UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CAMILA MENDES BANDEIRA

# DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC APLICADO A UMA ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Recife
2024

CAMILA MENDES BANDEIRA

# DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC APLICADO A UMA ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de mestre em Engenharia Elétrica.

Área de concentração: Processamento de Energia.

Orientador: Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo

Coorientador: Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto

Recife

2024

Catalogação na fonte
Bibliotecário Gabriel Luz, CRB-4 / 2222

B214d Bandeira, Camila Mendes.
Desenvolvimento de um conversor CC-CC aplicado a uma estação de carregamento de veículos elétricos / Camila Mendes Bandeira, 2024.
104 f.: il.

Orientador: Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo.
Coorientador: Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto.
Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Pernambuco. CTG. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Recife, 2024.
Inclui referências.

1. Engenharia elétrica. 2. Veículos elétricos. 3. Carregamento rápido em corrente contínua. 4. Conversor phase-shift full-bridge. 5. Controle digital. I. Azevedo, Gustavo Medeiros de Souza (Orientador). II. Cavalcanti Neto, Rafael (Coorientador). III. Título.

UFPE

621.3 CDD (22. ed.) BCTG / 2024 - 44

**CAMILA MENDES BANDEIRA**

# DESENVOLVIMENTO DE UM CONVERSOR CC-CC APLICADO A UMA ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Pernambuco, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de concentração em Processamento de Energia.

Aprovada em: 21/02/2024

**BANCA EXAMINADORA**

_____

Prof. Dr. Gustavo Medeiros de Souza Azevedo
(Orientador e Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

_____

Prof. Dr. Leonardo Rodrigues Limongi
(Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

_____

Prof. Dr. Cassiano Rech
(Examinador Externo)
Universidade Federal de Santa Maria

## AGRADECIMENTOS

Meus sinceros agradecimentos aos meus pais, Fátima e Edimar, que sempre me apoiaram em minhas decisões e almeijos futuros, e às minhas irmãs Juliana e Daniela, que sempre escutaram meus desabafos.

A meu noivo, Tássio, pelo apoio durante essa jornada, principalmente nos momentos difíceis e de mais angústia.

A meu avô, José Rufino Ferreira Filho "in memoriam", pelo exemplo de caráter, superação e sabedoria.

Agradeço aos professores Gustavo Azevedo e Rafael Neto pela orientação, aulas, reuniões, paciência e prestatividade durante todo o período do mestrado. Aos professores Cassiano Rech e Leonardo Limongi, por aceitarem fazer parte da banca examinadora e pelas contribuições feitas no processo.

Agradeço aos professores do Grupo de Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos (GEPAE) da UFPE, pelo convívio diário e prestatividade, entre eles Fabrício Bradaschia e Marcelo Cavalcanti.

Agradeço aos amigos da pós-graduação da UFPE pelos momentos de descontração e ajuda sempre prestada, Carolina Caldeira, Antônio Dutra, Valdemar Cavalcante, Ericles Mauricio, Ricardo Souza, Gustavo Henrique, Gustavo Teixeira, Néstor Medina, Eduardo Augusto.

Agradeço ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq) pela concessão da bolsa recebida durante os 24 meses do programa.

Agradeço a oportunidade de participar do projeto de Pesquisa e Desenvolvimento financiado pela CPFL Energia via Programa de P&D da ANEEL, projeto “PA3059 - Soluções de Apoio à Expansão da Infraestrutura de Recarga de Veículos Elétricos: Estações de Carregamento Integradas à Tecnologia de Baterias e Sistemas Fotovoltaicos (PV)”.

Agradeço aos demais amigos e colegas, que direta ou indiretamente, contribuíram com esse resultado.

Por fim, agradeço a Deus, por me trazer tranquilidade e serenidade nos momentos em que o busquei.

## RESUMO

O incentivo à eletrificação veicular, em substituição aos veículos de combustão interna, é uma das estratégias exploradas pelas nações com o principal objetivo de reduzir a emissão de poluentes. Apesar do reconhecimento da importância da adoção de veículos elétricos nos sistemas de transporte alguns desafios ainda precisam ser mais bem estudados, como os impactos causados à rede elétrica e a necessidade de infraestrutura de recarga ampla e eficiente. Apesar de haver grandes incentivos para o aumento da infraestrutura de carregamento, ela permanece limitada em comparação com as destinadas a veículos de combustão interna, além de apresentarem maiores tempos de recarga. Uma alternativa para diminuir o tempo de recarga e melhorar a experiência do usuário é a adoção de estações públicas de carregamento a corrente contínua, visto que essas estações acessam diretamente os terminais da bateria, possibilitando uma maior entrega de potência com um menor comprometimento de peso e volume do veículo. Essas estações, portanto, precisam operar em uma ampla faixa de tensão de saída de forma a atender os diversos modelos de veículos elétricos disponíveis no mercado. Nesse contexto, esta dissertação busca projetar um carregador veicular em corrente contínua, em conformidade com normas internacionais e nacionais, de forma a atender uma extensa variedade de veículos. Uma revisão bibliográfica dos requisitos técnicos e normativos relativos ao sistema de recarga em corrente contínua é realizada, assim como o projeto do conversor *Phase-Shift Full-Bridge* (PSFB) para o atendimento de veículos com baterias de 400 V e 800 V. A modelagem do conversor PSFB é realizada a partir do modelo de pequenos sinais do conversor Buck, adicionando a este algumas particularidades da operação do PSFB. O controle digital do conversor PSFB é desenvolvido e implementado em ambiente de simulação do Matlab/Simulink, onde são realizados testes de desempenho para os estágios de recarga quando conectados a diversos modelos de baterias. Os resultados demonstram que o conversor PSFB é capaz de operar em uma larga faixa de tensão de saída e o sistema de controle adotado atende aos procedimentos de inicialização, transferência de potência e parada da estação de recarga, assim como aos requisitos de ondulação de corrente e de tensão.



**Palavras-chave:** veículos elétricos; carregamento rápido em corrente contínua; conversor *phase-shift full-bridge*; controle digital.

## ABSTRACT

The encouragement of transportation electrification, as a replacement for internal combustion vehicles, is one of the strategies explored by nations with the primary goal of reducing pollutant emissions. Despite the recognition of the importance of adopting electric vehicles in transportation systems, some challenges still need to be further studied, such as the impacts on the electrical grid and the need for extensive and efficient charging infrastructure. Despite significant incentives for increasing charging infrastructure, it remains limited compared to that allocated for internal combustion engines, and it often involves longer charging times. An alternative to reduce charging time and enhance the user experience is the adoption of publicly accessible direct current charging stations. These stations connect directly to the battery terminals, enabling higher power delivery with less impact on vehicle weight and volume. These stations, therefore, need to operate over a wide output voltage range to accommodate the various electric vehicle models available in the market. In this context, this dissertation aims to design a direct current vehicle charger, in compliance with international and national standards, to attend a broad range of vehicles. A literature review of technical and regulatory requirements related to direct current charging systems is conducted, along with the design of the Phase-Shift Full-Bridge (PSFB) converter, to accommodate vehicles with 400 V and 800 V batteries. The modeling of the PSFB converter is performed based on the small-signal model of the Buck converter, incorporating specific operational aspects of the PSFB. The digital control of the PSFB converter is developed and implemented in the Matlab/Simulink simulation environment, where performance tests for charging stages are conducted when connected to various battery models. The results demonstrate that the PSFB converter can operate over a wide output voltage range, and the adopted control system meets startup, power transfer, and charging station shutdown procedures, as well as current and voltage ripple requirements.



**Keywords:** electric vehicles; direct current fast charge; phase-shift full-bridge converter; digital control.

## LISTA DE FIGURAS


Figura 1 – Marcos importantes na evolução dos veículos elétricos. . . . . 18
Figura 2 – Evolução nas vendas de veículos elétricos. . . . . 19
Figura 3 – Microrrede CC para a estação de recarga. . . . . 21
Figura 4 – Modo 1 de recarga de veículos elétricos segundo a norma NBR IEC 61851-1. 26
Figura 5 – Modo 2 de recarga de veículos elétricos segundo a norma NBR IEC 61851-1. 27
Figura 6 – Modo 3 de recarga de veículos elétricos segundo a norma NBR IEC 61851-1. 27
Figura 7 – Modo 4 de recarga de veículos elétricos segundo a norma NBR IEC 61851-1. 28
Figura 8 – Resposta do controle para uma variação da corrente demandada. . . . . 33
Figura 9 – Valores nominais para a dinâmica de tensão. . . . . 33
Figura 10 – Configurações típicas de sistemas de recarga de EVs. . . . . 35
Figura 11 – Conversores CC-CC isolados unidirecionais. . . . . 36
Figura 12 – Conversores CC-CC isolados bidirecionais. . . . . 38
Figura 13 – Demanda energética global de baterias por aplicação em GWh. . . . . 39
Figura 14 – Energia específica e densidade de energia em tecnologias de baterias . . . . 40
Figura 15 – Relação entre corrente requerida pelo EV e entregue pela estação de carga. . 41
Figura 16 – Variação da curva de carga com a temperatura. . . . . 42
Figura 17 – Curva de carga CC-CV do Nissan Leaf 2012 em uma estação de carga CC de 50 kW. . . . . 42
Figura 18 – Conversor PSFB em uma estação de carregamento de veículos elétricos. . . 47
Figura 19 – Modulação por defasagem do conversor PSFB. . . . . 48
Figura 20 – Curvas de operação do conversor PSFB. . . . . 49
Figura 21 – Modos de operação do conversor PSFB. . . . . 50
Figura 22 – Momentos de comutação do conversor PSFB. . . . . 52
Figura 23 – Perda de ciclo de trabalho do PSFB. . . . . 53
Figura 24 – Fluxograma de projeto do conversor PSFB. . . . . 55
Figura 25 – Tensão e corrente no indutor $L_f$ do conversor PSFB. . . . . 57
Figura 26 – Indutância, $L_f$ vs Ciclo de trabalho efetivo. . . . . 58
Figura 27 – Tensão e corrente no capacitor $C_o$ do conversor PSFB. . . . . 59
Figura 28 – Capacitância, $C_o$ vs Ciclo de trabalho efetivo. . . . . 59
Figura 29 – Pontos de operação selecionados no perfil de carga CC-CV. . . . . 62
Figura 30 – Formas de onda do conversor PSFB com $V_o = 400V$ e $I_o = 125A$. . . . . 63
Figura 31 – Formas de onda do conversor PSFB com $V_o = 800V$ e $I_o = 62,5A$. . . . . 63
Figura 32 – Comutação nas chaves do conversor PSFB. . . . . 64
Figura 33 – Conversor PSFB com circuito de *snubber*. . . . . 65
Figura 34 – Formas de onda do conversor PSFB considerando a capacitância parasita do diodo e o circuito de *snubber*. . . . . 66

Figura 35 – Modelo de pequenos sinais do conversor buck. . . . . 67
Figura 36 – Impacto da variação da corrente do indutor no ciclo de trabalho efetivo. . . . 68
Figura 37 – Impacto da variação da tensão de entrada no ciclo de trabalho efetivo. . . . . 70
Figura 38 – Modelo de pequenos sinais do conversor PSFB. . . . . 71
Figura 39 – Validação do modelo do conversor PSFB para uma variação da defasagem de 5%. . . . . 73
Figura 40 – Característica típica do processo de descarga. . . . . 74
Figura 41 – Curvas de descarga da bateria do EV 2013 Nissan Leaf S. . . . . 75
Figura 42 – Modelo x Teste da bateria do veículo 2013 Nissan Leaf S. . . . . 77
Figura 43 – Estrutura de controle de corrente. . . . . 77
Figura 44 – Estrutura de controle de tensão. . . . . 78
Figura 45 – Diagrama de Bode para $G_{id}(s)$ para diferentes valores de resistência interna. 80
Figura 46 – Conversões para o projeto do controle digital utilizando a estratégia de aproximação da resposta em frequência. . . . . 82
Figura 47 – Diagrama de Bode das funções de transferência $\hat{i}/\hat{d}$ nos planos $s$, $z$ e $w$. . . 82
Figura 48 – Lugar das raízes da função de transferência $G_{id}H_{ad}(w)$. . . . . 83
Figura 49 – Diagrama de bode da função de transferência de malha aberta do sistema $G_{id}H_{ad}C_{id}(w)$. . . . . 84
Figura 50 – Estrutura de controle de tensão simplificado. . . . . 85
Figura 51 – Diagrama de bode da função de transferência de malha aberta do sistema $G_{vi}H_{ad_v}C_{vi}(s)$. . . . . 86
Figura 52 – Estrutura do controlador integrador com ação anti-windup. . . . . 87
Figura 53 – Implementação do carregador no Matlab/Simulink. . . . . 88
Figura 54 – Tensão do capacitor de saída, $v_{co}$, e da bateria, $v_{bat}$, durante o procedimento de inicialização. . . . . 91
Figura 55 – Avaliação da malha de controle de tensão com e sem a lógica adicional na ação *anti-windup*. . . . . 92
Figura 56 – Resposta da tensão no capacitor, $v_{co}$, com uma referência em rampa. . . . . 92
Figura 57 – Resposta da corrente e tensão na bateria após variações em degrau na referência de corrente. . . . . 93
Figura 58 – Corrente na bateria após variação na corrente de referência de 120A para 5A. 94
Figura 59 – Resposta de corrente e tensão na bateria para diversos degraus na referência - EVs com baterias de 400 V. . . . . 95
Figura 60 – Resposta de corrente e tensão na bateria para diversos degraus na referência - Duas baterias de 400 V em série. . . . . 96

## LISTA DE TABELAS


Tabela 1 – Normas aplicadas a veículos elétricos por Organização. . . . . 24
Tabela 2 – Normas adotadas pela ABNT. . . . . 25
Tabela 3 – Conectores e configurações de carregamento CC. . . . . 31
Tabela 4 – Limites para ondulação de corrente. . . . . 32
Tabela 5 – Baterias de lítio para veículos elétricos. . . . . 40
Tabela 6 – Características do conversor CC-CC da estação de carga. . . . . 44
Tabela 6 – Características do conversor CC-CC da estação de carga. . . . . 45
Tabela 7 – Especificações da estação de recarga. . . . . 56
Tabela 8 – Avaliação dos esforços de tensão e corrente nos elementos do conversor PSFB. 60
Tabela 9 – Estimação numérica dos esforços de tensão e corrente nos elementos do conversor PSFB. . . . . 60
Tabela 10 – Parâmetros obtidos com a metodologia de projeto para o conversor PSFB. . 61
Tabela 11 – Valores de tensão e corrente dos pontos de operação $P_1$, $P_2$ e $P_3$. . . . . 62
Tabela 12 – Parâmetros utilizados para validação da modelagem . . . . . 72
Tabela 13 – Parâmetros utilizados para o modelo da bateria no Matlab . . . . . 76
Tabela 14 – Erros em percentual dos modelos de baterias . . . . . 76
Tabela 15 – Resistência interna de carga de baterias. . . . . 79
Tabela 16 – Parâmetros utilizados no projeto do sistema de controle . . . . . 81
Tabela 17 – Parâmetros utilizados para a simulação no Matlab/Simulink . . . . . 89
Tabela 18 – Parâmetros de desempenho do controle de corrente e de regime permanente após variações em degrau na referência de corrente. . . . . 94

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

| | |
|---|---|
| ABNT | Associação Brasileira de Normas Técnicas |
| ANSI | *American National Standards Institute* |
| BEAMA | *British Electrotechnical and Allied Manufacturers' Association* |
| BMS | *Battery Management System* |
| CA | Corrente Alternada |
| CAN | *Controller Area Network* |
| CC | Corrente Contínua |
| CC-CV | *Constant Current-Constant Voltage* |
| CHAdeMO | *Charge de Move* |
| DAB | *Dual Active Bridge* |
| DCCCF | *DC Charging Control Function* |
| EPE | Empresa de Pesquisa Energética |
| EV | *Electric Vehicle* |
| EVSE | *Electric Vehicle Supply Equipment* |
| FT | Função de Transferência |
| HFT | *High Frequency Transformer* |
| ICCB | *In-Cable Control Box* |
| IEC | *International Electrotechnical Commission* |
| IEEE | *Institute of Electrical and Electronics Engineers* |
| INL | *Idaho National Laboratory* |
| ISO | *International Organization for Standardization* |
| JEVA | *Japan Electric Vehicle Association* |
| Li-ion | Íon de Lítio |
| LMO | Óxido de Lítio-Manganês |

| | |
|---|---|
| LTO | Titanato de Lítio |
| NACS | *North America Charging Standard* |
| NCA | Óxido de Lítio, Níquel, Cobalto e Alumínio |
| NCM | Óxido de Lítio, Níquel, Cobalto e Manganês |
| NDC | *Nationally Determined Contribution* |
| Ni-Cd | Níquel-Cádmio |
| Ni-MH | Hidreto de Níquel Metálico |
| PLC | *Powerline Communication* |
| PSFB | *Phase-Shift Full-Bridge* |
| SAC | *Standardization Administration of China* |
| SAE | *Society of Automative Engineers* |
| UL | *Underwriters Laboratories* |
| VCCF | *Vehicle Charging Control Function* |
| ZOH | *Zero-Order Hold* |
| ZVS | *Zero Voltage Switching* |

## LISTA DE SÍMBOLOS

| | |
|---|---|
| $A$ | Diferente de tensão entre o ponto de carga total e o fim da região exponencial |
| $B$ | Constante de tensão da região exponencial |
| $C_d$ | Capacitância de saída do diodo |
| $C_{id}(s)$ | Função de transferência do controlador da malha interna de corrente |
| $C_o$ | Capacitor do filtro de saída |
| $C_{oss}$ | Capacitância de saída do MOSFET |
| $C_{RCD}$ | Capacitância do circuito do *snubber* |
| $C_{vi}(s)$ | Função de transferência do controlador da malha externa de tensão |
| $D$ | Ciclo de trabalho percebido pelo primário |
| $D_{ef}$ | Ciclo de trabalho percebido pelo secundário |
| $d_i$ | Variação no ciclo de trabalho efetivo causado por uma variação da corrente do indutor $L_f$ |
| $d_v$ | Variação no ciclo de trabalho efetivo causado por uma variação da tensão $V_{cc}$ |
| $\Delta I_{min}$ | Taxa de variação mínima de corrente |
| $\Delta D$ | Perca de ciclo de trabalho |
| $\phi$ | Defasagem aplicada ao conversor |
| $E_{bat}$ | Tensão interna da bateria |
| $f_s$ | Frequência de chaveamento |
| $G_{id}(s)$ | Função de transferência da planta da malha interna de corrente |
| $G_{vi}(s)$ | Função de transferência da planta da malha externa de tensão |
| $H_{ad_i}(s)$, $H_{ad_v}(s)$ | Função de transferência do conjunto de sensores e sistemas de conversão |
| $H_o$ | Função de transferência do filtro de saída |
| $I_{crit}$ | Valor de corrente crítica para que ocorra o chaveamento a tensão nula |
| $I_N$ | Valor solicitado de corrente pelo EV |

| | |
|---|---|
| $I_{\mathrm{o}}$ | Valor de corrente no momento em que a alteração é solicitada |
| $i$ | Corrente da bateria |
| $i^*$ | Dinâmica de baixa frequência da corrente da bateria |
| ${i_{L_f}}^*$ | Corrente de referência da malha de corrente |
| $i_{L_f}$ | Corrente medida do indutor $L_f$ |
| $it$ | Estado de carga da bateria |
| $K$ | Constante de polarização ou resistência de polarização |
| $K_{H_{ad_i}}, K_{H_{ad_v}}$ | Ganho do sensor |
| $L_f$ | Indutor do filtro de saída |
| $L_{lk}$ | Indutância de dispersão/comutação |
| $MF$ | Margem de fase |
| $MG$ | Margem de ganho |
| $n$ | Relação de transformação entre os enrolamentos secundário e primário do transformador de alta frequência |
| $P_{out}$ | Potência de saída do conversor |
| $Q$ | Capacidade máxima da bateria |
| $R_{bat}$ | Resistência interna da bateria |
| $R_i$ | Resistor de inicialização |
| $R_{RCD}$ | Resistência do circuito do *snubber* |
| $S_c$ | Conectores entre a saída do conversor e a bateria |
| $S_i$ | Conector entre a saída do conversor e o resistor de inicialização |
| $t_d$ | Tempo morto |
| $T_d$ | Tempo de atraso do controle da corrente de recarga |
| $T_s$ | Período de chaveamento |
| $v_{bat}$ | Tensão dos terminais da bateria |
| $V_{cc}$ | Tensão de entrada do barramento CC |

| | |
|---|---|
| $V_{exp}$ | Tensão no fim da região exponencial |
| $v_{flut}$ | Tensão de flutuação da bateria |
| $V_{full}$ | Tensão a plena carga da bateria |
| $V_{nom}$ | Tensão no fim da região nominal |
| ${v_o}^*$ | Tensão de referência da malha de tensão |
| $v_o$ | Tensão medida do capacitor $C_o$ |
| $V_{sec}$ | Tensão no secundário do transformador de alta frequência |
| $\omega_{H_{ad_i}}, \omega_{H_{ad_v}}$ | Frequência de corte do filtro *anti-aliasing* |
| $Z_f$ | Impedância de entrada do filtro de saída |

**SUMÁRIO**


**1 INTRODUÇÃO . . . . . 17**
1.1 OBJETIVOS . . . . . 21
**1.1.1 Objetivo Geral . . . . . 21**
**1.1.2 Objetivos Específicos . . . . . 21**
1.2 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL . . . . . 22
**2 CONCEITOS NORMATIVOS, TÉCNICOS E TOPOLOGIAS . . . . . 23**
2.1 ESPECIFICAÇÕES NORMATIVAS . . . . . 23
2.2 MODOS DE RECARGA . . . . . 26
**2.2.1 Modo 1 . . . . . 26**
**2.2.2 Modo 2 . . . . . 26**
**2.2.3 Modo 3 . . . . . 27**
**2.2.4 Modo 4 . . . . . 27**
2.3 CARREGAMENTO CC . . . . . 29
**2.3.1 Sistemas de Recarga . . . . . 30**
**2.3.2 Etapas da Recarga . . . . . 31**
*2.3.2.1 Inicialização . . . . . 31*
*2.3.2.2 Transferência de Energia . . . . . 32*
*2.3.2.3 Parada . . . . . 34*
2.4 TOPOLOGIAS PARA CARREGAMENTO RÁPIDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS . . . . . 34
**2.4.1 Conversores CC-CC Isolados . . . . . 36**
2.5 CARACTERÍSTICAS DA BATERIA E CURVAS DE CARGA . . . . . 38
**2.5.1 Tecnologias de Baterias . . . . . 39**
**2.5.2 Curva de carga . . . . . 41**
2.6 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS DO CARREGADOR VEICULAR 43
2.7 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO . . . . . 45
**3 CARREGADOR VEICULAR COM O CONVERSOR PSFB . . . . . 47**
3.1 O CONVERSOR PSFB . . . . . 47
**3.1.1 Análise da Comutação . . . . . 51**
**3.1.2 Análise da perda de ciclo de trabalho . . . . . 53**
3.2 PROJETO DE COMPONENTES . . . . . 55
3.3 VALIDAÇÃO DO PROJETO . . . . . 61
**3.3.1 Capacitância Parasita dos Diodos e Circuito de Snubber . . . . . 64**
3.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO . . . . . 65

**4 MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR PSFB E VALIDAÇÃO DO MODELO DA BATERIA . . . . . 67**
4.1 MODELAGEM DO CONVERSOR PSFB . . . . . 67
**4.1.1 Impacto da variação da corrente do indutor $L_f$ no ciclo de trabalho . . 68**
**4.1.2 Impacto da variação da tensão de entrada $V_{cc}$ no ciclo de trabalho . . . 69**
**4.1.3 Validação da modelagem . . . . . 72**
4.2 MODELAGEM DA BATERIA . . . . . 73
4.3 PROJETO DE CONTROLE . . . . . 77
**4.3.1 Distúrbios a serem compensados . . . . . 78**
**4.3.2 Projeto do controle de corrente . . . . . 80**
**4.3.3 Projeto do controle de tensão . . . . . 84**
4.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO . . . . . 87
**5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO . . . . . 88**
5.1 DESCRIÇÃO DA SIMULAÇÃO E ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO . . . 88
**5.1.1 Procedimento de pré-carga . . . . . 90**
**5.1.2 Etapa de transferência de energia . . . . . 93**
**5.1.3 Parada . . . . . 94**
5.2 AVALIAÇÃO DO CONTROLE PARA OUTROS MODELOS DE BATERIAS . . . . . 95
5.3 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO . . . . . 96
**6 CONCLUSÃO . . . . . 97**
6.1 TRABALHOS FUTUROS . . . . . 98
6.2 ARTIGOS PUBLICADOS . . . . . 98

**REFERÊNCIAS . . . . . 100**

# 1 INTRODUÇÃO

A mitigação das alterações climáticas é uma preocupação a nível internacional e o principal tema tratado no Acordo de Paris (NAÇÕES UNIDAS, 2015), envolvendo 195 países. Esse acordo, que visa fortalecer a resposta global à mudança do clima, tem como um de seus objetivos promover o desenvolvimento sustentável, com uma baixa emissão de gases de efeito estufa. Para registrar os esforços visando atingir os objetivos estabelecidos, cada nação participante elaborou suas Contribuições Nacionalmente Determinadas (do inglês *Nationally Determined Contributions* - NDC).

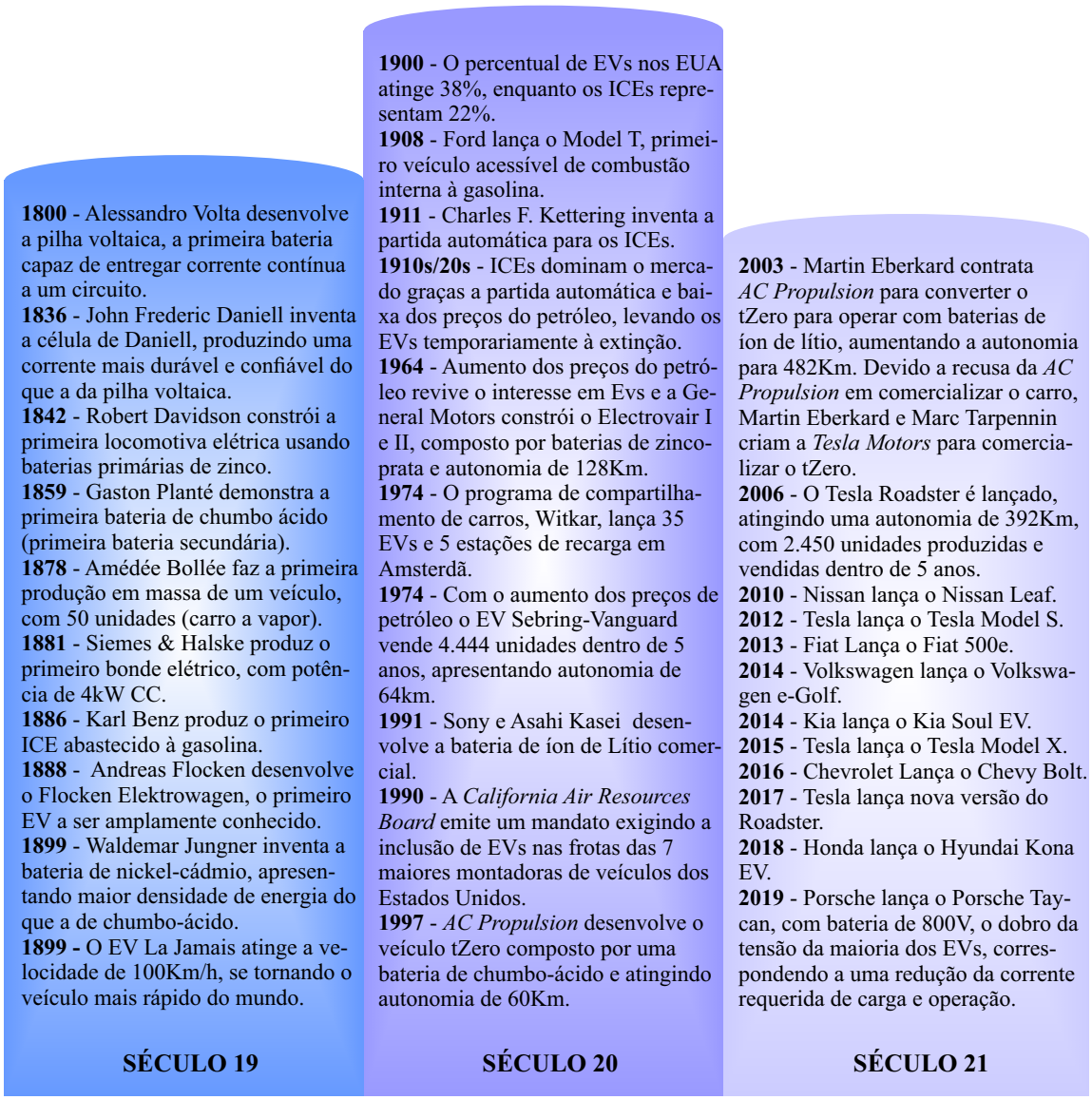
Países como Estados Unidos e China, por exemplo, em seus NDCs, já preveem a eletrificação do sistema de transporte como medida para descarbonização do setor de energia. Mais especificamente na China, o Governo da Região Administrativa Especial de Macau formulou o planejamento em curto, médio e longo prazo para a promoção de veículos que tenham um menor impacto ambiental, incluindo a introdução de táxis elétricos, a promoção de carros privativos elétricos e a adição de estações de recarga em espaços públicos (GOVERNO DOS EUA, 2021), (GOVERNO DA CHINA, 2021).

A possibilidade de inclusão da eletrificação do sistema de transporte como um dos meios para a descarbonização pode ser recente, no entanto a existência desse tipo de transporte retoma ao século 19. Apesar de apresentar momentos de triunfo ao longo da história, os veículos elétricos (do inglês *Electric Vehiles* - EVs) entraram em declínio com a redução dos custos do petróleo e as longas distâncias alcançadas pelos veículos à combustão interna (do inglês *Internal Combustion Engine* - ICE). Contudo, o aumento de preços do petróleo na década de 60 retoma o interesse das montadoras em veículos elétricos, também sendo impulsionado pelo desenvolvimento da indústria de semicondutores e, nos anos seguintes, pelo avanço nas tecnologias de baterias (ENGE; ENGE; ZOEPF, 2021). Na Figura 1, pode-se verificar alguns marcos importantes na evolução dos veículos elétricos.

Os veículos elétricos retomam a curva de ascensão no século 21, atingindo a marca de mais de 10 milhões veículos vendidos em 2022 e apresentando projeções de vendas ainda mais positivas nos próximos seis anos (IEA, 2023). Alguns dos aspectos que levam a esse cenário é a contínua expansão dos fabricantes de baterias em busca de novos materiais, de composições mais eficientes e de maior densidade de potência, assim como a evolução na indústria de semicondutores, que permitem uma regulação mais eficiente da potência do motor elétrico. Adicionalmente, políticas públicas de incentivos fiscais também atuam como um catalisador para a maior adesão da eletrificação do transporte (ENGE; ENGE; ZOEPF, 2021).

No Canadá, por exemplo, o programa de incentivo para compra de veículos de emissão zero (do inglês *Zero-Emission Vehicles* - ZEV) foi lançado em 2019 e oferece isenção de até 5 mil dólares. Dentre os veículos elegíveis para receberem o subsídio estão os veículos elétricos à

Figura 1 – Marcos importantes na evolução dos veículos elétricos.



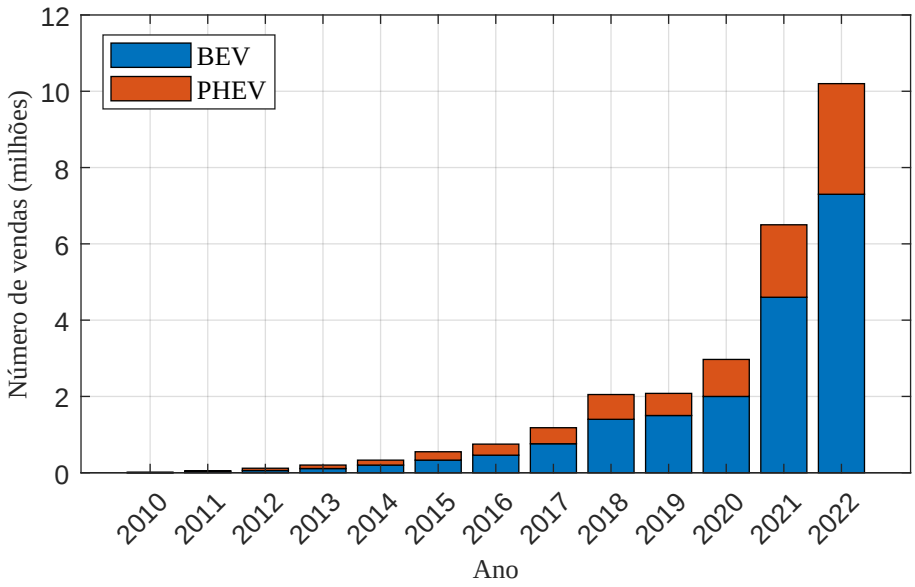

Fonte: Adaptado de Enge, Enge e Zoepf (2021).

bateria (do inglês *Battery Electric Vehicles* - BEVs), os veículos elétricos híbridos plugáveis (do inglês *Plug-In Hybrid Electrical Vehicles* - PHEVs) e os de célula a combustível (GOVERNO DO CANADÁ, 2024). No Reino Unido, os subsídios para a adoção de veículos elétricos foram implementados de 2011 a 2022, auxiliando no aumento de vendas de veículos elétricos, que passou de menos de mil unidades vendidas em 2011 para quase 100 mil unidades vendidas nos primeiros cinco meses de 2022 (GOVERNO DO REINO UNIDO, 2022).

Na Figura 2 verifica-se a evolução a nível mundial nas vendas dos veículos elétricos desde 2011 até 2022, mostrando um crescimento exponencial ao atingir mais de 10 milhões de vendas em 2022. Segundo a IEA (2023), a projeção de vendas para o ano de 2030 é de 31 milhões para BEVs e 5,9 milhões para PHEVs. Em alguns países, como Reino Unido, Alemanha, Irlanda, Estados Unidos e China, onde o mercado já está mais bem estabelecido, os subsídios estão sendo

reorientados para auxiliar em áreas de maior desafio para expansão, como estações de recarga publicamente acessíveis.

Figura 2 – Evolução nas vendas de veículos elétricos.




Fonte: Adaptado de IEA (2023).

O Reino Unido, por exemplo, direcionou 1,6 bilhões de libras para a construção da rede de recarga pública (GOVERNO DO REINO UNIDO, 2022), onde se espera a instalação de 300 mil estações de carregamento até 2030. A Alemanha, apesar de ter reduzido o subsídio para compras de veículos elétricos, lançou em 2023 um programa de fomento no valor de 400 milhões de euros com o objetivo de promover a construção de estações de recarga (ENERGATE, 2023). Pode-se citar também os Estados Unidos, onde no *Inflation Reduction Act (IRA)*, investimentos de 7,5 bilhões de dólares determinados pelo governo para atingir os objetivos climáticos e reforçar o crescimento a longo prazo foram destinados para implantar uma rede nacional de 500 mil carregadores de veículos elétricos (THE WHITE HOUSE, 2023).

O maior investimento, e em alguns casos, a reorientação de recursos, para expansão da rede pública de pontos de carregamento visa erradicar a “ansiedade de autonomia” (do inglês *"range anxiety"*) e garantir que a transição para uma rede de transporte eletrificada seja mais fácil e conveniente para os condutores. Um estudo realizado por (PEVEC et al., 2020), envolvendo dois grupos (proprietários existentes e potenciais proprietários de EVs), identificou que usuários acham a quantidade de estações de recarga insuficientes, apontando que as distâncias desejadas entre as estações de carregamento correspondem a distâncias semelhantes a dos postos de gasolina existentes.

No cenário brasileiro, o comprometimento em reduzir as emissões de gases de efeito estufa foi reafirmado na apresentação da Contribuição Nacionalmente Determinada em 2020, em que se propôs a redução de 37% até 2025 e em 50% até 2030, em relação aos índices de emissões em 2005 (GOVERNO DO BRASIL, 2022). Apesar de não haver, explicitamente, menção à

eletrificação do setor de transporte na NDC, em cenário de expansão, a EPE (2020) afirma a pretensão da aceleração do licenciamento de veículos leves elétricos após 2030 e substituição total dos veículos à combustão até 2050, sendo um dos desafios citados, a implantação de uma infraestrutura específica e adequada para abastecimento de veículos elétricos.

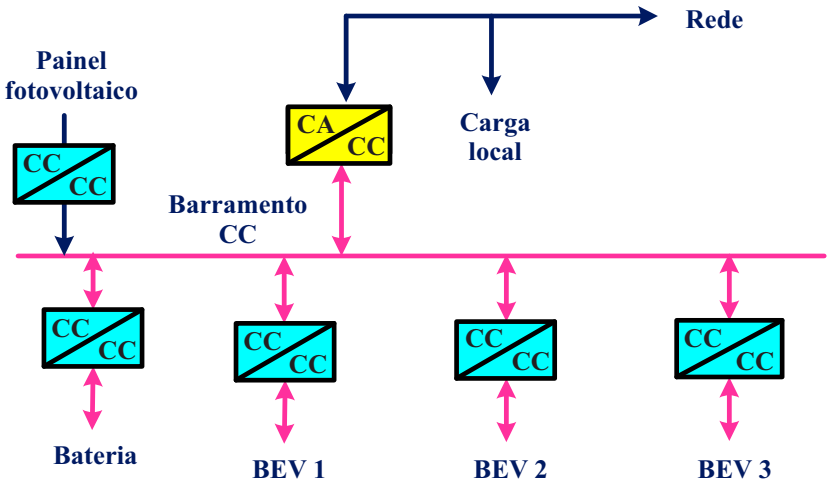
Como forma de fomentar a pesquisa e evoluir no cenário da eletrificação veicular no Brasil, a ANEEL lançou a chamada estratégica nº 22, "Desenvolvimento de Soluções em Mobilidade Elétrica Eficiente", que busca, dentre outros objetivos, antecipar o setor elétrico para a transição energética em curso e identificar possibilidades de otimização dos recursos energéticos, considerando o planejamento integrado dos recursos com armazenamento e usinas com geração renovável.

