 2019]. Esta técnica tem vindo a ganhar maior visibilidade acadêmica e de mercado nos últimos anos por ser um método relativamente simples e ao mesmo tempo permite que o sistema apresente um certo grau de descentralização, permitindo um menor grau de dependência de uma central. As principais técnicas de controle distribuído serão abordadas nas seguintes subseções:

### 2.2.2.1 Controle Distribuído Mestre-escravo

Nesta técnica de controle distribuído mestre-escravo, conforme visto na Figura 15, é utilizada uma estrutura muito semelhante à utilizada no controle mestre-escravo centralizado, porém nesta técnica, mesmo com módulo mestre, a comunicação entre células

ocorre apenas entre uma ou duas células, de modo que o mestre mantenha seus parâmetros fixos e os demais atinjam os mesmos parâmetros por consenso, sem a necessidade de comunicação entre todos os módulos [Cousineau et al., 2021b]. As principais linhas de trabalho desta técnica buscam operar o processo de *phase shedding*, ativação e desligamento seletivo de células para obter maior eficiência. E demonstrar a estabilidade da operação em condições normais e em transientes de carga rápidos [Cousineau et al., 2021b].

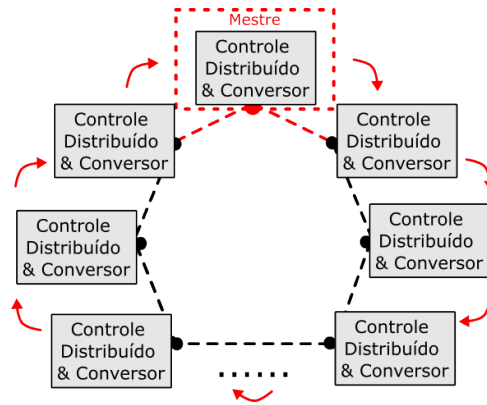


Figura 15 – Controle distribuído mestre-escravo.

Fonte: Autoria própria.

### 2.2.2.2 Comunicação com Módulo Vizinho sem Definição de Mestre

Esta estratégia é muito semelhante ao Controle Distribuído mestre-escravo, porém neste método o consenso ocorre sem apresentar nenhum dos conjuntos como fixo (mestre), como pode ser visto na Figura 16. Assim, todas as células têm seus parâmetros modificados até atingirem o valor de consenso, diminuindo ainda mais o grau de independência e sem muitos pontos críticos [Dutta et al., 2019]. Os principais trabalhos desse tema buscam obter os ângulos de portadora (*Carrier Interleaving*) através da comunicação com apenas um vizinho, para conversores CC/CC [Phan et al., 2019] e para conversores CC/CA [Dutta et al., 2019].

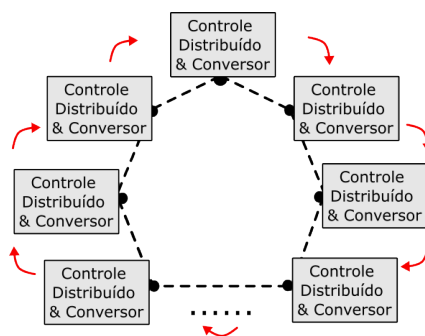


Figura 16 – Comunicação com módulos vizinhos sem definição de mestre.

Fonte: Autoria própria.

## 2.2.3 Controle Descentralizado

Por fim, a categoria de maior complexidade e foco atual da academia é o controle descentralizado. Nesta técnica novamente os conversores são tratados como células com seu controle individualizado de baixo nível, mas não há necessidade de comunicação entre os módulos, como pode ser visto na Figura 12c. Ressalta-se que as comunicações recebidas por estas células devem ser apenas itens de baixíssima velocidade, como alterações de *setpoint* e ativação e desativação das células. Este fato torna esta técnica de difícil implementação, com maior complexidade e maior custo computacional [Dutta et al., 2019]. Por outro lado, esta técnica é também a que apresenta maior flexibilidade e o menor número de pontos críticos que poderiam parar completamente o sistema [Ali et al., 2021, Pourbabak et al., 2019]. As principais técnicas de controle descentralizado serão abordadas nas seguintes subseções:

### 2.2.3.1 Controle Baseado em Medições Indiretas do Desbalanço

Nessa técnica o desbalanceamento do sistema é medido pelo seu efeito em outra variável. Para o multinível série, defini o desequilíbrio de tensão observando as assimetrias no *ripple* da corrente. Já para o multinível paralelo, o desequilíbrio de corrente é definido observando as assimetrias no *ripple* da tensão. Esse fato é possível uma vez que essas variáveis tem uma correlação direta. Porém, a estimativa dessas variável é de difícil obtenção, em função disso, realiza-se o cálculo com o intuito de manter o *ripple* homogêneo no tempo, e não em estimar a variável de controle. Os principais trabalhos nesse tema retratam:

- Balanceamento de corrente baseado em um único medidor de tensão [Cousineau et al., 2021a].
- Baseado em medições de tensão e corrente da célula, se opera um droop redefine a fase da portadora, gerando um menor *ripple* de corrente [Sinha et al., 2019].

## 2.3 Tipos de Controle de Desbalanceamento

Os controles de desbalanceamento para conversores multiníveis são extremamente importantes para garantir a igualdade entre as tensão entre os módulos séries, garantindo a sua estabilidade [Gontijo et al., 2021]. Além disso, nos módulos paralelos é necessário que se garanta correntes iguais, de modo a não sobrecarregar nenhum módulo e garantir um desgaste equilibrado entre as células [Pou et al., 2013]. Para isso diversas estratégias podem ser utilizadas, sendo as principais descritas a seguir:

### 2.3.1 Controladores PID

Para o controle de desbalanceamento, é usual a utilização de um controle com baixa frequência de corte se comparado com as demais malhas do sistema. Assim, é habitual que seja utilizado uma técnica de controle mais simples e consolidada, como são os controladores PD, PI e PID. Os principais trabalhos desse tema dissertam sobre:

- Uso de um PI associado a um estimador descentralizado de erro de desequilíbrio [Cousineau et al., 2021a].
- Implementa um controle PI com transformadas de referencial DQ para controle de tensão para o conversor CC/CA [Sha et al., 2017].
- Uso de um PI baseado no *feedback* instantâneo de *ripple* de potência [Kang and Sul, 1997].
- Uso de PI em uma abordagem centralizada [Chen et al., 2019].

### 2.3.2 Modulação de Mudança de Fase entre Submódulos (ISPSM)

Essa técnica não utiliza um controlador para fazer o controle de desequilíbrio, realizando a modificação da fase das portadoras para reduzir os desequilíbrios do sistema. Assim, o submódulo com tensão mais baixa adota o padrão de pulso com menor ângulo de mudança de fase. Já submódulo com tensão mais alta adota o padrão de pulso com maior ângulo de mudança de fase [Sun et al., 2016].

### 2.3.3 Linearização de *Feedback*

A linearização de *feedback* é uma estratégia utilizada em controles não lineares que busca tornar linear a dinâmica de entrada-saída de uma planta sob a aplicação de um controlador de *feedback* apropriado [Westenbroek et al., 2020]. Assim essa técnica é introduzida nos conversores cúbico paralelo com o intuito de controlar o compartilhamento de corrente entre os módulos [Behjati et al., 2014].

### 2.3.4 Controlador de Fase da Portadora

Essa técnica é baseada em um controle droop, que por meio de medições de tensão e corrente na célula, define o ponto de igualdade de fase entre as portadoras das células. Nesse tipo de estudo, o foco não é necessariamente o balanceamento da corrente, mas a implementação dessa igualdade de fase resulta em um maior equilíbrio de corrente entre as células [Sinha et al., 2019].

## 2.4 Considerações do Capítulo

Nesse capítulo, foi avaliado o estado da arte para os conversores multinível. Foram avaliadas as principais topologias de conversores presente no mercado e na literatura. Se discute também as formas como se pode estruturar a comunicação entre as células, motivando a escolha de um solução completamente descentralizada nesse projeto. Por fim, se analisa as topologias de controle usualmente utilizadas para conversores multiníveis, demonstrando possibilidades de operação e possíveis possibilidades para trabalhos futuros. Detendo essa informações, torna-se possível que se inicie uma análise de um conversor entendendo as boas praticas do mercado e da academia, e viabilizando a superação do estado da arte.

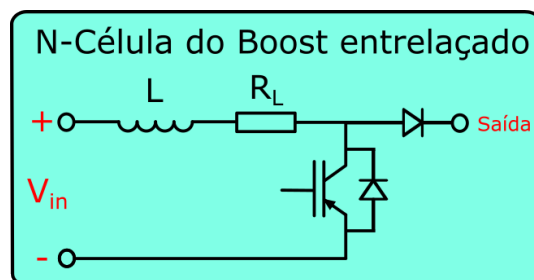
# Capítulo 3

## Conversor *Boost* Paralelo

### 3.1 Estrutura do *Boost*

Observando o cenário global de eletrônica de potência, constata-se que os conversores C.C/C.C tiveram sua utilização expandida ao longo do tempo. Em função do contexto ambiental e energético internacional, a expansão do seu uso é cada vez mais promissora. Associado a isso, há a necessidade de ampliação na potência e na confiabilidade desses módulos. Para que isso ocorra a solução mais segura e promissora é a descentralização das unidades de controle e potência. Assim, esse projeto se propõe a ampliar o grau de descentralização desses sistemas, reduzindo o nível de comunicação necessária entre os módulos. Nessa dissertação aprofunda-se especificamente sobre uma estrutura de controle totalmente descentralizada, focada no controle de desequilíbrio de corrente entre os módulos.

A estrutura escolhida para análise foi o *Boost* entrelaçado de N células, que é exibido na Figura 17b, em que se observa um conversor com N células de eletrônica de potência, bem como uma fonte de entrada e uma impedância de saída comuns a todos os módulos. Já na Figura 17a, a estrutura elétrica de uma célula do conversor *Boost* é detalhada, sendo base para a modelagem matemática que será feita a seguir.



(a)

Figura 17 – Topologia utilizada. (a) Conversor. (b) *Boost* entrelaçado de N-células.

Fonte: Autoria própria.

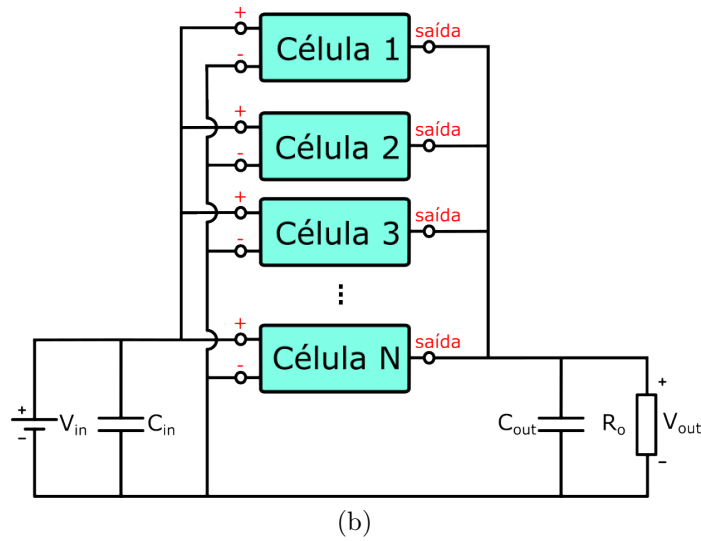


Figura 17 – Topologia utilizada. (a) Conversor. (b) *Boost* entrelaçado de N-células.

Fonte: Autoria própria.

Ressalta-se que apesar de serem abordados apenas resultados de simulação nesse trabalho, foi utilizado como referência os atributos projetados e montados em um protótipo de um BESS de 10kVA no laboratório de Geração de Energia Elétrica, visto na Figura 18, cujo projeto se encontra disponível em da Silva [2020], apresentando também as motivações e a realidade da região que motiva tais escolhas de projeto. O laboratório é utilizado pelo grupo de pesquisa Controle e Conversão de Energia Elétrica (CCEE) da Unifei, Campus Itabira. Quando observado o funcionamento de um conversor *Boost*, constata-se que o funcionamento do conversor C.C/C.C gera *ripples* de tensão de entrada e de saída. Detalhando o comportamento desses *ripples*, torna-se evidente que existe uma relação causal entre as corrente drenadas pelas células e a forma que o *ripple* irá apresentar.

Neste trabalho é analisado o conversor *Boost* multinível paralelo, cujos principais parâmetros são vistos na Tabela 1. Ressalta-se que os parâmetros de capacitância de entrada e saída são adaptados para representar a ondulação nominal representativa e consistente com implementações reais.

Tabela 1 – Parâmetros do sistema

| Conversor    | Parâmetros                                | Valor   |
|--------------|---|---------|
| <i>Boost</i> | Frequência de chaveamento ( $f_{sw}$ )    | 12kHz   |
|              | Indutância média ( $L$ )                  | 3,850mH |
|              | Resistência média dos indutores ( $R_L$ ) | 82.5mΩ  |
|              | Tensão nominal de entrada ( $V_{in}$ )    | 144V    |
|              | Tensão nominal de saída ( $V_{out}$ )     | 400V    |
|              | Capacitância de entrada ( $C_{in}$ )      | 3.060μF |
|              | Capacitância de saída ( $C_{out}$ )       | 30.60μF |
|              | Número de células ( $N$ )                 | 6       |

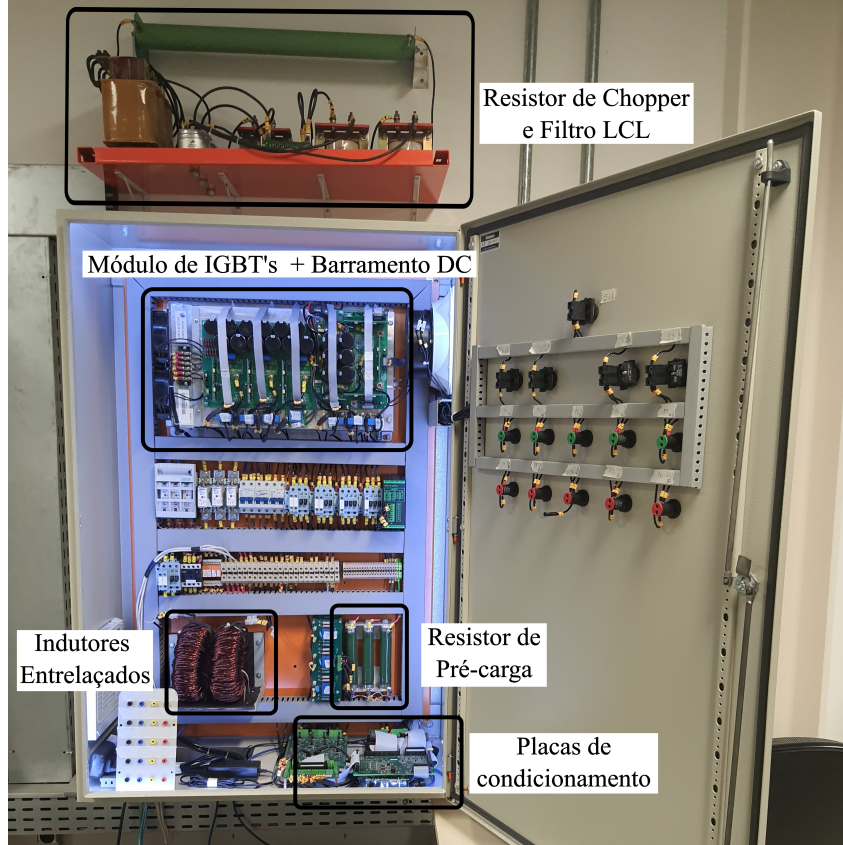


Figura 18 – Protótipo do BESS de 10kVA no laboratório de Geração de Energia Elétrica.

Fonte: Autoria própria.

## 3.2 Modelagem do *Boost*

A primeira análise que deve ser feita é dividir o comportamento entre a chave aberta e fechada, resultando na corrente no indutor vista em (3.1) e (3.2). Analisando a Figura 19, equaciona-se que a ondulação da corrente, pode ser representada como (3.3) e (3.4), onde  $\bar{I}_L$  é a corrente média no indutor,  $i_{L_{on}}(t)$  é a corrente no indutor no domínio do tempo enquanto a chave está ligada,  $i_{L_{off}}(t)$  é a corrente no indutor no domínio do tempo enquanto a chave está desligada,  $\Delta i_{L_{on}}(t)$  é o *ripple* corrente no indutor no domínio do tempo enquanto a chave está ligada,  $\Delta i_{L_{off}}(t)$  é o *ripple* corrente no indutor no domínio do tempo enquanto a chave está desligada,  $D$  é o ciclo de trabalho da célula,  $\Delta I_L$  é o pico a pico da corrente,  $f_{sw}$  é a frequência de comutação e  $t$  é o tempo transcorrido.

$$i_{L_{on}}(t) = \bar{I}_L + \Delta i_{L_{on}}(t) \quad (3.1)$$

$$i_{L_{off}}(t) = \bar{I}_L + \Delta i_{L_{off}}(t) \quad (3.2)$$

$$\Delta i_{L_{on}}(t) = \Delta I_L \cdot \frac{D}{f_{sw}} \cdot t - \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.3)$$

$$\Delta i_{L_{off}}(t) = -\Delta I_L \cdot \frac{1-D}{f_{sw}} \cdot t + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (3.4)$$

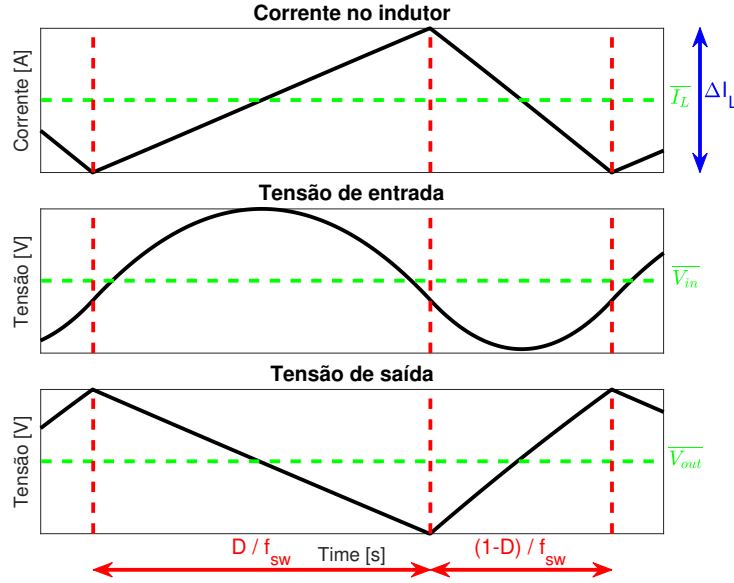


Figura 19 – Comportamento das variáveis elétricas.

Fonte: Autoria própria.

### 3.2.1 *Ripple* da Tensão de Entrada

Para analisar o impacto que a corrente tem na tensão de entrada, conforme visto na Figura 19, é executada a integração desse sinal nos diferentes estágios da chave, conforme visto em (3.5) e (3.6), onde  $\Delta V_{in_{on}}(t)$  é o *ripple* na tensão de entrada enquanto a chave está ligada,  $\Delta V_{in_{off}}(t)$  é o *ripple* na tensão de entrada enquanto a chave está desligada,  $C_{1in}$  é a constante que garante o valor médio zero na entrada,  $C_{2in}$  é a constante que define a igualdade valor entre  $\Delta V_{in_{on}}(D/f_{sw})$  e  $\Delta V_{in_{off}}(D/f_{sw})$  na entrada e,  $C_{in}$  é a capacitância na entrada.

$$\Delta V_{in_{on}}(t) = \int -\frac{\Delta i_{l_{on}}(t)}{C_{in}} dt + C_{1in} \quad (3.5)$$

$$\Delta V_{in_{off}}(t) = \int -\frac{\Delta i_{l_{off}}(t)}{C_{in}} dt + C_{2in} \quad (3.6)$$

Essa integração pode ser resumida em (3.7) e (3.8).

$$\int -\frac{\Delta i_{l_{on}}(t)}{C_{in}} dt = -\frac{\Delta I_L f_{sw}}{2C_{in}D} t^2 + \frac{\Delta I_L}{2C_{in}} t \quad (3.7)$$

$$\int -\frac{\Delta i_{l_{off}}(t)}{C_{in}} dt = -\frac{\Delta I_L f_{sw}}{2C_{in}(1-D)} t^2 + \frac{\Delta I_L(D+1)}{2C_{in}(1-D)} t \quad (3.8)$$

Portanto, para obter o valor igual entre  $\Delta V_{in_{on}}(D/f_{sw})$  e  $\Delta V_{in_{off}}(D/f_{sw})$ , é executada essa equação, como visto em (3.10). Ressalta-se que essa igualdade é necessária para que se mantenha a continuidade de função, ou seja, sem que haja variações abruptas

no valor da função.

$$C_{2in} = \int -\frac{\Delta i_{on}(t)}{C_{in}} dt + C_{1in} - \int -\frac{\Delta i_{off}(t)}{C_{in}} dt \quad (3.9)$$

$$C_{2in} = C_{1in} - \frac{D\Delta I_L}{2C_{in}f_{sw}(D-1)} \quad (3.10)$$

Além disso, para definir o valor  $C_{1in}$  é considerado que toda a potência adquirida no estado desligado precisa ser gasta no estado ligado, como visto em (3.12). Essa definição é utilizada para que o *ripple* seja apenas a variação em torno do valor médio.

$$\int_0^D \Delta V_{inon}(t) + \int_D^{1/f_{sw}} \Delta V_{inoff}(t) = 0 \quad (3.11)$$

$$\frac{C_{2in}(1-D)}{f_{sw}} - \frac{4\Delta I_L D + \Delta I_L}{12C_{in}f_{sw}^2} + \frac{C_{1in}}{f_{sw}} = 0 \quad (3.12)$$

Utilizando (3.10) em (3.12), pode se reescrever as equações como (3.13) e (3.14).

$$C_{1in} = \frac{\Delta I_L - 2D\Delta I_L}{12C_{in}f_{sw}} \quad (3.13)$$

$$C_{2in} = \frac{\Delta I_L - 2D\Delta I_L}{12C_{in}f_{sw}} - \frac{D\Delta I_L}{2C_{in}f_{sw}(D-1)} \quad (3.14)$$

Assim, é definido o comportamento do *ripple* de tensão de entrada nas células utilizando apenas parâmetros que não variam dentro de um ciclo de comutação. Isso pode ser visto em (3.15) e (3.16).

$$\Delta V_{inon}(t) = -\frac{\Delta I_L f_{sw}}{2C_{in}D} t^2 + \frac{\Delta I_L}{2C_{in}} t + \frac{\Delta I_L - 2D\Delta I_L}{12C_{in}f_{sw}} \quad (3.15)$$

$$\Delta V_{inoff}(t) = -\frac{\Delta I_L f_{sw}}{2C_{in}(1-D)} t^2 + \frac{\Delta I_L(D+1)}{2C_{in}(1-D)} t + \dots$$

$$\frac{\Delta I_L - 2D\Delta I_L}{12C_{in}f_{sw}} - \frac{D\Delta I_L}{2C_{in}f_{sw}(D-1)} \quad (3.16)$$

### 3.2.2 *Ripple* de Tensão de Saída

A segunda forma de fazer esta análise é considerar o impacto na tensão de saída do conversor, como pode ser visto na Figura 19. É importante ressaltar que a corrente no capacitor não é igual à corrente no indutor, em função da configuração do *boost*, sendo descrita como (3.17), onde  $\overline{I_O}$  é a corrente média do capacitor de saída [Ahmed, 2000]. Consequentemente, define-se o comportamento ligado e desligado deste sistema, como (3.18) e (3.19). Em que  $i_{on}(t)$  é a corrente na saída no domínio do tempo enquanto a chave está ligada, e  $i_{off}(t)$  é a corrente na saída no domínio do tempo enquanto a chave

está desligada.

$$\bar{I}_O = \bar{I}_L(1 - D) \quad (3.17)$$

$$i_{oon}(t) = \bar{I}_O \quad (3.18)$$

$$i_{ooff}(t) = \bar{I}_O - \Delta i_{Loff}(t) \quad (3.19)$$

Portanto, a corrente no indutor tem impacto na tensão de saída, conforme visto na Figura 19. Assim, é executada a integração desse sinal nos diferentes estágios da chave, conforme visto em (3.20) e (3.21), onde  $\Delta V_{outin}(t)$  é o *ripple* na tensão de saída enquanto a chave está ligada,  $\Delta V_{outoff}(t)$  é o *ripple* na tensão de saída enquanto a chave está desligada,  $C_{1out}$  é a constante que garante o valor médio zero na saída,  $C_{2out}$  é a constante que define o valor igual entre  $\Delta V_{outin}(D/f_{sw})$  na saída e  $\Delta V_{outoff}(D/f_{sw})$ , e  $C_{out}$  é a capacitância na saída.

$$\Delta V_{outin}(t) = \int -\frac{i_{oon}(t)}{C_{out}} dt + C_{1out} \quad (3.20)$$

$$\Delta V_{outoff}(t) = \int -\frac{i_{ooff}(t)}{C_{out}} dt + C_{2out} \quad (3.21)$$

Essa integração pode ser resumida como (3.22) e (3.23), onde  $\bar{I}_L$  é a corrente média do indutor.

$$\int -\frac{\Delta i_{oon}(t)}{C_{out}} dt = \frac{\bar{I}_L(D-1)}{C_{out}} t \quad (3.22)$$

$$\int -\frac{\Delta i_{ooff}(t)}{C_{out}} dt = \frac{\Delta I_L f_{sw}}{2C_{out}(D-1)} t^2 - \frac{\Delta I_L(D+1) + 2D\Delta I_L(1-D)}{2C_{out}(D-1)} t \quad (3.23)$$

Portanto, para obter o valor igual entre  $\Delta V_{outin}(D/f_{sw})$  e  $\Delta V_{outoff}(D/f_{sw})$ , é executada essa igualdade, como visto em (3.25). Ressalta-se que essa igualdade é necessária para que se mantenha a continuidade de função, ou seja, sem que haja variações abruptas no valor da função.

$$C_{2out} = \int -\frac{\Delta i_{oon}(t)}{C_{out}} dt + C_{1out} - \int -\frac{\Delta i_{ooff}(t)}{C_{out}} dt \quad (3.24)$$

$$C_{2out} = C_{1out} + \frac{D\Delta I_L}{2C_{out}f_{sw}(D-1)} - \frac{D\bar{I}_L}{C_{out}f_{sw}} \quad (3.25)$$

Além disso, para definir o valor  $C_{1out}$  é considerado que toda a potência adquirida no estado desligado precisa ser gasta no estado ligado, conforme visto em (3.26).

$$0 = \int_0^D \Delta V_{outin}(t) + \int_D^{1/f_{sw}} \Delta V_{outoff}(t) \quad (3.26)$$

$$0 = \frac{C_{2in}(1-D)}{f_{sw}} - \frac{\Delta I_L(D^2 + 4D + 1) + \Delta I_L D(1-D)}{12C_{out}f_{sw}^2} + \frac{C_{1out}D}{f_{sw}}$$

Utilizando (3.25) em (3.26), pode se reescrever as equações como (3.27) e (3.28).

$$C_{1out} = \frac{\Delta I_L(D-1)^2 + 6D\bar{I}_L(D-1)}{12C_{out}f_{sw}} \quad (3.27)$$

$$C_{2out} = \frac{\Delta I_L(D-1)^2 + 6D\bar{I}_L(D-1)}{12C_{out}f_{sw}} + \dots$$

$$\frac{D\Delta I_L}{2C_{out}f_{sw}(D-1)} - \frac{D\bar{I}_L}{C_{out}f_{sw}} \quad (3.28)$$

Assim, é definido o comportamento do *ripple* de tensão de saída nas células usando apenas parâmetros que não variam dentro de um ciclo de comutação. Isso pode ser visto em (3.29) e (3.30).

$$\Delta V_{outin}(t) = \frac{\bar{I}_L(D-1)}{C_{out}}t - \frac{\Delta I_L(D-1)^2 + 6D\bar{I}_L(D-1)}{12C_{out}f_{sw}} \quad (3.29)$$

$$\Delta V_{outoff}(t) = \frac{\Delta I_L f_{sw}}{2C_{out}(D-1)}t^2 + \frac{D\Delta I_L}{2C_{out}f_{sw}(D-1)} - \dots$$

$$\frac{\Delta I_L(D+1) + 2D\bar{I}_L(1-D)}{2C_{out}(D-1)}t + \dots$$

$$\frac{\Delta I_L(D-1)^2 + 6D\bar{I}_L(D-1)}{12C_{out}f_{sw}} - \frac{D\bar{I}_L}{C_{out}f_{sw}} \quad (3.30)$$

