



UNIVERSIDADE FEDERAL DE PERNAMBUCO
CENTRO DE TECNOLOGIA E GEOCIÊNCIAS
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA DE CONTROLE E AUTOMAÇÃO

MARIA JÚLIA BEZERRA DOS SANTOS ANDRADE

**CONTROLE DO CONVERSOR PHASE-SHIFT FULL-BRIDGE RECONFIGURÁVEL
APLICADO À MOBILIDADE ELÉTRICA**

Recife
2025

MARIA JÚLIA BEZERRA DOS SANTOS ANDRADE

**CONTROLE DO CONVERSOR PHASE-SHIFT FULL-BRIDGE RECONFIGURÁVEL
APLICADO À MOBILIDADE ELÉTRICA**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Graduação em
Engenharia de Controle e Automação da
Universidade Federal de Pernambuco,
como requisito parcial para obtenção do
grau de Bacharel em Engenharia de
Controle e Automação.

Orientador(a): Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto

Coorientadora(a): Prof. M.Sc. Camila Mendes Bandeira

Recife
2025

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do programa de geração automática do SIB/UFPE

Andrade, Maria Júlia Bezerra dos Santos.

Controle do conversor Phase-Shift Full-Bridge aplicado à mobiliade elétrica
/ Maria Júlia Bezerra dos Santos Andrade. - Recife, 2025.

80 p. : il., tab.

Orientador(a): Rafael Cavalcanti Neto

Cooorientador(a): Camila Mendes Bandeira

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal de
Pernambuco, Centro de Tecnologia e Geociências, Engenharia de Controle e
Automação - Bacharelado, 2025.

Inclui referências.

1. Controle digital. 2. Conversor CC-CC. 3. Veículos elétricos. 4.
Carregamento rápido. I. Cavalcanti Neto, Rafael. (Orientação). II. Bandeira,
Camila Mendes. (Coorientação). IV. Título.

620 CDD (22.ed.)

MARIA JÚLIA BEZERRA DOS SANTOS ANDRADE

**CONTROLE DO CONVERSOR PHASE-SHIFT FULL-BRIDGE RECONFIGURÁVEL
APLICADO À MOBILIDADE ELÉTRICA**

Trabalho de Conclusão de Curso
apresentado ao Curso de Graduação em
Engenharia de Controle e Automação da
Universidade Federal de Pernambuco,
como requisito parcial para obtenção do
grau de Bacharel em Engenharia de
Controle e Automação.

Aprovado em: 09/04/2025.

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Rafael Cavalcanti Neto (Orientador)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Artur Muniz Szpak Furtado (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

Prof. Dr. Gustavo Azevedo Teixeira (Examinador Interno)
Universidade Federal de Pernambuco

AGRADECIMENTOS

Agradeço primeiramente a Deus, por me capacitar e me acalmar em todos os momentos de aflição.

Agradeço aos meus pais, Givanildo e Jane, por sempre me proporcionarem as melhores condições de estudo possíveis e apoiarem minhas escolhas. Também agradeço a Antônio, por, como irmão mais velho, ser meu companheiro de vida e desbravar o mundo antes de mim. Agradeço ao restante da minha família, avós, tios e primos, por estarem sempre ao meu lado.

Agradeço a todos meus amigos da faculdade, principalmente aos que estiveram comigo desde as primeiras disciplinas, Bernardo, Caio e Hewerton, e aos que se aproximaram no fim do curso, Genilson e Laura, que foram o gás que eu precisava para seguir em frente. Agradeço também aos amigos da época do colégio, Amanda, Catarina, Lucas, Maria Júlia e Marina, que mesmo em diferentes cursos e universidades, nunca deixaram de se fazer presentes na minha vida e sempre me trazem bons momentos.

Por fim, agradeço aos meus orientadores, Rafael e Camila, por toda paciência ao longo da execução deste trabalho e a todos os professores que tiveram parte na minha jornada acadêmica.

RESUMO

A busca mundial pela redução de emissão de poluentes vem resultando em um movimento pela substituição de veículos movidos a combustão por veículos elétricos. Entretanto, para que essa substituição seja viável, é preciso superar alguns desafios. Uma das dificuldades encontradas para ampliação da mobilidade elétrica são os sistemas de recarga, que levam um tempo maior e são menos padronizados quando comparados aos de veículos a combustão. Uma alternativa para o problema do tempo de carga é o uso de estações de carregamento a corrente contínua que se conectam diretamente aos terminais das baterias e, assim, conseguem entregar uma maior potência visto que o volume e o peso da unidade de conversão deixam de ser um fator limitante. Para que essa estação possa atender a diversos tipos de baterias, é importante que ela opere numa ampla faixa de tensão. Dessa forma, neste trabalho se projeta o controle de um conversor estático CC-CC reconfigurável para ser aplicado em estações de carregamento de veículos elétricos, de forma que elas atendam veículos com baterias tanto de 400V quanto de 800V. Inicialmente, é apresentada a topologia do conversor *Phase-Shift Full-Bridge* reconfigurável (r-PSFB) em conjunto com seu modo de funcionamento. Como o modelo matemático desse conversor não existe na literatura, é feita, para as duas configurações, a modelagem das respostas de tensão e de corrente devido a uma variação na defasagem. Em seguida, a partir do modelo obtido, se projeta um esquema de controle digital adaptável, que, a depender da configuração do conversor e da etapa de carregamento, altera o controlador conectado ao sistema. É projetado então o sistema de controle de tensão e de corrente para cada configuração, de forma que o carregador atenda às normas da ABNT para estações de carregamento. Esse controle é testado e validado por meio de simulações no *software Matlab/Simulink*. No fim, se obtém resultados que mostram que a topologia utilizada, em conjunto com os controladores projetados, atende às demandas normativas tanto para baterias de 400V quanto para as de 800V.

Palavras-chave: controle digital; conversor CC-CC; veículos elétricos; carregamento rápido.

ABSTRACT

The global effort to reduce pollutant emissions has significantly increased the demand for replacing combustion engine vehicles with electric vehicles. However, for this substitution to be viable, several challenges must be overcome. One of the main difficulties in expanding electric mobility is the charging system, which typically requires longer charging times and lacks the standardization found in combustion vehicle refueling systems. A promising solution to the charging time issue is the use of direct current fast charging stations that connect directly to battery terminals, thereby delivering higher power, since the volume and weight of the conversion unit are no longer limiting factors. For these stations to support different types of batteries, it is crucial that they operate over a wide voltage range. Thus, this work presents the design of a control strategy for a reconfigurable static DC-DC converter to be implemented in electric vehicle charging stations, enabling them to service batteries of both 400V and 800V. Initially, the topology of the reconfigurable phase-shifted full-bridge (r-PSFB) converter is presented along with its operating mode. Since the mathematical model of this converter does not exist in the literature, the modeling of the voltage and current responses to a phase shift variation is carried out for both configurations. Subsequently, based on the derived model, an adaptive digital control scheme is designed, which adjusts the controller connected to the system according to the converter configuration and the charging stage. The voltage and current control system is then developed for each configuration, ensuring compliance with ABNT standards for charging stations. The proposed control system is tested and validated through simulations in *Matlab/Simulink*. Finally, the results demonstrate that the chosen topology, in conjunction with the designed controllers, meets the regulatory requirements for both 400V and 800V batteries.

Keywords: digital control, DC-DC converter, electric vehicles, fast charging.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Curva de carga do modo de carregamento CC-CV.....	20
Figura 2 – Curva de carga do modo de carregamento <i>pulse charging</i>	20
Figura 3 – Conversor <i>Flyback</i>	22
Figura 4 – Conversor <i>Push-Pull</i>	22
Figura 5 – Conversor DAB.	23
Figura 6 – Conversor PSFB.	24
Figura 7 – Conversor LLC.	25
Figura 8 – Curva de resposta do método CCC.	26
Figura 9 – Curva de resposta do método CVC.....	28
Figura 10 – Tipos de respostas de um sistema.....	30
Figura 11 – Parâmetros da resposta do sistema.....	31
Figura 12 – Diagrama de blocos de um sistema de malha fechada.....	32
Figura 13 – Tipos de sinais.	36
Figura 14 – Amostragem com um retentor de ordem zero.....	37
Figura 15 – Conversor r-PSFB.	40
Figura 16 – Modulação das chaves do conversor r-PSFB.	41
Figura 17 – Modelo de pequenos sinais do conversor <i>buck</i>	42
Figura 18 – Formas de onda do PSFB.....	43
Figura 19 – Efeito da variação da corrente do indutor no ciclo de trabalho efetivo. ..	45
Figura 20 – Efeito da variação da tensão de entrada no ciclo de trabalho efetivo.	47
Figura 21 – Modelo de pequenos sinais do conversor PSFB.....	47
Figura 22 – Modelo de pequenos sinais da configuração em paralelo.....	48
Figura 23 – Modelo de Pequenos Sinais da configuração em Série.	50
Figura 24 – Comparação dos modelos com os circuitos.	53
Figura 25 – Estrutura do controle de corrente.....	54
Figura 26 – Estrutura do controle de tensão.	55
Figura 27 – Escolha da configuração de controle.	55
Figura 28 – Lugar das raízes de ambas as configurações.....	59
Figura 29 – Diagrama de bode do controle de corrente do sistema em paralelo.	60
Figura 30 – Diagrama de bode do controle de corrente do sistema em série.	62
Figura 31 – Estrutura simplificada do controle da tensão.....	63

Figura 32 – Diagrama de bode do controle de tensão do sistema em paralelo.....	64
Figura 33 – Diagrama de bode do controle de tensão do sistema em série.	66
Figura 34 – Estrutura do carregador.	67
Figura 35 – Resposta do carregador à conexão de uma bateria de 400V.	69
Figura 36 – Resposta do sistema em paralelo a mudanças na posição das chaves.	69
Figura 37 – Resposta do carregador à conexão de uma bateria de 800V.	70
Figura 38 – Resposta do sistema em série a mudanças na posição das chaves.	70
Figura 39 – Saídas do conversor para uma bateria de 400V.	72
Figura 40 – Saídas do conversor para uma bateria de 800V.	73
Figura 41 – Resposta do carregador a uma solicitação de parada.	75

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Arquitetura das baterias dos EVs.	14
Tabela 2 – Limite de ondulação da corrente.	27
Tabela 3 – Erros de cada tipo de sistema.	34
Tabela 4 – Parâmetros utilizados para validar os modelos.	52
Tabela 5 – Defasagens iniciais para validação.	52
Tabela 6 – Parâmetros do controle.	56
Tabela 7 – Polos e zeros da configuração em paralelo.....	59
Tabela 8 – Polos e zeros da configuração em série.....	61
Tabela 9 – Parâmetros do modelo da bateria.	67
Tabela 10 – Características da resposta do sistema em paralelo.	72
Tabela 11 – Características da resposta do sistema em série.	73

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ABNT	Associação Brasileira de Normas Técnicas
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CCC	<i>Constant Current Controlled</i>
CC-CV	<i>Constant Current-Constant Voltage</i>
CO ₂	Dióxido de Carbono
CP	<i>Constant Power</i>
CV	<i>Constant Voltage</i>
CVC	<i>Constant Voltage Controlled</i>
DAB	<i>Dual Active Bridge</i>
DHB	<i>Dual Half-Bridge</i>
EV	<i>Electric Vehicle</i>
NOx	Óxidos de nitrogênio
PC	<i>Pulse Charging</i>
PSFB	<i>Phase-Shift Full Bridge</i>
r-PSFB	<i>Phase-Shift Full Bridge</i> reconfigurável
TC	<i>Trickle Current</i>
ZVS	<i>Zero Voltage Switching</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

C_F	Capacitância de filtro
$C(s)$	Função de transferência do controlador de um sistema de controle
C_{ip}, C_{is}	Função de transferência do controlador de corrente
C_{vp}, C_{vs}	Função de transferência do controlador de tensão
D_{eff}	Ciclo de trabalho efetivo
$\hat{d}_i$	Variação no ciclo de trabalho efetivo causada pela variação da corrente de saída
$dl_{\min}$	Taxa de variação mínima da corrente
D_{perda}	Perca no ciclo de trabalho
$\hat{d}_v$	Variação no ciclo de trabalho efetivo causada pela variação da tensão de entrada
d_y	Ciclo de trabalho aplicado no primário
$E(s)$	Sinal de erro de um sistema de controle
f_s	Frequência de chaveamento
$G(s)$	Função de transferência da planta de um sistema de controle
G_{ip}, G_{vp}	Funções de transferência do modelo em paralelo
G_{is}, G_{vs}	Funções de transferência do modelo em série
G_{vip}, G_{vis}	Funções de transferência que relacionam a tensão em relação à corrente do sistema
$H(s)$	Função de transferência dos sensores
i_{Lf}	Corrente no indutor de saída
I_N	Corrente solicitada pelo veículo
i_o	Corrente de saída do conversor
i_o^*	Referência do controle de corrente
K	Relação de transformação do primário em relação ao secundário do transformador
L_F	Indutância de filtro
L_R	Indutância de dispersão
M_p	Máximo sobressinal do sistema de controle
$R(s)$	Referência de um sistema de controle

R_{LD}	Resistência de carga do conversor
S_1, S_2	Chaves auxiliares do sistema de controle
$S_{aux,n}$	Chaves de seleção de configuração
S_c	Chave de carga
S_t	Chave de equalização
t_d	Tempo de atraso do sistema de controle
T_D	Tempo de atraso para a corrente atingir o valor solicitado no modo CCC
t_p	Tempo de pico do sistema de controle
t_r	Tempo de subida do sistema de controle
t_s	Tempo de acomodação do sistema de controle
T_s	Período de chaveamento
V_{in}	Tensão de entrada do conversor
v_o	Tensão de saída do conversor
ω_c	Frequência de corte do sensor
ϕ	Defasagem aplicada ao conversor

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	OBJETIVOS	16
1.1.1	Geral.....	16
1.1.2	Específicos	16
1.2	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO.....	16
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	18
2.1	CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS A BATERIA	18
2.1.1	Modos de Carregamento	18
2.1.1.1	<i>Carregamento Lento</i>	19
2.1.1.2	<i>Carregamento Rápido</i>	19
2.1.2	Topologias de Conversores Isolados para Carregamento CC	21
2.1.2.1	<i>Conversores Tradicionais</i>	21
2.1.2.2	<i>Conversor Phase Shift Full-Bridge</i>	23
2.1.2.3	<i>Conversor LLC</i>	24
2.1.3	Critérios de Recarga.....	25
2.1.3.1	<i>Método CCC</i>	26
2.1.3.2	<i>Método CVC</i>	27
2.1.3.3	<i>Suspensão do Carregamento</i>	28
2.2	CONCEITOS DE ENGENHARIA DE CONTROLE	28
2.2.1	Sistemas de Controle	29
2.2.2	Tipos de Modelagem	32
2.2.3	Métodos de Controle	33
2.2.4	Controle Digital	35
3	MODELAGEM DO CONVERSOR.....	39
3.1	CONVERSOR PHASE-SHIFT FULL BRIDGE RECONFIGURÁVEL	39
3.2	OPERAÇÃO DO R-PSFB.....	40

3.3	MODELAGEM DO CONVERSOR R-PSFB.....	42
3.3.1	Modelo de Pequenos Sinais do Conversor PSFB	42
3.3.1.1	<i>Perda de Ciclo de Trabalho</i>	42
3.3.1.2	<i>Efeito da Variação da Corrente no Indutor de Saída (L_f).....</i>	45
3.3.1.3	<i>Efeito da Variação da Tensão de Entrada (V_{in}):.....</i>	46
3.3.2	Ajustes para o Modelo do r-PSFB	48
3.3.3	Configuração em Paralelo	48
3.3.4	Configuração em Série	50
3.3.5	Validação da Modelagem	51
4	OPERAÇÃO DO CARREGADOR.....	54
4.1	PROJETO DE CONTROLE.....	54
4.1.1	Controle de Corrente	57
4.1.2	Controle de Tensão	62
4.2	PROCESSO DE CARREGAMENTO.....	66
4.2.1	1ª Etapa.....	68
4.2.2	2ª Etapa.....	71
4.2.3	3ª Etapa.....	74
5	CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE	76
	REFERÊNCIAS	78

1 INTRODUÇÃO

Com a crescente busca mundial pela redução de gases poluentes, se observa uma tendência para uma maior adesão da mobilidade elétrica. Isso se deve aos veículos elétricos (do inglês *electric vehicles* - EVs) serem vistos como uma alternativa aos automóveis movidos à queima de combustível fóssil. Essas emissões prejudiciais contribuem para o aumento da concentração de dióxido de carbono (CO₂), óxidos de nitrogênio (NOx) e outros gases responsáveis por fenômenos como o aquecimento global e problemas respiratórios crônicos na população (GALICKI, 2022).

Em consequência disso, são procuradas formas de reduzir essas emissões, evoluindo o cenário da mobilidade elétrica e tornando-o mais acessível e eficiente. Para fazê-lo mais abrangente, é necessário superar desafios atuais como o da infraestrutura de recarga das baterias, bastante limitada quando comparada à dos veículos a combustão. Uma das grandes dificuldades dessa recarga é o tempo gasto no processo e a falta de padronização dos sistemas de carregamento (MASTOI, ZHUANG, *et al.*, 2022) (OMASE, MITTAL, *et al.*, 2023).

No mercado, a maioria dos EVs operam com baterias de tensão nominal próxima a 400V. Entretanto, nos últimos anos, buscando uma redução do peso e uma possível diminuição do tempo de recarga desses veículos, houve uma tendência crescente ao uso de arquiteturas com baterias de 800V em EVs de alto desempenho, com o pioneiro sendo o Porsche Taycan (PORSCHE, 2019). Alguns modelos de EVs e as suas respectivas arquiteturas de bateria podem ser observados na Tabela 1.

Tabela 1 – Arquitetura das baterias dos EVs.

Modelo	Arquitetura da bateria
BYD Sea Lion 7	800V
Porsche Taycan	800V
Audi RS e-tron GT	800V
BYD Yuan Plus (Atto 3)	400V
Nissan Ariya	400V
Chevrolet Bolt EV	400V

Fonte: A autora (2025).

Os variados níveis de tensão das baterias dos EVs trazem mais desafios para a padronização dos sistemas de recarga, sendo necessárias adaptações na infraestrutura de carregamento. Assim, é preciso que as estações de carregamento sejam capazes de suprir, de forma rápida e eficiente, baterias de 400V ou 800V (LYU, SOEIRO e BAUER, 2024).

Buscando alternativas para superar os desafios citados acima, é possível utilizar conversores rápidos de corrente contínua que se conectam diretamente aos terminais da bateria. Essa conexão direta ocasiona na diminuição do tempo gasto pelas estações de carregamento. Além disso, essa aplicação traz uma solução abrangente, capaz de atender a variados níveis de tensão devido ao uso de conversores estáticos, baseados em eletrônica de potência. (TURKSOY, TEKE e ALKAYA, 2020).

Por esse motivo, neste trabalho, é apresentada uma estação de recarga, utilizando uma topologia de conversor de saída reconfigurável capaz de atender baterias de 400V ou 800V. Para isso, serão mostradas as normas de recarga da ABNT (Associação Brasileira de Normas Técnicas) e explicados alguns conceitos necessários para entender o funcionamento desse conversor.

Além disso, um bom sistema de controle é essencial para garantir que os requisitos de recarga sejam cumpridos. Ele permitirá a operação correta do conversor, evitando esforços desnecessários sobre os componentes do sistema. Por esse motivo, serão expostos conceitos de engenharia de controle com o objetivo de projetar um sistema de controle para a estação de carregamento apresentada. Com isso, será descrito o procedimento necessário para o projeto desse sistema, desde a modelagem das configurações do conversor até a obtenção do controlador, de forma que ele atenda às especificações normativas.

1.1 Objetivos

1.1.1 Geral

O objetivo deste trabalho é projetar o controle e modelar um conversor CC-CC aplicável a estações de carregamento rápido capazes de atender, seguindo as normas vigentes, veículos com baterias de 400V ou 800V.

1.1.2 Específicos

- Compreender o funcionamento do conversor *Phase Shift Full Bridge* reconfigurável (r-PSFB);
- Obter os modelos matemáticos das duas configurações do conversor utilizado;
- Projetar um sistema de controle capaz de atender aos requisitos das normas da ABNT;
- Validar o controle projetado em ambiente de simulação utilizando o *software Matlab/Simulink*.

1.2 Organização do Trabalho

Este trabalho é organizado conforme os capítulos a seguir:

- **Capítulo 2:** Neste capítulo, são apresentados alguns conceitos importantes para o entendimento do trabalho. Inicialmente são mostrados tópicos relacionados a carregadores de veículos elétricos, contemplando os seus modos de carregamento, topologias típicas de conversores aplicados a eles e as normas que regem esses dispositivos. Além disso, se apresentam conceitos de engenharia de controle, introduzindo os sistemas, as modelagens e os métodos de controle.
- **Capítulo 3:** Neste capítulo, se apresenta o processo de modelagem do conversor escolhido. Seu funcionamento é explicado e são adicionadas suas

características ao modelo de pequenos sinais do conversor Buck. Com isso, se obtém a resposta da tensão e da corrente a uma variação no ciclo de trabalho para as configurações em série e em paralelo do r-PSFB.

- **Capítulo 4:** Neste capítulo, são projetados os controladores que atuarão no sistema. Além disso, se explica o processo de carregamento da estação, indicando quando serão utilizados os controladores previamente projetados.
- **Capítulo 5:** Neste capítulo, são apresentadas as conclusões obtidas com o trabalho e possibilidades para trabalhos futuros.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Este capítulo contém a base teórica necessária para a compreensão do presente trabalho. Primeiro, são abordados alguns aspectos importantes sobre o carregamento de baterias de veículos elétricos. Em seguida, são explicados alguns conceitos de engenharia de controle.

2.1 Carregadores de Veículos Elétricos a Bateria

Como visto anteriormente, a melhoria da infraestrutura e do tempo de recarga está diretamente ligada à popularização dos EVs. Buscando uma maior flexibilidade, os carregadores devem abranger uma ampla gama de requisitos operacionais para suprir os mais diversos casos de uso, atendendo, por exemplo, a variados níveis de tensão. É importante projetar maneiras de atender essa ampla gama de requisitos, com mais rapidez, e garantir que eles cumpram os critérios de recarga estabelecidos por norma. Para isso, esta seção foca em apresentar o funcionamento desses dispositivos, suas topologias e conhecer as normas que os guiam.