De fato, ao tentar equiparar a qualidade e tempo de serviço entre as estações de recarga de veículos elétricos e postos de abastecimentos de combustíveis, uma alta potência é demandada da rede elétrica e para atingir a operação adequada do sistema da estação de recarga ao mesmo tempo em que os impactos à rede são minimizados, uma integração com sistemas de armazenamento e fontes renováveis pode ser uma opção. Em consonância com o exposto, Ahmadi, Mithulananthan e Sharma (2016) levantam alguns pontos a serem levados em consideração na idealização de uma estação de recarga:

- **Suporte à rede**, a fim de mitigar picos de demanda e impactos na qualidade da energia;
- **Integração com fontes renováveis de energia**, com o objetivo de prover parcialmente a energia para o carregamento do veículo;
- **Integração com sistemas de armazenamento de energia de baterias**, com o objetivo de compensar a intermitência da fonte renovável;
- **Densidade de potência** necessária para o carregamento;
- **Confiabilidade** dos sistemas de conversão e dos elementos de eletrônica de potência.

Savio et al. (2019), por exemplo, propõem uma microrrede CC que integra à estação de recarga uma unidade de geração fotovoltaica e uma unidade de armazenamento de energia a baterias, conforme mostra a Figura 3. Uma das vantagens dessa operação é a minimização das perdas por conversão CC-CA entre os componentes da microrrede e o barramento, já que tanto as fontes de geração quanto a estação de recarga operam em corrente contínua. Adicionalmente, a saída em corrente contínua da unidade de carregamento consegue acessar diretamente os terminais da bateria do veículo elétrico, possibilitando uma maior entrega de potência e diminuindo o tempo de recarga.

Figura 3 – Microrrede CC para a estação de recarga.




Fonte: Adaptado de Savio et al. (2019).

Nesse âmbito, este trabalho visa desenvolver o estágio de conversão CC-CC de uma estação de carregamento veicular em corrente contínua, que interliga o barramento CC da microrrede ao EV, considerando a operação como uma estação de recarga publicamente acessível. O desenvolvimento do conversor se baseia em normas técnicas referentes ao sistema de recarga de veículos elétricos, abordando requisitos de ondulação de tensão e de corrente, dinâmica de resposta e modos de carregamento. O projeto dos componentes do conversor selecionado, assim como o sistema de controle projetado, é realizado de forma a atender os requisitos de projeto determinados assim como atender às etapas de recarga, tendo sua resposta validada em ambiente de simulação para diferentes modelos de baterias.

## 1.1 OBJETIVOS

Nesta seção, são resumidos os principais objetivos desta dissertação de Mestrado.

### 1.1.1 Objetivo Geral

Este trabalho tem como objetivo o desenvolvimento do estágio de conversão CC-CC de uma estação de carregamento veicular ao realizar o projeto de componentes e sistema de controle, de acordo com os requisitos determinados por normas técnicas e revisões na literatura, considerando uma estação de recarga de 50 kW.

### 1.1.2 Objetivos Específicos

1. Apresentar as principais normas e considerações técnicas adotadas para carregadores de veículos elétricos, principalmente as baseadas na *International Electrotechnical Commission* (IEC), por ser a instituição normativa base da Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), no tema em questão.

2. Definir os requisitos de projeto do carregador veicular, assim como realizar o projeto do conversor selecionado, tomando como base os requisitos técnicos e normativos da revisão bibliográfica realizada.

3. Projetar, implementar e validar os controladores de tensão e de corrente do sistema de recarga, por meio do *software* Matlab/Simulink.

## 1.2 ORGANIZAÇÃO TEXTUAL

Esta dissertação é organizada nos seguintes capítulos:

- **Capítulo** 2 : Neste capítulo é realizada uma revisão bibliográfica dos requisitos técnicos e normativos para sistemas de recarga em corrente contínua, apresentando ao leitor a existência de diversas instituições normativas e padrões, mas dando enfoque ao adotado pela ABNT. Aqui também é realizada uma revisão de tecnologias de baterias, assim como em topologias de conversores CC-CC aplicadas ao carregamento rápido de veículos elétricos, finalizando com a definição de requisitos de projeto para a estação de recarga projetada no presente trabalho.

- **Capítulo** 3 : Neste capítulo realiza-se um estudo mais aprofundado do conversor CC-CC isolado *phase-shift full-bridge* (PSFB), discutindo suas etapas de operação e peculiaridades. O procedimento de projeto de seus componentes também é apresentado considerando os requisitos de projeto da estação veicular definidos no Capítulo 2.

- **Capítulo** 4 : Neste capítulo, o conversor PSFB é modelado a partir do modelo do circuito médio do conversor Buck, adicionando ao modelo características específicas do conversor PSFB. Após modelagem, ambos os controladores de tensão e de corrente são projetados para o sistema de recarga. Adicionalmente, a validação do modelo de bateria implementado pelo Matlab/Simulink é realizada, tomando como base as curvas de descarga dos testes de baterias realizados pelo *Idaho National Laboratory*.

- **Capítulo** 5 : Neste capítulo, os resultados de simulação para as etapas de inicialização, transferência de potência e parada da estação de recarga são simulados no Matlab/Simulink e o atendimento aos requisitos de projeto pré-determinados são avaliados.

- **Capítulo** 6 : Neste capítulo são apresentadas as conclusões deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

# 2 CONCEITOS NORMATIVOS, TÉCNICOS E TOPOLOGIAS

Neste capítulo é realizada uma revisão das regulamentações relacionadas ao carregamento de veículos elétricos, abrangendo tanto o modo de carga lenta quanto o de carga rápida, o qual é dado o maior enfoque. Além disso, características importantes sobre o processo de carregamento também são abordadas, como requisitos técnicos de desempenho e descrição do processo de recarga. Em seguida, é apresentada uma revisão bibliográfica de conversores CC-CC aplicados a carregadores veiculares de carga rápida. Posteriormente, são discutidas as tecnologias de baterias já utilizadas em veículos elétricos, assim como curvas de carga típicas durante o carregamento rápido em corrente contínua. Por fim, são definidos os requisitos de projeto do estágio de conversão CC-CC para um carregador veicular de 50 kW.

## 2.1 ESPECIFICAÇÕES NORMATIVAS

Normas, padrões, códigos e regulamentos são elementos importantes na introdução e viabilização dos veículos elétricos. Isso ocorre porque o desenvolvimento de padrões assegura que equipamentos relacionados ao sistema de recarga como conectores, carregadores e veículos sejam interoperáveis, o que possibilita ao usuário o uso do EV em diferentes estações de recarga. Além disso, a padronização também fornece meios para garantir a correta funcionalidade do equipamento e estabelece requisitos de segurança.

Diversas organizações internacionais estabeleceram seus padrões e códigos de forma a atender essa crescente demanda, dentre elas tem-se *Society of Automative Engineers* (SAE), *International Electrotechnical Commission* (IEC), *Japan Electric Vehicle Association* (JEVA) e *Standardization Administration of China* (SAC). No entanto, cabe a cada país definir qual organização e quais normas serão adotadas.

Devido a ampla gama normativa já existente, organizações como o *American National Standards Institute* (ANSI) e *British Electrotechnical and Allied Manufacturers' Association* (BEAMA) desenvolveram relatórios técnicos abrangendo normas existentes e aplicáveis a EVs nos Estados Unidos e Reino Unido, respectivamente (ANSI, 2023; BEAMA, 2022). Os relatórios têm o intuito de disponibilizar as informações necessárias para facilitar e possibilitar a implantação e desenvolvimento da infraestrutura de carregamento.

As normas elaboradas pelas organizações são divididas em três grupos pela ANSI (2023): sistemas de veículos, infraestrutura de carregamento e integração com a rede elétrica. Os tópicos abordados em cada grupo são:

- **Sistemas de veículos**: sistemas relacionados ao armazenamento de energia de baterias, como classificação de potência, testes de segurança, armazenamento, transporte e reciclagem;

- **Infraestrutura de carregamento**: tipos de carregamento, conectores, equipamentos para carregamento de veículos elétricos (do inglês *Electric Vehicle Supply Equipment* - EVSE), compatibilidade eletromagnética;
- **Integração com a rede elétrica**: comunicação e controle entre o veículo elétrico e a estação de carregamento, bem como a integração com a rede elétrica.

Um sumário de algumas normas elaboradas por diversas organizações internacionais, classificadas de acordo com a divisão proposta por ANSI (2023), pode ser verificado na Tabela 1.

Tabela 1 – Normas aplicadas a veículos elétricos por Organização.

| | | SAE | IEC | UL | SAC | JEVA | ISO |
|---|---|---|---|---|---|---|---|
| **Sistemas de veículos** | **Segurança** | J2464<br>J2929 | IEC 62660-2<br>IEC 62660-3 | UL 2580 (Ed.3) | | | ISO 6469-1<br>ISO 6469-4 |
| | **Testes** | J1798<br>J3220<br>J2288 | IEC 62660-1 | | | JEVS D701<br>JEVS D704 | ISO 12405-4 |
| | **Reciclagem e uso secundário** | J2974<br>J3071<br>J2997 | | | | | |
| **Infraestrutura de carregamento** | **Requisitos gerais e EVSE** | J1772<br>J2953/1<br>J2653/2 | IEC 61851-1 | UL2594 (Ed. 3) | GB/T 18487.1<br>GB/T 18487.2 | JEVS G109 | |
| | **Carregamento CA** | | IEC 61851-1 | | GB/T 18487.3 | | |
| | **Carregamento CC** | | IEC 61851-23 | UL 2202 (Ed. 3) | GB/T 18487.3 | JEVS G101<br>JEVS G103<br>CHAdeMO | |
| | **Comunicação** | J2836/2<br>J2931/1 | IEC 61851-24 | | GB/T 27930 | | |
| | **Plugues, tomadas e conectores** | | IEC 62196 | UL 2251 (Ed. 4) | GB/T 20234.1<br>GB/T 20234.2<br>GB/T 20234.3 | JEVS C601<br>JEVS G105 | |
| | **Compatibilidade eletromagnética** | J551/1<br>J1113 | IEC 61851-21 | | | | |
| **Integração com a rede elétrica** | | J2836/1<br>J2836/3 | | | | | ISO 15118<br>ISO 17409 |

Fonte: Adaptado de ANSI (2023), BEAMA (2022), SABIC (2021) e Rajendran et al. (2021).

Dentre as normas citadas, pode-se perceber que algumas abordam temas semelhantes, como a SAE J1772, IEC 61851 e GB/T 18487.1 que tratam de requisitos gerais para estações de carregamento com recarga condutiva, ou a UL 2202 e IEC 61851-23, que tratam de carregamento CC. Por isso, cabe a cada país a decisão quanto à adesão a um padrão normativo e organização específicos. Nos EUA, os padrões desenvolvidos pela SAE e *Underwriters Laboratories* (UL) são mais aderidos. Na China, adota-se os padrões elaborados pela SAC e no Japão, os pela JEVA. Já no Brasil, os padrões implementados pela IEC foram adotados pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT), em que as normas já adaptadas podem ser verificadas na Tabela 2.

As normas existentes abordam diversas questões necessárias para um correto projeto e dimensionamento de uma estação de recarga, considerando aspectos relacionados à segurança tanto do usuário, quanto do equipamento. Um conjunto de normas bastante importante é o que compõe a IEC 61851, que engloba os requisitos mecânicos, elétricos, de comunicação e

de desempenho aplicáveis aos sistemas de alimentação utilizados para recarregar os veículos elétricos, apresentando uma tensão nominal de alimentação de até 1000 Vca ou até 1500 Vcc e uma tensão de saída nominal de até 1000 Vca ou até 1500 Vcc (ABNT NBR IEC, 2021a). Nos próximos tópicos, são abordados alguns conceitos e pontos importantes para especificação de uma estação de carga rápida, conforme mencionados em normas nacionalmente adotadas e sugeridos pela comunidade científica.

Tabela 2 – Normas adotadas pela ABNT.

| **Norma** | **Descrição** |
|---|---|
| NBR IEC 62660-1 | Células de Lítio-íon secundárias para propulsão de veículos elétricos rodoviários - Parte 1: Ensaios de desempenho |
| NBR IEC 62660-2 | Células de Lítio-íon secundárias para propulsão de veículos elétricos rodoviários - Parte 2: Ensaios de confiabilidade e abuso |
| NBR IEC 61851-1 | Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 1: Requisitos gerais |
| NBR IEC 61851-21-1 | Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 21-1: Requisitos de compatibilidade eletromagnética (EMC) para carregadores embarcados no veículo elétrico para serem conectados à alimentação CA/CC |
| NBR IEC 61851-21-2 | Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 21-2: Requisitos aplicáveis aos veículos elétricos para conexão por condução a uma alimentação em corrente alternada ou em corrente contínua - requisitos de compatibilidade eletromagnética (EMC) |
| NBR IEC 61851-23 | Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 23: Estação de recarga em corrente contínua para veículos elétricos |
| NBR IEC 61851-24 | Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 24: Comunicação digital entre a estação de recarga em corrente contínua, para veículos elétricos e o veículo elétrico para o controle da recarga em corrente contínua |
| NBR IEC 62196-1 | Plugues, tomadas, tomadas móveis para veículos elétricos e plugues fixos para veículos elétricos - Recarga condutiva de veículos elétricos - Parte 1: Requisitos gerais |
| NBR IEC 62196-2 | Plugues, tomadas, tomadas móveis para veículos elétricos e plugues fixos para veículos elétricos - Recarga condutiva de veículos elétricos - Parte 2: Requisitos dimensionais de compatibilidade e de intercambiabilidade para os acessórios com pinos e contato |
| NBR IEC 61439-7 | Conjuntos de manobra e comando de baixa tensão - Parte 7: Conjuntos para instalações públicas específicas, como marinas, acampamentos, locais de eventos e estações de recarga para veículos elétricos |

Fonte: A Autora (2024).

## 2.2 MODOS DE RECARGA

A NBR IEC 61851-1 trata dos requisitos gerais para um sistema de recarga condutiva para veículos elétricos. Uma das classificações dadas às estações de recarga faz referência às características da entrada e saída da alimentação, que podem ser em corrente alternada ou em corrente contínua. Algumas outras classificações também são dadas, como o método de conexão elétrica (via plugue ou permanente), assim como os modos de recarga.

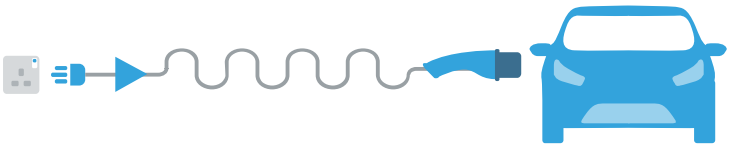
Os modos de recarga são classificados levando em consideração as conexões utilizadas, valores nominais de corrente e tensão aceitos e se a energia entregue ao EV é em corrente alternada ou contínua.

### 2.2.1 Modo 1

O Modo 1 é um tipo de carregamento em corrente alternada (CA) e conecta o EV diretamente em uma tomada normalizada, sem que haja uma infraestrutura especializada para controle da recarga do veículo. Os valores nominais da corrente e da tensão não podem exceder 16 A e 250 V quando alimentados por uma rede monofásica e 16 A e 480 V quando alimentados por uma rede trifásica. Segundo BEAMA (2022), este modo de carregamento só deve ser utilizado quando nenhuma outra opção está disponível e deve ser considerada como um meio de carregamento emergencial.

Devido à insegurança desse modo de carregamento, diversos países o proíbem, como os Estados Unidos, Reino Unido, Israel ou põe limitações quanto a sua implementação. A Itália, por exemplo, desautoriza sua utilização em locais públicos. Já a China, Noruega e França, limitam a corrente e tempo de conexão com a rede elétrica (ABNT NBR IEC, 2021a). Um esquema simplificado do Modo 1 de recarga pode ser visualizado na Figura 4.

Figura 4 – Modo 1 de recarga de veículos elétricos segundo a norma NBR IEC 61851-1.



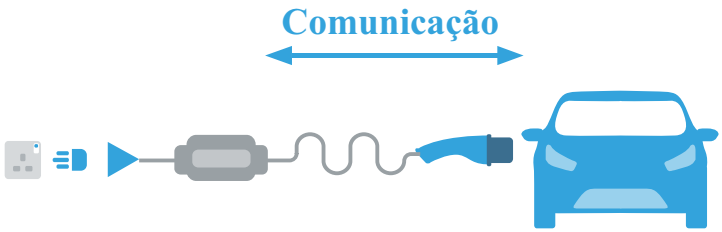
Fonte: Adaptado de BEAMA (2022).

### 2.2.2 Modo 2

O modo de recarga 2 é um tipo de carregamento em CA em que a conexão entre o EV e a rede continua sendo realizada por uma tomada normalizada. No entanto, o cabo utilizado para a recarga incorpora uma função piloto de comando e um sistema de proteção contra choques elétricos, conforme demonstrado na Figura 5. O dispositivo integrado ao cabo que realiza a função de proteção e controle é chamado de caixa de controle (do inglês *in-cable control box* - ICCB) (ABNT NBR IEC, 2021a).

Os limites nominais de corrente e tensão para esse modo de carregamento são 32 A e 250 V quando conectados em uma rede monofásica e 32 A e 480 V quando conectados em uma rede trifásica (ABNT NBR IEC, 2021a). Nesse modo de carregamento, os carregadores *on-board* realizam a função do controle da recarga da bateria.

Figura 5 – Modo 2 de recarga de veículos elétricos segundo a norma NBR IEC 61851-1.




Fonte: Adaptado de BEAMA (2022).

### 2.2.3 Modo 3

O Modo 3 é um tipo de carregamento em CA em que o EV é conectado a uma estação dedicada. Neste caso, o sistema de alimentação está permanentemente conectado à rede de alimentação em corrente alternada e funções de controle, comunicação e proteção estão incorporadas na estação de carga (ABNT NBR IEC, 2021a; BEAMA, 2022). Para esse modo de carregamento, o limite de corrente nominal é de 250 A (ABNT NBR IEC, 2021b). Um esquema do modo de carregamento 3 pode ser visualizado na Figura 6.

Figura 6 – Modo 3 de recarga de veículos elétricos segundo a norma NBR IEC 61851-1.

Fonte: Adaptado de BEAMA (2022).

### 2.2.4 Modo 4

O Modo 4 o único que contempla o carregamento em corrente contínua (CC). Esse modo de carregamento tem como característica a conexão direta do carregador CC externo aos terminais da bateria do EV, o que permite maiores transferências de potência, com capacidade para até centenas de kW (BEAMA, 2022). Para esse modo de carregamento, o limite de corrente nominal é de 400 A (ABNT NBR IEC, 2021b). Um esquema do modo de carregamento 4 pode ser visualizado na Figura 7.

Figura 7 – Modo 4 de recarga de veículos elétricos segundo a norma NBR IEC 61851-1.

Fonte: Adaptado de BEAMA (2022).

Vale salientar que, como as etapas-chave do processo de controle da recarga devem ser gerenciadas por um meio permanente, dois níveis de comunicação são estabelecidos: a comunicação básica, com troca de sinais por meio das linhas-piloto e a comunicação digital, no intuito de realizar o intercâmbio dos parâmetros de controle para a recarga em corrente contínua entre a estação de recarga e o veículo.

Para garantir o correto funcionamento da recarga, assim como assegurar a segurança dos usuários, os modos de carregamento 2, 3 e 4 dispõem de funções-piloto de comando. Com isso, as seguintes funções devem ser asseguradas:

- Verificação contínua da continuidade do condutor de proteção;
- Verificação de que o EV está corretamente conectado ao sistema de alimentação;
- Energização da alimentação do EV;
- Desenergização da alimentação ao EV;
- Informação ao EV da corrente máxima admissível.

Além disso, algumas funções opcionais podem ser aplicadas para os modos 2, 3 e 4, como:

- Troca de informações quanto à solicitação ou presença de ventilação;
- Prevenção de desconexões intencionais e não intencionais sob carga.

Os modos de carregamento 1, 2 e 3 são modos de recarga em CA, em que o carregador se encontra dentro do veículo (*on-board*) e o modo de carregamento 4 representa o modo de recarga em CC, em que o carregador se encontra fora do veículo (*off-board*). Pelo fato de o controle e processamento de energia ser realizado *off-board*, é possível a entrega de maiores valores de potência, visto que, questões como peso e volume do carregador para esse nível de suportabilidade são transferidos para fora do veículo (DAS et al., 2020; HABIB et al., 2020). As características do Modo 4, portanto, se tornam interessantes por fornecerem um nível de potência que permite uma recarga mais rápida.

## 2.3 CARREGAMENTO CC

Apesar de a NBR IEC 61851-1 tratar dos requisitos gerais e apresentar o Modo 4 de carregamento, melhores especificações sobre o carregamento rápido CC são tratadas na NBR IEC 61851-23. A norma em questão apresenta os requisitos para as estações de recarga com tensão de entrada CA ou CC de até 1000 Vca e 1500 Vcc. Assim como abrange tensões de saída em CC de até 1000 V (ABNT NBR IEC, 2020).

Conforme mencionado anteriormente, os modos de carregamento de 2 a 4 têm funções-piloto de segurança em comum, tais como verificação permanente da continuidade do condutor de proteção e informação da energização e desenergização do EV. No entanto, além das supracitadas, as seguintes funções também devem ser fornecidas pelo sistema de recarga em CC (ABNT NBR IEC, 2020):

- Alimentação em corrente contínua para o EV;
- Medição da corrente e da tensão;
- Retenção/liberação do conjunto conector do EV;
- Travamento do conjunto conector no EV; avaliação da compatibilidade;
- Ensaio de isolamento antes da recarga;
- Proteção contra sobretensões na bateria;
- Verificação da tensão no plugue do conector do EV;
- Integridade da alimentação do circuito de controle;
- Ensaio de curto-circuito antes da recarga;
- Paralisação da recarga por iniciativa do usuário;
- Proteção de sobrecarga para os condutores paralelos como função condicional;
- Proteção contra sobretensão temporária;
- Parada de emergência.

Adicionalmente, como funções opcionais desse modo de carregamento, tem-se:

- Determinação dos requisitos de ventilação da área de recarga;
- Detecção/ajuste em tempo real da potência disponível de carga do carregador CC;
- Seleção da corrente de recarga;

- Tornar ativa a estação de recarga em corrente contínua para EV;
- Meios de indicação para notificar ao usuário do estado travado do conjunto conector do EV.

As funções citadas abrangem etapas desde a inicialização até o término do carregamento. Para isso, o Modo 4 de recarga consta de sistemas de comunicação básica e de uma comunicação de alto nível. A comunicação básica abrange as etapas-chave da recarga, como o início e as paradas em operação normal ou em emergência. Já a comunicação digital (de alto nível), realiza o intercâmbio dos parâmetros de controle entre a estação de recarga e o EV.

### 2.3.1 Sistemas de Recarga

O carregamento CC apresenta também uma subclassificação, de acordo com IEC (2022) dependendo do sistema da estação de recarga, que são: o sistema A (com a configuração AA), o sistema B (com a configuração BB) e o sistema C (com as configurações EE e FF). O que diferencia um sistema do outro é a configuração de conector utilizada na estação de carga.

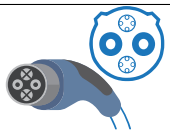
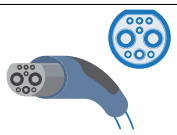
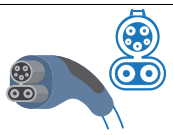
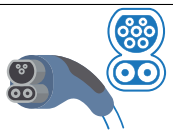
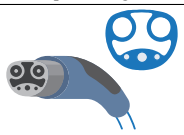
A configuração AA corresponde às estações de carga que utilizam o conector CHAdeMO, desenvolvido no Japão e utilizado em estações de carga de montadoras de veículos japonesas, como Nissan, Kia e Mitsubishi, suportando valores de tensão e corrente de 1000 V e 400 A. Já a configuração BB corresponde aos conectores GB/T 20234-3 adotados na China. Além desses dois, tem-se conectores de sistema combinado, com a intenção de integrar, no mesmo conector ambas as possibilidades de recarga CA e CC, que são os do sistema EE (conector CCS-1) e FF (conector CCS-2). Nesses conectores, dois pinos para conexão CC são adicionados para possibilitar o carregamento de alta potência.

Além dos listados, há uma configuração adotada pelos modelos da Tesla, até então utilizados apenas para EVs da montadora, mas que recentemente passou a permitir que veículos de outras montadoras se conectem e utilizem algumas de suas estações. O conector em questão opera de acordo com a NACS (do inglês *North America Charging Standard*) e oferece a mesma estrutura para todos os modos de carregamento, sem diferenciar, inclusive, os pinos de conexão CC e CA, como é feito com os conectores CCS-1 e CCS-2. Uma síntese das configurações existentes, conectores e suas características pode ser visualizada na Tabela 3.

Apesar da variedade de conectores existentes, as empresas do setor estão se unindo para uma melhor padronização e assim, facilitar a transição e incentivar a ampla adoção de EVs. Algumas estações da Tesla, por exemplo, que contém mais de 50 mil *superchargers* ao redor do mundo, foram adaptadas com conector adicional ou adaptadores permitindo que veículos com conetores CCS as utilizem. Uma outra ação que vai ao encontro de uma maior padronização é a criação e abertura pública da NACS, com o intuito de possibilitar que carregadores rápidos comerciais consigam incorporar o conector em suas estações, e permitindo assim, que veículos

Tesla consigam se conectar a outras estações que não os *superchargers* (TESLA, 2022a; TESLA, 2022b).

Tabela 3 – Conectores e configurações de carregamento CC.

| **Configuração** | AA | BB | EE | FF | Tesla |
|---|---|---|---|---|---|
| **Conector** | CHAdeMO | GB/T | CCS-1 | CCS-2 | *Supercharger* |
| |  |  |  |  |  |
| **Normas relacionadas** | IEEE 2020.1.1<br>IEC 61851-23<br>JEVS G105 | GB/T 20234-3<br>IEC 62196-3 | SAE-J1772<br>IEC 61851-23<br>IEC 62196-3 | IEC 61851-23<br>IEC 62196-3 | NACS<br>IEC 62196-3 |
| **Comunicação** | CAN | CAN | PLC | PLC | CAN |
| **Tensão máxima** | 1000V | 1000V | 600V | 1000V | 500V |
| **Corrente máxima** | 400A | 400A | 500A | 500A | 800A |
| **Potência máxima** | 400kW | 237.5kW | 350kW | 350kW | 350kW |

Fonte: Adaptado de Rivera et al. (2021), Acharige et al. (2023) e Mateen et al. (2023).

Uma outra oportunidade proveniente da abertura pública da NACS é incentivar que montadoras de veículos incorporem o padrão estabelecido. De fato, a *Ford Motors* já iniciou negociações junto com a Tesla para aumentar o acesso de seus usuários às estações de carregamento, assim como também anunciou que a nova geração de veículos começará a adotar o novo padrão NACS (FORD, 2023). Ainda que haja diferenças, entre protocolos de comunicação e posicionamento e funções dos pinos de conexão, algumas etapas básicas de carregamento devem ser seguidas e são tratadas a seguir.

### 2.3.2 Etapas da Recarga

As etapas de funcionamento são divididas em três pela NBR IEC 61851: (i) inicialização; (ii) transferência de energia; e (iii) parada. Essas são as etapas que o processo de controle da estação de recarga deve seguir de forma a assegurar o correto funcionamento e segurança dos usuários. A descrição dos processos em cada etapa são expostos a seguir.

#### 2.3.2.1 *Inicialização*

Antes do início do processo de recarga, a estação e o EV precisam trocar informações quanto às limitações operacionais, como valores nominais da estação, tensão-limite da bateria do veículo, corrente máxima de recarga, entre outros. Ou seja, a compatibilidade entre o EV e a estação deve ser verificada nessa fase. Após a verificação de compatibilidade, a estação deve realizar o ensaio de isolamento entre as linhas de potência CC e os invólucros da estação de recarga, incluindo o chassi do veículo. Se o valor requerido ao teste não for atendido, a estação de recarga deve informar ao veículo que a carga não está autorizada. Caso o teste seja atendido, os contatores do EV são autorizados a fechar. Uma outra etapa que precisa ser verificada nessa fase é o correto intertravamento do conjunto conector do veículo na estação de recarga.

#### 2.3.2.2 *Transferência de Energia*

A estação de recarga em corrente contínua para EV deve fornecer tensão e corrente CC para a bateria do veículo de acordo com a função de controle de recarga do veículo (do inglês *Vehicle Charging Control Function* - VCCF), e com a função do controle de recarga em corrente contínua (do inglês *DC Charging Control Function* - DCCCF). A recarga inicia com uma solicitação de tensão pelo veículo à estação, para que a tensão de saída do carregador se iguale à tensão nos terminais da bateria. Em seguida, a estação de recarga é autorizada a enviar energia à bateria. Nesse processo, o veículo atua como mestre e a estação de recarga como escrava. A estação de recarga recebe o valor de corrente ou tensão que o veículo demanda durante todo o processo de recarga e a estação deve atuar e regular o valor demandado. O veículo, no entanto, pode alterar a corrente ou tensão demandada durante o processo de recarga e, caso aconteça, a estação de recarga deve regular a variável demandada em resposta à mudança do valor de comando do veículo.

A resposta da estação de recarga em função da mudança do seu valor de referência pelo veículo deve atender a alguns requisitos, como tempo de resposta e taxa mínima de mudança. A estação deve controlar a corrente de saída dentro de um segundo após a solicitação do veículo com uma taxa de mudança mínima, $\Delta I_{min}$, de 20 A/s. Caso a variação demandada pelo veículo seja menor que 20 A, a estação de recarga deve responder dentro de um tempo de atraso, $T_d$, de um segundo. Mas caso o veículo solicite qualquer corrente que mostre um desvio superior a 20 A, a corrente de saída da estação de recarga deve obedecer um tempo de atraso conforme a seguinte equação:

$$T_d = \frac{|I_N - I_0|}{\Delta I_{min}} \cdot 100, \tag{1}$$

em que $T_d$ é o tempo de atraso do controle da corrente de recarga, $I_N$ é o valor solicitado de corrente pelo EV, $I_0$ é o valor de corrente no momento em que a alteração é solicitada e $\Delta I_{min}$ é a taxa de variação mínima da corrente.

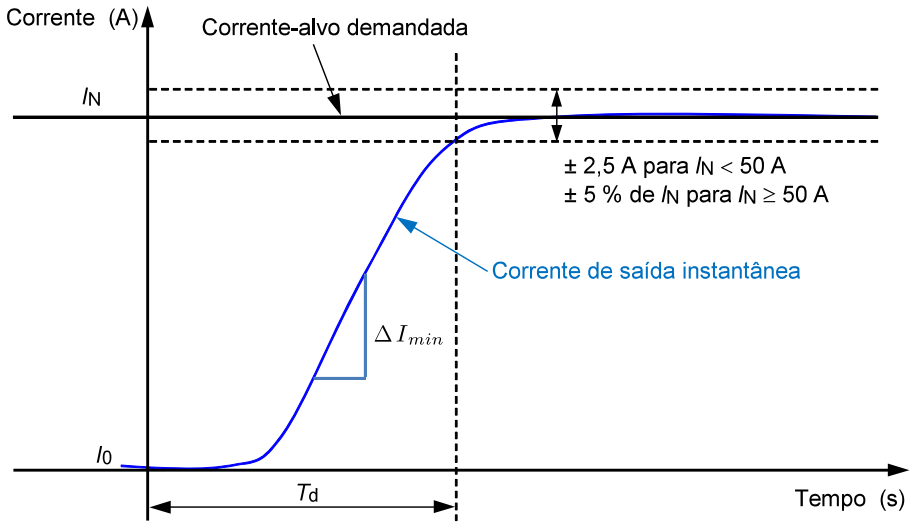
É considerado que a estação de recarga atingiu o valor de referência quando o valor médio da corrente atinge uma precisão de ±2,5 A para correntes abaixo de 50 A e de ±5% para correntes acima de 50 A. As dinâmicas citadas referentes ao controle de corrente podem ser visualizadas na Figura 8. Durante o processo de recarga os valores de ondulação de corrente também precisam estar dentro dos limites de tolerância, não podendo exceder os limites listados na Tabela 4.

Tabela 4 – Limites para ondulação de corrente.

| **Ondulação de corrente pico a pico** | **Frequência** |
|---|---|
| 1,5 A | Abaixo de 10 Hz |
| 6 A | Abaixo de 5 kHz |
| 9 A | Abaixo de 150 kHz |

Fonte: ABNT NBR IEC (2020).

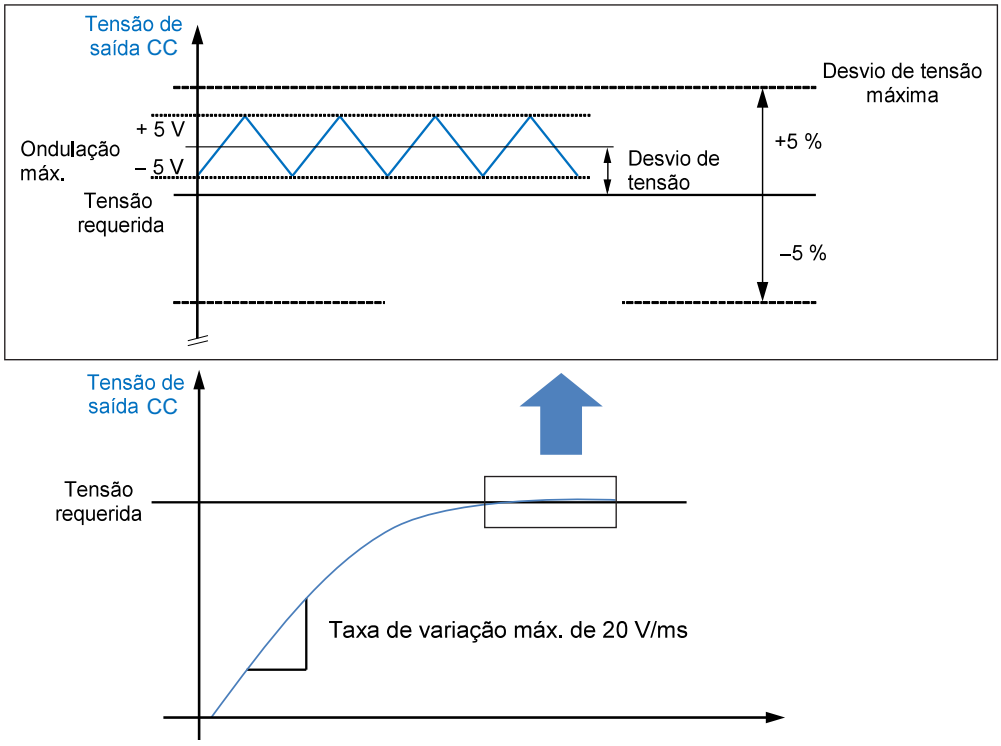
Figura 8 – Resposta do controle para uma variação da corrente demandada.




Fonte: Adaptado de ABNT NBR IEC (2020).

Para alteração de valores de referência de tensão, a estação de recarga também deve atender a alguns requisitos. Nesse caso, a variação máxima da tensão não pode exceder a taxa de ±20 V/ms, em que o valor de referência é considerado atingido quando o valor médio da tensão atinge uma precisão de ±5% da tensão requerida. Em adição, a ondulação máxima de tensão em funcionamento normal não pode exceder ±5 V, ou seja, 10 V de pico a pico. As especificações quanto à dinâmica de tensão podem ser visualizadas na Figura 9.

Figura 9 – Valores nominais para a dinâmica de tensão.




Fonte: Adaptado de ABNT NBR IEC (2020).

#### 2.3.2.3 *Parada*

A parada da recarga pode ocorrer por comando do VCCF, por solicitação do usuário (definidas como paradas normais) ou por alguma situação de emergência. Ao ocorrer uma parada normal, o veículo notifica o estado à estação de recarga e esta deve reduzir à zero a corrente de recarga, possibilitando assim que os contatores do veículo se abram e o usuário desconecte o plugue de recarga em segurança.

Quando é necessário a parada por alguma situação de emergência, duas opções de paradas podem ser adotadas:

- Uma interrupção controlada da corrente ou da tensão, com uma sinalização adequada para o veículo;
- Uma finalização abrupta não controlada, para casos em que o veículo não pode ser informado a tempo.

Para o sistema A, por exemplo, a taxa de decrescimento em situação de parada normal é de, no mínimo 100 A/s e, no máximo, 200 A/s. Já para a situação de parada controlada, em emergência, uma taxa de decrescimento de 200 A/s é requerida. E no caso das estações do sistema C, em situação de emergência, a corrente de saída deve atingir menos de 5 A em no máximo 1 s, com uma taxa de diminuição de corrente de, no mínimo, 200 A/s.

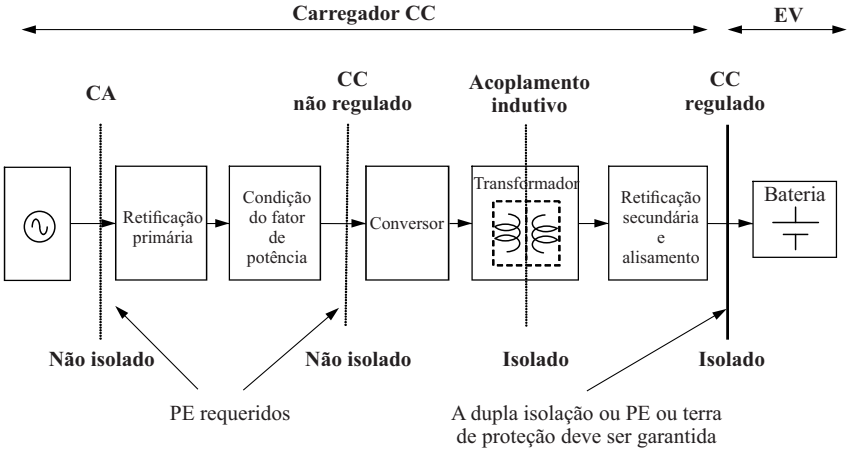
## 2.4 TOPOLOGIAS PARA CARREGAMENTO RÁPIDO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

A norma 61851-23 (ABNT NBR IEC, 2020) define que estações CC isoladas são aquelas em que o circuito em CC do lado da saída está eletricamente separado do circuito em CA no lado da rede de alimentação por meio de uma isolação básica. Assim como, também define as estações CC não-isoladas como aquelas em que o circuito em CC do lado da saída não está eletricamente separado do circuito em CA no lado da rede de alimentação por meio de uma isolação básica. Embora a norma traga a definição de estação não-isolada, a própria pontua que alguns aspectos importantes para este tipo de estação ainda estão em estudo, como requisitos relativos a medidas de proteção, conexão entre a alimentação e o EV e requisitos específicos.