### 3.2.3 Estimativa do Pico a Pico da Corrente e do Ciclo de Trabalho

Para entender como as variáveis se comportam, é importante saber qual é o ciclo de trabalho e o pico a pico da corrente. Mas é importante também que esta definição possa ser precisa e utilizar apenas o valor médio dos demais sinais. Primeiramente, define-se que o pico a pico da corrente é proporcional ao tempo de comutação e à tensão no indutor, como visto em (3.31), onde  $\bar{V}_{in}$  é a tensão média de entrada,  $R_L$  é a resistência do indutor e  $L$  é a indutância [Ahmed, 2000].

$$\Delta I_L = \frac{(\bar{V}_{in} - \bar{I}_L R_L)D}{Lf_{sw}} \quad (3.31)$$

Para definir o comportamento do ciclo de trabalho sem nenhuma informação dependente do tempo, começa-se equacionando a entrada de energia no estágio de ligar e desligar, com a consideração do impacto da resistência, conforme visto como (3.32) e (3.33), onde  $\overline{V_{out}}$  é a tensão média de saída.

$$\begin{aligned} P_{L_{on}} &= \int_0^{D/f_{sw}} i_{L_{on}}(t) [\overline{V_{in}} - R_L i_{L_{on}}(t)] dt \\ &= -\frac{D}{12f_{sw}} [R_L \Delta I_L^2 + 12R_L \overline{I_L}^2 - 12\overline{I_L} \overline{V_{in}}] \end{aligned} \quad (3.32)$$

$$\begin{aligned} P_{L_{off}} &= \int_{D/f_{sw}}^{1/f_{sw}} i_{L_{off}}(t) [(\overline{V_{in}} - R_L i_{L_{off}}(t)) - \overline{V_{out}}] dt \\ &= -\frac{D-1}{12f_{sw}} [R_L \Delta I_L^2 + 12R_L \overline{I_L}^2 + 12\overline{I_L} \overline{V_{in}} - 12\overline{I_L} \overline{V_{out}}] \end{aligned} \quad (3.33)$$

Considera-se que o sistema está em regime permanente, e com isso toda a potência obtida no estagio ligado é gasta no período desligado, resultando em (3.34).

$$\begin{aligned} \overline{I_L} &= \frac{1}{12L^2 R_L f_{sw}^2 + D^2 R_L^3} [D^2 R_L^2 \overline{V_{in}} - 6L f_{sw} \sqrt{\alpha} + 6L^2 \overline{V_{in}} f_{sw}^2 - \dots \\ &\quad 6L^2 f_{sw}^2 + 6DL^2 f_{sw}^2] \\ \alpha &= \frac{(D^3 - D^2) R_L^2 \overline{V_{in}}}{3} + D^2 L^2 f_{sw}^2 + 2DL^2 \overline{V_{in}} f_{sw}^2 - 2DL^2 f_{sw}^2 + \dots \\ &\quad L^2 \overline{V_{in}}^2 f_{sw}^2 - 2L^2 \overline{V_{in}} f_{sw}^2 + L^2 f_{sw}^2 \end{aligned} \quad (3.34)$$

Portanto, invertendo esta equação obtem-se que o ciclo de trabalho pode ser expresso como (3.35).

$$\begin{aligned} D &= \frac{1}{\overline{I_L}^2 R_L^3 - 2\overline{I_L} R_L^2 \overline{V_{in}} + R_L \overline{V_{in}}^2} [6\overline{I_L} L^2 f_{sw}^2 - \sqrt{3} L f_{sw} \overline{I_L} \sqrt{\beta}] \\ \beta &= -\overline{I_L}^3 R_L^4 + 3\overline{I_L}^2 R_L^3 \overline{V_{in}} - \overline{I_L}^2 R_L^3 + 3\overline{I_L} L^2 f_{sw}^2 - \dots \\ &\quad 3\overline{I_L} R_L^2 \overline{V_{in}}^2 + 2\overline{I_L} R_L^2 \overline{V_{in}} + R_L \overline{V_{in}}^3 - R_L \overline{V_{in}}^2 \end{aligned} \quad (3.35)$$

### 3.2.4 Generalização para N Células

Quando se trabalha com sistemas multicelulas, é necessário generalizar as equações para representar todos os tipos de conversores. Para fazer isso, (3.3), (3.4) foram resumidos como (3.36); (3.15) e (3.16) como (3.38); e (3.29) e (3.30) como (3.37). Ressalta-se que nesta equação as variáveis  $u(t)$  e  $u'(t)$  representam o comportamento do sinal PWM, sendo um quando a chave está ligada e zero se ela estiver desligada. Resultando no comportamento

visto na Figura 20.

$$\Delta I_{out}(t) = \sum_{n=1}^N u(t) \Delta i_{lon}^{(n)}(t) + u'(t) \Delta i_{loff}^{(n)}(t) \quad (3.36)$$

$$\Delta V_{out}(t) = \sum_{n=1}^N u(t) \Delta V_{outin}^{(n)}(t) + u'(t) \Delta V_{outoff}^{(n)}(t) \quad (3.37)$$

$$\Delta V_{in}(t) = \sum_{n=1}^N u(t) \Delta V_{inon}^{(n)}(t) + u'(t) \Delta V_{inoff}^{(n)}(t) \quad (3.38)$$

Onde:  $u(t) = 1$   $u'(t) = 0$ ; para chave ligada  
 $u(t) = 0$   $u'(t) = 1$ ; para chave desligada

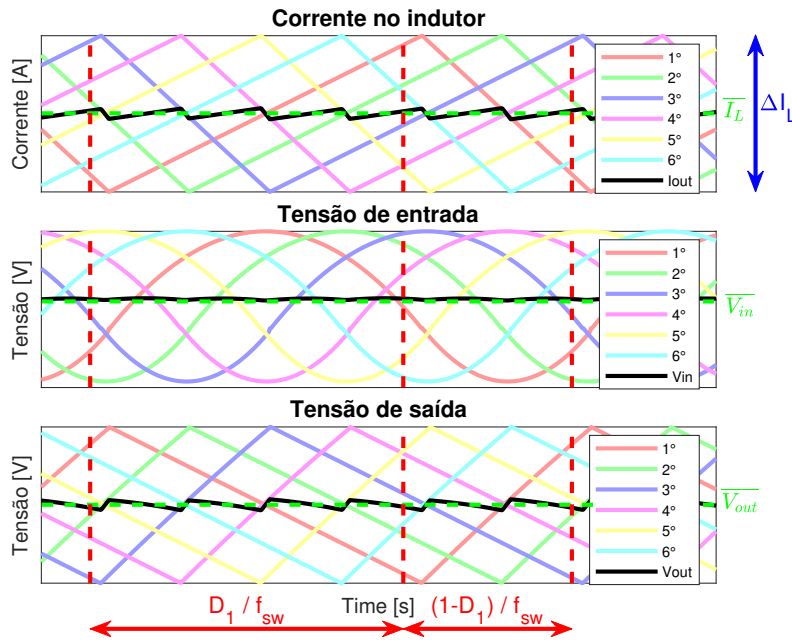


Figura 20 – Comportamento das variáveis elétricas para N-células.

Fonte: Autoria própria.

## 3.3 Validação de Modelagem

### 3.3.1 Condição de Modelagem Nominal

Considerando que há mudança de comportamento em função do ponto de operação, analisar como este sistema funciona na condição nominal é importante para entender como este funcionará a maior parte do tempo.

Para isso, executa-se uma implementação no software PLECS que simula o comportamento do conversor descrito e também as equações definidas acima. Para isso são utilizados os dados do sistema, descritos na Tabela 1, e a topologia definida na Figura 17. Devido as considerações feitas, os resultados são extraídos do sistema operando em condições nominais e em regime permanente. Por se tratar de resultados cíclicos, a melhor

forma de expressar seus valores no tempo é por meio das coordenadas polares, em que se tem uma representação da ciclicidade e se tem uma visualização das assimetrias.

Outro ponto a ser considerado nesta implementação é o passo de simulação adotado, definido como  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{12})$ , o que representa a frequência máxima viável para a realização das simulações. Pois, o tempo de processamento associado a cada simulação torna-se significativamente elevado, podendo exceder prazos operacionais razoáveis. Para mitigar esses efeitos, seria ideal reduzir o passo de simulação para  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{20})$  ou menor, o que, contudo, resulta em uma demanda computacional impraticável dentro dos limites temporais disponíveis. Os impactos dessa limitação no passo de simulação, bem como a consequente redução de precisão nas simulações, serão abordados no Capítulo 4, onde avaliaremos diretamente os efeitos dessa menor precisão na estimativa.

Na Figura 21 e 22, observa-se o comportamento nominal do conversor, isto é, o ciclo de trabalho definido com 400V na saída e 20A por célula, considerando o impacto da resistência. Conclui-se que a equação representa bem o funcionamento do sistema na forma generalizada, resultando em erro de representação na tensão de 0,5353% e 0,1939% com 1 célula, e 0,9848% e 0,3375% com 6 células, respectivamente para entrada e saída. Enfatiza-se que a ondulação de tensão na entrada e na saída é, respectivamente, 6,7552V e 12,4707V com 1 célula, e 0,0951V e 1,0491V com 6 células.

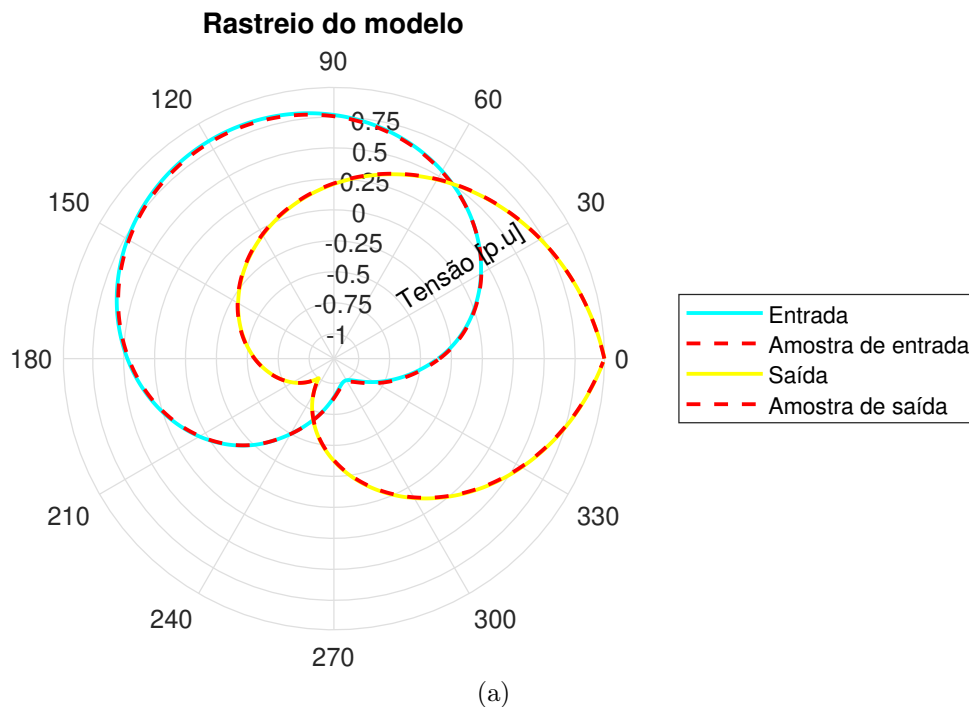


Figura 21 – Condição nominal para 1 célula. (a) Rastreo de modelo (b) Erro de modelo

Fonte: Autoria própria.

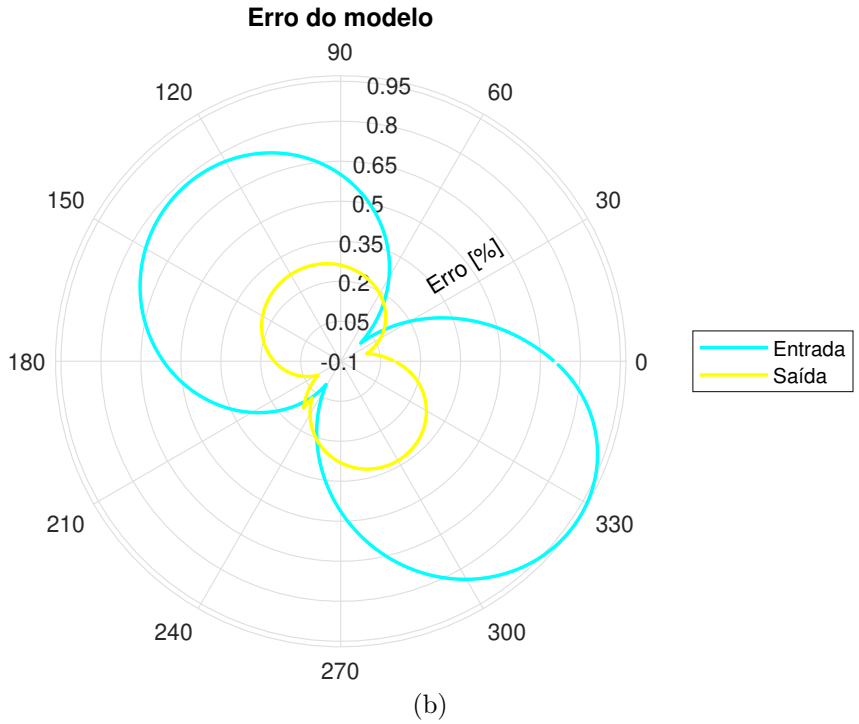


Figura 21 – Condição nominal para 1 célula. (a) Rastreo de modelo (b) Erro de modelo

Fonte: Autoria própria.

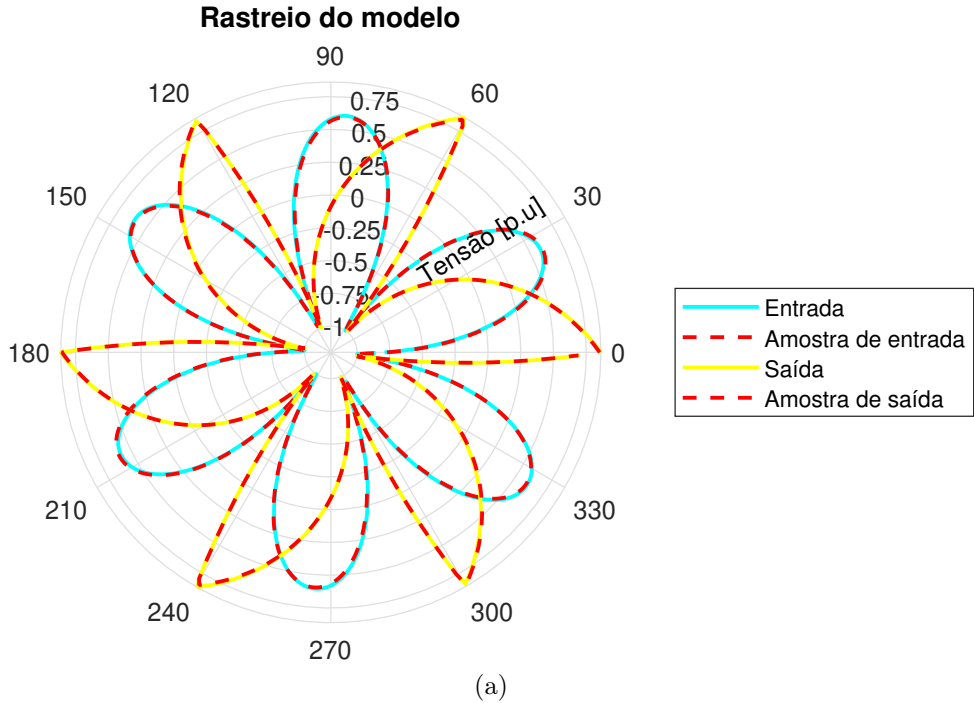


Figura 22 – Condição nominal para 6 células. (a) Rastreo de modelo (b) Erro de modelo

Fonte: Autoria própria.

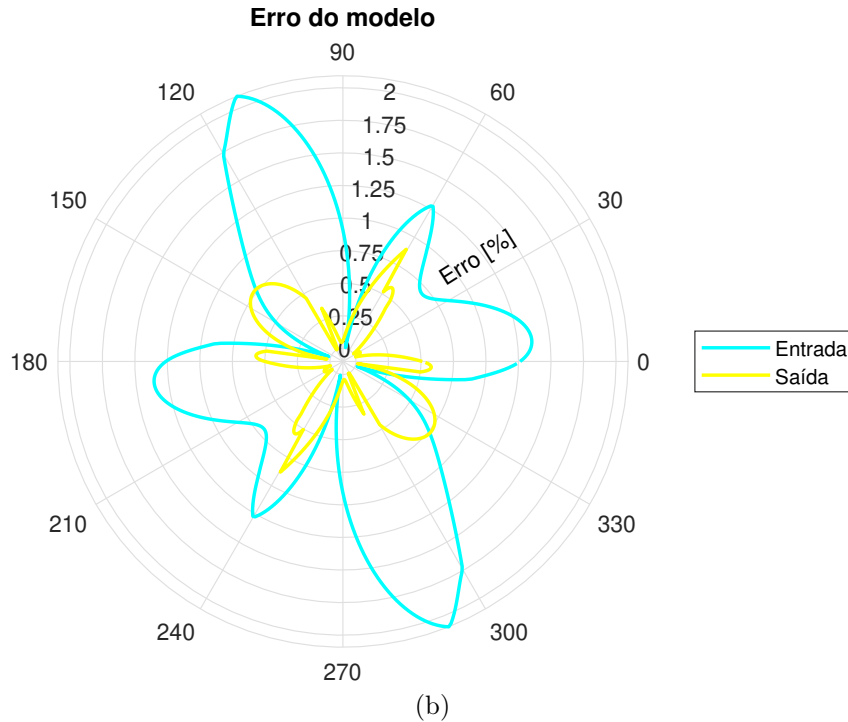


Figura 22 – Condição nominal para 6 células. (a) Rastreo de modelo (b) Erro de modelo

Fonte: Autoria própria.

### 3.3.2 Efeito de Desequilíbrio

A segunda análise feita é observar os efeitos de um desequilíbrio nos *ripples* do sistema. Para isso, novamente é feita a execução do modelo proposto no software PLECS, adotando valores de correntes diferentes entre as células, sendo esses valores definidos como  $\bar{I}_L = 20 \cdot [1,2 \ 0,7 \ 1,1 \ 1 \ 1,3 \ 0,8]$  p.u. Na Figura 23 é visto o comportamento da tensão na entrada e na saída, no qual que tem as linhas representando a tensão ao longo do período e os pontos de amostragem calculados pelas equações.

Além disso, a principal análise feita é para demonstrar os efeitos do desequilíbrio de corrente nas tensões. Quando os sistemas estão equilibrados, o impacto na tensão é o mesmo para todas as células, apenas defasadas em  $360^\circ/N$ , como pode ser visto na Figura 23a, gerando uma resposta no tempo simétrica. Já quando a corrente é diferente entre as células, há um impacto diferente na tensão, como pode ser visto na Figura 23b, e com maior intensidade nas componentes de algumas células obtém-se uma resposta assimétrica. Assim, o objetivo é definir quão diferente é a corrente usando (3.36), (3.38) e (3.37).

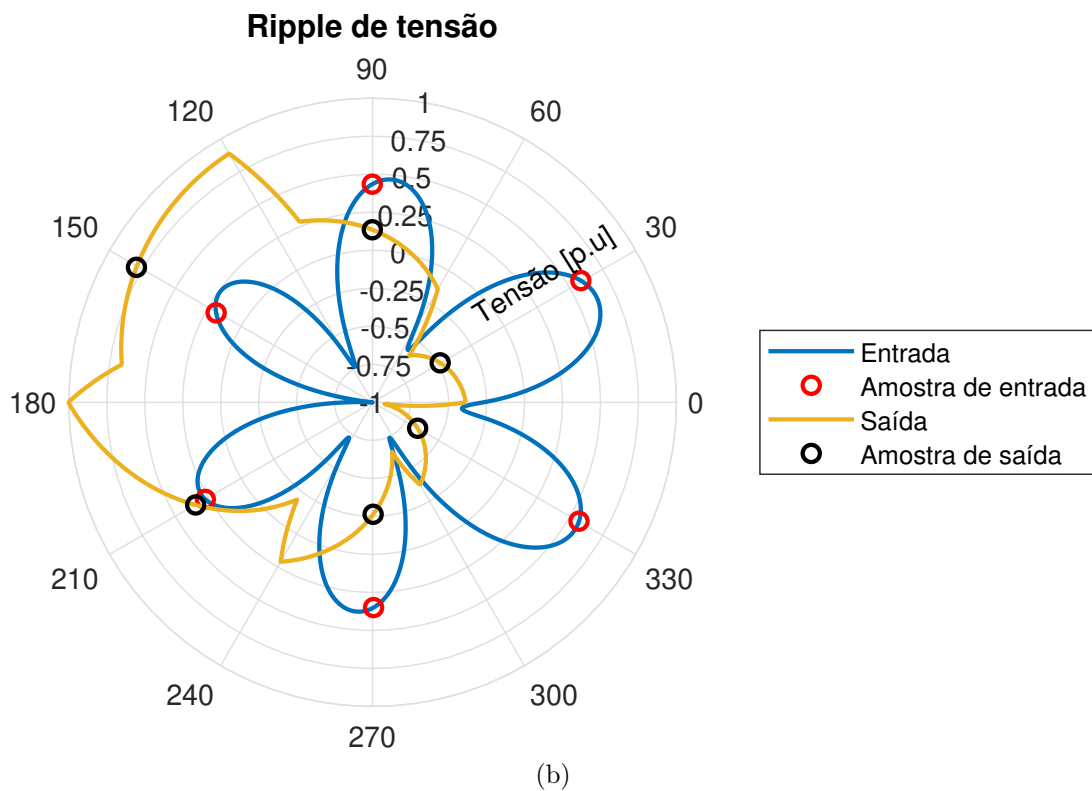
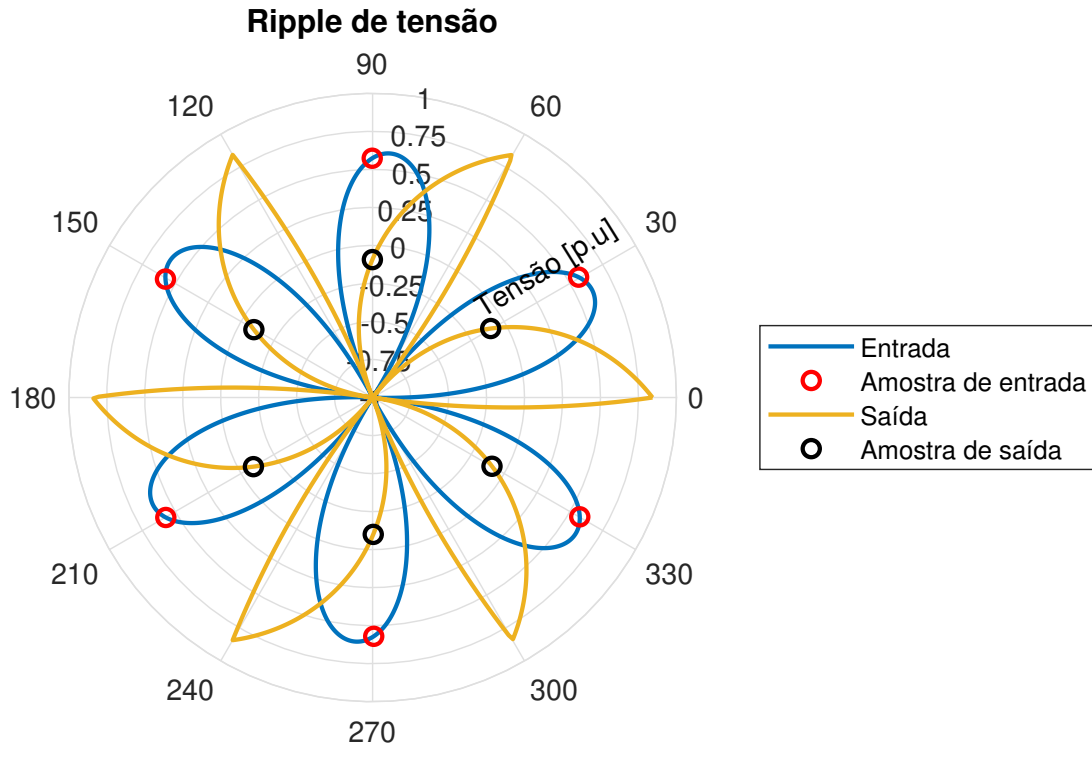


Figura 23 – Comportamento elétrico com 6 células.(a) Equilíbrio. (b) Desequilíbrio,  $\bar{I}_L=[1,2 \ 0,7 \ 1,1 \ 1 \ 1,3 \ 0,8]$  p.u.

Fonte: Autoria própria.

### 3.3.3 Modo de Potência Constante

Nessa etapa do projeto busca-se demonstrar que o modelo obtido consegue descrever bem o sistema para uma região de operação que descreve a realidade do conversor. Para definir o quão precisa é a modelagem, é necessário analisar o comportamento em grande parte da região de operação. O conversor não isolado não é utilizado em ciclo de trabalho alto, pois o nível elevado da corrente no indutor impossibilita isso no conversor real [Salvador, 2021]. Além disso, a utilização do *Boost* para elevar a pequena tensão é incomum, possuindo um bom regime de operação em valores intermediários de ciclo de trabalho. Ressalta-se que para operar nas regiões extremas há a necessidade de implementação de um circuito de comando rápido [Tavares, 2019], e há mais perdas impactando a eficiência do conversor [Rodrigues de Oliveira et al., 2019]. Assim, utiliza-se o software PLECS para realizar uma diversidade de testes de modelo, e levantar um espectro de pontos de operação para entender qual é a precisão do modelo comparado com os valores simulados.

Para entender o quão precisa é a modelagem, executa-se a simulação onde a resistência da saída é alterada para ter a mesma potência em todo o ciclo de trabalho, 2,88kW por célula. Assim, o resultado é visto na Figura 24, onde se observa tanto com uma célula, Figura 24a, quanto com seis células, Figura 24b.

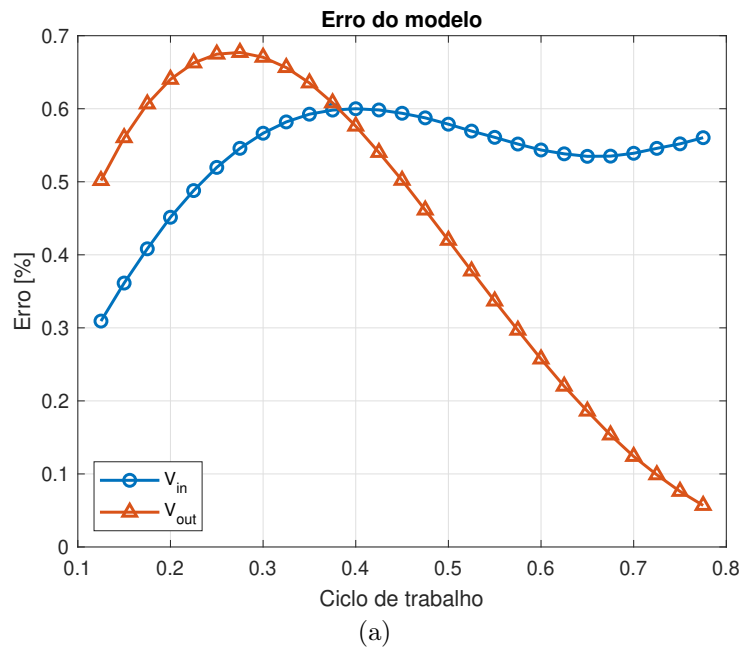


Figura 24 – Erro de modelagem de tensão - Potência constante.(a) 1 célula. (b) 6 células.

Fonte: Autoria própria.