2.1.1 Modos de Carregamento

O modo como o EV é carregado tem grande importância na vida útil da sua bateria. Por exemplo, uma alta corrente de carga leva a um carregamento mais rápido, porém reduz o tempo de vida da bateria, já uma corrente mais baixa melhora o tempo de vida, mas aumenta o tempo de carregamento (HEMAVATHI e SHINISHA, 2022). Neste tópico, serão discutidos diferentes tipos de modos de carregamento, que podem ser classificados em duas categorias: os lentos e os rápidos.

2.1.1.1 Carregamento Lento

Entre os modos de carregamento lento estão o Corrente Constante, o *Trickle Current* (TC), o Potência Constante (do inglês *constant power*, CP) e o Tensão Constante (do inglês *constant voltage*, CV).

O método Corrente Constante, como o próprio nome sugere, consiste em uma técnica de carregamento simples em que se fixa uma corrente baixa e constante até o fim do ciclo de carregamento. De maneira similar, o modo TC também aplica uma corrente baixa de forma a compensar as descargas da própria bateria (GHAEMINEZHAD e MONFARED, 2021). Em contraponto a eles, o modo CV aplica uma tensão constante à bateria até que a corrente de carregamento caia para um valor muito próximo de zero. Já o método CP carrega a bateria sem variar a potência entregue a ela (YONG, RAMACHANDARAMURTHY, *et al.*, 2015).

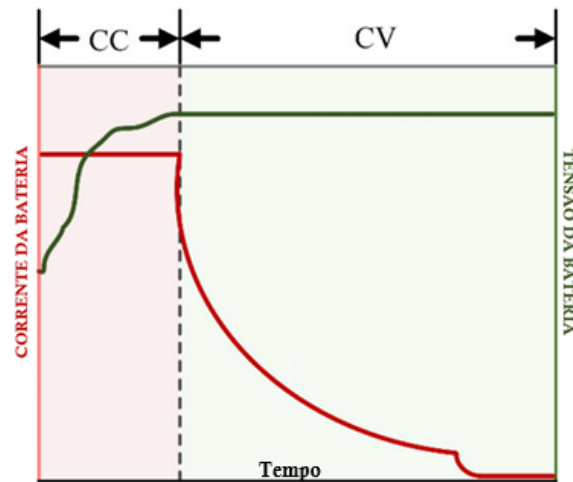
No entanto, esses modos de carregamento são lentos, não sendo aplicáveis para solucionar a problemática da demora do tempo de carga (SHAREEF, ISLAM e MOHAMED, 2016) e, por isso, não serão aprofundados neste trabalho.

2.1.1.2 Carregamento Rápido

O método tradicional para o carregamento de EVs é o *Constant Current-Constant Voltage* (CC-CV) (KHALID, KHAN, *et al.*, 2021). Ele é obtido alterando entre os modos CC e CV vistos anteriormente e sua curva de carga é apresentada na Figura 1 (WEI, SHI, *et al.*, 2024).

Inicialmente, a bateria é carregada a uma corrente constante controlada que, aos poucos, aumenta sua tensão. O processo segue assim até que a tensão da bateria atinja um valor predefinido. Quando atingida essa tensão, ela será mantida constante até o fim do carregamento e a corrente irá começar a decair até atingir um valor próximo a zero, o que representará o fim da recarga (LIU, NAQVI, *et al.*, 2020). Nesse método, a etapa CC é mais rápida que a etapa CV que, por sua vez, é usada para prevenir sobretensões na bateria e impedir danos a sua vida útil (SHAREEF, ISLAM e MOHAMED, 2016).

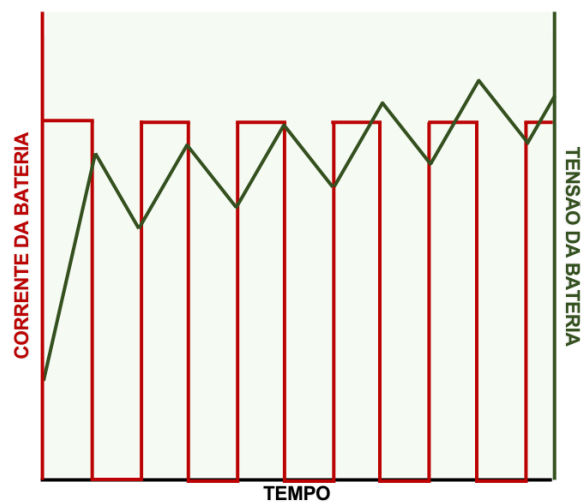
Figura 1 – Curva de carga do modo de carregamento CC-CV.



Fonte: Adaptado de (WEI, SHI, *et al.*, 2024).

Outro método de carregamento rápido de baterias é o *Pulse Charging* (PC) que, como ilustrado na Figura 2, utiliza pulsos de corrente e alterna entre curtos períodos de carga e relaxamento (LI, MURPHY, *et al.*, 2001). Para seu bom funcionamento, é indispensável um controle preciso desses pulsos. Algumas aplicações com esse modo obtiveram tempos de carregamento mais rápidos que os obtidos com o CC-CV (SHAREEF, ISLAM e MOHAMED, 2016).

Figura 2 – Curva de carga do modo de carregamento *pulse charging*.



Fonte: A autora (2025).

Entretanto, um desafio para implementação dessa metodologia é encontrar e definir as condições que possibilitem a melhor performance da bateria. Dependendo dessa seleção, algumas métricas, como o ciclo de vida, o tempo de recarga e a eficiência energética, vão variar (AMANOR-BOADU, GUISEPPI-ELIE e SÁNCHEZ-SINENCIO, 2018). Além disso, esse modo não é tão amplamente usado quanto o CC-CV e não será o enfoque deste trabalho.

2.1.2 Topologias de Conversores Isolados para Carregamento CC

Na literatura, existem vários tipos de topologias de circuitos aplicadas ao carregamento de baterias. Entre elas, as baseadas em conversores CC-CC se destacam por seu design compacto, baixo custo, alta eficiência e velocidade quando comparadas às topologias baseadas em capacitores e transformadores (TURKSOY, TEKE e ALKAYA, 2020).

Essas topologias são divididas a depender do seu fluxo de potência, podendo ser unidirecionais ou bidirecionais. As bidirecionais conseguem regular esse fluxo em ambas as direções, já as unidirecionais têm um sentido de condução único (ALI, MOUSA, *et al.*, 2024).

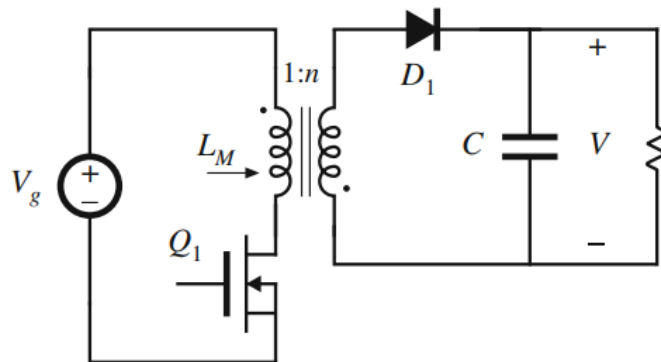
Além disso, devido a necessidade de isolar as baterias dos EVs em relação ao terra, é necessário que a estação de carregamento forneça um isolamento galvânico ao circuito. Uma das alternativas para obter esse isolamento é utilizando conversores CC-CC isolados que já contêm um transformador de alta frequência em sua topologia, sendo este o responsável pelo isolamento necessário (AHMAD, QIN, *et al.*, 2022) (TU, FENG, *et al.*, 2019). É dessa forma que são projetadas as topologias de conversores a serem discutidas nesta seção.

2.1.2.1 Conversores Tradicionais

Algumas topologias tradicionais de conversores que possuem a isolação indicada anteriormente são o *Flyback*, o *Push-Pull* e o *Dual Active Bridge* (DAB). Essas topologias são brevemente apresentadas a seguir.

A Figura 3 mostra um exemplo de conversor *Flyback*, sua topologia é derivada do conversor *buck-boost* e pode ser tanto unidirecional quanto bidirecional (TURKSOY, TEKE e ALKAYA, 2020). Porém, essa topologia é mais indicada para aplicações de baixas potências como, por exemplo, carregadores de *smartphones* (ALHURAYYIS, ELKHATEB e MORROW, 2021).

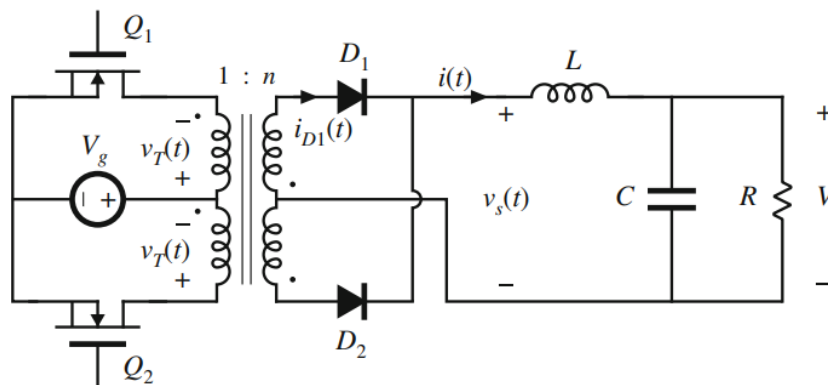
Figura 3 – Conversor *Flyback*.



Fonte: (ERICKSON e MAKSIMOVIĆ, 2020).

O conversor *Push-Pull*, Figura 4, que é derivado do *buck*, consiste em duas chaves, um transformador e dois diodos. No entanto, ele é suscetível a problemas de saturação do transformador causados por pequenos desequilíbrios que aumentam a corrente de magnetização do transformador (ERICKSON e MAKSIMOVIĆ, 2020).

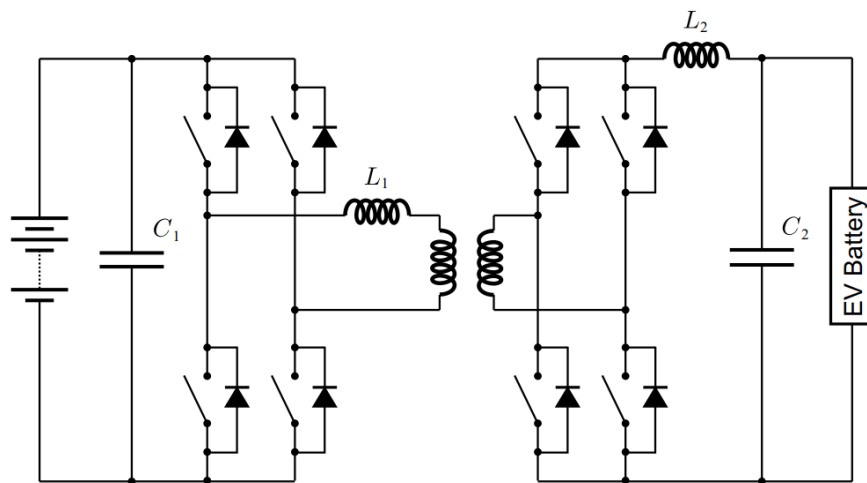
Figura 4 – Conversor *Push-Pull*.



Fonte: (ERICKSON e MAKSIMOVIĆ, 2020).

O DAB, mostrado na Figura 5, é o principal conversor bidirecional, ele é uma topologia ressonante e tem limitações nas comutações, pois são realizadas quando a corrente está próxima ao seu valor de pico. Para lidar com as consequências desses altos esforços de corrente, são necessários componentes mais robustos e a eficiência do conversor é impactada (ALHURAYYIS, ELKHATEB e MORROW, 2021) (BRENNNA, FOIADELLI, *et al.*, 2020).

Figura 5 – Conversor DAB.



Fonte: Adaptado de (NETO, BANDEIRA, *et al.*, 2024).

Embora o conversor DAB seja viável para aplicações em estações de carregamento, outras topologias são mais indicadas. Por isso, a seguir, serão apresentados, de forma mais detalhada, os conversores *Phase-Shift Full-Bridge* (PSFB) e LLC, destacando suas características e vantagens.

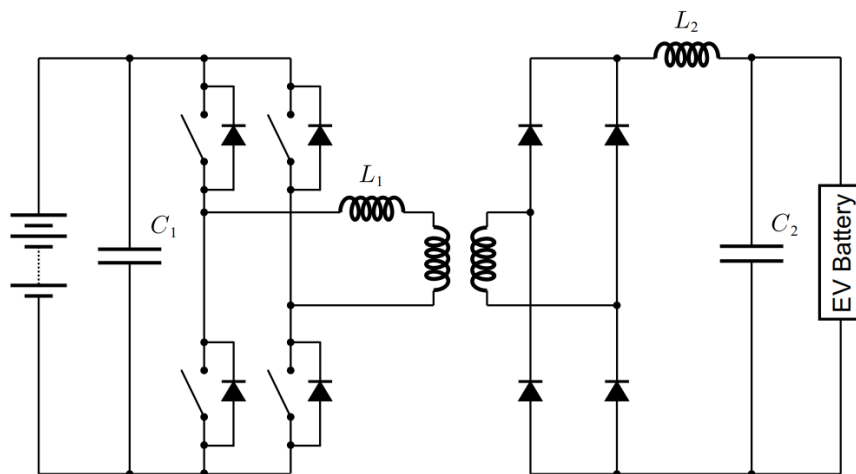
2.1.2.2 Conversor Phase Shift Full-Bridge

O conversor PSFB, Figura 6, é uma topologia unidirecional viável para o estágio CC-CC das estações de recarga (AHMAD, QIN, *et al.*, 2022). Isso se deve a sua alta densidade de potência, baixa interferência magnética e alta eficiência (BRENNNA, FOIADELLI, *et al.*, 2020).

A alta densidade de potência dessa topologia é atingida devido a sua capacidade de operar comutando a tensão nula (do inglês, *Zero Voltage Switching* – ZVS), viabilizando a operação em alta potência e alta frequência de chaveamento. Essa capacidade é perdida para cargas leves, mas, para aplicações em estações de carregamento rápido, é esperado que o conversor opere, maior parte do tempo, em altos valores de potência. Assim, essa topologia é uma boa candidata para essas aplicações (RAFI e BAUMAN, 2021).

No entanto, podem ser apresentadas algumas desvantagens, como perdas na abertura das chaves do primário e nos diodos do secundário. Essa topologia também sofre com ondulações causadas pela interação da indutância de fuga do transformador com os capacitores parasitas dos diodos e com a indutância de saída. Isso causa sobressinais e oscilações de alta frequência, que necessitam de circuitos *snubbers* para serem mitigados (AHMAD, QIN, *et al.*, 2022).

Figura 6 – Conversor PSFB.



Fonte: Adaptado de (NETO, BANDEIRA, *et al.*, 2024).

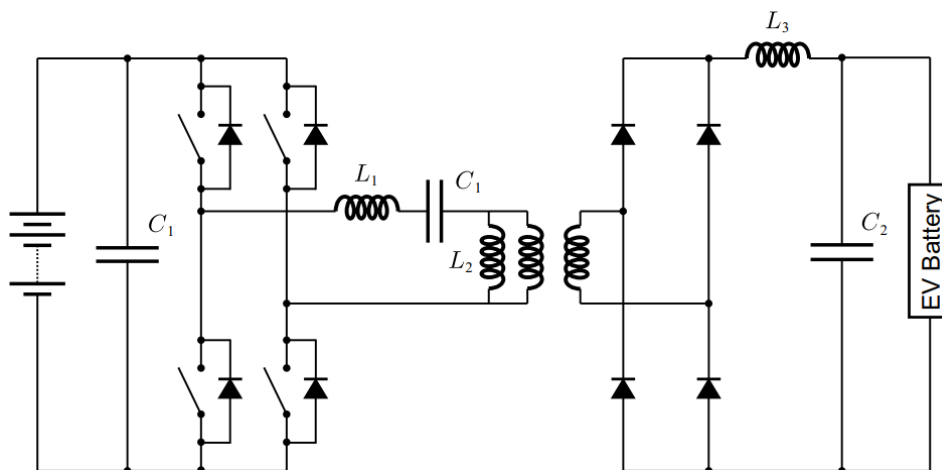
2.1.2.3 Conversor LLC

O LLC é um conversor ressonante que contém dois indutores e um capacitor para a transferência de energia, Figura 7. Ele é amplamente utilizado em diferentes

aplicações devido a características como sua alta densidade de potência e alta eficiência (KIM, KIM, *et al.*, 2019).

Esse conversor tem sua tensão regulada por meio da variação da impedância dependente da frequência. Ou seja, a frequência de chaveamento é variada de forma a regular a carga e, em consequência, o ganho de tensão. Com essa variação, o projeto dos componentes passivos do circuito fica bem mais complexo. Porém, caso o conversor seja operado com frequências próximas às de ressonância, se atinge uma alta eficiência por sua capacidade de ZVS (RAFI e BAUMAN, 2021). Caso contrário, se a frequência de operação se afastar da frequência de ressonância, o conversor perderá eficiência (WEI, SHI, *et al.*, 2024). Para frequências superiores à de ressonância, o conversor perde suas características de comutação suave resultando em perdas devido ao chaveamento. Em operações com frequências abaixo da frequência de ressonância, há uma alta corrente circulante, causando perdas por condução no primário, além de uma rápida redução na sua eficiência (PARK, KIM e JUNG, 2020).

Figura 7 – Conversor LLC.



Fonte: Adaptado de (NETO, BANDEIRA, *et al.*, 2024).

2.1.3 Critérios de Recarga

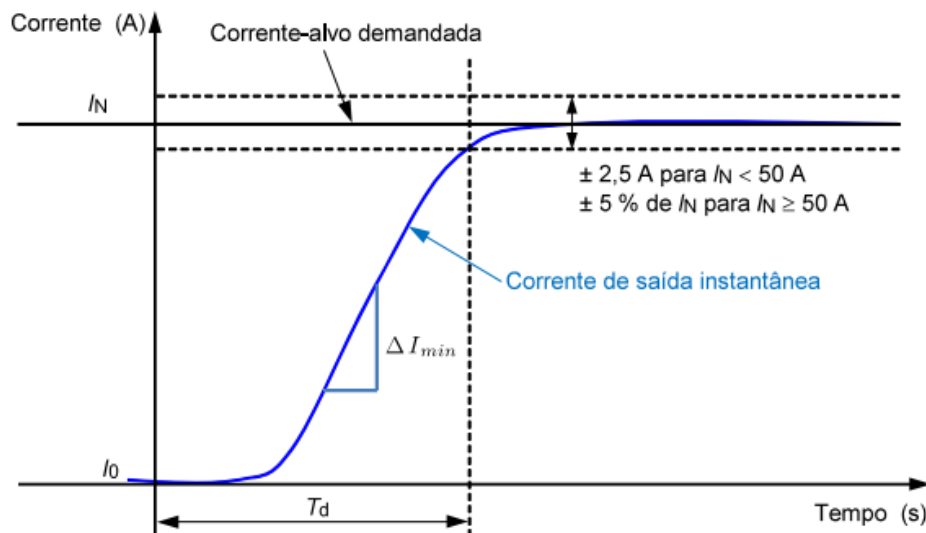
A norma ABNT NBR IEC 61851 define alguns requisitos para sistemas de recarga condutiva para veículos elétricos. Nela, são definidos dois métodos de

transferência de energia: Corrente Constante Controlada (CCC) e Tensão Constante Controlada (do inglês *Constant Voltage Controlled* – CVC). Cada um desses métodos possui critérios de funcionamento que ditam parâmetros como erro máximo, tempo de resposta e fator de ondulação. Além deles, a norma também define requisitos a serem seguidos para interromper o carregamento.

2.1.3.1 Método CCC

O método de transferência CCC tem seu funcionamento apresentado na Figura 8. Nele, a estação de recarga regula a corrente de saída de acordo com o valor requerido pelo EV. Caso o veículo demande uma corrente inferior a 50 A, será considerado que esse valor foi atingido quando a saída estiver dentro de uma faixa de $\pm 2,5$ A em relação ao valor requerido. Para uma demanda superior, ou seja, maior ou igual a 50 A, é admitido que essa variação chegue até 5% do valor solicitado.

Figura 8 – Curva de resposta do método CCC.



Fonte: adaptado de (ABNT, 2020).

A resposta a uma alteração do valor solicitado pelo veículo deve atingir a faixa de tolerância, citada acima, dentro de um intervalo de até 1s após a solicitação. A

corrente de saída também deve apresentar uma taxa de variação (ΔI_{min}) de 20 A/s ou mais.

Caso o veículo solicite uma corrente I_N que, em comparação com o valor já sendo suprido pela estação (I_o), apresente uma variação menor de 20 A, é necessário apenas que a saída atinja o valor requerido dentro de um intervalo de 1s. No entanto, se essa variação for superior a 20 A, a corrente de saída deverá atingir a região de tolerância considerando a seguinte relação, em que T_D é o tempo de atraso para resposta atingir o valor solicitado (ABNT, 2020):

$$T_D = \frac{|I_N - I_o|}{\Delta I_{min}} \cdot 100. \quad (1)$$

Outro critério presente na norma é o máximo fator de ondulação, que não pode exceder os valores apresentados na Tabela 2. É importante ressaltar que essa ondulação não está incluída na tolerância apresentada acima.

Tabela 2 – Limite de ondulação da corrente.

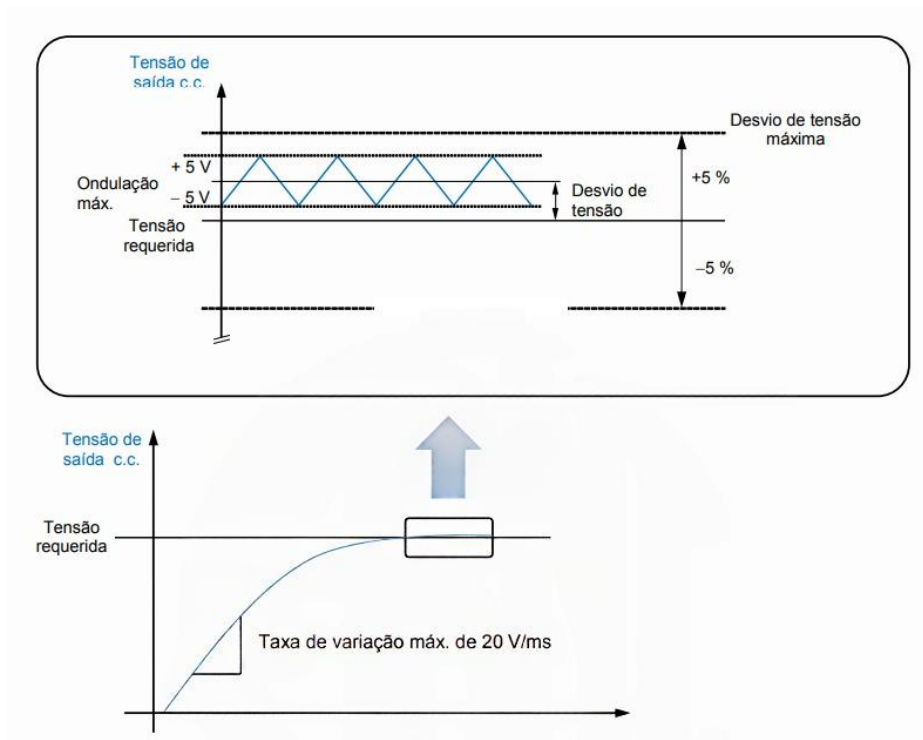
Ondulação máxima	Frequência
1,5 A	abaixo de 10Hz
6 A	abaixo de 5 kHz
9 A	abaixo de 150 kHz

Fonte: Adaptado de (ABNT, 2020).