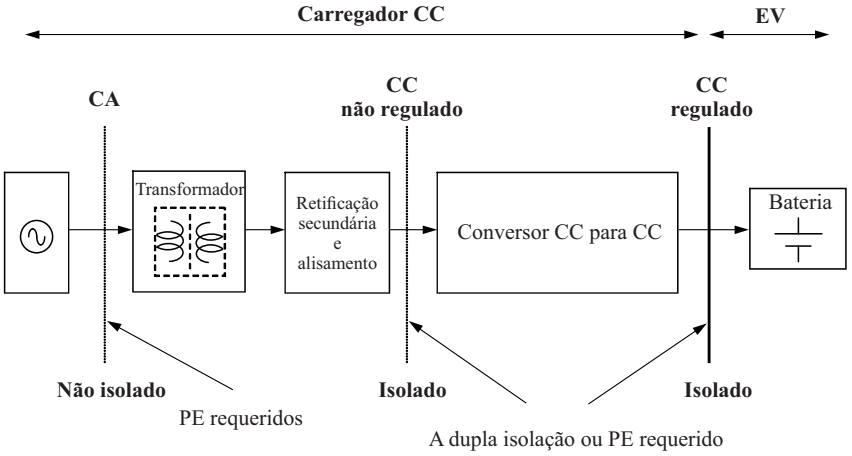
Para sistemas isolados, a isolação necessária pode ser realizada por um transformador de alta ou de baixa frequência. No entanto, caso a estação de recarga tenha múltiplas saídas em CC projetadas para uso simultâneo, cada circuito de saída deve ser isolado um do outro por isolação básica ou reforçada. Considerando um sistema composto por uma microrrede CC como o da Figura 3, em que a unidade de conversão de potência que interliga o barramento ao EV é composta por um conversor CC-CC, esta deve conter um transformador de isolamento de forma a atender às várias portas de saída de forma simultânea. Configurações típicas de sistemas de recarga podem ser visualizadas na Figura 10.

Figura 10 – Configurações típicas de sistemas de recarga de EVs.

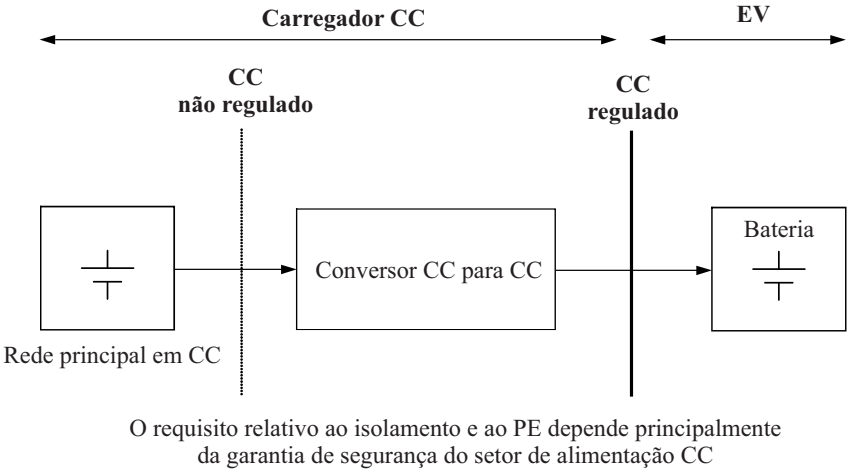
(a) Estação com isolamento em alta frequência.




(b) Estação com isolamento em baixa frequência.




(c) Estação com tensão de alimentação em CC.




Fonte: Adaptado de ABNT NBR IEC (2020).

Uma estação de carregamento com múltiplas saídas de uso simultâneo é um sistema que se assemelha ao atual processo de abastecimento dos veículos à combustão interna. Essa característica possibilita a redução do tempo de espera e garante uma melhor infraestrutura

aos usuários. A isolação galvânica presente na unidade de conversão de potência também tem importância por questões de segurança, para não que haja corrente de fuga entre os veículos conectados em uma mesma estação de carga (RAFI; BAUMAN, 2021; TU et al., 2019). Portanto, opções de conversores isolados para carregadores veiculares são abordados a seguir, abrangendo tanto configurações unidirecionais, quanto bidirecionais. Cada uma destas topologias apresentam vantagens e desvantagens, em termos de complexidade, densidade de potência, eficiência, etc.

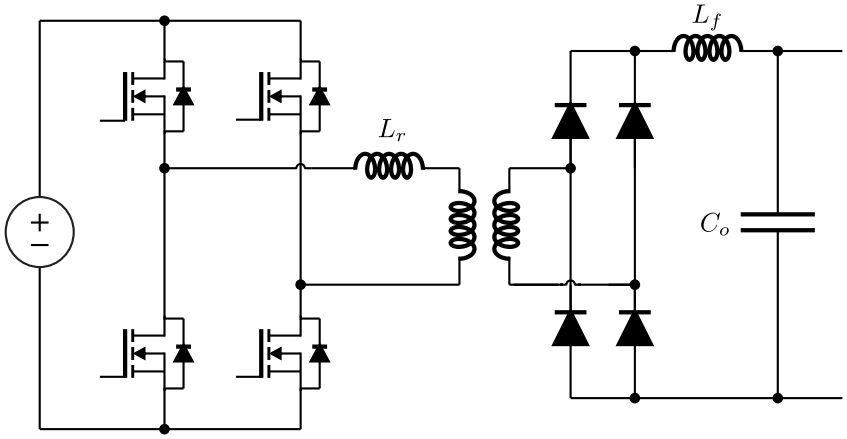
### 2.4.1 Conversores CC-CC Isolados

Nas topologias de conversores CC-CC isolados, a isolação galvânica entre a entrada e saída do conversor é obtida com a utilização de um transformador de alta frequência. O transformador também permite ajustar a faixa de tensão de saída através da escolha de sua relação de espiras, podendo ser unidirecional ou bidirecional.

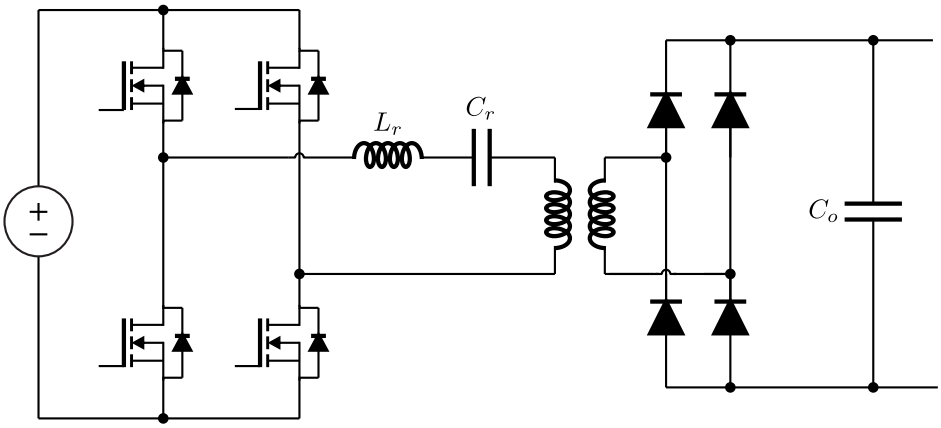
Na Figura 11 são mostradas duas topologias promissoras para esse tipo de aplicação: o conversor *Phase-Shift Full Bridge* (PSFB), Figura 11a, e o conversor ressonante do tipo LLC (indutor–indutor–capacitor), Figura 11b, ambos unidirecionais.

Figura 11 – Conversores CC-CC isolados unidirecionais.

(a) Conversor PSFB.




(b) Conversor LLC.




Fonte: Adaptado de Rafi e Bauman (2021).

O PSFB apresenta a capacidade de comutação com tensão nula (do inglês *Zero Voltage Switching* – ZVS) na entrada em condução das chaves do primário, o que o permite operar com alta frequência de chaveamento, resultando em uma boa densidade de potência. Apesar de ter uma certa dependência com a carga para atingir o ZVS, essa topologia tem se mostrado adequada à aplicação de carga rápida de EVs, uma vez a faixa de operação na comutação com tensão nula pode ser adequada pelo projetista (RAFI; BAUMAN, 2021).

Entretanto, o conversor PSFB apresenta algumas desvantagens como perdas no bloqueio das chaves do primário e perdas por condução dos diodos do secundário. Além de ocorrer um efeito de ressonância entre as capacitâncias parasitas dos diodos e o indutor de ressonância, causando um sobressinal na tensão retificada, tornando necessário o uso de *snubbers* para que o efeito seja contornado (AHMAD et al., 2022).

Por outro lado, para o conversor LLC ressonante, a condição de ZVS é atingida para uma maior faixa de carga. Para esse conversor, a regulação de tensão é realizada por meio da variação da frequência de chaveamento, o que torna o projeto dos componentes passivos mais complexos. No entanto, no caso em que não seja necessária uma grande variação de ganho de tensão, a frequência de chaveamento se manterá em uma faixa de operação mais estreita, podendo atingir uma boa eficiência (RAFI; BAUMAN, 2021).

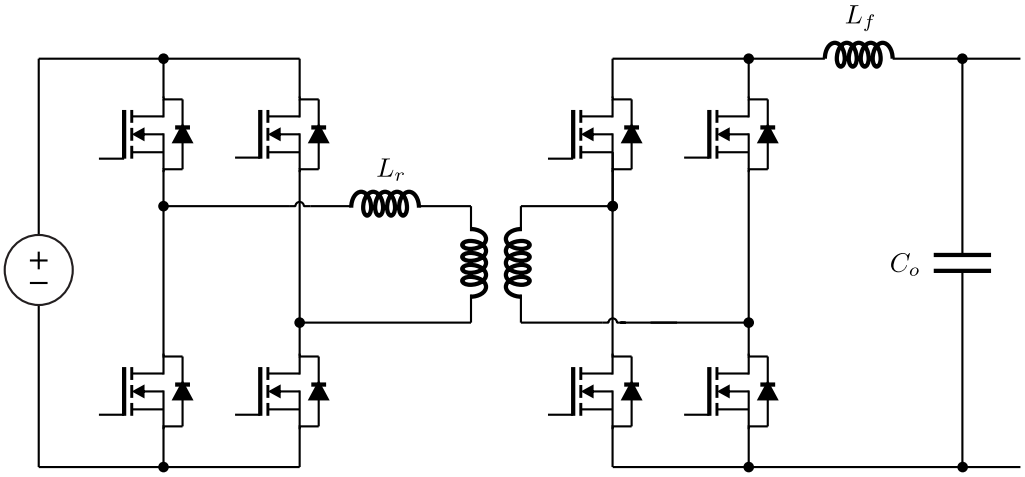
Algumas opções bidirecionais são propostas na literatura, como o conversor *Dual Active Bridge* (DAB), Figura 12a, e o conversor ressonante CLLC bidirecional, Figura 12b. Se comparados com as opções unidirecionais dispostas na Figura 11, os diodos do secundário do transformador de alta frequência são substituídos por chaves controladas, possibilitando a bidirecionalidade do fluxo de potência.

O conversor DAB apresenta as mesmas vantagens de ZVS do conversor Full Bridge, no entanto, diferentes modos de controle de tensão de saída podem ser aplicados, como o *single-phase shift*, *dual-phase shift* e o *triple-phase shift*. As diferentes modulações têm o objetivo de melhorar o desempenho do conversor frente à ampla faixa de operação de tensão e potência requerida pelo perfil de carga dos EVs (AHMAD et al., 2022). O fluxo bidirecional é atingido controlando o deslocamento de fase entre as tensões das duas pontes.

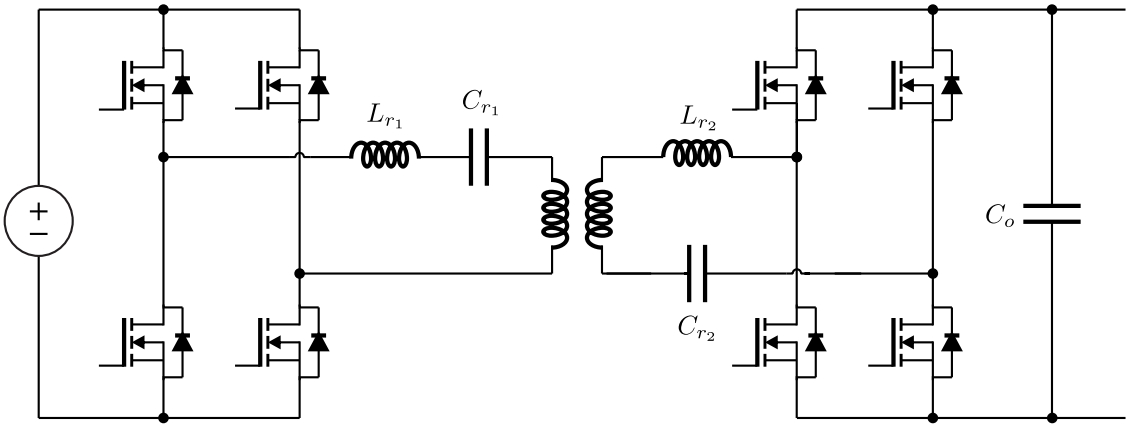
O conversor CLLC ressonante bidirecional, por ter uma estrutura simétrica (capacitores em ambos primário e secundário), consegue obter o ZVS com uma menor indutância de dispersão do transformador, além do controle em ambas as direções ser facilitado, se comparado com o conversor LLC bidirecional. No entanto, o método de controle de tensão de saída também se dá pela variação da frequência de chaveamento e a controlabilidade dessa topologia é mais complexa (AHMAD et al., 2022).

Figura 12 – Conversores CC-CC isolados bidirecionais.

(a) Conversor DAB.




(b) Conversor CLLC.




Fonte: Adaptado de Rafi e Bauman (2021).

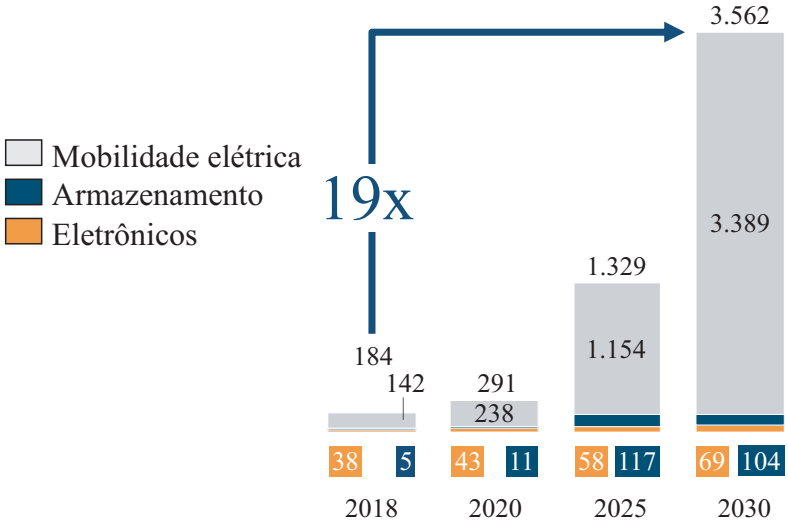
## 2.5 CARACTERÍSTICAS DA BATERIA E CURVAS DE CARGA

A bateria é uma parte extremamente importante do sistema de recarga, visto que é o elemento que recebe e armazena a energia transferida pela unidade conversora de potência para, posteriormente, suprir o sistema de acionamento que gera a propulsão necessária ao EV. A partir do desenvolvimento de tecnologias mais eficientes, a autonomia é aumentada e preocupações quanto à ansiedade de autonomia podem ser remediadas (AHMAD et al., 2022). De fato, a importância de seu desenvolvimento para uma ampla adoção da mobilidade elétrica é tanta que, até 2030, é previsto um crescimento de energia demandada para mais de 2600 GWh (ALLIANCE, 2019). A Figura 13 ilustra essa previsão de crescimento, em GWh, mostrando a aplicação de mobilidade elétrica como responsável pela maior parte do mercado global de baterias.

Algumas características são necessárias para aumentar a autonomia, desempenho e vida útil de baterias aplicáveis a veículos elétricos. Algumas delas são: alta densidade de energia, alta densidade de potência, alto número de ciclos de vida e capacidade de aceitar altas cargas

repetitivas de energia (KHALID et al., 2021; ACHARIGE et al., 2023). Atualmente, as baterias de íon de lítio (Li-ion) correspondem a grande parte das aplicações em veículos automotivos, (ANSI, 2023; LIU; PLACKE; CHAU, 2022; ACHARIGE et al., 2023), no entanto, outras tecnologias a precederam, dentre elas, pode-se citar as baterias de chumbo-ácido e as de níquel.

Figura 13 – Demanda energética global de baterias por aplicação em GWh.




Fonte: Adaptado de Alliance (2019).

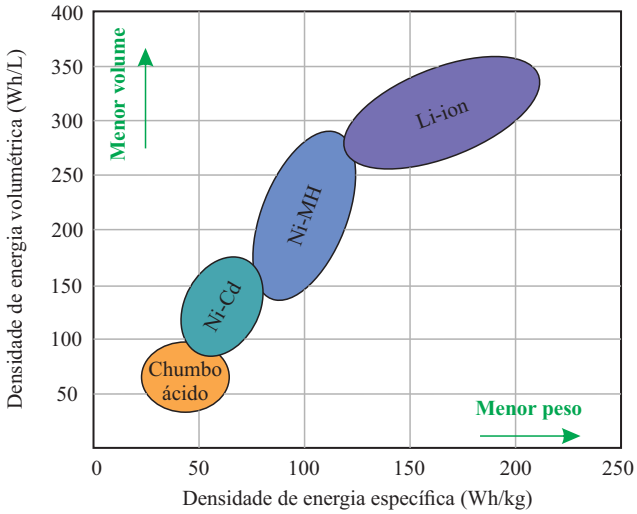
### 2.5.1 Tecnologias de Baterias

As baterias de chumbo-ácido e as de níquel foram desenvolvidas nos anos de 1859 e 1899, respectivamente. Atualmente, as baterias de chumbo ácido ainda são utilizadas em veículos elétricos nos circuitos de partida, iluminação e ignição. Apesar de algumas vantagens, como bom desempenho em baixas e altas temperaturas e alta eficiência energética, essa tecnologia de bateria possui energia específica e densidade de energia relativamente baixas em comparação com as baterias de íon de lítio de última geração, assim como vida útil curta (<1000 ciclos) (LIU; PLACKE; CHAU, 2022; ACHARIGE et al., 2023).

Por outro lado, dentre baterias à base de níquel, destacam-se as de Níquel-Cadmio (Ni-Cd) e as de hidreto de níquel metálico (Ni-MH). As baterias Ni-Cd apresentam boa performance durante ciclos de descarga profunda, no entanto, possuem baixa densidade de energia e alta quantidade de metais tóxicos. Já as de Ni-MH, embora possuam uma maior densidade de energia, se comparadas com as de chumbo-ácido e Ni-Cd, possuem desempenho inferior em condições de altas ou baixas temperaturas, assim como exigem manutenção frequente. Como desafios adicionais às baterias de níquel, tem-se a alta auto-descarga, custo e necessidade de sistemas de controle adicionais para controlar as perdas (KHALID et al., 2021; ACHARIGE et al., 2023).

Devido às desvantagens supracitadas, em adição à superioridade em termos de energia, segurança e vida útil das baterias Li-ion, estas tem sido amplamente utilizadas na comercialização de veículos elétricos. Na Figura 14 pode-se verificar um comparativo entre as tecnologias de baterias citadas, quanto à densidade de energia específica e densidade de potência.

Figura 14 – Energia específica e densidade de energia em tecnologias de baterias




Fonte: Adaptado de Ahmad et al. (2022).

Existem vários tipos de baterias à base de íon de lítio, no entanto, as mais utilizadas em veículos elétricos são as de óxidos de lítio, níquel, cobalto e manganês (NCM), utilizados por montadoras como Audi e Renault, as de óxido de lítio, níquel, cobalto e alumínio (NCA), utilizados pela Tesla e as de óxido de lítio-manganês (LMO), adotados pela BMW e Nissan. Há também as de titanato de lítio (LTO), no entanto, essas são mais utilizadas em veículos híbridos, na etapa de regeneração de energia de frenagem, por possuírem menor valor de energia específica (LIU; PLACKE; CHAU, 2022; TOSHIBA, 2022). A Tabela 5 traz um resumo das características das baterias de lítio e cita alguns EVs que utilizam essas tecnologias.

Tabela 5 – Baterias de lítio para veículos elétricos.

| | **Óxido de Lítio-Níquel Cobalto-Manganês (NCM)** | **Óxido de Lítio Níquel-Cobalto-Alumínio (NCA)** | **Óxido de Lítio-Manganês (LMO)** | **Óxido de Lítio-Titânio (LTO)** |
|---|---|---|---|---|
| **Tensão nominal (V)** | 3,65 ∼4,0 | 3,6 ∼3,65 | 3,7 ∼4 | 2,3 ∼2,5 |
| **Energia específica (Wh/kg)** | 130 ∼241 | 200 ∼310 | 100 ∼189 | 70 ∼89 |
| **Densidade de energia (Wh/L)** | 215 ∼466 | 673 ∼683 | 218 ∼375 | 200 |
| **Taxa de carga (C)** | 0,7 ∼1 | 0,7 | 0,7 ∼1 | 1 |
| **Taxa de descarga (C)** | 1 | 1 | 1 | 10 |
| **Ciclos de vida** | 1.000 ∼2.000 | 500 | 300 ∼700 | 3.000 ∼7.000 |
| **Temperatura máxima (ºC)** | 210 | 150 | 250 | - |
| **Veículo elétrico** | Audi e-tron (2020)<br>Chevrolet Bolt (2016)<br>Renault Zoe 50 (2017) | Tesla S (2012)<br>Tesla X (2015)<br>Tesla 3 (2017)<br>Tesla Y (2020) | BMW i3 (2017)<br>Nissan Leaf (2015) | - |

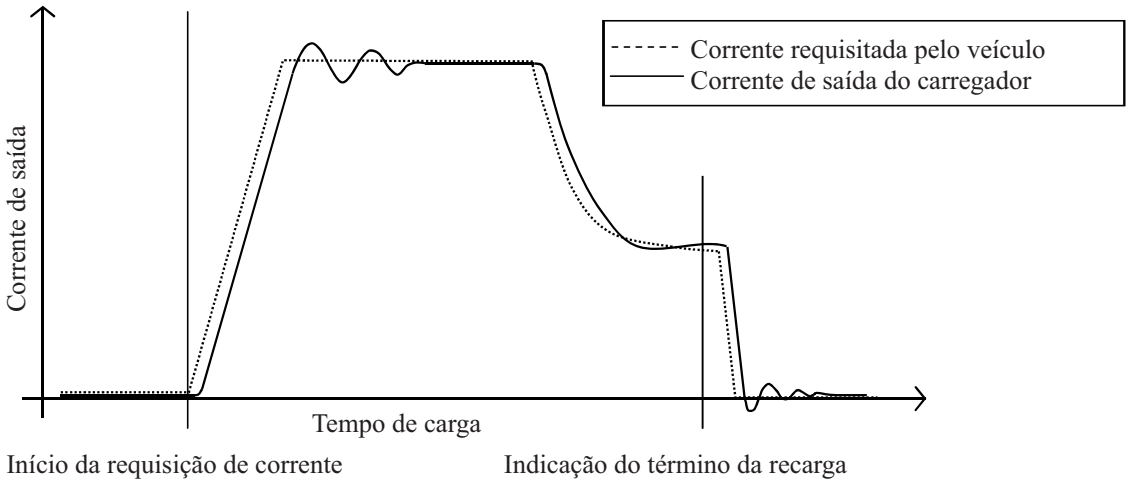
Fonte: Adaptado de Liu, Placke e Chau (2022).

### 2.5.2 Curva de carga

A operação correta das baterias é de extrema importância para que os usuários se sintam seguros quanto à sua utilização. Por isso, o sistema de gerenciamento de bateria (do inglês *Battery Management System* - BMS) opera garantindo alguns requisitos, como gerenciamento de temperatura, estimação de estado de carga, balanceamento e equalização de células e controle de carga e descarga (ANSI, 2023; LIU; PLACKE; CHAU, 2022). O BMS, por exemplo, pode acionar o sistema de ventilação para manter a temperatura em níveis adequados ou solicitar diferentes níveis de corrente durante o processo de carga.

Quanto ao controle de carga, a mais utilizada é a técnica de corrente constante-tensão constante (do inglês *Constant Current-Constant Voltage* – CC-CV). Ela consiste em carregar o EV à corrente constante, conforme solicitado pelo veículo, até que a tensão da bateria atinja um valor limite, o qual será mantido até o fim da carga. Esse método é descrito em (IEEE, 2015) e pode ser verificado na Figura 15.

Figura 15 – Relação entre corrente requerida pelo EV e entregue pela estação de carga.

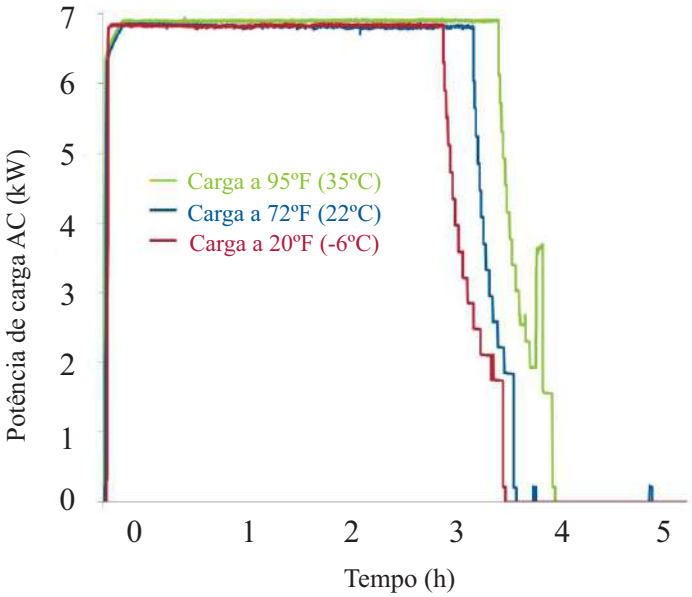



Fonte: Adaptado de IEEE (2015).

Apesar do método se caracterizar pela maior parte da recarga ocorrer à corrente constante, variações no valor solicitado podem ocorrer, devido à alguma solicitação por parte do BMS. Além disso, a estação de recarga pode limitar a corrente máxima disponível para recarga para que opere dentro do limite de sua potência nominal máxima (ABNT NBR IEC, 2021a). Um exemplo de modificação de curva de carga pode ser verificado na Figura 16.

O teste de verificação da curva de carga em função da temperatura foi feita pelo *Idaho National Laboratory* (INL) com o suporte do *U.S. Department of Energy*. No teste, pode-se verificar que, para todas as temperaturas, o carregador consome potência constante, até os últimos 30 minutos de carga, quando a potência começa a diminuir gradativamente. No entanto, a bateria mostra um maior consumo de energia com o aumento da temperatura (Idaho National Laboratory, s.d.).

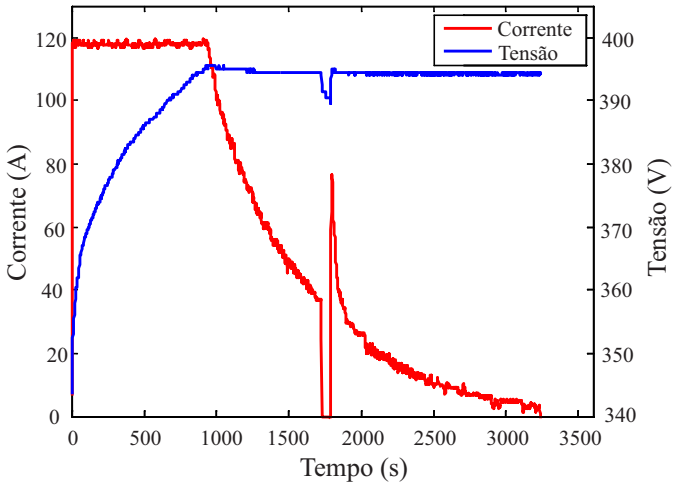
Figura 16 – Variação da curva de carga com a temperatura.




Fonte: Adaptado de Idaho National Laboratory (s.d.).

Durante o período de carga, a corrente é mantida constante e a tensão da bateria aumenta gradativamente de forma natural, como consequência do armazenamento de energia pela bateria. Esse comportamento pode ser verificado em um teste realizado no Nissan Leaf 2012 pelo INL (SHIRK; WISHART, 2015). No teste, à mostra na Figura 17, o carregador utilizado possuía o conector CHAdeMO com potência de carga de 50 kW e valores nominais de corrente e tensão de 120 A e 500 V, respectivamente. Pode-se verificar pela figura que o processo foi automaticamente encerrado após 1725 segundos e uma segunda sessão de carga foi iniciada para que a bateria atingisse os 100% de estado de carga.

Figura 17 – Curva de carga CC-CV do Nissan Leaf 2012 em uma estação de carga CC de 50 kW.




Fonte: Adaptado de Shirk e Wishart (2015).

## 2.6 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS DO CARREGADOR VEICULAR

As normas apresentadas definem parâmetros de segurança, limites de operação, definições quanto à isolação, além de limites de ondulação de corrente e tensão entregue às baterias do EV. O conjunto das informações apresentadas, portanto, deve ser levado em consideração para a definição dos parâmetros de uma estação de recarga. Pelo fato de a estação de recarga ser escrava do veículo, este será responsável pelo envio do valor de corrente e/ou tensão que o carregador deve fornecer à bateria. No entanto, as condições nominais de tensão, corrente e potência não devem ser ultrapassadas.

Entre os EVs, os mais comuns encontrados no mercado de veículos leves são aqueles equipados com baterias de 400 V, enquanto as baterias de 800 V são mais aplicadas em veículos de grande porte, ônibus e carros esportivos (ZVEI, 2013). Contudo, empresas estão iniciando a introdução de EVs leves com baterias de 800 V, que oferecem várias vantagens, como redução no volume e peso dos cabos, bem como maior capacidade de potência (RAFI; BAUMAN, 2021). Exemplos disso são modelos como o Porsche Taycan (PORSCHE, 2022), o Aston Martin Rapid E (ASTON MARTIN, 2019) e o Audi RS e-tron GT (AUDI, 2022). De fato, ANSI (2023) cita como parte relevante de uma infraestrutura de carregamento a suportabilidade quanto ao atendimento a tensões entre 250 e 920 V.

Além da especificação de tensão, as dinâmicas necessárias durante a operação da estação de recarga devem ser atingidas. Conforme determinado pela IEC 61851 (ABNT NBR IEC, 2020), a tensão deve obedecer a limites máximos de desvio e de ondulação, assim como a corrente. Adicionalmente, taxas de variação mínimas devem ser atendidas, de forma que a estação de recarga atenda às variações demandadas pelo veículo de forma efetiva.

Considerando que a intenção do carregador desenvolvido é de diminuir o tempo de carga e reduzir a ansiedade de autonomia, um nível de potência compatível com carregamento rápido CC foi utilizado, adotando-se assim uma potência de 50 kW (KHALID et al., 2021; AHMAD et al., 2022; SAFAYATULLAH et al., 2022). Uma tensão de saída excursionando entre 250 e 920 V foi selecionada para atendimento de ambos os veículos com tecnologia de baterias de 400 V e 800 V, assim como os requisitos de resposta dinâmica e de ondulações para corrente e tensão foram selecionados para atender considerações normativas.

A corrente máxima da estação de recarga foi selecionada em 125 A de forma que seja possível entregar 50 kW de potência tanto para veículos de 400 V quanto para os veículos de 800 V. Sendo, neste último caso, necessário limitar a corrente de saída em 62,5 A de forma que a estação de recarga não ultrapasse o valor de potência nominal de 50 kW. Adicionalmente, o valor de tensão de 700 V é selecionado como tensão de entrada do barramento CC da unidade de conversão de potência, considerando que a interface entre a rede de 380 V e o barramento CC da microrrede seja realizada pelo VSI (do inglês *Voltage Source Inverter*).

Outro ponto a ser determinado trata da necessidade da bidirecionalidade de potência da estação de carga. Embora já esteja sendo estudado a possibilidade da operação V2G (do inglês

*vehicle to grid*), essa situação ainda não é usual e a utilização de conversores unidirecionais, além se satisfazer os requisitos de carregamento, simplifica o projeto da unidade de conversão de potência (RAFI; BAUMAN, 2021; BAI; YU; LUKIC, 2010).

Dentre as topologias unidirecionais recomendadas na literatura para a aplicação em questão, os conversores PSFB e LLC apresentam vatagens e desvantagens. Enquanto o conversor PSFB tem a comutação a tensão nula apenas no fechamento das chaves o conversor LLC pode atingir essa característica tanto no fechamento, quanto no bloqueio e para uma faixa de carga mais ampla. Contudo, o conversor LLC apresenta desvantagens ao tentar atender uma ampla faixa de tensão, como a que se pretende operar com o carregador CC-CC proposto.

Estudos realizados por Deng et al. (2014) propõem um método de projeto de componentes de forma a atingir ZVS em toda a faixa de operação, no entanto, abrange tensões apenas entre 250 V e 450 V com uma variação de frequência entre 81,69 kHz a 220 kHz, apresentando uma ampla faixa em torno da frequência de ressonância, que no experimento em questão era de 150 kHz. Já em Lee et al. (2019), para atingir uma faixa de tensão maior, o conversor LLC é operado sempre na frequência de ressonância, e um conversor Buck é adicionado em cascata com a saída do LLC de forma a realizar o ajuste da tensão de saída. Apesar de com essa alternativa, conseguir excursionar em uma faixa de tensão maior, a adição de outro conversor, que não opera com ZVS, foi necessária.

Outro ponto importante a ser salientado é que o conversor LLC, se comparado com o conversor PSFB, apresenta maiores valores de pico de corrente nos elementos semicondutores e passivos, mesmo operando na frequência de ressonância. E o pico de corrente apresentado é ainda maior ao operar em frequências mais afastadas da ressonância. Considerando o exposto, o conversor PSFB se torna uma melhor opção para utilização na unidade de potência em um único estágio, dado o objetivo de operar entre a faixa de tensão de 250 V a 920 V.

De acordo com o exposto quanto aos requisitos citados e apresentados em seções anteriores, um resumo das principais características do conversor CC-CC para carregamento de veículos elétricos é apresentado na Tabela 6.

Tabela 6 – Características do conversor CC-CC da estação de carga.

| **Característica** | **Especificação** |
|---|---|
| Modo de recarga | 4 |
| Direcionalidade | Unidirecional |
| Potência nominal | 50 kW |
| Tensão de entrada CC | 700 V |
| Faixa da tensão de saída | 250 $\sim$ 920 V |
| Corrente máxima de saída | 125 A |
| Frequência de chaveamento | 50 kHz |

Continua...

Tabela 6 – Características do conversor CC-CC da estação de carga.

| **Característica** | **Especificação** |
|---|---|
| Ondulação máxima de tensão | ±5 V |
| Desvio máximo de tensão | ±5% |
| Taxa de variação máxima de tensão | 20 V/ms |
| Ondulação máxima de corrente | 9 A |
| Desvio máximo de corrente | ±2,5 A para correntes abaixo de 50A |
| | ±5% para correntes acima de 50 A |
| Taxa de variação mínima de corrente em operação normal | 20 A/s |
| Taxa de variação de corrente devido ao desligamento normal | $100 \sim 200$ A/s |
| Taxa de variação mínima de corrente devido ao desligamento de emergência | 200 A/s |
| Tempo de atraso máximo da resposta do controle | 1 s para variações abaixo de 20 A |
| | $\frac{\lvert I_N - I_0 \rvert}{\Delta I_{min}} \cdot 100$ para variações acima de 20 A |

Fonte: A Autora (2024).

## 2.7 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Com o avanço tecnológico e maior disseminação dos veículos elétricos, a padronização e normatização se fez necessária de forma a facilitar a expansão e garantir procedimentos seguros de projeto, fabricação e operação dos equipamentos relacionados à atividade. Neste capítulo, um resumo das principais normas relacionadas à veículos elétricos foram mostrados, dando maior enfoque aos procedimentos da IEC, organização a qual o Brasil, por meio da ABNT se baseou para iniciar a padronização no país. Diversos requisitos para operação das estações de recarga foram apresentados, dando maior enfoque nos parâmetros normativos que envolvem a unidade de conversão de potência.

O conversor CC-CC da estação de recarga é a interface entre a bateria do EV e o barramento CC da estação. Diferentes topologias de conversores CC-CC recomendados para carregadores veiculares foram apresentadas para essa etapa de conversão de potência, tanto unidirecionais como bidirecionais, indicando também suas vantagens e desvantagens. Uma introdução sobre tecnologias de baterias também foi apresentada, indicando as de íons de lítio como a mais comumente utilizadas pelas montadoras de veículos, assim como suas curvas de carga típicas.

Por fim, com base nos conhecimentos coletados e expostos, requisitos gerais para projeto da unidade de conversão de potência e seu controle foram determinados, como níveis de potência,

faixa de operação de tensão, velocidade das respostas dinâmicas e direcionalidade de operação. Nas próximas seções, o conversor *Phase-Shift Full-Bridge* receberá uma análise mais aprofundada.

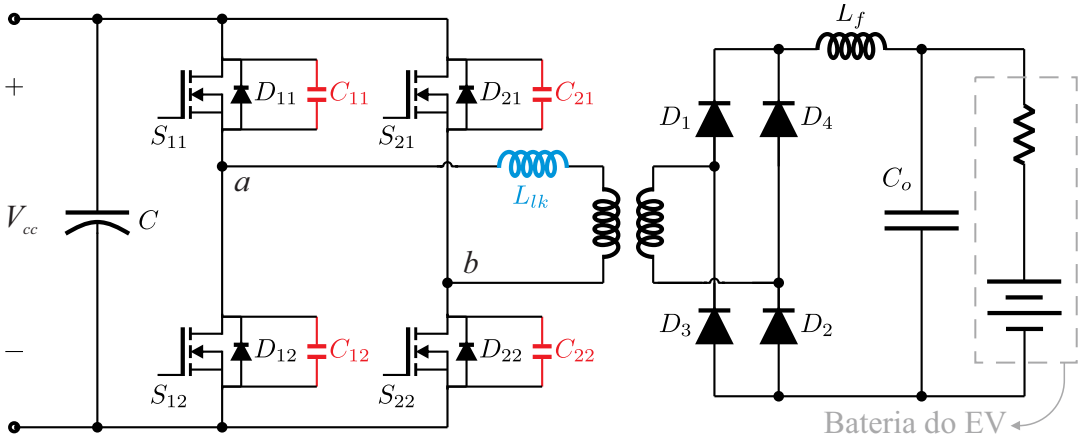
# 3 CARREGADOR VEICULAR COM O CONVERSOR PSFB

Este capítulo aborda o princípio de operação do conversor PSFB, assim como o projeto de seus componentes de forma que as características desejadas, quando aplicadas a um carregador veicular, sejam atingidas. Por fim, o conversor é simulado no *software* PSIM de forma a avaliar seu comportamento em alguns pontos de operação selecionados da curva de carga da bateria, verificando também os esforços de tensão e corrente nos elementos passivos e semicondutores.