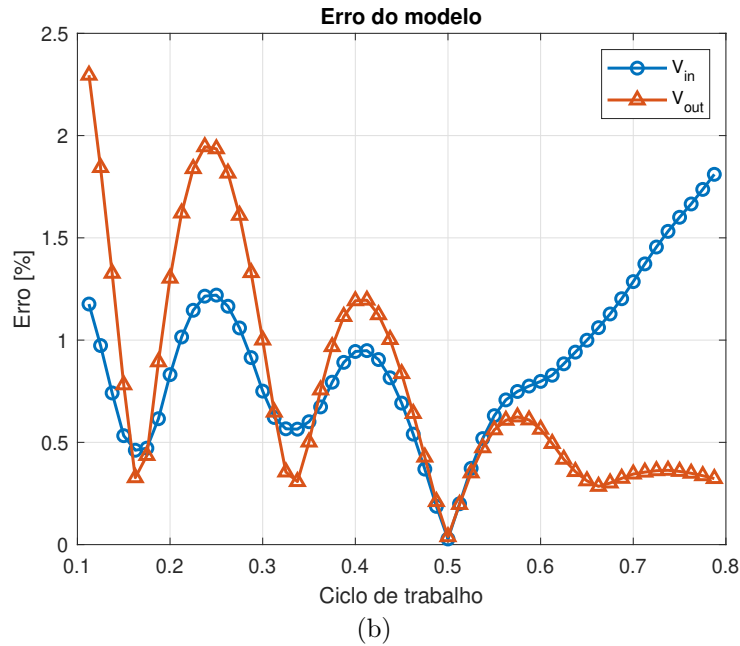


Figura 24 – Erro de modelagem de tensão - Potência constante.(a) 1 célula. (b) 6 células.

Fonte: Autoria própria.

O erro máximo observado é 0,6000% e 0,6771% do valor de ondulação nominal com 1 célula, respectivamente para entrada e saída, e 1,8272% e 2,2971% com 6 células. Evidenciando que a equação proposta representa com precisão o comportamento das tensões do conversor, possibilitando os próximos passos deste trabalho. Ressalta-se que o teste de potência constante é mais apropriada para avaliar o comportamento dos inputs, pois mantém mesmo grau de corrente em todos os testes.

### 3.3.4 Modo de Corrente Constante

Para avaliar o comportamento da saída a estrutura mais adequada é ter a mesma corrente de saída entre os casos, ou seja, no modo de corrente constante. Executa-se a simulação onde a resistência da saída é alterada para manter mesma corrente, 20A por célula. O resultado é visto na Figura 25, onde se observa o erro obtido tanto com uma célula, Figura 25a, quanto com seis células, Figura 25b.

Desse modo, o erro máximo observado é 0,6977% e 2,5799% do valor de ondulação nominal com 1 célula, respectivamente para entrada e saída, e 1,9929% e 3,7160% com 6 células. Assim como no modo de potência constante, a equação está representando com precisão esse comportamento, permitindo os próximos passos deste trabalho.

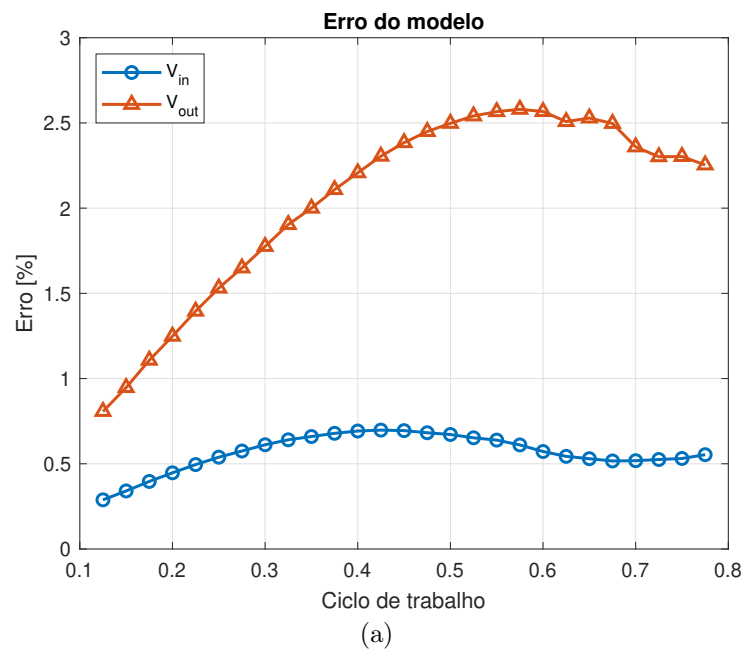


Figura 25 – Erro de modelagem de tensão - Corrente constante.(a) 1 célula. (b) 6 células.

Fonte: Autoria própria.

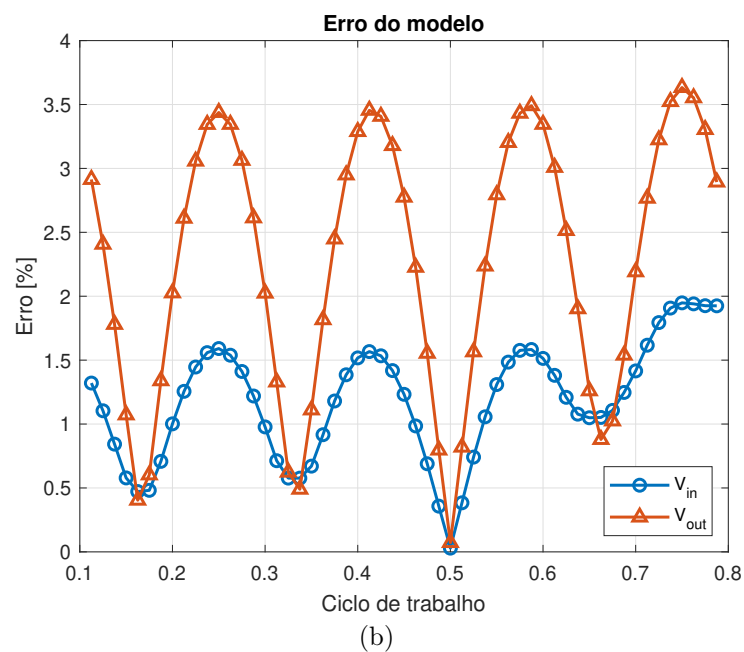


Figura 25 – Erro de modelagem de tensão - Corrente constante.(a) 1 célula. (b) 6 células.

Fonte: Autoria própria.

## 3.4 Considerações do Capítulo

Nesse capítulo foi apresentado o sistema utilizado nesse estudo de caso. Desse modo, realiza-se a modelagem o conversor *boost* paralelo utilizando apenas parâmetros que são constantes dentro de um ciclo de chaveamento. Sendo assim, é possível definir o valor de tensão na entrada e na saída do conversor em qualquer instante de tempo, utilizando apenas valores médios. Além disso, esse modelo é validado em um modelo de simulação do conversor, apresentando erro mínimo durante todo período. Após essa validação, as equações descritas podem ser utilizadas para o projeto dos estimadores e controladores, descritos nos capítulos seguintes.

## Capítulo 4

### Estimador de Corrente

Até esse ponto, realizou-se a modelagem do sistema no sentido de que dada a medição de corrente média, se obtenha os valores de tensão no tempo, tal qual visto em (4.1).

$$x_1(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t) = \Delta V_{in\_ou\_out} \quad (4.1)$$

Porém, para que se consiga utilizar essa informação para controlar os desequilíbrios de corrente que podem ocorrer entre células, a ação a ser executada é inversa. Dado os valores de tensão medidos no tempo e seus valores médios, deve-se estimar o valor de corrente nas células tal qual definido em (4.2).

$$x_2(\Delta V_{in\_ou\_out}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t) = \overline{I_{L_n}} \quad (4.2)$$

Devido a complexidade dessas equações, a função que implementa a obtenção dos valores de corrente em função do *ripple* não é de fácil implementação. Assim, nesse capítulo busca-se utilizar técnicas de cálculo numérico para estimar as correntes nas células.

#### 4.1 Método Newton-Raphson

Devido as impossibilidades de se utilizar técnicas convencionais de resolução dessa equação, adota-se uma solução numérica que possibilita que essa equação seja resolvida de uma mesma forma, independente do número de células utilizadas. Ressalta-se que não é possível resolver esse problema por álgebra pura por operar com elevado número de incógnitas.

Adota-se assim o Método Newton-Raphson para essa resolução, em função de sua simplicidade e elevada velocidade de convergência. Para implementá-lo, o primeiro passo

é modificar a forma da equação para representar uma função das incógnitas, bastando alterar a forma de visualização de (4.1), tal que a função pode ser representada com (4.3).

$$\begin{aligned} x_1(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t) - \Delta V(t) &= 0 \\ f_n(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t, \Delta V(t)) &= 0 \end{aligned} \quad (4.3)$$

Para executar o Método Newton-Raphson, defini-se que se fará N amostragens do sinal dentro de um ciclo de chaveamento, e que cada um desses tempos representa as N equações que se busca a solução.

$$\begin{aligned} f_1(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t_1, \Delta V(t_1)) &= 0 \\ f_2(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t_2, \Delta V(t_2)) &= 0 \\ f_3(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t_3, \Delta V(t_3)) &= 0 \\ f_4(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t_4, \Delta V(t_4)) &= 0 \\ &\vdots \\ f_n(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t_n, \Delta V(t_n)) &= 0 \end{aligned} \quad (4.4)$$

Assim, defini-se o vetor  $F(x)$  como (4.5).

$$F(x) = \begin{bmatrix} f_1(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t_1, \Delta V(t_1)) \\ f_2(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t_2, \Delta V(t_2)) \\ f_3(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t_3, \Delta V(t_3)) \\ f_4(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t_4, \Delta V(t_4)) \\ f_n(\overline{I_{L_n}}, \overline{V_{in}}, \overline{V_{out}}, t_n, \Delta V(t_n)) \end{bmatrix} \quad (4.5)$$

A partir do qual, se define a matriz Jacobiana da função como (4.6), tal que os valores de tensão média de entrada e saída, tempo decorrido dentro de um ciclo e *ripple* de tensão são dados medidos na célula.

$$\mathbb{J}_{\mathbb{F}} = \begin{bmatrix} \frac{\partial f_1}{\partial I_{L_1}} & \frac{\partial f_1}{\partial I_{L_2}} & \dots & \frac{\partial f_1}{\partial I_{L_n}} \\ \frac{\partial f_2}{\partial I_{L_1}} & \frac{\partial f_2}{\partial I_{L_2}} & \dots & \frac{\partial f_2}{\partial I_{L_n}} \\ \vdots & \vdots & \ddots & \vdots \\ \frac{\partial f_n}{\partial I_{L_1}} & \frac{\partial f_n}{\partial I_{L_2}} & \dots & \frac{\partial f_n}{\partial I_{L_n}} \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

Por fim, para a obtenção da corrente estimada, basta implementar a função recursiva da forma (4.7), de modo que iterativamente se aproxime do resultado pretendido.

$$x_{n+1} = x_n - \mathbb{J}_{\mathbb{F}}^{-1}(x_n) \cdot F(x) \quad (4.7)$$

Para facilitar a implementação digital desse método, reorganiza-se as equações para uma forma mais factível de ser derivada em altas frequências de execução. Para isso, estabelece-se que as equações (3.15) e (3.16) podem ser reescritas de forma a apresentarem apenas um conjunto de numeradores ( $N_i$ ) e um conjunto denominador( $D_i$ ), tal que o subscrito  $i$  determina qual célula origina essa componente. Assim, (3.38) pode ser reescrita como (4.8).

$$\frac{N_1(t)}{D_1(t)} + \frac{N_2(t)}{D_2(t)} + \dots + \frac{N_N(t)}{D_N(t)} - \Delta V(t) = 0 \quad (4.8)$$

Para facilitar o processamento das informações, o primeiro passo é evitar a utilização de divisões, que apresentam um custo computacional alto. Resultando na forma (4.10).

$$N_1(t)D_2(t)D_3(t) \dots D_N(t) + D_1(t)N_2(t)D_3(t) \dots D_N(t) + \dots \quad (4.9)$$

$$+ D_1(t)D_2(t)D_3(t) \dots N_N(t) - \Delta V(t)D_1(t)D_2(t)D_3(t) \dots D_N(t) = 0 \quad (4.10)$$

Para a obtenção da matriz jacobiana, deve-se realizar a derivada parcial da função em relação a todas as correntes das células. Como as derivadas de constantes resultam em valor nulo, pode-se simplificar esse sistema de equações. Uma vez que apenas funções associadas á variável apresentarão componentes com derivada não nula em sua coluna equivalente, a função pode ser simplificada para a forma (4.11).

$$\mathbb{J}_{\mathbb{F}} = \begin{bmatrix} N_1'(t)D_2(t)D_3(t) \dots D_N(t) + & N_1(t)D_2(t)D_3(t) \dots D_N'(t) + \\ D_1'(t)N_2(t)D_3(t) \dots D_N(t) + & D_1(t)N_2(t)D_3(t) \dots D_N'(t) + \\ \dots & \dots \\ D_1'(t)D_2(t)D_3(t) \dots N_N'(t) + & D_1(t)D_2(t)D_3(t) \dots N_N'(t) + \\ -\Delta V'(t)D_1'(t)D_2(t)D_3(t) \dots D_N(t) & -\Delta V(t)D_1(t)D_2(t)D_3(t) \dots D_N'(t) \\ \vdots & \vdots \\ N_1'(t_N)D_2(t_N)D_3(t_N) \dots D_N(t_N) + & N_1(t_N)D_2(t_N)D_3(t_N) \dots D_N'(t_N) + \\ D_1'(t_N)N_2(t_N)D_3(t_N) \dots D_N(t_N) + & D_1(t_N)N_2(t_N)D_3(t_N) \dots D_N'(t_N) + \\ \dots & \dots \\ D_1'(t_N)D_2(t_N)D_3(t_N) \dots N_N'(t_N) + & D_1(t_N)D_2(t_N)D_3(t_N) \dots N_N'(t_N) + \\ -\Delta V'(t_N)D_1'(t_N)D_2(t_N)D_3(t_N) \dots D_N(t_N) & -\Delta V(t_N)D_1(t_N)D_2(t_N)D_3(t_N) \dots D_N'(t_N) \end{bmatrix} \quad (4.11)$$

Assim, por mais que o conjunto de equações associadas seja elevado, o número de derivadas sempre será de  $2N$ , e o número de equações a terem os valores calculados também é de  $2N$  e as demais equações serão sempre obtidas por multiplicações das funções já definidas.

Outra observação que devemos fazer sobre esse sistema é que as funções  $D_i(t)$  e  $N_i(t)$  podem adotar 2 representações. Se o tempo dentro do ciclo ( $t$ ) é menor que  $f_{sw} \cdot D$ ,

o sistema opera como chave ligada. Já se for maior que  $f_{sw} \cdot D$ , a chave está desligada. Assim, em função do momento em que realiza-se a amostragem, deve-se definir se as chaves estão ligadas ou desligadas para cada uma das situações.

Como as funções  $D_i(t)$  e  $N(t)$  são iguais para as  $N$  células, pode-se definir formas de se derivar esse sistema de forma simples e sem a necessidade de executar esses cálculos em tempo real. Assim, nas próximas subseções o propósito é destrinchar essas equações e definir seu modo de funcionamento.

Além disso, para a execução dessa definição, o ciclo de trabalho é reescrito em (4.12), a derivada do ciclo de trabalho é dado por (4.13). Devido a complexidade da equação utiliza-se três constantes sem significado real:  $\alpha$  dada por (4.16),  $\beta$  dada por (4.18) e  $\gamma$  dada por (4.14). Além disso são definidas as suas derivadas, respectivamente:  $\alpha'$  dada por (4.17),  $\beta'$  dada por (4.19) e  $\gamma'$  dada por (4.15).

$$D = \frac{\gamma}{\alpha} \quad (4.12)$$

$$D' = \frac{\gamma' \alpha - \gamma \alpha'}{\alpha^2} \quad (4.13)$$

$$\gamma = 6I_L L_f^2 V_{out} f_{sw}^2 - 2\sqrt{3} L_f f_{sw} \sqrt{\beta} \quad (4.14)$$

$$\gamma' = 6L_f^2 V_{out} f_{sw}^2 - \frac{2\sqrt{3} L_f f_{sw} \beta'}{2\sqrt{\beta}} \quad (4.15)$$

$$\alpha = I_L^2 R_L^3 - 2I_L R_L^2 V_{in} + R_L^2 V_{in}^2 \quad (4.16)$$

$$\alpha' = 2I_L R_L^3 - 2R_L^2 V_{in} \quad (4.17)$$

$$\begin{aligned} \beta &= -I_L^4 R_L^4 \\ &+ I_L^3 R_L^3 (3V_{in} - V_{out}) \\ &+ I_L^2 (3L_f^2 V_{out}^2 f_{sw}^2 - 3R_L^2 V_{in}^2 + 2R_L^2 V_{in} V_{out}) \\ &+ I_L R_L^2 V_{in}^2 (V_{in} - V_{out}) \end{aligned} \quad (4.18)$$

$$\begin{aligned} \beta' &= -4I_L^3 R_L^4 \\ &+ 3I_L^2 R_L^3 (3V_{in} - V_{out}) \\ &+ 2I_L (3L_f^2 V_{out}^2 f_{sw}^2 - 3R_L^2 V_{in}^2 + 2R_L^2 V_{in} V_{out}) \\ &+ R_L^2 V_{in}^2 (V_{in} - V_{out}) \end{aligned} \quad (4.19)$$

Por fim, a última das variáveis utilizadas é o pico a pico do *ripple* de corrente nas células, dado por (3.31). Sendo assim, é definido o valor de sua derivada como (4.20).

$$\Delta I_L' = ((V_{in} - V_{out}) * (-D') / (L_f * f_{sw}) + (-R_L * (1 - D) + I_L * R_L * D') / (L_f * f_{sw})) \quad (4.20)$$

### 4.1.1 Aplicação do Método para $V_{in}$

Para que se possa definir as equações que descrevem esse sistema em função da tensão de entrada, deve-se definir as equações de chave ligada e desligada. Para isso (3.15) e (3.16) são rescritas como (4.21), (4.22), (4.23) e (4.24).

$$N_{on}(t) = \Delta I_L(-6fsw^2t^2) + \Delta I_LD(6f_{sw}t + 1) - 2\Delta I_LD^2 \quad (4.21)$$

$$D_{on}(t) = 12C_{in}Df_{sw} \quad (4.22)$$

$$N_{off}(t) = \Delta I_L(-6fsw^2t^2 + 6f_{sw}t - 1) + \Delta I_LD(6f_{sw}t - 3) - 2\Delta I_LD^2 \quad (4.23)$$

$$D_{off}(t) = 12C_{in}(D - 1)f_{sw} \quad (4.24)$$

Assim, as derivadas das funções são descritas por (4.25), (4.26), (4.27) e (4.28).

$$\begin{aligned} N'_{on}(t) = & -\Delta I'_L(6fsw^2t^2) \\ & + (\Delta I'_LD + \Delta I_LD')(6f_{sw}t + 1) \\ & - 2(\Delta I'_LD^2 + \Delta I_LD^2D') \end{aligned} \quad (4.25)$$

$$D'_{on}(t) = 12C_{in}D'f_{sw} \quad (4.26)$$

$$\begin{aligned} N'_{off}(t) = & \Delta I'_L(-6fsw^2t^2 + 6f_{sw}t - 1) \\ & + (\Delta I'_LD + \Delta I_LD')(6f_{sw}t - 3) \\ & - 2(\Delta I'_LD^2 + \Delta I_LD^2D') \end{aligned} \quad (4.27)$$

$$D'_{off}(t) = 12C_{in}D'f_{sw} \quad (4.28)$$

### 4.1.2 Aplicação do Método para $V_{out}$

De modo semelhante, para que se possa definir as equações que descrevem esse sistema em função da tensão de saída, deve-se definir as equações de chave ligada e desligada. Para isso (3.29) e (3.30) são rescritas como (4.29), (4.30), (4.31) e (4.32).

$$\begin{aligned} N_{on}(t) = & -\Delta I_L + 2\Delta I_LD \\ & - 1\Delta I_LD^2 + I_L(-12f_{sw}t) \\ & + I_LD(12f_{sw}t + 6) - 6I_LD^2 \end{aligned} \quad (4.29)$$

$$D_{on}(t) = 12C_{out}f_{sw} \quad (4.30)$$

$$\begin{aligned}
N_{off}(t) = & \Delta I_L(6f_{sw}t^2 - 6f_{sw}t + 1) \\
& + \Delta I_L D(-6f_{sw}t + 3) \\
& + 3\Delta I_L D^2 \\
& - \Delta I_L D^3 \\
& + I_L D(-12f_{sw}t + 6) \\
& + I_L D^2(12f_{sw}t) \\
& - 6I_L D^3
\end{aligned} \tag{4.31}$$

$$D_{off}(t) = 12C_{out}f_{sw}(D - 1) \tag{4.32}$$

Assim, as derivadas das funções são descritas por (4.33), (4.34), (4.35) e (4.36).

$$\begin{aligned}
N'_{on}(t) = & -\Delta I'_L + 2(\Delta I'_L D + \Delta I_L D') + \\
& -(\Delta I'_L D^2 + \Delta I_L 2DD') - 12f_{sw}t \\
& - 12f_{sw}t + (D + I_L D')(12f_{sw}t + 6) \\
& - 6(D^2 + I_L 2DD')
\end{aligned} \tag{4.33}$$

$$D'_{on}(t) = 0 \tag{4.34}$$

$$\begin{aligned}
N'_{off}(t) = & \Delta I'_L(6f_{sw}t^2 - 6f_{sw}t + 1) \\
& + 3(\Delta I'_L D + \Delta I_L D')(-6f_{sw}t + 3)(\Delta I'_L D^2 + \Delta I_L 2DD') \\
& - (\Delta I'_L D^3 + \Delta I_L 3D^2 D') \\
& + (D + I_L D')(-12f_{sw}t + 6) \\
& + (D^2 + I_L 2DD')(12f_{sw}t) \\
& - 6(D^3 + I_L 3D^2 D')
\end{aligned} \tag{4.35}$$

$$D'_{off}(t) = 12C_{out}f_{sw}D' \tag{4.36}$$

## 4.2 Validação do Estimador

Nessa seção, o propósito é avaliar a capacidade desse método para estimar a corrente das células. Para isso, implementa-se no software PLECS uma simulação que descreve a capacidade de realizar essa inversão da equação. Essa implementação é dividida em duas etapas, descritas nas subseções a seguir.

Nesse momento, deve-se fazer algumas distinções práticas que necessitaram ser implementadas. Devido a utilização do comportamento do *ripple* de tensão, o passo de simulação da implementação desse sistema deve ser reduzido de forma extrema para obter

uma boa representação temporal. Porém, essa redução implica em um tempo de simulação que se torna infactível. Assim, nessa seção se faz a distinção entre o valor ideal de modelo, simulado com o passo de simulação ( $T_s$ ) de  $1/(f_{sw} \cdot 2^{20})$ , e os valores adotados na prática nas seções subsequentes para tornar possível tais simulações,  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{12})$ .

### 4.2.1 Comportamento das Tensões

Na primeira etapa, a equação que define o comportamento das tensões em função dos valores médios da corrente das células e da tensão de entrada e saída é definida para um conversor de 6 células, vistas na Figura 26, cada qual com os valores de corrente diferentes e definidas como:  $I_N \cdot [1.2 \ 0.75 \ 0.9 \ 1.05 \ 1.1 \ 0.5]$ . Utilizando essa função, define-se os valores de tensão em N pontos do ciclo de chaveamento, sendo eles  $1/N/f_{sw} \cdot [0 \ 1 \ 2 \ 3 \ 4 \ 5]$  segundos. Assim, os valores de *ripple* de tensão de entrada obtidos são vistos na Tabela 2, e de tensão de saída são vistos na Tabela 3.

Tabela 2 – Pontos de amostragem de tensão da entrada em função do  $T_s$ .

| Tempo de amostragem | $V_{in}(t)$                 | $V_{in}(t)$                     |
|---------------------|-----------------------------|---------------------------------|
|                     | $T_s = 1/(f_{sw} * 2^{12})$ | $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{20})$ |
| 0                   | $-41.8040\mu V$             | $-42.3905\mu V$                 |
| $1/N/f_{sw}$        | $-30.3818\mu V$             | $-30.5670\mu V$                 |
| $2/N/f_{sw}$        | $-41.0750\mu V$             | $-41.4164\mu V$                 |
| $3/N/f_{sw}$        | $-67.7536\mu V$             | $-68.3637\mu V$                 |
| $4/N/f_{sw}$        | $-43.4278\mu V$             | $-43.6092\mu V$                 |
| $5/N/f_{sw}$        | $-54.4214\mu V$             | $-54.8100\mu V$                 |

Tabela 3 – Pontos de amostragem da tensão de saída em função do  $T_s$ .

| Tempo de amostragem | $V_{out}(t)$                | $V_{out}(t)$                    |
|---------------------|-----------------------------|---------------------------------|
|                     | $T_s = 1/(f_{sw} * 2^{12})$ | $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{20})$ |
| 0                   | $0.599499mV$                | $0.603757mV$                    |
| $1/N/f_{sw}$        | $-0.0121895mV$              | $-0.0121912mV$                  |
| $2/N/f_{sw}$        | $0.287795mV$                | $0.285332mV$                    |
| $3/N/f_{sw}$        | $0.0318468mV$               | $0.0318974mV$                   |
| $4/N/f_{sw}$        | $0.988162mV$                | $0.989316mV$                    |
| $5/N/f_{sw}$        | $-0.661035mV$               | $-0.661377mV$                   |

Apontando para os pontos demarcados na Figura 26, percebe-se que as medições com passo de simulação mais reduzido apresentam valores mais precisos em relação ao modelo, o que ocasionará maior precisão nas estimações a posteriori. Por mais que em ambas as simulações os modelos estejam muito próximos, essa pequena diferença acarreta impactos na precisão do sistema que é factível de ser simulado. Esse fato será visto nas validações posteriores, e tem sua causa definida em função dessa redução de tempo de amostragem da simulação.

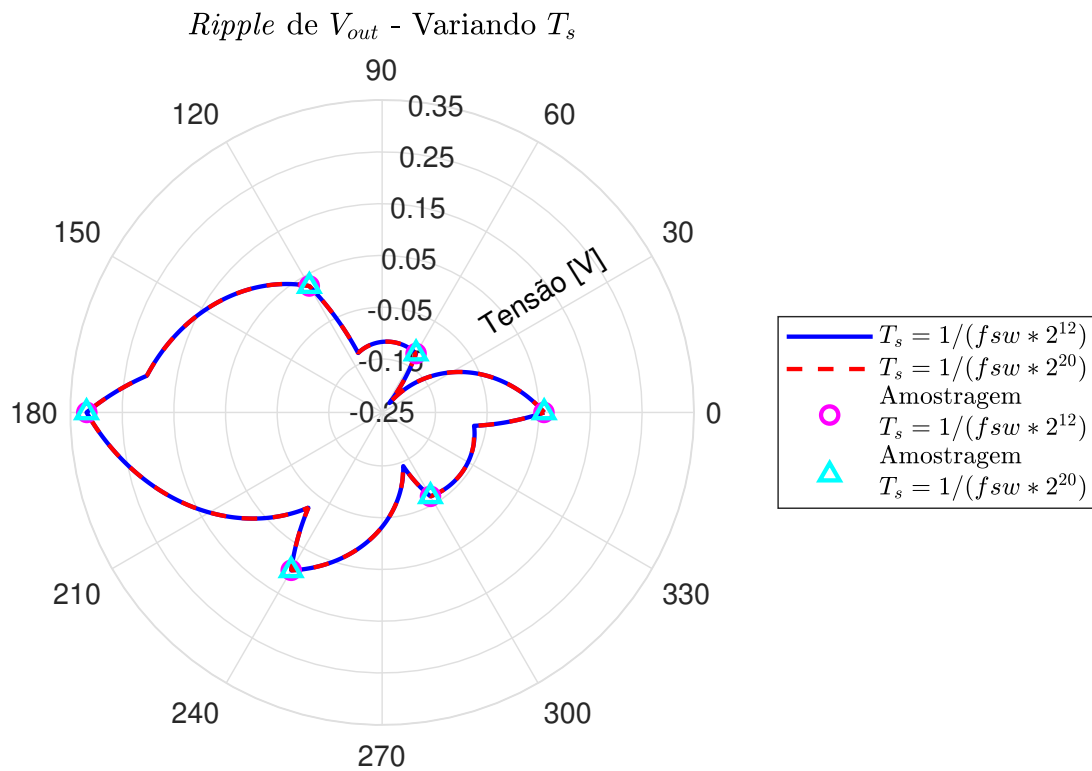
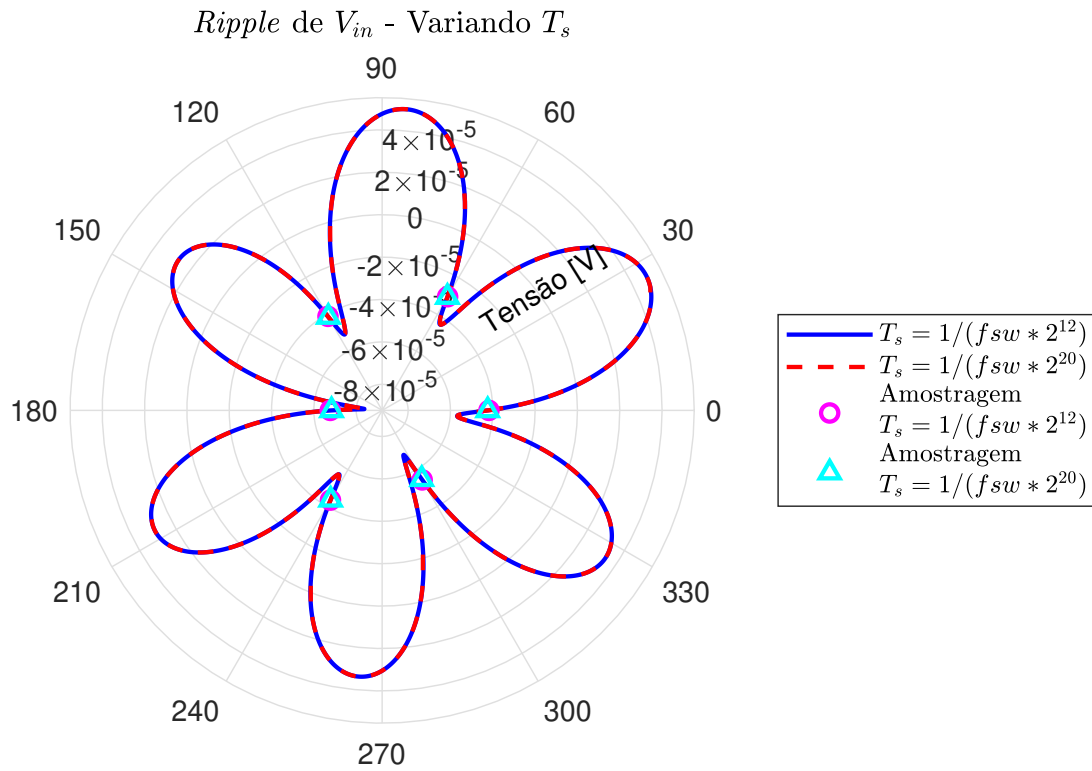


Figura 26 – Testes de capacidade de estimação - Variando  $T_s$ .