2.1.3.2 Método CVC

Já no método CVC, a tensão é regulada pela estação de recarga em resposta à solicitação do veículo. Nele, é necessário que, durante o estado de pré-recarga ou recarga da bateria, o desvio máximo de tensão seja mantido num limite que não exceda 5% da tensão requerida. Além disso, também é definido um fator de ondulação máximo de ± 5 V e que taxa de variação máxima da tensão em funcionamento normal não pode ser superior a ± 20 V/ms. Todos esses requisitos podem ser mais bem visualizados na Figura 9.

Figura 9 – Curva de resposta do método CVC.



Fonte: adaptado de (ABNT, 2020).

2.1.3.3 Suspensão do Carregamento

Por norma, existem dois tipos de parada: por solicitação (caso normal) ou por emergência. Na parada normal, a estação de recarga deve ser capaz de diminuir o valor da corrente numa taxa de variação de 100A/s ou mais. Para casos de emergência, são necessárias velocidades de diminuição maiores que dependem do tipo de sistema. A maior taxa necessária será para um sistema do tipo C, que deve reduzir a corrente para menos de 5A em até 1 segundo após a emergência, com uma taxa de variação mínima de 200A/s (ABNT, 2020).

2.2 Conceitos de Engenharia de Controle

Na sociedade moderna, o controle automático é essencial para a engenharia. Ele está presente em várias aplicações seja em veículos espaciais, robótica ou

operações industriais (OGATA, 2010). Neste tópico, serão discutidos alguns conceitos da engenharia de controle e metodologias de projeto de controladores.

2.2.1 Sistemas de Controle

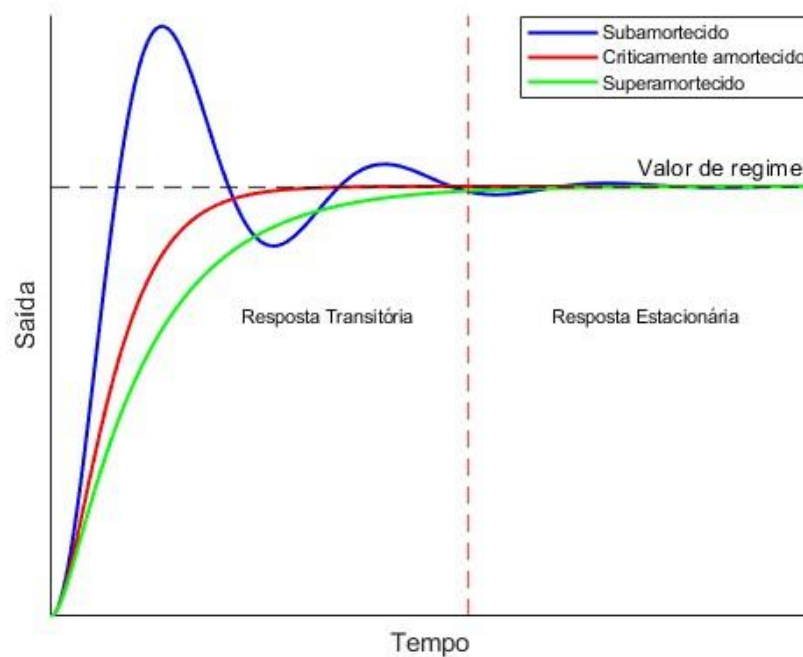
Um sistema de controle é um conjunto de componentes combinados para, dada uma determinada entrada, obter a resposta desejada dentro dos critérios requeridos. Esses sistemas podem controlar diversos tipos de variáveis como a temperatura de um ambiente, a velocidade de um objeto, o nível de um líquido, entre outros (NISE, 2012). Eles são formados por quatro componentes essenciais: a planta a ser controlada, o controlador projetado, o atuador que comanda o sistema e o sensor que mede a saída (ESFANDIARI e LU, 2014).

Para entender o funcionamento desses sistemas, é necessário saber a diferença entre variáveis controladas e de controle. A variável controlada, que frequentemente representa a saída do sistema, é a grandeza que se deseja ajustar até um valor previamente definido. Já a variável de controle é o sinal manipulado pelo controlador que visa modificar a variável controlada até o valor desejado (OGATA, 2010).

A resposta de um sistema a uma variação na entrada pode ser dividida em duas partes: a transitória e a estacionária, como pode ser visto na Figura 10. A resposta transitória representa o comportamento inicial do sistema, em alguns casos apresentando oscilações até chegar ao estado final. Já a resposta estacionária é o comportamento do sistema estável após um tempo sem variações no valor médio da entrada. Além desses estágios, a resposta de um sistema de controle também pode sofrer com os distúrbios. Eles são variações indesejadas nas condições do sistema que afetam de algum modo a variável de saída (OGATA, 2010).

O formato dessas respostas dependerá da ordem na qual o sistema está classificado. Os mais simples, de primeira ordem, não apresentam sobressinal, isso é, seu valor não ultrapassa o da referência. Sistemas de ordens superiores podem apresentar três tipos de resposta que podem ser visualizados na Figura 10: subamortecido, superamortecido e criticamente amortecido.

Figura 10 – Tipos de respostas de um sistema.



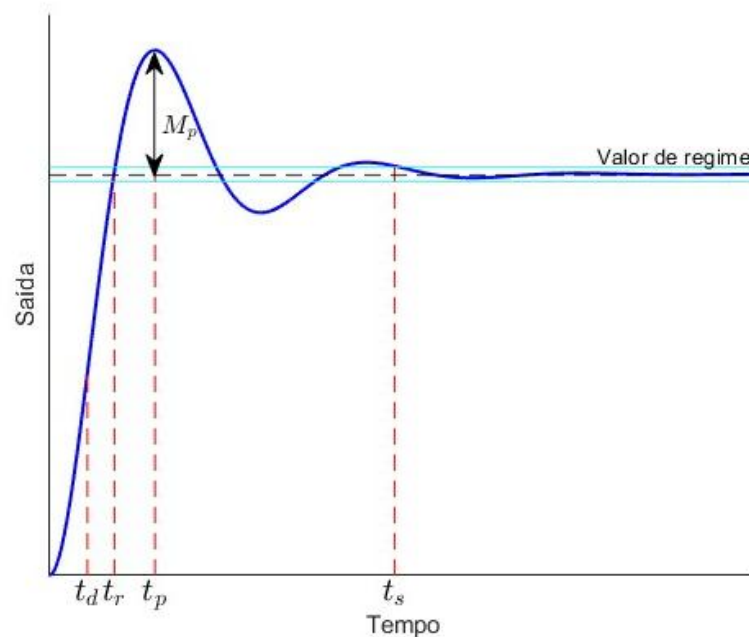
Fonte: A autora (2025).

Para essas curvas de respostas padrão, são definidos alguns parâmetros como:

- Tempo de atraso, t_d : tempo para a resposta chegar a 50% do seu valor final pela primeira vez.
- Tempo de subida, t_r : tempo requerido para a resposta variar de 0 a 100% (sistemas subamortecidos) ou de 10 a 90% (sistemas amortecidos) do valor final.
- Tempo de pico, t_p : tempo para a resposta atingir o primeiro pico do sobressinal (só existe em sistemas subamortecidos).
- Máximo sobressinal, M_p : valor percentual do máximo do pico sobressinal em relação ao valor final.
- Tempo de acomodação, t_s : tempo para que a resposta entre numa faixa de valores de $\pm 2\%$ ou $\pm 5\%$ do valor final. (OGATA, 2010)

Eles podem ser mais bem visualizados na Figura 11.

Figura 11 – Parâmetros da resposta do sistema.



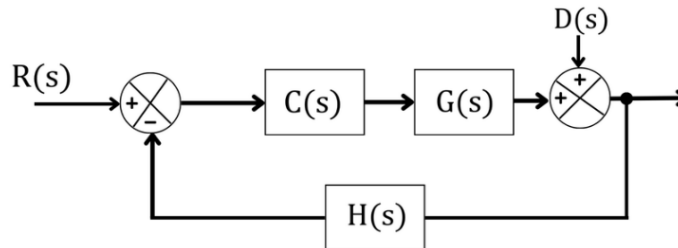
Fonte: A autora (2025).

Além disso, os sistemas podem ser divididos em dois grupos, de malha aberta e de malha fechada. Um sistema de malha aberta é caracterizado pela ausência de ação do sinal de saída sobre o sistema. Em outras palavras, a resposta do sistema independe de saída, não havendo nenhuma comparação entre o valor desejado e o obtido, o que o torna suscetível a erros devido a perturbações inerentes. Para evitar esses efeitos, existem os sistemas de malha fechada, que comparam o sinal de saída com a referência gerando um sinal de erro que é processado pelo controlador. Com isso, o controlador, ao perceber esse erro, pode trabalhar para compensá-lo (NISE, 2012).

Uma forma mais explícita de observar isso é utilizando um diagrama de blocos. Ele consiste em uma representação gráfica do processo que mostra as interações de cada componente do sistema. O diagrama de blocos de um sistema de malha fechada pode ser observado na Figura 12. Como se pode observar por essa representação, o sinal de saída é medido por um sensor $H(s)$ e comparado com o valor de referência

$R(s)$ gerando um sinal de erro $E(s)$, que é processado pelo controlador e planta, representados pelos blocos $C(s)$ e $G(s)$.

Figura 12 – Diagrama de blocos de um sistema de malha fechada.



Fonte: A autora (2025).

2.2.2 Tipos de Modelagem

Para analisar corretamente um sistema, é necessário primeiro desenvolver um modelo que descreva sua dinâmica. Esses modelos consistem em equações diferenciais obtidas a partir de leis da física como as de Newton e de Kirchhoff. Um sistema pode ter variados modelos a depender das circunstâncias consideradas (KLUEVER, 2015).

Na análise para obter um modelo, não é desejado que esse seja muito complicado, pois isso dificulta o projeto do controlador e a visualização do funcionamento do sistema. Buscando manter a simplicidade, é possível desconsiderar algumas características físicas do sistema quando os seus efeitos sobre a resposta são pequenos. Como por exemplo, desconsiderar efeitos de capacitâncias parasitas (NISE, 2012).

Uma forma de representar esses modelos de modo mais intuitivo é por meio de uma função de transferência. Essa representação consiste numa equação no domínio da frequência obtida pela divisão da transformada de Laplace da saída pela transformada de Laplace da entrada. Em (2), $G(s)$ é a função de transferência de $Y(s)$ em razão de $X(s)$. Considerando condições iniciais nulas, se pode reescrever essa função de transferência de outra forma em (3).

$$G(s) = \frac{Y(s)}{X(s)} \quad (2)$$

$$Y(s) = G(s)X(s) \quad (3)$$

Existem três diferentes maneiras de se obter modelos matemáticos: a modelagem caixa branca, caixa cinza ou caixa preta. Na modelagem caixa preta e caixa cinza, não se tem o conhecimento total da dinâmica do sistema. Por isso, é necessário obter dados experimentais do seu comportamento, como sua resposta a uma entrada tipo degrau. A partir dela, se faz uma análise para obter o modelo desejado.

Para a modelagem em caixa branca, é preciso conhecer todos os componentes do sistema e a matemática que rege seus comportamentos físicos. A partir disso, analisando as suas leis físicas, se encontra a relação entre diferentes variáveis do processo. Por exemplo, utilizando as leis de Kirchhoff e conhecendo a topologia de um circuito, é possível obter a relação entre duas grandezas (AGUIRRE, 2007).

Aplicando esse método no contexto de circuitos elétricos, é importante ter fixadas algumas transformações relacionadas às impedâncias pois é preferível já as tratar diretamente pela transformada de Laplace. Os equivalentes no domínio da frequência de um resistor R , uma capacitância C e uma indutância L para condições iniciais nulas são respectivamente: R , $\frac{1}{sC}$ e sL . Utilizar essas relações simplificará a dedução das funções de transferência desse circuito (OGATA, 2010).

2.2.3 Métodos de Controle

O conceito de controle é ajustar, por meio de uma variável de entrada, o comportamento de uma variável de saída. Para projetá-lo, é importante conhecer a planta a ser controlada, o atuador que comanda o sistema e o comportamento do sensor que mede a saída. Como o atuador e a planta estão conectados, é possível simplificá-los considerando os uma coisa única, ou seja, com a função de transferência da planta já englobando o atuador (ESFANDIARI e LU, 2014).

O primeiro passo para projetar um controlador é definir os requisitos de projeto, que podem ser referenciados tanto à resposta transitória quanto à resposta

estacionária. Assim, para a parte transitória, são definidas especificações de desempenho como o máximo sobressinal e tempo de acomodação permitidos e, para a estacionária, se definem os erros máximos tolerados para cada tipo de entrada (degrau, rampa, entre outras).

Para o cálculo do erro estacionário de um sistema, como o da Figura 12, se pode classificá-lo quanto a seu tipo, que equivale à quantidade de polos na origem que sua função de transferência em malha aberta possui, ou seja, ao grau do termo $\frac{1}{s}$ na função $G(s)C(s)H(s)$. Os erros para cada tipo estão apresentados na Tabela 3 (FRANKLIN, POWELL e EMAMI-NAEINI, 2010):

Tabela 3 – Erros de cada tipo de sistema.

Tipo de sistema	$R(s) = 1$	$R(s) = \frac{1}{s}$	$R(s) = \frac{1}{s^2}$
0	$\frac{1}{1 + \lim_{s \rightarrow 0} G(s)C(s)}$	∞	∞
1	0	$\frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} sG(s)C(s)}$	∞
2	0	0	$\frac{1}{\lim_{s \rightarrow 0} s^2 G(s)C(s)}$

Fonte: Adaptado de (FRANKLIN, POWELL e EMAMI-NAEINI, 2010).

Diante disso, é importante escolher o tipo de controle correto que atenda os critérios definidos para a aplicação. Os controladores são classificados a depender de suas ações de controle podendo ser do tipo *On/Off*, proporcional, integral, derivativo, entre outras variações (OGATA, 2010). Dentre eles, é importante entender o funcionamento e efeitos dos mais utilizados que são:

- Controlador *On/Off*: Tem apenas dois estados, geralmente ligado ou desligado, que são variados de acordo com a comparação entre valores.
- Controlador proporcional: Tem sua saída proporcional ao sinal de erro e sua função de transferência é representada como um ganho $C(s) = K_p$.

Aumentando esse ganho, reduz o erro estático, aumenta a velocidade da resposta e torna o sistema menos amortecido.

- Controlador integral: A saída do controlador corresponde à área sob a curva do erro, tem sua função de transferência $C(s) = \frac{K_i}{s}$. Essa função adiciona um polo na origem na função de transferência em malha aberta, limitando ou eliminando o erro estacionário. Entretanto, aumenta a oscilação do sistema, podendo levá-lo para instabilidade.
- Controlador derivativo: Sua saída depende da taxa de variação do erro, podendo corrigi-lo antecipadamente. É representado pela função de transferência $C(s) = K_d s$ e torna o sistema mais estável e amortecido sem afetar o erro estacionário.

As ações de controle integral, proporcional e derivativa podem ser combinadas para se potencializarem. Por exemplo, utilizar a ação derivativa em conjunto com a proporcional, permitirá o uso de um maior K_p já que o amortecimento trazido pela derivativa atenuará os efeitos do aumento desse ganho.

2.2.4 Controle Digital

É possível implementar os controladores discutidos no tópico anterior utilizando ferramentas analógicas como amplificadores operacionais. Porém, com a evolução da capacidade de processamento dos computadores, ocorreu um grande crescimento no uso de lógica digital para aplicações de controle em malha fechada. Isso ocorre pois o controle digital permite mais flexibilidade para modificações, já que ele é implementado em *software* ao invés de *hardware* (FRANKLIN, POWELL e EMAMI-NAEINI, 2010).

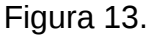
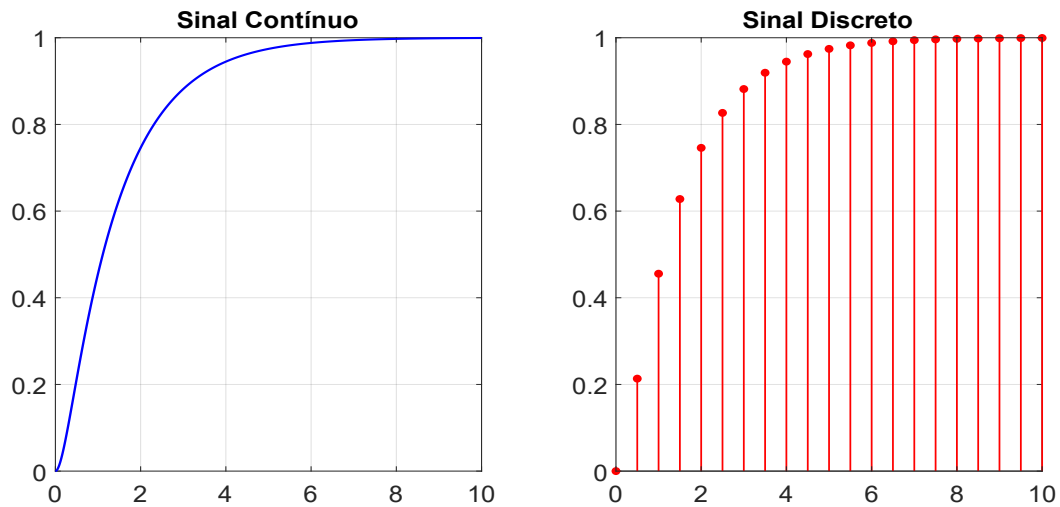
Os controladores digitais são frequentemente referidos como “controladores de tempo discreto” devido ao tipo de sinal que eles processam. Por isso, é importante entender a diferença entre sinais contínuos e discretos. Um sinal contínuo apresenta um valor para cada instante de tempo enquanto um sinal discreto é representado por valores em instantes específicos, resultantes de um processo de amostragem. Essa diferença pode ser observada na  Figura 13.

Figura 13 – Tipos de sinais.



Fonte: A autora (2025).

Conhecendo esse conceito, é preciso saber que os sistemas de tempo discreto operam tanto em tempo discreto como contínuo. Para analisar sistemas desse tipo, é necessário o entendimento da transformada-Z que é a análoga da transformada de Laplace para tempo discreto. Essa ferramenta permite a conversão de equações de tempo discreto para o domínio Z, ela pode ser observada na equação (4).

$$\mathcal{Z}\{u(k)\} = \sum_{k=0}^{\infty} u(k)z^{-k}. \quad (4)$$

Dessa forma, para serem implementados em sistemas de tempo contínuo, os controladores discretos necessitam de conversores de sinais que podem converter do analógico para digital (A/D) ou do digital para analógico (D/A). Para os conversores A/D, é preciso fazer um condicionamento do sinal analógico para que esteja dentro dos seus limites de operação (OGATA, 1995). Por isso, os sinais precisam ser tratados passando por etapas como:

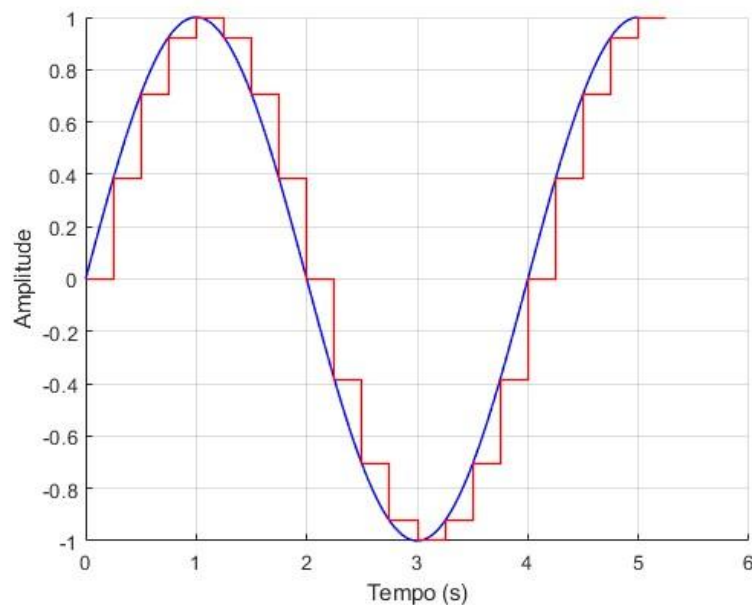
- **Amplificação/Atenuação:** garante que os valores medidos estejam na escala do conversor.
- **Filtro *anti-aliasing*:** evita que o conversor amostrasse sinais de altas frequências como ruídos, deve ter sua função de transferência incluída no modelo do sistema em malha fechada.

- *Offset*: quando necessário, elimina valores negativos deslocando a onda de resposta em um valor constante.
- Circuito de amostragem e retenção: por fim, converte o sinal analógico em uma série de pulsos retidos.

Um modo de amostragem e retenção é o retentor de ordem zero (do inglês *zero order holder* - ZOH) que consiste em amostrar o sinal por pulsos a cada T segundos e retê-lo no intervalo entre amostragens. O funcionamento desse método é elucidado na Figura 14 e, em conjunto com a planta, gera a função de transferência da equação (5) que já adiciona a ela os efeitos do atraso causado pela modulação (OGATA, 1995).

$$G(z) = Z \left\{ \frac{1 - e^{-sT}}{s} G(s) \right\} \quad (5)$$

Figura 14 – Amostragem com um retentor de ordem zero.



Fonte: A autora (2025).

Existem diversos modos de analisar o comportamento dos sistemas para projetar o controlador ideal. O método do lugar das raízes consegue, pela posição dos polos e zeros da função de transferência de malha aberta, prever o funcionamento em malha fechada. Ele mapeia a posição dos polos de malha fechada a depender da variação

de parâmetros do sistema. Isso facilita a visualização de qual será o comportamento do sistema frente a variações no seu ganho ou na adição ou remoção de polos e zeros (OGATA, 2010).