## 3.1 O CONVERSOR PSFB

O conversor PSFB, conforme mostrado na Figura 18, é uma das topologias recomendadas para o estágio de conversão CC-CC de estações de recarga veiculares devido a algumas características, como a capacidade de reduzir as perdas ao operar com chaveamento à tensão nula nos semicondutores do primário durante a ativação do interruptor. Essa característica permite o uso de frequências de comutação mais altas, que minimizam o volume de componentes passivos, resultando, em última instância, em uma eficiência e densidade de potência aprimoradas. Portanto, seu uso tem sido recomendado em aplicações de alta potência e alta tensão (BRENNA; FOIADELLI; AL., 2020; KHALID et al., 2021; AHMAD et al., 2022; RAFI; BAUMAN, 2021).

Figura 18 – Conversor PSFB em uma estação de carregamento de veículos elétricos.



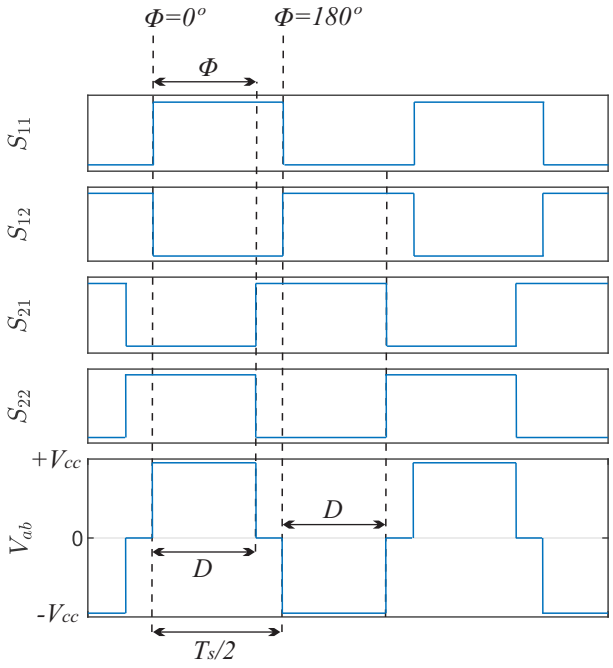

Fonte: A Autora (2024).

O processo de conversão de potência do conversor PSFB pode ser dividido em quatro estágios. O primeiro estágio consiste na conversão da tensão do barramento CC em tensão AC pelo inversor de ponte completa, composto pelas chaves $S_{11}$, $S_{12}$, $S_{21}$ e $S_{22}$, assim como os respectivos diodos em anti-paralelo e capacitâncias parasitas. Em seguida, chega-se no estágio de isolação pelo transformador de alta frequência (do inglês *High Frequency Transformer -HFT*), em que, dependendo da relação de transformação escolhida, é possível realizar um ajuste no valor da tensão refletida para o secundário. Logo após, ocorre a retificação pelos diodos $D_1$, $D_2$, $D_3$ e $D_4$, dispostos em ponte completa e conectados ao secundário do transformador. Por fim,

o quarto estágio é composto pelos elementos de filtro $L_f$ e $C_o$, com o objetivo de reduzir as ondulações de tensão e corrente na carga.

No que diz respeito às principais características do conversor PSFB, é importante observar que as chaves do primário são operadas com um ciclo de trabalho de 0,5. Assim, a regulação de tensão do conversor é alcançada controlando o deslocamento de fase entre os dois braços do inversor de ponte completa, conforme ilustrado na Figura 19.

Figura 19 – Modulação por defasagem do conversor PSFB.

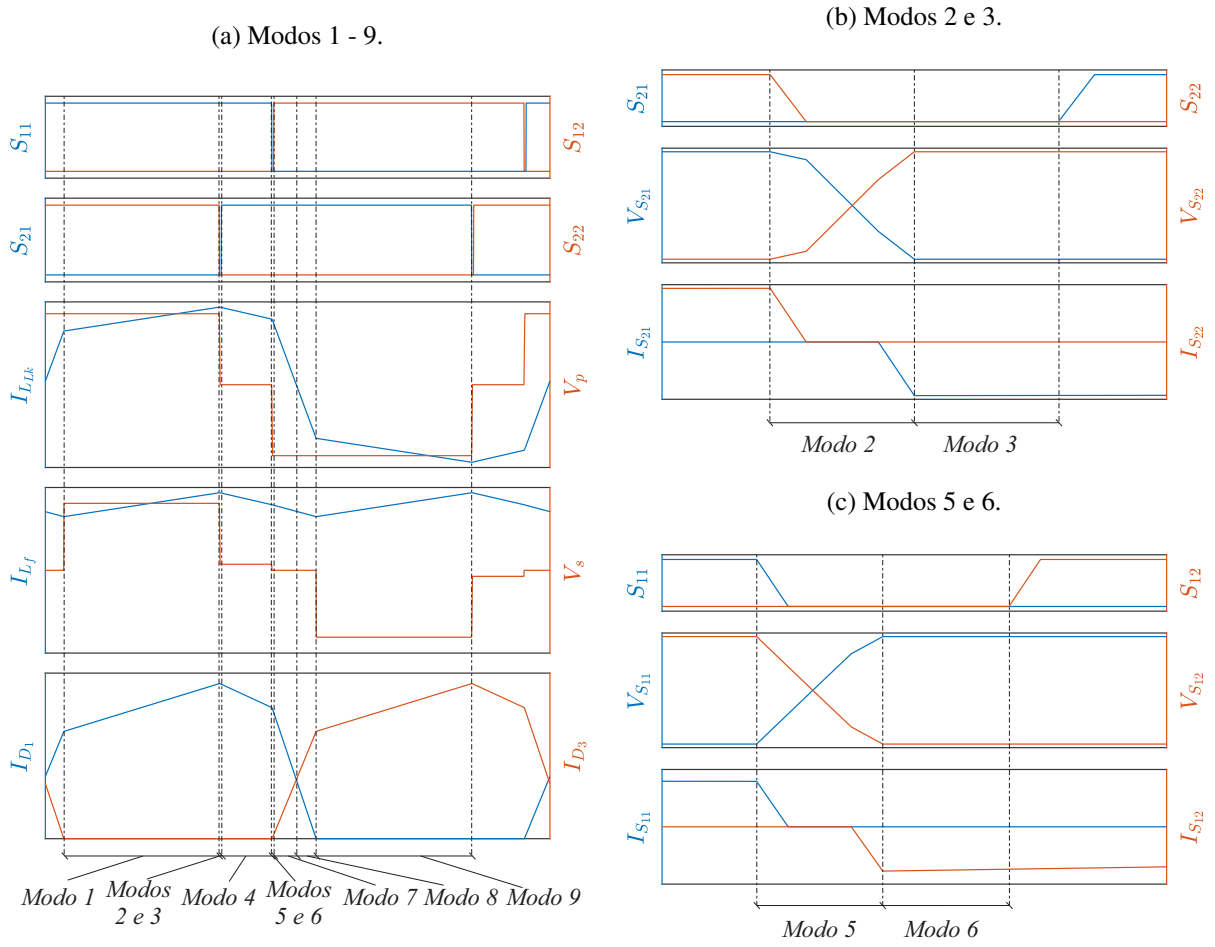



Fonte: A Autora (2024).

As chaves de cada braço do inversor são comandadas de maneira complementar, no entanto, os comandos de gatilho dos braços *a* e *b* são deslocadas em fase por um ângulo $\phi$. Quanto maior o deslocamento de fase (limitado a 180º, que fornece o ganho máximo), maior é a tensão média entregue à carga. Pode-se fazer, então, uma analogia entre a defasagem e o ciclo de trabalho percebido pelo conversor, em que $\phi = 0º$ é equivalente ao ciclo de trabalho $D = 0$ e $\phi = 180º$ é equivalente a $D = 1$.

Essa abordagem de regulação de tensão, juntamente com o indutor de comutação em série com o transformador de alta frequência, faz com que o inversor de ponte completa opere a uma carga efetiva de característica indutiva (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2020). As formas de onda do conversor podem ser vistas na Figura 20, em que seus Modos de 1 a 8 descrevem a primeira metade do período de chaveamento e o Modo 9 já representa o início da segunda metade do ciclo. Uma descrição mais detalhada é realizada a seguir, podendo ser analisada em conjunto na Figura 21.

Figura 20 – Curvas de operação do conversor PSFB.




Fonte: A Autora (2024).

- **Modo 1 (Figura 21a):** Este estágio se inicia com a condução das chaves $S_{11}$ e $S_{22}$ e juntamente com os diodos $D_1$ e $D_4$. Nesse modo, a tensão $V_{ab}$ apresenta o valor de $+V_{cc}$ e a potência entregue ao primário, é transferida ao secundário do transformador e, consequentemente, à carga. O conversor opera nesse modo até que a chave $S_{22}$ receba o comando de fechamento em seu terminal de *gate*.

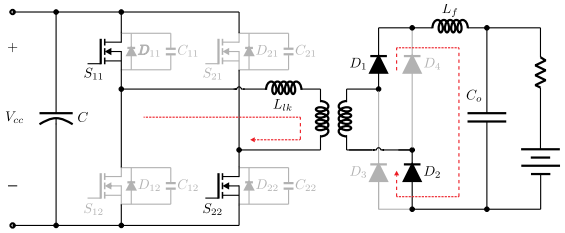
- **Modo 2 (Figura 21b):** A chave $S_{22}$ é aberta, no entanto, o sentido da corrente é mantido, devido à presença dos indutores $L_{lk}$ e $L_f$. A corrente $i_{L_{lk}}$, então, carrega a capacitância parasita $C_{22}$ na mesma proporção em que descarrega a capacitância $C_{21}$. Nesse momento a capacitância $C_{21}$ tem sua tensão variando de $V_{cc}$ a zero, conforme ela é descarregada.

- **Modo 3 (Figura 21c):** Quando a tensão sob a capacitância $C_{21}$ chega à zero, a tensão é grampeada pelo diodo $D_{21}$. Para que ocorra o ZVS, o sinal de *gate* para o fechamento da chave $S_{21}$ deve acontecer após a tensão sob a chave atingir zero, ou seja, após o grampeamento do diodo. Portanto, durante a operação do conversor, é necessário projetar um tempo morto adequado para que seja possível o carregamento/descarregamento das

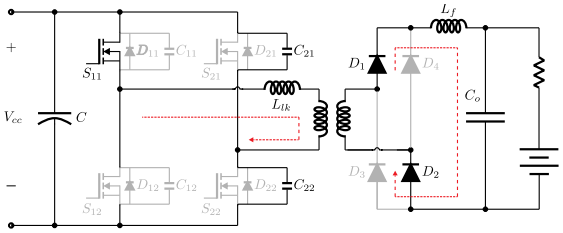
capacitâncias parasitas das chaves. O comando da chave $S_{21}$ em ZVS pode ser visualizado na Figura 20b.

Figura 21 – Modos de operação do conversor PSFB.

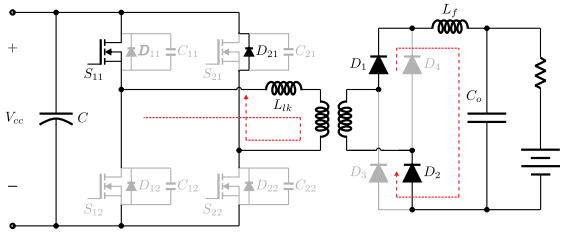
(a) Modo 1.



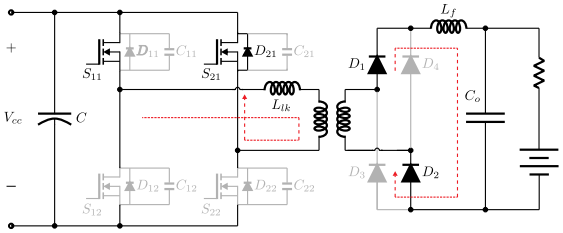
(b) Modo 2.



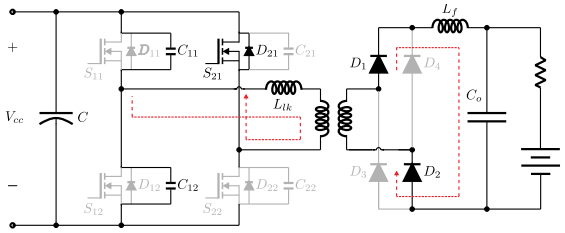
(c) Modo 3.



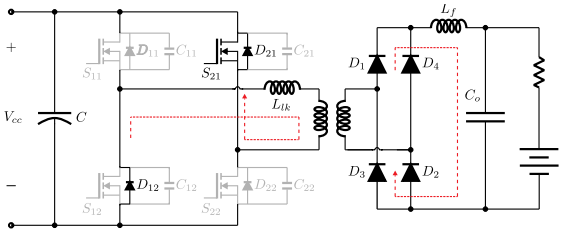
(d) Modo 4.



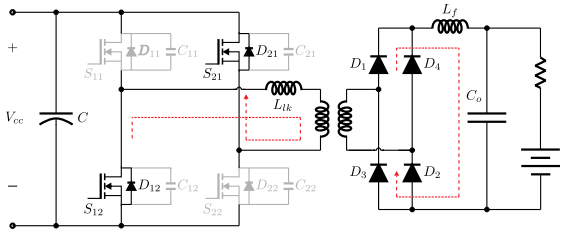
(e) Modo 5.



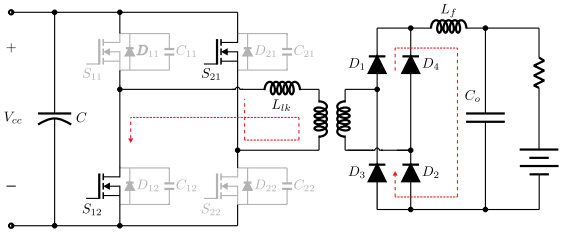
(f) Modo 6.



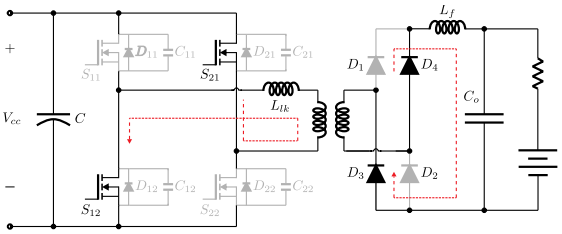
(g) Modo 7.



(h) Modo 8.



(i) Modo 9.



Fonte: A Autora (2024).

- **Modo 4 (Figura 21d):** Mesmo após o fechamento da chave $S_{21}$, devido ao sentido da corrente $i_{L_{lk}}$, a condução ocorre pelo diodo $D_{21}$, conforme pode ser visualizado na Figura 20b (a corrente $i_{S_{21}}$ com valor negativo indica a condução pelo diodo em antiparalelo). Nesse modo, a tensão $V_{ab}$ é zero e a corrente sob os indutores começa a decair. O conversor se mantém nesse modo até que receba o sinal de gatilho para abertura da chave $S_{11}$.

- **Modo 5 (Figura 21e):** Com a abertura da chave $S_{11}$, há a ressonância entre os capacitores parasitas $C_{11}$ e $C_{12}$ e a indutância $L_{lk}$. Como o sentido da corrente $i_{L_{lk}}$ é mantido, ocorre o carregamento da capacitância $C_{11}$ e o descarregamento da capacitância $C_{12}$, fazendo com que a a tensão na capacitância $C_{12}$ varie de $V_{cc}$ a zero.

- **Modo 6 (Figura 21f):** Nesse momento, o diodo $D_{12}$ inicia a condução, grampeando a tensão da chave em zero. Nesse estágio, a tensão aplicada no primário, $V_{ab}$ muda de $+V_{cc}$ para $-V_{cc}$, causando um decaimento da corrente $i_{L_{lk}}$ a uma taxa de $\frac{V_{in}}{L_{lk}}$. Devido a essa alteração no circuito, o nível de corrente no primário se diferencia do nível de corrente da indutância do secundário ($i_{L_f}$) e, por isso, não ocorre mais a transferência de potência para a carga e os quatro diodos conduzem.

- **Modo 7 (Figura 21g):** Com a tensão da chave $S_{12}$ grampeada em zero, ela então recebe o sinal de gatilho para o fechamento em ZVS. Quando há o fechamento, devido ao sentido da corrente $i_{L_{lk}}$, a condução continua a ser pelo diodo $D_{21}$ e devido ao decaimento do valor da corrente não há transferência de potência ao secundário. Esse modo se mantém até que a corrente $i_{L_{lk}}$ mude de direção e assuma valores negativos.

- **Modo 8 (Figura 21h):** Quando a corrente $i_{L_{lk}}$ muda de direção, a condução passa a ocorrer pela chave $S_{21}$ e não mais pelo seu diodo em antiparalelo. A corrente $i_{L_{lk}}$ continua a decair a uma taxa de $\frac{V_{in}}{L_{lk}}$ até que o nível de corrente, em valores absolutos, atinja o nível de corrente do secundário, $i_{L_f}$.

- **Modo 9 (Figura 21i):** Quando a corrente $i_{L_{lk}}$ atinge os níveis de corrente de $i_{L_f}$, o conversor retorna à situação de transferência de potência para a carga, de forma similar ao Modo 1 e todos os estágios já descritos se repetem no segundo semiciclo de operação do conversor.

### 3.1.1 Análise da Comutação

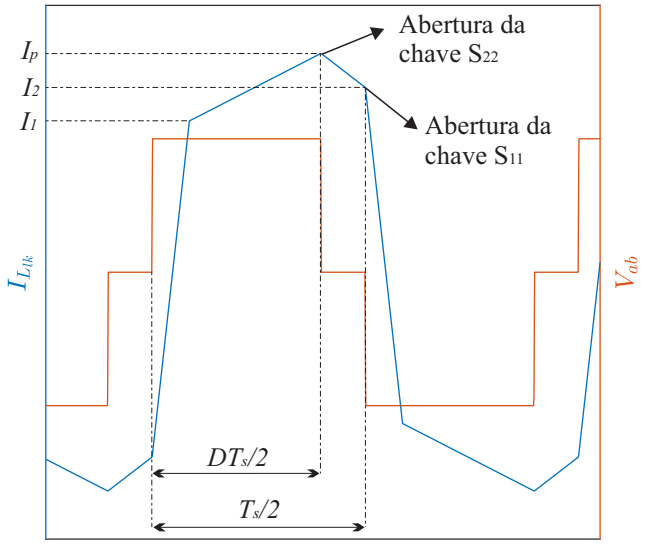
A comutação a ZVS do conversor PSFB ocorre de diferentes maneiras para cada braço do conversor (BARBI; PÖTTKER, 2019; SABATE et al., 1990). Quando as chaves do braço $b$ são abertas ($S_{21}$ e $S_{22}$), a ponte retificadora não está curto-circuitada e o processo de carga e descarga das capacitâncias parasitas é realizado quando a corrente do primário está em seu valor

de pico $I_p$, conforme ilustrado na Figura 22. Nesse momento, a corrente do primário é igual à corrente do indutor $L_f$ refletida, por isso, a energia armazenada na indutância $L_{lk}$ juntamente com a armazenada na indutância do filtro de saída $L_f$ são utilizadas no processo de carga e descarga das capacitâncias parasitas. Devido à alta energia armazenada, pode-se considerar que as capacitâncias são carregadas a uma taxa aproximadamente linear. Logo, para garantir o *ZVS* para o braço $b$ do conversor, o tempo morto deve satisfazer a seguinte equação (BARBI; PÖTTKER, 2019):

$$t_d \geq \frac{C_{oss} V_{cc}}{I_p}, \tag{1}$$

em que $C_{oss} = C_{11} = C_{12} = C_{21} = C_{22}$ representa as capacitâncias parasitas e $I_p$ representa do valor de pico da corrente do primário.

Figura 22 – Momentos de comutação do conversor PSFB.




Fonte: A Autora (2024).

Já quando as chaves do braço $a$ são abertas ($S_{11}$ e $S_{12}$), a ponte retificadora está curto circuitada e apenas a energia armazenada em $L_{lk}$ é utilizada no processo de carga e descarga das capacitâncias. Por isso, a energia em $L_{lk}$ deve ser:

$$E_{lk} = \frac{1}{2} L_{lk} I_2^2 > \frac{4}{3} C_{oss} V_{cc}^2, \tag{2}$$

em que $I_2$ é a corrente que passa pela indutância $L_{lk}$ no momento em que a há o comando de abertura da chave e $\frac{4}{3} C_{oss} V_{cc}^2$ corresponde a duas vezes a energia armazenada na capacitância de saída não linear da chave (SABATE et al., 1990). Caso a capacitância parasita do transformador fosse considerada, o termo $\frac{1}{2} C_T V_{cc}^2$ seria adicionado à segunda parte de (2).

Além de garantir energia necessária para que a comutação suave aconteça, ou seja, que a tensão no capacitor parasita chegue a zero antes do comando de fechamento da chave, também é necessário garantir um tempo morto suficiente. Nessa etapa os elementos envolvidos

na comutação ($L_{lk}$ e $C_p$) tem um comportamento ressonante e o mínimo tempo morto necessário para que ocorra o ZVS é dado por um quarto do período de ressonância $T_r$ (SABATE et al., 1990). Ou seja:

$$t_{d_{min}} = \frac{T_r}{4} = \frac{\pi}{2}\sqrt{L_{lk}C_{oss}}. \tag{3}$$

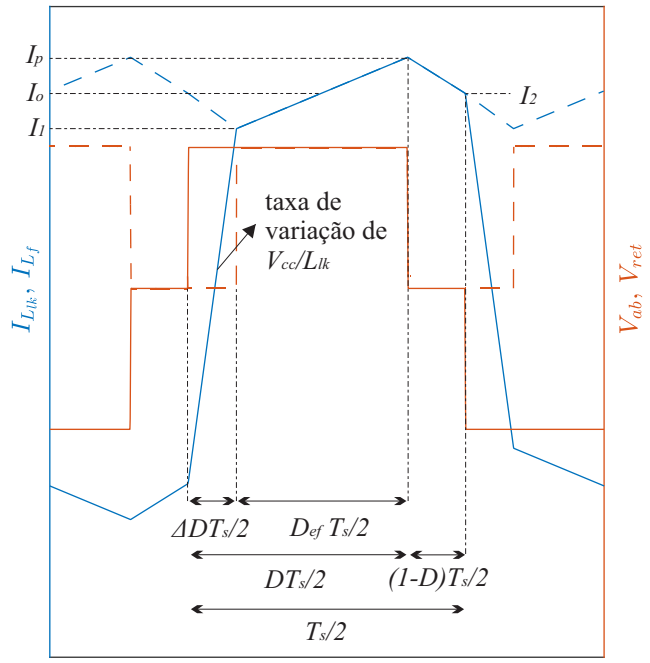
O tempo morto necessário entre os comandos de abertura e fechamento das chaves do braço $a$ é menor do que o necessário para o braço $b$, visto que a energia presente no indutor de filtro não está disponível para auxiliar na comutação.

### 3.1.2 Análise da perda de ciclo de trabalho

Devido à presença da indutância $L_{lk}$, quando a chave recebe o comando de gatilho para que a polaridade da tensão $V_{ab}$ seja invertida, a corrente não varia abruptamente, mas sim, respeita uma taxa de variação de $V_{cc}/L_{lk}$. Esse comportamento pode ser verificado na Figura 23, em que, no intervalo $\Delta DT_s/2$, apesar de a tensão $V_{ab}$ já alterar de $-V_{cc}$ para $+V_{cc}$ a tensão após ponte retificadora a diodos $V_{ret}$ (tracejado em laranja), continua zero. Isso faz com que seja percebido no secundário um ciclo de trabalho efetivo $D_{ef}$ menor do que o aplicado ao conversor, em que

$$D_{ef} = D - \Delta D. \tag{4}$$

Figura 23 – Perda de ciclo de trabalho do PSFB.




Fonte: A Autora (2024).

O ganho de tensão, portanto, pode ser verificado analisando a tensão aplicada ao indutor de saída $L_f$ nos intervalos de tempo $D_{ef}T_s/2$ e $(1 - D_{ef})T_s/2$, conforme mostra as equações a seguir:

$$D_{ef}\left(nV_{cc} - V_o\right) + \left(1 - D_{ef}\right)\left(-V_o\right) = 0. \tag{5}$$

Desenvolvendo a equação, consegue-se obter o ganho do conversor em função de ciclo de trabalho efetivo:

$$\frac{V_o}{V_{cc}} = nD_{ef}, \tag{6}$$

em que $n = \frac{Ns}{Np}$.

Analisando a Figura 23, percebe-se que a corrente $i_{L_{lk}}$ altera seu valor de $-I_2$ para $+I_1$ a uma taxa de variação de $V_{cc}/L_{lk}$ em um intervalo de tempo $\Delta DT_s/2$. Logo, a seguinte relação pode ser obtida:

$$\frac{V_{cc}}{L_{lk}} = \frac{I_1 + I_2}{\Delta D\frac{T_s}{2}} \tag{7}$$

e

$$\Delta D = \frac{I_1 + I_2}{\frac{V_{cc}}{L_{lk}}\frac{T_s}{2}}. \tag{8}$$

O valor da corrente $I_1$ pode ser relacionada com o a corrente de saída da seguinte maneira:

$$I_1 = n\left(I_o - \frac{\Delta I_o}{2}\right), \tag{9}$$

em que $I_o$ representa o valor médio da corrente e $\Delta I_o$ é a ondulação de pico a pico da corrente do indutor $L_f$.

Já o valor da corrente $I_1$ pode ser relacionada com a corrente de saída da seguinte maneira:

$$I_2 = n\left(I_p - \frac{V_o}{L_f}(1-D)\frac{T_s}{2}\right) = n\left(I_o + \frac{\Delta I_o}{2} - \frac{V_o}{L_f}(1-D)\frac{T_s}{2}\right). \tag{10}$$

Substituindo (9) e (10) em (8), tem-se que:

$$\Delta D = \frac{1}{\frac{V_{cc}}{L_{lk}}\frac{T_s}{2}} n\left(2I_o - \frac{V_o}{L_f}(1-D)\frac{T_s}{2}\right). \tag{11}$$

Substituindo (11) em (4), tem-se que:

$$\begin{aligned} D_{ef} &= D - \frac{2L_{lk}}{V_{cc}T_s} n\left(2I_o - \frac{V_o}{L_f}(1-D)\frac{T_s}{2}\right) \\ &= D - \frac{2L_{lk}}{T_s}\frac{nD_{ef}}{V_o} n\left(2I_o - \frac{V_o}{L_f}\frac{T_s}{2} + \frac{V_o}{L_f}D\frac{T_s}{2}\right) \\ &= D - 4L_{lk}\frac{D_{ef}}{T_s}\frac{n^2 I_o}{V_o} + L_{lk}D_{ef}\frac{n^2}{L_f} - L_{lk}DD_{ef}\frac{n^2}{L_f} \\ &= D\left(1 - \frac{L_{lk}D_{ef}}{L'_f}\right) - \frac{4L_{lk}D_{ef}f_s}{R'} + \frac{L_{lk}D_{ef}}{L'_f}, \end{aligned} \tag{12}$$

em que $L'_f = \frac{L_f}{n^2}$ e $R' = \frac{V_o}{n^2 I_o}$.

Isolando $D$ da equação, chega-se a:

$$D = \frac{1 + \frac{4L_{lk}f_s}{R'} - \frac{L_{lk}}{L'_f}}{\frac{1}{D_{ef}} - \frac{L_{lk}}{L'_f}}. \tag{13}$$

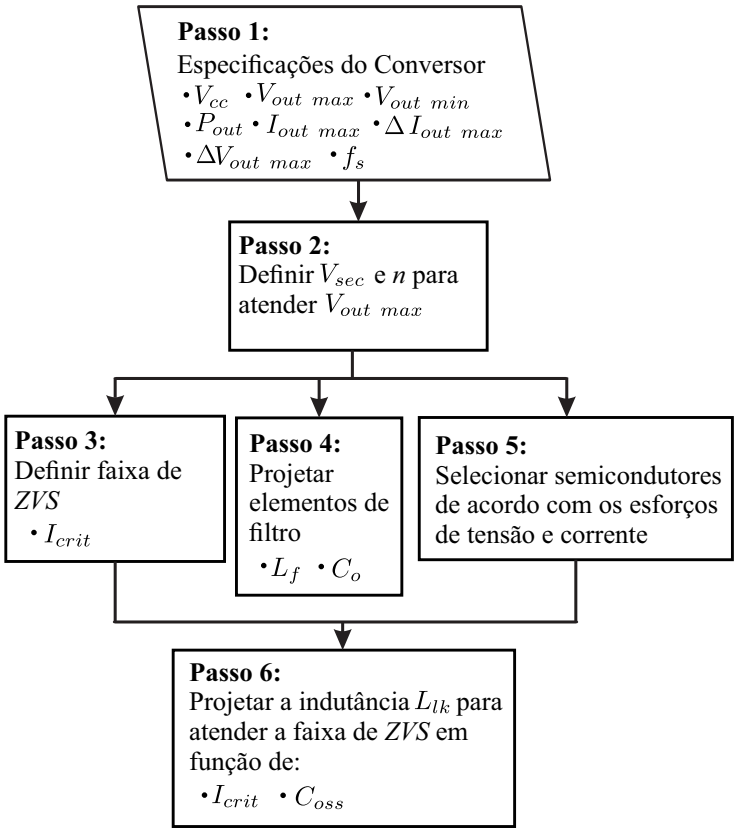
Considerando uma operação com pequena ondulação, (11) pode ser simplificada, desprezando o termo que multiplica $(1 - D)$, reduzindo a expressão que relaciona $D$ e $D_{ef}$ a:

$$D = D_{ef}\left(1 + \frac{4L_{lk}f_s}{R'}\right). \tag{14}$$

## 3.2 PROJETO DE COMPONENTES

O projeto do conversor PSFB precisa levar em consideração os impactos causados pela presença da indutância $L_{lk}$ ao circuito, assim como atender aos critérios necessários à aplicação, que, neste caso, foram parcialmente descritos no Capítulo 2 deste trabalho. A metodologia aplicada para o projeto dos componentes é sumarizada no fluxograma da Figura 24 e os passos adotados são mais bem descritos a seguir.

Figura 24 – Fluxograma de projeto do conversor PSFB.




Fonte: A Autora (2024).

- **Passo 1: Especificações do conversor**

  Primeiro, é necessário especificar os parâmetros do conversor, em que alguns deles já foram delimitados no Capítulo 2, como potência de saída, faixa de tensão de saída, tensão de entrada, ondulação aceitável, entre outros. Uma revisão das especificações selecionadas é mostrada na Tabela 7.

Tabela 7 – Especificações da estação de recarga.

| Parâmetro | Valor |
|---|---|
| $V_{dc}$ | 700 V |
| $V_{out}$ | 250 $\sim$ 920 V |
| $P_{out}$ | 50 kW |
| $I_{out_{max}}$ | 125 A |
| $\Delta I_{out_{max}}$ | 9 A |
| $\Delta V_{out_{max}}$ | 10 V |
| $f_s$ | 50 kHz |

Fonte: A Autora (2024).

- **Passo 2: Definição de $V_{sec}$ e $n$**

  A relação de transformação do transformador é determinada de acordo com a equação a seguir:

  $$n = \frac{V_{sec}}{V_{cc}}, \tag{15}$$

  em que, $V_{sec}$ é a tensão referida ao secundário.

  A escolha desse parâmetro leva em consideração a tensão desejada no secundário para que a faixa de tensão delimitada no Passo 1 seja atingida. Considerando uma tensão máxima de saída de 920 V, um valor de $n = 1,5$ é selecionado, de forma a se atingir uma tensão $V_{sec}$ em torno de 1000 V.

- **Passo 3: Definir faixa de *ZVS***

  Conforme verificado na sessão anterior, para determinados valores de $L_{lk}$ e $C_{oss}$, pode-se encontrar um valor de corrente crítico, $I_{crit}$ de forma a que o *ZVS* ainda ocorra. Considerando uma aproximação por pequenas ondulações, um valor proporcional à corrente média da carga, $I_o$ é selecionado, conforme descrito na equação abaixo:

  $$I_{crit} = n \cdot I_{o,crit}, \tag{16}$$

  em que, $I_{o,crit}$ é corrente entregue à carga e $I_{crit}$ é o valor da corrente refletido ao primário e que passa pela indutância $L_{lk}$.

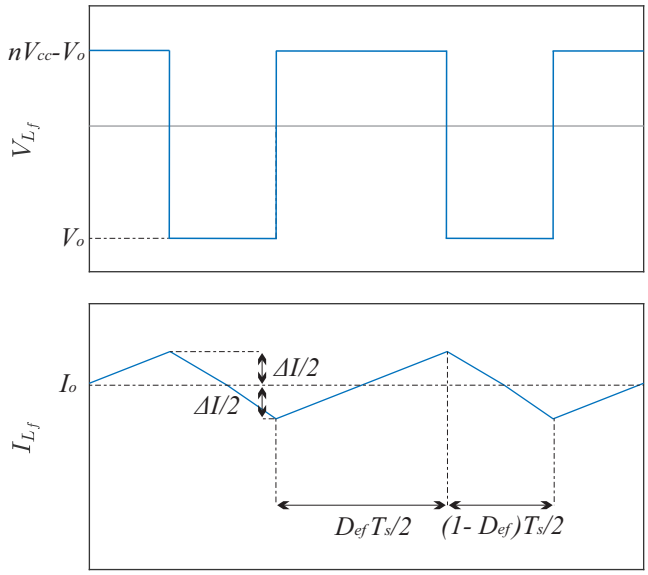
  Na aplicação em questão, o conversor precisa atender dois tipos de carga: veículos com baterias de 400 V com corrente máxima de 125 A e veículos com baterias de 800 V com uma corrente máxima de 62,5 A. De forma a atender o critério de ZVS a pelo menos 50% da carga para baterias de 800 V, escolhe-se um $I_{o,crit} = 31,25$ A. Dessa forma, tem-se que:

  $$I_{crit} = 1,5 \cdot 31,25 = 46,87A. \tag{17}$$

- **Passo 4: Projetar elementos de filtro**

Para atender as especificações de ondulação de tensão e de corrente explicitados na Tabela 7 a operação do secundário do conversor precisa ser melhor analisada. Pela Figura 25, percebe-se que durante o período $D_{ef}T_s/2$ a tensão aplicada ao indutor $L_f$ é $nV_{cc} - V_o$. Já durante o intervalo de tempo $(1 - D_{ef})T_s/2$, a tensão aplicada ao indutor $L_f$ é $-V_o$.

Figura 25 – Tensão e corrente no indutor $L_f$ do conversor PSFB.




Fonte: A Autora (2024).

O indutor necessário para que o requisito de ondulação de corrente seja atendido pode, então, ser obtido pela seguinte equação:

$$v_{L_f} = L_f \frac{di_{L_f}}{dt}. \tag{18}$$

Logo, ao considerar o intervalo de tempo $(1 - D_{ef})T_s/2$, tem-se que:

$$v_{L_f} = -V_o = L_f \frac{-\Delta I}{(1 - D_{ef})T_s/2}. \tag{19}$$

Isolando $V_o$ em (6) e substituindo em (19), chega-se a:

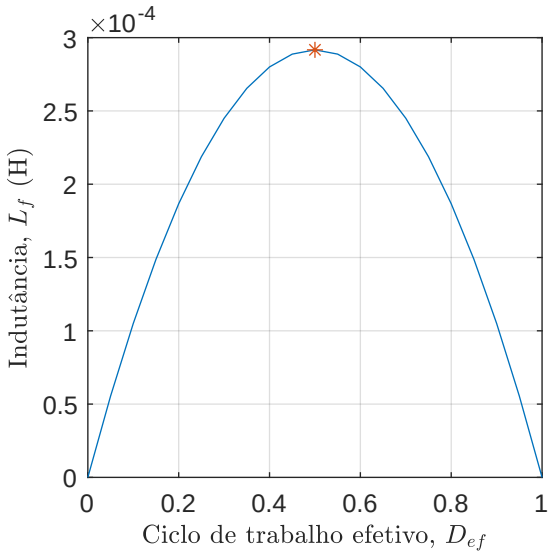
$$-nD_{ef}V_{cc} = L_f \frac{-\Delta I}{(1 - D_{ef})T_s/2} \tag{20}$$

e

$$L_f = \frac{nV_{cc}D_{ef}(1 - D_{ef})}{2f_s\Delta I}. \tag{21}$$

O valor mínimo de $L_f$ que satisfaz os critérios de ondulação, considerando toda a faixa de operação do conversor se dá, então, quando $D_{ef} = 0,5$, conforme pode ser verificado na Figura 26. Vale ressaltar, que, embora esteja representado no gráfico um ciclo de trabalho

Figura 26 – Indutância, $L_f$ vs Ciclo de trabalho efetivo.




Fonte: A Autora (2024).

efetivo de 0 a 1, o valor unitário não é alcançável no PSFB devido a perda de ciclo de trabalho inerente do conversor.

Aplicando os valores já determinados para a tensão do barramento CC, $V_{cc}$, frequência de chaveamento, $f_s$, e ondulação máxima, chega-se ao seguinte valor para a mínima indutância:

$$L_{f,min} = 291,7\mu H \tag{22}$$

Já quanto ao capacitor de filtro, $C_o$, seu valor pode ser determinado pela quantidade de carga, $q$ armazenada no capacitor no período de tempo $T_s/4$, conforme mostra a Figura 27.

Da Figura 27 pode-se inferir que:

$$q = C_o \Delta V = \frac{\Delta I/2 \cdot T_s/4}{2}. \tag{23}$$

Isolando $\Delta I$ de (21) e substituindo em (23), chega-se a:

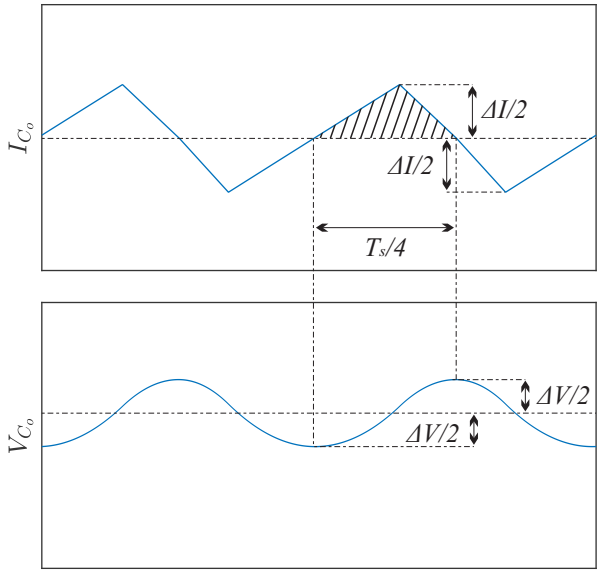
$$C_o = \frac{nV_{cc}D_{ef}(1 - D_{ef})}{32 f_s^2 L_f \Delta V}. \tag{24}$$

De forma similar à equação para $L_f$, o valor mínimo de $C_o$ que satisfaz os critérios de ondulação, considerando toda a faixa de operação do conversor se dá, então, quando $D_{ef} = 0,5$, conforme pode ser verificado na Figura 28.