Estimação por: (a)  $V_{in}$  (b)  $V_{out}$ .

Fonte: Autoria própria.

## 4.2.2 Estimador das Correntes

Passada a etapa de amostragem, as equações que implementam o Método de Newton são implementadas no software PLECS. Desse modo, com base nos valores médios de tensão de entrada e saída e dos pontos amostrados do passo anterior, estimam-se as correntes. Apresentando uma execução dessas equações por ciclo de chaveamento, obtém-se os resultados da estimação visto a seguir.

### 4.2.2.1 Estimação das Correntes

Utilizando a estimativa pela tensão de entrada com  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{20})$ , tem-se que o sistema atingiu regime permanente em 8 ciclos de chaveamento, e apresentou um erro médio de estimação de 0,0416%, conforme visto na Figura 27. Porém, aumentando o passo de simulação para  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{12})$ , temos que o regime permanente foi obtido com 9 ciclos de chaveamento e com um erro médio de estimação de 4,85%, conforme visto na Figura 28.

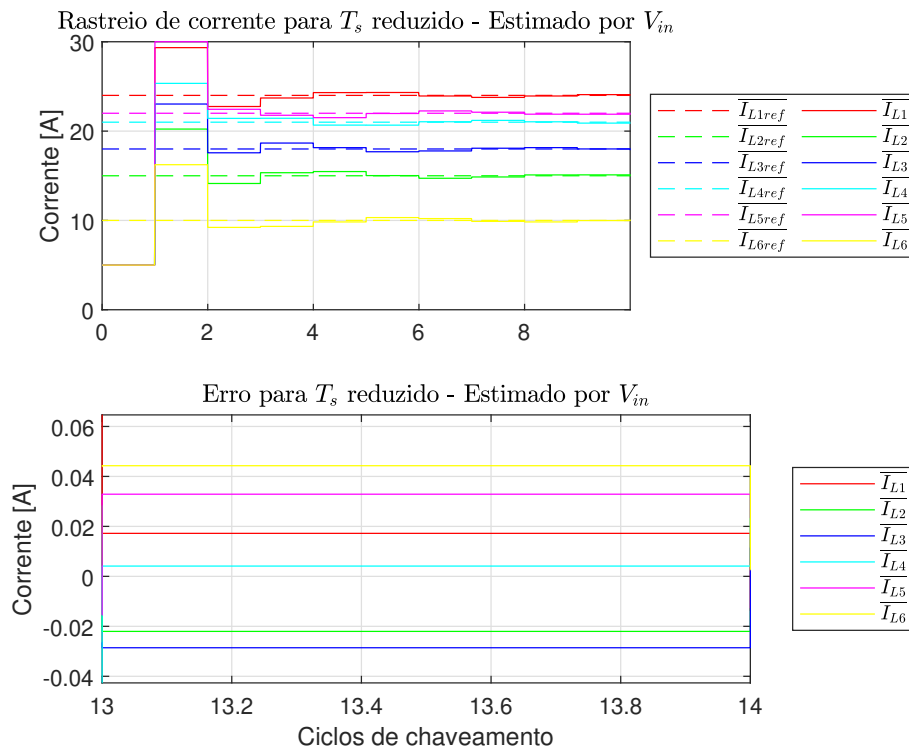


Figura 27 – Resultados de estimação utilizando tensão de entrada -  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{20})$ .

Fonte: Autoria própria.

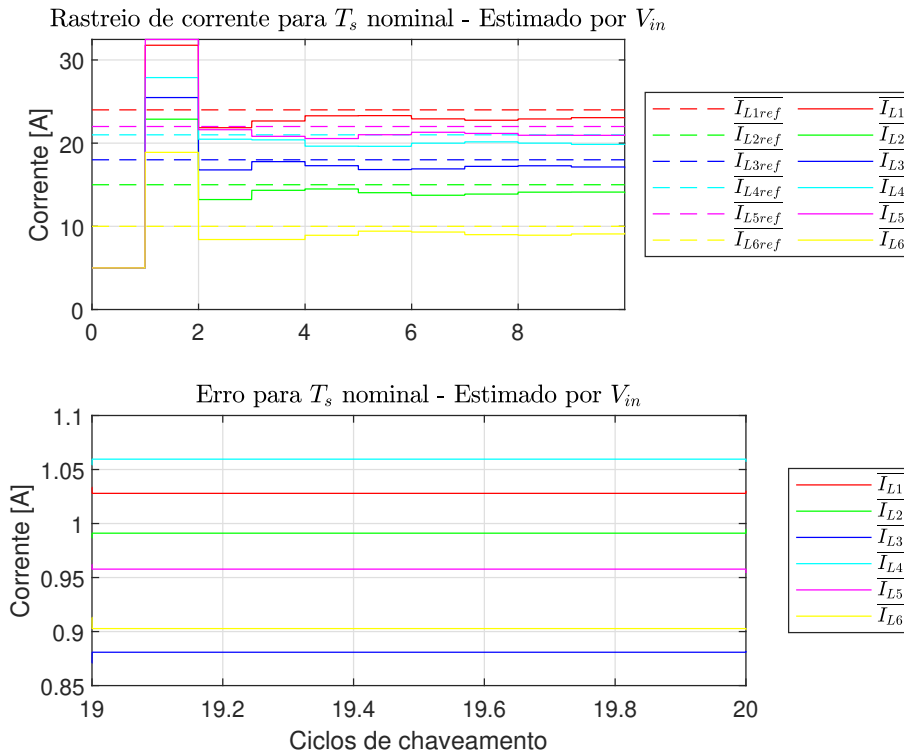


Figura 28 – Resultados de estimação utilizando tensão de entrada -  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{12})$ .

Fonte: Autoria própria.

Já utilizando a tensão de saída para o cálculo da estimação com  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{20})$ , tem-se que o sistema atingiu regime permanente em 2 ciclos de chaveamento, e apresentou um erro médio de estimação de 0.0001%, conforme visto na Figura 29. Porém, aumentando o passo de simulação para  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{12})$ , temos que o regime permanente foi obtido com 2 ciclos de chaveamento e com um erro médio de estimação de 0,026%, conforme visto na Figura 30.

Com base nesse resultado, torna-se evidente que a utilização de  $V_{in}$  para essa estimação é menos indicada, principalmente em função de sua reduzida magnitude, que gera uma dificuldade de obter a precisão desejada. Assim, para as seções seguintes utiliza-se o controle baseado na estimação com  $V_{out}$ , pois é possível obter um sinal mais preciso com um passo de simulação maior, o que também seria mais factível para uma aplicação real em microprocessadores dedicados. A partir dessa definição, os testes exibidos na sequência utilizam o passo de simulação  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{12})$ , que permite maior flexibilidade nos testes e avaliar uma variedade maior de informações.

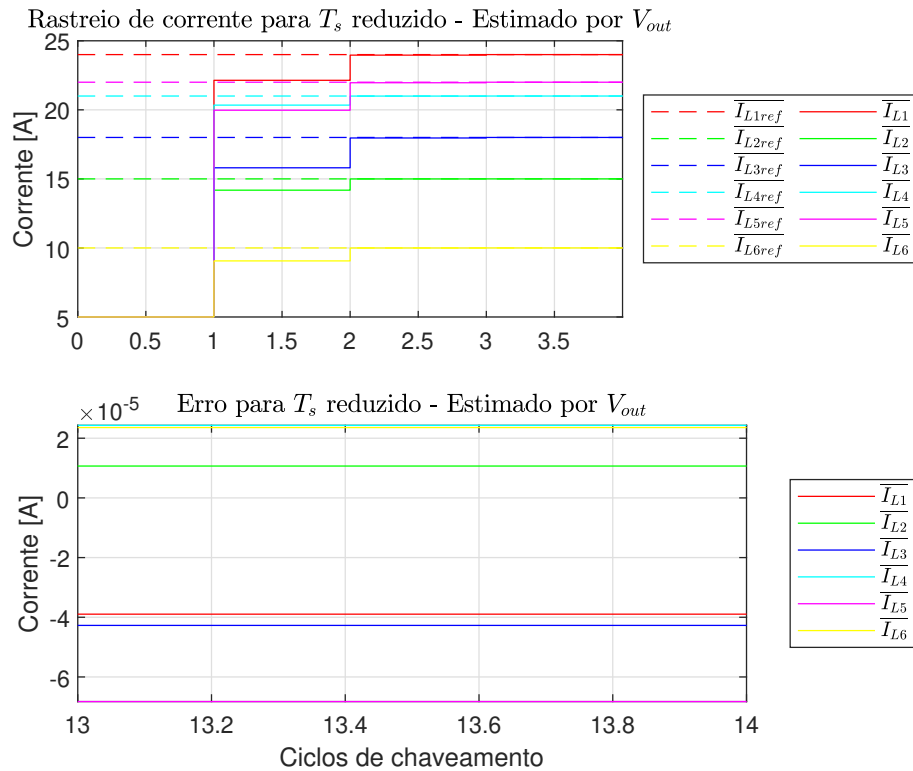


Figura 29 – Resultados de estimação utilizando tensão de saída -  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{20})$ .

Fonte: Autoria própria.

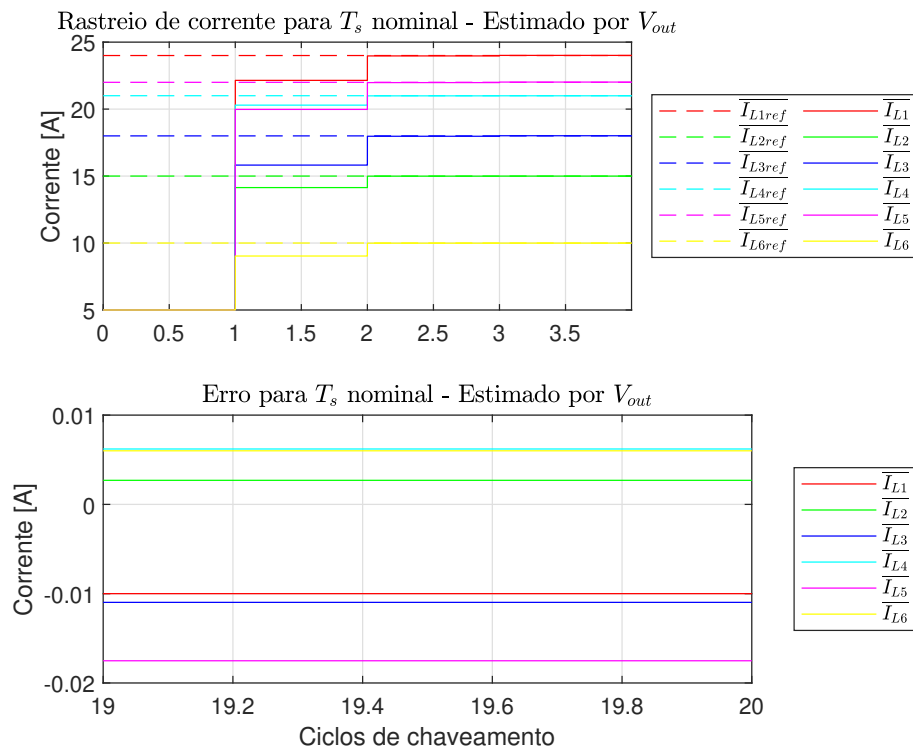


Figura 30 – Resultados de estimação utilizando tensão de saída -  $T_s = 1/(f_{sw} \cdot 2^{12})$ .

Fonte: Autoria própria.

### 4.2.2.2 Variação da Velocidade de Estimação

Para limitar que a velocidade de variação da estimativa em função de transitórios rápidos de corrente e tensão, modifica-se (4.7), de modo que se adiciona o coeficiente  $\sigma$  que impõe uma variação mais lenta do valor estimado, resultando em (4.37). Ressalta-se que a modelagem do conversor é pensada para o sistema operando em regime permanente, porém ao adicionar esse coeficiente torna-se possível que mesmo durante os transitórios do conversor, a estimação não varie para fora da região de operação do sistema, de modo a garantir uma condição mais amortecida e permitir que o sistema funcione sem que o estimador se desorienta.

$$x_{n+1} = x_n - \sigma \cdot \mathbb{J}_{\mathbb{F}}^{-1}(x_n) \cdot F(x) \quad (4.37)$$

Assim, nessa seção se avalia a capacidade do sistema operar com esse coeficiente. Conforme visto nas Figuras 31 e 32, observa-se que ambos os sistemas convergem, de modo que quanto menor o valor de sigma maior tempo para que isso ocorra. Possibilitando assim um maior amortecimento do sistema nos transitórios, e conseqüentemente uma maior lentidão para o controle futuramente implementado.

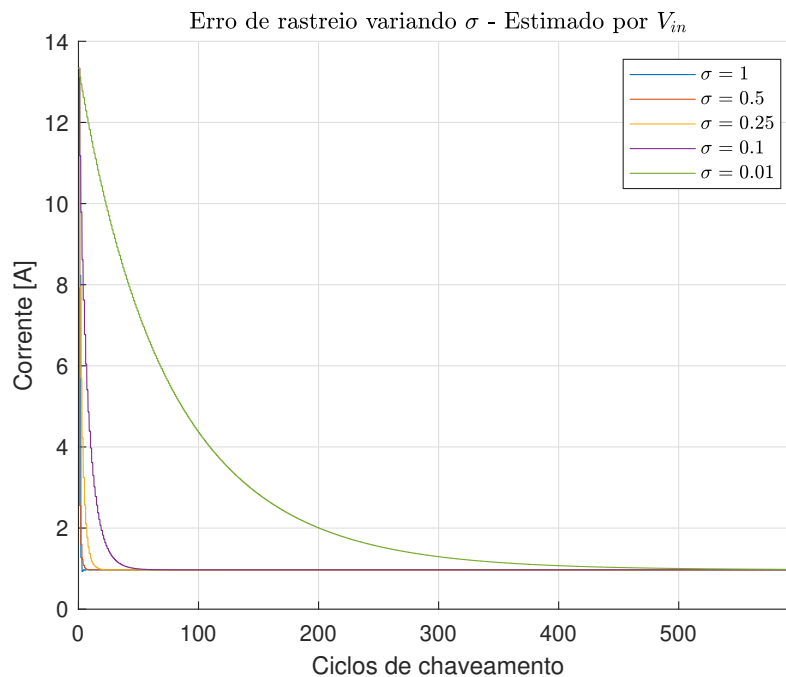


Figura 31 – Resultados de estimação utilizando tensão de entrada - Variando  $\sigma$ .

Fonte: Autoria própria.

Assim, a escolha do fator sigma é um *trade-off* entre velocidade e amortecimento que deve ser gerenciado para um bom comportamento do sistema. Ressalta-se que em todos os casos é visto o erro de estimação previsto em função do tempo de amostragem, evidenciando que o fator  $\sigma$  não impacta na precisão do estimador.

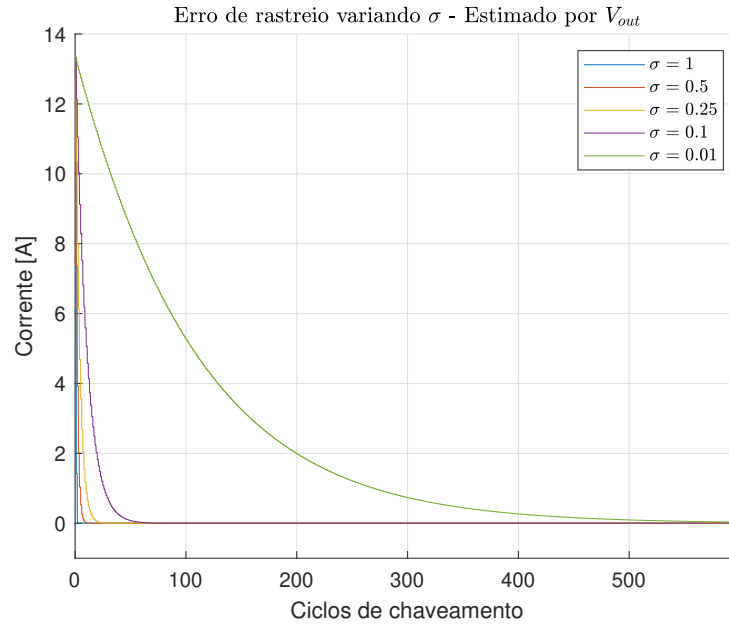


Figura 32 – Resultados de estimação utilizando tensão de saída - Variando  $\sigma$ .

Fonte: Autoria própria.

Adicionalmente, a condição de amortecimento do sistema pode ser avaliada pela quantidade de oscilações presentes antes de alcançar o ponto de estabilização. Nas Figuras 33 a 37, observa-se que, além de reduzir a velocidade de convergência do estimador, o parâmetro  $\sigma$  também diminui as oscilações ao redor do ponto de estabilização, promovendo uma transição mais gradual e precisa. Esse comportamento minimiza interferências nas demais malhas de controle, garantindo uma operação mais estável e amortecido.

#### 4.2.2.3 Função de Transferência do Estimador

Detendo esses dados é necessário os modificar para uma forma que possa ser utilizada no controle. Assim, define-se para esses valores de  $\sigma$  uma função de transferência capaz de descrever o comportamento desse sistema frente a um degrau de variação de corrente. Para isso, um sistema com 6 células é simulado e um degrau de corrente é emulado no sistema. Buscando assim avaliar o comportamento dinâmico desse modelo, utiliza-se o software Matlab, para estimar o comportamento desse sistema em função dos diversos coeficientes. Os resultados obtidos são vistos nas Figuras 33 a 37, no qual se observa o comportamento do modelo estimado e o comportamento medido em simulação.

Na Figura 33 tem-se a validação dos modelos de comportamento do estimador para  $\sigma = 1$ . Assim, a função de transferência descreve o sistema para a estimação pela tensão de entrada é dada por (4.38), com um rastreamento de 95.53% e um tempo de acomodação de 0.9166 ms, ou seja, 11 ciclos de chaveamento. Já, a função de transferência para a estimação pela tensão de entrada é dada por (4.39), com um rastreamento de 89.33% e um

tempo de acomodação de 0.25 ms, ou seja, 3 ciclos de chaveamento.

$$H_{\sigma=1_{in}}(s) = \frac{-0.7164s^2 + 9959s + 2.09 \cdot 10^4}{s^2 + 1.006 \cdot 10^4s + 2.092 \cdot 10^4} \quad (4.38)$$

$$H_{\sigma=1_{out}}(s) = \frac{1.001s - 0.002288}{s + 1.139 \cdot 10^{-9}} \quad (4.39)$$

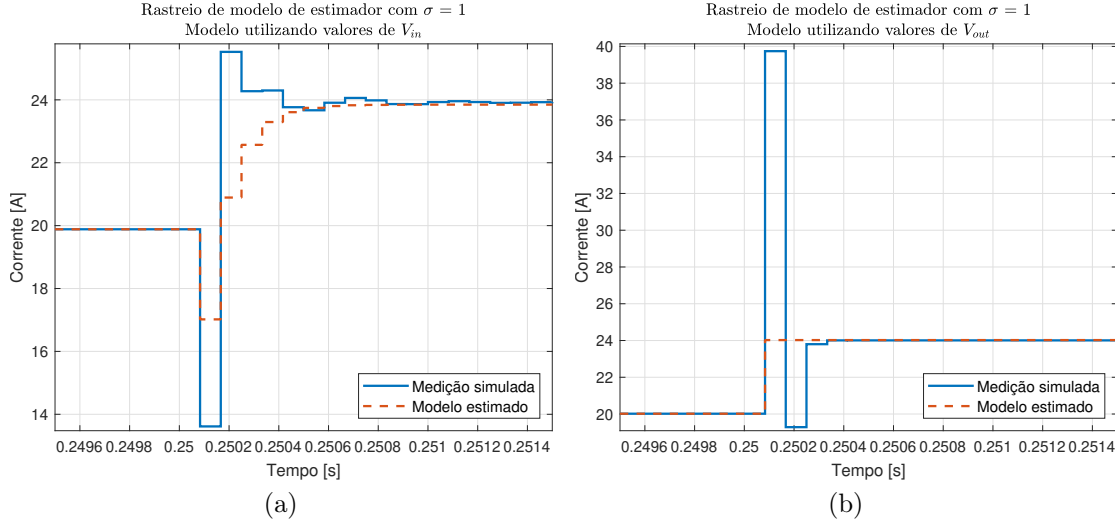


Figura 33 – Resultados de degrau de corrente - Utilizando  $\sigma = 1$ .

Estimação por: (a)  $V_{in}$  (b)  $V_{out}$ .

Fonte: Autoria própria.

De modo semelhante, na Figura 34 tem-se os resultados do comportamento do estimador para  $\sigma = 0.5$ . Assim, a função de transferência que descreve o sistema para a estimação pela tensão de entrada é dada por (4.40), com um rastreamento de 99.76% e um tempo de acomodação de 0.9166 ms, ou seja, 11 ciclos de chaveamento. Já, a função de transferência para a estimação pela tensão de saída é dada por (4.41), com um rastreamento de 91.08% e um tempo de acomodação de 0.666 ms, ou seja, 8 ciclos de chaveamento.

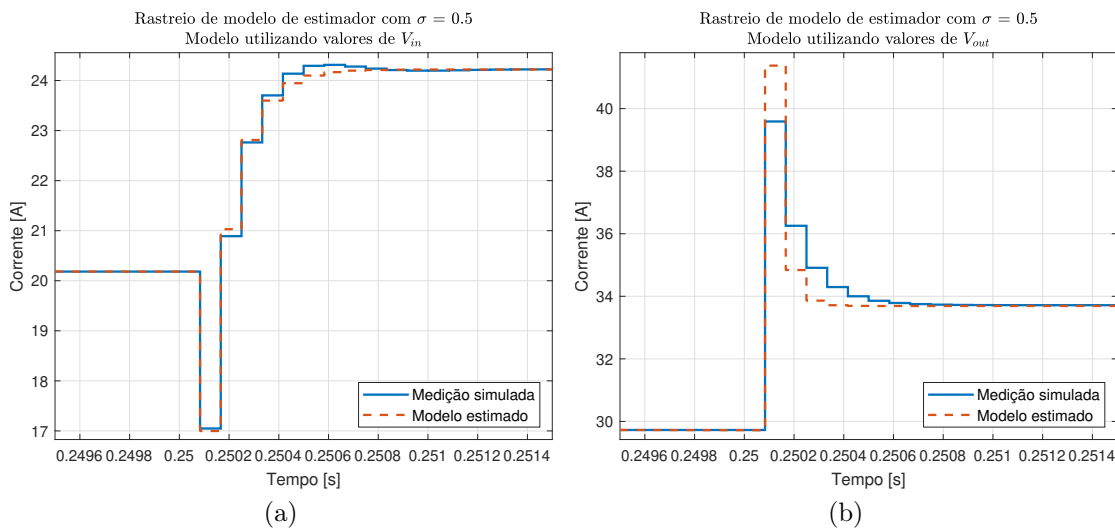


Figura 34 – Resultados de degrau de corrente - Utilizando  $\sigma = 0.5$ .

Estimação por: (a)  $V_{in}$  (b)  $V_{out}$ .

Fonte: Autoria própria.

$$H_{\sigma=0.5_{in}}(s) = \frac{-0.7963s^2 + 9898s + 1224}{s^2 + 9806s + 1224} \quad (4.40)$$

$$H_{\sigma=0.5_{out}}(s) = \frac{2.914s^3 + 2.263 \cdot 10^4 s^2 + 1.633 \cdot 10^5 s + 8.01 \cdot 10^5}{s^3 + 2.278 \cdot 10^4 s^2 + 5.841 \cdot 10^4 s + 8.759 \cdot 10^5} \quad (4.41)$$

Já na Figura 35, tem-se o comportamento do estimador para  $\sigma = 0.25$ . Assim, a função de transferência de descreve o sistema para a estimação pela tensão de entrada é dada por (4.42), com um rastreo de 98.56% e um tempo de acomodação de 1.333 ms, ou seja, 16 ciclos de chaveamento. Já, a função de transferência para a estimação pela tensão de entrada é dada por (4.43), com um rastreo de 95.26% e um tempo de acomodação de 0.9166 ms, ou seja, 11 ciclos de chaveamento.

$$H_{\sigma=0.25_{in}}(s) = \frac{2274s^2 + 5.144 \cdot 10^6 s + 1.618 \cdot 10^7}{s^3 + 3738s^2 + 5.174 \cdot 10^6 s + 1.612 \cdot 10^7} \quad (4.42)$$

$$H_{\sigma=0.25_{out}}(s) = \frac{3.004s^2 + 1.614 \cdot 10^4 s + 2.678 \cdot 10^6}{s^2 + 1.579 \cdot 10^4 s + 2.679 \cdot 10^6} \quad (4.43)$$

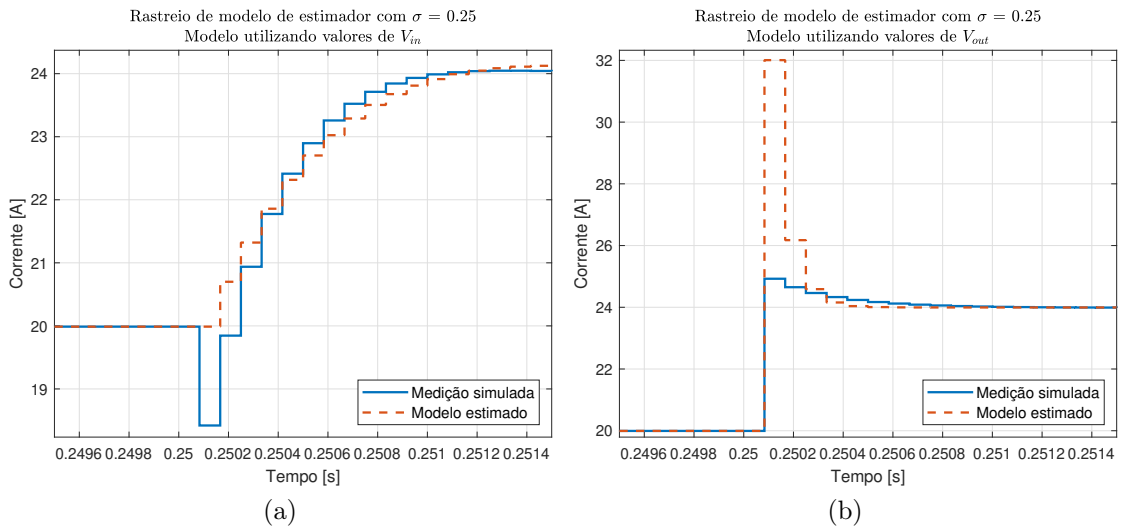


Figura 35 – Resultados de degrau de corrente - Utilizando  $\sigma = 0.25$ .  
Estimação por: (a)  $V_{in}$  (b)  $V_{out}$ .

