

**UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA “JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
FACULDADE DE ENGENHARIA
CÂMPUS DE ILHA SOLTEIRA**

GUSTAVO HENRIQUE TAHARA

**CONVERSOR CC-CC BOOST 3SSC-A APLICADO NA RECARGA DE BATERIAS
VEICULARES**

**Ilha Solteira
2022**

GUSTAVO HENRIQUE TAHARA

**CONVERSOR CC-CC BOOST 3SSC-A APLICADO NA RECARGA DE BATERIAS
VEICULARES**

Trabalho de graduação apresentado à Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira – Unesp como parte dos requisitos para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas
Orientador

M.Sc. Lucas Carvalho Souza
Coorientador

FICHA CATALOGRÁFICA

Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

T128c Tahara, Gustavo Henrique.
Conversor CC-CC Boost 3SSC-A aplicado na recarga de baterias
veiculares / Gustavo Henrique Tahara. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2022
71 f. : il.

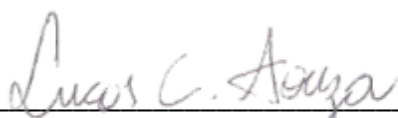
Trabalho de conclusão de curso (Graduação em Engenharia Elétrica) -
Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira,
2022

Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas
Coorientador: Lucas Carvalho Souza
Inclui bibliografia

1. Conversor CC-CC. 2. Célula de comutação de três estados. 3. Boost
3SSC-A. 4. Carregador de baterias. 5. Veículos elétricos. 6. Bateria de Íons
de Lítio.

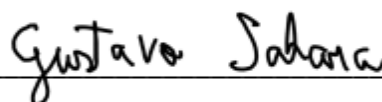
ATA DE DEFESA DE TRABALHO DE GRADUAÇÃO

Aos vinte e cinco dias do mês de julho do ano de dois mil e vinte e dois, o discente **GUSTAVO HENRIQUE TAHARA**, matriculado sob o nº 162054548, tendo como banca examinadora o seu coorientador, o *M.Sc. Lucas Carvalho Souza*, *Prof. Dr. Luciano de Souza da Costa e Silva* e o *Prof. Dr. Luis Armando de Oro Arenas*, apresentou o Trabalho de Graduação intitulado “**CONVERTOR CC-CC BOOST 3SSC-A APLICADO NA RECARGA DE BATERIAS VEICULARES**” obtendo a nota 9 (nove) e conceito aprovado.



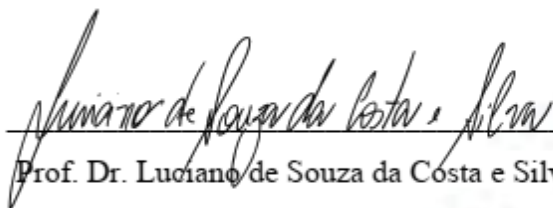
M.Sc. Lucas Carvalho Souza

-coorientador-



GUSTAVO HENRIQUE TAHARA

-discente-



Prof. Dr. Luciano de Souza da Costa e Silva

-Membro da Banca-



Prof. Dr. Luis Armando de Oro Arenas

-Membro da Banca-

RESUMO

Este trabalho propõe a aplicação de um conversor CC-CC *Boost* incorporando a Célula de Comutação de Três Estados tipo A (3SSC-A), para a recarga rápida de uma bateria de íons de lítio de veículos elétricos. A topologia *Boost* 3SSC-A possui vantagens inerentes à 3SSC, como melhor rendimento e menor *ripple* de corrente em relação à topologia clássica. O conversor *Boost* 3SSC-A mostra-se adequado para o processamento das altas correntes necessárias para o carregamento rápido das baterias, devido à divisão dos esforços de corrente nos semicondutores. Utilizou-se a técnica de recarga *constant current/constant voltage* (CC/CV), que realiza a recarga em corrente constante até que a tensão nos terminais da bateria atinja um valor predefinido e então o controlador mantém a tensão constante enquanto a corrente decai gradualmente. Implementaram-se os controles em modo cascata e em modo chaveado. A modelagem matemática do comportamento dinâmico do conversor foi feita a partir da aproximação a pequenos sinais. Através de simulações, validou-se o projeto do conversor, obtendo-se as principais formas de onda dos componentes, aplicando-se testes de variação de carga e emulando o carregamento de um modelo de bateria. O resultados obtidos demonstram que o conversor realiza a recarga completa do modelo de bateria de íons de lítio implementado, validando também as técnicas de controle aplicadas.

Palavras-chave: Conversor CC-CC; Célula de Comutação de Três Estados; *Boost* 3SSC-A; Carregador de baterias; Veículos Elétricos; Bateria de Íons de Lítio.

ABSTRACT

This work proposes the application of a DC-DC Boost converter incorporating the Three-State Switching Cell type A (3SSC-A), for fast charging of a lithium-ion battery for electric vehicles. The 3SSC-A Boost topology has advantages inherent to the 3SSC, such as better efficiency and lower current ripple compared to the classic topology. The Boost 3SSC-A converter is suitable for processing the high currents required for fast charging of batteries, due to the division of current stress in the semiconductors. The constant current/constant voltage (CC/CV) recharge technique was used, which performs the recharge at constant current until the voltage at the battery terminals reaches a predefined value and then the controller maintains the voltage constant while the current gradually decays. The controls were implemented in cascade mode and in switched mode. The mathematical modeling of the dynamic behavior of the converter was made from the small signal analysis. Through simulations, the converter design was validated, obtaining the main waveforms of the components, applying load variation tests and emulating the charging of a battery model. The results obtained demonstrate that the converter performs the complete recharge of the implemented lithium-ion battery model, also validating the applied control techniques.

Keywords: DC-DC Converter; Three-State Switching Cell; *Boost* 3SSC-A; Battery Charger; Electric Vehicle; Lithium-ion battery.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1	- Células, módulos e bateria de veículos elétricos da <i>Tesla</i>	19
Figura 2	- Representação química dos processos de - a) descarga, b) recarga.....	20
Figura 3	- Valores típicos de densidade de energia para células de chumbo ácido, níquel e íons de lítio.....	22
Figura 4	- Característica de descarga da <i>Panasonic NCR18650B</i>	24
Figura 5	- Característica de carregamento da <i>Panasonic NCR18650B</i>	25
Figura 6	- Implementação do controle chaveado.....	26
Figura 7	- Diagrama de blocos do controlador em cascata.....	27
Figura 8	- Circuito elétrico equivalente da bateria.....	29
Figura 9	- Modelo equivalente com as características de tempo de execução.....	30
Figura 10	- Curvas experimentais da tensão de circuito aberto para uma célula de íons de lítio.....	30
Figura 11	- Estações de recarga ABB Terra 360.....	31
Figura 12	- Diagrama simplificado de um DC Fast Charger.....	32
Figura 13	- Topologias empregadas em estações de carga CC: a) Retificador tipo boost Vienna, (b) Retificador tipo buck.....	32
Figura 14	- Células 3SSC do tipo A, B, C, D e E.....	34
Figura 15	- Conversor não isolado Boost 3SSC-A.....	36
Figura 16	- Etapas de operação do conversor Boost 3SSC-A em modo de condução contínua.....	38
Figura 17	- Formas de onda teóricas do conversor no modo de condução contínua.....	39
Figura 18	- Circuito equivalente de CA de pequenos sinais do conversor Boost 3SSC-A.....	42
Figura 19	- Modelo equivalente com as características de tempo de execução adaptado.....	44

Figura 20	- Diagramas dos controles – a) chaveado, b) em modo cascata....	48
Figura 21	- Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta não compensada do laço de corrente.....	50
Figura 22	- Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta compensada do laço de corrente.....	50
Figura 23	- Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta não compensada do laço de tensão.....	51
Figura 24	- Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta compensada do laço de tensão.....	52
Figura 25	- Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta não compensada do laço externo.....	53
Figura 26	- Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta compensada do laço externo.....	54
Figura 27	- Circuito do estágio de potência da simulação.....	58
Figura 28	- Formas de onda de corrente e tensão nos Transistores S1 e S2.	59
Figura 29	- Formas de onda de corrente e tensão nos Diodos D1 e D2.....	60
Figura 30	- Corrente no indutor e pulsos de gatilho.....	60
Figura 31	- Tensão de Entrada e Tensão de Saída.....	61
Figura 32	- Resposta dinâmica do controlador da malha de corrente.....	61
Figura 33	- Resposta dinâmica do controlador da malha de tensão.....	62
Figura 34	- Modelo da bateria implementado no <i>Simulink</i>	63
Figura 35	- Formas de onda da recarga total da bateria com o controle chaveado.....	63
Figura 36	- Formas de onda da recarga total da bateria com o controle em cascata.....	64

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	- Padrões de conectores para <i>DC Fast Chargers</i>	34
Tabela 2	- Estados dos diodos e transistores em cada estágio de operação.....	37
Tabela 3	- Dados para a modelagem da bateria no Simulink.....	44
Tabela 4	- Parâmetros do estágio de potência do Boost 3SSC-A.....	45
Tabela 5	- Parâmetros dos componentes da simulação no <i>Simulink</i>	58

LISTA DE SIGLAS E ABREVIATURAS

HC	Hidrocarboneto
MP	Material Particulado
PWM	Pulse Width Modulation
MPPT	Maximum Power Point Tracking
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
Li-ion	Íons de Lítio
3SSC	<i>Three-State Switching Cell</i>
Ah	Ampère-hora
mAh	Miliampère-hora
SOC	<i>State of Charge</i>
LTO	Titanato de lítio
LCO	Óxido de lítio cobalto
LMO	Óxido de lítio manganês
NMC	Óxido de lítio níquel manganês cobalto
LFP	Fosfato de lítio ferro
NCA	Óxido de lítio níquel cobalto alumínio
CC/CV	<i>Constant current/constant voltage</i>
BMS	<i>Battery Management System</i>
PFC	Correção de Fator de Potência
CCS	<i>Combined Charging System</i>