O método da resposta em frequência faz uso de um diagrama de bode para analisar como a amplitude e a fase do sistema mudam de acordo com a variação da frequência. Ele fornece informações como margem de ganho, margem de fase e erro estático do sistema.

Para conseguir mais precisão nessas análises é possível realizar outra conversão levando do domínio de z para o domínio de w , isso pode ser feito por meio da transformada bilinear de Tustin da equação (6).

$$z = \frac{1 + \left(\frac{T}{2}\right)w}{1 - \left(\frac{T}{2}\right)w} \quad (6)$$

Essa transformada garante que as características dinâmicas do sistema sejam preservadas, mantendo a correspondência da resposta à frequência do sistema para baixas frequências e minimizando a distorção causada pelo efeito anti-aliasing. Dessa forma, ela é bastante utilizada para projetos de controle digital.

3 MODELAGEM DO CONVERSOR

Atualmente, a maioria dos EVs utilizam baterias de alta tensão, em torno de 400V. Buscando reduzir a corrente e as perdas nos cabos de carregamento, algumas montadoras estão desenvolvendo sistemas de 800V (RAFI e BAUMAN, 2021). Assim, as estações de carregamento rápido precisam ser adaptadas para acomodar esses dois níveis de tensão. Por isso, neste trabalho serão estudadas ferramentas que permitam a operação para ambos os casos.

Para superar esse desafio, em (BANDEIRA, 2024), foi projetado, modelado e controlado um carregador capaz de atender veículos com baterias de 400V e 800V. Nele, se utiliza a topologia de conversor PSFB que é ideal para aplicações de alta potência e tensão. No projeto, foram dimensionados elementos para suprir uma faixa de tensão de 250-920V.

No entanto, essa configuração apresenta uma grande desvantagem, pois, para garantir seu funcionamento nessa ampla faixa de tensão, os componentes do circuito são sobredimensionados para que atendam ao caso mais crítico. Por exemplo, para o caso de uma tensão de 800V, o capacitor de saída terá de ser capaz de suportar tensões dessa magnitude. Para o caso de 400V, será necessária uma maior corrente para manter a potência, forçando o indutor de saída e os demais componentes do circuito a comportarem esse valor de corrente. Desse modo, a estratégia proposta em (BANDEIRA, 2024) ocasiona no uso de componentes mais robustos e, em consequência, mais caros, tornando mais difícil a implementação do sistema.

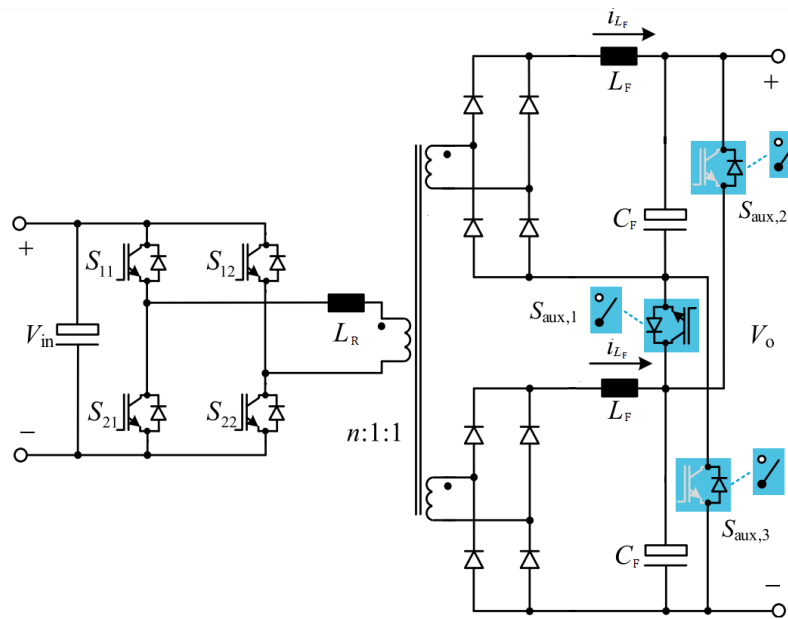
3.1 Conversor Phase-Shift Full Bridge Reconfigurável

Como alternativa para esse modelo, se propõe o uso do conversor *Phase-Shift Full-Bridge* reconfigurável (r-PSFB), Figura 15, apresentada em (LYU, SOEIRO e BAUER, 2023) que utiliza chaves auxiliares para alternar entre dois modos de saída: em série ou em paralelo. Variando esses modos, se consegue alcançar dois níveis de tensão mantendo os componentes do circuito inalterados.

Esse conversor possibilita a utilização de componentes com menor capacidade de tensão e corrente no secundário e não demanda uma maior complexidade para o estágio de controle. Além disso, ele mantém vantagens como alta densidade de potência, baixa interferência magnética e alta eficiência do conversor PSFB, o que o torna compatível para a aplicação de carregamento de EVs (LYU, SOEIRO e BAUER, 2023). Assim, utilizando essa configuração, se consegue alcançar os mesmos níveis de tensão atingidos por um PSFB convencional com componentes de menor robustez, garantindo uma maior facilidade de implementação e menor custo.

Neste trabalho, serão almejados os mesmos níveis de tensão de saída atingidas por (BANDEIRA, 2024), ou seja, 400 e 800V e isso será feito com o circuito da Figura 15, baseado no modelo de (LYU, SOEIRO e BAUER, 2023).

Figura 15 – Conversor r-PSFB.



Fonte: Adaptado de (LYU, SOEIRO e BAUER, 2023).

3.2 Operação do r-PSFB

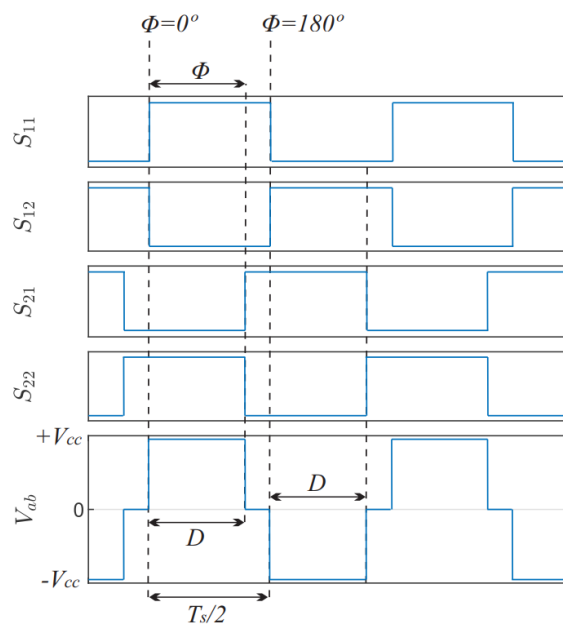
A operação do r-PSFB é semelhante à do PSFB convencional, com quatro estágios de conversão de potência. Inicialmente a tensão de entrada CC, V_{in} , é convertida em uma tensão de corrente alternada (CA) utilizando as chaves S_{11} , S_{12} ,

S_{21} e S_{22} . O próximo estágio é caracterizado por um transformador de três enrolamentos com uma indutância de dispersão L_R , que garante o ZVS do chaveamento dos transistores. No terceiro estágio, os circuitos secundários recebem a mesma tensão CA, que será retificada para CC por meio de uma ponte retificadora de diodos. Por fim, no último estágio, estão os filtros C_F e L_F que reduzem as ondulações de tensão e corrente na carga.

Após o último estágio, se obterá as mesmas tensões CC nos dois capacitores de saída C_F . Assim, é possível, por meio das chaves auxiliares, $S_{aux,n}$, alternar entre dois níveis de tensão, que, para este caso, são 400 e 800 V. Para a saída alcançar 400V, é utilizada a configuração com os dois capacitores em paralelo, ativando as chaves auxiliares $S_{aux,2}$ e $S_{aux,3}$ e desativando a $S_{aux,1}$. Já para 800V, se usa a configuração em série, desativando as chaves $S_{aux,2}$ e $S_{aux,3}$ e ativando a chave $S_{aux,1}$.

Tal qual o PSFB, o r-PSFB tem sua tensão regulada pelo deslocamento de fase entre os dois braços do inversor ponte completa. Dessa forma, o ciclo de trabalho das chaves é mantido em um valor fixo de 0,5, como pode ser visto na Figura 16. O conversor então percebe um ciclo de trabalho (D) igual a zero quando $\phi = 0^\circ$ e máximo quando $\phi = 180^\circ$.

Figura 16 – Modulação das chaves do conversor r-PSFB.



Fonte: (BANDEIRA, 2024).

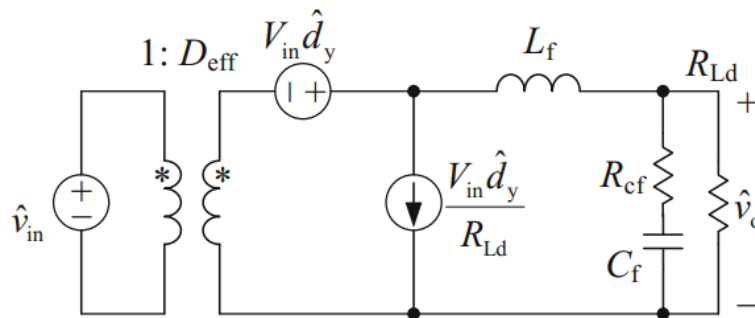
3.3 Modelagem do Conversor r-PSFB

Neste t3pico ser3 analizado o conversor r-PSFB visando obter um modelo matem3tico preciso dele. Por essa modelagem, se pode compreender o funcionamento do sistema e prever sua resposta a diversas condi33es de opera33o, possibilitando o projeto de um controlador que garanta um desempenho otimizado do circuito. No fim dessa an3lise, se deseja obter as respostas da tens3o e corrente de sa3da a uma varia33o no ciclo de trabalho ($\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}_y}$ e $\frac{\hat{i}_o}{\hat{d}_y}$ respectivamente).

3.3.1 Modelo de Pequenos Sinais do Conversor PSFB

Como ponto de partida para essa modelagem, ser3 discutido inicialmente PSFB convencional. Para isso, se utilizar3 o modelo de pequenos sinais do conversor *Buck* da Figura 17, considerando que D_{eff} 3 o ciclo de trabalho percebido pelo secund3rio. (BANDEIRA, 2024)

Figura 17 – Modelo de pequenos sinais do conversor *buck*.



Fonte: (RUAN, CHEN, *et al.*, 2019).

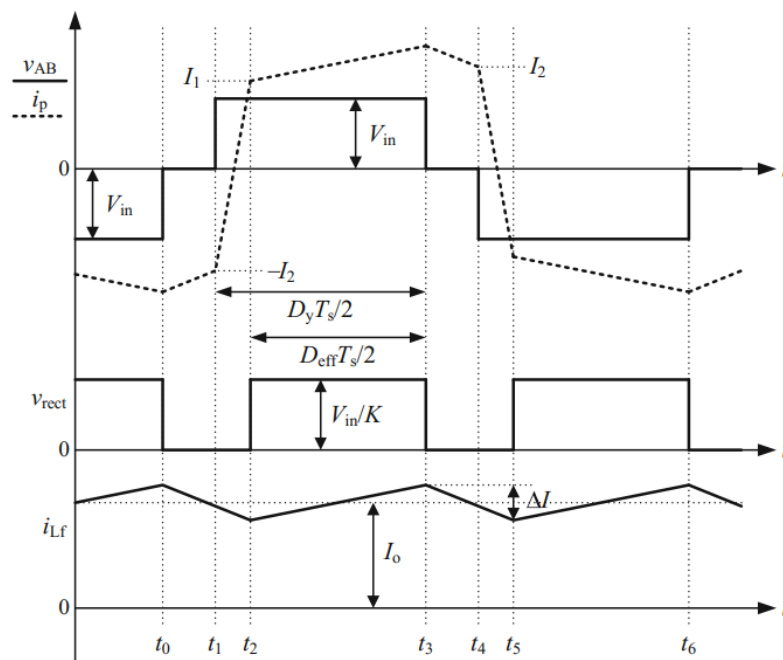
3.3.1.1 Perda de Ciclo de Trabalho

Como mostrado na Figura 18, onde K 3 a rela33o de transforma33o do prim3rio em rela33o ao secund3rio do transformador, pela presen3a da indut3ncia de dispers3o L_R , ao ocorrer uma mudan3a de polaridade em v_{ab} , a corrente n3o poder3 variar

instantaneamente. Por isso, no intervalo entre t_1 e t_2 , a tensão retificada para a saída (v_{rect}) será zero causando uma perda no ciclo de trabalho efetivo do secundário em relação ao do primário (D_{perda}). Assim, o ciclo de trabalho efetivo (D_{eff}) pode ser expresso por:

$$D_{eff} = \frac{KV_o}{V_{in}} = D_y - D_{perda}. \quad (7)$$

Figura 18 – Formas de onda do PSFB.



Fonte: (RUAN, CHEN, *et al.*, 2019).

Pela Figura 18, se pode obter:

$$D_{perda} = \frac{t_2 - t_1}{T_s} = \frac{I_1 + I_2}{\frac{V_{in}}{L_R} \cdot \frac{1}{2f_s}}, \quad (8)$$

onde T_s é o período e f_s é a frequência de chaveamento.

Também da Figura 18 se acha a corrente do primário i_p em t_2 em que I_o é a corrente na carga e ΔI é a ondulação na corrente do indutor:

$$I_1 = \frac{1}{K} \left(I_o - \frac{\Delta I}{2} \right). \quad (9)$$

Do mesmo modo, pode se expressar i_p em t_4 :

$$I_2 = \frac{1}{K} \left(I_o + \frac{\Delta I}{2} - \frac{1 - D_y}{2f_s L_f} V_o \right). \quad (10)$$

Com base nas equações apresentadas anteriormente, substituindo (9) e (10) em (8), obtém-se

$$D_{perda} = \frac{2I_o - \frac{1 - D_y}{2f_s L_f} V_o}{K \frac{V_{in}}{L_R} \cdot \frac{1}{2f_s}}. \quad (11)$$

Por outro lado, substituindo (11) em (7), obtém-se

$$\begin{aligned} D_{eff} &= D_y - \frac{2I_o - \frac{1 - D_y}{2f_s L_f} V_o}{K \frac{V_{in}}{L_R} \cdot \frac{1}{2f_s}} \\ &= D_y - \frac{2I_o - \frac{1 - D_y}{2f_s L_f} V_o}{K \frac{\left(\frac{KV_o}{D_{eff}} \right)}{L_R} \cdot \frac{1}{2f_s}} \\ &= D_y - \frac{4f_s I_o L_R L_f D_{eff} - V_o L_R D_{eff} + D_y V_o L_R D_{eff}}{K^2 L_f V_o} \\ &= D_y \left(1 - \frac{L_R D_{eff}}{K^2 L_f} \right) - \frac{4f_s I_o L_R D_{eff}}{K^2 V_o} + \frac{L_R D_{eff}}{K^2 L_f}, \end{aligned} \quad (12)$$

em que, isolando D_y , se encontra:

$$D_y = \frac{1 + \frac{4f_s I_o L_R L_f}{K^2 L_f V_o} - \frac{L_R}{K^2 L_f}}{\frac{1}{D_{eff}} - \frac{L_R}{K^2 L_f}}. \quad (13)$$

Porém, como na aplicação desejada se busca uma baixa ondulação, é possível desprezar o termo que multiplica $1 - D_y$ de (11) e substituir $I_o = \frac{V_{in}}{K} \cdot D_{eff} \frac{1}{R'_{Ld}}$, onde R'_{Ld} será a carga percebida pelo conversor, obtendo:

$$D_{eff} = D_y - \frac{\frac{V_{in}}{K} \cdot D_{eff} \frac{2}{R'_{Ld}}}{K \frac{V_{in}}{L_R} \cdot \frac{1}{2f_s}}. \quad (14)$$

Mais uma vez isolando D_y , se encontra:

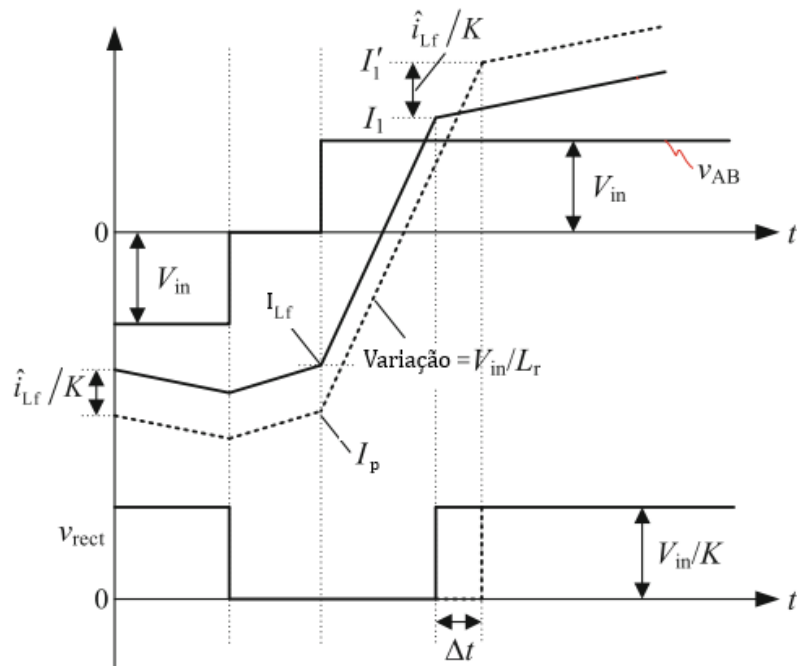
$$D_y = D_{eff} \left(1 + \frac{4L_R f_s}{K^2 V_{in} R'_{Ld}} \right). \quad (15)$$

Dessa forma, a tensão retificada no secundário não depende apenas do ciclo de trabalho do primário ($\hat{d}_y$) como também da indutância de dispersão (L_R), da corrente no indutor de saída (i_{Lf}), da frequência de chaveamento (f_s) e da tensão de entrada (V_{in}). Por esse motivo, o modelo de pequenos sinais do conversor PSFB é obtido adicionando esses efeitos ao modelo do conversor *buck*. (RUAN, CHEN, *et al.*, 2019)

3.3.1.2 Efeito da Variação da Corrente no Indutor de Saída (L_f)

Variando a corrente do indutor de saída, a corrente do primário se comportará conforme a linha tracejada da Figura 19, mantendo a inclinação $\frac{V_{in}}{L_R}$ devido a presença do indutor de dispersão. Consequentemente, a corrente do primário (I_p) alcançará a corrente refletida do secundário (I_{Lf}) com um tempo de atraso Δt , gerando uma diminuição no ciclo de trabalho efetivo pois só após isso se terá transferência de potência.

Figura 19 – Efeito da variação da corrente do indutor no ciclo de trabalho efetivo.



Fonte: Adaptado de (RUAN, CHEN, *et al.*, 2019).

É possível calcular esse tempo de atraso, considerando a taxa de inclinação e a variação de corrente, no intervalo de Δt :

$$\Delta t = 2 \frac{\hat{i}_{L_f} L_R}{K V_{in}}. \quad (16)$$

Logo, também é possível chegar à variação no ciclo de trabalho efetivo causada pela variação da corrente de saída ($\hat{d}_i$):

$$\hat{d}_i = -\frac{4L_R f_s}{K V_{in}} \hat{i}_{L_f}. \quad (17)$$

Essa equação terá sinal negativo pois uma variação positiva na corrente de saída ocasiona uma perda no ciclo de trabalho eficaz.

3.3.1.3 Efeito da Variação da Tensão de Entrada (V_{in}):

Quando se varia positivamente a tensão de entrada do conversor, a tensão do indutor de dispersão também aumentará e, como consequência, sua variação de corrente será maior. Esse efeito pode ser observado na Figura 20, em que a corrente do primário (I_p) atinge o nível da do secundário (I_s) mais rapidamente gerando um aumento no ciclo de trabalho eficaz.

O tempo Δt pode ser expressado por:

$$\begin{aligned} \Delta t &= \frac{1}{K} \left(2I_o - \frac{1-D_y}{2f_s L_f} V_o \right) \left(\frac{L_r}{V_{in}} - \frac{L_r}{V_{in} + \hat{v}_{in}} \right) \\ \Delta t &= \frac{1}{K} \left(2I_o - \frac{1-D_y}{2f_s L_f} V_o \right) \frac{L_r \hat{v}_{in}}{V_{in}(V_{in} + \hat{v}_{in})}. \end{aligned} \quad (18)$$

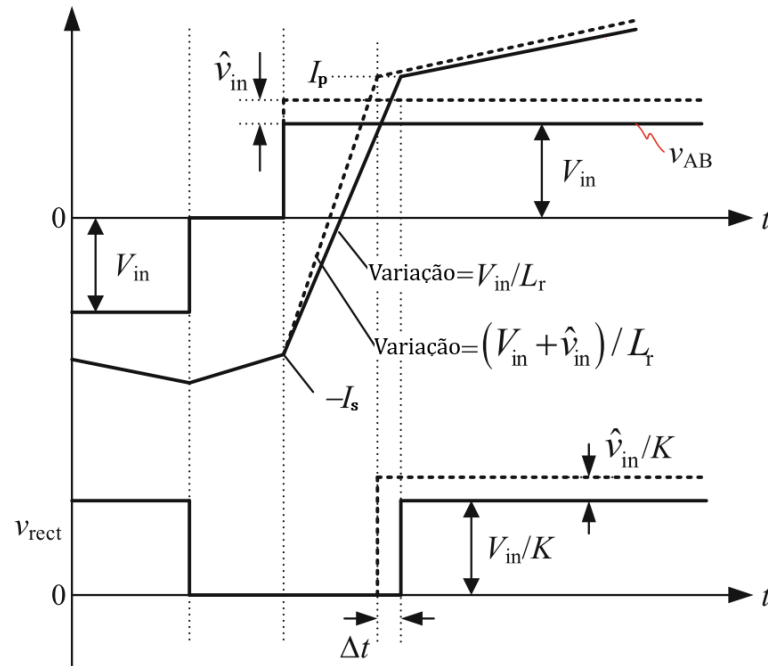
Na prática, se pode ignorar o termo que multiplica $1 - D_y$ por ser muito menor que I_o e o termo $\hat{v}_{in}$ é muito menor que V_{in} , obtendo:

$$\hat{d}_v = \frac{4L_R f_s I_o}{K V_{in}^2} \hat{v}_{in}. \quad (19)$$

Substituindo a corrente de saída por $I_o = \frac{V_{in}}{K} \cdot D_{eff} \frac{1}{R'_{Ld}}$:

$$\hat{d}_v = \frac{4L_R f_s D_{eff}}{K V_{in} R'_{Ld}} \hat{v}_{in}. \quad (20)$$

Figura 20 – Efeito da variação da tensão de entrada no ciclo de trabalho efetivo.