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 36 é visto o comportamento do estimador para  $\sigma = 0.1$ . Assim, a função de transferência de descreve o sistema para a estimação pela tensão de entrada é dada por (4.44), com um rastreo de 94.09% e um tempo de acomodação de 4 ms, ou seja, 48 ciclos de chaveamento. Já, a função de transferência para a estimação pela tensão de entrada é dada por (4.45), com um rastreo de 91.09% e um tempo de acomodação de 4 ms, ou seja, 48 ciclos de chaveamento.

$$H_{\sigma=0.1_{in}}(s) = \frac{1611s + 126.8}{s^2 + 1580s + 153.4} \quad (4.44)$$

$$H_{\sigma=0.1_{out}}(s) = \frac{1700s - 102.2}{s^2 + 1678s + 0.005865} \quad (4.45)$$

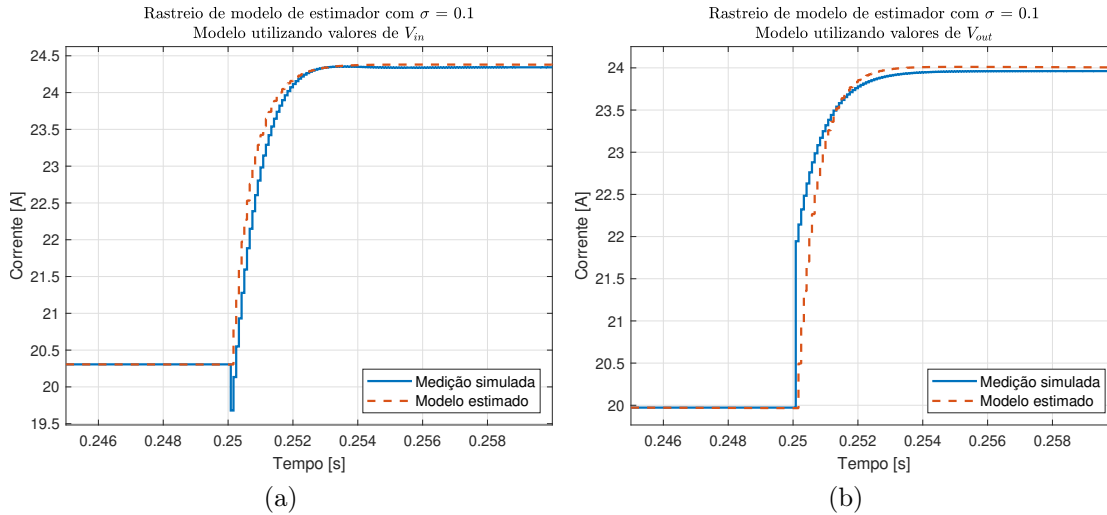


Figura 36 – Resultados de degrau de corrente - Utilizando  $\sigma = 0.1$ .  
Estimação por: (a)  $V_{in}$  (b)  $V_{out}$ .  
Fonte: Autoria própria.

Por fim, na Figura 37 é visto o comportamento do estimador para  $\sigma = 0.01$ , menor valor que será apresentado aqui. Assim, a função de transferência que descreve o sistema para a estimação pela tensão de entrada é dada por (4.46), com um rastreo de 98.6% e um tempo de acomodação de 45 ms, ou seja, 540 ciclos de chaveamento. Já, a função de transferência para a estimação pela tensão de entrada é dada por (4.47), com um rastreo de 99.17% e um tempo de acomodação de 40 ms, ou seja, 480 ciclos de chaveamento.

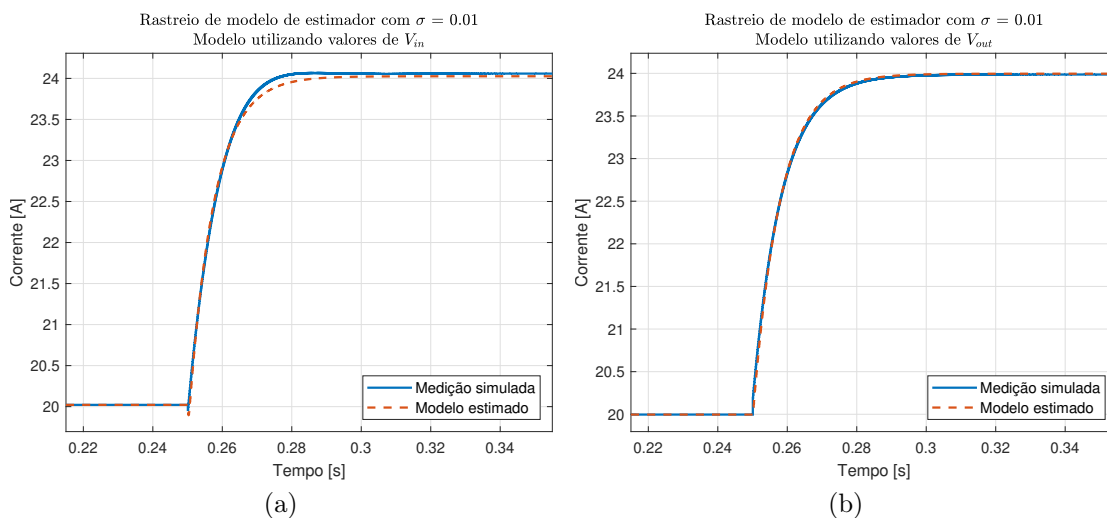


Figura 37 – Resultados de degrau de corrente - Utilizando  $\sigma = 0.01$ .  
Estimação por: (a)  $V_{in}$  (b)  $V_{out}$ .  
Fonte: Autoria própria.

$$H_{\sigma=0.01_{in}}(s) = \frac{-468.9s + 1.127 \cdot 10^6}{s^2 + 8307s + 1.126 \cdot 10^6} \quad (4.46)$$

$$H_{\sigma=0.01_{in}}(s) = \frac{125.9}{s + 125.9} \quad (4.47)$$

De maneira correlata, pode-se obter esse modelo para quaisquer valor de coeficiente necessário. Além disso, ressalta-se que o valor do coeficiente sigma escolhido para operar esse sistema é de 0,01. Tendo em vista que esse valor se demonstrou como o ponto adequado para a operação desse sistema, garantindo maior amortecimento e velocidade para a operação. Destaca-se que a utilização desse ponto é adequada por apresentar um tempo de acomodação que garante a estabilidade do sistema nos regimes transitórios, e concomitantemente tem um tempo de acomodação abaixo do período desejado para estabilização do controle de desbalanço,  $1/(3Hz)$ . Esse ponto foi escolhido de forma a garantir o distanciamento em frequência das malhas e apresentar um tempo de acomodação em consonância com os requisitos do projeto.

### 4.3 Considerações do Capítulo

Nesse capítulo é definido o equacionamento matemático necessário para que dada a medição de tensão se obtenha o comportamento da corrente nas células. Desse modo, essa sequência de testes define a capacidade de obter as estimativas de corrente para um conversor de N células, utilizando apenas características medidas localmente no conversor, permitindo que se utilize esse tipo de informação para controlar os desequilíbrios do conversor. Além disso, é implementado um coeficiente que busca aumentar o amortecimento do sistema a variações de tensão e corrente. Ademais, são validadas as estimações e definida a precisão e a velocidade desse modelo, viabilizando a sua utilização para o controle do conversor. Por fim, é definido o comportamento de resposta ao degrau para alguns valores de  $\sigma$ , de modo a descrever esse comportamento que será base para o cálculo dos controladores a seguir. Detendo essas informações, pode-se utiliza-las para realizar o projeto dos controladores de desequilíbrio e realizar os testes de amortecimento e precisão do conversor completo.

# Capítulo 5

## Controle de Desequilíbrio

Com a obtenção das informações de modelagem e estimação desse sistema, estrutura-se o comportamento do controle. Assim, o sistema descrito na Tabela 1 é implementado no software PLECS. Para esse estudo são utilizados 6 células do conversor *boost*. E adota-se a utilização da tensão de saída para a estimação utilizada no controle de desequilíbrio das correntes. Uma vez que a amplitude do *ripple* na tensão de saída é mais evidente, torna-se mais fácil a medição em sistemas reais quando implementado. Destaca-se que outro ponto relevante a ser considerado nesta análise é o potencial impacto de outros chaveamentos no processo de estimação, o que poderia resultar em um aumento nos erros dos estimadores.

### 5.1 Controle Clássico

Para essa análise foi implementada a estrutura de controle vista na Figura 38. Observa-se uma estrutura de controle em cascata para cada célula, apresentando uma malha interna responsável pelo controle de corrente, e uma malha externa que controla a potência do conversor. Nessa estrutura ainda não se tem nenhuma estrutura de controle de desequilíbrios.

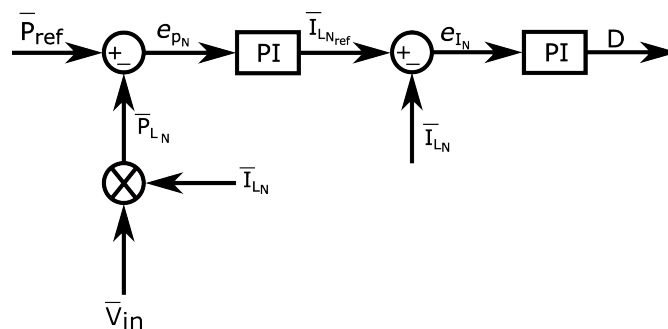


Figura 38 – Malha de controle clássica.

Fonte: Autoria própria.

Nessa estrutura, tem-se uma malha de controle interna de corrente e uma malha externa de potência que tem suas funções de transferências definidas por (5.1) e (5.2), baseados dos trabalhos de [da Silva, 2020]. Tal que,  $G_{mc}$  é a função de transferência da corrente das células pelo ciclo de trabalho,  $G_{mp}$  é a função de transferência da potência pela corrente das células,  $K_{Pot}$  é o ganho de compensação entre a malha de potência e a de corrente,  $i_L(s)$  é a corrente no indutor no domínio da frequência,  $\tilde{d}(s)$  é o ciclo de trabalho no domínio da frequência,  $P_{in}(s)$  é a potência de entrada no domínio da frequência, e  $C_{mc}$  é o controlador PI definido para a malha de corrente.

$$G_{mc}(s) = \frac{i_L(s)}{\tilde{d}(s)} = \frac{V_{in}(R_L C_{out} \cdot s + 2)}{D^2 [R_L L C_{out} \cdot s^2 + L \cdot s + R_L D^2]} \quad (5.1)$$

$$G_{mp}(s) = \frac{P_{in}(s)}{i_L(s)} = \frac{C_{mc} \cdot G_{mc}}{1 + C_{mc} \cdot G_{mc}} \cdot K_{Pot} \quad (5.2)$$

$\forall \quad K_{Pot} = V_{in}$

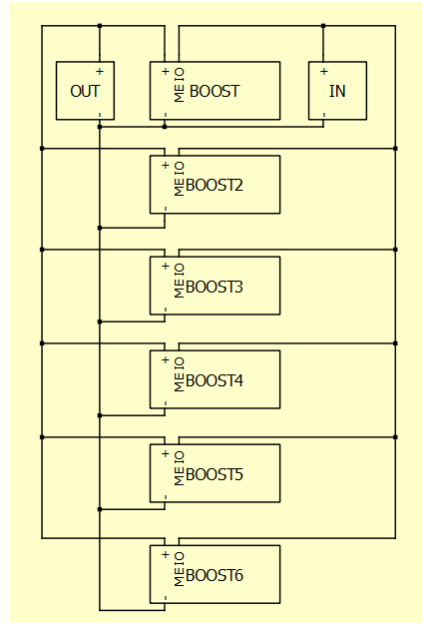
Para o cálculo dos controladores de controle são utilizadas os parâmetros, vistos na Tabela 4, resultando nos ganhos também apresentados nessa tabela.

Tabela 4 – Parâmetros dos controladores de corrente e potência.

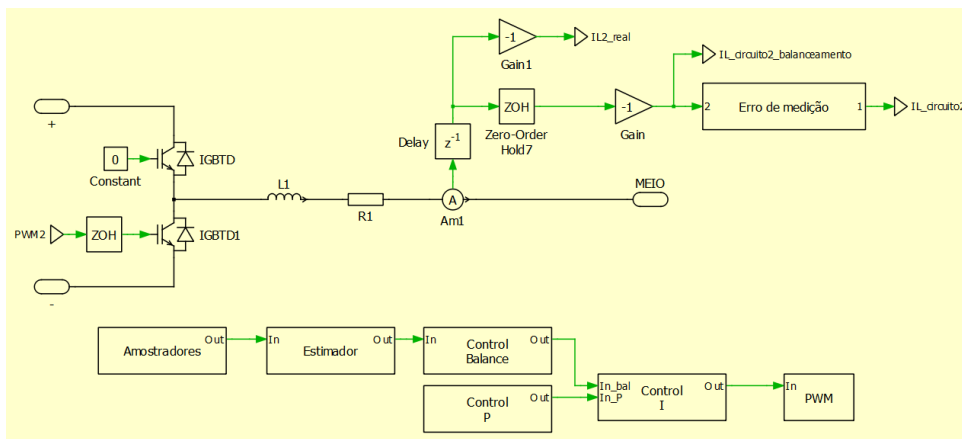
| Controlador | Parâmetros          | Valor                  |
|-------------|---------------------|------------------------|
| Corrente    | Frequência de corte | 1200 Hz                |
|             | Margem de fase      | 60°                    |
|             | $K_{pc}$            | 0,0686 A <sup>-1</sup> |
|             | $K_{ic}$            | 263,3811 s/A           |
| Potência    | Frequência de corte | 60 Hz                  |
|             | Margem de fase      | 60°                    |
|             | $K_{pP}$            | 0 A/W                  |
|             | $K_{iP}$            | 2,2637 As/W            |

### 5.1.1 Resultados de Controle Clássico

Para que seja visualizado o comportamento desse controle, implementa-se no software PLECS a estrutura proposta, vista na Figura 39. Nos testes executados nesse capítulo, emula-se o efeito de um erro nos sensores de corrente, naturalmente gerando efeitos de desequilíbrio nas corrente dos módulos. Destaca-se que, para a geração de desequilíbrios entre as células, pode-se optar por modificar a corrente percebida pelo controlador ou realizar alterações paramétricas com o intuito de provocar esses desbalanços. Neste trabalho, propõe-se a utilização da variação nos sensores como uma estratégia para minimizar as variações paramétricas, isolando a validação do modelo da análise de robustez, que será abordada em estudos futuros. Ademais, essa escolha simplifica o desenvolvimento do controlador, permitindo a elaboração de um método genérico de projeto de controle, sem que as variações paramétricas interfiram negativamente no desempenho do sistema.



(a)



(b)

Figura 39 – Estrutura de simulação no software PLECS.  
 Estimação por: (a) Conexão entre células (b) Estrutura da célula.  
 Fonte: Autoria própria.

O valor de corrente visto pelos controles é dado por (5.3). Tal que  $\Theta_N$  é o desvio no ganho do sensor e  $\delta_N$  é o desvio de zero do sensor.

$$I_{L_{medN}} = I_{LN} \cdot \Theta_N + \delta_N \tag{5.3}$$

Os valores de desvio dos ganhos dos sensores adotados são:

$$\begin{aligned} \Theta_1 &= 1.02 & \Theta_2 &= 1 & \Theta_3 &= 0.97 \\ \Theta_4 &= 1.05 & \Theta_5 &= 0.96 & \Theta_6 &= 1.08 \end{aligned}$$

Já para os desvios de zero dos sensores os valores utilizados são:

$$\begin{aligned} \delta_1 &= 0 \text{ A} & \delta_2 &= -0.5 \text{ A} & \delta_3 &= 0.2 \text{ A} \\ \delta_4 &= 0.15 \text{ A} & \delta_5 &= 0.3 \text{ A} & \delta_6 &= -0.4 \text{ A} \end{aligned}$$

Para que se torne evidente os benefícios de cada parte dessa implementação, nas subseções a seguir descreve-se o sistema sem controle de desequilíbrio e adiciona-se o controle de desequilíbrio em sequência.

O conjunto de testes elaborados é brevemente descrito como:

- $0ms$  - Erros de ganho dos sensores são ativados.
- $2ms$  - Inicializa o conversor com potência nominal, utilizando apenas os controladores de corrente e potência. Potência utilizada é a necessária para atingir  $20A$  por célula.
- $20ms$  - Inicializa-se os controladores de desequilíbrio, se houver.
- $0.22s$  - Insere-se erros de *offset* dos sensores.
- $0.62s$  - Reduz-se a referência de potência em 37.5%. Potência utilizada é a necessária para atingir  $12.5A$  por célula.
- $0.82s$  - Reduz-se a referencia de potência em 37.5%. Potência utilizada é a necessária para atingir  $5A$  por célula.
- $1.02s$  - Eleva-se a referencia de potência em 37.5%. Potência utilizada é a necessária para atingir  $12.5A$  por célula.
- $1.22s$  - Eleva-se a referencia de potência em 37.5%. Potência utilizada é a necessária para atingir  $20A$  por célula.
- $1.42s$  - Reduz-se a referencia de potência em 75%. Potência utilizada é a necessária para atingir  $5A$  por célula.
- $1.62s$  - Eleva-se a referencia de potência em 75%. Potência utilizada é a necessária para atingir  $20A$  por célula.

Esse conjunto de testes serão utilizados em todas as secções seguintes e terão seu detalhamento feito nas etapas específicas.

#### 5.1.1.1 Análise em Regime

Na Figura 40 é exibido o comportamento da corrente média real dos indutores em cada célula, bem como a corrente esperada em cada célula, pelo qual se evidencia o percentual de desequilíbrio presente no sistema. Observa-se que apesar de todas as células apresentarem a mesma referência, a corrente produzida por elas é diferente em função do erro do sensor de corrente.

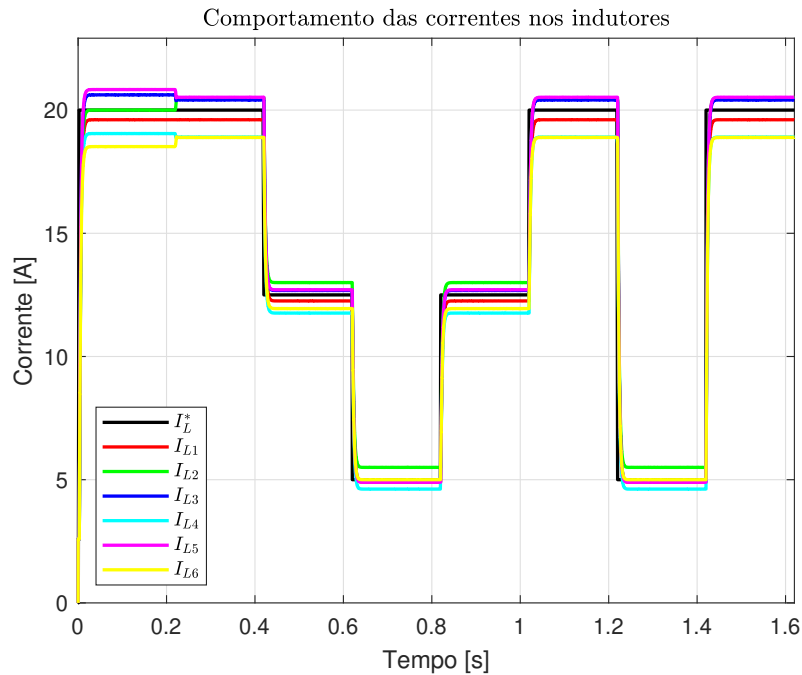


Figura 40 – Comportamento das correntes nos indutores.  
 Teste 1 - Sistema sem controle de desequilíbrio  
 Fonte: Autoria própria.

Na Figura 41 é exibido o comportamento da tensão média de saída, esse comportamento é determinado em função da corrente que flui pelos conversores. Vale destacar a ausência de simetria nessa forma de onda, demarca o grau de desequilíbrio entre as células. Ressalta-se que nessa implementação a tensão de entrada é mantida constante.

Na Figura 42 é exibido o comportamento da potência média das células, bem como o *setpoint* de potência. Esse comportamento determina a corrente que flui pelos conversores, sendo também essencial para avaliar a capacidade do conversor produzir a potência total demandada dele. Ressalta-se nessa figura, que o erro sensor impede que os controladores atinjam realmente uma condição de equilíbrio, sendo necessário que se atue para mitigar esses efeitos.

Além dos comportamentos do sistema é necessário avaliar a capacidade de operar o conversor e os esforços de controle realizados pelos controladores em execução. Na Figura 43 é exibido o comportamento da malha de potência para esse conjunto de testes. Já Figura 44 é exibido o comportamento da malha de corrente para esse conjunto de testes. De modo que se constata que o sistema apresenta capacidade de operar o conversor para um excursionamento grande de valores de referência, sem que os controladores interfiram um na ação do outro.

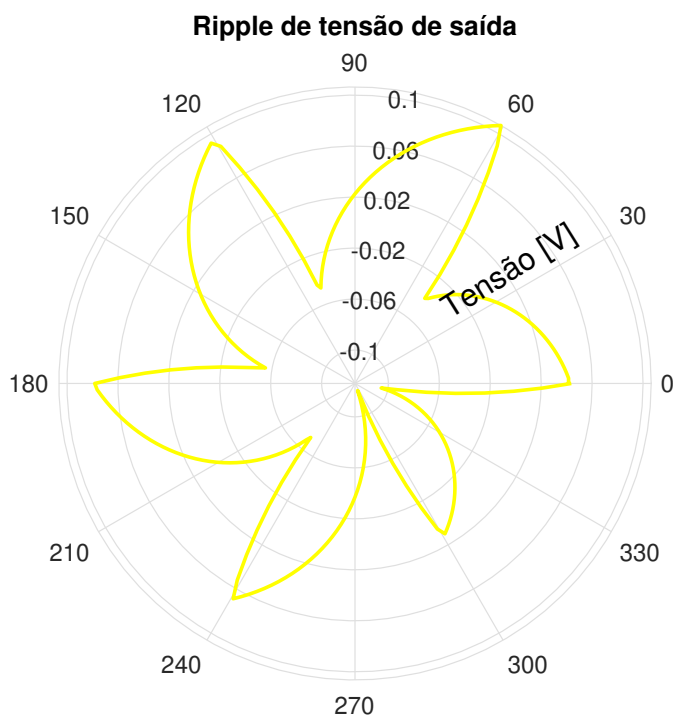


Figura 41 – Ripple de tensão de saída.

Teste 1 - Sistema sem controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

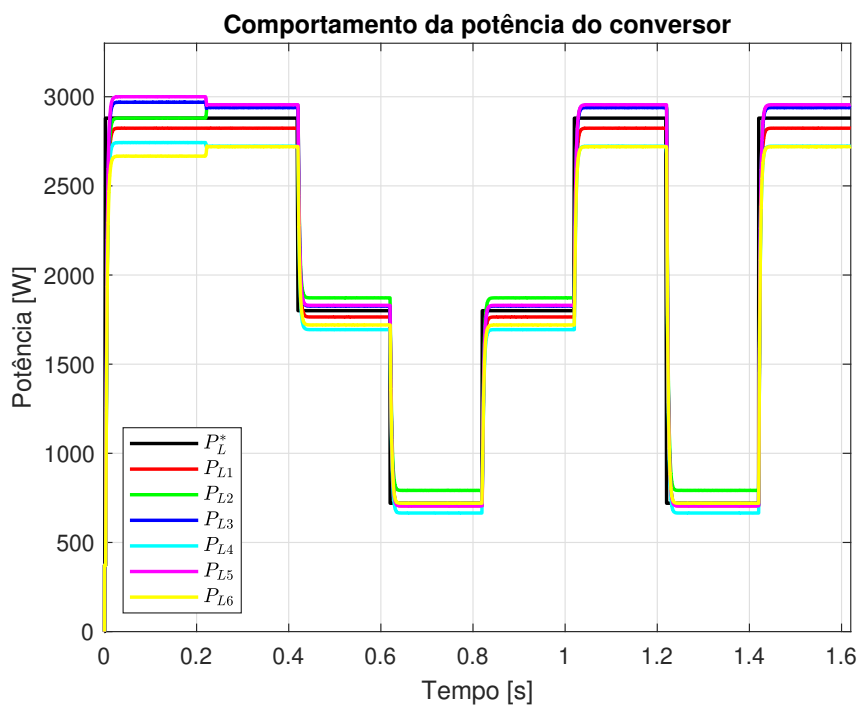


Figura 42 – Comportamento da potência do conversor.

Teste 1 - Sistema sem controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

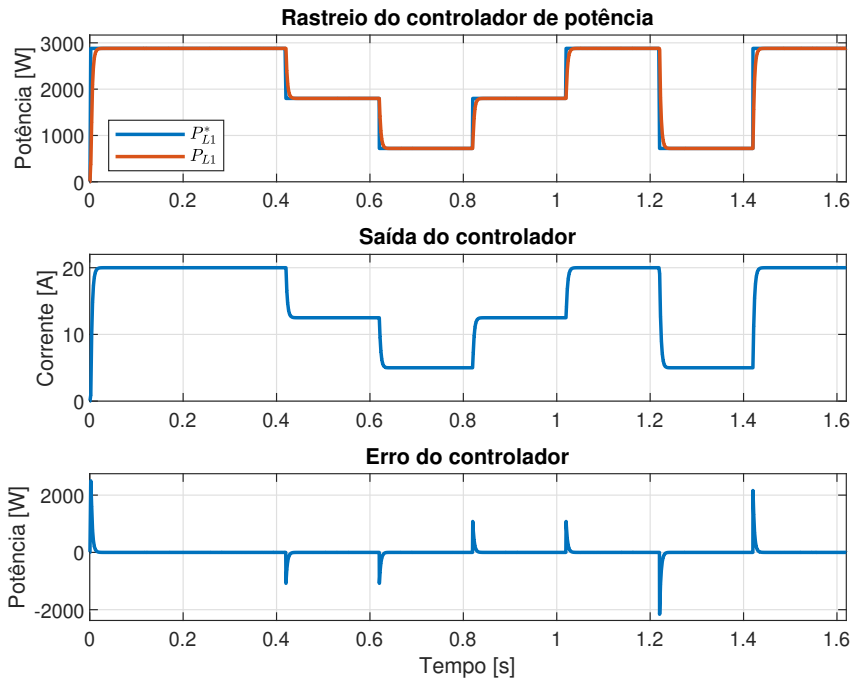


Figura 43 – Comportamento da malha de potência - Visão geral.

Teste 1 - Sistema sem controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

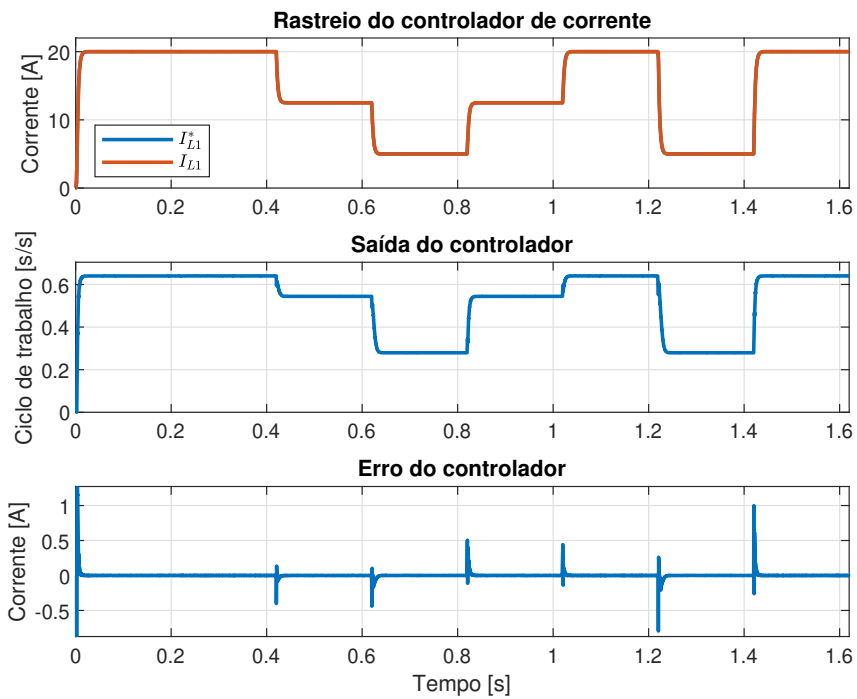


Figura 44 – Comportamento da malha de corrente - Visão geral.