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
2	REVISÃO DE LITERATURA	18
2.1	BATERIAS RECARREGÁVEIS E CÉLULAS DE ÍONS DE LÍTIO.....	18
2.1.1	Princípio de Funcionamento das Baterias	18
2.1.2	Composição Química das Baterias	20
2.1.2.1	<i>Baterias de Chumbo Ácido</i>	21
2.1.2.2	<i>Baterias à base de Níquel</i>	21
2.1.2.3	<i>Baterias de íons de Lítio</i>	22
2.1.3	Descarga das Baterias de íons de Lítio	23
2.1.4	Técnicas de recarga das Baterias de íons de Lítio	24
2.1.4.1	<i>Tensão Constante</i>	24
2.1.4.2	<i>Corrente Constante</i>	24
2.1.4.3	<i>Corrente Constante/Tensão Constante (CC/CV)</i>	25
2.1.5	Sistema de gerenciamento de Baterias (BMS)	27
2.1.6	Modelagem da Bateria de íons de Lítio	28
2.1.6.1	<i>Modelos Físicos</i>	28
2.1.6.2	<i>Modelos Empíricos</i>	28
2.1.6.3	<i>Modelos Abstratos</i>	28
2.2	CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS	30
2.2.1	Arquitetura das Estações de carga CC	31
2.2.1.1	<i>Conversores CC-CC e Célula de Comutação de Três Estados</i>	33
2.2.1.2	<i>Padrões de Cabos e Conectores</i>	34
2.3	CONCLUSÕES PARCIAIS	35
3	CONVERSOR BOOST 3SSC-A E PROJETO DO CARREGADOR	37
3.1	CONVERSOR CC-CC BOOST NÃO ISOLADO 3SSC-A	37
3.1.1	Esforços de corrente e tensão nos elementos do circuito	41
3.1.2	Modelagem a pequenos sinais	42
3.2	PARÂMETROS DA BATERIA DE ÍONS DE LÍTIO	44
3.3	PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR BOOST 3SSC-A	45
3.3.1	Razão Cíclica Máxima	46

3.3.2	Ripple de Corrente no Indutor	46
3.3.3	Dimensionamento da indutância	46
3.3.4	Dimensionamento da capacitância	47
3.3.5	Diodos D1 e D2	47
3.3.6	Transistores S1 e S2	48
3.3.7	Autotransformador	48
3.2.8	Resistência de Carga Equivalente para o Estágio de Controle	48
3.4	PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE	49
3.4.1	Controle chaveado	50
3.4.2	Controle em modo cascata	53
3.5	CONCLUSÕES PARCIAIS	55
5	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	58
5.1	CONCLUSÕES PARCIAIS	64
6	CONCLUSÃO	66
	REFERÊNCIAS	68

1 INTRODUÇÃO

Os veículos que utilizam motores exclusivamente a combustão, como carros, ônibus, motocicletas e caminhões são uma das principais fontes poluidoras em centros urbanos. Entre suas inúmeras emissões, pode-se citar os gases: dióxido de carbono (CO₂), monóxido de carbono (CO), óxidos de nitrogênio (NO_x), hidrocarbonetos (HC), óxidos de enxofre (SO_x) e material particulado (MP) (CETESB, 2022). Em face dos desafios da busca pela mobilidade menos poluidora, os veículos elétricos vêm se tornando nos últimos anos uma solução eficiente para a melhoria da qualidade do ar, além da mitigação das causas das mudanças climáticas.

Nesse contexto, a bateria é um dos componentes mais importantes no desenvolvimento de um veículo elétrico, sendo capaz de converter sua energia química armazenada em energia elétrica e alimentar o motor. Parâmetros como, densidade de carga, tempo de carregamento, tempo de vida útil e preço são responsáveis por restringir suas aplicações práticas. O tempo de carregamento e vida útil estão diretamente relacionados com as características do carregador utilizado (LACROIX; LABOURE; HILAIRET, 2010).

A maioria dos veículos elétricos possuem carregadores integrados que realizam a conversão da corrente alternada (CA) da rede para corrente contínua (CC) apropriada para o carregamento das baterias. As maiores limitações desse tipo de carregador são a dissipação de calor e o custo, restringindo o nível de potência. Portanto, para valores maiores que 240 V CA e 75 A, é mais apropriado o uso de uma estação de carga CC, conectada diretamente no barramento da bateria (DHAWAD, 2017). Essas estações de carga são instaladas em locais fixos, sem limitação de espaço, permitindo assim a operação em maiores níveis de potência, com redução significativa no tempo de carregamento.

As baterias recarregáveis de íons de lítio (Li-Ion) são a escolha predominante na produção de baterias para veículos elétricos. São várias as vantagens sobre as outras tecnologias:

- operam com tensão maior, em torno de 3,6 V, em relação aos 1,2 V das baterias de níquel-cádmio (NiCd) e níquel-hidreto metálico (NiMH);
- maior densidade de potência;

- taxa de autodescarga menor, retendo a maior parte de sua carga mesmo após meses armazenadas;
- maior vida útil.

Nesse sentido, este trabalho propõe a aplicação do conversor *Boost 3SSC-A* para o carregamento de uma bateria veicular, visto que essa topologia é apropriada para o processamento de correntes elevadas necessárias para o carregamento rápido da bateria. Dessa forma, o conversor deve ser capaz de realizar a carga completa em uma bateria de íons de lítio, utilizando o algoritmo *constant current/constant voltage (CC/CV)* (AL-HAJ HUSSEIN; BATARSEH, 2011). O estágio de controle deve propiciar a estabilidade e a segurança necessárias ao sistema, minimizando as oscilações que podem ocorrer com a tensão e corrente durante o carregamento, assegurando maior vida útil à bateria.

Dessa forma, o trabalho apresenta as seguintes contribuições:

- Análises qualitativa e quantitativa do conversor *Boost 3SSC-A* operando em modo de condução contínua (MCC);
- Projeto do estágio de potência do conversor *Boost 3SSC-A*;
- Projeto do controle para o gerenciamento da recarga da bateria;
- Validação do conversor e dos controladores via simulação.

O texto está organizado na forma de 6 capítulos, os quais são descritos a seguir:

No capítulo 2 é feita a revisão da literatura, introduzindo o princípio de funcionamento das baterias, as células de íons de lítio e a arquitetura dos carregadores veiculares. O capítulo 3 dedica-se à modelagem da bateria e à análise e projeto do estágio de potência do conversor *Boost 3SSC-A*. No capítulo 4 são apresentados os resultados das simulações, com a análise das formas de onda, teste de variação de carga e a verificação do processo de recarga da bateria.

2 REVISÃO DE LITERATURA

Neste capítulo são apresentados o princípio de funcionamento das baterias, as células de íons de lítio, as técnicas de carregamento de baterias e a modelagem matemática das baterias de íons de lítio. Por fim, é mostrada a arquitetura de uma estação de carga CC, introduzindo os conversores CC-CC e a célula de comutação de três estados tipo A.

2.1 BATERIAS RECARREGÁVEIS E CÉLULAS DE ÍONS DE LÍTIO

De acordo com Plett (2015), uma célula e uma bateria são conceitos diferentes, apesar do termo “bateria” ser comumente utilizado para descrever qualquer dispositivo capaz de fornecer energia elétrica através de reações químicas. Células são a menor unidade individual eletroquímica, possuindo um ânodo, um cátodo e um eletrólito, que fornecem uma tensão que depende de vários fatores como composição, temperatura e carga armazenada. São capazes de receber, armazenar e distribuir energia elétrica. Células de uso único são chamadas de células primárias, enquanto que células recarregáveis são células secundárias.

Uma bateria pode ser definida como uma ou mais células conectadas eletricamente. Uma bateria automotiva de 12V, por exemplo, pode ser constituída de seis células de 2V conectadas em série. Quando duas ou mais células são conectadas em série, a tensão da bateria resultante será a soma das tensões das células individuais. Sua capacidade de carga será a mesma de uma única célula, uma vez que a mesma corrente percorre todas as células. Para células conectadas em paralelo, a tensão da bateria será a mesma de uma célula individual. Entretanto, sua capacidade de carga será a soma das capacidades de cada célula, visto que a corrente da bateria será a soma das correntes das células (PLETT, 2015). Na Figura 1 é ilustrada a composição da bateria veicular da montadora *TESLA®*, em que várias células são conectadas em série e paralelo para formar os módulos, e esses são interligados para formar a bateria em si.

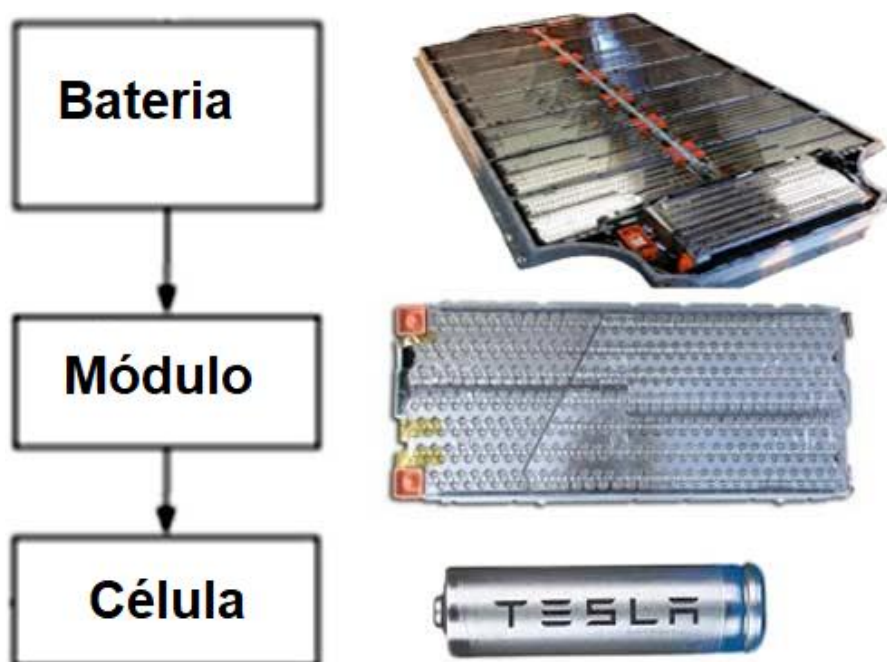
2.1.1 Princípio de Funcionamento das Baterias

Na Figura 2 é ilustrado o processo de descarga e recarga de uma bateria. Quando uma bateria alimenta uma carga, o anodo, ou eletrodo negativo, fornece os

elétrons para a carga e sofre oxidação. O catodo, ou eletrodo positivo, recebe elétrons da carga e sofre redução. O eletrólito é o meio no qual ocorre a condução de íons entre os eletrodos, sendo composto por sal, ácido, ou uma base dissolvidos em um solvente. Os íons positivos, ou cátions, se deslocam do anodo para o catodo. Enquanto que, os íons negativos, ou ânions, realizam o movimento contrario, do catodo para o anodo (PLETT, 2015).