Aplicando os valores já determinados para a tensão do barramento CC, $V_{cc}$, frequência de chaveamento, $f_s$, e ondulação máxima, chega-se ao seguinte valor para a mínima capacitância:

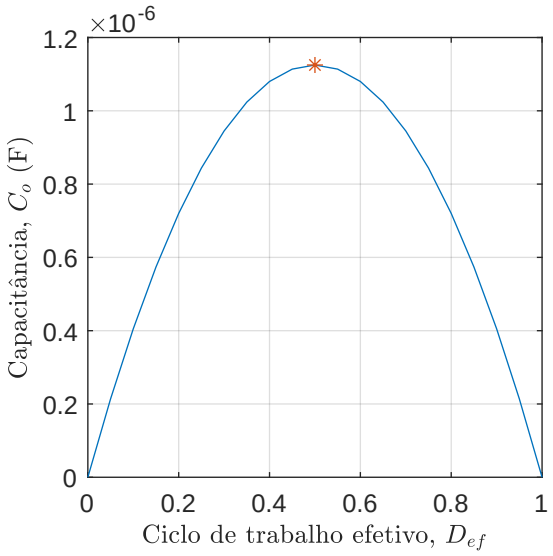
$$C_{o,min} = 1,125\mu F \tag{25}$$

Figura 27 – Tensão e corrente no capacitor $C_o$ do conversor PSFB.




Fonte: A Autora (2024).

Figura 28 – Capacitância, $C_o$ vs Ciclo de trabalho efetivo.




Fonte: A Autora (2024).

- **Passo 5: Selecionar semicondutores de acordo com os esforços de tensão e corrente**

  Para que seja possível operar em ZVS, a escolha dos elementos semicondutores é importante, visto que o valor da capacitância parasita das chaves, $C_{oss}$, representa termo importante no cálculo da indutância $L_{lk}$ e no tempo morto, conforme exposto nas equações (2) e (3). Um dos critérios de seleção é avaliando os esforços de tensão e corrente.

  A Tabela 8 traz um resumo dos esforços aplicados aos componentes do conversor, em

função de $V_{cc}$, $n$, $V_{o,pico}$, $I_{o,pico}$ e $\Delta I$.

Tabela 8 – Avaliação dos esforços de tensão e corrente nos elementos do conversor PSFB.

| **Componente** | **Esforço de tensão** | **Esforço de corrente** |
|---|---|---|
| MOSFET | $V_{cc}$ | $n \cdot I_{o,pico}$ |
| Diodo | $n \cdot V_{in}$ | $I_{o,pico}$ |
| Transformador (primário) | $V_{cc}$ | $n \cdot I_{o,pico}$ |
| Transformador (secundário) | $n \cdot V_{cc}$ | $I_{o,pico}$ |
| Inductor, $L_f$ | $n \cdot V_{cc}$ | $I_{o,pico}$ |
| Capacitor, $C_o$ | $V_{o,pico}$ | $\Delta I$ |

Fonte: A Autora (2024).

Logo, para os parâmetros definidos na Tabela 7, assim como a relação de transformação, $n$ selecionada, os esforços de tensão e corrente nos elementos podem ser estimados e são mostrados na Tabela 9.

Tabela 9 – Estimação numérica dos esforços de tensão e corrente nos elementos do conversor PSFB.

| **Componente** | **Esforços de tensão** | **Esforços de corrente** |
|---|---|---|
| MOSFET | 700 V | 194,25 A |
| Diodo | 1050 V | 129,5 A |
| Transformador (primário) | 700 V | 194,25 A |
| Transformador (secundário) | 1050 V | 129,5 A |
| Indutor, $L_f$ | 1050 V | 129,5 A |
| Capacitor, $C_o$ | 1050 V | ±4,5 A |

Fonte: A Autora (2024).

Um semicondutor apto para a aplicação seria o SiC MOSFET BSM300D12P2E001, que apresenta tensão de bloqueio de 1200V, capacidade de corrente de 300A e uma capacitância de saída $C_{oss} = 2,1$ nF (ROHM, s.d.). Esse valor é utilizado como base para o próximo passo, assim como na validação do projeto.

- **Passo 6: Projetar indutância $L_{lk}$**

  A indutância $L_{lk}$ deve ser projetada de forma que seja possível operar com *ZVS* na faixa de operação escolhida. Logo, isolando $L_{lk}$ em (2) e fazendo $I_2 = I_{crit}$, determinado no Passo 3. Encontra-se a seguinte expressão:

$$L_{lk} > \frac{2}{I_{crit}^2}(\frac{4}{3}C_{oss}V_{cc}^2). \tag{26}$$

Tomando como base os valores determinados na Tabela 7, assim como o valor de $C_{oss}$ retirado do datasheet do SiC MOSFET BSM300D12P2E001, tem-se que:

$$L_{lk} > 1,25\mu H. \tag{27}$$

Adicionalmente, um tempo morto adequado também deve ser determinado para que ocorra o *ZVS*, conforme exposto em (3). Logo,

$$t_d > \frac{\pi}{2}\sqrt{L_{lk}C_{oss}} = 81ns. \tag{28}$$

A Tabela 10 resume os parâmetros obtidos pela metodologia de projeto aplicada.

Tabela 10 – Parâmetros obtidos com a metodologia de projeto para o conversor PSFB.

| **Parâmetro** | **Valor** |
|---|---|
| $n$ | 1,5 |
| $V_{sec}$ | 1050 V |
| $L_f$ | 300 $\mu$H |
| $C_o$ | 1,25 $\mu$F |
| $L_{lk}$ | 1,25 $\mu$H |
| $C_{oss}$ | 2,1 nF |

Fonte: A Autora (2024).

## 3.3 VALIDAÇÃO DO PROJETO

O conversor PSFB projetado na seção anterior foi simulado no *software* PSIM, utilizando os parâmetros expostos nas Tabelas 7 e 10, de forma a verificar a atuação do conversor em alguns pontos de operação retirados de uma curva de carga característica de baterias de veículos elétricos. Para isso, três pontos foram selecionados, conforme mostra a Figura 29.

O ponto de operação $P_1$ representa o momento em que a bateria do veículo requisita corrente máxima, enquanto o nível de tensão ainda está em um patamar baixo. O ponto $P_2$ ilustra a situação em que a tensão da bateria chega a um nível em que a potência entregue pelo carregador é limitada pela máxima potência. Por fim, o ponto $P_3$ representa o estágio em que a bateria atinge a tensão de flutuação e a corrente demandada pelo veículo é reduzida.

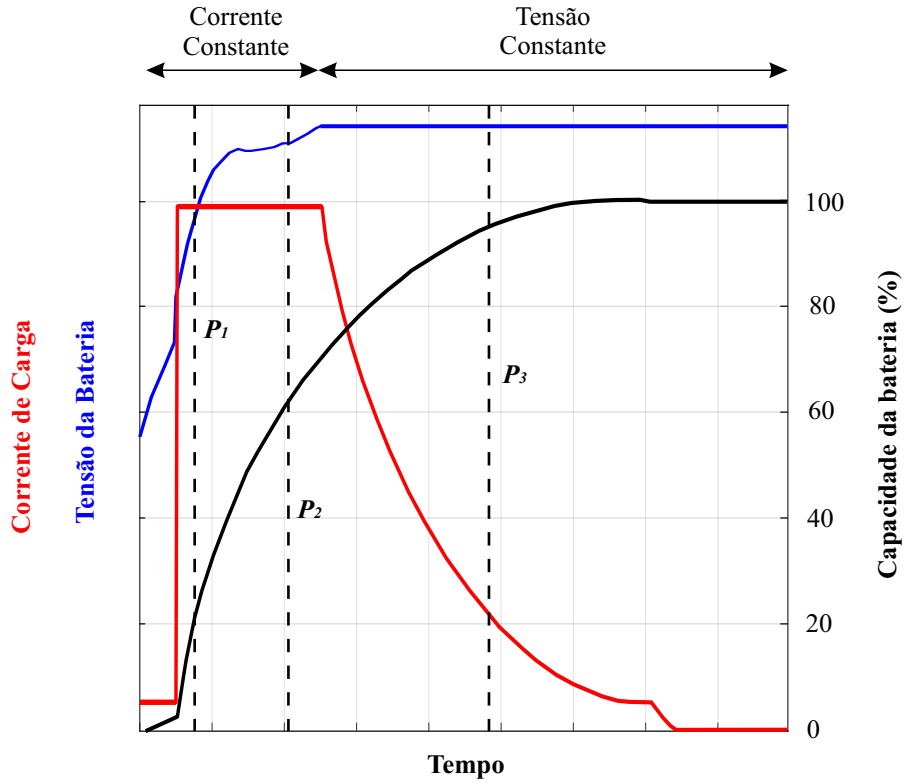
Para que fosse possível simular os pontos de operação citados, cargas resistivas equivalentes foram aplicadas na saída do conversor. Assim como a defasagem aplicada foi encontrada por meio das equações (6) e (14), resultando em:

$$D = 180 \cdot \left(\frac{V_o}{nV_{cc}}\left(1 + \frac{4L_{lk}f_s}{R'}\right)\right). \tag{29}$$

Os valores de tensão e corrente selecionados para a representação dos três pontos de operação em baterias de 400 V e 800 V, assim como a defasagem aplicada para sua obtenção

são expostos na Tabela 11. Conforme verificado ao analisar a operação do conversor PSFB, percebe-se que com o aumento da tensão de saída requerida, a defasagem, $D$, demandada pelo conversor é maior.

Figura 29 – Pontos de operação selecionados no perfil de carga CC-CV.




Fonte: Adaptado de Deng et al. (2014).

Tabela 11 – Valores de tensão e corrente dos pontos de operação $P_1$, $P_2$ e $P_3$.

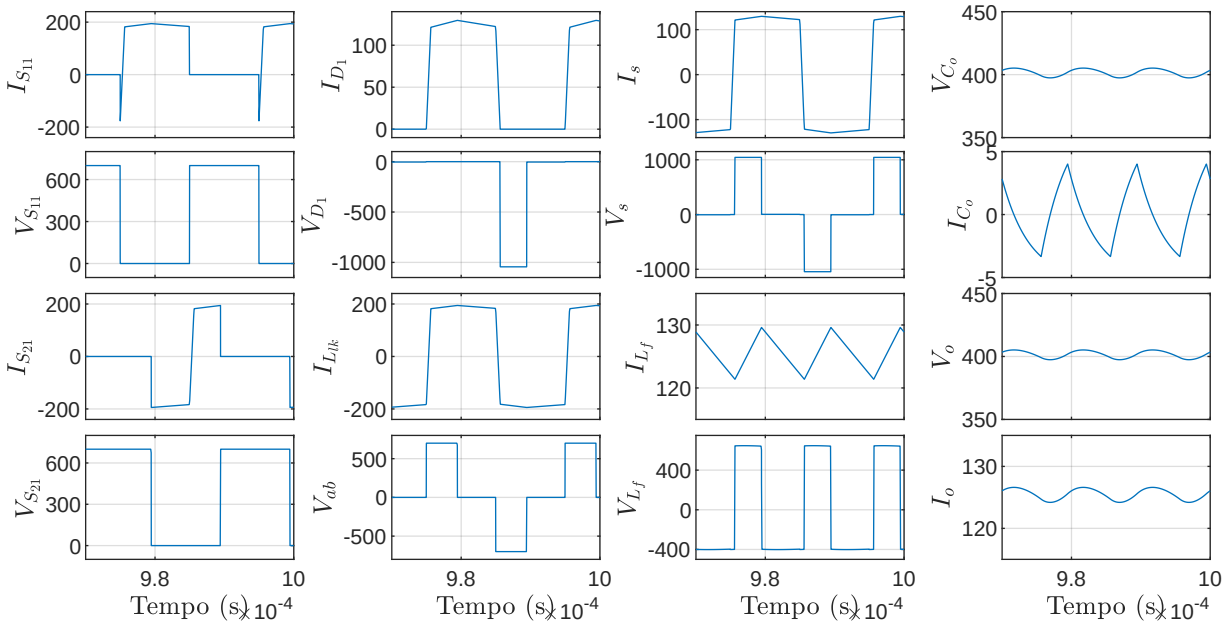
| **Ponto de operação** | **400 V BEV** | | | | **800 V BEV** | | | |
|---|---|---|---|---|---|---|---|---|
| | $V_o$ | $I_o$ | $R_o$ | D | $V_o$ | $I_o$ | $R_o$ | D |
| $P_1$ | 300 V | 125 A | 2,4 Ω | 63,45º | 600 V | 62,5 A | 9,6 Ω | 108,88º |
| $P_2$ | 400 V | 125 A | 3,2 Ω | 80,63º | 800 V | 62,5 A | 12,8 Ω | 143,17º |
| $P_3$ | 450 V | 30 A | 15 Ω | 80,04º | 900 V | 15 A | 60 Ω | 155,73º |

Fonte: O Autor (20323).

O conversor PSFB atendeu a todos os três pontos da curva de carva e as formas de onda do ponto de operação $P_2$ para cada modelo de veículo podem ser verificadas nas Figuras 30 e 31. Em concordância com o verificado nos modos de operação do conversor PSFB, percebe-se que os esforços de tensão aplicados aos elementos semicondutores (MOSFETs e diodos), assim como

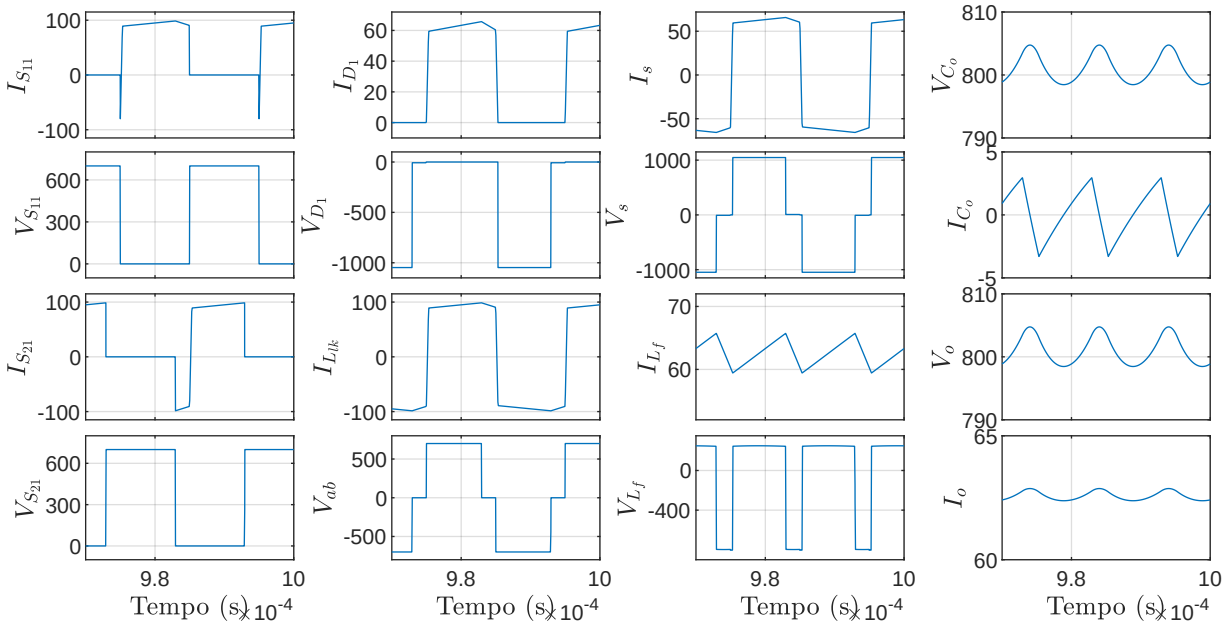
nos enrolamentos do transformador e indutor de filtro são iguais, variando apenas o intervalo de tempo a que os níveis de tensão superior e inferior são submetidos. No entanto, como o capacitor de saída é conectado em paralelo com a carga, o esforço de tensão aplicado a ele é maior quando conectado a veículos de 800 V.

Figura 30 – Formas de onda do conversor PSFB com $V_o = 400V$ e $I_o = 125A$.




Fonte: A Autora (2024).

Figura 31 – Formas de onda do conversor PSFB com $V_o = 800V$ e $I_o = 62,5A$.



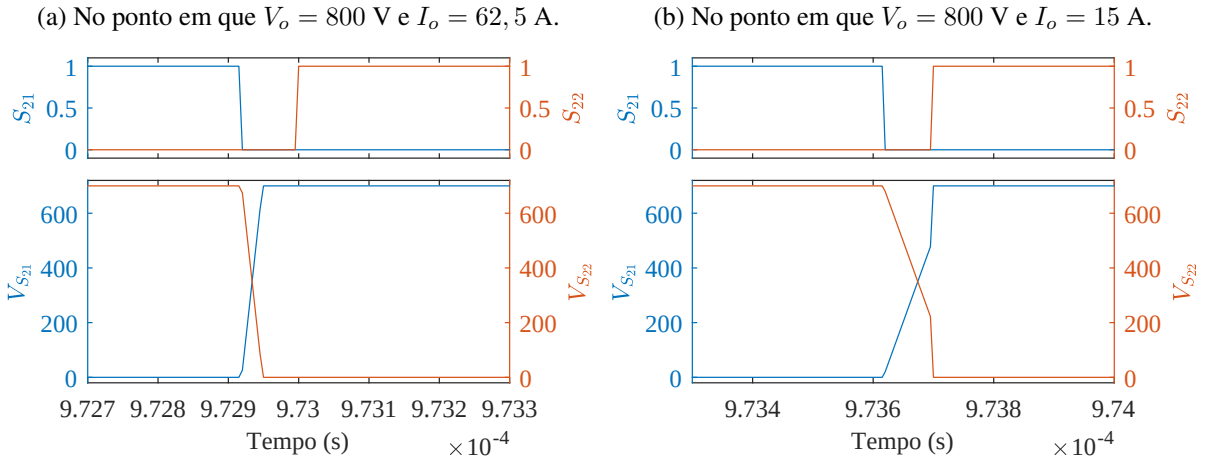

Fonte: A Autora (2024).

Em contrapartida, percebe-se um maior esforço de corrente ao atender veículos de 400 V, visto que ao atender veículos dessa faixa de tensão há a possibilidade de operar com correntes

maiores, respeitando o limite de potência de 50 kW, o que causa um maior esforço nos elementos semicondutores e passivos do conversor. É possível notar uma maior ondulação de corrente no indutor na Figura 30 do que na Figura 31, em concordância com a equação de projeto do indutor de filtro $L_f$, quanto mais próximo de $D = 0,5$, ou seja, $\phi = 90º$, maior a ondulação de corrente para o mesmo valor $L_f$. No entanto, apresenta limites dentro do máximo permitido.

A perda de comutação a tensão zero no ponto $P_3$ foi comparada com a comutação no ponto $P_2$ para sistemas os de 800 V, conforme mostra a Figura 32. Percebe-se que com o diminuição da corrente o indutor não consegue armazenar energia suficiente para carregar/descarregar as capacitâncias parasitas e o ZVS é perdido.

Figura 32 – Comutação nas chaves do conversor PSFB.




Fonte: A Autora (2024).

### 3.3.1 Capacitância Parasita dos Diodos e Circuito de *Snubber*

Conforme mencionado no capítulo 2, uma das desvantagens no conversor PSFB é a necessidade de *snubbers* para que o sobressinal apresentado após a retificação seja atenuado. Até então, os resultados apresentados não consideraram a capacitância parasita dos diodos do secundário, por isso, essa oscilação não foi representada nas Figuras 30 e 31. Nesta subseção os resultados serão reavaliados considerando a capacitância parasita dos diodos, assim como o circuito de *snubber* adicionado à saída do retificador.

Considerando os esforços de tensão e de corrente expostos na Tabela 9, um diodo apto para a aplicação seria o SiC DIODE MSCDC200A170D1PAG, que apresenta uma tensão de bloqueio de 1700V, capacidade de corrente de 200A e uma capacitância de saída $C_d$ =1 nF (MICROSEMI, s.d.). Dentre os circuitos de *snubber* que podem ser utilizados, tem-se o RCD, composto por um resistor, um capacitor e um diodo, conforme mostra a Figura 33.

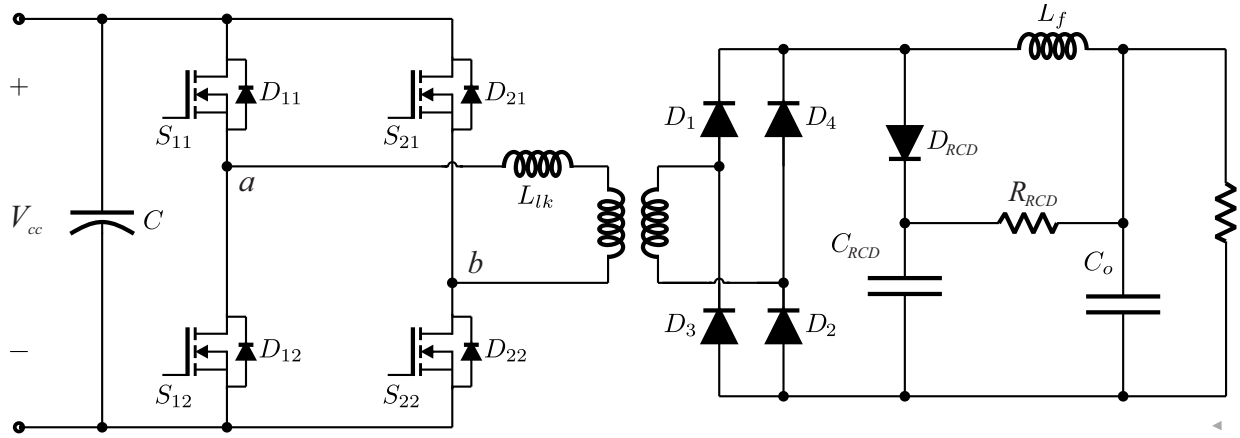
O circuito apresentado tem o objetivo de limitar a tensão de pico do retificador e assim garantir sua operação segura. Utilizando a metodologia proposta por Lin e Chen (1998), o valor

de $R_{RCD}$ pode ser obtido por:

$$R_{RCD} = \frac{(V_{cp} - V_o)(V_{cp} - V_{sec})}{C_d f_s V_{cp}(2V_{sec} - V_{cp})} \tag{30}$$

em que, $V_{cp}$ é o valor em que se deseja limitar a oscilação, $V_o$ é a tensão de saída, $V_{sec} = nV_{cc}$ é a tensão do secundário do transformador de alta frequência, $C_d$ é a capacitância parasita dos diodos e $f_s$ é a frequência de chaveamento.

Figura 33 – Conversor PSFB com circuito de *snubber*.




Fonte: A Autora (2024).

Já o valor de $C_{RCD}$ pode ser obtido por (SHIRSAVAR, s.d.):

$$C_{RCD} = \frac{5}{R_{RCD} f_s}, \tag{31}$$

considerando $V_{cp}$ =1400 V, $V_o$=920 V (o maior valor de tensão da faixa de operação de saída), $V_{sec}$ =1050 V, $C_d$ =1 nF e $f_s$ =50 kHz, chega-se a:

$$R_{RCD} = 1,7k\Omega \tag{32}$$

e

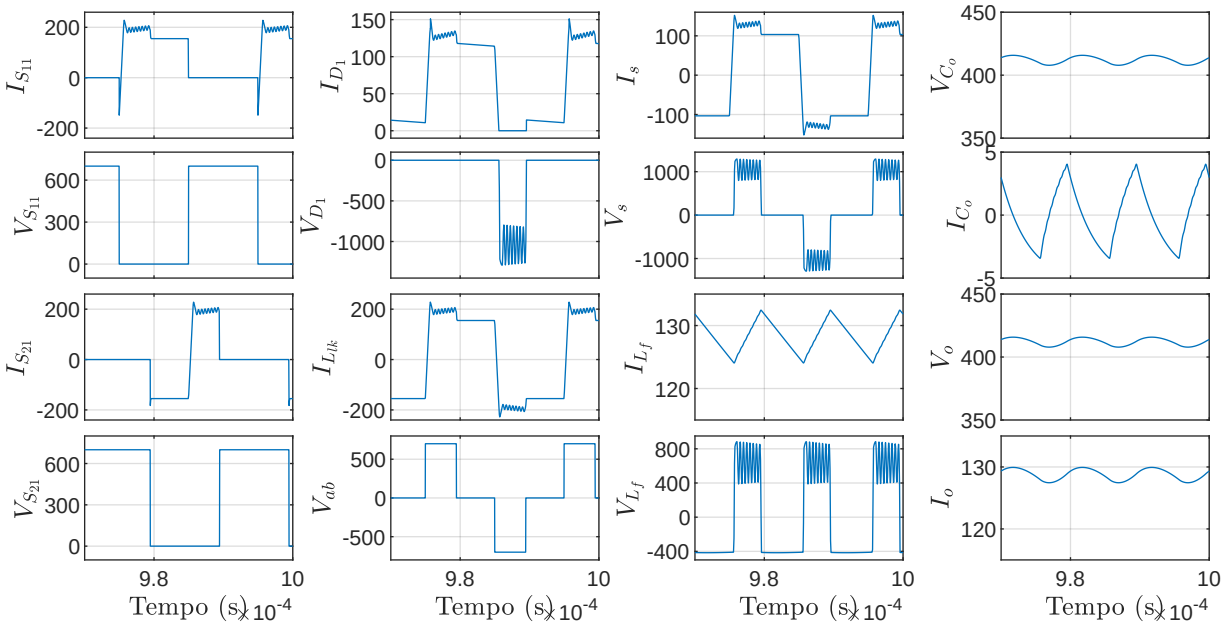
$$C_{RCD} = 60nF. \tag{33}$$

A Figura 34 mostra o comportamento do circuito ao considerar as capacitâncias parasitas dos diodos e circuito de *snubber* ao aplicar a mesma defasagem do ponto de operação $P_2$ e 400 V BEV da Tabela 11.

## 3.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

O conversor *Phase-Shift Full-Bridge* apresenta características desejáveis para aplicações de alta potência, como é o caso do carregamento à corrente contínua. Algumas delas são a maior densidade de potência, capacidade de operar com frequências mais elevadas, e comutação a tensão nula. Apesar de ter um comportamento intrínseco como conversor abaixador, uma ação

Figura 34 – Formas de onda do conversor PSFB considerando a capacitância parasita do diodo e o circuito de *snubber*.




Fonte: A Autora (2024).

elevadora pode ser alcançada ajustando a relação de espiras do transformador de alta frequência, e assim excursionar uma maior faixa de operação.

Neste capítulo, os modos de operação do conversor PSFB são analisados e os aspectos importantes para o atingimento da comutação a tensão nula, como corrente crítica $I_{crit}$, indutor de dispersão $L_{lk}$ e tempo morto $t_d$ são enfatizados. Em seguida, o projeto de componentes do conversor é realizado de forma a atender as especificações da estação de carga pré-determinadas, como faixa de tensão de saída, frequência de chaveamento, limites de ondulação, entre outros, assim como garantir os benefícios da comutação a tensão nula.

Após definição dos parâmetros do conversor, a validação do projeto é realizada tanto para veículos com baterias de 400 V quanto para os de 800 V, considerando três pontos de operação da curva de carga da bateria. Dos resultado obtidos, verifica-se, que o conversor PSFB atende aos requisitos de pré-determinados para a aplicação, assim como consegue alcançar valores de corrente e tensão necessárias para a correta operação da estação de recarga.

Por fim, a consideração das capacitâncias parasitas da ponte retificadora a diodos, assim como o circuito de *snubber* RCD é verificado. Percebe-se que realmente há um comportamento oscilatório na tensão retificada, mostrando a necessidade da aplicação do circuito grampeador. A tensão retificada, no entanto, tem seu pico grampeado pelo circuito de *snubber*, garantindo a integridade da ponte retificadora e a oscilação presente não é transmitida para a carga, graças ao filtro LC de saída. Outros tipos de ciruitos também podem ser utilizados, entretanto, a avaliação de outros tipos de circuitos grampeadores não foi avaliada neste trabalho.

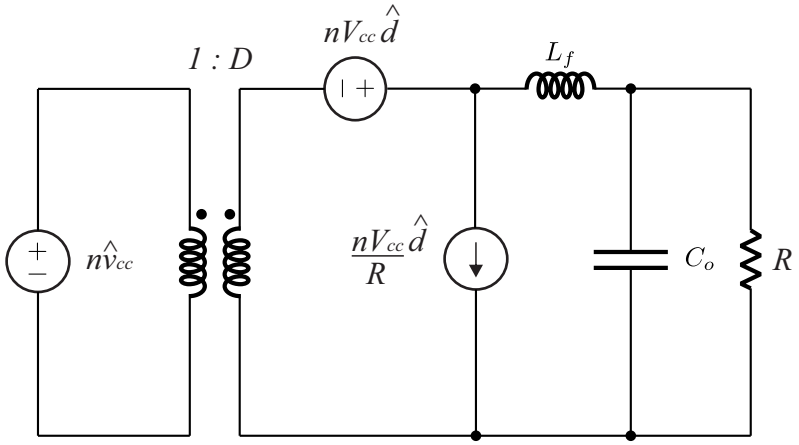
# 4 MODELAGEM E CONTROLE DO CONVERSOR PSFB E VALIDAÇÃO DO MODELO DA BATERIA

Este capítulo aborda a modelagem do conversor PSFB, considerando os impactos da presença da indutância de dispersão em sua dinâmica. O projeto dos controladores é realizado para ambas as condições de operação (corrente constante e tensão constante) considerando os requisitos de controle pré-determinados. Adicionalmente, uma validação do modelo de bateria utilizado no Matlab/Simulink é realizada.

## 4.1 MODELAGEM DO CONVERSOR PSFB

O conversor PSFB pode ser considerado uma derivação do conversor Buck, em que, a variável $D_{ef}$ do PSFB (ciclo de trabalho percebido pelo secundário) é equivalente à variável $D$ do conversor Buck (VLATKOVIC et al., 1992). A modelagem em pequenos sinais do conversor buck pode ser verificada na Figura 35, na qual os efeitos da indutância de dispersão não são considerados. O ciclo de trabalho $D$ aplicado nas chaves é o mesmo percebido pela carga e a relação de transformação $n$ é unitária, visto que no conversor Buck, o transformador de alta frequência não existe.

Figura 35 – Modelo de pequenos sinais do conversor buck.



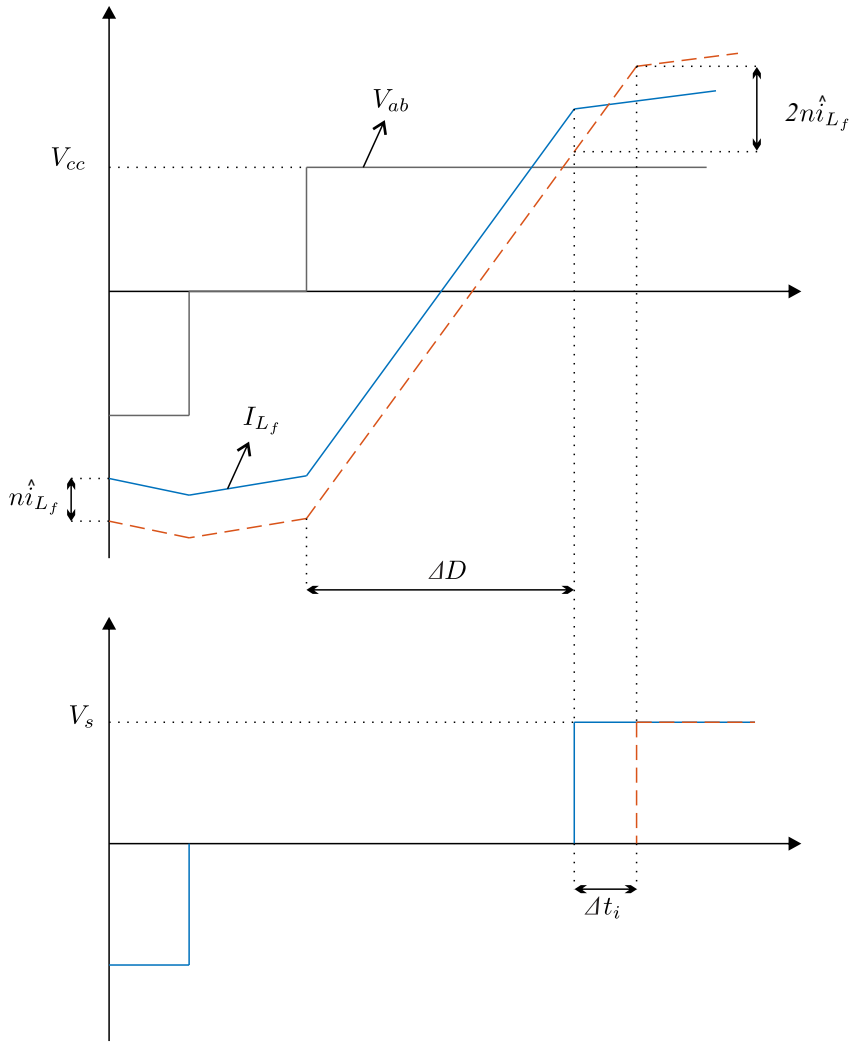

Fonte: Adaptado de Vlatkovic et al. (1992).

Já tratando-se do conversor PSFB, os impactos da indutância de dispersão, $L_{lk}$, frequência de chaveamento, $f_s$, corrente no indutor, $\hat{i}_L$, tensão de entrada, $\hat{v}_{cc}$, e do ciclo de trabalho, $\hat{d}$, no ciclo de trabalho efetivo, $\hat{d}_{ef}$, precisam ser considerados para a derivação do seu modelo de pequenos sinais. No estudo realizado por Vlatkovic et al. (1992), o modelo do conversor PSFB é obtido a partir do modelo do conversor Buck, adicionando a ele os efeitos introduzidos pela modulação e indutância de dispersão. Um maior detalhamento das considerações para se chegar ao modelo final é exposto a seguir.

### 4.1.1 Impacto da variação da corrente do indutor $L_f$ no ciclo de trabalho

Quando a operação do conversor é perturbada com uma variação positiva na corrente do indutor, a corrente do primário irá seguir o trajeto da linha tracejada da Figura 36, mantendo a inclinação de $V_{cc}/L_{lk}$. Isso faz com que haja uma redução do ciclo de trabalho efetivo em $\Delta t_i$, visto que só haverá transferência de potência quando o a corrente do primário atingir o nível de corrente do secundário.

Figura 36 – Impacto da variação da corrente do indutor no ciclo de trabalho efetivo.




Fonte: Adaptado de Vlatkovic et al. (1992).

Considerando a taxa de inclinação e a variação da corrente, o aumento da perda de ciclo de trabalho pode ser calculado por:

$$\Delta t_i = 2n\hat{i}_{L_f}\frac{L_{lk}}{V_{cc}}. \tag{1}$$

Com isso, também pode-se chegar à equação da mudança do ciclo de trabalho efetivo, $d_{ef}$,

causado pela variação da corrente do indutor, denominada de $\hat{d}_i$:

$$\hat{d}_i = -\frac{\Delta t_i}{T_s/2} = -\frac{4nL_{lk}f_s}{V_{cc}}\hat{i}_{L_f}. \tag{2}$$

Determinando $R_d = 4n^2 L_{lk} f_s$, pode-se reduzir a equação para:

$$\hat{d}_i = -\frac{R_d}{nV_{cc}}\hat{i}_{L_f}, \tag{3}$$

em que o sinal negativo demonstra que um aumento da corrente de saída ocasionará em uma redução do ciclo de trabalho efetivo, $d_{ef}$.

### 4.1.2 Impacto da variação da tensão de entrada $V_{cc}$ no ciclo de trabalho

Quando a operação do conversor é perturbada com uma variação positiva na tensão de entrada, a corrente do primário irá seguir o trajeto da linha tracejada da Figura 37, em que a inclinação da variação da corrente $i_{L_{lk}}$ é alterada para uma forma mais íngreme, devido ao aumento da tensão $V_{cc}$. Isso faz com que haja um aumento do ciclo de trabalho efetivo em $\Delta t_v$, já que a corrente do primário atinge o nível de corrente do secundário em um intervalo de tempo menor.