Teste 1 - Sistema sem controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

Para que se entenda o funcionamento desse sistema, descreve-se passo a passo cada etapa do teste. Inicialmente, o sistema se inicia apenas erro de ganho dos sensores ( $\Theta_N$ ). O sistema é inicializado com as corrente zeradas e setado em  $2ms$  para operar em potência nominal em cada uma das fase,  $20A$  por célula. Porém, em função do desvio de sensibilidade do sensor, a corrente vista nos sensores em regime permanente é vista abaixo.

$$\begin{array}{l} \overline{I_{L_1}} = 19.61 \text{ A} \quad \overline{I_{L_2}} = 20 \text{ A} \quad \overline{I_{L_3}} = 20.62 \text{ A} \\ \overline{I_{L_4}} = 19.05 \text{ A} \quad \overline{I_{L_5}} = 20.88 \text{ A} \quad \overline{I_{L_6}} = 18.52 \text{ A} \end{array}$$

Destaca-se que esse sistema em regime, apenas com o erro de sensibilidade, apresenta um erro médio de  $3.64\%$  na corrente das células e atingi erros de até  $6.37\%$  em uma célula.

#### 5.1.1.2 Análise de Degrau de Erro Sensor

Em um tempo subsequente, no instante de  $0.42s$ , são adicionados os desvios de zero aos sensores. Destaca-se que esse sistema em regime com o erro completamente implementado, apresenta erros, vistos abaixo, em que se destaca um erro médio de  $3.38\%$  na corrente das células, e atingi erros de até  $4.62\%$  em uma célula, conforme visto na Figura 45. Observa-se que sem a adição de uma malha de controle de desequilíbrio as correntes do sistema não estarão equilibradas e ocasionarão uma operação desproporcional entre as células.

$$\begin{array}{l} \overline{I_{L_1}} = 19.61 \text{ A} \quad \overline{I_{L_2}} = 20.5 \text{ A} \quad \overline{I_{L_3}} = 20.41 \text{ A} \\ \overline{I_{L_4}} = 18.91 \text{ A} \quad \overline{I_{L_5}} = 20.52 \text{ A} \quad \overline{I_{L_6}} = 18.89 \text{ A} \end{array}$$

Para que se analise a capacidade de operar o sistema, observa-se o comportamento das malhas de controle em função da variação dos *offsets* dos sensores. Nas Figuras 46 e 47, percebe-se que com a variação dos valores de correntes medidas pelos sensores, os controladores atualizam os valores de referência para manterem a igualdade entre a corrente solicitada e o que é medido pelos sensores.

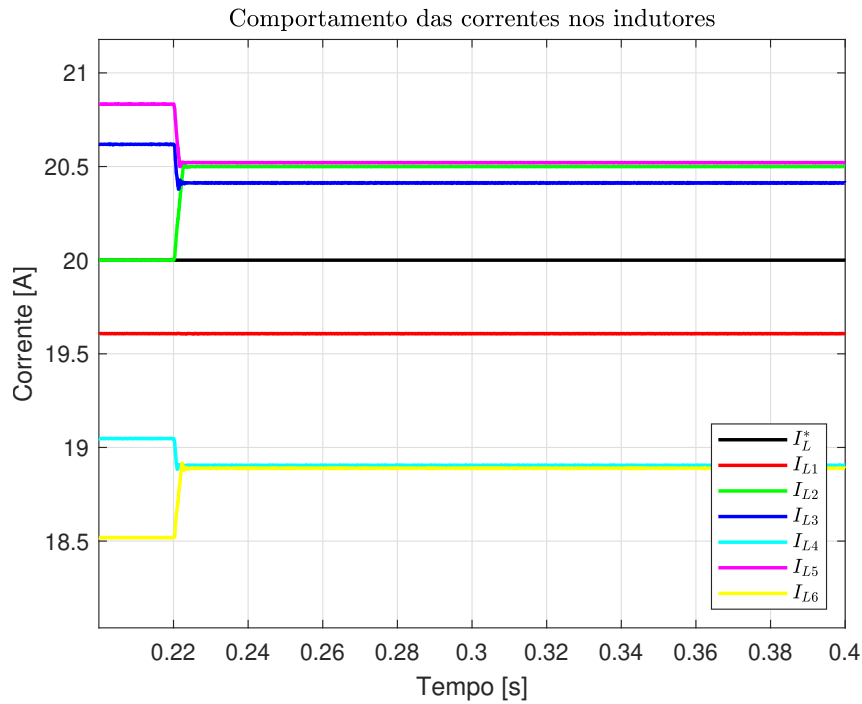


Figura 45 – Comportamento das corrente em variação do *offset* do sensor.

Teste 1 - Sistema sem controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

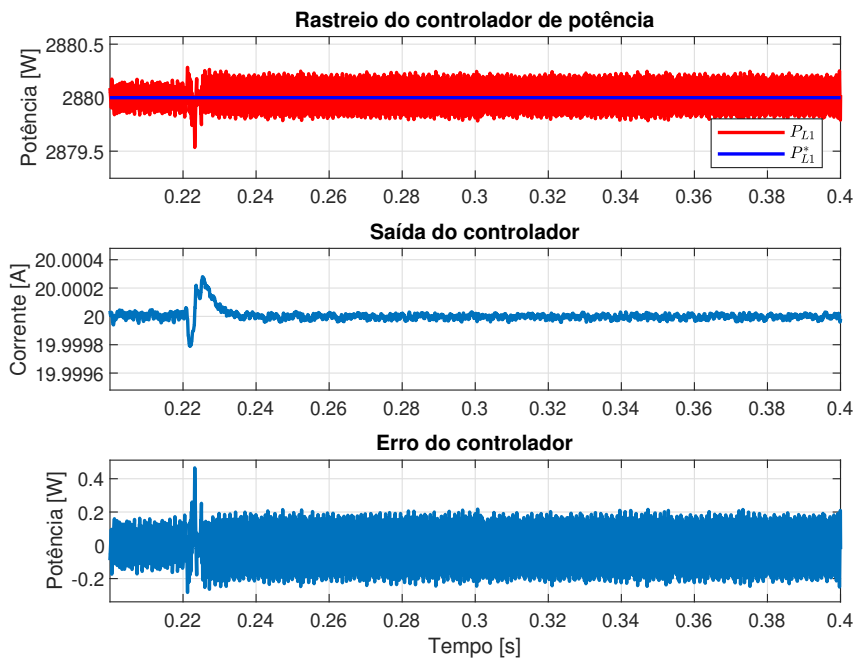


Figura 46 – Comportamento da malha de potência - Análise de *offset*.

Teste 1 - Sistema sem controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

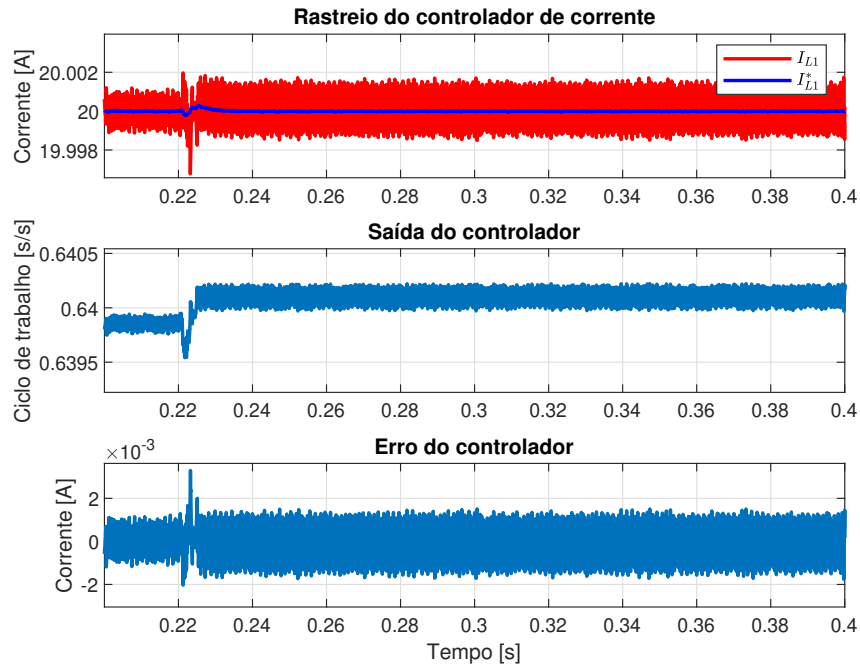


Figura 47 – Comportamento da malha de corrente - Análise de *offset*.

Teste 1 - Sistema sem controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

A partir de 0.62s são realizados os testes da capacidade de operar o conversor e do amortecimento do sistema, que podem ser vistos por das Figuras 40 a 44. Essa leva de testes tem como intuito demonstrar que o sistema é capaz de excursionar uma grande parte da região de operação sem apresentar problemas, e tem um detalhamento dos pontos mais críticos na próxima seção. Em 0.62s, o sistema sai de 100% de potência e passa a operar com 62.5%. Em 0.82s, o sistema sai de 62.5% de potência e passa a operar com 25%. Em 1.02s, o sistema sai de 25% de potência e passa a operar com 62.5%. Em 1.22s, o sistema sai de 62.5% de potência e passa a operar com 100%. Em 1.42s, o sistema sai de 100% de potência e passa a operar com 25%. Em 1.62s, o sistema sai de 25% de potência e passa a operar com 100%. Por meio dos quais o sistema se demonstrou estável, controlável e amortecido. De modo que sua implementação tende a não gerar riscos e instabilidade no sistema real.

### 5.1.1.3 Análise de Degrau de Referência

Para avaliar a qualidade do controle implementado, utiliza-se o maior degrau de carga observado. Na Figura 48, observa-se que a malha de potência apresenta um *overshoot* médio de 0%, um tempo de acomodação de 16ms. Além disso, constata-se que o sistema apresenta um valor médio de potência em regime permanente de 2.8521kW, e consequentemente, um desequilíbrio médio de 3.39%. Já Figura 49, observa-se que a malha de corrente apresenta um *overshoot* médio de 0%, um tempo de acomodação de 16ms. Além disso, constata-se que o sistema apresenta um valor médio de corrente em regime

permanente de  $19.8065A$ , e conseqüentemente, um desequilíbrio médio de  $3.39\%$ .

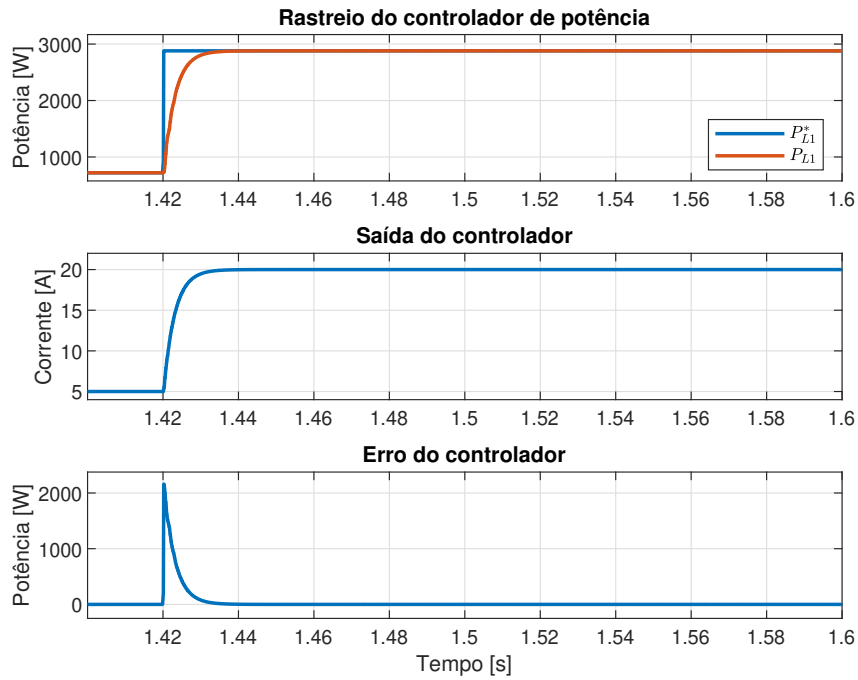


Figura 48 – Comportamento da malha de potência - Análise de controle.

Teste 1 - Sistema sem controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

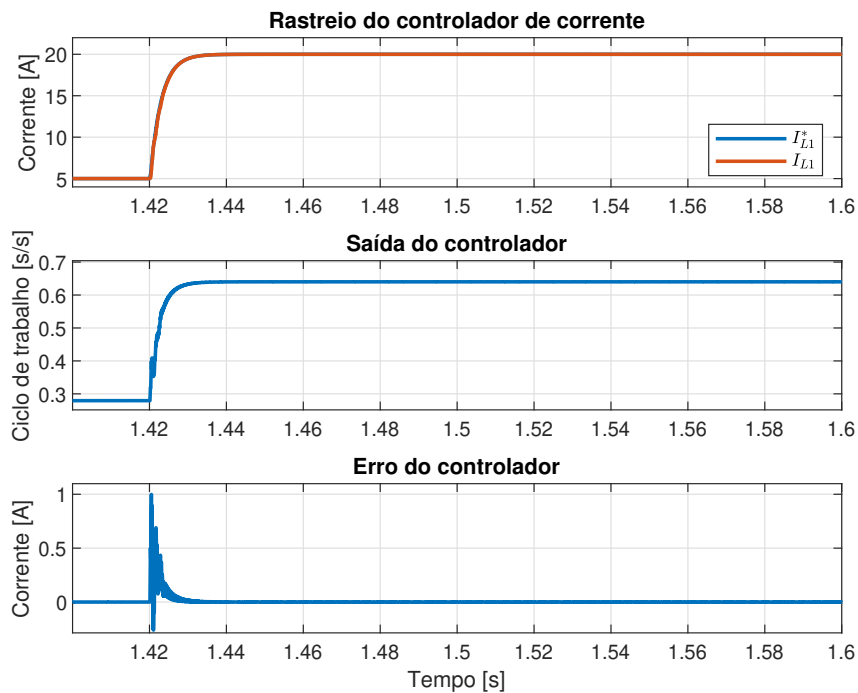


Figura 49 – Comportamento da malha de corrente - Análise de controle.

Teste 1 - Sistema sem controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

Desse modo, evidencia-se que um sistema sem a presença de nenhum controle de desequilíbrio tende a apresentar um desequilíbrio considerável. Dentre outros efeitos, pode-se mencionar o maior desgaste em algumas células, falseamento na potência real produzida e dificuldades no fornecimento de potência nominal.

## 5.2 Controle de Desequilíbrio

Para resolver o desequilíbrio, adiciona-se o controle de desequilíbrio descrito nessa dissertação. O projeto dos estimadores utilizado é o descrito no Capítulo 4. Já para o controlador, utiliza-se a estrutura vista na Figura 50. Observa-se que novamente há uma estrutura de controle em cascata, apresentando uma malha interna responsável pelo controle de corrente, e uma malha externa que controla a potência do conversor. Porém, adiciona-se uma malha de desequilíbrio em paralelo a de potência, nessa estrutura é descrita a composição dos controladores e dos estimadores utilizados nesse processo.

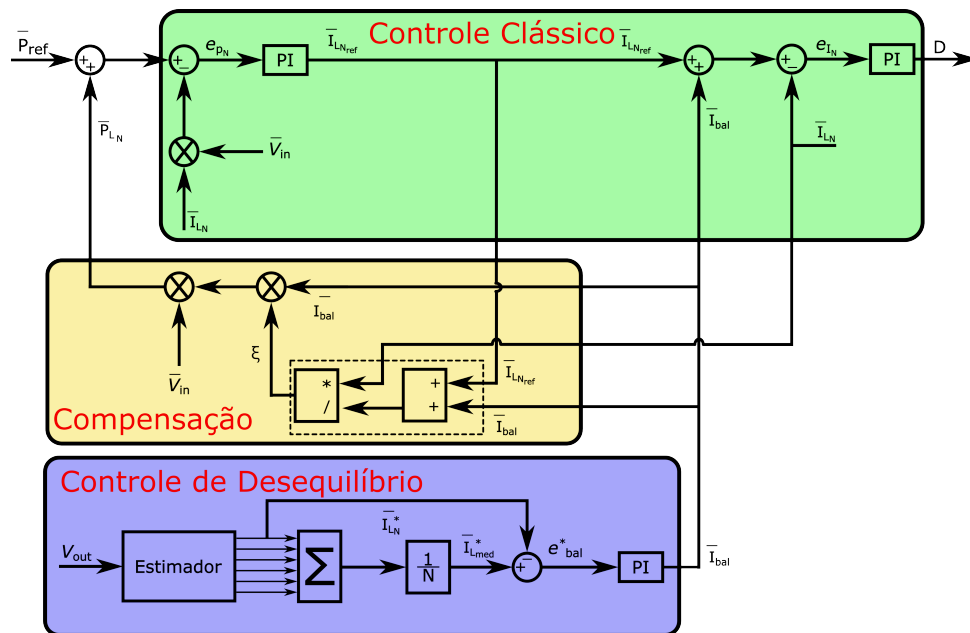


Figura 50 – Malha de controle com controle de desequilíbrio.

Fonte: Autoria própria.

Ressalta-se que com a adição dessa malha de desequilíbrio, a corrente utilizada para o cálculo de potência para a malha de potência é alterado para (5.4). Tal que  $I_{bal}$  é a corrente solicitada pela malha de desequilíbrio, e  $I_{pot}$  é a corrente utilizada no cálculo de potência. Ressalta-se que  $\xi$  é uma constante calculada em tempo de execução que demarca a equivalência entre a corrente na perspectiva do sensor e a real corrente, descrita por (5.5). Há a necessidade de que essa malha de potência receba um *feedback* de que a corrente será modificada e não opere se opondo a variação da malha de desequilíbrio, tal que  $I_{LNref}$  é a corrente solicitada pela malha de potência.

$$\overline{I_{pot}} = \overline{I_L} - \xi \overline{I_{bal}} \quad (5.4)$$

$$\xi = \frac{\overline{I_L}}{\overline{I_{Lref}} + \overline{I_{bal}}} \quad (5.5)$$

Ressalta-se que para a adição dessa malha de balanceamento, o erro do controlador é obtido por (5.6). Tal que  $\overline{I_{L_i}^*}$  é a corrente estimada no indutor em cada uma das N células, e  $e_{bal_i}$  é o erro de balanceamento de corrente.

$$e_{bal_i} = \frac{\sum_{j=1}^N \overline{I_{L_j}^*}}{N} - \overline{I_{L_i}^*} \quad (5.6)$$

Em função da posição em que o controlador é adicionado, o sistema utilizado para o projeto do controlador desconsidera a existência da malha externa de potência, e tem sua função de transferência definida em (5.7). Tal que  $G_{mbal}(s)$  é a função de transferência que descreve o comportamento do desequilíbrio, e  $i_{bal}(s)$  é a corrente de desequilíbrio de corrente observado.

$$G_{mbal}(s) = \frac{i_{bal}(s)}{i_L(s)} = \frac{C_{mc} \cdot G_{mc}}{1 + C_{mc} \cdot G_{mc}} \quad (5.7)$$

Para a implementação de controle são utilizadas os parâmetros vistos na Tabela 5, os resultados dos controladores também mostrados nessa tabela. Ressalta-se que em função dos erros de estimação gerados pelo valor reduzido de frequência de amostragem, esse sistema apresenta dificuldades para estimar pequenos desvios de corrente. Assim, adiciona-se uma zona morta para o erro dos controladores de desequilíbrio, de modo que erros menores que 0.04A são desconsiderados. Essa adição garante a estabilidade de longo prazo do controle, que sem essa adição tende a tentar corrigir um erro não mensurável e gera crescimento indefinido das correntes.

Tabela 5 – Parâmetros dos controladores de balanceamento.

| Controlador   | Parâmetros          | Valor        |
|---------------|---------------------|--------------|
| Balanceamento | Frequência de corte | 3 Hz         |
|               | Margem de fase      | 60°          |
|               | $K_{p_{bal}}$       | 0 A/A        |
|               | $K_{i_{bal}}$       | 16.3253 As/A |

### 5.2.1 Resultados do Controle de Desequilíbrio

Para a implementação do segundo teste, utiliza-se a mesma estrutura temporal e de erros de sensores, vista no primeiro teste. Contudo, altera-se apenas a inicialização do controle de desequilíbrio no instante de 20ms. Esse conjunto de testes, tem seus resultados vistos nas Figuras 51 a 63.

### 5.2.1.1 Análise em Regime Permanente

Na Figura 51 é exibido o comportamento da corrente média dos indutores em cada célula, bem como a corrente esperada em cada célula, pelo qual se constata que o sistema converge para um mesmo ponto de corrente entre todas as células. Porém, deve-se ressaltar que esse sistema trás consigo a premissa de equilibrar as corrente e não garantir a potência exata na saída do conversor. Para que isso ocorra, outras ações devem ser tomadas no controle, e essas não são escopo dessa dissertação.

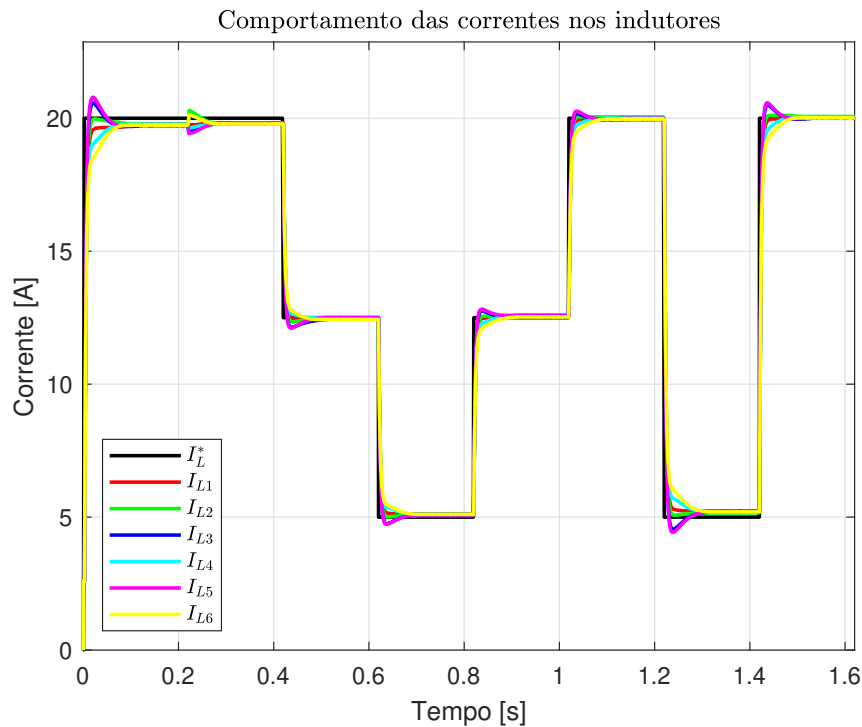


Figura 51 – Comportamento das correntes nos indutores.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

Na Figura 52 é exibido o comportamento da tensão média de saída, esse comportamento é determinado em função da corrente que flui pelas células. Evidenciando que a inserção da malha de desequilíbrio impacta positivamente no balanceamento das correntes, fato desse demarcada pela simetria na tensão de saída que demonstra o nível de equilíbrio do sistema.

Na Figura 53 é exibido o comportamento da potência média das células, bem como o *setpoint* de potência. Esse ponto da análise, define que o sistema consegue apresentar níveis iguais de correntes entre as células. Porém, assim como no primeiro teste, não é capaz de manter o sistema seguindo a referencia de potência global fornecida, pois a malha de potência se mantém sem informações da necessidade de se elevar a potência frente ao valor atual.

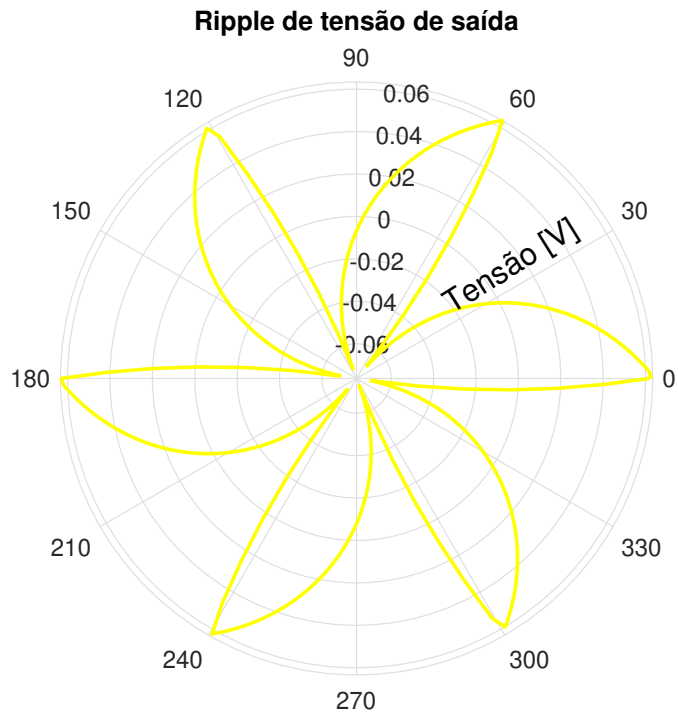


Figura 52 – Ripple de tensão de saída.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio  
 Fonte: Autoria própria.

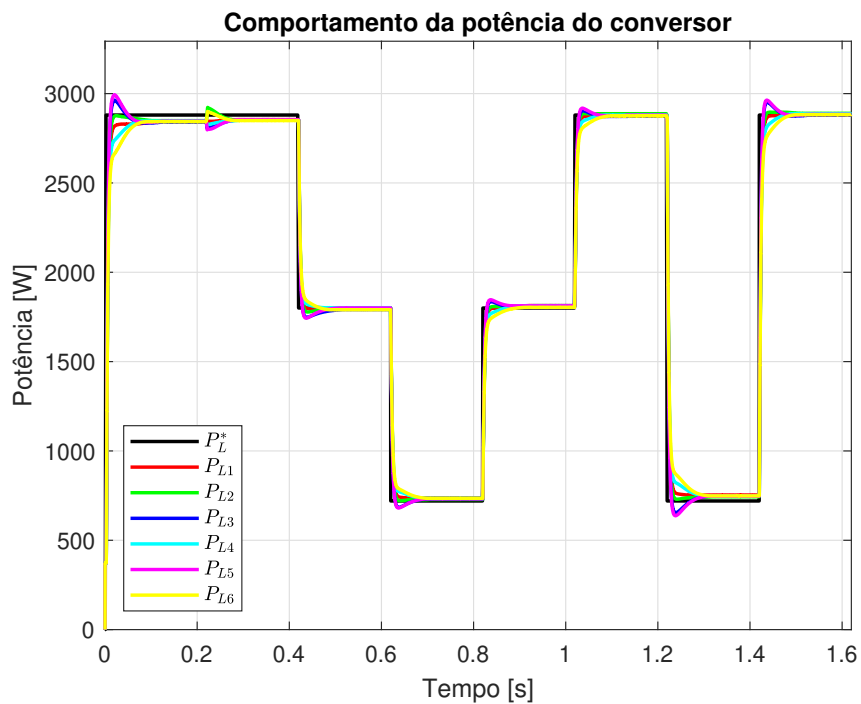


Figura 53 – Comportamento da potência do conversor.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio  
 Fonte: Autoria própria.

Além dos comportamentos do sistema é necessário avaliar a capacidade de operar o conversor e os esforços de controle realizados pelos controladores em execução. Na Figura 54 é exibido o comportamento da malha de potência para esse conjunto de testes. Já na Figura 55 é exibido o comportamento da malha de corrente para esse conjunto de testes.

Além disso, na Figura 56 é exibido o comportamento da malha de desequilíbrio para esse conjunto de testes. Por meio dessa figuras, torna-se evidente que a capacidade de operar o sistema é mantida mesmo com a adição da malha de desequilíbrio. De modo, que as malhas de controle não interferem umas nas outras e não competem pela resposta dinâmica e em regime permanente do sistema.