Dependendo do processo de recarga da bateria, os compostos químicos internos originais são reconstituídos com a aplicação de um potencial elétrico, entre os eletrodos, maior que a tensão da própria célula. Durante esse processo, o fluxo de corrente é invertido, com o eletrodo negativo sofrendo redução e o positivo oxidação. Dessa forma, o eletrodo positivo agora é o anodo e o negativo se torna o catodo (PLETT, 2015).

Figura 1 – Células, módulos e bateria de veículos elétricos da *Tesla*.

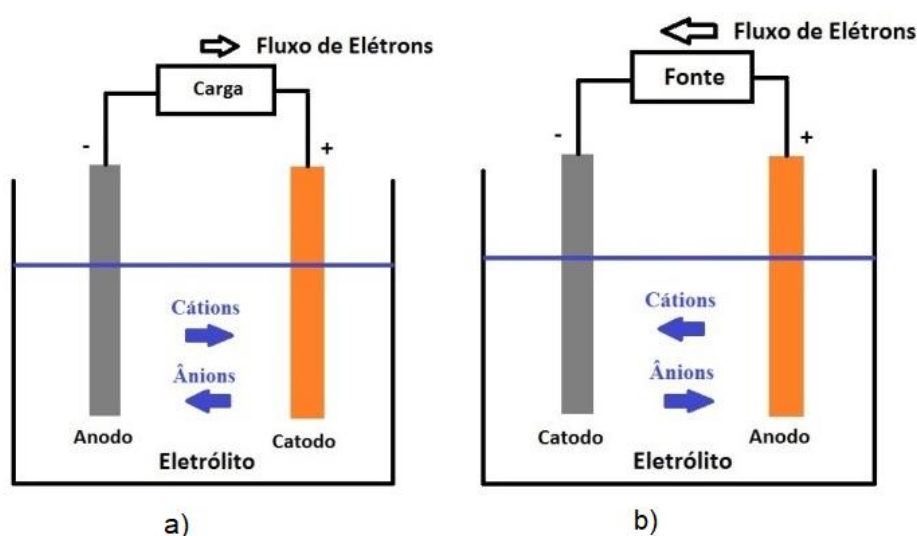


Fonte: Adaptado de (BHOWMICK, 2021)

A capacidade nominal de uma bateria é especificada em ampère-hora (Ah) ou miliampère-hora (mAh), indicando a quantidade de carga que as células foram projetadas para acumular. O *C-rate* de uma célula é a medida relativa da corrente normalizada em relação a sua capacidade. Mais precisamente, é definido como a

corrente de carga ou descarga que a célula consegue manter por uma hora, ou simplesmente sua capacidade nominal em ampère-hora multiplicada por $1 h^{-1}$. Exemplificando, uma célula totalmente carregada de 20 Ah pode fornecer a corrente de 1C, ou 20 A por 1 h, até descarregar completamente. A mesma célula também pode fornecer 0,1C, ou 2 A durante 10 h.

Figura 2 – Representação química dos processos de - a) descarga, b) recarga.



Fonte: Adaptado de (STA ELETRÔNICA, 2022).

A quantidade de carga disponível em uma célula relativa a sua capacidade total é definida pelo parâmetro *state of charge* (SOC), sendo 1 quando esta está totalmente carregada e 0 quando totalmente descarregada. Para estimar o SOC, diversos métodos foram propostos na literatura (XIONG et al., 2017), sendo que o mais simples é a medição da tensão de circuito aberto da célula, que varia em função da carga. A capacidade total de uma célula decai gradualmente, em relação à nominal, ao longo dos ciclos de carga e descarga, devido a reações químicas parasitas indesejadas e desgastes estruturais. Da mesma forma, as células sofrem autodescarga ao longo do tempo, mesmo sem estarem conectadas a uma carga.

2.1.2 Composição Química das Baterias

Atualmente, os três tipos mais comuns de baterias para aplicações veiculares são: baterias de chumbo-ácido, baterias à base de níquel e baterias de íons de lítio.

As diferentes composições químicas das células possuem vantagens e desvantagens, e influenciam em parâmetros como: tensão, capacidade, densidade de potência, taxa de carga e descarga e faixa de temperatura de operação (LI; KHAJEPOUR; SONG, 2019).

2.1.2.1 Baterias de Chumbo Ácido

A bateria de chumbo ácido é um dos tipos mais antigos de bateria recarregável utilizado em aplicações domésticas e comerciais, tornando-se tendência a diminuição do seu uso devido ao desenvolvimento de tecnologias com maior capacidade de armazenamento de energia em um volume menor. Apesar disso, ainda são utilizadas em algumas aplicações devido a características como: baixo custo, baixa taxa de autodescarga, confiabilidade e maior vida útil.

De maneira complementar, as baterias de chumbo ácido são compostas por um eletrodo positivo de dióxido de chumbo, um eletrodo negativo de chumbo metálico e um eletrólito de ácido sulfúrico. Possuem uma tensão nominal de 2 V, densidade de energia de aproximadamente 30 Wh/kg e densidade de potência de 150 W/kg (ANEKE; WANG, 2016).

2.1.2.2 Baterias à Base de Níquel

As baterias à base de níquel são subdivididas em quatro tipos: ferro-níquel (FeNi), níquel-cádmio (NiCd), níquel metal hidreto (NiMH) e níquel-zinco (NiZn).

As baterias de ferro-níquel possuem maior vida útil, durabilidade e menor custo em relação às demais à base de níquel. Entretanto, possuem desvantagens como: baixa densidade de potência, alta taxa de autodescarga, maior peso e maior custo de manutenção. A bateria de níquel metal hidreto é a que possui a maior densidade de energia, mas possuem alta geração de calor durante a recarga. A bateria de níquel-zinco é a mais segura e com menor geração de impactos ambientais devido aos seus componentes químicos durante o descarte, mas possui baixa vida útil (LI; KHAJEPOUR; SONG, 2019).

A bateria de níquel-cádmio é a mais utilizada entre as opções à base de níquel. Possui maior vida útil, menor tempo de recarga e podem operar em uma ampla faixa de temperatura. Apesar disso, possui efeito memória, um fenômeno que

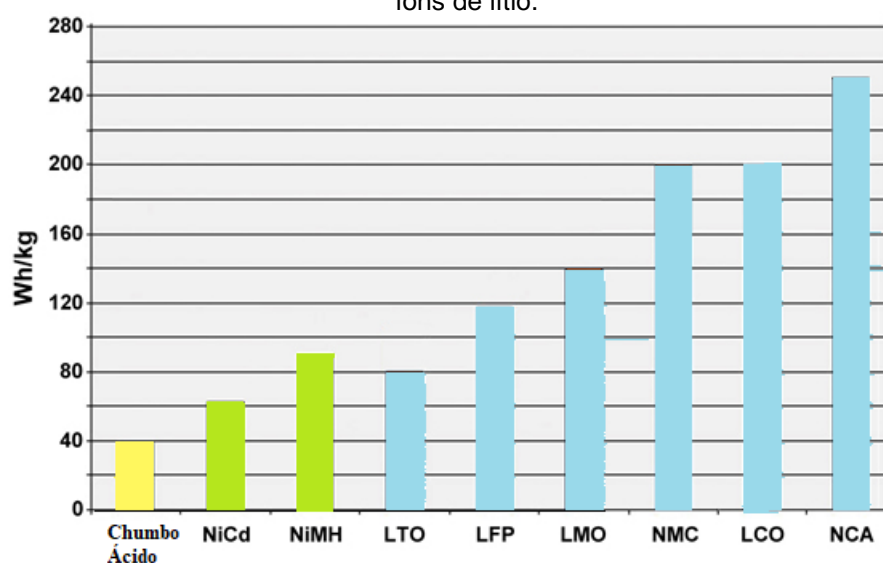
provoca a degradação da capacidade da bateria ao longo dos ciclos de recarga. Além disso, possuem maior custo de produção e podem causar problemas ambientais devido aos seus materiais tóxicos. Seus eletrodos são de hidróxido de níquel ($Ni(OH)_2$) e cádmio metálico. O eletrólito é geralmente composto de uma solução de hidróxido de potássio (KOH) (LI; KHAJEPOUR; SONG, 2019).

2.1.2.3 Baterias de Íons de Lítio

As baterias de íons de lítio são o tipo mais popular e promissor de armazenamento de energia, devido à diversas vantagens como: alta densidade de energia, menor peso, impactos ambientais reduzidos e ausência de efeito memória.

As baterias de íons de lítio podem ser classificadas de acordo com as diferentes composições químicas do seu anodo ou catodo. O anodo é geralmente produzido com grafite ou titanato de lítio (Li_2TiO_3), também chamado de LTO. Para o catodo, as composições mais utilizadas são: fosfato de lítio ferro ($LiFePO_4$), ou LFP, óxido de lítio manganês ($LiMn_2O_4$), ou LMO, óxido de lítio níquel manganês cobalto ($LiNiMnCoO_2$), ou NMC, óxido de lítio cobalto ($LiCoO_2$), ou LCO, e óxido de lítio níquel cobalto alumínio ($LiNiCoAlO_2$), ou NCA (BATTERY UNIVERSITY, 2021). Na Figura 3 são mostradas as energias específicas para diferentes composições químicas de células.

Figura 3 – Valores típicos de densidade de energia para células de chumbo ácido, níquel e íons de lítio.