A variação do ciclo de trabalho efetivo pode ser calculado por:

$$\begin{aligned}\Delta t_v &= n\left(2I_{L_f} - \frac{V_o}{L_f}(1-D)\frac{T_s}{2}\right)\left(\frac{L_{lk}}{V_{cc}} - \frac{L_{lk}}{V_{cc}+\hat{v}_{cc}}\right) \\ &= n\left(2I_{L_f} - \frac{V_o}{L_f}(1-D)\frac{T_s}{2}\right)\frac{L_{lk}}{V_{cc}\left(V_{cc}+\hat{v}_{cc}\right)}\hat{v}_{cc}.\end{aligned} \tag{4}$$

Considerando que $V_{cc} >> \hat{v}_{cc}$, pode-se simplificar o termo de multiplicação externo à (4), obtendo:

$$\Delta t_v = n\left(2I_{L_f} - \frac{V_o}{L_f}(1-D)\frac{T_s}{2}\right)\frac{L_{lk}}{V_{cc}^2}\hat{v}_{cc}. \tag{5}$$

Com isso, também pode-se chegar à equação da mudança do ciclo de trabalho efetivo, $d_{ef}$, devido a essa variação, denominada de $\hat{d}_v$:

$$\hat{d}_v = \frac{\Delta t_v}{T_s/2} = \left(I_{L_f} - \frac{V_o}{L_f}(1-D)\frac{T_s}{4}\right)\frac{4nL_{lk}f_s}{V_{cc}^2}\hat{v}_{cc}. \tag{6}$$

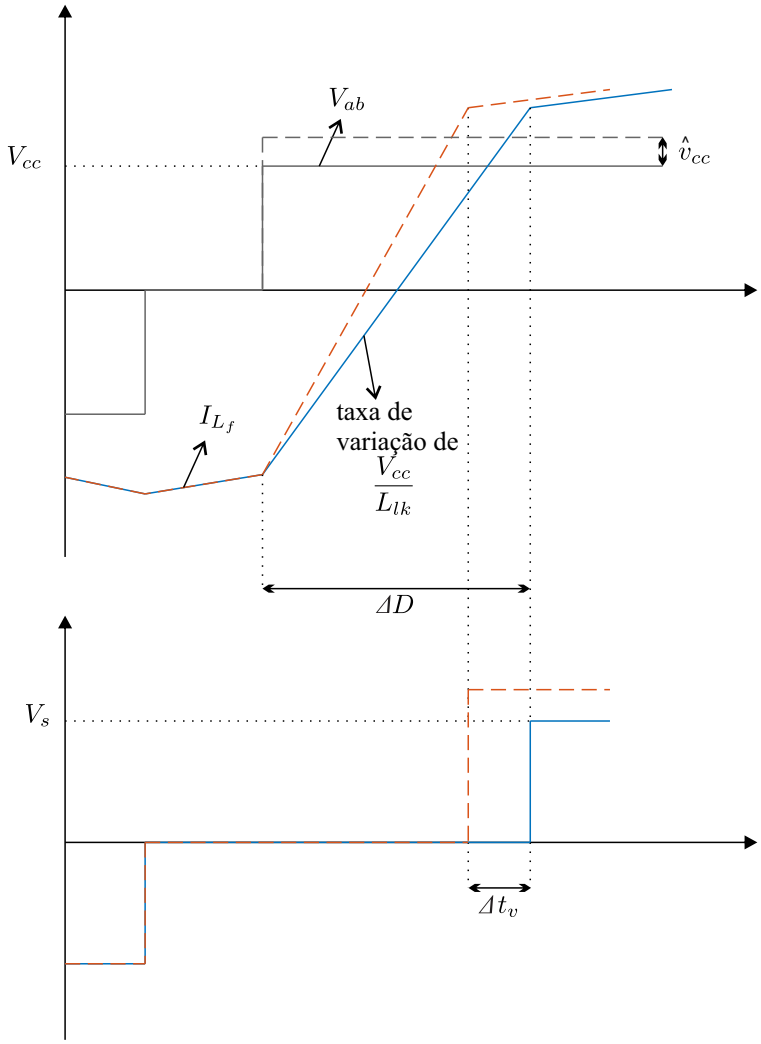
Considerando que o conversor opera sob a condição de pequenas ondulações, o termo que multiplica $(1-D)$ pode ser desconsiderado, simplificando a expressão para:

$$\begin{aligned}\hat{d}_v &= \frac{4nL_{lk}f_sI_{L_f}}{V_{cc}^2}\hat{v}_{cc} \\ &= \frac{R_dI_{L_f}}{nV_{cc}^2}\hat{v}_{cc}.\end{aligned} \tag{7}$$

Ao incorporar os efeitos expostos no modelo de pequenos sinais, substitui-se a variável $\hat{d}$ do modelo do conversor Buck, pela variável $\hat{d_{ef}}$, formada pela composição de $\hat{d}$, $\hat{d}_i$ e $\hat{d}_v$, conforme mostrado a seguir:

$$\hat{d_{ef}} = \hat{d} + \hat{d}_i + \hat{d}_v. \tag{8}$$

Figura 37 – Impacto da variação da tensão de entrada no ciclo de trabalho efetivo.




Fonte: Adaptado de Vlatkovic et al. (1992).

Com isso, o modelo de pequenos sinais pode ser obtido a partir do modelo do conversor Buck, conforme mostra a Figura 38, em que $n$, nesse caso deixa de ser unitário e passa a representar a relação de transformação do transformador de alta frequência do conversor PSFB.

A partir do modelo encontrado, as funções de transferência que relacionam a tensão de saída pela variável de controle $\left(\hat{v}_o/\hat{d}\right)$ e a corrente de saída pela variável de controle $\left(\hat{i}_{L_f}/\hat{d}\right)$ podem ser obtidas.

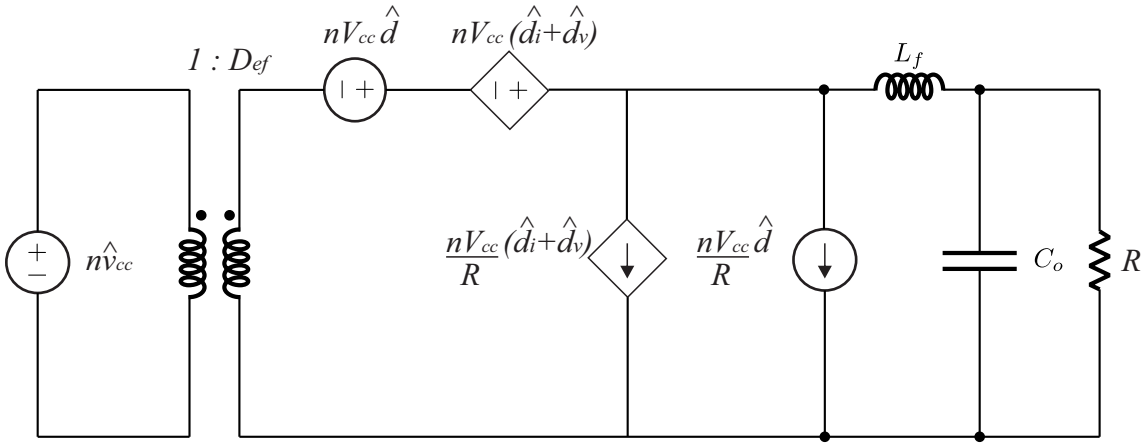
Pela lei das malhas do circuito da Figura 38, tem-se que:

$$nD_{ef}\hat{v}_{cc} + nV_{cc}\left(\hat{d} + \hat{d}_i + \hat{d}_v\right) = sL_f\hat{i}_{L_f} + \hat{v}_o, \tag{9}$$

em que

$$\hat{i}_{L_f} = \frac{\hat{v}_o}{C_o//R}. \tag{10}$$

Figura 38 – Modelo de pequenos sinais do conversor PSFB.




Fonte: Adaptado de Vlatkovic et al. (1992).

Substituindo (3), (7) e (10) em (11), tem-se que:

$$nD_{ef}\hat{v}_{cc} + nV_{cc}\left(\hat{d} - \frac{R_d}{nV_{cc}}\frac{\hat{v}_o}{C_o//R} + \frac{R_d I_{L_f}}{nV_{cc}}\hat{v}_{cc}\right) = sL_f\hat{i}_{L_f} + \hat{v}_o. \tag{11}$$

Para obter a relação entre $\hat{v_o}$ e $\hat{d}$, despreza-se a perturbação em $\hat{v}_{cc}$, obtendo-se então:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = nV_{cc}\frac{C_o//R}{R_d + sL_f + C_o//R}. \tag{12}$$

Denominando a impedância de entrada do filtro de saída como $Z_f$, em que

$$Z_f = sL_f + C_o//R = \frac{R\left(1 + s\frac{L_f}{R} + s^2L_fC_o\right)}{1 + sRC_o}, \tag{13}$$

e a função de transferência do filtro de saída como $H_o$, em que

$$H_o = \frac{C_o//R}{C_o//R + sL_f} = \frac{1}{1 + s\frac{L_f}{R} + s^2L_fC_o}, \tag{14}$$

pode-se reduzir (12) em:

$$\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}} = nV_{cc}H_o\frac{Z_f}{R_d + Z_f}. \tag{15}$$

De forma similar, pode-se obter a relação entre $\hat{i}_{L_f}$ e $\hat{d}$ substituindo (3), (7) e (10) em (11) de forma a obter:

$$nD_{ef}\hat{v}_{cc} + nV_{cc}\left(\hat{d} - \frac{R_d}{nV_{cc}}\hat{i}_{L_f} + \frac{R_d I_{L_f}}{nV_{cc}}\hat{v}_{cc}\right) = sL_f\hat{i}_{L_f} + (C_o//R)\,\hat{i}_{L_f}. \tag{16}$$

Desprezando a perturbação em $\hat{v}_{cc}$, obtém-se:

$$\frac{\hat{i}_{L_f}}{\hat{d}} = nV_{cc}\frac{1}{R_d + sL_f + C_o//R}. \tag{17}$$

Reescrevendo em função de $Z_f$, chega-se à seguinte função de transferência para $\hat{i}_{L_f}/\hat{d}$:

$$\frac{\hat{i}_{L_f}}{\hat{d}} = nV_{cc}\frac{1}{R_d + Z_f}. \tag{18}$$

Vale salientar que as funções de transferências encontradas em (15) e (18) considera a função de entrada $\hat{d}$ variando entre 0 e 1. No caso em que se deseje operar com a função de entrada representando a defasagem entre os braços do inversor de ponte completa, variando entre 0º e 180º, as expressões precisam ser divididas por 180.

### 4.1.3 Validação da modelagem

O modelo do conversor PSFB foi validado no ambiente de simulação Matlab/Simulink utilizando os parâmetros da Tabela 12. O valor da resistência é escolhido de forma a limitar a potência de saída à máxima potência do circuito, de 50 kW.

Tabela 12 – Parâmetros utilizados para validação da modelagem

| **Característica** | **Especificação** |
|---|---|
| $V_{cc}$ | 700 V |
| $V_o$ | 400 V / 800 V |
| $n$ | 1,5 |
| $L_{lk}$ | 1,25 $\mu$H |
| $f_s$ | 50 kHz |
| $L_f$ | 300 $\mu$H |
| $C_o$ | 1,25 $\mu$F |
| $R$ | 3,2 Ω / 12,8 Ω |

Fonte: A Autora (2024).

As funções de transferência encontradas, considerando a defasagem como função de entrada, substituindo os valores da Tabela 12, são, portanto:

$$G_{vd_{400}} = \frac{1,556 \cdot 10^{10}}{s^2 + 2,519 \cdot 10^5 s + 3,135 \cdot 10^9}, \tag{19}$$

$$G_{id_{400}} = \frac{1,944 \cdot 10^4 s + 4,861 \cdot 10^9}{s^2 + 2,519 \cdot 10^5 s + 3,135 \cdot 10^9}, \tag{20}$$

$$G_{vd_{800}} = \frac{1,556 \cdot 10^{10}}{s^2 + 6,438 \cdot 10^4 s + 2,784 \cdot 10^9}, \tag{21}$$

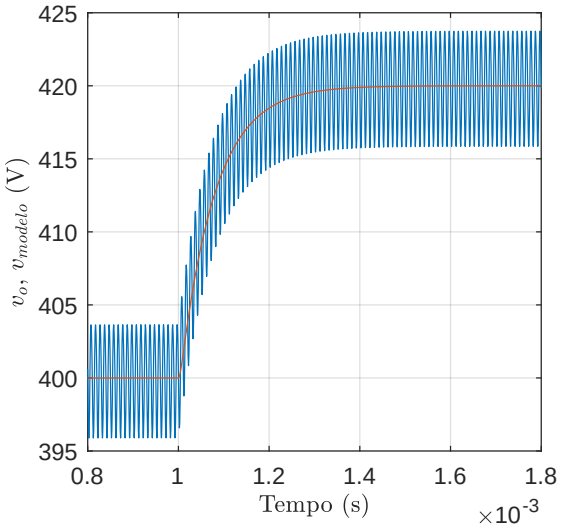
e

$$G_{id_{800}} = \frac{1,944 \cdot 10^4 s + 1,215 \cdot 10^9}{s^2 + 6,438 \cdot 10^4 s + 2,784 \cdot 10^9}. \tag{22}$$

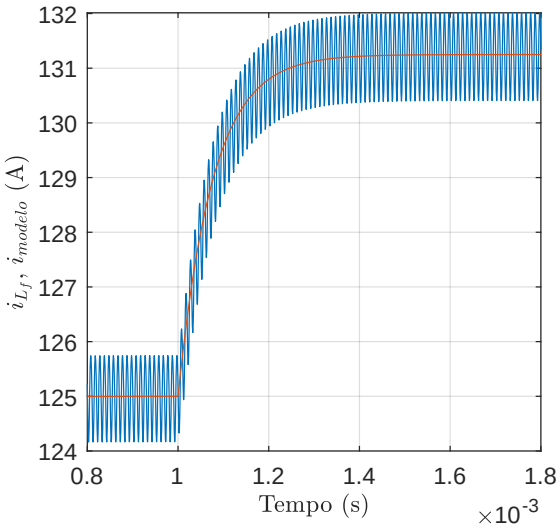
A validação dos modelos foi realizada aplicando um degrau de 5% na defasagem, $D$, e pode ser verificada da Figura 39.

Figura 39 – Validação do modelo do conversor PSFB para uma variação da defasagem de 5%.

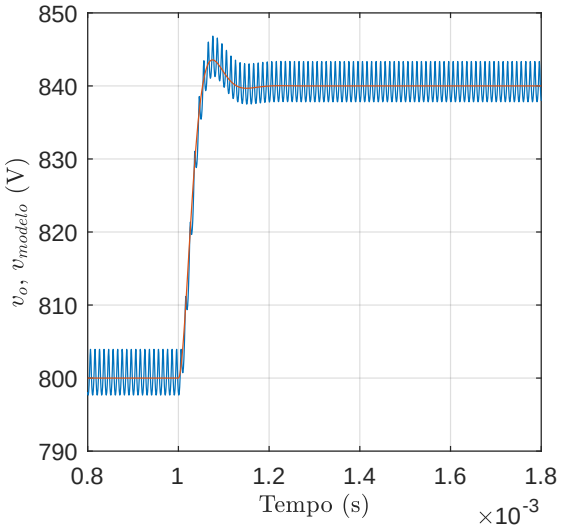
(a) $G_{id}$ - 400V.



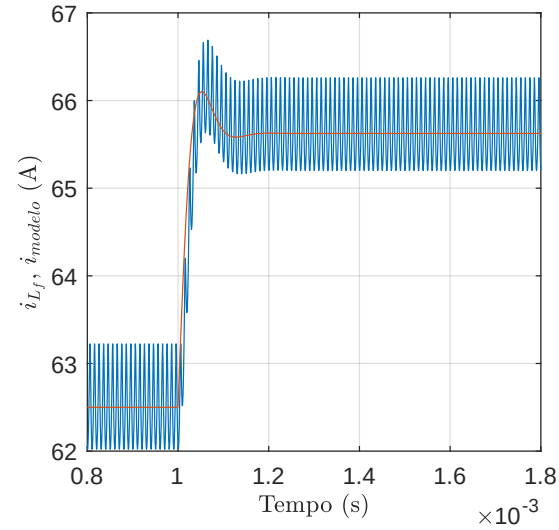

(b) $G_{vd}$ - 400V.




(c) $G_{id}$ - 800V.




(d) $G_{vd}$ - 800V.

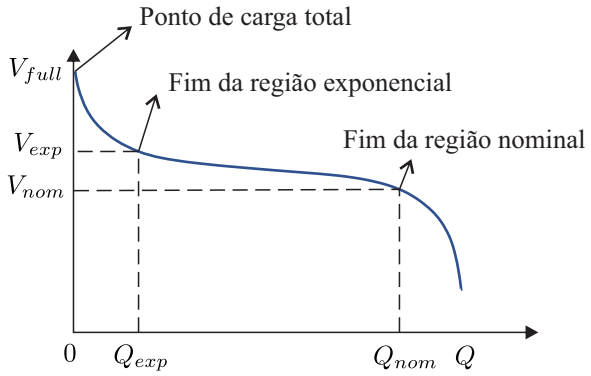



Fonte: A Autora (2024).

## 4.2 MODELAGEM DA BATERIA

O modelo de bateria utilizado foi o do próprio *software* Matlab e posteriormente avaliado por Tremblay e Dessaint (2009), que consiste em uma fonte de tensão variável ($E_{bat}$) em série com uma resistência interna ($R_{bat}$). No modelo, o comportamento da bateria é emulado a partir de um conjunto de equações derivado da característica da curva de descarga. Para isso, três pontos da curva são utilizados, conforme mostra a Figura 40: o ponto de carga total, o fim da região exponencial e o fim da região nominal (quando a tensão começa a decrescer rapidamente).

Figura 40 – Característica típica do processo de descarga.




Fonte: Adaptado de Campagna et al. (2020).

As tecnologias de baterias que o modelo se propõe a representar são as de chumbo-ácido, íons de lítio e Níquel de Cádmio, no entanto, o cálculo da tensão interna da bateria, para a representação das curvas de carga e descarga, difere para cada uma delas. Como a tecnologia de bateria mais utilizada em veículos elétricos são as de íons de lítio, essa foi a tecnologia escolhida para prosseguir com a validação.

O modelo utiliza a seguinte equação para representar o comportamento da tensão interna, $E_{bat}$, para baterias de íons de lítio no modo de carga:

$$E_{bat} = E_o - \underbrace{K\frac{Q}{it + 0,1 \cdot Q}}_{(1)} \cdot i^* - \underbrace{K\frac{Q}{Q - it}}_{(2)} \cdot it + Ae^{-B \cdot it} \tag{23}$$

e a seguinte equação para representar o comportamento da tensão interna, $E_{bat}$, no modo de descarga:

$$E_{bat} = E_o - \underbrace{K\frac{Q}{Q - it}}_{(3)} \cdot i^* - \underbrace{K\frac{Q}{Q - it}}_{(4)} \cdot it + Ae^{-B \cdot it}, \tag{24}$$

em que:

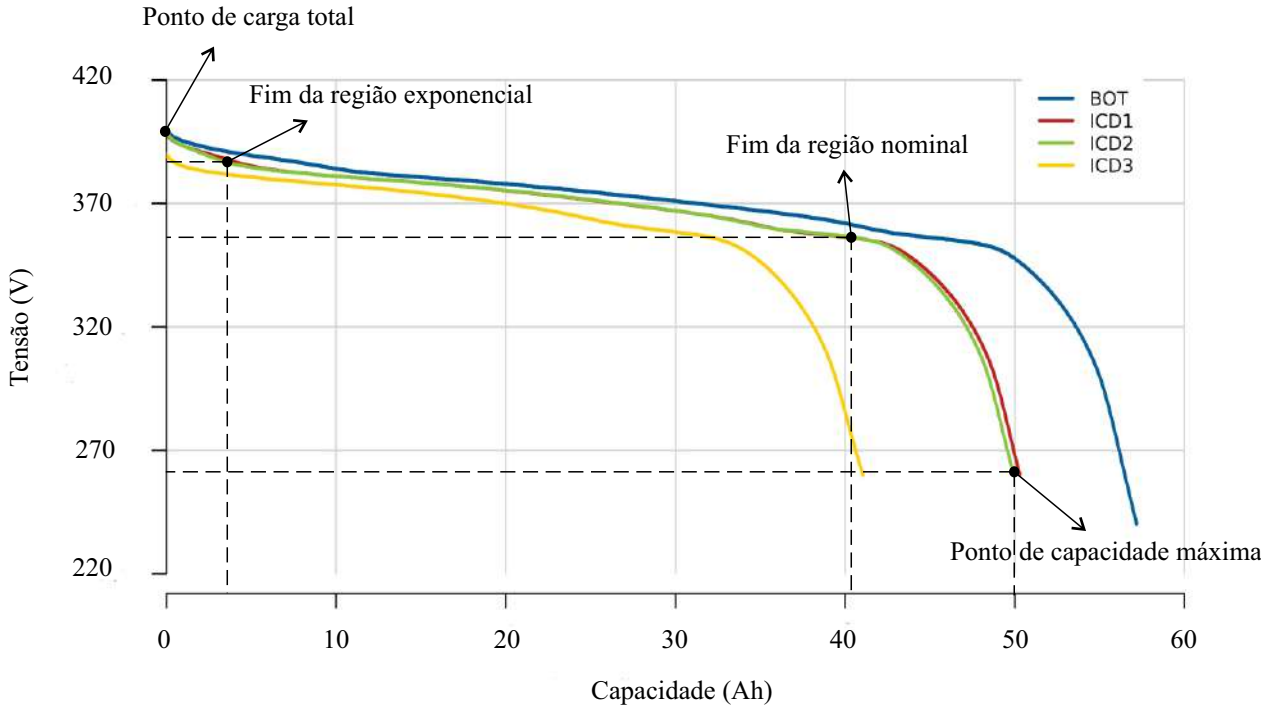
- Os termos (1) e (3) representam a Resistência de Polarização;
- Os termos (2) e (4) representam a Tensão de Polarização;
- $E_o$ é o fator de tensão constante (V);
- $K = \frac{\left(V_{full} - V_{nom} + A\left(e^{-BQ_{nom}} - 1\right)\right)(Q - Q_{nom})}{Q(Q_{nom} + i)}$ é a constante de polarização (V/Ah) ou a resistência de polarização ($\Omega$);
- $Q$ é a capacidade máxima da bateria (Ah);
- $A = V_{full} - V_{exp}$ é a diferença de tensão entre o ponto de carga total e o fim da região exponencial (V);
- $B = \frac{3}{Q_{exp}}$ é a constante de tempo da região exponencial $(\text{Ah})^{-1}$;

- $i$ é a corrente da bateria (A);
- $it$ é o estado de descarga da bateria (Ah);
- $i^*$ é dinâmica de baixa frequência da corrente (A).

A particularidade desse modelo é a utilização da corrente filtrada $i^*$. A intenção é representar a dinâmica de baixa frequência da bateria para uma resposta ao degrau de corrente. Adicionalmente, a corrente filtrada também contorna a situação de *loop* algébrico encontrada na simulação do modelo. Como constante de tempo da corrente filtrada não é conhecida, uma constante de tempo típica de cerca de 30 segundos foi utilizada, conforme resultados experimentais para baterias das tecnologias citadas (TREMBLAY; DESSAINT, 2009).

Para validação do modelo, utilizou-se a curva de descarga da bateria do veículo 2013 Nissan Leaf S, obtida pela extração de parâmetros do teste de capacidade estática, realizado pelo Idaho National Laboratories (Idaho National Laboratory, 2016b). Os pontos de carga total, fim da região exponencial e fim da região nominal considerados foram selecionados analisando os resultados do teste de descarga realizado e marcados na Figura 41 para a curva de teste ICD1.

Figura 41 – Curvas de descarga da bateria do EV 2013 Nissan Leaf S.




Fonte: Adaptado de Idaho National Laboratory (2016b).

Os parâmetros extraídos estão expostos na Tabela 13 e são os utilizados no bloco *Battery* do Matlab/Simulink para simular o comportamento da bateria, considerando uma corrente de descarga de 22,1 A.

De forma a avaliar a viabilidade de utilização do modelo obtido pelo Matlab, a curva de descarga do modelo foi gerada considerando a mesma corrente de descarga do teste de 22,1 A e uma análise comparativa foi realizada ao realizar o cálculo do erro percentual entre a tensão obtida no modelo e a tensão do teste, conforme (25):

$$Erro(\%) = \frac{V_{teste} - V_{modelo}}{V_{teste}} \times 100, \tag{25}$$

em que $V_{teste}$ é a tensão extraída dos teste experimental e $V_{modelo}$ é a tensão obtida pelo modelo.

Tabela 13 – Parâmetros utilizados para o modelo da bateria no Matlab

| **Parâmetro** | **Nissan Leaf S 2013** |
|---|---|
| Tipo da bateria | Íon de Lítio |
| Tensão nominal (V) | 357,76 |
| Capacidade do fim da região nominal (Ah) | 41,06 |
| Capacidade máxima da bateria (Ah) | 50,00 |
| Tensão de cut-off (V) | 266,06 |
| Tensão de carga total (V) | 403 |
| Corrente de descarga nominal (A) | 22,1 |
| Resistência interna (Ω) | 0,12 |
| Tensão no fim na região exponencial (V) | 388,01 |
| Capacidade no fim da região exponencial (Ah) | 3,56 |

Fonte: A Autora (2024).

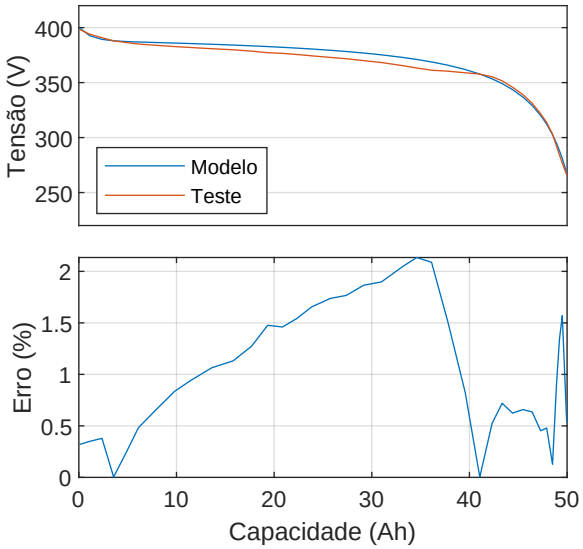
Conforme mostra a Figura 42, o modelo apresenta boa proximidade com o experimento, com erro de no máximo 2,13%. Outros modelos de bateria também foram analisados, de forma similar ao adotado com o modelo 2013 Nissan Leaf S, considerando testes de baterias realizados em alguns modelos de veículos elétricos. Um resumo dos erros entre a curva de descarga teste e o modelo do Matlab para os demais veículos analisados pode ser verificado na Tabela 14.

Tabela 14 – Erros em percentual dos modelos de baterias

| **Veículo** | **Erro (%)** |
|---|---|
| 2013 Nissan Leaf (Idaho National Laboratory, 2016b) | 2,13 |
| 2013 Ford Focus Electric (Idaho National Laboratory, 2016a) | 1,51 |
| 2014 BMW i3 (Idaho National Laboratory, 2016c) | 3,75 |
| 2015 Chevrolet Spark EV (Idaho National Laboratory, 2016d) | 2,57 |
| 2015 Kia Soul (Idaho National Laboratory, 2015) | 2,80 |

Fonte: A Autora (2024).

Figura 42 – Modelo x Teste da bateria do veículo 2013 Nissan Leaf S.



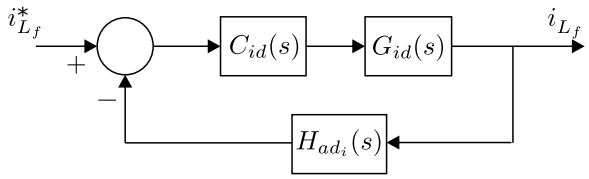

Fonte: A Autora (2024).

## 4.3 PROJETO DE CONTROLE

O controle do conversor é fundamental para garantir o correto funcionamento e o atendimento aos requisitos de projeto. Dessa forma, alguns requisitos de controle, assim como sua estrutura, precisam ser definidos. Considerando que o sistema apresenta a necessidade de controle de tensão no procedimento de pré-carga, momento em que a tensão de saída do conversor se iguala a tensão da bateria, e em seguida, há a necessidade do controle de corrente na etapa de transferência de potência, duas estruturas de controle são necessárias para os distintos momentos citados.

A estrutura do controlador para a etapa de transferência de potência pode ser verificada na Figura 43. Nessa estrutura, a corrente de saída do indutor de filtro é comparada com a corrente de referência e a compensação da defasagem aplicada ao conversor é efetuada pelo controlador $C_{id}(s)$.

Figura 43 – Estrutura de controle de corrente.

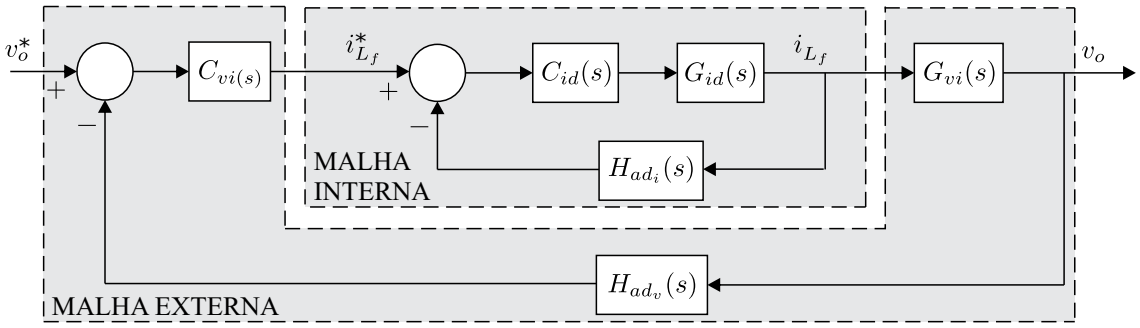



Fonte: A Autora (2024).

Já a estrutura de controle para a etapa de pré-carga pode ser verificada na Figura 44.

Nesse caso, a compensação é feita em duas malhas, realizando o controle de tensão, mais lento, na malha externa e o controle de corrente, mais rápido, na malha interna.

Figura 44 – Estrutura de controle de tensão.




Fonte: A Autora (2024).

Os termos utilizados nos diagramas de blocos das estruturas de controle são:

- $i_{L_f}^*$: Corrente de referência do indutor $L_f$;
- $v_o^*$: Tensão de referência do capacitor $C_o$;
- $C_{id}(s)$: Função de transferência (FT) do controlador da malha de corrente;
- $C_{vi}(s)$: FT do controlador da malha de tensão;
- $G_{id}(s)$: FT da corrente do indutor pela defasagem;
- $G_{vi}(s)$: FT da tensão de saída pela corrente do indutor;
- $i_{L_f}$: Corrente de saída do indutor;
- $v_o$: Tensão de saída do capacitor;
- $H_{ad_i}(s)$, $H_{ad_v}(s)$: FT do conjunto de sensores e sistemas de conversão.

A alteração da estrutura de controle ocorre sem a interrupção do carregamento, logo, algumas medidas devem ser tomadas para que a transição ocorra de forma suave e que não prejudique a operação do carregador. As medidas adotadas serão mais bem abordadas posteriormente.

### 4.3.1 Distúrbios a serem compensados

Ao realizar o projeto dos compensadores, alguns distúrbios precisam ser previamente analisados para que possam ser suprimidos, como distúrbios de entrada, de medição e de saída. Descrições e observações sobre esses são expostas a seguir:

- **Distúrbio de entrada:** Originado por oscilações na tensão de entrada de conversor. Dependendo da topologia escolhida no estágio de conversão CC-CA, as frequências presentes nesse distúrbio podem variar. Nesse estudo específico, será considerado que a tensão do barramento CC é bem controlada e os distúrbios de entrada serão desprezados.
- **Distúrbios de saída:** Originado por alterações da carga. Durante o processo de recarga, o valor da resistência interna pode variar, de acordo com o estado de carga, temperatura, entre outros. No entanto, essa dinâmica, frente às dinâmicas do conversor, ocorre de forma lenta, podendo considerar a frequência desse distúrbio constante. Logo, para que que seja possível rejeitá-lo, é necessário ganhos elevados em baixa frequência.
- **Distúrbios de medição:** Originado pelo ruído causado pelo chaveamento. Para que haja a rejeição desse distúrbio, é necessário alcançar baixo ganho na frequência de chaveamento (50 kHz) e suas múltiplas.
- **Variações Paramétricas:** Originado pela variação nos valores dos componentes passivos, como indutores e capacitores. Esse distúrbio é considerado de frequência constante e para que seja possível rejeitá-lo, é necessário obter ganho elevado na faixa de variação dos parâmetros.

Como a carga utilizada em questão é uma bateria e o modelo utilizado é uma resistência em série com uma fonte de tensão variável, para o projeto dos controladores será utilizado um valor típico de resistência interna de baterias de veículos elétricos e a fonte de tensão variável será considerada um distúrbio não compensado. Essa consideração tem o objetivo de aproximar a dinâmica da planta modelada à carga em questão. Os valores aproximados obtidos para a resistência interna de carga para os modelos de baterias de EVs testados pelo *Idaho National Laboratory* são expostos na Tabela 15.

Tabela 15 – Resistência interna de carga de baterias.

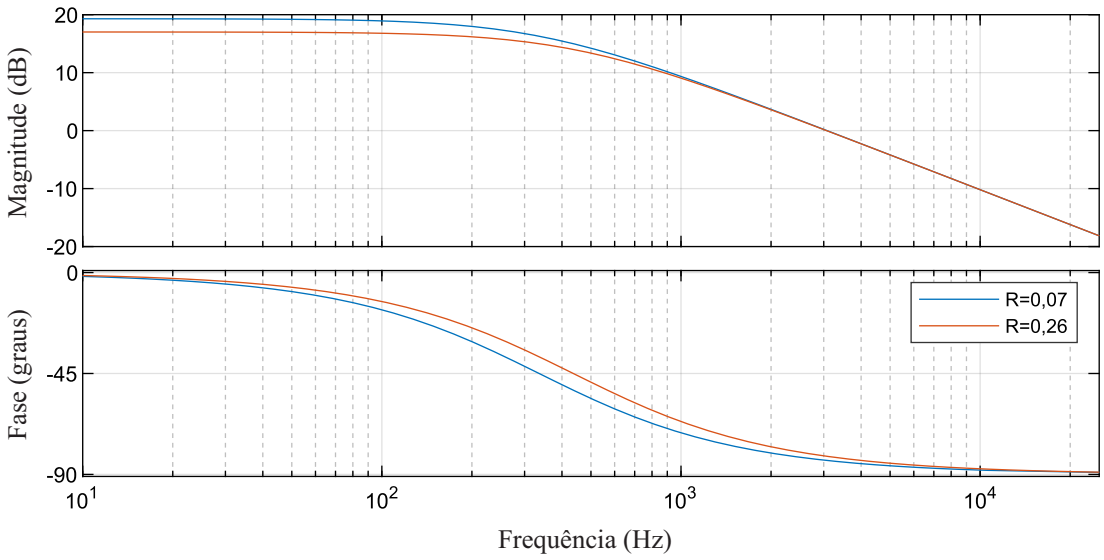
| **Veículo** | **Bateria** | **Resistência interna de carga** |
|---|---|---|
| 2013 Nissan Leaf | Lithium-Ion (LMO) | 0,12 Ω |
| 2013 Ford Focus Electric | Lithium-Ion (LMO) | 0,07 Ω |
| 2014 BMW i3 | Lithium-Ion (NCM) | 0,13 Ω |
| 2015 Chevrolet Spark EV | Lithium-ion (NMC) | 0,10 Ω |
| 2015 Kia Soul | Lithium-ion Polymer (NMC) | 0,09 Ω |

Fonte: A Autora (2024).

Os testes mostram que valores de resistência interna das baterias podem variar de 0,07 Ω a 0,12 Ω. No entanto, dentre os veículos selecionados para a realização dos testes, não foi encontrado modelos de veículos com baterias de 800 V. A alternativa adotada para avaliação do sistema de controle na faixa de operação de 800 V foi considerar duas baterias de 400 V em série.

O diagrama de Bode da Figura 45 considera os parâmetros nominais do conversor para a função de transferência $G_{id}(s)$ com uma variação na resistência de $R_{bat} = 0,07\ \Omega$ até $R_{bat} = 0,26\ \Omega$ (considerando duas baterias de 400 V com resistência interna igual a 0,13 Ω em série). Percebe-se que há uma alteração no ganho em baixas frequências da função de transferência, assim como uma diferença de fase em frequências intermediárias. Pelo fato de a fase ter um maior decaimento em resistências mais baixas, um valor intermediário-baixo foi selecionado para prosseguir com o projeto de controle: $R_{bat} = 0,1\ \Omega$. A variação paramétrica de $\pm 10\%$ nos valores da indutância $L_f$ e capacitância $C_o$ também foi avaliada, não sendo observadas alterações significativas em $G_{id}(s)$.

Figura 45 – Diagrama de Bode para $G_{id}(s)$ para diferentes valores de resistência interna.




Fonte: A Autora (2024).

### 4.3.2 Projeto do controle de corrente

O controlador descrito nessa seção é referente à etapa de operação à corrente constante e segue a estrutura de controle descrita na Figura 43. Para o compensador em questão, a função de transferência do conjunto de sensores e sistemas de conversão é dada por:

$$H_{ad_i}(s) = K_{H_{ad_i}} \frac{\omega_{H_{ad_i}}}{s + \omega_{H_{ad_i}}}, \tag{26}$$

em que $K_{H_{ad_i}}$ é o ganho do sensor e $\omega_{H_{ad_i}}$ é a frequência de corte do filtro *anti-aliasing*.

Os valores considerados para projeto do controlador estão exibidos na Tabela 16, em que a frequência de corte do filtro *anti-aliasing* é metade da frequência de chaveamento e o ganho dos sensores, $K_{H_{ad_i}}$, é unitário.

Tabela 16 – Parâmetros utilizados no projeto do sistema de controle

| **Característica** | **Especificação** |
|---|---|
| $V_{cc}$ | 700 V |
| $n$ | 1,5 |
| $L_{lk}$ | 1,25 $\mu$H |
| $f_s$ | 50 kHz |
| $L_f$ | 300 $\mu$H |
| $C_o$ | 1,25 $\mu$F |
| $R$ | 0,1 $\Omega$ |
| $K_{H_{ad_i}}$ | 1 V/V |
| $\omega_{H_{ad_i}}$ | $2\pi 25 \times 10^3$ rad/s |

Fonte: A Autora (2024).

Considerando os parâmetros expostos, a função de transferência da planta $G_{id}(s)$ é:

$$G_{id}(s) = \frac{1,944 \cdot 10^4 s + 1,556 \cdot 10^{11}}{s^2 + 8,002 \cdot 10^6 s + 1,767 \cdot 10^{10}} \tag{27}$$

Vale ressaltar que, em (27), a função de transferência $G_{id}(s)$ é determinada conforme (18), no entanto, com o resultado dividido por 180. Desta forma, a saída da ação de controle passa a excursionar entre 0º e 180º e não mais entre 0 e 1.

O controlador é projetado utilizando a estratégia de aproximação da resposta em frequência através do domínio $w$, que permite aplicar a metodologia de projeto baseada em diagramas de Bode em sistemas de tempo discreto (OGATA, 1995). À princípio, a FT é modelada no plano s, $G_{id}(s)$. Em seguida, a planta é discretizada utilizando ZOH (do inglês *zero-order hold*), obtendo-se, então $G_{id}(z)$. A discretização por esse método já incorpora ao modelo o atraso causado pela modulação, no entanto, para que seja possível utilizar as metodologias de projeto baseado em diagramas de Bode, a função de transferência é convertida para um domínio auxiliar $w$ através no método de Tustin, obtendo-se $G_{id}(w)$.