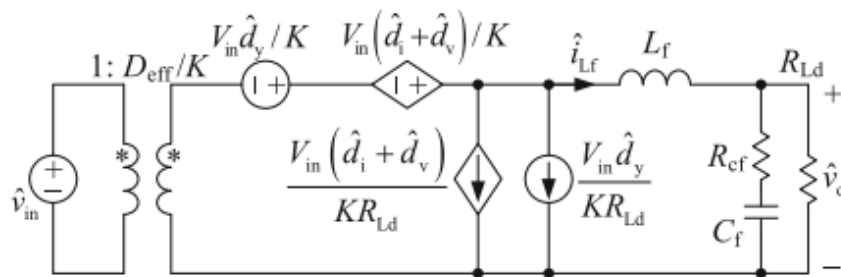
Fonte: Adaptado de (RUAN, CHEN, *et al.*, 2019).

Buscando adicionar esses efeitos, se substitui a variável $\hat{d}_y$, apresentada no modelo de pequenos sinais da Figura 17, por $\hat{d}_{eff}$ que engloba os impactos apresentados:

$$\hat{d}_{eff} = \hat{d}_y + \hat{d}_i + \hat{d}_v. \quad (21)$$

Dessa forma, se pode obter o modelo de pequenos sinais do conversor PSFB da Figura 21, onde K é a relação de transformação entre primário e secundário.

Figura 21 – Modelo de pequenos sinais do conversor PSFB.



Fonte: (RUAN, CHEN, *et al.*, 2019).

3.3.2 Ajustes para o Modelo do r-PSFB

Para a topologia r-PSFB, a corrente do primário do conversor será o dobro da corrente de saída. Por esse motivo, a variação da corrente do indutor terá efeito duplicado no ciclo de trabalho do conversor. Dessa forma, é necessário ajustar a equação (17) para o modelo do r-PSFB, obtendo:

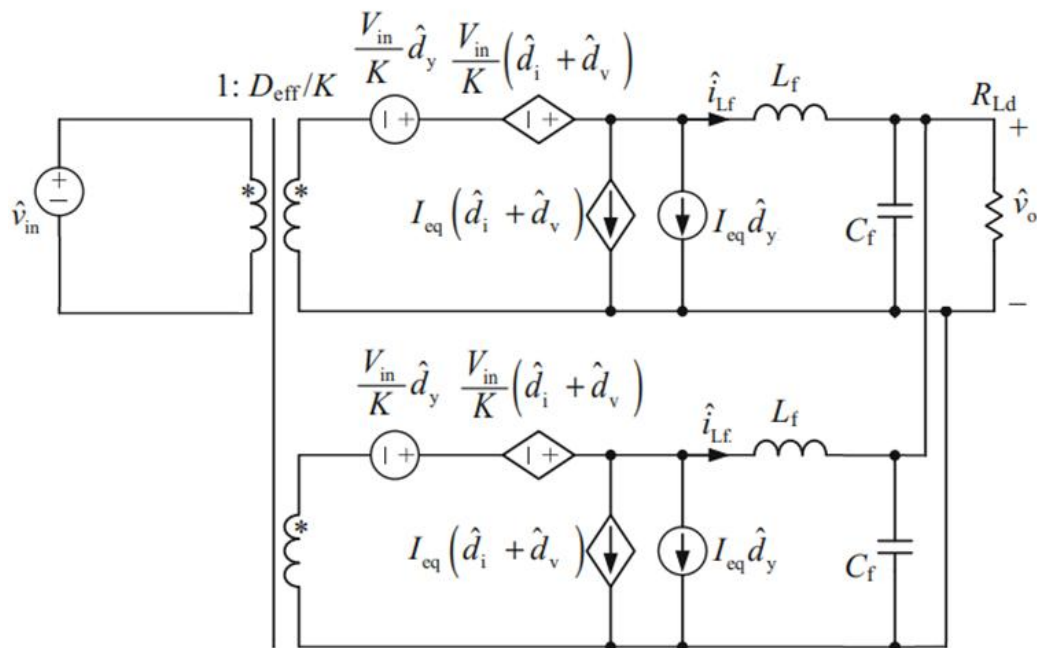
$$\hat{d}_i = -\frac{8L_R f_s}{KV_{in}} \hat{i}_{Lf}. \quad (22)$$

Além disso, a carga percebida pelo conversor, R'_{Ld} , dependerá do tipo da configuração de saída, sendo $2R_{Ld}$ para o paralelo e $\frac{R_{Ld}}{2}$ para o série (RUAN, CHEN, *et al.*, 2019). Consequentemente, a variação do ciclo de trabalho devido a variações na tensão de entrada e o próprio ciclo de trabalho dependerão da configuração do conversor.

3.3.3 Configuração em Paralelo

Na Figura 22, se tem o modelo de pequenos sinais da configuração em paralelo.

Figura 22 – Modelo de pequenos sinais da configuração em paralelo.



Fonte: Adaptado de (RUAN, CHEN, *et al.*, 2019).

Aplicando as leis de Kirchhoff das malhas e dos nós se encontra:

$$\frac{\hat{v}_{in}}{K} \cdot D_{eff} + \frac{V_{in} \cdot \hat{d}_y}{K} + \frac{V_{in}}{K} \cdot (\hat{d}_i + \hat{d}_v) = sL_f \hat{i}_{L_f} + \hat{v}_o; \quad (23)$$

$$2\hat{i}_{L_f} = \frac{\hat{v}_o}{(2C_f // R_{LD})}; \quad (24)$$

$$\hat{i}_o \cong 2\hat{i}_{L_f}. \quad (25)$$

Substituindo (20) e (22) em (23), se tem:

$$\frac{\hat{v}_{in}}{K} \cdot D_{eff} + \frac{V_{in} \cdot \hat{d}_y}{K} + \frac{V_{in}}{K} \cdot \left(\frac{4L_R f_s D_{eff}}{KV_{in} R'_{LD}} \hat{v}_{in} - \frac{8L_R f_s}{KV_{in}} \cdot \hat{i}_{L_f} \right) = sL_f \hat{i}_{L_f} + \hat{v}_o. \quad (26)$$

Como se deseja a resposta da tensão de saída à variação do ciclo de trabalho, é desprezada a perturbação causada pela variação da tensão de entrada, ou seja, se considera $\hat{v}_{in} = 0$. Também se substituí (24) em (26), obtendo:

$$\frac{V_{in} \cdot \hat{d}_y}{K} = sL_f \frac{\hat{v}_o}{2(2C_f // R_{LD})} + \hat{v}_o + \frac{V_{in}}{K} \cdot \left(\frac{8L_R f_s}{KV_{in}} \cdot \frac{\hat{v}_o}{2(2C_f // R_{LD})} \right). \quad (27)$$

Desenvolvendo a equação, se obtém:

$$\frac{V_{in} \cdot \hat{d}_y}{K} = sL_f \frac{\hat{v}_o}{2} \left(\frac{1}{R_{LD}} + 2sC_f \right) + \hat{v}_o + \frac{V_{in}}{K} \cdot \frac{8L_R f_s}{KV_{in}} \cdot \frac{\hat{v}_o}{2} \left(\frac{1}{R_{LD}} + 2sC_f \right). \quad (28)$$

Isolando $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}_y}$, se encontra a resposta da tensão de saída a uma variação no ciclo de trabalho (G_{vp}):

$$G_{vp} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}_y} = \frac{V_{in}}{K} \cdot \frac{1}{L_f C_f s^2 + \left(\frac{L_f}{2R_{LD}} + \frac{8L_R f_s C_f}{K^2} \right) s + \frac{4L_R f_s}{K^2 R_{LD}} + 1}. \quad (29)$$

Para a resposta da corrente, se faz o mesmo procedimento, substituindo (20), (22) e (24) em (23) e considerando $\hat{v}_{in} = 0$:

$$\frac{V_{in} \cdot \hat{d}_y}{K} - \frac{V_{in}}{K} \cdot \left(\frac{8L_R f_s}{KV_{in}} \cdot \hat{i}_{L_f} \right) = sL_f \hat{i}_{L_f} + 2\hat{i}_{L_f} \frac{R_{LD}}{1 + 2sC_f R_{LD}}. \quad (30)$$

Substituindo (25) em (30) e desenvolvendo a equação, é obtida a resposta da corrente a uma variação no ciclo de trabalho (G_{ip}) em (31).

$$G_{ip} = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}_y} = \frac{2V_{in}}{K} \cdot \frac{2sC_f R_{LD} + 1}{2L_f C_f R_{LD} s^2 + \left(L_f + \frac{16C_f R_{LD} L_{Rf} s}{K^2} \right) s + 2R_{LD} + \frac{8L_{Rf} s}{K^2}}. \quad (31)$$

3.3.4 Configuração em Série

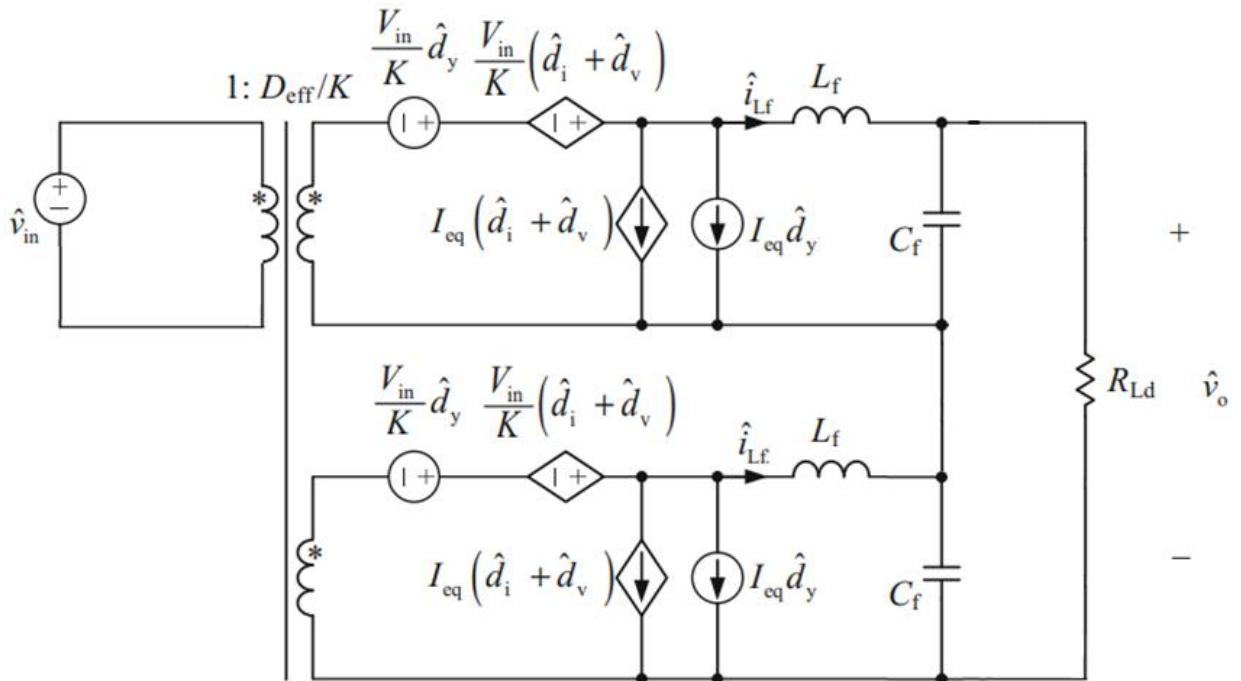
Para a configuração em série, se tem o modelo de pequenos sinais mostrado na Figura 23. Seguindo a mesma metodologia aplicada anteriormente, são obtidas as equações (32) e (33):

$$\frac{\hat{v}_{in}}{K} \cdot D_{eff} + \frac{V_{in} \cdot \hat{d}_y}{K} + \frac{V_{in}}{K} \cdot (\hat{d}_i + \hat{d}_v) = sL_f \hat{i}_{Lf} + \frac{\hat{v}_o}{2}; \quad (32)$$

$$\hat{i}_{Lf} = sC_f \frac{\hat{v}_o}{2} + \frac{\hat{v}_o}{R_{LD}}; \quad (33)$$

$$\hat{i}_o \cong \hat{i}_{Lf}. \quad (34)$$

Figura 23 – Modelo de Pequenos Sinais da configuração em Série.



Fonte: Adaptado de (RUAN, CHEN, et al., 2019).

Substituindo (20), (22) e (33) em (32) e já considerando $\hat{v}_{in} = 0$:

$$\frac{V_{in} \cdot \hat{d}_y}{K} - \frac{V_{in}}{K} \cdot \frac{8L_R f_s}{KV_{in}} \cdot \left(sC_f \frac{\hat{v}_o}{2} + \frac{\hat{v}_o}{R_{LD}} \right) = sL_f \left(sC_f \frac{\hat{v}_o}{2} + \frac{\hat{v}_o}{R_{LD}} \right) + \frac{\hat{v}_o}{2}. \quad (35)$$

Dessa equação, se pode obter:

$$\frac{V_{in} \cdot \hat{d}_y}{K} = \hat{v}_o \left(\frac{L_f C_f}{2} s^2 + \frac{L_f}{R_{LD}} s + \frac{4L_R f_s C_f}{K^2} s + \frac{8L_R f_s}{R_{LD} K^2} + \frac{1}{2} \right). \quad (36)$$

Isolando $\frac{\hat{v}_o}{\hat{d}_y}$, se encontra G_{vs} :

$$G_{vs} = \frac{\hat{v}_o}{\hat{d}_y} = \frac{V_{in}}{K \left(\frac{L_f C_f}{2} s^2 + \frac{L_f}{R_{LD}} s + \frac{4L_R f_s C_f}{K^2} s + \frac{8L_R f_s}{R_{LD} K^2} + \frac{1}{2} \right)}. \quad (37)$$

Para a corrente, também se substitui (20), (22) e (33) em (32) com $\hat{v}_{in} = 0$:

$$\frac{V_{in} \cdot \hat{d}_y}{K} - \frac{V_{in}}{K} \cdot \frac{8L_R f_s}{KV_{in}} \cdot \hat{i}_{Lf} = sL_f \hat{i}_{Lf} + \frac{\hat{i}_{Lf}}{\frac{sC_f}{2} + \frac{1}{R_{LD}}}. \quad (38)$$

Por fim, substituindo (34) em (38) e isolando $\frac{\hat{i}_o}{\hat{d}_y}$, se obtém:

$$G_{is} = \frac{\hat{i}_o}{\hat{d}_y} = \frac{V_{in}}{K} \cdot \frac{\frac{C_f}{2} s + \frac{1}{R_{LD}}}{\frac{L_f C_f}{2} s^2 + \frac{L_f}{R_{LD}} s + \frac{4L_R f_s C_f}{K^2} s + \frac{8L_R f_s}{R_{LD} K^2} + 1}. \quad (39)$$

3.3.5 Validação da Modelagem

Os modelos obtidos para as duas configurações do r-PSFB foram validados por meio de simulação no Matlab/Simulink. Foram usados os parâmetros da Tabela 4 que são os mesmos utilizados em (BANDEIRA, 2024). Aplicando esses valores nas equações de resposta encontradas, são obtidas as funções de transferência do sistema:

$$G_{vp} = \frac{1050}{3,75 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 4,828 \cdot 10^{-5} \cdot s + 1,176}; \quad (40)$$

$$G_{ip} = \frac{0,0168s + 2100}{2,4 \cdot 10^{-9} \cdot s^2 + 0,000309 \cdot s + 7,525}; \quad (41)$$

$$G_{vs} = \frac{1050}{1,875 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 2,414 \cdot 10^{-5} \cdot s + 0,5879}; \quad (42)$$

$$G_{is} = \frac{0,001313s + 164,1}{3,75 \cdot 10^{-10} \cdot s^2 + 4,828 \cdot 10^{-5} \cdot s + 1,176}. \quad (43)$$

Tabela 4 – Parâmetros utilizados para validar os modelos.

Parâmetro	Valor
V_{in}	700 V
V_o	400 V
K	1/1,5
L_R	1,25 μ H
f_s	50 kHz
L_f	300 μ H
C_f	1,25 μ F
R_{LD}	3,2 Ω (paralelo) / 12,8 Ω (série)

Fonte: Adaptado de (BANDEIRA, 2024).

Para realizar a simulação, foram calculadas as defasagens equivalentes para os dois casos, disponíveis na Tabela 5. Isso foi feito usando a equação (15) com os parâmetros da Tabela 4, considerando o R'_{LD} equivalente para cada configuração (conforme o tópico 3.3.2) e uma defasagem $\phi = D_y 180^\circ$:

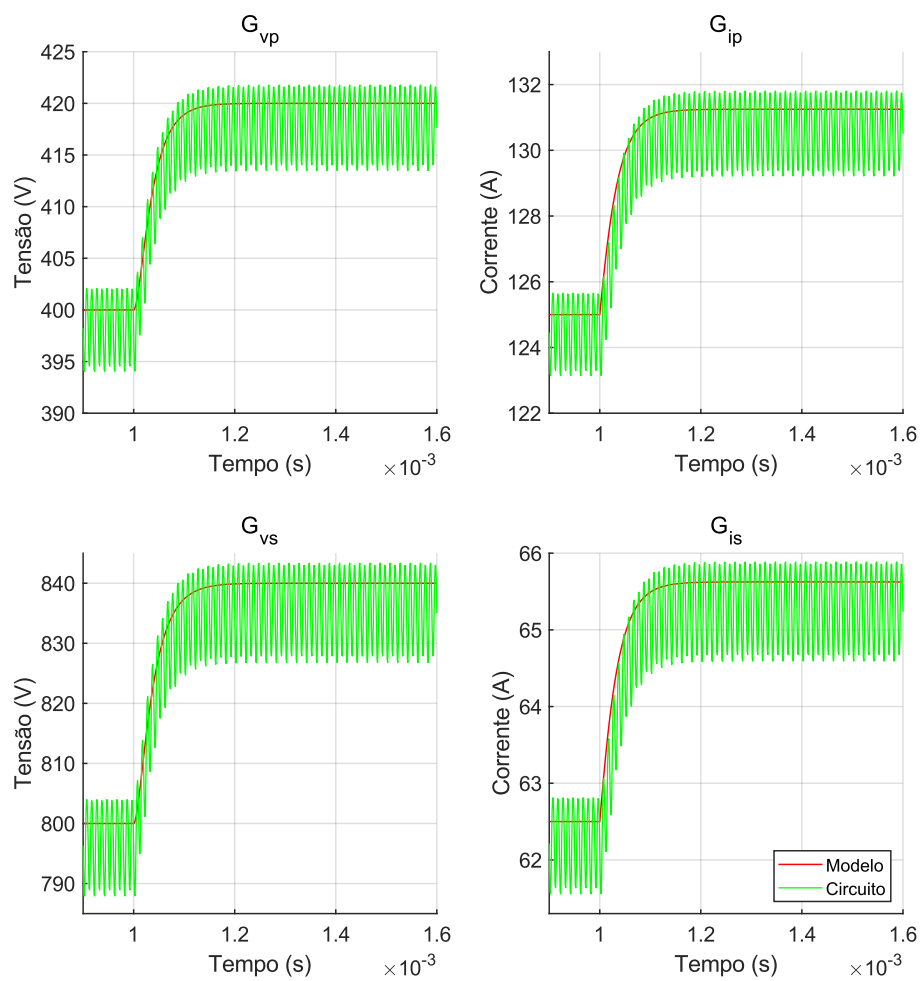
Tabela 5 – Defasagens iniciais para validação.

Tensão (V_o)	ϕ
400 V	80,62°
800 V	80,62°

Fonte: A autora (2025).

No Matlab/Simulink, foram obtidas as respostas dos dois circuitos e seus respectivos modelos a uma variação de 5% nessa defasagem. O resultado pode ser observado na Figura 24. Nela, percebe-se um pequeno deslocamento do valor medido em relação ao valor de referência. Isso ocorre devido às considerações de idealidade feitas para a obtenção do modelo.

Figura 24 – Comparação dos modelos com os circuitos.



Fonte: A autora (2025).

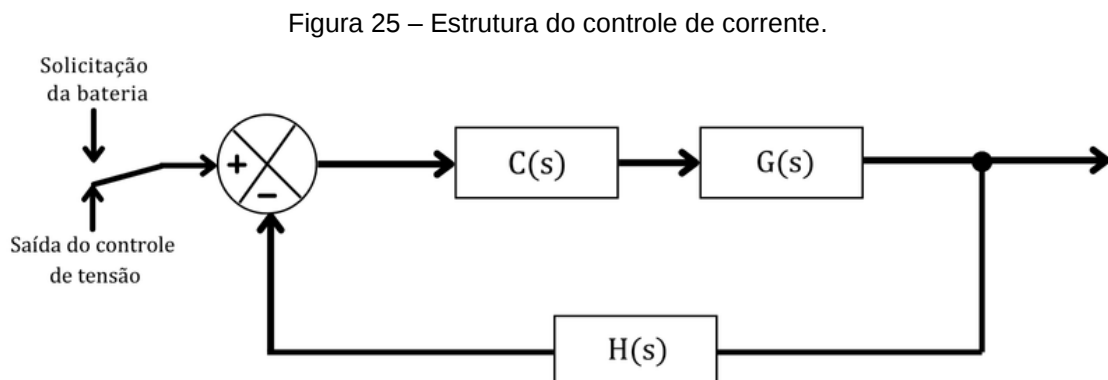
4 OPERAÇÃO DO CARREGADOR

Neste capítulo serão discutidas as etapas de funcionamento do carregador e projetados os controladores associados a elas. Inicialmente, utilizando o modelo obtido no capítulo anterior, serão projetados os controladores de corrente e tensão para cada caso. Em sequência, será montado o esquema do processo de carregamento e testado, em ambiente de simulação, o desempenho do controle projetado.

4.1 Projeto de Controle

Para que o conversor se adeque às condições requeridas para a recarga das baterias, é necessário associá-lo a uma ação de controle. Por isso, serão projetados controladores que atendam aos requisitos definidos por norma, que foram apresentados anteriormente. Primeiro, se definem as estruturas de controle para a tensão e para a corrente. Em sequência, são definidas algumas perturbações que devem ser compensadas.