Fonte: Adaptado de (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

As células NCA são muito utilizadas em aplicações industriais, dispositivos médicos e baterias de veículos elétricos, presente também no padrão de células 18650 da fabricante *PANASONIC®*. Possuem tensão nominal de 3,6 V, com uma faixa de operação de 3,0 a 4,2 V. Sua energia específica varia de 200 a 260 Wh/kg. Sua taxa de recarga recomendada é 0,7C, sendo possível utilizar valores maiores.

Em relação aos eletrólitos, a maioria das células de íons de lítio em aplicações comerciais utilizam soluções não aquosas, em que sais de lítio como o hexafluorofosfato de lítio ($LiPF_6$), são dissolvidos em carbonatos orgânicos (LI et al., 2016).

2.1.3 Descarga das Baterias de Íons de Lítio

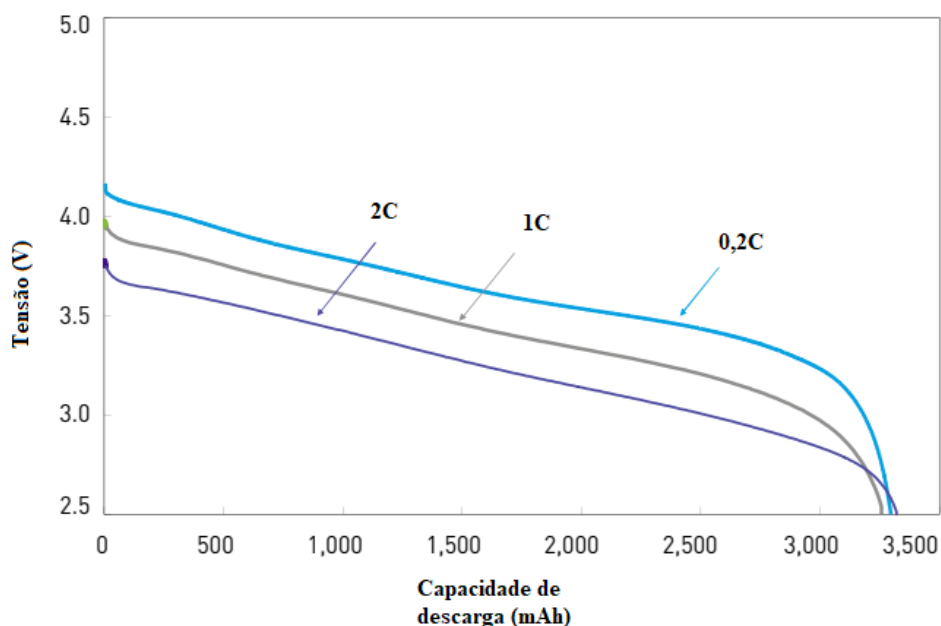
As células de íons de lítio podem ser classificadas em células de potência e células de energia. As primeiras podem fornecer maiores correntes às cargas, em detrimento de sua capacidade, devido a suas características construtivas. As células de energia possuem maior capacidade, em torno de 50% maior em relação às células de potência, mas são indicadas apenas para cargas que não necessitem de altas correntes, como no caso das baterias para veículos elétricos e híbridos (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

As baterias de íons de lítio realizam autodescarga mesmo em repouso, perdendo de 1 a 2% da carga ao mês, sendo necessária a recarga depois de muito tempo sem uso (BATTERY UNIVERSITY, 2021).

A característica de descarga de uma célula típica de íons de lítio é mostrada na Figura 4, para diferentes *C-rate*. Pode-se observar a variação da tensão de circuito aberto com a capacidade de descarga, decrescendo mais rapidamente para taxas de descarga maiores. O mínimo valor de tensão operacional, nesse caso 2,5 V, é também chamado de tensão de corte.

2.1.4 Técnicas para o Carregamento de Baterias de Íons de Lítio

Existem diversas estratégias empregadas para o carregamento de baterias, sendo que tais técnicas consistem na manipulação da tensão e corrente aplicadas na bateria durante a etapa de carga.

Figura 4 – Característica de descarga da *Panasonic NCR18650B*.

Fonte: Adaptado de (PANASONIC, 2012).

2.1.4.1 Tensão Constante

Na recarga à tensão constante, a tensão de carregamento é mantida no valor máximo permitido pela bateria, durante todo o ciclo de recarga. A corrente decresce lentamente conforme a bateria é carregada. Esse método é indicado para baixas tensões e quando a temperatura não é um problema, mas o tempo de carregamento é maior (COLLIN et al., 2019).

2.1.4.2 Corrente Constante

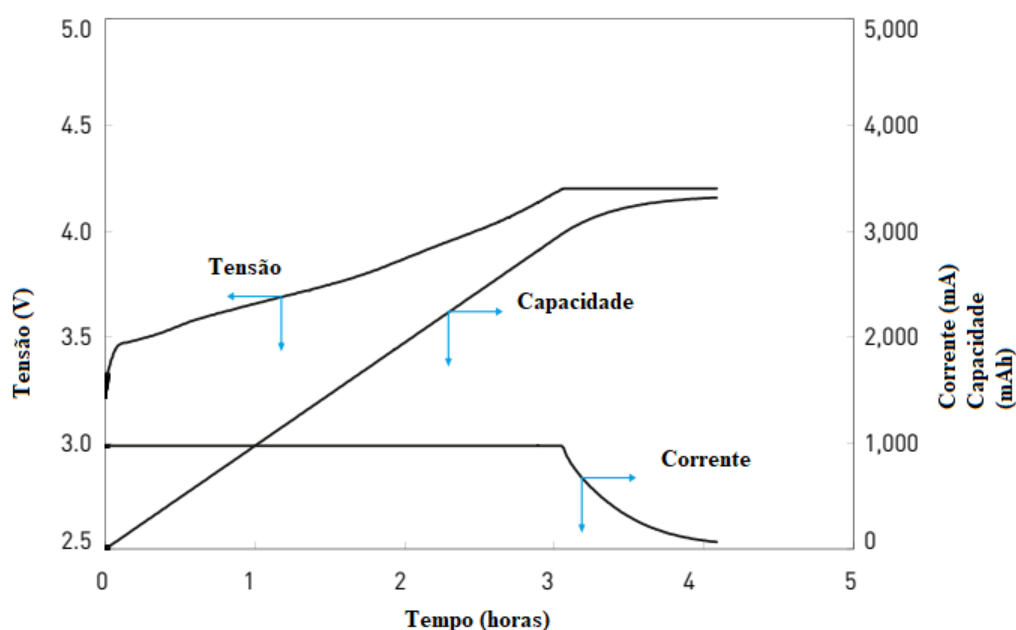
Esse método de carregamento consiste na aplicação da corrente máxima permitida pela bateria, até a carga completa, enquanto a tensão aumenta até seu valor máximo. Mesmo dentro dos limites permitidos de corrente, esse método pode facilmente causar o superaquecimento e a sobrecarga da bateria (COLLIN et al., 2019).

2.1.4.3 Corrente Constante/Tensão Constante (CC/CV)

A técnica de carregamento *constant current/constant voltage* (CC/CV) é atualmente a mais utilizada para baterias de íons de lítio, por sua facilidade de implementação e custo relativamente baixo. Consiste em carregar a célula com corrente constante até essa alcançar uma tensão predefinida e então carregá-la com tensão constante até a carga completa. Nesse processo, a corrente diminui gradativamente até alcançar uma pequena fração da corrente constante máxima (COLLIN et al., 2019). Esse método também pode ser utilizado para o carregamento rápido de bancos de supercapacitores, como descrito por BATTERY UNIVERSITY, 2021.

A etapa de corrente constante é utilizada para carregar a bateria o mais rápido possível no início, enquanto a etapa de tensão constante visa realizar a recarga completa evitando sua sobrecarga (COLLIN et al., 2019). Na Figura 5 pode ser observada a característica de recarga de uma célula típica de íons de lítio com o CC/CV, recomendada pela fabricante. Uma corrente de carga de 1 A é aplicada até a célula atingir a tensão de 4,2 V, onde começa o estágio de tensão constante.

Figura 5 – Característica de carregamento da *Panasonic NCR18650B*.



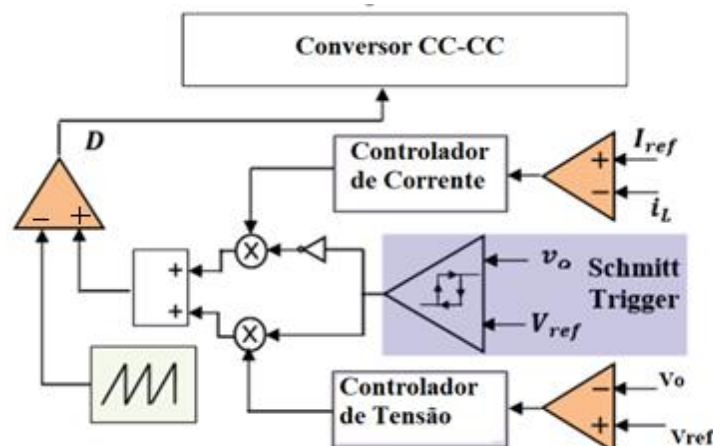
Fonte: Adaptado de (PANASONIC, 2012).

A implementação desse método de carregamento pode ser realizada utilizando conversores CC-CC operando em malha fechada. Para tanto, o sistema deve possuir um controlador de corrente para a primeira etapa, para seguir a referência da corrente máxima, e um controlador de tensão para a segunda etapa, para seguir a referência da tensão máxima.

A forma mais simples de realizar a comutação entre um estágio e outro é através do chaveamento entre as malhas de corrente e tensão, no momento em que a tensão terminal atinge o valor máximo. Este método é denominado controle chaveado, em que as duas malhas são projetadas de modo independente, controlando corrente ou tensão em função da razão cíclica. Nesse caso, a troca abrupta entre um controlador e outro pode provocar oscilações e aumento dos picos de corrente e tensão, sendo necessárias precauções para manter a estabilidade e a segurança do sistema (LIM et al., 2021).

O diagrama da Figura 6 mostra uma possível implementação do controle chaveado, proposta por Arora e Singh (2018). A troca entre um controlador e outro depende do sinal de saída do circuito *Schmitt Trigger*, que também é responsável por evitar a comutação sucessiva entre os estágios devido ao *ripple* de tensão. Os sinais I_{ref} e V_{ref} são as referências de corrente e tensão, respectivamente. Quando a tensão de saída atinge a tensão de referência, a saída do *Schmitt Trigger*, inicialmente em 0, comuta para 1, alternando os controladores.