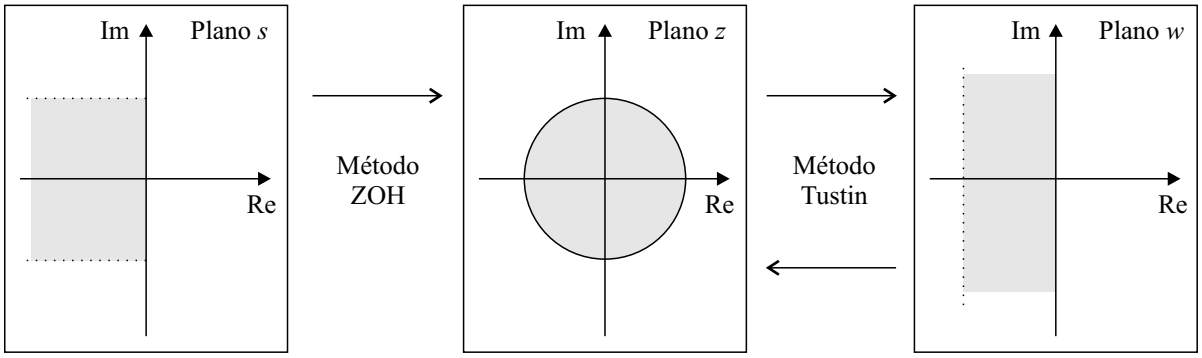
No plano $w$, métodos de projeto em tempo contínuo podem ser aplicados, no entanto, a planta em questão passa a ser representada de uma forma mais próxima do sistema discreto. Após a conclusão do projeto de controle, o controlador é discretizado pelo método de Tustin para ser implementado na aplicação. A Figura 46 apresenta de forma gráfica as conversões aplicadas a essa metodologia de projeto.

Pode-se verificar na Figura 47 as respostas em frequência das funções de transferência nos planos $s$, $z$ e $w$. Aplicando a metodologia citada, os atrasos computacionais referentes ao controle discreto são mais bem considerados e o projeto do controlador pode ser feito com mais

segurança. Após realizar as etapas descritas, a seguinte função de transferência é encontrada para a planta no domínio $w$:

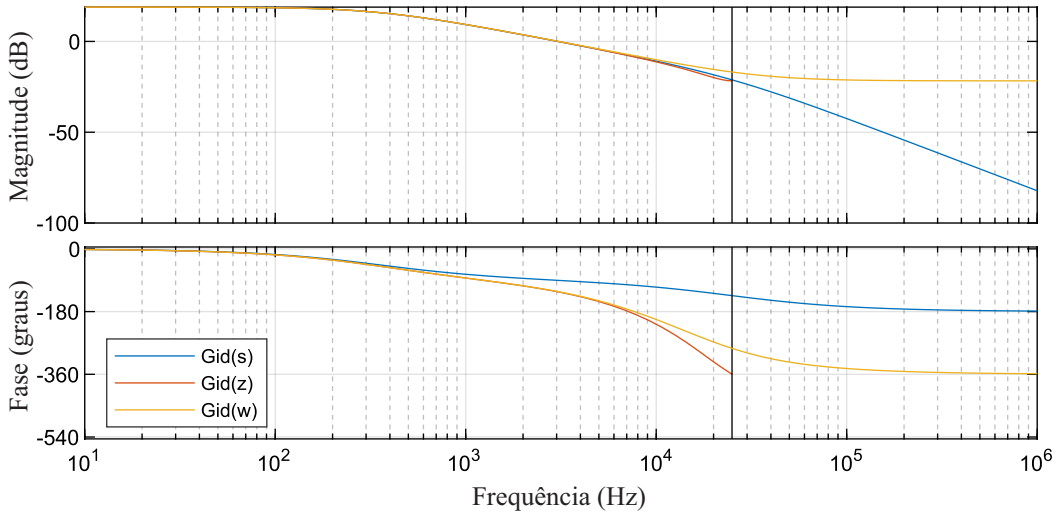
$$G_{id}H_{ad_i}(w) = \frac{0,08204s^3 + 1424s^2 - 2,746 \cdot 10^9 s + 1,783 \cdot 10^{14}}{s^3 + 1,939 \cdot 10^5 s^2 + 9,595 \cdot 10^9 s + 2,2025 \cdot 10^{13}}. \tag{28}$$

Figura 46 – Conversões para o projeto do controle digital utilizando a estratégia de aproximação da resposta em frequência.




Fonte: A Autora (2024).

Figura 47 – Diagrama de Bode das funções de transferência $\hat{i}/\hat{d}$ nos planos $s$, $z$ e $w$.



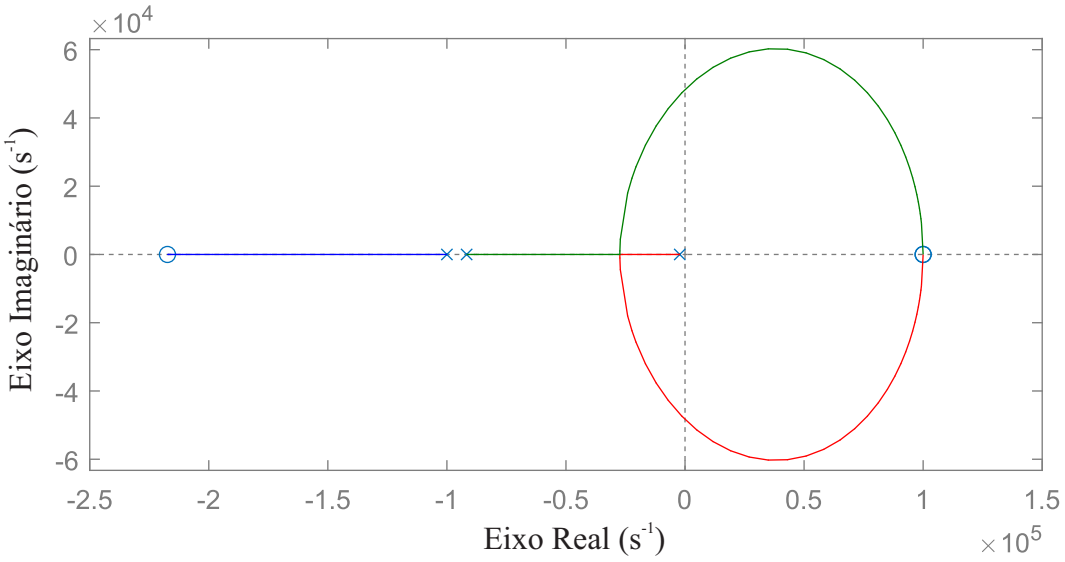

Fonte: A Autora (2024).

A planta $G_{id}H_{ad_i}(w)$ apresenta os seguintes polos e zeros, conforme também pode ser visto na Figura 48:

- 2 zeros reais e iguais do lado direito do plano complexo em 15,915 kHz;

- 1 zero real do lado esquerdo do plano complexo em 34,593 kHz;
- 1 polo real do lado esquerdo do plano complexo em 15,915 kHz;
- 1 polo real do lado esquerdo do plano complexo em 14,597 kHz;
- 1 polo real do lado esquerdo do plano complexo em 351 Hz.

Figura 48 – Lugar das raízes da função de transferência $G_{id}H_{ad}(w)$.




Fonte: A Autora (2024).

Considerando a posição dos polos e zeros da planta, percebe-se que o sistema pode ser aproximado a um sistema de primeira ordem, visto que os polos de maiores frequências se distanciam de mais de 10 vezes do polo mais lento, de frequência 351 Hz. Como nesta etapa o controlador deve manter a corrente de carga constante e a planta $G_{id}(w)$ não possui um polo na origem, para se obter erro nulo em regime permanente pode-se fazer uso de um controlador proporcional integral (PI).

O controlador PI deve ser sintonizado de forma que a frequência de cruzamento por 0 dB satisfaça a seguinte inequação:

$$f_{ci} < f_s/10, \tag{29}$$

em que $f_s$ é a frequência de chaveamento.

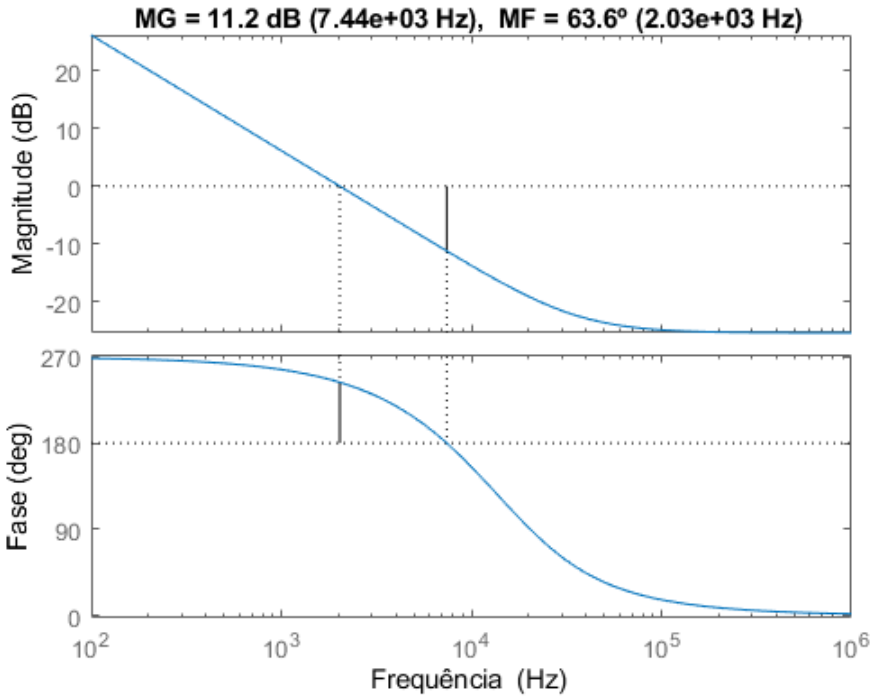
Desta forma optou-se por adicionar um polo na origem e um zero na frequência do polo mais lento do sistema, ou seja,

$$f_{z_i} = 351Hz. \tag{30}$$

A partir disso, a análise da resposta em frequência foi, então, realizada por meio da ferramenta SISOTOOL do *software* Matlab para que fosse realizado o ajuste do ganho $K_{PI_i}$. O

diagrama de bode da função de transferência de malha aberta do sistema resultante pode ser verificado na Figura 49.

Figura 49 – Diagrama de bode da função de transferência de malha aberta do sistema $G_{id}H_{ad}C_{id}(w)$.




Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab 2022a (2024).

Com isso, o seguinte controlador foi selecionado:

$$C_{id}(w) = 0.65734\frac{w + 2208}{w}. \tag{31}$$

O sistema compensado apresenta margem de ganho $MG = 11,2$ dB e margem de fase $MF = 63,6º$ com frequência de cruzamento em 2,03 kHz. Com o controlador selecionado, percebe-se que foi possível atender aos critérios de ganho elevado na frequência zero, de forma a rejeitar distúrbios de saída e variações paramétricas, assim como baixo ganho em 50 kHz e múltiplas, de forma a rejeitar distúrbios de medição.

Com o compensador sintonizado, consegue-se obter o controlador discreto por meio da transformada de Tustin, considerando o período de amostragem de $T_s = 1/f_s = 20\mu s$, assim como o atraso computacional de uma amostra ($z^{-1}$):

$$C_{id}(z) = \frac{0,6719z - 0,6428}{z - 1} = 0,6718 + \frac{0,029}{z - 1}. \tag{32}$$

### 4.3.3 Projeto do controle de tensão

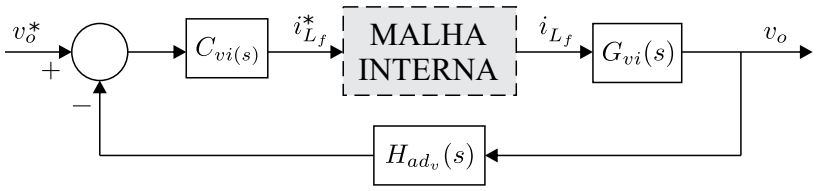
O controlador descrito nessa seção é referente à etapa de pré-carga e segue a estrutura de controle descrita na Figura 44. Nesta etapa, o veículo solicita a equiparação da tensão de saída do conversor com o valor de tensão da bateria.

No sistema de duas malhas mostrado na Figura 44, verifica-se a necessidade da obtenção da FT $G_{vi}(s)$, que relaciona a tensão de saída pela corrente do indutor. Para isso, pode-se fazer uso de (10) para obter:

$$\frac{\hat{i}_{L_f}}{\hat{v}_o} = \frac{1}{C_o//R} = \frac{R}{1 + sRC_o}. \tag{33}$$

Neste caso, como o sistema de controle da malha externa é mais lento do que a malha de corrente, pode-se desprezar a dinâmica da malha de corrente, significando que o controle tem uma dinâmica tão rápida que é vista pela malha externa como uma reação imediata. Logo, o diagrama de blocos pode ser simplificado para o mostrado na Figura 50.

Figura 50 – Estrutura de controle de tensão simplificado.




Fonte: A Autora (2024).

Para essa simplificação ser considerada, o controle projetado deve ser tal que:

$$f_{cv} < f_{ci}/10, \tag{34}$$

em que $f_{ci}$ é a frequência de cruzamento por 0 dB da malha externa de corrente. Logo, para $f_{ci} = 2,03$ kHz, tem-se que $f_{cv} < 203$ Hz.

Como o controlador opera em uma frequência tão abaixo da frequência de chaveamento, optou-se por prosseguir com o projeto do controle no plano $s$, visto que, para baixas frequências, a diferença causada pelos atrasos da implementação digital pode ser desprezada.

Aplicando os parâmetros definidos na Tabela 16, chega-se à seguinte função de transferência no domínio $s$:

$$G_{vi}H_{ad_v}(s) = \frac{1,257 \cdot 10^{11}}{s^2 + 8,157 \cdot 10^6 s + 1,257 \cdot 10^{12}}. \tag{35}$$

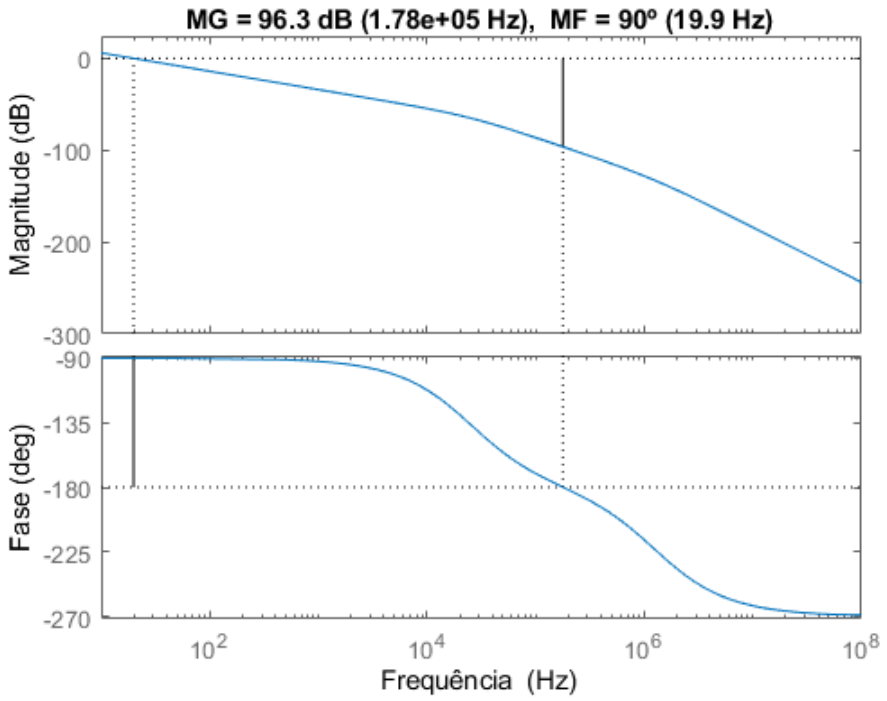
Nesta etapa, o controlador deve manter a tensão de saída constante. No entanto, como a planta $G_{vi}(s)$ não apresenta um polo na origem, para se obter erro nulo em regime permanente, pode-se implementar um controlador integral (I), com ajuste de ganho que satisfaça a relação apresentada em (34).

A análise da resposta em frequência foi realizada por meio da ferramenta SISOTOOL do *software* Matlab para que o ganho $K_{I_v}$ fosse ajustado. Após sintonia, o seguinte controlador foi selecionado:

$$C_{vi}(s) = \frac{1250}{s}, \tag{36}$$

e o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta do sistema resultante pode ser verificado na Figura 51.

Figura 51 – Diagrama de bode da função de transferência de malha aberta do sistema $G_{vi}H_{ad_v}C_{vi}(s)$.




Fonte: Diagramas obtidos no *software* Matlab 2022a (2024).

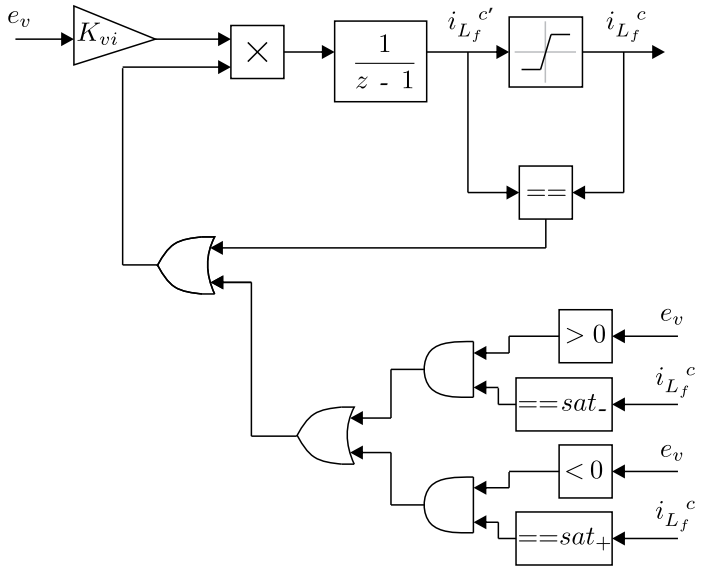
O sistema apresenta margem de ganho $MG = 96,3$ dB e margem de fase $MF = 90º$ com frequência de cruzamento em 19,9 Hz. Optou-se por trabalhar com uma frequência de cruzamento mais baixa devido ao requisito de projeto de máxima variação de tensão em 20 V/ms, apresentado na Tabela 6.

O controlador em tempo discreto pode ser obtido pelo método ZOH, considerando o tempo de amostragem de $T_a = 1/f_s = 20\mu s$:

$$C_{vi}(z) = \frac{0,025}{z-1}. \tag{37}$$

Como o controlador implementado é um integrador puro, a adição de uma ação *anti-windup* foi adicionada, conforme mostrado na Figura 52. Os limites superior ($sat_+$) e inferior ($sat_$) do saturador são selecionados de acordo com os limites de corrente do conversor. A lógica implementada faz com que a entrada da ação integral seja nula caso a saída esteja saturada. No entanto, a entrada da ação integral deixa de ser nula em duas conduções: (i) saturação inferior e erro de tensão positivo; (ii) saturação superior e erro de tensão negativo.

Figura 52 – Estrutura do controlador integrador com ação anti-windup.




Fonte: A Autora (2024).

## 4.4 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

A correta modelagem e efetivo projeto de sistema de controle do conversor responsável pela conversão de potência em uma estação de recarga CC é imprescindível, visto que esse sistema é o responsável por todo o processo de carga da bateria do veículo elétrico, obedecendo às referências fornecidas pelo veículo. Neste trabalho, tendo em vista as etapas do processo de recarga, optou-se pela implementação do controle de corrente em uma malha para a etapa de transferência de energia e do controle de tensão em duas malhas para a etapa pré-carga.

A planta do conversor foi modelada, tendo a planta da malha de corrente validada em Simulink. Assim como, a validação do modelo de bateria já implementado no Simulink foi realizada tomando como base testes curvas de descarga de baterias de veículos elétricos realizados pelo *Idaho National Laboratories*. Adicionalmente, é fundamental salientar a importância da utilização de uma resistência próxima ao valor da resistência interna da bateria, considerando a fonte de tensão variável do modelo como uma perturbação não compensada, de forma a melhor aproximar a dinâmica da planta à carga em questão.

Para a malha de controle um corrente, um controlador PI foi projetado, cumprindo requisitos de rejeição a distúrbio determinados. Já para a malha de controle de tensão, um controlador integrador foi projetado de forma a obter uma dinâmica independente da dinâmica interna da malha de corrente. Por fim, todos os controladores foram discretizados e uma ação *anti-windup* foi implementada na malha de tensão, de forma a limitar a referência de corrente à corrente máxima do conversor, assim como possibilitar a saída do controlador da saturação, retomando a ação integral após a inversão do sinal de erro de tensão.

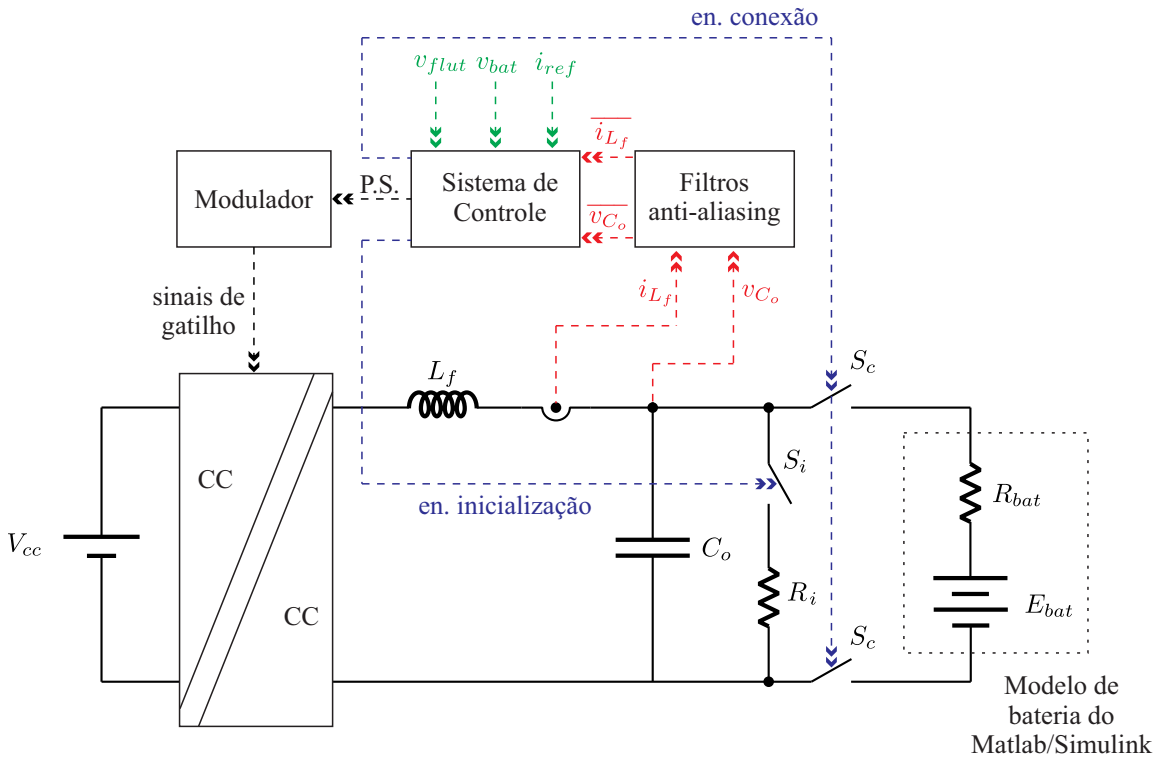
# 5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Este capítulo aborda a implementação do conversor juntamente com a ação de controle projetada no Matlab/Simulink. Os controles de tensão e corrente são testados no procedimento de inicialização do carregador, de transferência de potência e de parada. Adicionalmente, diversos modelos de baterias são conectados ao conversor PSFB, de forma a avaliar a ampla adequação da estação de recarga a diferentes modelos de veículos.

## 5.1 DESCRIÇÃO DA SIMULAÇÃO E ESTÁGIOS DE OPERAÇÃO

As estratégias de controle desenvolvidas para o conversor PSFB quando conectado a uma bateria como carga foram validadas por meio de uma simulação no Matlab/Simulink. A entrada do conversor foi conectada a uma fonte de tensão em corrente contínua e a saída foi conectada à bateria, cujo modelo foi validado no Capítulo 4, conforme mostra a Figura 53.

Figura 53 – Implementação do carregador no Matlab/Simulink.




Fonte: A Autora (2024).

Na simulação, uma fonte de tensão CC de 700 V é utilizada como alimentação do conversor PSFB. Para o inversor de ponte completa foi utilizado o bloco MOSFET do Matlab, desprezando as resistências internas. Como o objetivo é analisar a dinâmica do controle, as capacitâncias parasitas das chaves e dos diodos, assim como o circuito de *snubber* não foram representados, por ter pouco impacto na resposta dinâmica de saída. Adicionalmente, como não

há a intenção de realizar uma análise de perdas nesse momento, e com o objetivo de simplificar a simulação, o tempo morto também não foi considerado.

A indutância de dispersão ($L_{lk}$) é incorporada ao bloco *linear transformer*, dividindo o valor de 1,25 $\mu$H entre os enrolamentos primário e secundário, com relação de transformação $n$ =1,5. No modelo do transformador de alta frequência, as resistências de dispersão foram desprezadas, assim como a resistência e indutância de magnetização. Para a ponte retificadora a diodos, foi utilizado o bloco *Diode* do Matlab com uma queda de tensão direta de 0,8 V ($V_f$) e resistência interna de 1 m$\Omega$ ($R_d$).

A aquisição dos valores de corrente do indutor ($i_{L_f}$) e tensão no capacitor ($v_{C_o}$) são realizadas e passam pelos filtros *anti-aliasing* (filtros de primeira ordem com frequência de corte de $\omega_{H_{ad}}$ =25 kHz) para então serem utilizados no sistema de controle, que também recebe informações do veículo, como a tensão de flutuação ($v_{flut}$), a tensão da bateria ($v_{bat}$) e valores de corrente de referência ($i_{ref}$). Os principais parâmetros da simulação podem ser verificados na Tabela 17.

Tabela 17 – Parâmetros utilizados para a simulação no Matlab/Simulink

| **Parâmetro** | **Valor** |
|---|---|
| $V_{cc}$ | 700 V |
| $L_{lk}$ | 1,25 $\mu$H |
| $n$ | 1,5 |
| $V_f$ | 0,8 V |
| $R_d$ | 6,2 m$\Omega$ |
| $L_f$ | 300 mH |
| $C_o$ | 1,25 $\mu$F |
| $f_s$ | 50 kHz |
| $\omega_{H_{ad}}$ | 25 kHz |
| $R_i$ | 200 $\Omega$ |

Fonte: A Autora (2024).

O sistema de controle é implementado dentro de um subsistema com gatilho (*Triggered Subsystem* no Matlab/Simulink) sendo acionado a cada início de período de chaveamento, de forma a emular a implementação do controle digital. Como saída desse subsistema, tem-se a defasagem a ser aplicada ao conversor PSFB para a obtenção da corrente ou tensão desejada. Adicionalmente, também como saída do sistema de controle, tem-se o comando as chaves de inicialização ($S_i$) e de conexão ($S_c$), que são acionadas dependendo do estágio da recarga.

Na operação de uma estação de carga, o veículo atua como mestre e a estação como escrava. Ou seja, a estação recebe os valores de corrente ou tensão gerenciados pelo EV, que pode sofrer alterações de acordo com o estado da bateria, temperatura, dentre outras variáveis. No entanto, o processo de recarga CC segue, dentre outros estágios intermediários, a seguinte sequência:

- **Pré-carga:** A tensão de saída da estação de recarga é ajustada para igualar à tensão da bateria antes da conexão elétrica;
- **Transferência de energia:** A conexão elétrica é realizada entre a estação e a bateria iniciando o estágio de transferência de potência, sendo a primeira etapa composta pela operação à corrente constante e a segunda etapa, pela operação à tensão constante;
- **Parada:** Após solicitação do usuário, do EV ou em situação de emergência, a recarga é finalizada.

Considerações sobre a implementação dos estágios de operação, assim como a transição entre eles são tratadas a seguir, em que o modelo da bateria 2013 Nissan Leaf S é utilizado.

### 5.1.1 Procedimento de pré-carga

Ao conectar o plugue de carregamento do veículo à estação de recarga, há uma troca de informações quanto a limitações operacionais, valores nominais, entre outros. Após verificação de compatibilidade, a recarga é autorizada e o primeiro estágio é iniciado com a solicitação de tensão pelo veículo de forma que a tensão de saída do carregador se iguale à tensão nos terminais da bateria. Logo, para carregar o capacitor de saída $C_o$ utilizou-se o seguinte procedimento de pré-carga:

- (1): O sistema de controle recebe como referência a tensão nos terminais da bateria e o controle de tensão em malha dupla é acionado, juntamente com o comando de fechamento da chave $S_i$. Nesse estágio, a chave entre a saída do carregador e a bateria, $S_c$, está aberta. Nessa condição, o capacitor de saída está conectado a uma carga resistiva $R_i$ =200 $\Omega$ e a tensão do capacitor de saída é controlada até atingir o nível de tensão da bateria;

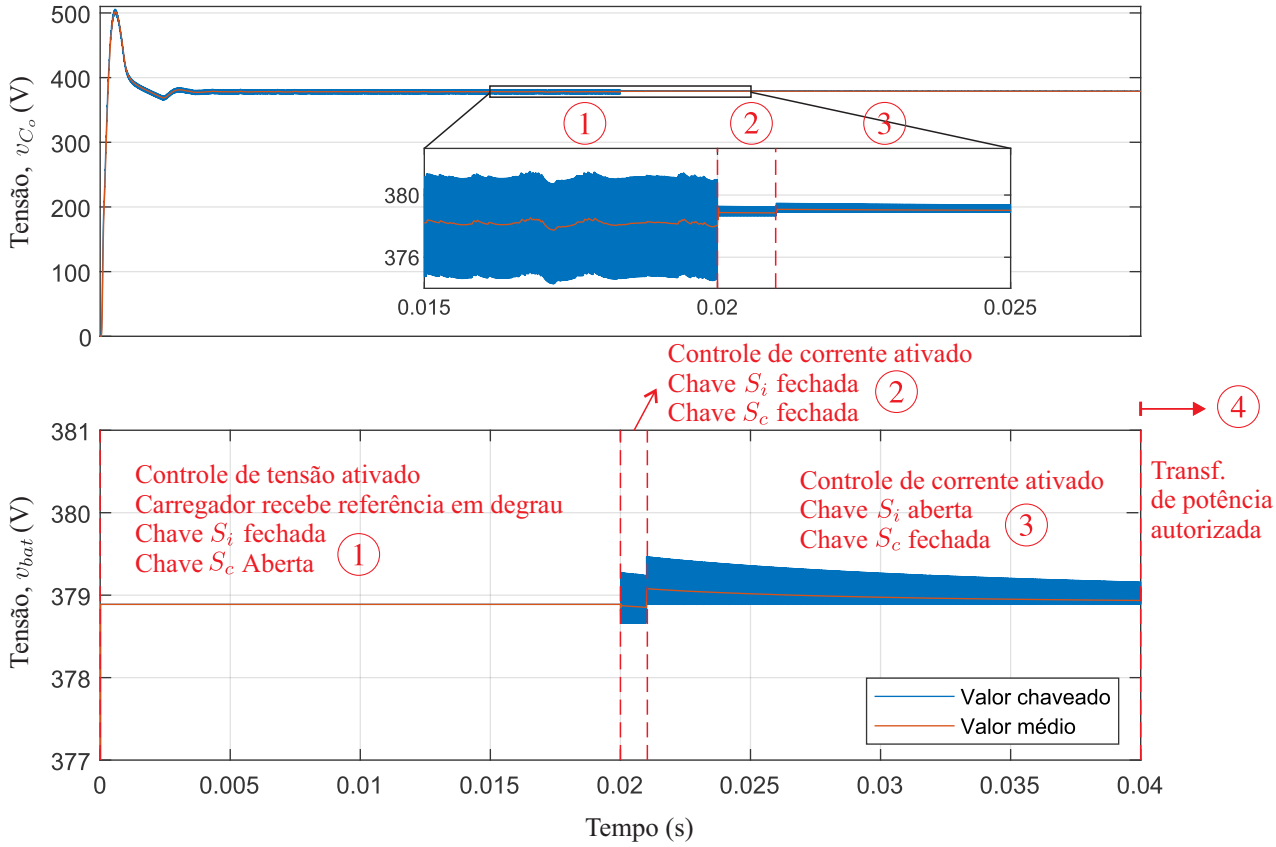
- (2): Quando a tensão do barramento CC é estabilizada, ocorre a troca do controle de tensão pelo controle de corrente com referência de corrente nula. Adicionalmente, é realizada a conexão elétrica da bateria do veículo com a estação de recarga, com o comando de fechamento da chave $S_c$;

- (3): Após confirmação da conexão elétrica com a bateria, a chave entre a saída do carregador e o resistor de inicialização, $S_i$, é aberta, mantendo a referência de corrente em zero;

- (4): Por fim, a estação de recarga é autorizada a dar início à transferência de potência.

Na Figura 54 pode-se verificar a tensão do capacitor $v_{C_o}$ e a tensão na bateria $v_{bat}$ durante o procedimento de inicialização. Nesse resultado, considera-se que a tensão do capacitor $C_o$ apresenta uma tensão inicial de 0 V e tem como carga a bateria do veículo 2013 Nissan Leaf a um estado de carga inicial de 30%. Nesse estado de carga, a bateria apresenta uma tensão de em vazio de 378,9 V, sendo este o valor de referência em degrau recebido pelo carregador.

Figura 54 – Tensão do capacitor de saída, $v_{co}$, e da bateria, $v_{bat}$, durante o procedimento de inicialização.

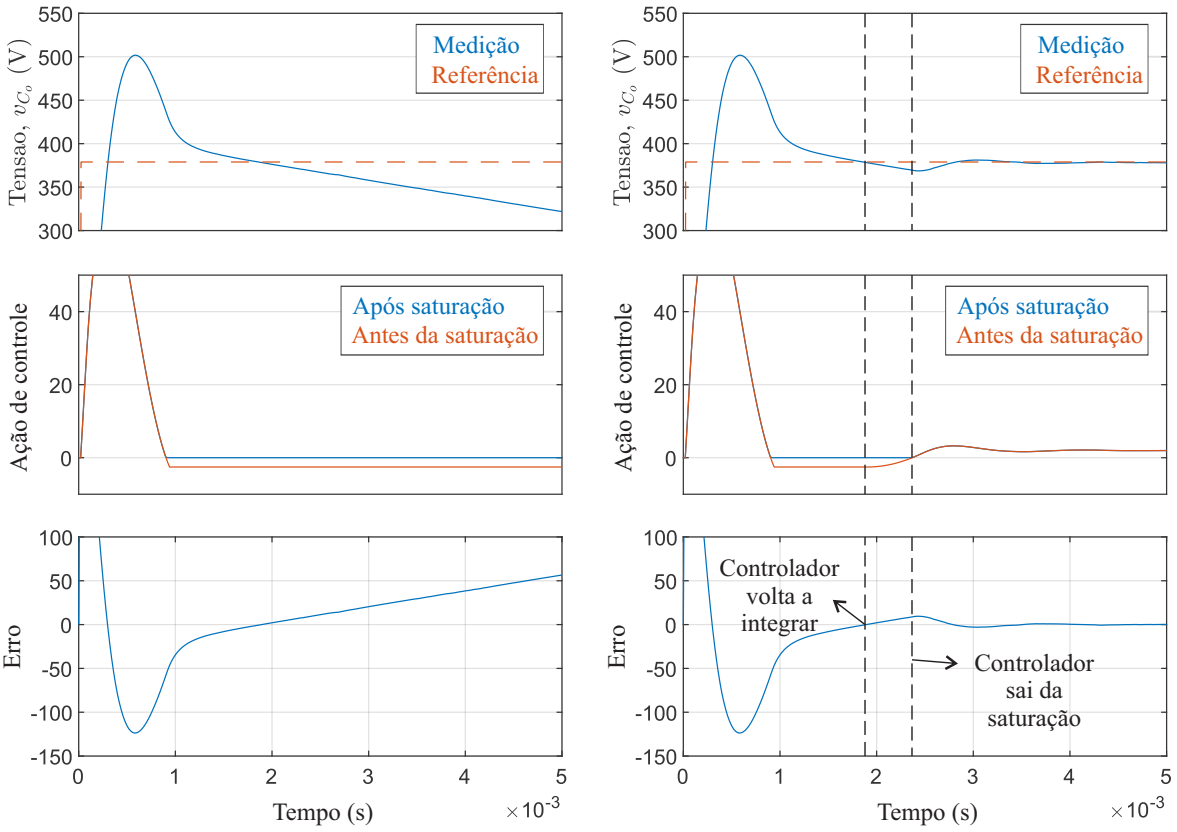



Fonte: A Autora (2024).

Avaliando a resposta da malha de controle de tensão, percebe-se a importância da lógica adicionada à ação *anti-windup*. É possível notar na Figura 55a que sem a lógica adicional, uma vez que o controlador (integrador puro) entra em saturação, ele se mantém neste estado, visto que a ação *anti-windup* mantém a ação integral desabilitada enquanto durar a saturação. No entanto, com a lógica adicional (Figura 55b), o controlador antes saturado em zero, volta a integrar no instante em que o erro de tensão torna-se positivo e o sistema converge para o valor de referência.

Figura 55 – Avaliação da malha de controle de tensão com e sem a lógica adicional na ação *anti-windup*.

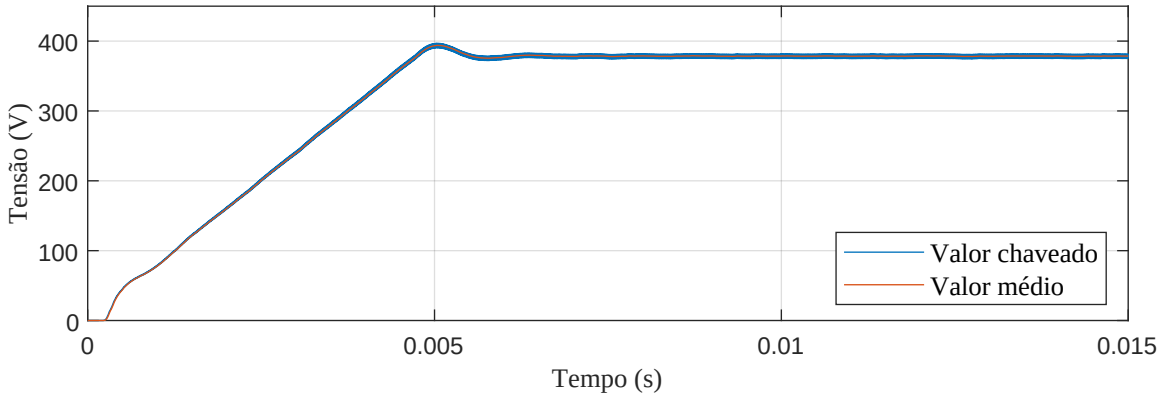
(a) Sem a lógica adicional. (b) Com a lógica adicional.