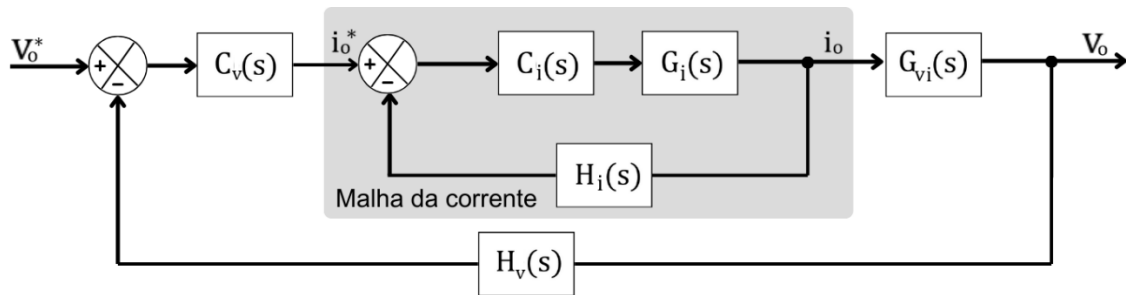
No controle de corrente, serão projetados dois controladores um para a configuração em série e outro para em paralelo. Para os dois, se utilizará um sistema de malha fechada simples em conjunto com uma lógica para definir qual das referências será usada, isso pode ser visto na Figura 25.



Fonte: A autora (2025).

Já para o controle de tensão, também serão projetados dois controladores, um para cada configuração. Esse controle será um pouco mais complexo pois utilizará uma estrutura em cascata, onde a dinâmica mais rápida será a de corrente e a mais lenta será a de tensão, como pode ser observado na Figura 26

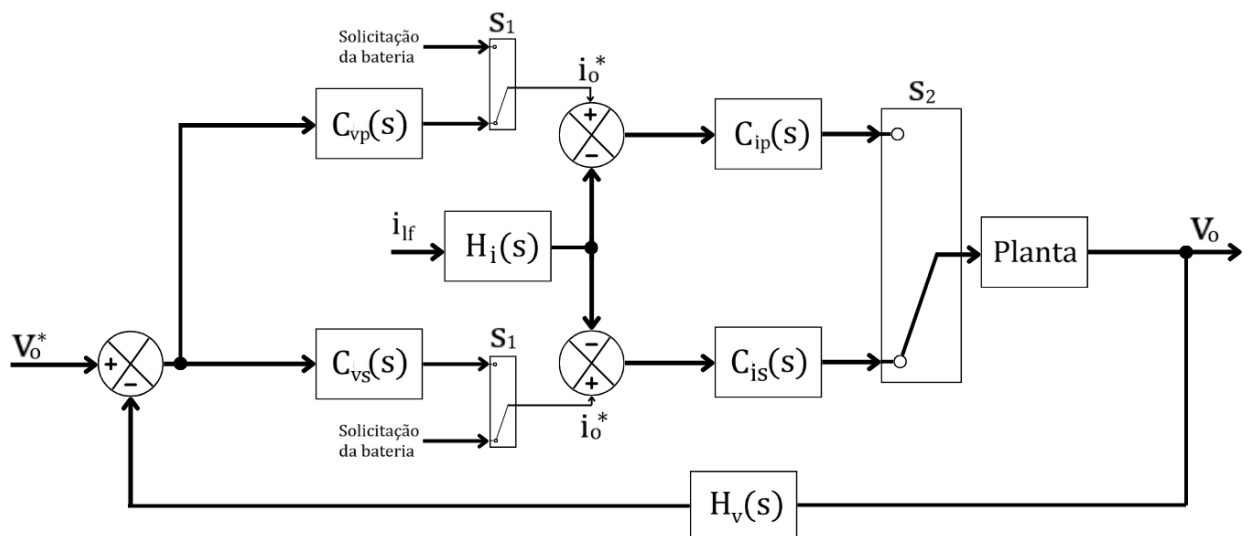
Figura 26 – Estrutura do controle de tensão.



Fonte: A autora (2025).

A escolha da configuração de controle pode ser ilustrada na Figura 27. A chave S_1 seleciona a entrada do controle de corrente, definindo se o controle de tensão será utilizado ou apenas o controle de corrente. A chave S_2 , por sua vez, é comutada a depender da configuração do conversor, em série ou em paralelo.

Figura 27 – Escolha da configuração de controle.



Fonte: A autora (2025).

Alguns distúrbios precisam ser analisados no projeto de controle:

- Distúrbio da tensão de entrada: Essas variações serão desprezadas pois se considera que a tensão de entrada será estável.
- Distúrbio na saída: Dependendo da temperatura ou do estado de carga da bateria, a resistência interna dela pode variar, alterando a carga do sistema. Entretanto, essas variações ocorrem em frequências muito mais baixas que a de operação do sistema, por isso, podem ser consideradas como constantes. Para compensar esse distúrbio, é necessário um ganho alto em baixa frequência.
- Distúrbios de medição: Devido ao chaveamento, podem acontecer algumas interferências na medição. Para que seja possível evitar esses efeitos, é preciso garantir um baixo ganho na frequência de chaveamento (50 kHz).

A carga utilizada para o projeto é uma bateria, seu modelo consiste numa fonte de tensão variável em série com uma resistência. No projeto dos controladores, considerando o mesmo de (BANDEIRA, 2024), a carga trazida pela bateria será igual a uma resistência interna média de $0,1\Omega$ e a fonte de tensão do modelo será tratada como um distúrbio não compensado. Em (BANDEIRA, 2024), se comparam as diferentes respostas do sistema com a mudança dos valores de resistência interna e é explicitado o processo da escolha do valor de $0,1\Omega$. Dessa forma, os parâmetros utilizados para o projeto de controle serão:

Tabela 6 – Parâmetros do controle.

Parâmetro	Valor
V_{in}	700 V
K	1/1,5
L_R	1,25 μ H
f_s	50 kHz
L_f	300 μ H
C_f	1,25 μ F
R_{LD}	0,1 Ω

Fonte: A autora (2025).

Nos dois esquemas de controle, a variável de controle será a defasagem entre as ondas moduladoras. Como o ciclo de trabalho varia de 0 a 1 proporcionalmente à variação de 0 a 180° da defasagem, é apenas necessário dividir as equações encontradas por 180. Portanto, as funções de transferências obtidas no capítulo anterior precisarão ser adaptadas a isso, obtendo:

$$G_{vp} = \frac{V_{in}}{180 \cdot K} \cdot \frac{1}{L_f C_f s^2 + \left(\frac{L_f}{2R_{LD}} + \frac{8L_R f_s C_f}{K^2} \right) s + \frac{4L_R f_s}{K^2 R_{LD}} + 1}; \quad (44)$$

$$G_{ip} = \frac{2V_{in}}{180 \cdot K} \cdot \frac{2s C_f R_{LD} + 1}{2L_f C_f R_{LD} s^2 + \left(L_f + \frac{16C_f R_{LD} L_R f_s}{K^2} \right) s + 2R_{LD} + \frac{8L_R f_s}{K^2}}; \quad (45)$$

$$G_{vs} = \frac{V_{in}}{180 \cdot K} \cdot \frac{1}{\left(\frac{L_f C_f}{2} s^2 + \frac{L_f}{R_{LD}} s + \frac{4L_R f_s C_f}{K^2} s + \frac{8L_R f_s}{R_{LD} K^2} + \frac{1}{2} \right)}; \quad (46)$$

$$G_{is} = \frac{V_{in}}{180 \cdot K} \cdot \frac{\frac{C_f}{2} s + \frac{1}{R_{LD}}}{\frac{L_f C_f}{2} s^2 + \frac{L_f}{R_{LD}} s + \frac{4L_R f_s C_f}{K^2} s + \frac{8L_R f_s}{R_{LD} K^2} + 1}. \quad (47)$$

A comutação entre esses dois esquemas de controle será feita a depender da etapa do carregamento. Mais detalhes sobre esse chaveamento e as etapas de carregamento do sistema serão abordados posteriormente.

4.1.1 Controle de Corrente

No controle de corrente, será utilizada a topologia da Figura 25 com um sensor de ganho unitário de ação *anti-aliasing*. Sua frequência de corte, ω_c , será metade da frequência de chaveamento do sistema e ele terá como função de transferência:

$$H(s) = \frac{\omega_c}{s + \omega_c} = \frac{\frac{2\pi f_s}{2}}{s + \frac{2\pi f_s}{2}} = \frac{1,571 \cdot 10^5}{s + 1,571 \cdot 10^5}. \quad (48)$$

Para esse projeto, se utilizará, para as duas configurações do r-PSFB, a mesma metodologia, utilizando o método de resposta a frequência por meio do domínio auxiliar w . Inicialmente, se discretiza a função de transferência da corrente em relação

à defasagem utilizando o método ZOH, com período de amostragem igual ao período de chaveamento. Com isso, o atraso devido à modulação já é incorporado ao modelo. Por fim, se converte do domínio z para w a fim de poder realizar uma análise do lugar das raízes do sistema, bem como sua resposta a frequência por diagrama de bode.

Nesse controle, o sistema estará conectado à bateria e ela fará solicitações de corrente a ele, alterando o valor de i_o^* . Com os parâmetros da Tabela 6, as funções de transferência que relacionam a corrente em função da defasagem, G_{ip} e G_{is} , podem ser expressas por:

$$G_{ip}(s) = \frac{5,25 \cdot 10^{-4}s + 2100}{1,35 \cdot 10^{-8}s^2 + 0,05405s + 238,5}; \quad (49)$$

$$G_{is}(s) = \frac{1,313 \cdot 10^{-3}s + 21000}{6,75 \cdot 10^{-8}s^2 + 1,08s + 4230}. \quad (50)$$

Como o sensor não será unitário, é preciso incorporar sua ação ao sistema antes de continuar a análise, obtendo:

$$G_{ip}H(s) = \frac{82,47s + 3,3 \cdot 10^9}{1,35 \cdot 10^{-8}s^3 + 0,05617s^2 + 8729s + 3,746 \cdot 10^7}; \quad (51)$$

$$G_{is}H(s) = \frac{206,2s + 3,3 \cdot 10^9}{6,75 \cdot 10^{-8}s^3 + 1,091s^2 + 1,739 \cdot 10^5s + 6,644 \cdot 10^8}. \quad (52)$$

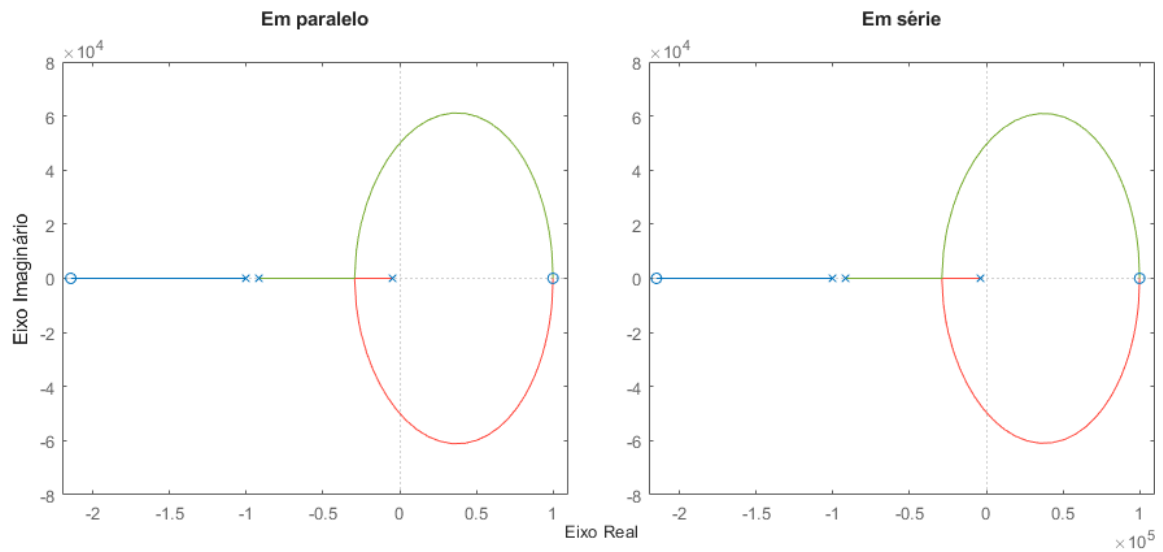
Em sequência, se aplica ZOH nas equações (51) e (52) para obter seus equivalentes discretos, $G_{ip}H(z)$ e $G_{is}H(z)$, com o atraso devido à modulação já incorporado. Aplicando Tustin, é possível utilizar métodos de análise de tempo contínuo com uma função de resposta aproximada ao tempo discreto. Dessa forma, se obtém $G_{ip}H(w)$ e $G_{is}H(w)$:

$$G_{ip}H(w) = \frac{0,1663w^3 + 2395w^2 - 5,467 \cdot 10^9w + 3,565 \cdot 10^{14}}{w^3 + 1,961 \cdot 10^5w^2 + 1,002 \cdot 10^{10}w + 4,049 \cdot 10^{13}}; \quad (53)$$

$$G_{is}H(w) = \frac{0,08288w^3 + 1248w^2 - 2,736 \cdot 10^9w + 1,782 \cdot 10^{14}}{w^3 + 1,956 \cdot 10^5w^2 + 9,922 \cdot 10^9w + 3,59 \cdot 10^{13}}. \quad (54)$$

É perceptível que as duas configurações resultaram em funções muito parecidas. Isso se torna ainda mais claro quando comparados os seus gráficos de Lugar das Raízes, mostrados na Figura 28. Essa semelhança indica que as duas configurações podem ter seus controladores projetados seguindo a mesma metodologia, adequando-os aos valores de cada caso.

Figura 28 – Lugar das raízes de ambas as configurações.



Fonte: A autora (2025).

A partir desse ponto, será feita uma análise separada para cada configuração, iniciando pela topologia em paralelo. Assim, focando em $G_{ip}H(w)$, são encontrados seus polos e zeros:

Tabela 7 – Polos e zeros da configuração em paralelo.

Descrição	Valor (rad/s)
Zeros	$-2,144 \cdot 10^5$
	duplo em $+1,5 \cdot 10^5$
Polos	$-1 \cdot 10^5$
	$-9,17 \cdot 10^4$
	-4415

Fonte: A autora (2025).

Analisando a localização desses polos e zeros, nota-se que o polo mais lento (4415 rad/s) é mais de 10 vezes mais lento que as demais dinâmicas da planta. Por isso, esse sistema pode ser aproximado a um sistema de primeira ordem.

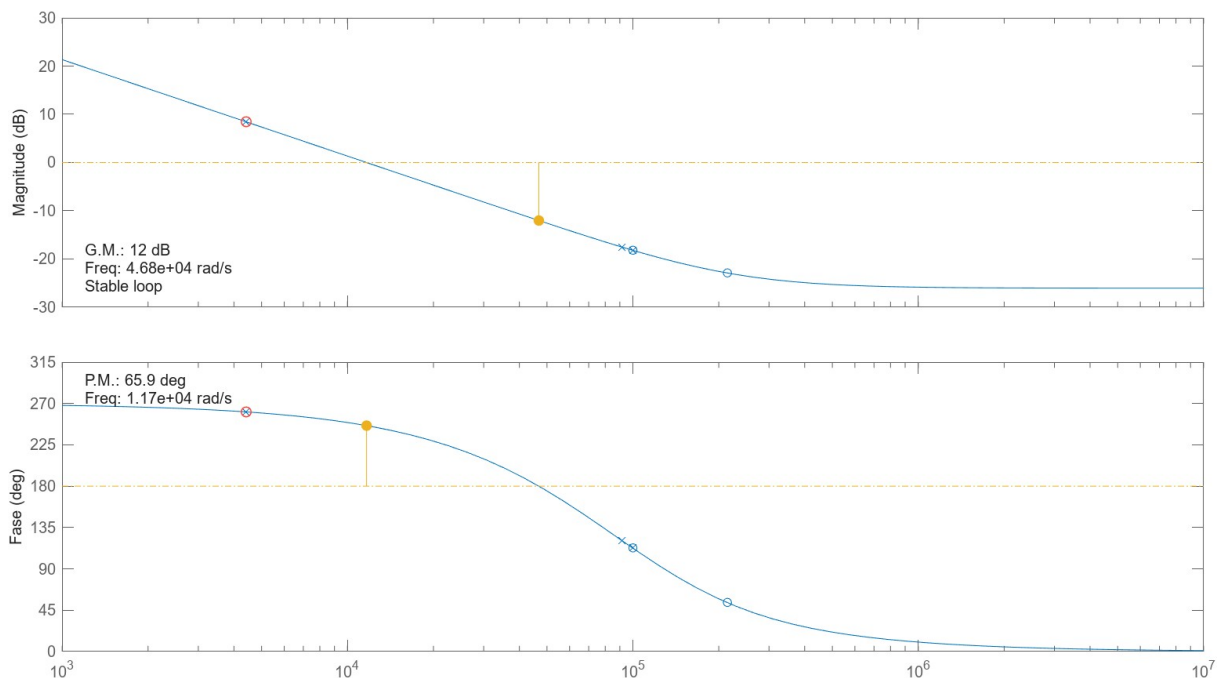
Como se deseja um erro nulo em regime permanente para uma entrada do tipo degrau, é preciso que o conjunto planta-controlador seja do tipo 1, ou seja, apresente um polo na origem. Logo, o controlador deverá conter esse polo. Por isso, será projetado um controlador do tipo Proporcional-Integral e seu zero será posicionado para cancelar a dinâmica do polo mais lento do sistema, obtendo:

$$C_{ip}(w) = \frac{K_{ip}(w + 4415)}{w}. \quad (55)$$

Para encontrar K_{ip} , é utilizada a ferramenta *sisotool* do *Matlab*. Nela, são feitos ajustes no ganho até o sistema não apresentar sobressinal para entradas do tipo degrau e se encontra $K_{ip} = 0,3$.

Com essa ferramenta, também é obtida a resposta a frequência do sistema que pode ser observada na Figura 29.

Figura 29 – Diagrama de bode do controle de corrente do sistema em paralelo.



Fonte: A autora (2025).

Por essa resposta, se encontra a margem de ganho e a margem de fase do sistema, 12 dB e $65,9^\circ$ respectivamente. A sua passagem por 0 dB ocorre

aproximadamente na frequência de 11700 rad/s cerca 26 vezes menor que a de chaveamento, garantindo que o ganho nessa frequência seja baixo. Além disso, é atingido um alto ganho para baixas frequências. Logo, com esse controlador o sistema rejeita os distúrbios citados no tópico anterior.

Por fim, se aplica Tustin para obter a função de transferência discreta do controlador encontrado:

$$C_{ip}(z) = \frac{0,3z - 0,2735}{z - 1}. \quad (56)$$

Já para o projeto do controlador para a configuração em série, será realizado um processo bastante similar, focando em $G_{is}H(w)$, que tem os seguintes polos e zeros:

Tabela 8 – Polos e zeros da configuração em série.

Descrição	Valor (rad/s)
Zeros	$-2,515 \cdot 10^5$
	duplo em $+1,5 \cdot 10^5$
Polos	$-1 \cdot 10^5$
	$-9,172 \cdot 10^4$
	-3915

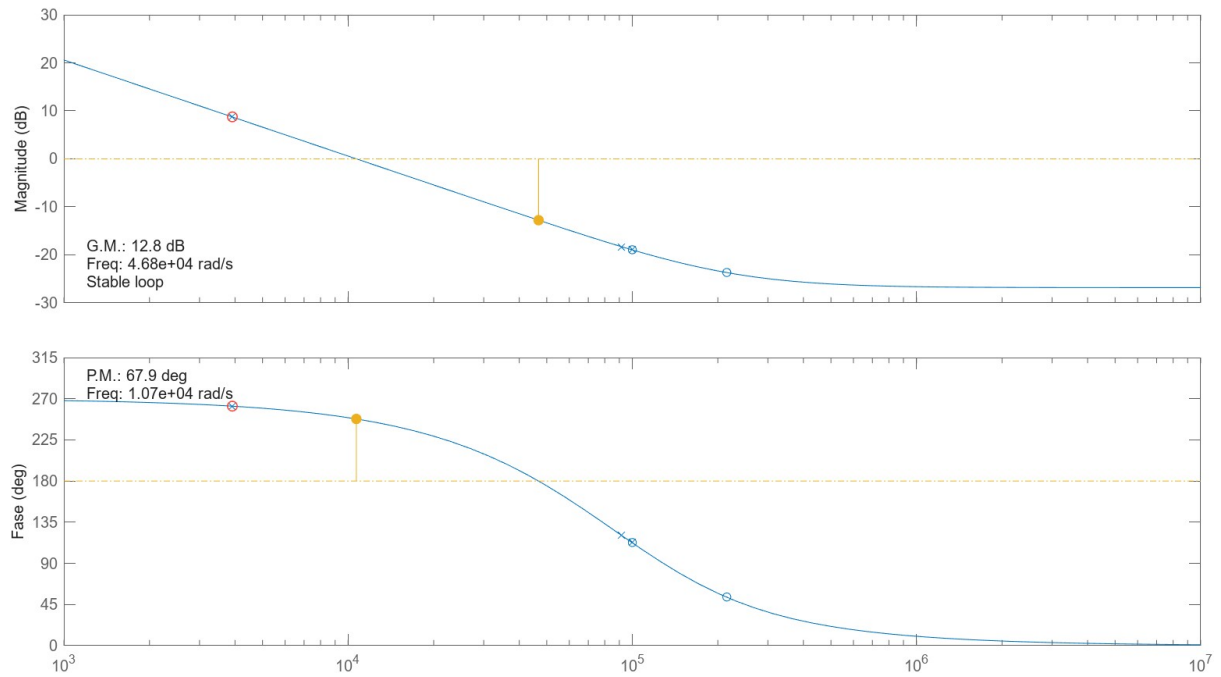
Fonte: A autora (2025).

Assim como na configuração em paralelo, essa planta também poderá ser simplificada para um sistema de primeira ordem. Seguindo a mesma metodologia, seu controlador será:

$$C_{is}(w) = \frac{K_{is}(w + 3915)}{w}. \quad (57)$$

Do mesmo modo, se utiliza o *sisotool* para encontrar o ganho $K_{is} = 0,55$ que faz o sistema não apresentar sobressinal e se obtém a resposta a frequência dessa configuração que pode ser vista na Figura 30.

Figura 30 – Diagrama de bode do controle de corrente do sistema em série.



Fonte: A autora (2025).

Para esse sistema, se encontra uma margem de ganho de 12,8 dB e uma margem de fase de 67,9°. A frequência de passagem por 0 dB é 10700 rad/s, cerca 26 vezes menor que a de chaveamento, garantindo que o ganho nessa frequência seja baixo e, como no caso anterior, se atinge um alto ganho para baixas frequências. Dessa forma, com esse controlador, o sistema na configuração em série também rejeita os distúrbios citados no tópico anterior.