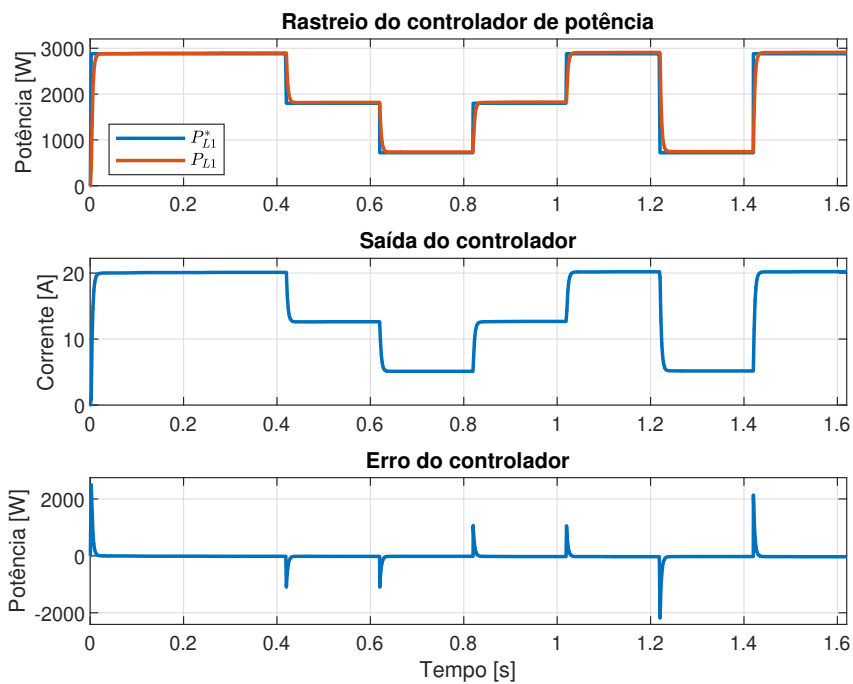


Figura 54 – Comportamento da malha de potência - Visão geral.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

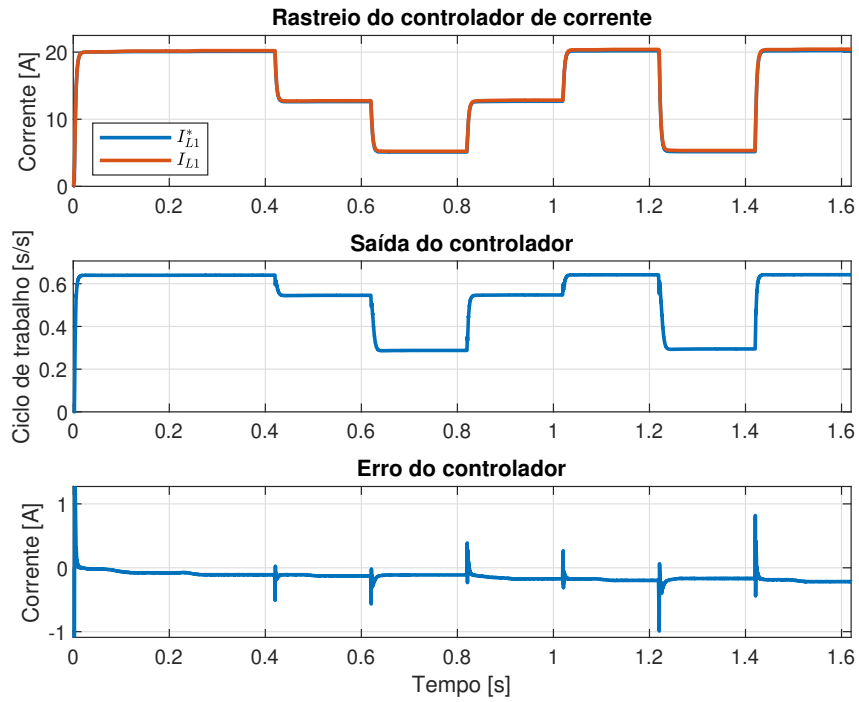


Figura 55 – Comportamento da malha de corrente - Visão geral.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

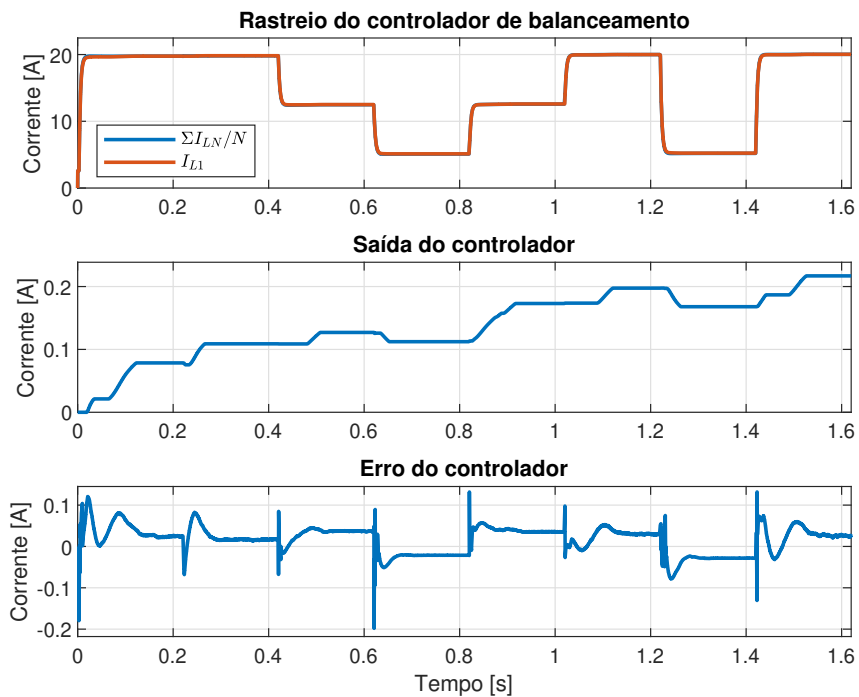


Figura 56 – Comportamento da malha de balanceamento - Visão geral.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

Analisando os resultados apenas em função do desvio de sensibilidade do sensor, a corrente vista nos sensores em regime permanente é :

$$\begin{aligned} \overline{I_{L_1}} &= 19.76 \text{ A} & \overline{I_{L_2}} &= 19.76 \text{ A} & \overline{I_{L_3}} &= 19.72 \text{ A} \\ \overline{I_{L_4}} &= 19.77 \text{ A} & \overline{I_{L_5}} &= 19.76 \text{ A} & \overline{I_{L_6}} &= 19.74 \text{ A} \end{aligned}$$

Destaca-se que esse sistema em regime e apenas com o erro de sensibilidade implementado, apresenta um erro médio de 0.008437% na corrente das células, e atinge erros de até 0.12655% em uma célula, evidenciando a capacidade do controle de desequilíbrio de minimizar de forma expressiva os desequilíbrios do sistema.

### 5.2.1.2 Análise de Degrau de Erro Sensor

Adicionando o desvio de zero ao sensor, esse sistema atinge regime permanente em 80ms com o erro completamente implementado, com valores por célula vistos abaixo, apresenta um erro médio de 0.0056097% na corrente das células, e atingindo erros máximo de 0.134634% em uma célula, conforme visto na Figura 57. Em que se constata que o sistema após identificada a modificação dos valores dos sensores, responde de modo a corrigir os erros proporcionados, retornando o sistema para um ponto de relativo balanceamento entre as correntes.

$$\begin{aligned} \overline{I_{L_1}} &= 19.82 \text{ A} & \overline{I_{L_2}} &= 19.81 \text{ A} & \overline{I_{L_3}} &= 19.80 \text{ A} \\ \overline{I_{L_4}} &= 19.81 \text{ A} & \overline{I_{L_5}} &= 19.82 \text{ A} & \overline{I_{L_6}} &= 19.78 \text{ A} \end{aligned}$$

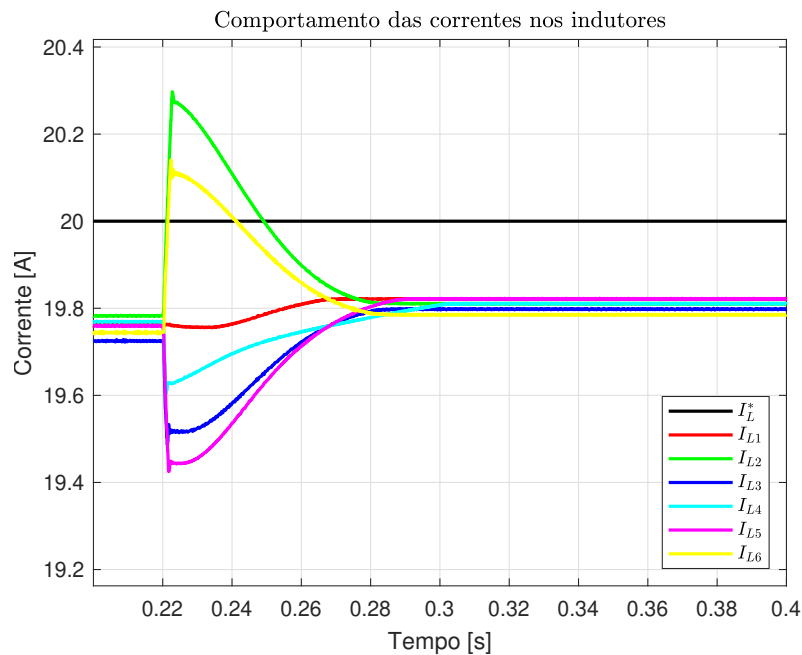


Figura 57 – Comportamento das corrente em variação do *offset* do sensor.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

Destaca-se que mesmo levando o sistema ao equilíbrio de correntes, esse método não garante a potência entregue a carga. Esse fato não é proveniente da técnica escolhida, uma vez que o controle de desequilíbrio busca equilibrar a corrente entre as células. E uma vez que as células já não apresentavam exatamente a potência desejada na carga, em função do erro sensor, o controle de desbalanço não é responsável por essa correção, sendo necessário alguma estratégia paralela para a correção desse parâmetro.

Para que se analise a capacidade de operar o sistema com a adição da malha de desequilíbrio, observa-se o comportamento das malhas de controle em função da variação dos *offsets* dos sensores. Nas Figuras 58 e 59, percebe-se que com a variação dos valores de correntes medidas pelos sensores, os controladores de potência e corrente operam para atualizar os valores de referência para manterem a igualdade entre a corrente solicitada e o que é medido pelos sensores. Porém, no sistema com o controle de desequilíbrio a malha de desequilíbrio irá perceber o desequilíbrio entre as correntes e operar no sentido de minimizar, conforme visto na Figura 60.

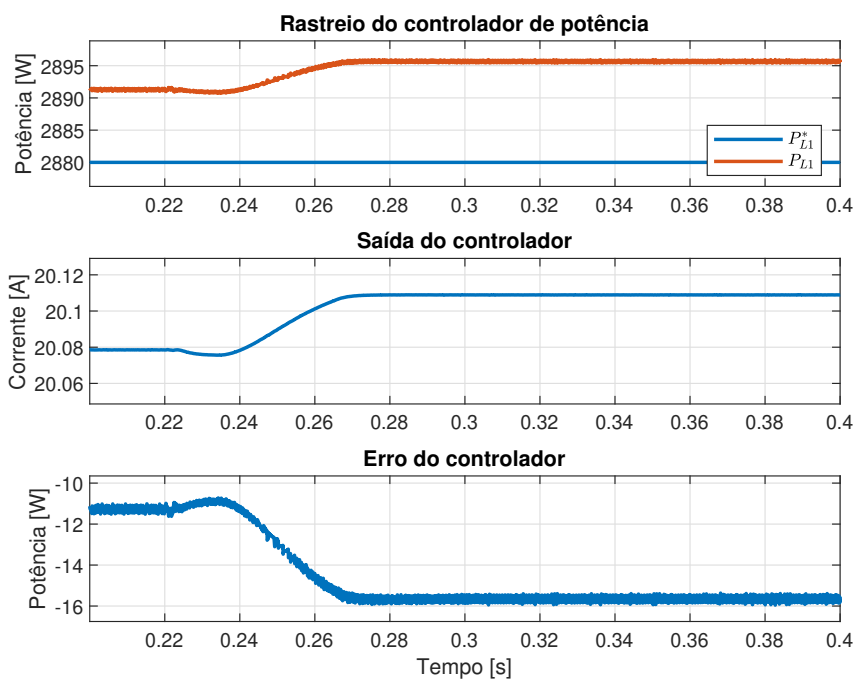


Figura 58 – Comportamento da malha de potência - Análise de *offset*.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

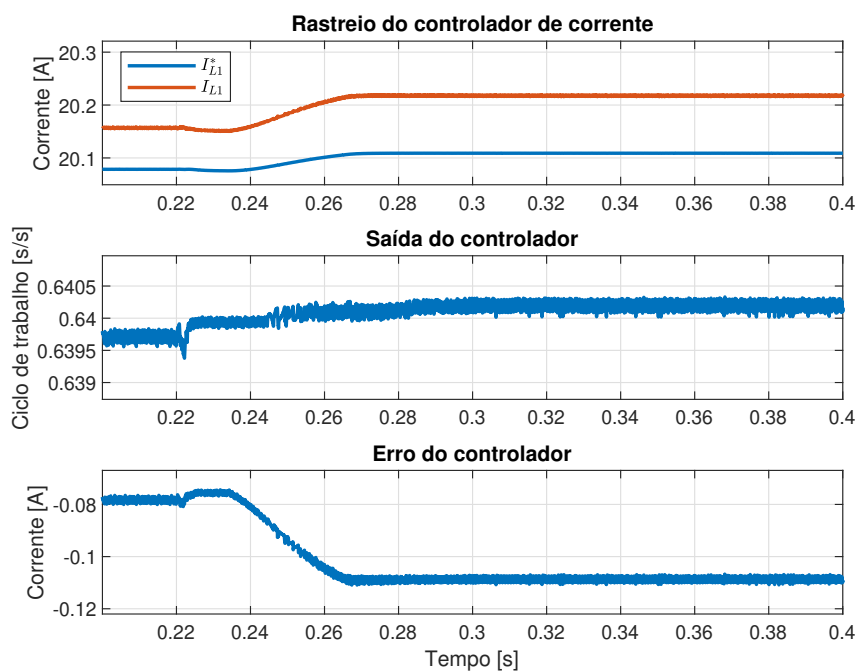


Figura 59 – Comportamento da malha de corrente - Análise de *offset*.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

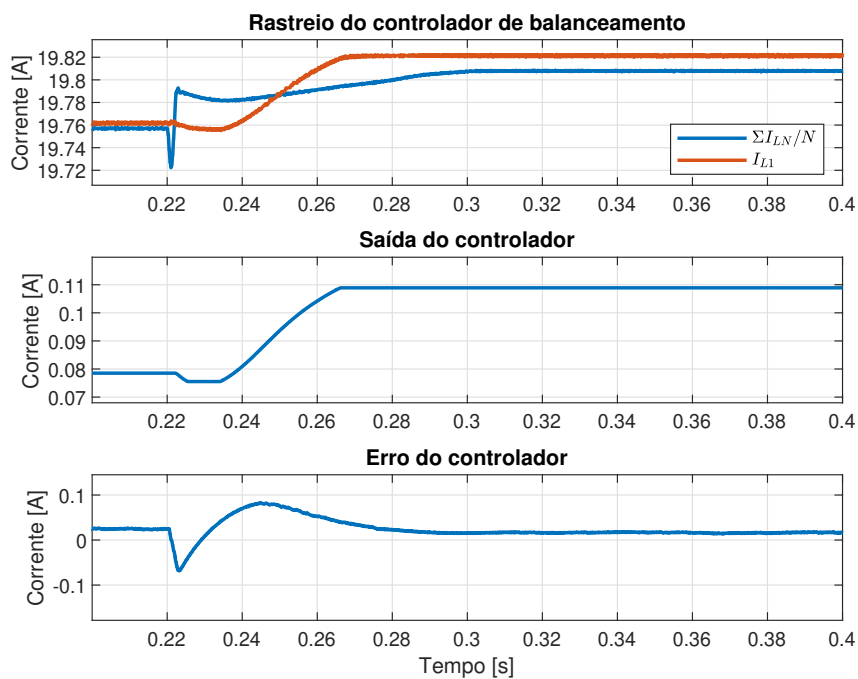


Figura 60 – Comportamento da malha de desequilíbrio - Análise de *offset*.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

### 5.2.1.3 Análise de Degrau de Referência

Para avaliar a resposta do controle implementado, utiliza-se o maior degrau de carga observado. Na Figura 61, observa-se que a malha de potência apresenta um *overshoot* médio de 0%, um tempo de acomodação de 23ms. Além disso, constata-se que o sistema apresenta um valor médio de potência em regime permanente de 2.88466kW, e consequentemente, um erro médio de 0.008088745%.

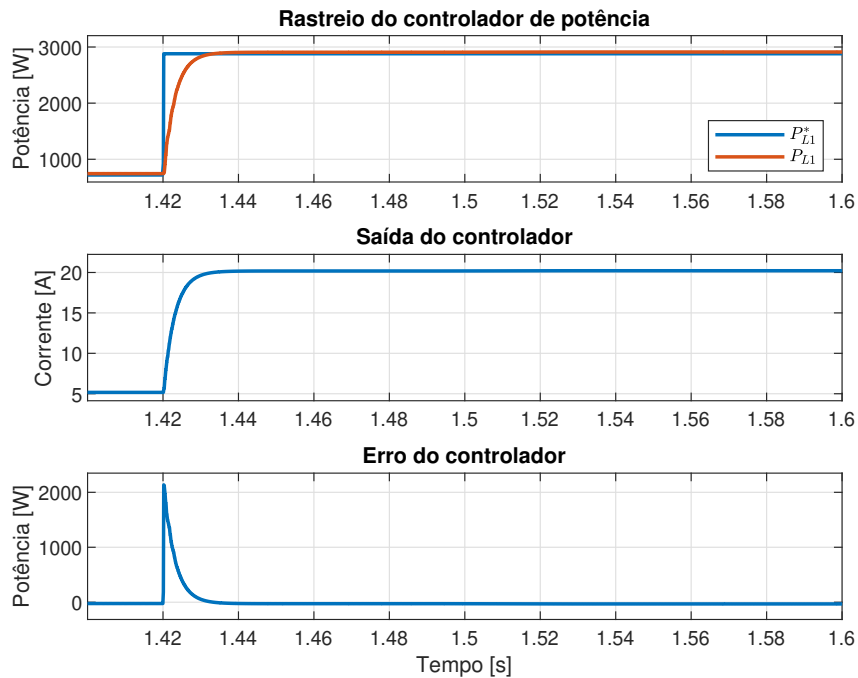


Figura 61 – Comportamento da malha de potência - Análise de controle.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

Já pela Figura 62, observa-se que a malha de corrente apresenta um *overshoot* médio de 0%, um tempo de acomodação de 23ms. Além disso, constata-se que o sistema apresenta um valor médio de corrente em regime permanente de 20.031666A, e consequentemente, um erro médio de 0.9429514%.

Complementarmente, na Figura 63 analisa-se o comportamento da malha de desequilíbrio que apresenta um *overshoot* médio de 0%, um tempo de acomodação de 114ms. Além disso, constata-se que esse controlador foi responsável por corrigir um erro médio de desequilíbrio em regime permanente de 128.666mA, e consequentemente, levando o sistema para um desequilíbrio médio de 0.9429514%.

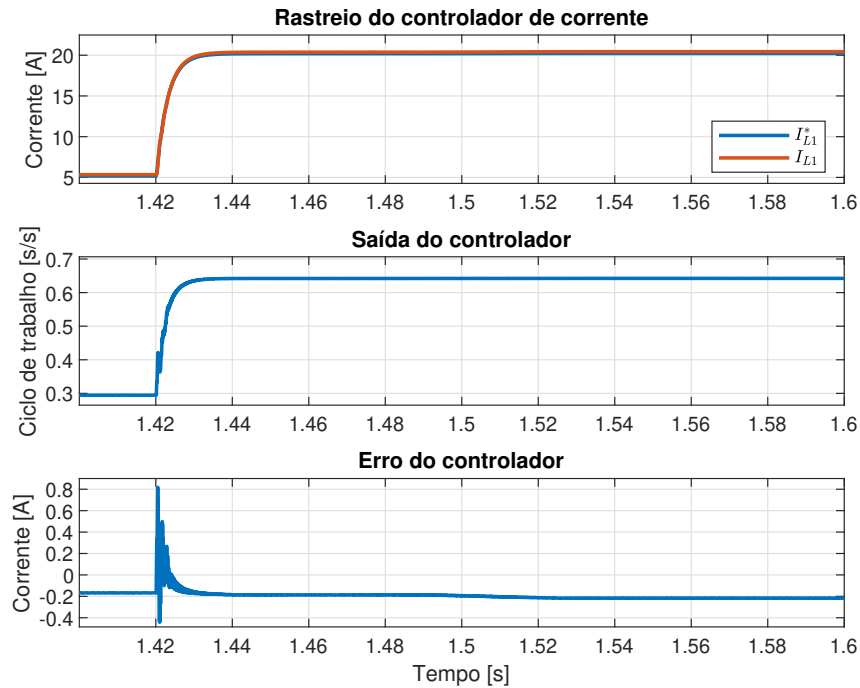


Figura 62 – Comportamento da malha de corrente - Análise de controle.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

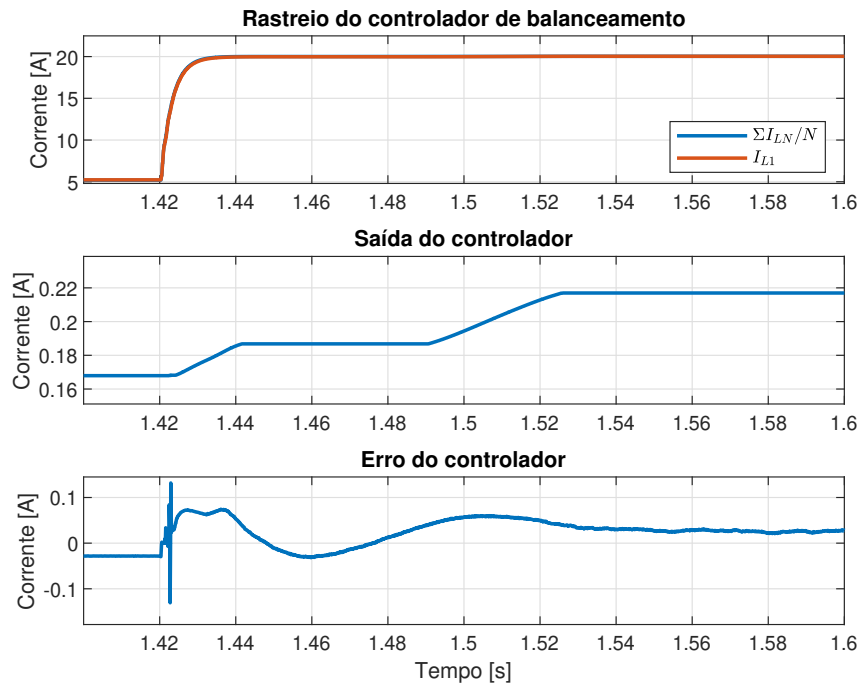


Figura 63 – Comportamento da malha de balanceamento - Análise de controle.

Teste 2 - Sistema com controle de desequilíbrio

Fonte: Autoria própria.

Desse modo, evidencia-se que um sistema com a adição da malha de controle de desequilíbrio tende a apresentar um desequilíbrio reduzido, conforme visto na Figura 64. Por meio do qual se constata que o erro de desequilíbrio de corrente é minimizado intensamente em todos os testes em regime realizados, apresentando desequilíbrio máximo de 0.37%. Permitindo assim a utilização desse sistema para a implementação de conversores celulares em modo totalmente descentralizado. Ressalta-se apesar de garantir o balanceamento do sistema, ainda não garante que a potência nominal seja entregue a carga, o que poderá ser analisado em propostas de continuidade desse trabalho.

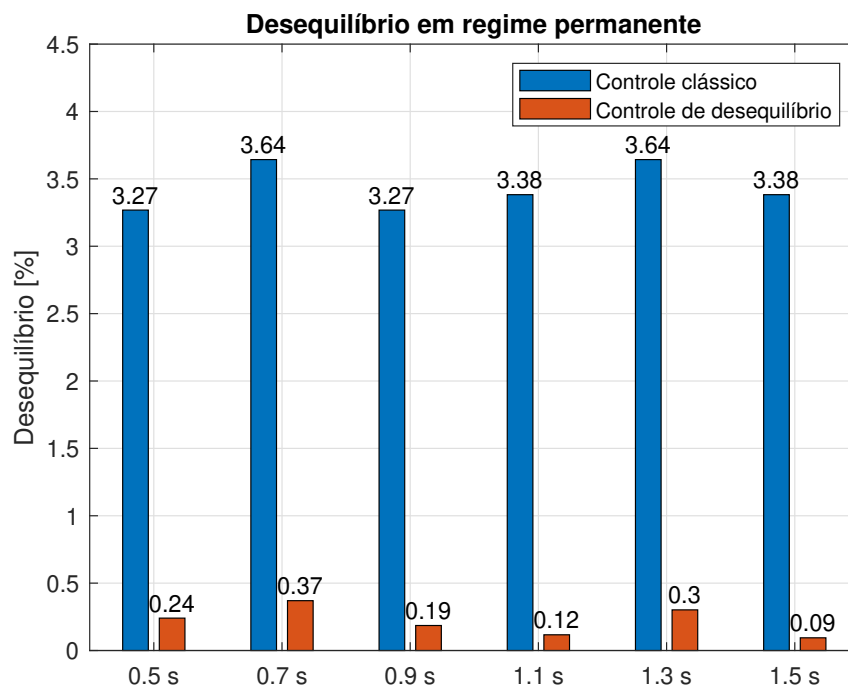


Figura 64 – Variação do desequilíbrio na presença do controlador de balanceamento.

Fonte: Autoria própria.

#### 5.2.1.4 Variação Paramétrica

Outro aspecto essencial a ser analisado é a robustez deste sistema, especialmente para garantir sua confiabilidade em condições de operação adversas e em aplicações reais. Para isso, foi elaborado um conjunto de simulações com o intuito de avaliar como o controle reage a variações paramétricas. Nestas simulações, os parâmetros de resistência do indutor e de indutância foram variados, permitindo a análise de seus respectivos impactos. Como critério de avaliação, utiliza-se o desequilíbrio que o sistema apresenta diante de determinadas variações desses parâmetros, um indicador direto da robustez do controle.

Ao alterar a resistência do indutor, obtêm-se os resultados apresentados na Figura 65, que indicam que, mesmo com variações significativas no valor da resistência, o desequilíbrio máximo observado foi de 0.58%. Esse valor é registrado para um sistema

com parâmetros variando até 30%, o que demonstra que o controle mantém sua eficiência mesmo com uma mudança acentuada na resistência do indutor.

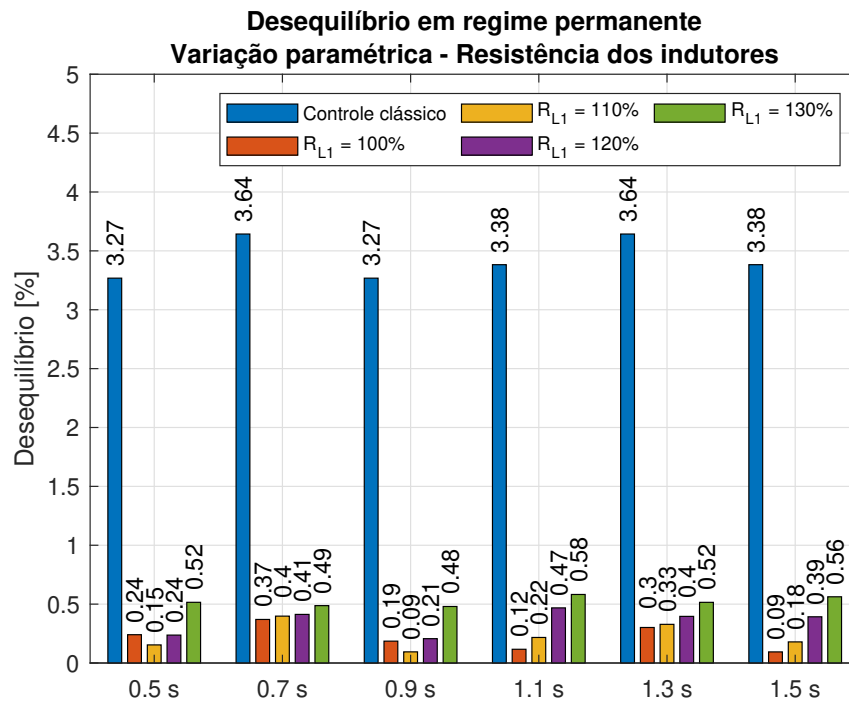


Figura 65 – Variação do desequilíbrio na presença de variações nas resistências dos indutores.