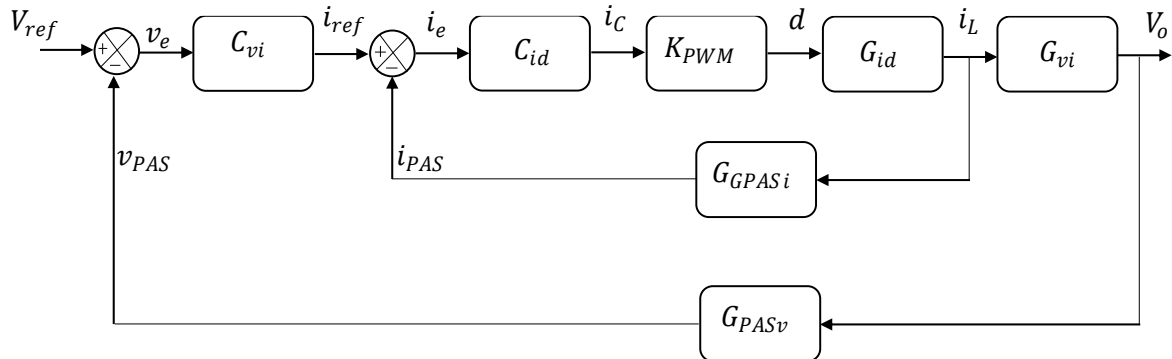
Figura 6 – Implementação do controle chaveado.



Fonte: Adaptado de (ARORA; SINGH, 2018).

Em alternativa ao controle chaveado, tem-se o controle em modo cascata, que consiste em uma malha de corrente interna e uma de tensão externa, como mostra o diagrama da Figura 7. Na malha externa do controlador, a referência V_{ref} é a máxima tensão de carregamento, sendo comparada com o sinal de realimentação v_{PAS} . O sinal de erro v_e é enviado ao compensador C_{vi} , gerando a referência i_{ref} para a malha interna de corrente, que é comparada com o sinal de realimentação i_{PAS} . O sinal de erro i_e na malha interna, saturado na corrente máxima de recarga, é enviado ao compensador C_{id} , gerando a referência i_c para o modulador PWM, com ganho K_{PWM} unitário. A razão cíclica d gerada controla a corrente no indutor i_L , que por sua vez controla a tensão de saída V_o . Os controladores devem ser ajustados de modo que a malha de corrente possua uma resposta mais rápida que a malha de tensão (LIM et al., 2021).

Figura 7 – Diagrama de blocos do controlador em cascata.



Fonte: Próprio autor.

2.1.5 Sistema de Gerenciamento de Baterias (BMS)

As células de íons de lítio são sensíveis a eventos severos de sobrecarga e descarga, que podem danificar sua estrutura. Nesse sentido, o sistema de gerenciamento de baterias, ou *Battery Management System* (BMS), é imprescindível em qualquer aplicação envolvendo esse tipo de bateria. A principal função do BMS é manter as células dentro de condições operacionais seguras e confiáveis, preservando também a vida útil desses componentes (BHOWMICK, 2021).

Diferentes células de uma mesma bateria podem possuir SOCs diferentes, uma vez que a carga e a descarga não ocorre de maneira homogênea entre elas. Assim, considerando que as células são interligadas eletricamente, o BMS deve mantê-las com SOCs e níveis de tensão similares, para evitar a carga ou descarga excessiva quando a bateria for conectada a uma fonte ou carga. Outras funções importantes do BMS incluem o monitoramento da corrente, da temperatura, da vida útil restante da bateria e capacidade de potência (BHOWMICK, 2021).

2.1.6 Modelagem de Baterias de Íons de Lítio

Na literatura pode-se encontrar diferentes modelos visando a descrição matemática do comportamento das baterias de íons de lítio. Tais proposições podem ser classificadas em modelos físicos, empíricos e abstratos.

2.1.6.1 Modelos Físicos

Os modelos físicos possuem alto grau de acurácia, descrevendo os materiais e os complexos fenômenos eletroquímicos que ocorrem em uma célula, incluindo do ponto de vista termodinâmico e de fenômenos de transporte. São representados por extensas equações diferenciais interdependentes, podendo conter um grande número de parâmetros. Dessa forma, não são tão interessantes do ponto de vista da engenharia elétrica, devido a sua alta complexidade.

2.1.6.2 Modelos Empíricos

Os modelos empíricos, também chamados de caixas-pretas, são baseados em parâmetros experimentais e estatísticos que não possuem necessariamente significado físico. A abordagem matemática usada para definir as funções de transferência entre entradas e saídas, torna esse modelo de fácil e rápida aplicação. Esses modelos podem ser aperfeiçoados com a combinação de modelos físicos.

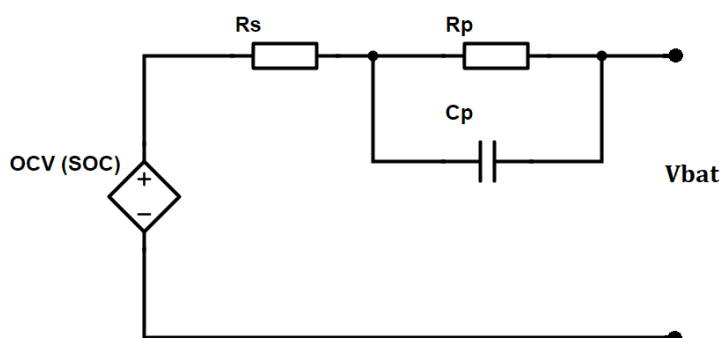
2.1.6.3 Modelos Abstratos

Os modelos abstratos fornecem representações alternativas de uma entidade física. No caso das baterias, são muito utilizados os circuitos elétricos equivalentes.

São mais simples e práticos que os demais, por possibilitarem a substituição de processos eletroquímicos complexos por circuitos elétricos simples (SAIDANI et al., 2017).

Na Figura 8 é mostrado um desses modelos, também chamado de Modelo Equivalente de Thevenin. O circuito possui uma fonte de tensão OCV (tensão de circuito aberto), dependente do SOC, uma resistência série R_s para a modelagem das perdas ôhmicas e uma resistência R_p em paralelo com uma capacitância C_p para a modelagem da respostas transitórias da bateria durante a descarga. Esse modelo, no entanto, não leva em consideração a dinâmica do tempo de execução, isso é, as variações de corrente e tensão durante o carregamento (SAIDANI et al., 2017).

Figura 8 – Circuito elétrico equivalente da bateria.

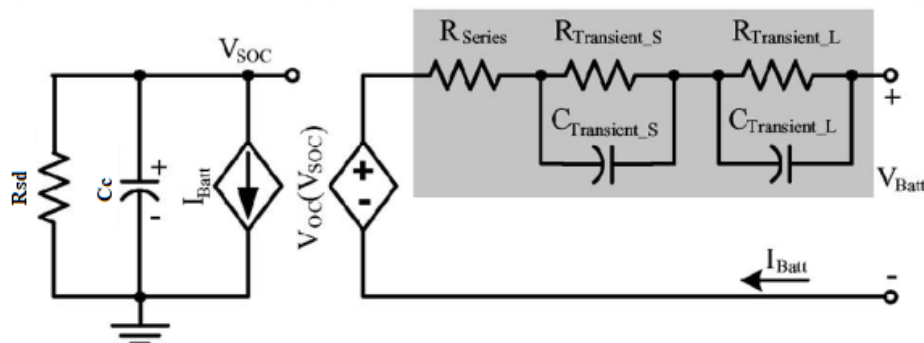


Fonte: Adaptado de (SAIDANI et al., 2017).

Chen e Rincon-Mora (2006) propuseram o modelo mostrado na figura 9, com base no modelo de Thevenin, incorporando as características de tempo de execução. Nesse circuito, são usadas duas malhas RC para a representação das dinâmicas transitórias. O capacitor C_c faz a modelagem da capacidade da bateria, possuindo uma tensão V_{soc} , e a fonte de corrente controlada por corrente I_{Batt} realiza a carga e descarga do capacitor. O resistor R_{sd} representa a autodescarga da bateria. Os parâmetros da fonte de tensão para uma célula de íons de lítio, extraídos pelos autores a partir das curvas experimentais da figura 10, são mostrados na equação (1). A variável SOC varia de 0 a 1, correspondendo ao valor normalizado entre a tensão de corte e a tensão máxima da célula.

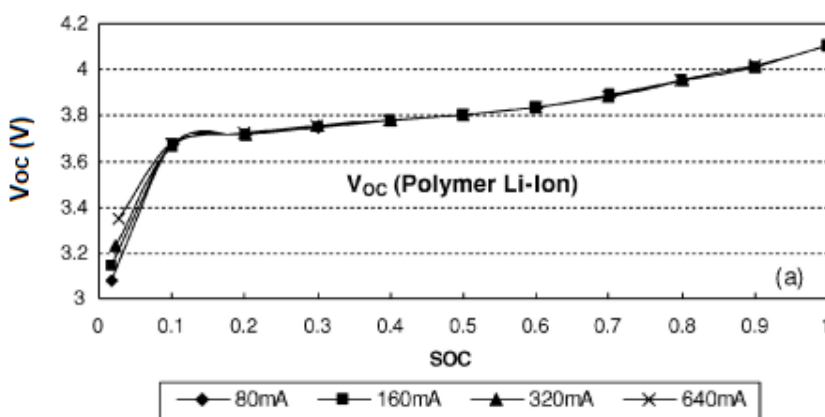
$$V_{oc}(SOC) = -1,031e^{-35 \cdot SOC} + 3,685 + 0,2156 \cdot SOC - 0,1178 \cdot SOC + 0,3201 \cdot SOC^3 \quad (1)$$

Figura 9 – Modelo equivalente com as características de tempo de execução.



Fonte: Adaptado de (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

Figura 10 – Curvas experimentais da tensão de circuito aberto para uma célula de íons de lítio.