Aplicando Tustin no controlador encontrado, se obtém:

$$C_{is}(z) = \frac{0,55z - 0,5069}{z - 1}. \quad (58)$$

4.1.2 Controle de Tensão

Para a tensão, será utilizado o controle em cascata da Figura 26. Por isso, é necessário achar G_{vis} e G_{vip} , que relacionam a tensão e corrente das configurações

em série e em paralelo respectivamente. Isso pode ser feito usando as equações (24), (25), (33) e (34) do capítulo anterior, que resultam em:

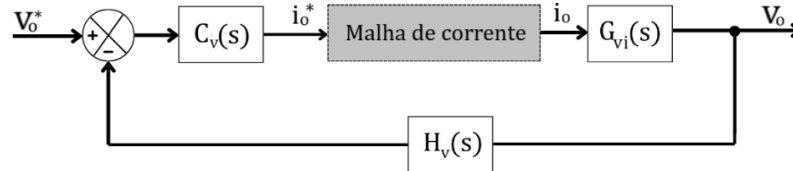
$$G_{vip}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = 2C_f // R_{LD} = \frac{R_{LD}}{1 + 2sC_f R_{LD}}; \quad (59)$$

$$G_{vis}(s) = \frac{\hat{v}_o}{\hat{i}_o} = \frac{1}{\frac{sC_f}{2} + \frac{1}{R_{LD}}} = \frac{R_{LD}}{1 + \frac{sC_f R_{LD}}{2}}. \quad (60)$$

O sensor da medição de tensão seguirá a mesma definição do sensor da corrente, tendo frequência de corte igual a metade da frequência de chaveamento, ou seja, sua função de transferência será a mesma de (48).

Para que o controle em cascata funcione da maneira desejada, a ação da malha interna deve ser muito mais rápida que a da malha externa. Isso porque, quando essa condição é atingida, a malha interna pode ser simplificada como um bloco constante tal qual a Figura 31, onde, do ponto de vista do controle de tensão, i_o atingirá a referência i_o^* imediatamente. Dessa forma, é necessário fazer com que a malha da corrente seja pelo menos 10 vezes mais rápida que a da tensão.

Figura 31 – Estrutura simplificada do controle da tensão.



Fonte: A autora (2025).

Visando garantir essa condição, são analisadas as respostas a frequência da malha da corrente para cada configuração obtidas no tópico anterior. Focando na configuração em paralelo, foi obtido anteriormente que a frequência de passagem por 0dB da malha de corrente foi de aproximadamente 11700rad/s. Como resultado, a frequência de cruzamento da malha de tensão, ω_{vp} , deverá ser pelo menos 10 vezes menor, ou seja:

$$\omega_{vp} < 1170 \text{ rad/s}. \quad (61)$$

Com isso, a frequência do sistema de controle de tensão será mais de 100 vezes menor que a de chaveamento do circuito. Logo, os atrasos devido a implementação do controle digital podem ser relevados e o controlador pode ser projetado diretamente no plano s e depois convertido ao z . Para isso, é obtida a função de transferência do conjunto planta-sensor para a configuração em paralelo:

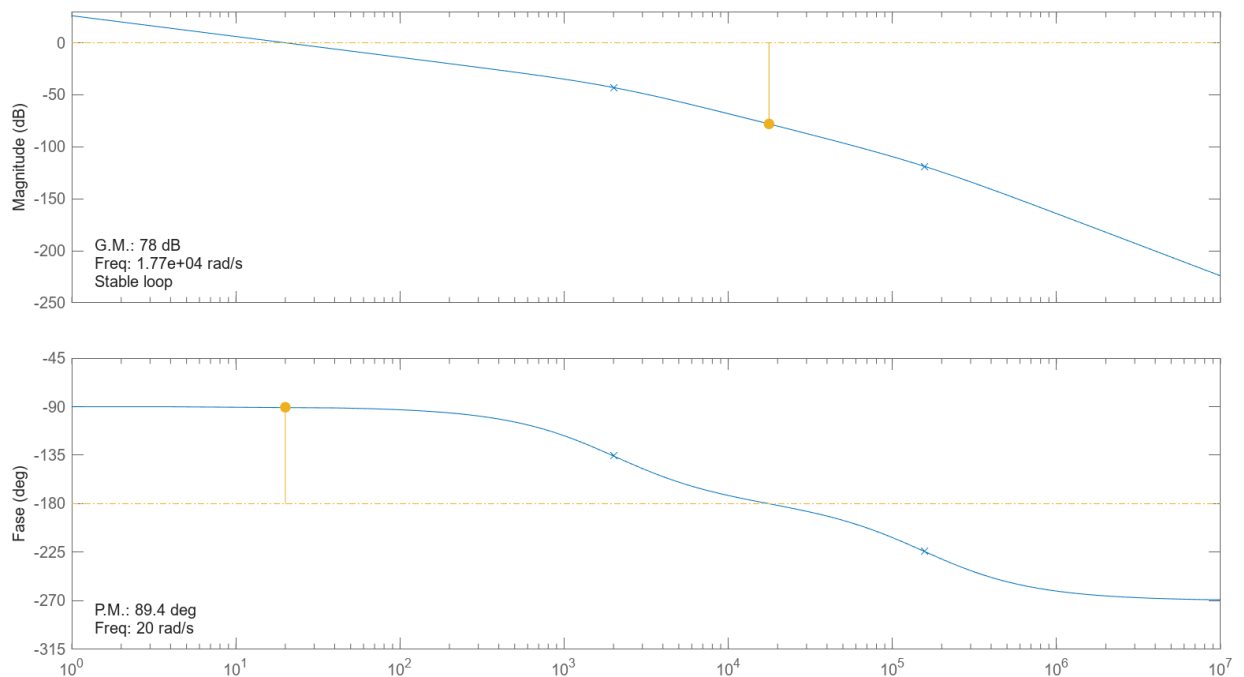
$$G_{vip}H(s) = \frac{3,142 \cdot 10^7}{0,0005s^2 + 79,54s + 1,571 \cdot 10^5} \quad (62)$$

Assim como no caso da corrente, para a tensão, se deseja um erro nulo para entradas do tipo degrau, indicando a necessidade da adição de um polo na origem. Por esse motivo, se escolhe um controlador integrador para esse caso:

$$C_{vp}(s) = \frac{K_{vp}}{s} \quad (63)$$

Utilizando o *sisotool*, é encontrado $K_{vp} = 0,1$ como o ganho que atende à relação mostrada em (61), ao requisito de variação máxima de 20V/ms proposto por norma e não apresenta sobressinal. Na Figura 32, é mostrada a resposta em frequência desse sistema de controle.

Figura 32 – Diagrama de bode do controle de tensão do sistema em paralelo.



Fonte: A autora (2025).

Na figura, são vistos sua margem de ganho, de 78dB, sua margem de fase, de 89,4°, e sua frequência de passagem, $\omega_{vp} = 20 \text{ rad/s}$, que satisfaz (61).

Finalmente, se aplica a transformada ZOH ao controlador encontrado e se obtém seu equivalente digital:

$$C_{vp}(z) = \frac{2 \cdot 10^{-6}}{z - 1}. \quad (64)$$

Um processo semelhante é feito para a configuração em série. A frequência de passagem da malha da corrente dessa configuração foi obtida anteriormente e é de aproximadamente 10700 rad/s, do mesmo modo, ω_{vs} deverá ser pelo menos 10 vezes menor:

$$\omega_{vs} < 1070 \text{ rad/s}. \quad (65)$$

A função de transferência do conjunto planta-sensor para a configuração em série será:

$$G_{vis}H(s) = \frac{6,283 \cdot 10^7}{0,00025s^2 + 41,27s + 3,142 \cdot 10^5}. \quad (66)$$

Nessa configuração, também será utilizado um controlador integrador pela necessidade da adição de um polo na origem:

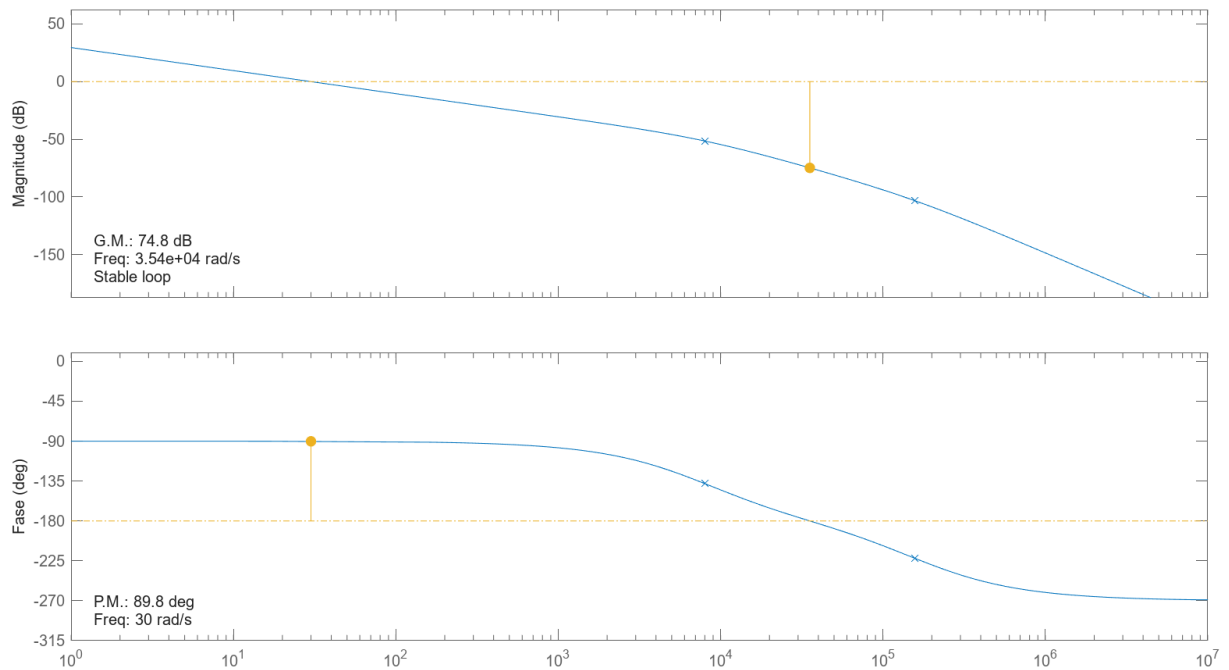
$$C_{vs}(s) = \frac{K_{vs}}{s}. \quad (67)$$

Pela análise do sisotool, é obtido um ganho $K_{vs} = 0,15$ que atende à condição expressa em (65) e garante o requisito de taxa máxima de variação, sem causar sobressinal. A Figura 33 mostra a margem de ganho e de fase do sistema, 74,8dB e 89,8° respectivamente. Também é apresentada a frequência de passagem do sistema, $\omega_{vs} = 30 \text{ rad/s}$, que atende a (65).

Por fim, se discretiza o controlador encontrado utilizando ZOH com frequência de amostragem igual à de chaveamento:

$$C_{vs}(z) = \frac{3 \cdot 10^{-6}}{z - 1}. \quad (68)$$

Figura 33 – Diagrama de bode do controle de tensão do sistema em série.



Fonte: A autora (2025).

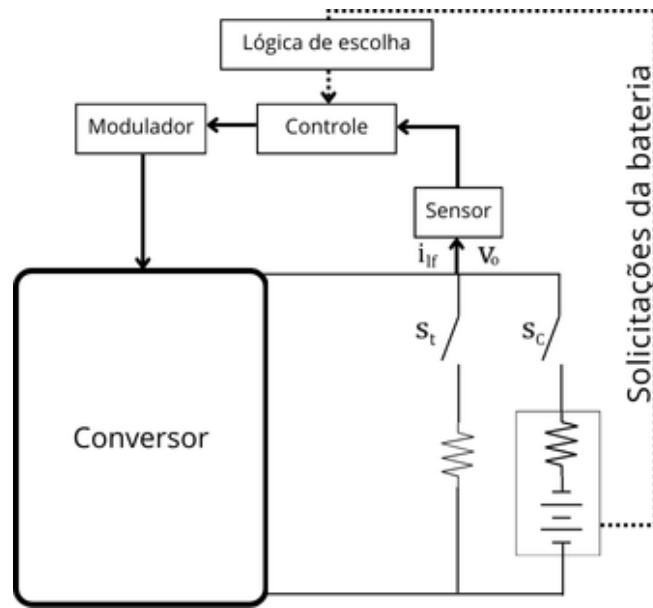
4.2 Processo de Carregamento

O carregador será implementado no *Matlab/Simulink* de acordo com a Figura 34. Nele, serão testadas as ações dos controladores, projetados acima, e será avaliado se as respostas atendem aos critérios de projeto.

O sistema terá duas chaves, S_t , de equalização, e S_c , de carga, que definirão sua saída. Essas chaves terão seu estado controlado a depender da etapa da recarga. O processo de carregamento será dividido em etapas, sendo elas:

- 1ª Etapa – Equalização da tensão de saída do conversor com a dos terminais da bateria pela ação do controle de tensão.
- 2ª Etapa – Transferência de potência do carregador para a bateria pela ação do controle de corrente.
- 3ª Etapa – Processo de suspensão do carregamento pela ação do controle de corrente.

Figura 34 – Estrutura do carregador.



Fonte: A autora (2025).

Para a bateria, será utilizado o mesmo modelo usado em (BANDEIRA, 2024) com o bloco *battery* da biblioteca *Specialized Power System* do *Matlab/Simulink*, os parâmetros do bloco são apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Parâmetros do modelo da bateria.

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 da região exponencial (V)	388,01
Capacidade no fim da região exponencial (Ah)	3,56

Fonte: A autora (2025).

Durante todo processo, ocorrerá a troca de informações entre estação e veículo. Com o último fazendo solicitações ao decorrer da recarga que deverão ser atendidas pela estação.

4.2.1 1ª Etapa

No início do carregamento, algumas informações serão necessárias para que se verifique a compatibilidade do sistema de recarga com a bateria conectada. Uma das informações que serão adquiridas pelo sistema é o nível de tensão nos terminais da bateria. Antes que os dois sejam conectados, é necessário equalizar a tensão entre eles para que não ocorra um paralelismo de fontes. Nessa etapa, o conversor estará conectado a uma carga auxiliar que consistirá numa resistência de $200\ \Omega$ por meio da chave S_t .

Para que ocorra essa equalização, haverá um algoritmo responsável pela definição da configuração do conversor. Ao receber o nível da tensão da bateria, ele definirá se o r-PSFB estará em série ou em paralelo. A depender dessa lógica, as chaves auxiliares de escolha de configuração, $S_{aux,n}$, serão comutadas para a posição solicitada e o controlador adequado será conectado pela chave S_2 do sistema de controle, apresentado na Figura 27.

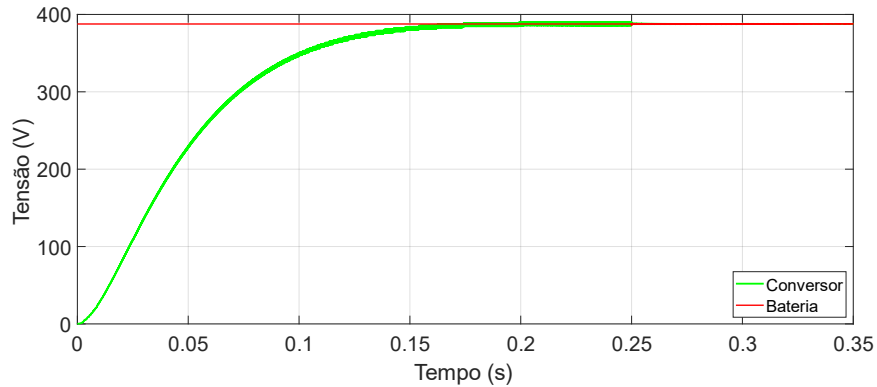
Em seguida, se iniciará o controle da tensão de saída do conversor para que ela se iguale à tensão medida nos terminais da bateria. Quando equalizadas essas tensões, é finalmente feita a conexão da estação de carregamento com a bateria por meio da chave S_c e o controle de tensão é substituído pelo de corrente com referência nula. Com essa conexão confirmada, a chave S_t é aberta e se iniciará a próxima etapa, de transferência de potência, alterando o valor de referência do controle de corrente.

Essa etapa foi simulada usando dois modelos de bateria, uma de 400V e outra de 800V. Na simulação, a chave S_c foi fechada no instante $t = 0,25s$ e a chave S_t foi aberta em $t = 0,3s$.

Inicialmente se utilizou um modelo de 400V num estado de carga de 50%, nele, a tensão dos terminais da bateria em vazio será de aproximadamente 388V. Esse será

o valor da referência de tensão para o controle. A resposta é apresentada na Figura 35.

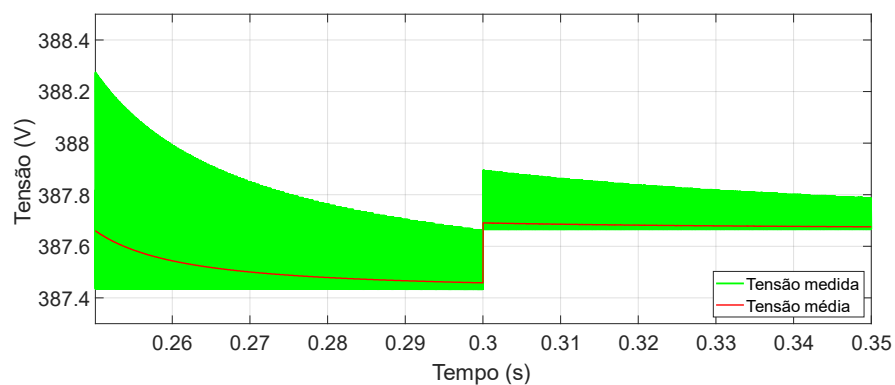
Figura 35 – Resposta do carregador à conexão de uma bateria de 400V.



Fonte: A autora (2025).

A partir do instante $t = 0,25s$, as tensões do conversor e da bateria se igualam. A resposta detalhada do sistema em paralelo ao fechamento da chave S_c , em $t = 0,25s$, e à abertura da chave S_t , em $t = 0,3s$, pode ser observada na Figura 36.

Figura 36 – Resposta do sistema em paralelo a mudanças na posição das chaves.

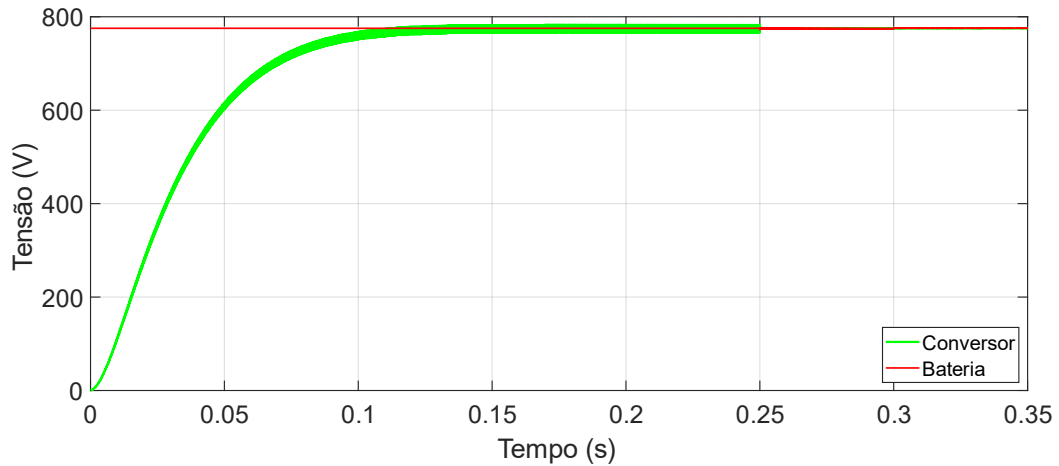


Fonte: A autora (2025).

Para o modelo de 800V, são utilizadas duas baterias de 400V em série, também num estado de carga de 50%. Para ele, tem-se uma tensão em vazio de

aproximadamente 775V. A resposta completa do carregador à conexão de uma bateria de 800V pode ser vista na Figura 37.

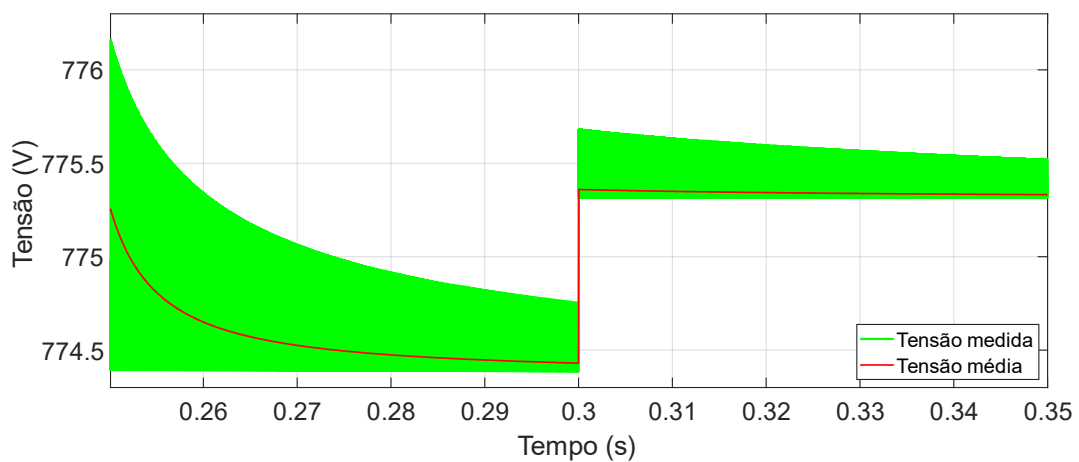
Figura 37 – Resposta do carregador à conexão de uma bateria de 800V.



Fonte: A autora (2025).

Do mesmo modo, no sistema em série, dada a conexão do conversor com a bateria, as duas tensões se igualarão. A resposta detalhada desse sistema à mudança do estado das chaves é ilustrada na Figura 38.

Figura 38 – Resposta do sistema em série a mudanças na posição das chaves.



Fonte: A autora (2025).

Analisando as respostas encontradas, nota-se que os sistemas de controle projetados cumpriram o desejado. A curva não apresentou sobressinal para nenhuma das configurações. No modo em paralelo, a o tempo de assentamento para o critério de 2% foi de aproximadamente 143ms e de aproximadamente 121ms para o de 5%. Já no modo em série, esse tempo foi de aproximadamente 100ms para o critério de 2% e de 82,4ms para o de 5%.