Fonte: Autoria própria.

De forma semelhante, ao aplicar uma variação no parâmetro de indutância, observe os resultados apresentados na Figura 66, onde o desequilíbrio máximo registrado foi de 1.25%, mesmo com o sistema sendo perturbado por variações paramétricas de 30%. Este comportamento ressalta a capacidade do sistema em manter sua estabilidade e confiabilidade, mesmo sob condições de significativa alteração dos componentes.

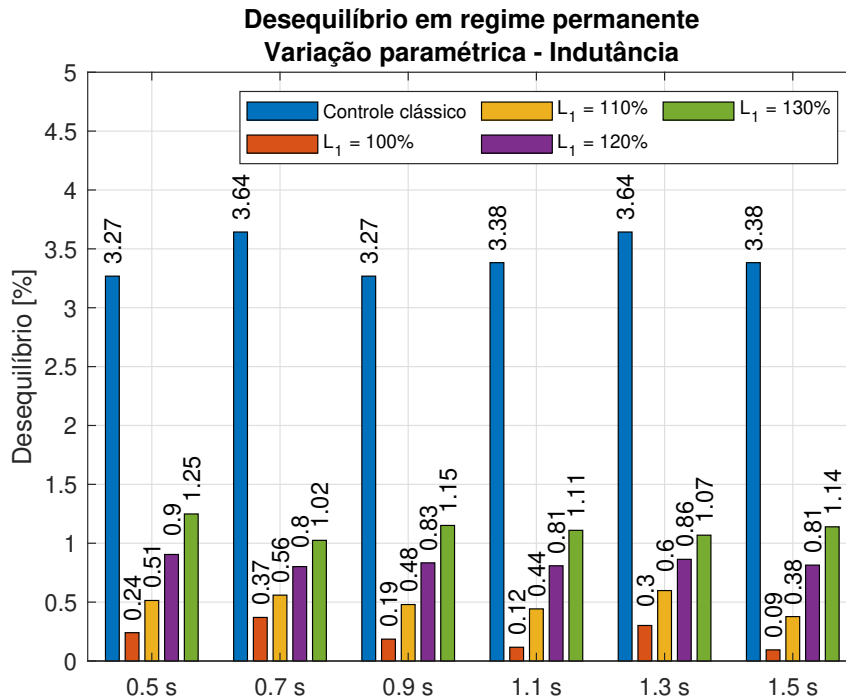


Figura 66 – Variação do desequilíbrio na presença de variações nas indutâncias.

Fonte: Autoria própria.

Esses dados indicam que o sistema converge para seu estado de equilíbrio mesmo diante de variações nos parâmetros projetados para os indutores. Isso demonstra que o sistema é robusto a variações paramétricas, o que é fundamental para sua aplicação em projetos reais. A robustez aqui evidenciada aponta para um sistema adequado para operações em conversores direcionados a aplicações críticas, como energias renováveis, veículos elétricos, hidrogênio verde e sistemas de nobreak, todos os quais exigem alta confiabilidade e eficiência em condições de operação diversas.

### 5.3 Considerações do Capítulo

Nesse capítulo foi desenvolvido o controle de desequilíbrio para o conversor *boost* paralelo. Foram definidos os modos de cálculo dos controladores clássicos de corrente e potência do conversor. E foram implementadas uma estrutura de teste capaz de descrever os comportamentos estáticos e dinâmicos do sistema, garantindo seu maior amortecimento e controlabilidade. Além disso, o controle de desequilíbrio completamente descentralizado é concebido, de modo que cada célula é capaz de estimar as correntes dos demais módulos e corrigir os desequilíbrios sem laços de comunicação. Desse modo, constata-se que projeto atinge o objetivo proposto atingindo relativo grau de balanceamento.

## Capítulo 6

# Conclusões e Propostas de Continuidade

O projeto do desenvolvimento de um método de controle de desbalanço para um conversor celular do tipo *boost* foi executado ao longo desse texto. Foram levantadas as características elétricas, políticas e sociais que levam ao crescimento da importância desse tipo de técnica, motivando o estudo destas. Além disso, foram esmiuçadas as trajetórias históricas e o estado da arte para o conversor celular, passando pelas topologias de conversores, estratégias de controle de desbalanço e os tipos de controladores que podem ser adotados.

Justificada a necessidade desse estudo, realizou-se a modelagem do conversor *boost*, de modo que tendo apenas informações sobre o comportamento médio das variáveis elétricas fosse possível descrever o valor no tempo das tensões de entrada e saída, e da corrente no indutor. O comportamento do modelo é validado em diversas condições de operação, variando tanto o ciclo de trabalho, quanto as correntes de entrada e saída, apresentando erros reduzidos em toda região de operação e satisfazendo os critérios necessários. Destaca-se que foram obtidos erros de rastreamento reduzidos, apresentando o máximo de erro médio de 0,9848% no ponto de operação nominal. Além disso, excursionando a região de operação desse sistema, tem-se um erro máximo de 3,716% para um conversor *boost* de 6 células.

Possuindo informações de como esse sistema opera no tempo, foi modelado e implementado um estimador capaz de realizar a definição das  $N$  correntes das  $N$  células, amostrando  $N$  pontos do ciclo de trabalho. Além disso, as funções de transferência que descrevem o comportamento do estimador são levantadas para a utilização no projeto dos controladores. A precisão do estimador é avaliada, por meio do qual se constata que a frequência de simulação dos dados impacta na precisão da estimação, mas que mesmo utilizando um  $T_s$  maior que o ideal, o erro do sistema permanece baixo. Ressalta-se que operando o sistema com passo de simulação reduzido, obtém-se um erro médio de estimação de 0,0416% para estimações utilizando a tensão de entrada, e 0,0001% para estimações utilizando a tensão de saída.

Por fim, foram desenvolvidos e implementadas as estratégias de controle do

conversor. Os controladores de corrente, potência e desbalanço são caracterizados em termos de seus parâmetros de ganho e desempenho, garantindo a replicabilidade do projeto. Foram validados os comportamentos do sistema, de modo que se confirma a tolerância a variações dos erros sensores e a variações dos *setpoints* de potência para as condições testadas. Além disso, os resultados em regime demonstram a estabilidade do sistema e a capacidade de se equilibrar as correntes sem laços de comunicação entre as células. Destaca-se que o controle de desequilíbrio implementado apresentou erro de desequilíbrio médio de 0.0056097%, com um erro máximo de 0.1344634% e tempo de acomodação de 80ms.

A implementação de um controle descentralizado em conversores *boost*, além de apresentar avanços técnicos, também está inserida em um contexto político e social de grande relevância. A crescente demanda por soluções energéticas sustentáveis, impulsionada pela urgência em mitigar os efeitos do aquecimento global, evidencia a importância da descarbonização do setor energético. A centralização da produção e distribuição de energia, tanto no Brasil quanto no mundo, tem levado ao aumento dos custos e à concentração de poder nas mãos de poucos agentes, limitando o acesso universal à energia limpa e acessível. Nesse sentido, o desenvolvimento de tecnologias descentralizadas, como a proposta neste trabalho, pode contribuir para a democratização do mercado energético, possibilitando uma maior diversificação de fontes renováveis, descentralização da geração de energia e, conseqüentemente, uma maior resiliência do sistema elétrico. Além disso, essa abordagem tecnológica pode ajudar a reduzir a pressão sobre a biodiversidade, ao permitir que diferentes regiões e comunidades adotem soluções energéticas adequadas às suas realidades locais, fomentando um mercado de energia mais justo e equilibrado.

## 6.1 Propostas de Continuidade

Desse modo, o controle de desbalanços de corrente do conversor celular *boost* foi devidamente descrito, e tem seu comportamento validado para uma implementação prática. As principais propostas de continuidade são:

- Desenvolver formas para que a malha de controle de desbalanço não precise de limitações em função de erros na precisão das equações, mesmo que esses sejam pequenos.
- Elaboração de mudanças na estrutura para garantir corrente nominal para o conversor.
- Avaliar possibilidade de reduzir a necessidade de sensores de corrente, realizando todos os controles por meio das correntes estimadas.

- 
- Avaliar os critérios de estabilidade da técnica implementada, visando garantir a robustez do sistema.
  - Desenvolver um modelo de pequenos sinais para o método proposto.
  - Analisar os impactos dos ruídos de medição nas estimativas.
  - Avaliar o impacto do fator  $\sigma$  na resposta de controle.
  - Realizar uma análise das perdas do sistema, comparando as condições com e sem o controle de desbalanceamento.
  - Validação experimental dos testes exibidos nesse texto.

# Referências

- ABB. Abb launches next generation central inverter with unique cooling capabilities. <https://new.abb.com/news/detail/23761/>, 2019. (Accessed on 30/06/2023).
- Y. N. Abdelaziz, M. Mansour, F. Alsokhiry, K. H. Ahmed, A. S. Abdel-khalik, and A. Abdulwhab. A new hybrid multilevel thyristor-based dc-dc converter. *Alexandria Engineering Journal*, 85:320–332, 2023. ISSN 1110-0168. doi: <https://doi.org/10.1016/j.aej.2023.11.029>. URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1110016823010062>.
- I. R. Adarsh Nagarajan, Ramanathan Thiagarajan. Photovoltaic inverter reliability assessment. <https://www.nrel.gov/docs/fy20osti/74462.pdf>, 2019. (Accessed on 09/07/2023).
- A. Ahmed. *Eletrônica de potência*. Pearson Education do Brasil, 2000. ISBN: 9788587918031.
- S. Ali, Z. Zheng, M. Aillerie, J.-P. Sawicki, M.-C. Marion-Péra, and D. Hissel. A review of dc microgrid energy management systems dedicated to residential applications. *Energies*, 14:4308, 07 2021. doi: 10.3390/en14144308.
- W. M. Amutha, V. Reanuka, and V. Rajini. A novel parallel power conversion technique for efficiency improvement in hybrid dc/dc converter based rural telephony. In *2013 International Conference on Renewable Energy and Sustainable Energy (ICRESE)*, pages 64–69, 2013. doi: 10.1109/ICRESE.2013.6927789.
- M. Arifujjaman. A comprehensive power loss, efficiency, reliability and cost calculation of a 1 mw/500 kwh battery based energy storage system for frequency regulation application. *Renewable Energy*, 74:158–169, 2015. ISSN 0960-1481. doi: <https://doi.org/10.1016/j.renene.2014.07.046>. URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0960148114004443>.
- P. Bakas, Y. Okazaki, A. Shukla, S. K. Patro, K. Ilves, F. Dijkhuizen, and A. Nami. Review of hybrid multilevel converter topologies utilizing thyristors for hvdc applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(1):174–190, 2021. doi: 10.1109/TPEL.2020.2997961.

- H. Behjati, A. Davoudi, and F. Lewis. Distributed multi-agent control of parallel cuk converters using feedback linearization. In *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014*, pages 1979–1985, 2014. doi: 10.1109/APEC.2014.6803578.
- P. M. Bhagwat and V. R. Stefanovic. Generalized structure of a multilevel pwm inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-19(6):1057–1069, 1983. doi: 10.1109/TIA.1983.4504335.
- J. Bhatnagar and V. Dave. A comparative study of different topologies of multilevel inverters. *International Journal of Electrical and Electronics Engineers*, 9(1):2050–2056, 2017.
- R. S. Camargo. *A NOVEL CASCADED MULTILEVEL CONVERTER TOPOLOGY BASED ON THREE-PHASE CELLS*. PhD thesis, Universidade Federal do Espírito Santo, 2021.
- J. Carroll, A. McDonald, and D. McMillan. Failure rate, repair time and unscheduled o&m cost analysis of offshore wind turbines. <https://onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1002/we.1887>, 2016. (Accessed on 09/08/2023).
- J. Chen, C. Wang, J. Li, C. Jiang, and C. Duan. An input-parallel–output-series multilevel boost converter with a uniform voltage- balance control strategy. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 7(4):2147–2157, 2019. doi: 10.1109/JESTPE.2019.2894514.
- M. Cousineau, J. L. da Silva, V. Mendes, S. I. Seleme, and T. Meynard. Distributed control for the current balancing of a multiphase converter using a single voltage sensor. In *PCIM Europe digital days 2021; International Exhibition and Conference for Power Electronics, Intelligent Motion, Renewable Energy and Energy Management*, pages 1–7, 2021a.
- M. Cousineau, M. Monroy, W. Pol, L. Hureau, G. Aulagnier, P. Goyhenetche, E. Rolland, and D. Flumian. Decentralized phase shedding with low power mode for multiphase converter. *Energies*, 14:6748, 10 2021b.
- R. C. da Silva. Estudo e desenvolvimento de um conversor formador de rede multiterminal. Master’s thesis, Universidade Federal de Minas Gerais, 2020.
- S. Dutta, R. Mallik, B. Majmunovic, S. Mukherjee, G.-S. Seo, D. Maksimovic, and B. Johnson. Decentralized carrier interleaving in cascaded multilevel dc-ac converters. In *2019 20th Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pages 1–6, 2019. doi: 10.1109/COMPEL.2019.8769699.

- EIA. International energy outlook 2023. [https://www.eia.gov/outlooks/ieo/tables\\_side\\_xls.php](https://www.eia.gov/outlooks/ieo/tables_side_xls.php), 2020. (Accessed on 25/06/2023).
- EPE. Anuário estatístico de energia elétrica 2023 ano base 2022. <https://www.epe.gov.br/pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/anuario-estatistico-de-energia-eletrica>, 2023. (Accessed on 25/06/2023).
- J. Fang, F. Blaabjerg, S. Liu, and S. M. Goetz. A review of multilevel converters with parallel connectivity. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(11):12468–12489, 2021. doi: 10.1109/TPEL.2021.3075211.
- Y. Feng and R. Ling. Sliding mode based current sharing control of parallel cuk dc-dc converters. In *2018 IEEE 8th Annual International Conference on CYBER Technology in Automation, Control, and Intelligent Systems (CYBER)*, pages 1149–1153, 2018. doi: 10.1109/CYBER.2018.8688237.
- A. Ganjavi, S. A. Gorji, A. Hakemi, A. Moradi, and D. Sera. Design and implementation of an sic-based 48 v-380 v dual active bridge dc-dc converter for batteries employed in green hydrogen microgrids. In *2022 IEEE 7th Southern Power Electronics Conference (SPEC)*, pages 1–6, 2022. doi: 10.1109/SPEC55080.2022.10058353.
- P. Gipe and E. Möllerström. An overview of the history of wind turbine development: Part ii—the 1970s onward. <https://journals.sagepub.com/doi/full/10.1177/0309524X221122594>, 2022. (Accessed on 29/06/2023).
- S. M. Goetz, A. V. Peterchev, and T. Weyh. Modular multilevel converter with series and parallel module connectivity: Topology and control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 30(1):203–215, 2015. doi: 10.1109/TPEL.2014.2310225.
- A. Golnas. Pv system reliability: An operator’s perspective. <https://isiarticles.com/bundles/Article/pre/pdf/53151.pdf>, 2013. (Accessed on 09/07/2023).
- G. F. Gontijo, S. Wang, T. Kerekes, and R. Teodorescu. Novel converter topology with reduced cost, size and weight for high-power medium-voltage machine drives: 3x3 modular multilevel series converter. *IEEE Access*, 9:49082–49097, 2021. doi: 10.1109/ACCESS.2021.3069118.
- F. Helling, J. Gluck, A. Singer, and T. Weyh. Modular multilevel battery (m2b) for electric vehicles. *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pages 1–9, 2016a. URL <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:17764340>.
- F. Helling, J. Glück, A. Singer, and T. Weyh. Modular multilevel battery (m2b) for electric vehicles. In *2016 18th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE'16 ECCE Europe)*, pages 1–9, 2016b. doi: 10.1109/EPE.2016.7695480.

- H. Hou, J. Lu, and C. Yang. Current sharing control of two - phase interleaved parallel boost converter based on sensorless current. In *2022 Prognostics and Health Management Conference (PHM-2022 London)*, pages 368–373, 2022. doi: 10.1109/PHM2022-London52454.2022.00070.
- Infineon. Central inverter solutions. <https://www.infineon.com/cms/en/applications/renewables/photovoltaic/central-inverter-solutions/>, 2023. (Accessed on 30/06/2023).
- IRENA. Renewable technology innovation indicators: Mapping progress in costs, patents and standards. <https://www.irena.org/publications/2022/Mar/Renewable-Technology-Innovation-Indicators>, 2022. (Accessed on 30/06/2023).
- M. L. Isidoro Lillo-Bravo, Pablo González-Martínez and J. Guasumba-Codena. Impact of energy losses due to failures on photovoltaic plant energy balance. <https://core.ac.uk/download/pdf/158964643.pdf>, 2018. (Accessed on 09/07/2023).
- J.-K. Kang and S.-K. Sul. Control of unbalanced voltage pwm converter using instantaneous ripple power feedback. In *PESC97. Record 28th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Formerly Power Conditioning Specialists Conference 1970-71. Power Processing and Electronic Specialists Conference 1972*, volume 1, pages 503–508 vol.1, 1997. doi: 10.1109/PESC.1997.616770.
- H. R. Katharina Fischer, Thomas Stalin. Investigation of converter failure in wind turbines. <https://energiforskmedia.blob.core.windows.net/media/19802/investigation-of-converter-failure-in-wind-turbines-a-pre-study-elforskrapport-2012-58.pdf>, 2012. (Accessed on 09/08/2023).
- W. Kong, D. G. Holmes, and B. P. McGrath. Decentralized control of a cascaded h-bridge multilevel converter. In *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 188–193, 2011. doi: 10.1109/ISIE.2011.5984155.
- B. V. Kumar, R. K. Singh, and R. Mahanty. A modified non-isolated bidirectional dc-dc converter for ev/hev's traction drive systems. In *2016 IEEE International Conference on Power Electronics, Drives and Energy Systems (PEDES)*, pages 1–6, 2016. doi: 10.1109/PEDES.2016.7914345.
- J.-S. Lai and F. Z. Peng. Multilevel converters-a new breed of power converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 32(3):509–517, 1996. doi: 10.1109/28.502161.
- J.-S. Lee, C.-Y. Huang, T.-J. Liang, and K.-H. Chen. Design of control ic for multiphase interleaved buck converter with alternate phase-shedding. In *2015 9th International*

- Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE-ECCE Asia)*, pages 1025–1032, 2015. doi: 10.1109/ICPE.2015.7167907.
- S.-J. Lee, J.-H. Lee, and K.-B. Lee. Reduction of dc-link current ripple in unbalanced three-parallel pv module condition. In *2016 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo, Asia-Pacific (ITEC Asia-Pacific)*, pages 647–650, 2016. doi: 10.1109/ITEC-AP.2016.7513032.
- Y. Liang and C. Nwankpa. A new type of statcom based on cascading voltage-source inverters with phase-shifted unipolar spwm. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 35(5):1118–1123, 1999. doi: 10.1109/28.793373.
- B. P. McGrath, D. G. Holmes, and W. Y. Kong. A decentralized controller architecture for a cascaded h-bridge multilevel converter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 61(3):1169–1178, 2014. doi: 10.1109/TIE.2013.2261032.
- T. A. Meynard and H. Foch. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, pages 397–403 vol.1, 1992. URL <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:108473474>.
- N. Mittal, B. Singh, S. Singh, R. Dixit, and D. Kumar. Multilevel inverters: A literature survey on topologies and control strategies. In *2012 2nd International Conference on Power, Control and Embedded Systems*, pages 1–11, 2012. doi: 10.1109/ICPCES.2012.6508041.
- R. Montazerolghaem, E. Adib, J. Semiromizadeh, and P. Wheeler. Zero-voltage-switching high-step-down buck converter with continuous output current. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 38(10):12886–12894, 2023. doi: 10.1109/TPEL.2023.3294492.
- OEERE. Wind turbines: the bigger, the better. <https://www.energy.gov/eere/articles/wind-turbines-bigger-better>, 2022. (Accessed on 29/06/2023).
- H. V. Patel, S. A. Gorji, S. S. M. Shahi, and J. G. Love. Implementation of a lab-scale green hydrogen production system with solar pv emulator and energy storage system. In *2021 11th International Conference on Power and Energy Systems (ICPES)*, pages 201–208, 2021. doi: 10.1109/ICPES53652.2021.9683797.
- F. Pellitteri, N. Campagna, R. Inguanta, and R. Miceli. Application of a multiphase interleaved dc-dc converter for power-to-hydrogen systems. In *2023 IEEE 17th International Conference on Compatibility, Power Electronics and Power Engineering (CPE-POWERENG)*, pages 1–6, 2023. doi: 10.1109/CPE-POWERENG58103.2023.10227382.

- R. Petrocelli. One-Quadrant Switched-Mode Power Converters. 2015. doi: 10.5170/CERN-2015-003.115. URL <https://cds.cern.ch/record/2038620>. 25 pages, contribution to the 2014 CAS - CERN Accelerator School: Power Converters, Baden, Switzerland, 7-14 May 2014.
- Q.-D. Phan, A.-N. Le, D.-T. Nguyen, M.-T. Nguyen, and G. Gateau. Modified decentralized control for multiphase converters. In *2019 10th International Conference on Power Electronics and ECCE Asia (ICPE 2019 - ECCE Asia)*, pages 1–7, 2019. doi: 10.23919/ICPE2019-ECCEAsia42246.2019.8797204.
- P. Poblete, J. Pereda, F. Nuñez, and R. P. Aguilera. Distributed current control of cascaded multilevel inverters. In *2019 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 1509–1514, 2019. doi: 10.1109/ICIT.2019.8755239.
- J. Pou, S. Ceballos, G. Konstantinou, G. J. Capella, and V. G. Agelidis. Control strategy to balance operation of parallel connected legs of modular multilevel converters. In *2013 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, pages 1–7, 2013. doi: 10.1109/ISIE.2013.6563685.
- H. Pourbabak, T. Chen, and W. Su. 1 - centralized, decentralized, and distributed control for energy internet. In W. Su and A. Q. Huang, editors, *The Energy Internet*, pages 3–19. Woodhead Publishing, 2019. ISBN 978-0-08-102207-8. doi: <https://doi.org/10.1016/B978-0-08-102207-8.00001-1>. URL <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/B9780081022078000011>.
- Reglobal. Technology trends in the solar inverter space. <https://reglobal.org/technology-trends-in-the-solar-inverter-space>, 2022. (Accessed on 30/06/2023).
- I. Rodrigues de Oliveira, A. Silva de Moraes, and F. L. Tofoli. Single-switch, integrated dc–dc converter for high-voltage step-down applications. *IET Power Electronics*, 12(8):1880–1890, 2019. doi: <https://doi.org/10.1049/iet-pel.2018.5355>. URL <https://ietresearch.onlinelibrary.wiley.com/doi/abs/10.1049/iet-pel.2018.5355>.
- J. Rodriguez, J.-S. Lai, and F. Z. Peng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 49(4):724–738, 2002. doi: 10.1109/TIE.2002.801052.
- A. Sahbani, K. Ben Saad, and M. Benrejeb. Fuzzy sliding mode control of a parallel dc-dc buck converter. 01 2013.
- T. C. Salvador. *Conversor CC-CC SEPIC não isolado de alto ganho baseado na célula de comutação de três estados empregando células multiplicadoras de tensão*. PhD thesis, 2021.

- D. Sha, G. Xu, and Y. Xu. Utility direct interfaced charger/discharger employing unified voltage balance control for cascaded h-bridge units and decentralized control for cf-dab modules. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(10):7831–7841, 2017. doi: 10.1109/TIE.2017.2696511.
- R. Shahane, K. Rao, and A. Shukla. A review on hybrid modular multilevel converters for medium voltage applications. pages 1–8, 10 2022. doi: 10.1109/ECCE50734.2022.9948019.
- A. Singh. Cuk converter controller design, modelling and tuning for solar battery charger system. In *2021 IEEE International Power and Renewable Energy Conference (IPRECON)*, pages 1–7, 2021. doi: 10.1109/IPRECON52453.2021.9641038.
- M. Sinha, J. Poon, B. B. Johnson, M. Rodriguez, and S. V. Dhople. Decentralized interleaving of parallel-connected buck converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(5):4993–5006, 2019. doi: 10.1109/TPEL.2018.2868756.
- C. Sun, Y. Mou, J. Zhang, M. Zhu, and X. Cai. Cell voltage balancing control of isolated modular multilevel using inter-submodule phase-shift modulation scheme. In *2016 IEEE 11th Conference on Industrial Electronics and Applications (ICIEA)*, pages 1090–1094, 2016. doi: 10.1109/ICIEA.2016.7603744.
- H. Suryoatmojo, R. Mardiyanto, D. Riawan, S. Anam, E. Setijadi, S. Ito, and I. Wan. Implementation of high voltage gain dc-dc boost converter for fuel cell application. In *2018 International Conference on Engineering, Applied Sciences, and Technology (ICEAST)*, pages 1–4, 2018. doi: 10.1109/ICEAST.2018.8434428.
- Q. Tabart, I. Vechiu, A. Etxeberria, and B. Seddik. Hybrid energy storage system microgrids integration for power quality improvement using four leg three level npc inverter and second order sliding mode control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, PP: 1–1, 07 2017. doi: 10.1109/TIE.2017.2723863.
- D. d. A. Tavares. *Concepção de conversores cc-cc não isolados integrados com ampla taxa de conversão*. PhD thesis, 2019.
- P. Vivek, N. Muthuselvan, and S. Sivaranjani. Development of novel flying capacitor multilevel inverter with reduced components & harmonic mitigation by soft computing technique. In *2023 International Conference on Intelligent Systems for Communication, IoT and Security (ICISCoIS)*, pages 120–126, 2023. doi: 10.1109/ICISCoIS56541.2023.10100427.
- L. G. Wang, T. Zhang, and Z. Zeng. Dynamic master-slave distributed algorithm for cooperative localization with low computational cost. In *The 27th Chinese Control and Decision Conference (2015 CCDC)*, pages 1856–1860, 2015. doi: 10.1109/CCDC.2015.7162221.

- T. Westenbroek, D. Fridovich-Keil, E. Mazumdar, S. Arora, V. Prabhu, S. S. Sastry, and C. J. Tomlin. Feedback linearization for uncertain systems via reinforcement learning. In *2020 IEEE International Conference on Robotics and Automation (ICRA)*, pages 1364–1371, 2020. doi: 10.1109/ICRA40945.2020.9197158.
- M. Wilkinson. Measuring wind turbine reliability-results of the reliawind project. 2011. URL <https://api.semanticscholar.org/CorpusID:128347265>. (Accessed on 09/08/2023).
- B. Xu, H. Tu, Y. Du, H. Yu, H. Liang, and S. Lukic. A distributed control architecture for cascaded h-bridge converter. In *2019 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pages 3032–3038, 2019. doi: 10.1109/APEC.2019.8722268.
- X. Zhang, L. Corradini, and D. Maksimovic. Digitally controlled distributed multiphase dc-dc converters. pages 36 – 42, 10 2009. doi: 10.1109/ECCE.2009.5316151.
- Y. Zhou, D. Jiang, J. Guo, P. Hu, and Y. Liang. Analysis and control of modular multilevel converters under unbalanced conditions. *IEEE Transactions on Power Delivery*, 28(4): 1986–1995, 2013. doi: 10.1109/TPWRD.2013.2268981.
- L. Zhu, H. Lin, T. Yin, R. Chen, W. Hu, and Z. Shu. High efficiency bidirectional half-bridge three-level dc-dc converter. In *2019 IEEE 10th International Symposium on Power Electronics for Distributed Generation Systems (PEDG)*, pages 524–530, 2019. doi: 10.1109/PEDG.2019.8807619.
- C. Zong, D. Wang, M. Zhang, Q. Zhao, and X. Guo. A two-stage dcx-based high step-down converter for green hydrogen production. In *2024 IEEE 7th International Electrical and Energy Conference (CIEEC)*, pages 3299–3304, 2024. doi: 10.1109/CIEEC60922.2024.10583677.