Fonte: Adaptado de (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

2.2 CARREGADORES DE VEÍCULOS ELÉTRICOS

Além das limitações nas tecnologias de baterias, um dos principais empecilhos para a ampla disseminação dos veículos elétricos e híbridos está na infraestrutura de carregamento. Há a necessidade de estações de carregamento que consigam dar ao veículo a autonomia necessária em longas viagens, de forma tão rápida e eficiente quanto abastecer em um posto de combustíveis.

Atualmente, a recarga de veículos elétricos pode ser feita em três diferentes níveis. Os níveis 1 e 2 utilizam carregadores conectados nas tomadas comuns de residências, comércios ou locais de trabalho, em 110 ou 220 V. A conversão CA-CC é feita com equipamentos *on board*, no interior do veículo, limitando a potência fornecida em 1,9 kW e 19,2 kW nos níveis 1 e 2 respectivamente (TU et al., 2019). O

nível 2, dependendo da tecnologia utilizada, oferece capacidade de recarga que permite o máximo de 130 km de autonomia em 1 h.

Os carregadores de nível 3, também chamados de *DC Fast Chargers*, realizam a conversão CA-CC em uma plataforma externa, permitindo que uma maior quantidade de potência possa ser processada e transferida para as baterias, diminuindo consideravelmente o tempo de carregamento. Atualmente, as estações de carga CC comerciais possuem níveis de potência de 50 kW até 360 kW. Entretanto, esse carregamento ultrarrápido pode degradar a vida útil e a capacidade de armazenamento de carga da bateria, além de trazer prejuízos à rede elétrica como, quedas de tensão e distorções harmônicas (TU et al., 2019).

Em relação ao estado da arte de carregadores nível 3, destaca-se o Terra 360 da *ABB*®, ilustrado na Figura 11, o qual possui uma tensão de saída CC entre 200 V a 920 V e uma corrente de até 500 A. É capaz de fornecer uma potência de até 360 kW, recarregando a bateria com energia equivalente a uma autonomia de 100 km em menos de 3 minutos (ABB, 2021).

Figura 11 - Estações de recarga *ABB Terra 360*.



Fonte: (ABB, 2021).

2.2.1 Arquitetura das Estações de Carga CC

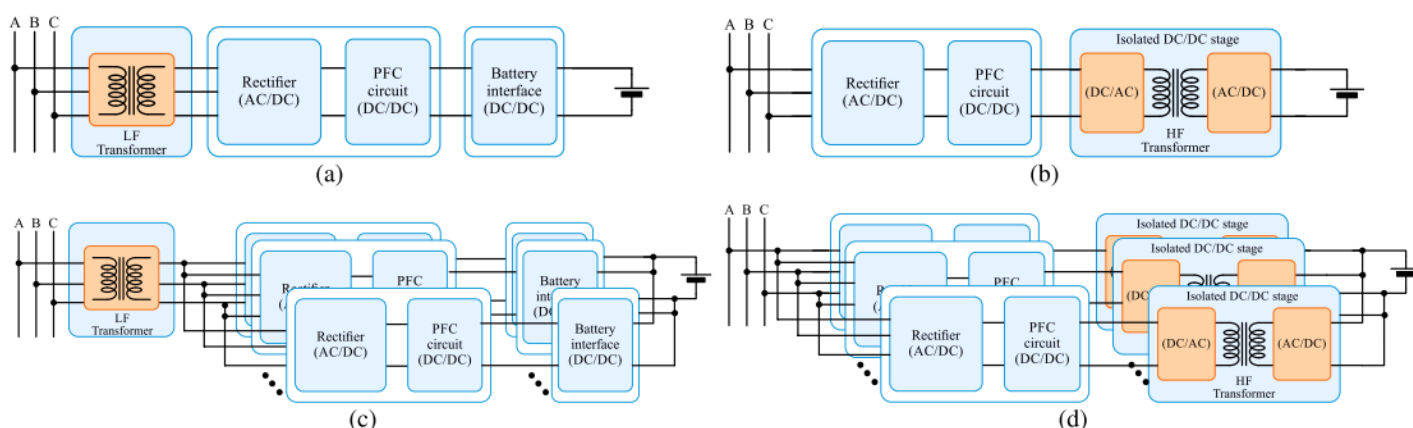
A conversão da tensão trifásica da rede de distribuição pelas estações de carga até a tensão CC desejada para a recarga é feita por um estágio de retificação

CA-CC com correção de fator de potência (PFC) e um estágio CC-CC para adequar a tensão ao nível do barramento da bateria.

A isolamento galvânica pode ser obtida utilizando um transformador entre a rede e o conversor CA-CC, como mostra a Figura 12a, em baixa frequência, ou com um conversor CC-CC isolado, como mostra a Figura 12b, em alta frequência. Para o sistema da Figura 12a, um transformador abaixador realiza a interface entre a rede de distribuição e um barramento CA trifásico com tensão de linha que geralmente varia entre 250 e 480 V. Conforme apresentado nas Figuras 12c e 12d, também pode ser utilizada a associação de módulos de conversores em paralelo em uma única estrutura (TU et al., 2019).

A configuração mais utilizada nas estações de carga comerciais é a de múltiplos módulos, que permitem o carregamento com níveis de potência mais elevados. A isolamento galvânica integrada no estágio CC-CC tem um custo maior, mas permite a redução do peso e volume do sistema, além de uma maior amplitude de tensão de saída. O conversor CC-CC *Boost 3SSC-A* utilizado neste trabalho é não-isolado, elaborado para um único módulo, como na figura 12a.

Figura 12 – Diagrama simplificado de um *DC Fast Charger*. (a) um único módulo com um conversor CC-CC não isolado. (b) um único módulo com conversor CC-CC isolado. (c) vários módulos com conversores CC-CC não isolados. (d) vários módulos com conversores CC-CC isolados.

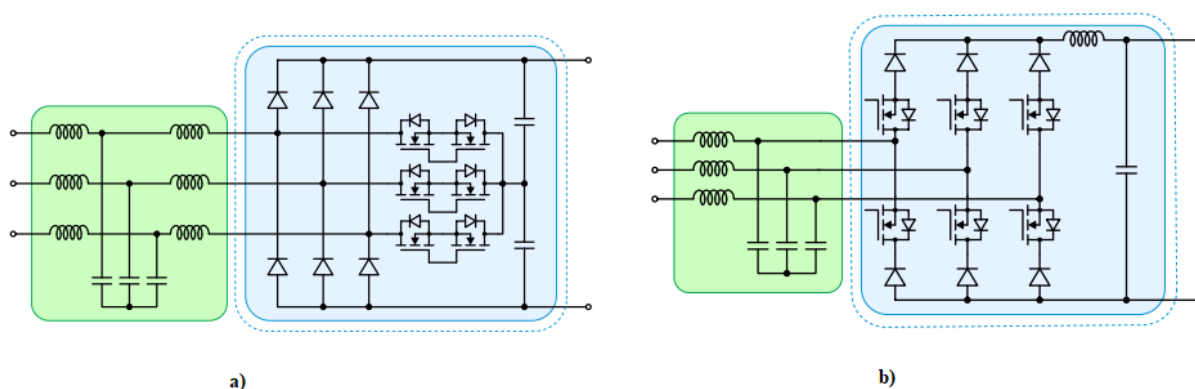


Fonte: (TU et al., 2019).

Na escolha dos conversores CA-CC, devem ser obedecidos alguns requisitos de desempenho, como baixa distorção harmônica das correntes de entrada, fator de potência aproximadamente unitário e regulação da tensão de saída. Duas topologias PFC tipo *boost* e tipo *buck* amplamente utilizadas que cumprem essas condições

são mostradas nas Figuras 13a e 13b respectivamente. O trabalho se restringe ao estágio CC-CC para o carregamento da bateria, em específico a aplicação do conversor CC-CC não isolado *Boost* 3SSC-A, unidirecional.

Figura 13 – Topologias empregadas em estações de carga CC: a) Retificador tipo *boost* Vienna, (b) Retificador tipo *buck*.



Fonte: Adaptado de (TU et al., 2019).

2.2.1.1 Conversores CC-CC e Célula de Comutação de Três Estados

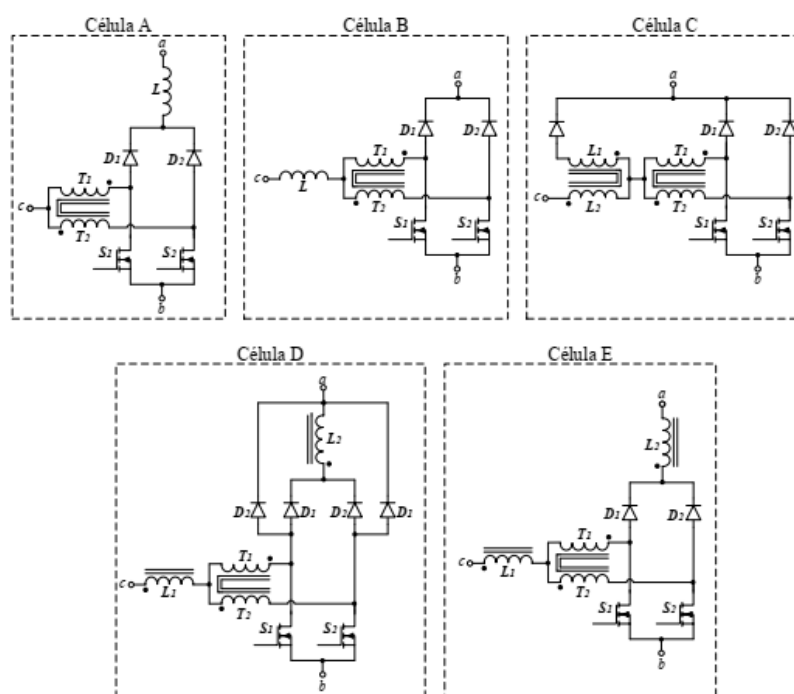
Os avanços nas tecnologias de semicondutores de potência permitiram nas últimas décadas, o desenvolvimento de topologias de conversores com chaveamento em alta frequência, em elevadas tensões e correntes, proporcionando peso, volume e custo cada vez mais reduzidos. Em relação aos conversores CC-CC, foco deste trabalho, diversas aplicações modernas se beneficiam dos avanços e pesquisas relacionadas ao aumento do rendimento e densidade de potência, podendo-se citar, os controladores de carga de sistemas fotovoltaicos e veículos elétricos e híbridos.