Observa-se também o impacto da mudança das chaves S_t e S_c . Quando S_c é conectada, em $t = 0,25s$, as tensões da bateria e do conversor se igualam e ocorre uma gradual diminuição da ondulação devido a essa conexão. Quando S_t é aberta, em $t = 0,3s$, a tensão aumentará devido à desconexão da resistência de carga e estará autorizado o início da próxima etapa.

4.2.2 2ª Etapa

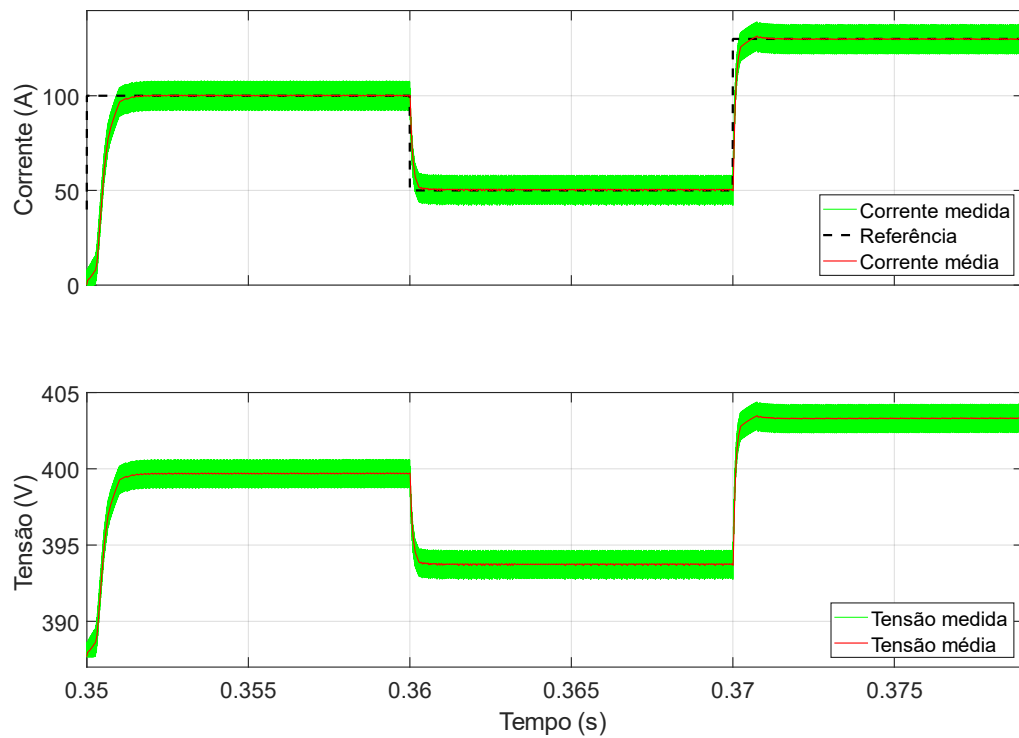
A partir da conexão da bateria com a estação, a transferência de potência ocorrerá por corrente constante. O veículo poderá fazer solicitações para alterar o valor dessa corrente e a estação de carregamento deverá atender dentro das normas (ABNT, 2020) definidas no tópico 2.1.3. Desse modo, para esta etapa, o controle de corrente estará ativo.

Essa etapa será testada por degraus consecutivos aplicados à referência de corrente do controlador para simular as diversas solicitações que o veículo pode fazer ao carregador. Para validá-la, se consideram os critérios de recarga previstos em norma, mostrados anteriormente no capítulo 2. São testadas a tensão e corrente de saída tanto da configuração em série quanto da em paralelo.

Na simulação, essa etapa será iniciada no instante $t = 0,35s$, com degraus de 100A, 50A e 130A para o sistema em paralelo e 50A, 25A e 65A para o sistema em série, de modo que os dois apresentem a mesma potência de saída.

Inicialmente, foi simulada a configuração em paralelo. A Figura 39 mostra a resposta das saídas do conversor aos diferentes degraus de corrente aplicados ao sistema.

Figura 39 – Saídas do conversor para uma bateria de 400V.



Fonte: A autora (2025).

Para a resposta do sistema em paralelo, foram encontradas as características da Tabela 10.

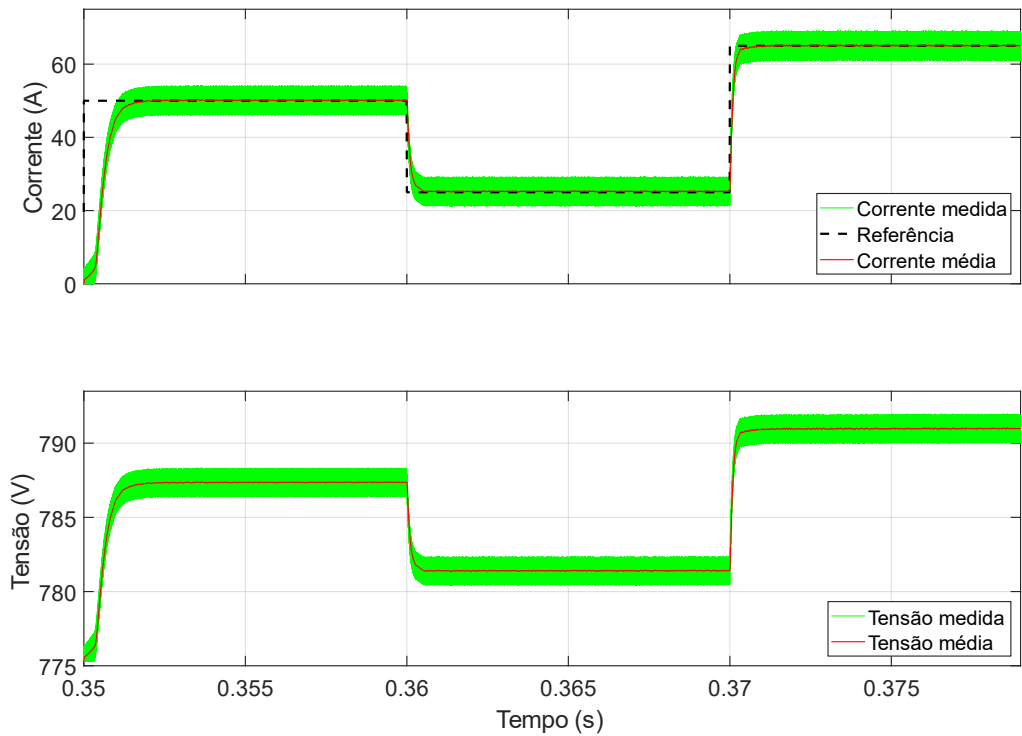
Tabela 10 – Características da resposta do sistema em paralelo.

Corrente solicitada	100A	50A	130A
Ondulação de corrente	7,49A	7,41A	7,53A
Ondulação de tensão	0,895V	0,848V	0,885V
Tempo de atraso (T_D)	0,97ms	0,26ms	0,21ms
Erro	0,126A	0,411A	0,076A

Fonte: A autora (2025).

As características da resposta do sistema em série a diferentes solicitações de corrente podem ser observadas na **Erro! Autoreferência de indicador não válida.** e na Tabela 11.

Figura 40 – Saídas do conversor para uma bateria de 800V.



Fonte: A autora (2025).

Tabela 11 – Características da resposta do sistema em série.

Corrente solicitada	50A	25A	65A
Ondulação de corrente	3,93A	3,93A	3,95A
Ondulação de tensão	0,931V	0,932V	0,951V
Tempo de atraso (T_D)	1,17ms	0,24ms	0,22ms
Erro	0,125A	0,256A	0,026A

Fonte: A autora (2025).

Por essas respostas, conclui-se que os critérios de recarga foram cumpridos. O método CCC exige uma corrente de ondulação máxima de 9A para a frequência trabalhada, um T_D de um segundo e um erro de até 2,5A para correntes abaixo de 50A e de até 5% para correntes maiores ou iguais a esse valor. Já o método CVC exige uma ondulação de tensão de até 5V.

É importante ressaltar que os dois métodos estão incluídos nessa etapa e ocorrem por controle de corrente pois, para manter a tensão constante, a bateria continuará fazendo solicitações de corrente. Também é possível diminuir a ondulação de corrente adicionando mais um indutor de filtro na saída, porém isso implicaria em um novo projeto de controle.

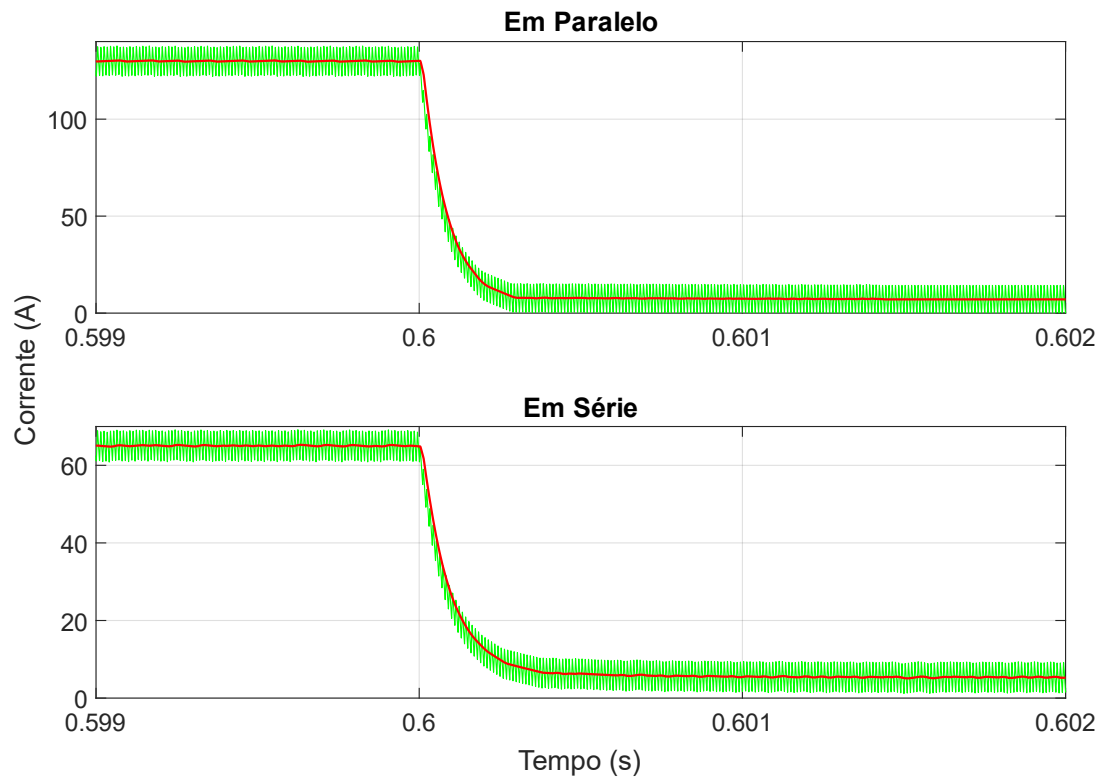
4.2.3 3ª Etapa

Esta etapa iniciará quando houver uma solicitação de parada do carregamento, essa solicitação pode ser feita tanto pelo usuário quanto pelo próprio veículo. Ela consistirá em levar a corrente do valor vigente até um valor menor que 5 A. Quando atingido esse valor, o carregamento será considerado concluído e as chaves poderão ser comutadas.

Para testar o funcionamento do carregador nesta etapa, foram aplicados degraus negativos, de 130 A a 5 A na configuração em paralelo e de 65 a 5A na configuração em série. Esses resultados foram comparados aos requisitos de parada apresentados no tópico 2.1.3.3. As respostas de cada configuração podem ser observadas na Figura 41.

Pela norma de parada, que foi apresentada anteriormente, o critério mais extremo é para os sistemas do tipo C, ele exige que a corrente seja levada a 5A com uma taxa de variação mínima de 200A/s. Dessa forma, para levar a corrente de de 130 A a 5 A e de 65 a 5A são necessários 0,65s e 0,325s respectivamente. Analisando as respostas, percebe-se que para a configuração em paralelo a parada ocorreu em 0,53ms e em 0,75ms para a em série. Assim, é possível afirmar que para ambas as configurações, o critério mais rigoroso é atendido.

Figura 41 – Resposta do carregador a uma solicitação de parada.



Fonte: A autora (2025).

5 CONCLUSÕES E PROPOSTAS DE CONTINUIDADE

Neste trabalho, foi proposto realizar o controle de um conversor estático para ser utilizado em estações de carregamento de veículos elétricos. Foram apresentados alguns conceitos fundamentais para o entendimento do trabalho. Entre eles, algumas topologias de conversores e os critérios de recarga previstos por norma.

Para isso, foi inicialmente apresentado o conversor r-PSFB e seu potencial para aplicações em estações de carregamento de veículos elétricos. Em seguida, foram obtidos os seus modelos matemáticos que ainda não existiam em literatura. Para isso, se fez uma análise separada das duas configurações do conversor, adaptando o modelo de pequenos sinais do *buck* para cada caso. A partir dele, analisando cada circuito, foram obtidas, tanto para a configuração em série quanto em paralelo, as funções de transferência de tensão e corrente em relação ao ciclo de trabalho.

As modelagens obtidas foram então validadas por simulação utilizando o *Matlab/Simulink*. Nele, foram comparadas as respostas da tensão e da corrente a uma variação de 5% no ciclo de trabalho, tanto para a função de transferência como para o circuito montado. Nessas simulações, concluiu-se que os modelos obtidos representaram corretamente o comportamento do conversor tanto para configuração em paralelo quanto em série.

Com os modelos validados, foi projetado o sistema de controle do carregador. Para isso, foi apresentado um esquema com entrada e saída adaptáveis por lógica, possibilitando a conexão de diferentes controladores a depender da configuração do conversor, em série ou em paralelo, e da etapa do carregamento, por controle de corrente ou de tensão.

Primeiro, foi feito o projeto do sistema de controle de corrente, separando-o para cada configuração e utilizando as funções de transferência de corrente encontradas previamente. Além disso, foram buscados controladores que atendessem aos critérios exigidos pelas normas sem apresentar sobressinal. Por fim, encontraram-se controladores do tipo PI para as duas configurações.

No projeto dos controladores de tensão, foi utilizado um esquema de controle em cascata. Para projetá-lo, foi assumido que a malha interna, de corrente, apresentaria uma dinâmica muito mais rápida que a externa, de tensão. Dessa forma, foi necessário garantir que o controle de tensão fosse pelo menos 10 vezes mais lento que o de corrente. Com essa exigência e buscando uma resposta sem sobressinal, foram encontrados controladores do tipo I para ambas as configurações.

No *Matlab/Simulink*, realizaram-se testes do carregador utilizando dois modelos de bateria, uma de 400V e outra de 800V. Foram feitas simulações de solicitações da bateria para cada etapa de recarga. Assim, testou-se o sistema de controle projetado de forma completa e, com isso, verificou-se que o projeto atendeu aos requisitos previstos em norma. Finalmente, concluiu-se que o esquema de controle em conjunto com o conversor modelado, cumpriu o seu propósito, sendo capaz de atender a baterias de tensões de 400 e de 800 V dentro dos requisitos propostos por norma.

São sugeridos como trabalhos futuros, realizar, conforme no que foi apresentado, a construção de um protótipo do conversor r-PSFB e implementar, em um microcontrolador, o esquema de controle projetado, de modo a testar seu funcionamento prático. Também pode ser feita a conexão desse com um barramento CC e analisado seu desempenho. Outra proposta possível é testar a resposta do sistema de controle projetado a diferentes perturbações que foram desconsideradas neste trabalho, de modo a avaliar sua robustez. Um ponto que pode ser aprimorado diz respeito à ondulação de corrente encontrada. Para melhorar isso, é sugerido que se projete um carregador utilizando o conversor r-PSFB com a adição de um indutor na saída.

REFERÊNCIAS

- ABNT. Sistema de recarga condutiva para veículos elétricos - Parte 23: Estação de recarga em corrente contínua para veículos elétricos. **ABNT NBR IEC 61851-23**, p. 87, mar. 2020.
- AGUIRRE, Luis A. **Introdução à Identificação de Sistemas Técnicas Lineares e Não-Lineares Aplicadas a Sistemas Reais**. 3ª. ed.
- AHMAD, ADNAN 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**, 2022.
- ALHURAYYIS, Ibrahim; ELKHATEB, Ahmad; MORROW, John. Isolated and Nonisolated DC-to-DC Converters for Medium-Voltage DC Networks: A Review. **IEEE JOURNAL OF EMERGING AND SELECTED TOPICS IN POWER ELECTRONICS**, v. 9, Dezembro 2021.
- ALI, Abdelfatah et al. A Comprehensive Review on Charging Topologies and Power Electronic Converter Solutions for Electric Vehicles. **JOURNAL OF MODERN POWER SYSTEMS AND CLEAN ENERGY**, v. 12, p. 675-694, Maio 2024.
- AMANOR-BOADU, J. M.; GUISEPPI-ELIE, A.; SÁNCHEZ-SINENCIO, E. The challenge in the development and deployment of pulse charging algorithms is robustly Cycle of Lithium-Ion Polymer Batteries. **Energies**, 2018.
- BANDEIRA, Camila M. **Desenvolvimento de um conversor CC-CC aplicado a uma estação de carregamento de veículos elétricos**. Dissertação de Mestrado. UFPE. Recife. 2024.
- BRENNNA, Morris et al. Electric Vehicles Charging Technology Review and Optimal Size Estimation. **Journal of Electrical Engineering & Technology**, 2020.
- DRUMM, Fernanda C. et al. Poluição atmosférica proveniente da queima de combustíveis derivados do petróleo em veículos automotores. **Revista Eletronica em Gestão, Educação e Tecnologia Ambiental - REGET, Volume 18**, p. 66-78, 2014.
- ERICKSON, Robert W.; MAKSIMOVIĆ, Dragan. **Fundamentals of Power Electronics**. 3ª. ed.
- ESFANDIARI, Ramin S.; LU, Bei. **Modeling and Analysis of Dynamic Systems**. 2ª. ed.
- FRANKLIN, Gene F.; POWELL, J. D.; EMAMI-NAEINI, Abbas. **Feedback Control of Dynamic Systems**.
- GALICKI, Guilherme D. **Panorama sobre a mobilidade elétrica e benefícios quanto a mitigação dos efeitos das mudanças climáticas no Brasil**. Trabalho de conclusão de curso - Unidade Tecnológica Federal do Paraná. Campo Mourão. 2022.
- GHAEMINEZHAD, Nourallah; MONFARED, Mohammad. Charging control strategies for lithium-ion battery packs: Review and recent developments. **IET Power Electronics**, 2021. 349-367.
- HEMAVATHI, S.; SHINISHA, A. A study on trends and developments in electric vehicle charging technologies. **Journal of Energy Storage**, 2022.
- KHALID, MOHD 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, 2021.
- KIM, Do-Hyun et al. LLC Resonant Converter for LEV (Light Electric Vehicle) Fast Chargers. **Electronics**, v. 8, 2019.

KLUEVER, Craig A. **Dynamic Systems Modeling, Simulation, and Control**.

LI, Jun et al. The effects of pulse charging on cycling characteristics of commercial lithium-ion batteries. **Journal of Power Sources**, 2001.

LIU, Haining et al. An analytical model for the CC-CV charge of Li-ion batteries with application to degradation analysis. **Journal of Energy Storage**, 2020.

LYU, Dingsihao ; SOEIRO, Thiago ; BAUER, Pavol. Design and Implementation of a Reconfigurable Phase Shift Full-Bridge Converter for Wide Voltage Range EV Charging Application. **IEEE TRANSACTIONS ON TRANSPORTATION ELECTRIFICATION**, Vol 9, No. 1, Março 2023.

LYU, Dingsihao; SOEIRO, Thiago B.; BAUER, Pavol. Multiobjective Design and Benchmark of Wide Voltage Range Phase Shift Full-Bridge DC/DC Converters for EV Charging Application. **IEEE TRANSACTIONS ON TRANSPORTATION ELECTRIFICATION**, v. 10, Março 2024.

MASTOI, Muhammad S. et al. An in-depth analysis of electric vehicle charging station infrastructure, policy implications, and future trends. **Energy Reports**, Volume 8, p. 11504-11529, Novembro 2022.

NETO, Rafael C. et al. Mobile Charging Stations: A Comprehensive Review of Converter Topologies and Market Solutions. **Energies**, 2024.

NISE, Norman S. **Engenharia de Sistemas de Controle**. 6ª. ed.

OGATA, Katsuhiko. **Discrete-Time Control Systems**. 2ª. ed.

OGATA, Katsuhiko. **Engenharia de Controle Moderno**. 5ª. ed.

OMASE, Nikita et al. A comprehensive review of electric vehicle charging infrastructure and associated challenges. **International Journal of Science and Research Archive**, v. 10, p. 834–840, 2023.

PARK, Hwa-Pyeong; KIM, Mina; JUNG, Jee-Hoon. A Comprehensive Overview in Control Algorithms for High Switching-Frequency LLC Resonant Converter. **Energies**, 2020.

PORSCHE. The battery: Sophisticated thermal management, 800-volt system voltage. **Newsroom The Media Portal by Porsche**, 2019. Disponível em: <<https://newsroom.porsche.com/en/products/taycan/battery-18557.html>>. Acesso em: 13 Março 2025.

RAFI, Ahsanul H.; BAUMAN, Jennifer. A Comprehensive Review of DC Fast-Charging Stations With Energy Storage: Architectures, Power Converters, and Analysis. **IEEE TRANSACTIONS ON TRANSPORTATION ELECTRIFICATION**, VOL. 7, NO. 2, Junho 2021. 345-368.

RUAN, Xinbo et al. **Control of Series-Parallel Conversion Systems**.

SHAREEF, Hussain; ISLAM, Mainul; MOHAMED, Azah. A review of the stage-of-the-art charging technologies, placement methodologies, and impacts of electric vehicles. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 64, 2016.

TU, Hao et al. Extreme Fast Charging of Electric Vehicles: A Technology Overview. **IEEE TRANSACTIONS ON TRANSPORTATION ELECTRIFICATION**, Vol 5, No. 4, Dezembro 2019. 861-878.

TURKSOY, Arzu; TEKE, Ahmet; ALKAYA, Alkan. A comprehensive overview of the dc-dc converter-based battery charge balancing methods in electric vehicles. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 2020.

WEI, Xile et al. Wide-Load-Range Double-T Resonant Converter for CC/CV Battery Charging. **Electronics**, 2024.

YONG, Jia Y. et al. A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, 2015. 365-385.