Fonte: A Autora (2024).

Apesar de o controle de tensão atuar de forma rápida, ele ainda apresenta um sobressinal de 32,5%, o que pode, a longo prazo encurtar a vida útil do capacitor de saída. Uma alternativa para atenuar o sobressinal na pré-carga é o sistema de controle tratar o sinal de referência de tensão como uma rampa em vez de degrau, conforme mostra a Figura 56.

Figura 56 – Resposta da tensão no capacitor, $v_{co}$, com uma referência em rampa.




Fonte: A Autora (2024).

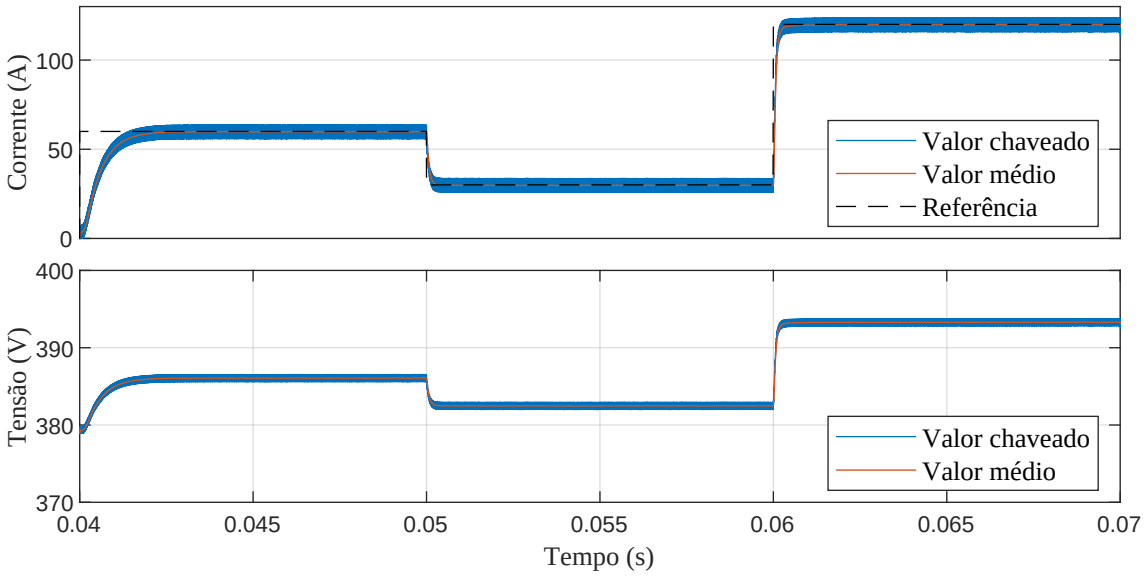
Nessa situação, o sinal de referência do controle é dado em rampa com uma taxa de variação de 80 V/ms até atingir o valor de referência de 378,9 V. Ao utilizar essa estratégia, houve uma redução no sobressinal para 4%.

### 5.1.2 Etapa de transferência de energia

Após a etapa de pré-carga, o carregador é autorizado a iniciar a transferência de potência para a bateria do veículo elétrico. Apesar de a primeira etapa da recarga ocorrer à corrente constante, alterações na referência de corrente podem ser solicitadas pelo EV, por segurança ou de forma a melhor atender as necessidades da bateria.

Para realizar essa avaliação, alguns degraus na referência de corrente foram testados, em que o controle atuou de maneira rápida e sem sobressinal, conforme mostra a Figura 57. Os parâmetros de desempenho como tempo de acomodação, ondulação e erro de regime permanente para os degraus aplicados podem ser verificados na Tabela 18.

Figura 57 – Resposta da corrente e tensão na bateria após variações em degrau na referência de corrente.




Fonte: A Autora (2024).

Os valores máximos de ondulação de pico a pico de tensão e de corrente correspondem, respectivamente, a 10 V e 9 A. Além disso, limites de desvio máximos também precisam ser atendidos. Para a corrente, tem-se $\pm$2,5 A para correntes abaixo de 50 A e $\pm$5% para correntes acima de 50 A. Logo, verifica-se na Tabela 18 que os limites de ondulação são atendidos tanto para a corrente quanto para a tensão, assim como o erro de regime permanente está dentre o requisitado por norma.

Para reduzir ainda mais os níveis de ondulação de corrente, um indutor pode ser adicionado após o capacitor $C_o$, formando um filtro LCL. Essa adição, no entanto, interfere na resposta em

frequência da planta do sistema e a ação de controle precisa ser revista para a nova condição.

Tabela 18 – Parâmetros de desempenho do controle de corrente e de regime permanente após variações em degrau na referência de corrente.

| **Degrau** | 60A | 30A | 120A |
|---|---|---|---|
| **Tempo de acomodação (5%)** | 1,55ms | 0,20ms | 0,18ms |
| **Tempo de acomodação (2%)** | 2,00ms | 0,25ms | 0,26ms |
| **Ondulação de corrente** | 7,73A | 7,70A | 7,80A |
| **Ondulação de tensão** | 0,928V | 0,925V | 0,936V |
| **Erro de regime permanente** | -0,285A | -0,332A | -0,263A |

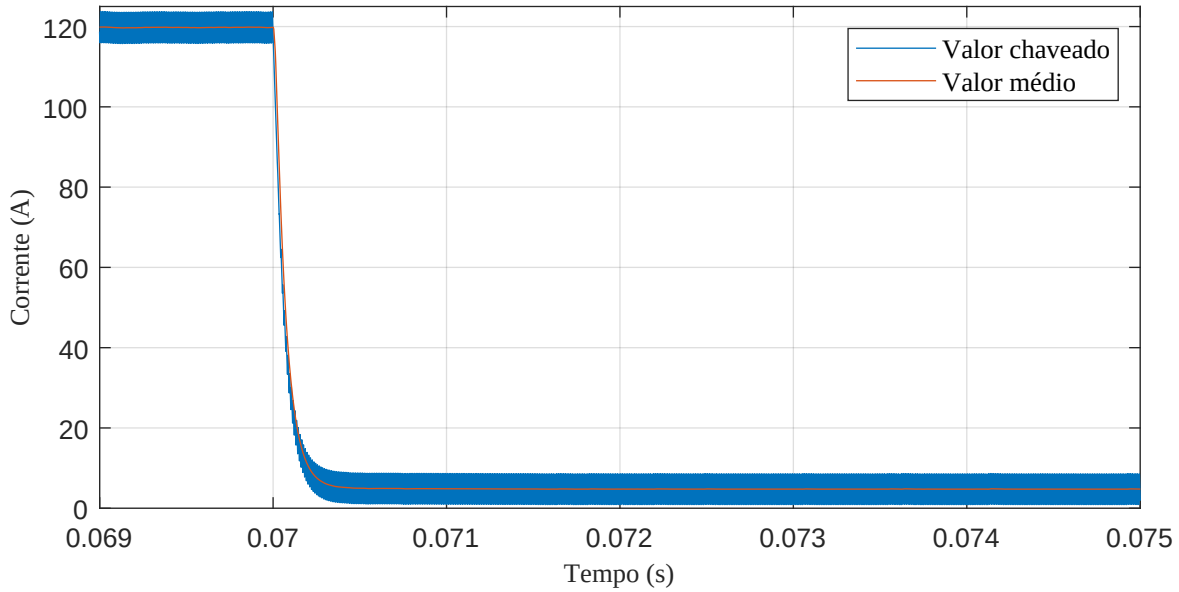
Fonte: A Autora (2024).

### 5.1.3 Parada

A parada da recarga pode ocorrer por solicitação do usuário ou por solicitação do veículo e deve atender a algumas taxas de variação mínimas e máximas. Para um desligamento normal o carregador deve atender uma taxa de variação entre 100 A/s e 200 A/s, já em uma situação em emergência, a taxa de variação mínima a ser atendida é de 200 A/s. Para estações do sistema C, por exemplo, em situação de emergência, a corrente de saída deve atingir menos de 5A em no máximo 1s, além de atender a taxa de varição mínima de corrente de 200 A/s.

Para avaliar a resposta do controle a essa variação, foi aplicado um degrau na referência de corrente de 120 A para 5 A no instante $t = 0,07$s conforme mostra a Figura 58.

Figura 58 – Corrente na bateria após variação na corrente de referência de 120A para 5A.




Fonte: A Autora (2024).

Considerando uma estação de recarga que forneça uma corrente de 120 A ao veículo conectado, a corrente deve atingir níveis próximos a 5 A em 0,6s. Percebe-se, então que o controle atua de forma rápida, apresentando tempo de acomodação de 0,44 ms (de acordo com o critério de 2%), atendendo ao tempo requerido em norma para uma resposta ao degrau.

## 5.2 AVALIAÇÃO DO CONTROLE PARA OUTROS MODELOS DE BATERIAS

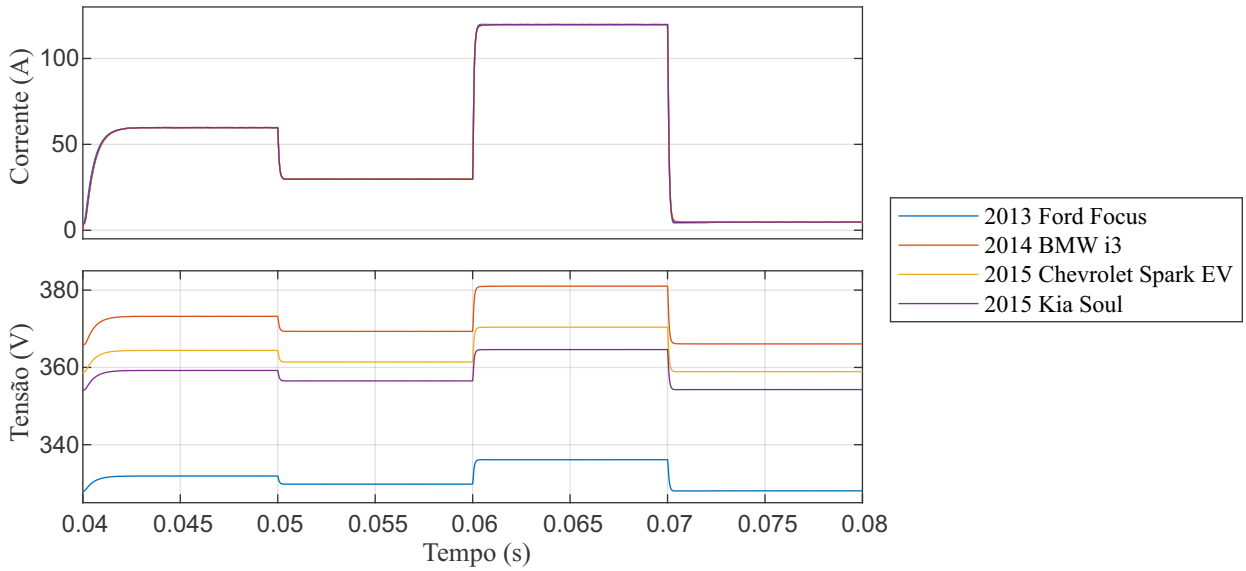
Para uma estação de recarga publicamente acessível, é importante a correta operação do sistema de controle considerando diversos modelos de veículos e baterias. Por isso, o sistema de controle foi testado considerando os modelos de baterias indicados na Tabela 14. Todos os modelos testados pelo INL pertencem a faixa de tensão de 400 V, portanto, para avaliar a estação de recarga ao abastecer veículos de 800 V, dois conjuntos de bateria em série foram conectados para cada modelo.

O teste consiste em alterações nos valores de referência de corrente seguindo a sequência de:

- 60 A - 30 A - 120 A - 5 A, para veículos de 400 V e
- 30 A - 15 A - 60 A - 5 A, para veículos de 800 V.

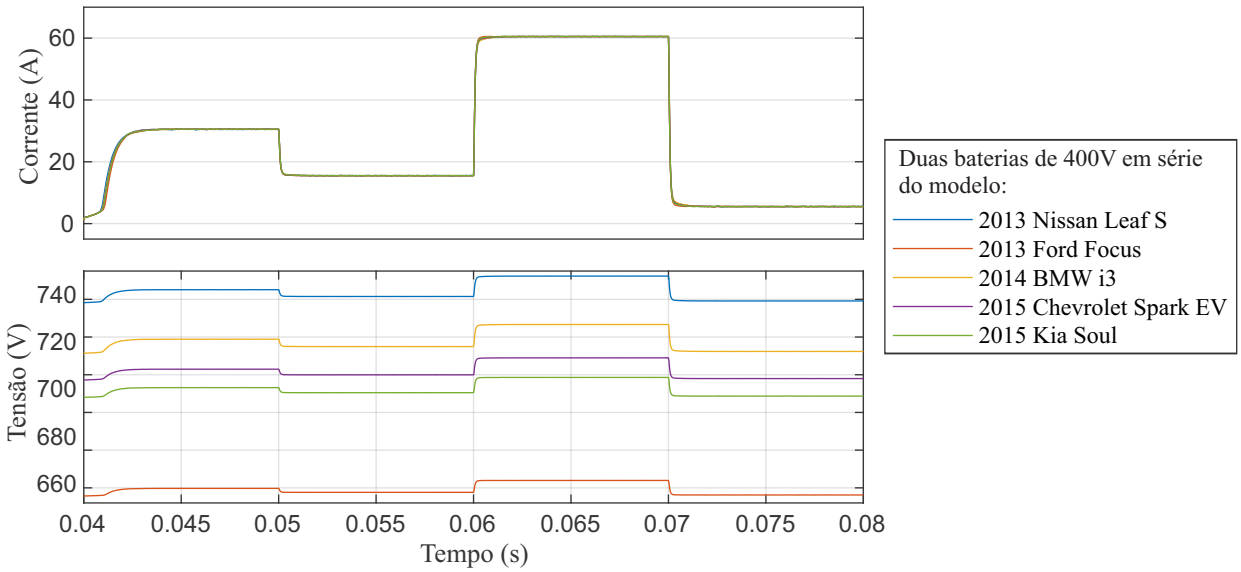
Nas Figuras 59 e 60 pode-se verificar a resposta do controlador para os modelos de bateria citados, em que apenas o valor médio é apresentado, de forma a avaliar a resposta dinâmica. Vale ressaltar que na Figura 59 o modelo de bateria do EV Nissan Leaf foi retirado por já ter os resultados expostos nas seções anteriores.

Figura 59 – Resposta de corrente e tensão na bateria para diversos degraus na referência - EVs com baterias de 400 V.




Fonte: A Autora (2024).

Figura 60 – Resposta de corrente e tensão na bateria para diversos degraus na referência - Duas baterias de 400 V em série.




Fonte: A Autora (2024).

Dos resultados obtidos, percebe-se que o controlador obteve respostas bastante similares para todos os modelos de bateria testados, atuando de forma rápida, precisa e sem apresentar sobressinal. Vale ressaltar que os limites de ondulação de tensão e de corrente também foram respeitados para todos os níveis de corrente e modelos testados.

## 5.3 CONSIDERAÇÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo a implementação do conversor PSFB, assim como as ações de controle foram implementadas no Matlab/Simulink. As etapas de teste foram divididas de acordo com as etapas de recarga: pré-carga, transferência de energia e parada. Em cada etapa citada, os respectivos controles necessários, de tensão ou de corrente foram testados, apresentando resultados satisfatórios e de acordo com os requisitos técnicos e normativos referentes a estações de recarga em corrente contínua.

Verificou-se a importância da adoção da lógica adicional a ação *anti-windup* para a correta convergência do controlador de tensão na inicialização, assim como foi proposto um procedimento de inicialização para igualar a tensão dos terminais do carregador à tensão da bateria antes de ser iniciada a transferência de potência.

Por fim, os controladores foram testados para diversos modelos de baterias, conforme testes realizados pelo INL, considerando cinco modelos de baterias 400 V e dois desses modelos em série para para realizar o teste do carregador quando conectados a sistemas de 800 V. Verificou-se, então, que o conversor e controlador projetados conseguiram atender à gama de veículos avaliados de acordo com os requisitos técnicos e normativos pré-determinados.

# 6 CONCLUSÃO

Esta dissertação se propôs a desenvolver o projeto e controle de um conversor CC-CC aplicado a estações de recarga em corrente contínua. Para isso, a busca por instituições normativas nacionais e internacionais com padrões focados em veículos elétricos e carregamento veicular foi inicialmente realizada através de artigos científicos e documentos técnicos. Nesse estudo, foi possível identificar os diferentes modos de recarga, conectores, assim como funções necessárias ao carregamento rápido CC. Os requisitos de operação também foram definidos de acordo com requisitos técnicos, normativos e presentes na literatura.

Dentre os conversores CC-CC abordados, o conversor *phase-shift full-bridge* foi selecionado para posterior projeto de componentes e ações de controle, considerando vantagens como simplicidade de controle, capacidade de atuar em ampla faixa de tensão, se comparado ao conversor LLC, assim como operação com comutação à tensão nula, o que permite uma redução nas perdas por chaveamento, possibilidade de operação em frequências mais elevadas, entre outros. O projeto do conversor levou em consideração os requisitos pré-selecionados, em especial ondulação de corrente, tensão e faixa de operação de tensão de saída, que deve atender veículos com bancos de baterias de 400 V e 800 V. A operação e validação do conversor foi realizada no *software* PSIM, confirmando o comportamento teórico apresentado.

A modelagem do conversor PSFB foi realizada conforme proposta por Vlatkovic et al. (1992) a partir da modelagem de pequenos sinais do conversor Buck, adicionando os impactos da indutância de dispersão, corrente no indutor e tensão de entrada no ciclo de trabalho efetivo, chegando então, ao modelo de pequenos sinais do conversor PSFB. O modelo foi validado no ambiente de simulação do Matlab/Simulink considerando cargas resistivas em diferentes pontos de operação, obtendo resultados satisfatórios.

A partir do modelo, as etapas de projeto dos controladores de malha simples de corrente e de malha dupla de tensão foram desenvolvidas, tomando como variáveis de controle a corrente no indutor de filtro e a tensão no capacitor de filtro. A partir de testes em baterias de veículos elétricos realizado pelo *Idaho National Laboratories*, foi possível adotar um valor típico de resistência interna da bateria para prosseguir com o projeto de controle de forma mais aproximada à dinâmica da bateria. Além disso, os controladores projetados foram discretizados para serem avaliados em uma implementação digital.

Para validar os controladores projetados, o conversor e o sistema de controle foi simulado no Matlab/Simulink utilizando modelos de baterias como cargas. O modelo de bateria utilizado pelo Matlab foi validado comparando as curvas de descarga geradas pelo modelo com as curvas de descarga dos testes de bateria realizados pelo *Idaho National Laboratories*, atingindo um erro máximo 3,75% para o modelo 2014 MBW i3, que apresenta um banco de baterias de 400 V. Como não foi encontrado testes semelhantes para veículos de 800 V, foi considerado duas baterias

de 400 V em série para avaliação do conversor e do sistema de controle quando conectados a esse sistema de baterias.

Por fim, verificou-se que o conversor em conjunto com o sistema de controle adotados atende aos procedimentos de inicialização, transferência de potência e parada, assim como apresenta rápidas respostas para variações da referência de corrente. Adicionalmente, a ondulação da corrente e da tensão de saída atendem às exigências normativas.

## 6.1 TRABALHOS FUTUROS

A seguir, são enumeradas algumas sugestões de trabalhos futuros relacionadas com esta dissertação:

1. Construção de um protótipo do conversor PSFB, com menor potência de saída, com ação de controle implementada em DSP;
2. Reprojetar o conversor PSFB e seu controle considerando o filtro LCL na saída com o objetivo de atingir menores ondulações de corrente;
3. Avaliação do desempenho do conversor conectado ao barramento de uma microrrede CC;
4. Avaliar a operação do conversor PSFB trabalhando de forma intercalada e com saídas reconfiguráveis, de forma reduzir os esforços de tensão e corrente nos elementos passivos e semicondutores;

## 6.2 ARTIGOS PUBLICADOS

A seguir estão enumerados os trabalhos relacionados à dissertação de mestrado publicados em anais de congressos.

1. **BANDEIRA, C. M.**; GIRALDO, N. I. M.; AZEVEDO, G. M. S.; CAVALCANTI NETO, R.; LIMONGI, L. R.; CAVALCANTI, M. C. Analysis of the Phase-Shift Full-Bridge Converter in 400V and 800V DC Fast Charging Stations. *17th Brazilian Power Electronics Conference and 8th IEEE Southern Power Electronics Conference*. 2023.

   Adicionalmente, a autora participou de cinco trabalhos publicados em anais de congressos.

2. **BANDEIRA, C M.**; HAMILTON, D. M.; CAVALCANTE JUNIOR, V. M.; FREITAS, R. A.; AZEVEDO, G. M. S.; BRADASCHIA, F.; LIMONGI, L. R. Modelling and Control of a Non-isolated Boost DC-DC Converter Using Voltage Lift Technique. *17th Brazilian Power Electronics Conference and 8th IEEE Southern Power Electronics Conference*. 2023.

3. CAVALCANTE JUNIOR, V. M.; **BANDEIRA, C. M.**; FREITAS, R. A.; NEVES, F. A. S.; CAVALCANTI NETO, R.; AZEVEDO, G. M. S. A Comparative Study of PLLs for Power System under Various Disturbances. *17th Brazilian Power Electronics Conference and 8th IEEE Southern Power Electronics Conference*. 2023.

4. SOUZA, R. M.; **BANDEIRA, C. M.**; LIMA, G. H. M.; CAVALCANTI NETO, R.; BRADASCHIA, F.; AZEVEDO, G. M. S.; CASTRO, J. F. C. Avaliação de alternativas para adequação da SE Bongi considerando sistemas de armazenamento por baterias. *XXVII Seminário Nacional de Produção e Transmissão de Energia Elétrica*. 2023.

5. GIRALDO, N. I. M. ; **BANDEIRA, C. M.**; AZEVEDO, G. M. S.; LIMONGI, L. R.; BRADASCHIA, F.; BARBOSA, E. J. Comparative Study of Microgrid Power Sharing Techniques Based on Synchronous Machine Emulation Carried Out in Real-Time Simulation. *17th Brazilian Power Electronics Conference and 8th IEEE Southern Power Electronics Conference*. 2023.

6. CALDEIRA, C. A.; ALMEIDA, A. D. D.; CAVALCANTE JUNIOR, V. M.; **BANDEIRA, C. M.** ; CAVALCANTI, M. C.; MARTINS, M. L. S. Comparative Study of Modulation Techniques to Reduce Leakage Current in a Quadratic-Boost Split Source Inverter for Photovoltaic Systems. *17th Brazilian Power Electronics Conference and 8th IEEE Southern Power Electronics Conference*. 2023.

# REFERÊNCIAS

ABNT NBR IEC. *NBR IEC 61851-23: Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 23: Estação de recarga em corrente contínua para veículos elétricos*. [S.l.], 2020. Citado 6 vezes nas páginas 29, 32, 33, 34, 35 e 43.

ABNT NBR IEC. *NBR IEC 61851-1: Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 1: Requisitos Gerais*. [S.l.], 2021. Citado 4 vezes nas páginas 25, 26, 27 e 41.

ABNT NBR IEC. *NBR IEC 62196-1: Plugues, tomadas, tomadas móveis para veículos elétricos e plugues fixos para veículos elétricos. Parte 1: Requisitos Gerais*. [S.l.], 2021. Citado na página 27.

ACHARIGE, S. S. G. et al. Review of electric vehicle charging technologies, standards, architectures, and converter configurations. *IEEE Access*, v. 11, p. 41218–41255, 2023. Citado 2 vezes nas páginas 31 e 39.

AHMAD, A. et al. An overview on medium voltage grid integration of ultra-fast charging stations: Current status and future trends. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*, v. 3, p. 420–447, 2022. Citado 5 vezes nas páginas 37, 38, 40, 43 e 47.

AHMADI, M.; MITHULANANTHAN, N.; SHARMA, R. A review on topologies for fast charging stations for electric vehicles. In: *2016 IEEE International Conference on Power System Technology (POWERCON)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–6. Citado na página 20.

ALLIANCE, G. B. *Vision for a Sustainable Battery Value Chain in 2030: Unlocking the Full Potential to Power Sustainable Development and Climate CHange Mitigation*. 2019. <https://www3.weforum.org/docs/WEF_A_Vision_for_a_Sustainable_Battery_Value_Chain_in_2030_Report.pdf>. Acesso: 08-11-2023. Citado 2 vezes nas páginas 38 e 39.

ANSI. *Roadmap of standards and codes for electric vehicles at scale*. [S.l.], 2023. Citado 5 vezes nas páginas 23, 24, 39, 41 e 43.

ASTON MARTIN. *WHY THE 2020 RAPIDE E IS THE WORLD'S GREATEST ELECTRIC CAR*. 2019. Acesso: 09-11-2023. Disponível em: <https://www.astonmartinpalmbeach.com/why-the-2020-rapide-e-is-the-worlds-greatest-electric-car/>. Citado na página 43.

AUDI. *2024 Audi RS e-tron GT*. 2022. Acesso: 09-11-2023. Disponível em: <https://www.audiusa.com/us/web/en/models/e-tron-gt/rs-e-tron-gt/2024/overview.html>. Citado na página 43.

BAI, S.; YU, D.; LUKIC, S. Optimum design of an ev/phev charging station with dc bus and storage system. In: *2010 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1178–1184. Citado na página 44.

BARBI, I.; PÖTTKER, F. *Soft Commutation Isolated DC-DC Converters*. [S.l.]: Springer, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 51 e 52.

BEAMA. *Guide to Electric Vehicle Infrastructure*. [S.l.], 2022. Citado 5 vezes nas páginas 23, 24, 26, 27 e 28.

BRENNA, M.; FOIADELLI, F.; AL., C. Leone et. Electric vehicles charging technology review and optimal size estimation. *J. Electr. Eng. Technol.*, v. 15, p. 2539–2552, 2020. Citado na página 47.

CAMPAGNA, N. et al. Battery models for battery powered applications: A comparative study. *Energies*, v. 13, n. 16, 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/13/16/4085>. Citado na página 74.

DAS, H. et al. Electric vehicles standards, charging infrastructure, and impact on grid integration: A technological review. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 120, p. 109618, 2020. ISSN 1364-0321. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032119308251>. Citado na página 28.

DENG, J. et al. Design methodology of llc resonant converters for electric vehicle battery chargers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 63, n. 4, p. 1581–1592, 2014. Citado 2 vezes nas páginas 44 e 62.

ENERGATE. *German government allocates 400 million euros for company fast chargers*. 2023. Acesso: 25-01-2024. Disponível em: <https://www.energate-messenger.com/news/236540/german-government-allocates-400-million-euros-for-company-fast-chargers>. Citado na página 19.

ENGE, P.; ENGE, N.; ZOEPF, A. *Electric Vehicle Engineering*. [S.l.]: McGraw Hill, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 17 e 18.

EPE. *Plano Nacional de Energia 2050*. [S.l.], 2020. Citado na página 20.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. [S.l.]: Springer, 2020. Citado na página 48.

FORD. *Ford EV customers to gain access to 12,000 tesla superchargers; Company to add north american charging standard port in future EVs*. 2023. <https://www.tesla.com/blog/opening-north-american-charging-standard>. Acesso em 07-11-2023. Citado na página 31.

GOVERNO DA CHINA. *Contribuição Nacionalmente Determinada da China*. 2021. <https://unfccc.int/sites/default/files/NDC/2022-06/China%E2%80%99s%20Achievements%2C%20New%20Goals%20and%20New%20Measures%20for%20Nationally%20Determined%20Contributions.pdf>. Acesso: 10-08-2023. Citado na página 17.

GOVERNO DO BRASIL. *Contribuição Nacionalmente Determinada do Brasil*. 2022. <https://unfccc.int/sites/default/files/NDC/2022-06/Updated%20-%20First%20NDC%20-%20%20FINAL%20-%20PDF.pdf>. Acesso: 12-10-2023. Citado na página 19.

GOVERNO DO CANADÁ. *Incentives for Zero-Emission Vehicles (iZEV)*. 2024. Acesso: 25-01-2024. Disponível em: <https://tc.canada.ca/en/road-transportation/innovative-technologies/zero-emission-vehicles/incentives-zero-emission-vehicles-izev>. Citado na página 18.

GOVERNO DO REINO UNIDO. *Plug-in grant for cars to end as focus moves to improving electric vehicle charging*. 2022. Acesso: 25-01-2024. Disponível em: <https://www.gov.uk/government/news/plug-in-grant-for-cars-to-end-as-focus-moves-to-improving-electric-vehicle-charging>. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.

GOVERNO DOS EUA. *Contribuição Nacionalmente Determinada dos Estados Unidos da América*. 2021. <https://unfccc.int/sites/default/files/NDC/2022-06/United%20States%20NDC%20April%2021%202021%20Final.pdf>. Acesso em 10-08-2023. Citado na página 17.

HABIB, S. et al. Contemporary trends in power electronics converters for charging solutions of electric vehicles. *CSEE Journal of Power and Energy Systems*, v. 6, n. 4, p. 911–929, 2020. Citado na página 28.

Idaho National Laboratory. *Battery Pack Laboratory Testing Results: 2015 Kia Soul - VIN 1918*. [S.l.], 2015. Acesso: 20-01-2024. Disponível em: <https://avt.inl.gov/sites/default/files/pdf/fsev/batterySoul1918.pdf>. Citado na página 76.

Idaho National Laboratory. *Battery Pack Laboratory Testing Results: 2013 Ford Focus Hatchback - VIN 1700*. [S.l.], 2016. Acesso: 20-01-2024. Disponível em: <https://avt.inl.gov/sites/default/files/pdf/fsev/batteryFocus1700.pdf>. Citado na página 76.

Idaho National Laboratory. *Battery Pack Laboratory Testing Results: 2013 Nissan Leaf S - VIN 5045*. [S.l.], 2016. Acesso: 20-01-2024. Disponível em: <https://avt.inl.gov/sites/default/files/pdf/fsev/batteryLeaf5045.pdf>. Citado 2 vezes nas páginas 75 e 76.

Idaho National Laboratory. *Battery Pack Laboratory Testing Results: 2014 BMW i3 EV - VIN 5486*. [S.l.], 2016. Acesso: 20-01-2024. Disponível em: <https://avt.inl.gov/sites/default/files/pdf/fsev/batteryi5486.pdf>. Citado na página 76.

Idaho National Laboratory. *Battery Pack Laboratory Testing Results: 2015 Chevrolet Spark - VIN 4878*. [S.l.], 2016. Acesso: 20-01-2024. Disponível em: <https://avt.inl.gov/sites/default/files/pdf/fsev/batterySpark4878.pdf>. Citado na página 76.

Idaho National Laboratory. *2013 Ford Focus Electric Battery Charge Profiles at Different Temperatures*. s.d. <https://avt.inl.gov/sites/default/files/pdf/fsev/2013FordFocusElectricChargingReport.pdf>. Acesso: 09-11-2023. Citado 2 vezes nas páginas 41 e 42.

IEA. *Global EV Outlook 2023*. [S.l.], 2023. Citado 3 vezes nas páginas 17, 18 e 19.

IEC. *IEC 62196-3: Plugs, socket-outlets, vehicle connectors and vehicle inlets - Conductive charging of electric vehicles - Part 3: Dimensional compatibility requirements for DC and AC/DC pin and contact-tube vehicle couplers*. [S.l.], 2022. Citado na página 30.

IEEE. *IEEE 2030.1.1 - 2015: Specifications of a DC Quick Charger for use with Electrical Vehicles*. [S.l.], 2015. Citado na página 41.

KHALID, M. R. et al. A comprehensive review on structural topologies, power levels, energy storage systems, and standards for electric vehicle charging stations and their impacts on grid. *IEEE Access*, v. 9, p. 128069–128094, 2021. Citado 3 vezes nas páginas 39, 43 e 47.

LEE, W.-S. et al. Design of an isolated DC/DC topology with high efficiency of over 97% for EV fast chargers. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, v. 68, n. 12, p. 11725–11737, 2019. Citado na página 44.

LIN, S.-Y.; CHEN, C.-L. Analysis and design for rcd clamped snubber used in output rectifier of phase-shift full-bridge zvs converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 2, p. 358–359, 1998. Citado na página 64.

LIU, W.; PLACKE, T.; CHAU, K. Overview of batteries and battery management for electric vehicles. *Energy Reports*, v. 8, p. 4058–4084, 2022. ISSN 2352-4847. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352484722005716>. Citado 3 vezes nas páginas 39, 40 e 41.

MATEEN, S. et al. Ultra-fast charging of electric vehicles: A review of power electronics converter, grid stability and optimal battery consideration in multi-energy systems. *Sustainable Energy, Grids and Networks*, v. 35, p. 101112, 2023. ISSN 2352-4677. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352467723001200>. Citado na página 31.

MICROSEMI. *MSCDC200A170D1PAG Datasheet Phase Leg SiC Diodes Power Module*. s.d. Acesso: 29-02-2024. Disponível em: <https://br.mouser.com/datasheet/2/268/Microsemi_MSCDC200A170D1PAG_Phase_Leg_SiC_Diodes_P-1855483.pdf>. Citado na página 64.

NAÇÕES UNIDAS. *Acordo de Paris*. 2015. <https://unfccc.int/sites/default/files/english_paris_agreement.pdf>. Acesso: 10-08-2023. Citado na página 17.

OGATA, K. *Discrete-Time Control Systems*. [S.l.]: Prentice-Hall International, Inc., 1995. Citado na página 81.

PEVEC, D. et al. A survey-based assessment of how existing and potential electric vehicle owners perceive range anxiety. *Journal of Cleaner Production*, v. 276, p. 122779, 2020. ISSN 0959-6526. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0959652620328249>. Citado na página 19.

PORSCHE. *Gestão de temperatura sofisticada, tensão do sistema de até 800 V*. 2022. Acesso: 09-11-2023. Disponível em: <https://media.porsche.com/mediakit/taycan/pt/porsche-taycan/die-batterie>. Citado na página 43.

RAFI, M. A. H.; BAUMAN, J. A comprehensive review of dc fast-charging stations with energy storage: Architectures, power converters, and analysis. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 7, n. 2, p. 345–368, 2021. Citado 6 vezes nas páginas 36, 37, 38, 43, 44 e 47.

RAJENDRAN, G. et al. A comprehensive review on system architecture and international standards for electric vehicle charging stations. *Journal of Energy Storage*, v. 42, p. 103099, 2021. ISSN 2352-152X. Disponível em: <https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S2352152X21008045>. Citado na página 24.

RIVERA, S. et al. Electric vehicle charging infrastructure: From grid to battery. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 15, n. 2, p. 37–51, 2021. Citado na página 31.

ROHM. *SiC Power Module BSM300D12P2E001 Datasheet*. s.d. Acesso: 19-11-2023. Disponível em: <https://fscdn.rohm.com/en/products/databook/datasheet/discrete/sic/power_module/bsm300d12p2e001-e.pdf>. Citado na página 60.

SABATE, J. et al. Design considerations for high-voltage high-power full-bridge zero-voltage-switched pwm converter. In: *Fifth Annual Proceedings on Applied Power Electronics Conference and Exposition*. [S.l.: s.n.], 1990. p. 275–284. Citado 3 vezes nas páginas 51, 52 e 53.

SABIC. *Electrical Vehicle Charging Equipment*. 2021. Acesso: 23-10-2023. Disponível em: <https://www.ulprospector.com/knowledge/media/2021/03/2021-e-seminar-EV-Supply-Equipment-complete-FINAL-may-4.pdf>. Citado na página 24.

SAFAYATULLAH, M. et al. A comprehensive review of power converter topologies and control methods for electric vehicle fast charging applications. *IEEE Access*, v. 10, p. 40753–40793, 2022. Citado na página 43.

SAVIO, D. A. et al. Photovoltaic integrated hybrid microgrid structured electric vehicle charging station and its energy management approach. *Energies*, v. 12, n. 1, 2019. ISSN 1996-1073. Disponível em: <https://www.mdpi.com/1996-1073/12/1/168>. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.

SHIRK, M.; WISHART, J. Effects of electric vehicle fast charging on battery life and vehicle performance. In: IDAHO NATIONAL LABORATORY. *SAE 2015 World Congress and Exibition*. [S.l.], 2015. ISSN 0148-7191. Citado na página 42.

SHIRSAVAR, A. *Step-by-step Snubber and Clamp Design for Power Supplies*. s.d. Acesso: 29-02-2024. Disponível em: <https://www.omicron-lab.com/fileadmin/assets/Training_and_Events/Power_Analysis_and_Design-Symposium/2022/Presentation_BirichaDigital.pdf>. Citado na página 65.

TESLA. *Non-Tesla Supercharging*. 2022. <https://www.tesla.com/support/non-tesla-supercharging>. Acesso em 07-11-2023. Citado na página 31.

TESLA. *Opening the North American Charging Standard*. 2022. <https://www.tesla.com/blog/opening-north-american-charging-standard>. Acesso em 07-11-2023. Citado na página 31.

THE WHITE HOUSE. *Building a Clean Energy Economy: A Guidebook to the Inflation Reduction Act's Investments in Clean Energy and Climate Action*. 2023. Acesso: 25-01-2024. Disponível em: <https://www.whitehouse.gov/wp-content/uploads/2022/12/Inflation-Reduction-Act-Guidebook.pdf>. Citado na página 19.

TOSHIBA. *What is SCiB*. 2022. <https://www.global.toshiba/ww/products-solutions/battery/scib/about.html>. Acesso: 09-11-2023. Citado na página 40.

TREMBLAY, O.; DESSAINT, L.-A. Experimental validation of a battery dynamic model for ev applications. *World Electric Vehicle Journal*, v. 3, n. 2, p. 289–298, 2009. ISSN 2032-6653. Disponível em: <https://www.mdpi.com/2032-6653/3/2/289>. Citado 2 vezes nas páginas 73 e 75.

TU, H. et al. Extreme fast charging of electric vehicles: A technology overview. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, v. 5, n. 4, p. 861–878, 2019. Citado na página 36.

VLATKOVIC, V. et al. Small-signal analysis of the phase-shifted pwm converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 7, n. 1, p. 128–135, 1992. Citado 5 vezes nas páginas 67, 68, 70, 71 e 97.

ZVEI. *Voltage classes for electric mobility*. 2013. Acesso: 09-11-2023. Disponível em: <https://www.zvei.org/fileadmin/user_upload/Presse_und_Medien/Publikationen/2014/april/Voltage_Classes_for_Electric_Mobility/Voltage_Classes_for_Electric_Mobility.pdf>. Citado na página 43.