Os conversores CC-CC clássicos não isolados: buck, boost, buck-boost, Ćuk, SEPIC e Zeta são muito empregados em diversas aplicações. No entanto, essas topologias possuem limitações para operarem em potência e frequência elevadas, podendo-se encontrar diversas abordagens propostas na literatura como alternativa a tais restrições.

Nesse contexto, Bascopé e Barbi (2000) propuseram a célula de comutação de três estados ou *Three-State Switching Cell* (3SSC), a qual tem como principais vantagens em relação às topologias clássicas a redução dos esforços de corrente

nos semicondutores, menor ondulação de corrente na saída, diminuição de peso e volume dos elementos armazenadores de energia e, conseqüentemente, maior rendimento e densidade de potência. Na Figura 14 são apresentadas as cinco variações da célula de comutação de três estados, tipo A, B, C, D e E, cada uma derivada das topologias *push-pull* isoladas clássicas. A partir de então, diversas topologias de conversores CC-CA, CA-CC e CC-CC, utilizando a 3SSC, foram propostas na literatura. A célula tipo A, utilizada nesse trabalho, é derivada do conversor CC-CC isolado *push-pull* alimentado em tensão.

Figura 14 – Células 3SSC do tipo A, B, C, D e E.



Fonte: (Souza et. al., 2021).






2.2.1.2 Padrões de Cabos e Conectores

Visando garantir a compatibilidade, alguns órgãos governamentais padronizaram conectores para o acoplamento em sistemas de carregamento CC, conforme apresentado na Tabela 1.

O padrão IEC 62196-3 definiu quatro diferentes conectores: configuração AA, proposta pela associação CHAdeMO; configuração BB ou GB/T, disponível apenas na China; configuração EE ou *Combined Charging System* (CCS) tipo 1;

configuração FF ou CCS tipo 2 (TU et al., 2019). Existe também o protocolo exclusivo para veículos da *Tesla*, o *Tesla Supercharger*. Essas especificações serão utilizadas posteriormente no projeto do estágio de potência do conversor.

Tabela 1 – Padrões de conectores para *DC Fast Chargers*.

Padrão	CHAdeMo IEEE 2030.1.1 IEC 62196-3	GB/T GB/T 20234.3 IEC 62196-3	CCS Type 1	CCS Type 2	Tesla
Entrada do acoplador					
Tensão Máxima	1000 V	1000 V	600 V	1000 V	410 V
Corrente Máxima	400 A	250 A	200 A	200 A	330 A
Potência Disponível	400 kW	120 kW	150 kW	175 kW	135 kW

Fonte: Adaptado de (TU et al., 2019).

2.3 CONCLUSÕES PARCIAIS

Esse capítulo abordou a revisão da literatura, introduzindo o princípio de funcionamento das baterias, as células de íons de lítio, as técnicas de recarga de baterias, a modelagem matemática das células e a arquitetura das estações de carga CC. As baterias de íons de lítio são as mais utilizadas em veículos elétricos, por possuírem vantagens como: maior densidade de energia, impactos ambientais reduzidos por possuírem materiais menos tóxicos e ausência de efeito memória.

A técnica de carregamento corrente constante/tensão constante (CC/CV) pode ser implementada com o controle chaveado e o controle em modo cascata. Algumas precauções devem ser tomadas para a comutação entre as malhas do controle chaveado, entre elas a adição de um circuito *Schmitt Trigger* para evitar o chaveamento sucessivo entre as malhas devido ao *ripple* de tensão. No controle em modo cascata, a transição entre os estágios ocorre de forma suave.

Os modelos elétricos equivalentes para a representação de uma bateria possibilitam substituir processos eletroquímicos complexos por circuitos elétricos simples. O modelo equivalente de Thevenin com as características de tempo de execução permite simular o processo de recarga e descarga de uma bateria, com o capacitor representando o SOC do sistema, que varia linearmente com o tempo.

Em relação às topologias clássicas de conversores CC-CC não isolados, a célula de comutação de três estados possui vantagens inerentes como: divisão dos esforços de corrente nos semicondutores, menor ondulação de corrente na saída e

maior rendimento e densidade de potência. Nesse sentido, justifica-se sua incorporação no estágio de conversão CC-CC de um carregador de baterias veiculares.

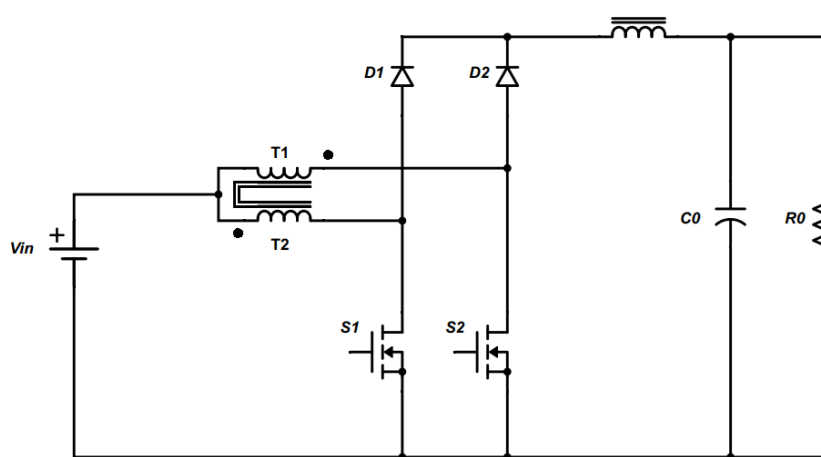
3 CONVERSOR *BOOST* 3SSC-A E PROJETO DO CARREGADOR

Nesse capítulo é apresentada a análise qualitativa do conversor *Boost* 3SSC-A operando em modo de condução contínua (MCC), descrevendo as etapas de operação com os respectivos circuitos equivalentes, principais formas de onda teóricas e a definição das expressões matemáticas para o projeto. Em seguida, é feita a definição dos parâmetros da bateria de íons de lítio adotada como referência para o projeto e a simulação. Por fim, são projetados os estágios de potência e controle do conversor. Todas as simulações foram realizadas no *software* *MATLAB/SIMULINK*®.

3.1 CONVERSOR CC-CC *BOOST* NÃO ISOLADO 3SSC-A

O conversor CC-CC *Boost* 3SSC-A foi proposto por Bascopé e Barbi (2000) e completamente analisado e validado por Souza et. al. (2021), no entanto, ainda são pouco exploradas as aplicações dessa estrutura na literatura. Dessa forma, justifica-se a escolha da topologia *Boost* 3SSC-A para operar como carregador de bateria. Tal estrutura é apresentada na Figura 15, sendo constituída por um autotransformador com relação unitária de espiras, T_1 e T_2 , dois diodos D_1 e D_2 , dois transistores S_1 e S_2 , um indutor L e um capacitor C_0 na saída. O conversor é alimentado por uma fonte de tensão V_{in} e conectado a uma carga de resistência R_o , com um tensão de saída V_o .

Figura 15 – Conversor não isolado *Boost* 3SSC-A



Fonte: Adaptado de (SOUZA et. al., 2021).

A razão cíclica é limitada em 0,5, uma vez que a estrutura da célula não permite a condução simultânea dos transistores sem causar danos ao conversor. De acordo com BASCOPE e BARBI (2000), o ganho estático do conversor Boost 3SSC-A operando em modo de condução contínua, é dado por (2).

$$G_v = \frac{V_0}{V_{in}} = 1 + 2D, \quad (2)$$

onde D é a razão cíclica. Dessa forma, a tensão na saída do conversor será no máximo o dobro da tensão de entrada.

O conversor possui quatro etapas de operação em um período de comutação T_s , onde os diodos e transistores estão em condução ou bloqueio. Na Tabela 2 são apresentados os estados das chaves do circuito para diferentes etapas de operação.

Tabela 2 – Estados dos diodos e transistores em cada etapa de operação.

Semicondutor	$t_0 < t < t_1$	$t_1 < t < t_2$	$t_2 < t < t_3$	$t_3 < t < T_s$
S1	CONDUÇÃO	BLOQUEIO	BLOQUEIO	BLOQUEIO
S2	BLOQUEIO	BLOQUEIO	CONDUÇÃO	BLOQUEIO
D1	BLOQUEIO	CONDUÇÃO	CONDUÇÃO	CONDUÇÃO
D2	CONDUÇÃO	CONDUÇÃO	BLOQUEIO	CONDUÇÃO

Fonte: Adaptado de (SOUZA et. al., 2021).

A representação de cada etapa de operação é mostrada na Figura 16, onde o fluxo de corrente é destacado em negrito. As variáveis do circuito são definidas da seguinte forma:

- $i_{in}(t)$ – corrente instantânea de entrada;
- $v_{in}(t)$ – tensão instantânea de entrada;
- $i_{S1}(t)$ – corrente instantânea no transistor S_1 ;
- $v_{S1}(t)$ – tensão instantânea no transistor S_1 ;
- $i_{D1}(t)$ – corrente instantânea no diodo D_1 ;
- $v_{D1}(t)$ – tensão instantânea no diodo D_1 ;
- $i_L(t)$ – corrente instantânea no indutor L ;
- $v_L(t)$ – tensão instantânea no indutor L ;
- $i_o(t)$ – corrente instantânea na carga R_o ;
- $v_o(t)$ – tensão instantânea de saída;

- $i_{C_o}(t)$ – corrente instantânea no capacitor C_o ;
- $d(t)$ – razão cíclica instantânea.

Na primeira etapa, de t_o a t_1 , representada na Figura 16a, temos que a tensão no indutor, a corrente de entrada e a corrente no capacitor são representadas pelas equações (3), (4) e (5) respectivamente.

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = 2v_{in}(t) - v_o(t) \quad (3)$$

$$i_{in}(t) = 2i_L(t) \quad (4)$$

$$i_{C_o}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (5)$$

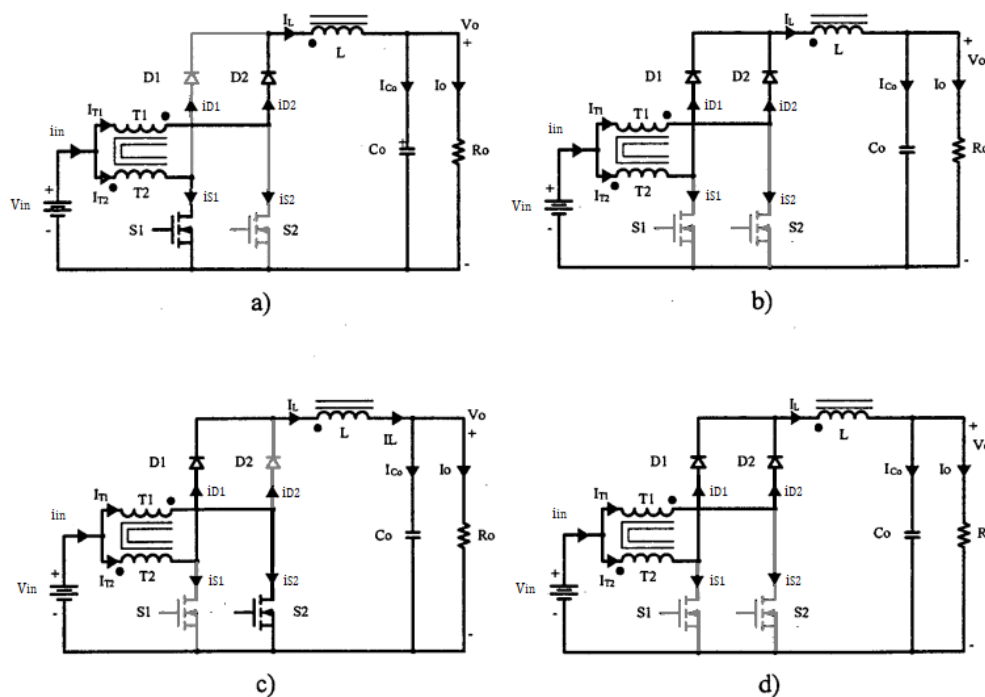
Na segunda etapa, de t_1 a t_2 , representada na Figura 16b, esses mesmos parâmetros são agora descritos pelas equações (6), (7) e (8).

$$v_L(t) = L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{in}(t) - v_o(t) \quad (6)$$

$$i_{in}(t) = i_L(t) \quad (7)$$

$$i_{C_o}(t) = C_o \frac{dv_o(t)}{dt} = i_L(t) - i_o(t) \quad (8)$$

Figura 16 – Etapas de operação do conversor Boost 3SSC-A em modo de condução contínua.

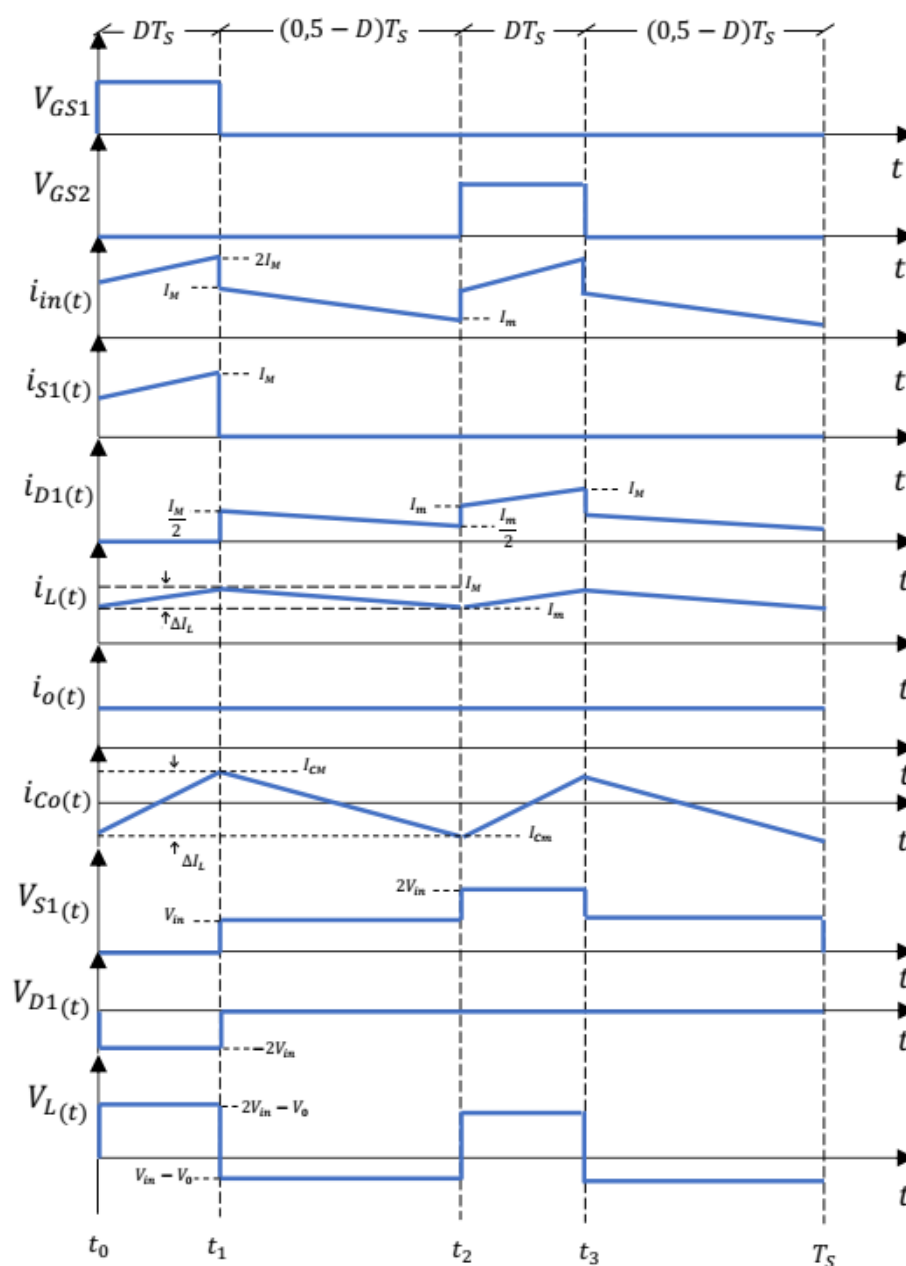


Fonte: Adaptado de (BASCOPE, 2001).

A terceira etapa, de t_2 a t_3 , representada na Figura 16c, é análoga à primeira, devido à simetria do circuito. Pelo mesmo motivo, a quarta etapa, de t_3 a T_S , representada na Figura 16d, é análoga à segunda.

Na figura 17 são ilustradas as formas de onda teóricas para as quatro etapas de operação, no modo de condução contínua, no intervalo de tempo de t_0 a T_S .

Figura 17 – Formas de onda teóricas do conversor no modo de condução contínua.



Fonte: Adaptado de (SOUZA, 2021).

A corrente média na carga pode ser definida pela equação (9).

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} \quad (9)$$

Tomando por base as formas de onda, o valor da indutância em função da ondulação de corrente no indutor ΔI_L , pode ser calculado por (10).

$$L = \frac{(1 - 2D)DV_oT_s}{(1 + 2D)\Delta I_L} \quad (10)$$

Para dimensionar o capacitor de saída, deve ser levada em conta sua quantidade de carga armazenada. A variação de carga ΔQ é a área do triângulo acima do eixo do tempo, como mostra a equação (11), onde I_{CM} é a corrente de pico no capacitor.

$$\Delta Q = \frac{I_{CM} \left(\frac{T_s}{4} \right)}{2} \quad (11)$$

Uma vez que $I_{CM} = \Delta I_L/2$ e utilizando a definição de capacitância $C_o = \frac{\Delta Q}{\Delta V_o}$, o valor mínimo para a obtenção da ondulação de tensão ΔV_o desejada é calculado pela expressão (12).

$$C_o \geq \frac{1}{16} \frac{(1 - 2D)DV_{in}T_s^2}{L\Delta V_o} \quad (12)$$

3.1.1 Esforços de Corrente e Tensão nos Elementos do Circuito

As equações que definem os esforços de corrente e tensão foram obtidas a partir da metodologia apresentada em Souza et. al. (2021).

As correntes média e eficaz no indutor são apresentadas em (13) e (14) respectivamente.

$$I_{L_{AVG}} = I_o \quad (13)$$

$$I_{L_{rms}} = \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} \quad (14)$$

A corrente eficaz no capacitor é mostrada em (15).

$$I_{C_{RMS}} = \sqrt{\frac{\Delta I_L^2}{12}} \quad (15)$$

As correntes média e eficaz nos transistores são mostradas em (16) e (17) respectivamente.

$$I_{S_{AVG}} = DI_o \quad (16)$$

$$I_{S_{RMS}} = \sqrt{D(I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12})} \quad (17)$$

As correntes média e eficaz nos diodos são mostradas em (18) e (19) respectivamente.

$$I_{D_{AVG}} = \frac{I_o}{2} \quad (18)$$

$$I_{D_{RMS}} = \sqrt{\frac{1}{12}(1 + 2D)(3I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{4})} \quad (19)$$

Os esforços de tensão máximos nos transistores e diodos são mostrados em (20) e (21) respectivamente.

$$V_{S(max)} = 2V_{in} \quad (20)$$

$$V_{D(max)} = -2V_{in} \quad (21)$$

No autotransformador, a corrente que circula por um de seus enrolamentos é igual à soma da corrente em um dos transistores mais a corrente em um dos diodos. Dessa forma, a corrente eficaz nos enrolamentos é mostrada em (22).

$$I_{Trms} = \sqrt{\frac{1}{12}(1 + 6D)(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3I_o^2)} \quad (22)$$

3.1.2 Modelagem a Pequenos Sinais

Adotando a metodologia apresentada por Erickson e Maksimovic (2001) e as etapas presentes em (SOUZA, 2021), foram obtidas as funções de transferência do modelo de pequenos sinais, que representam o comportamento dinâmico aproximado do conversor, já que se trata de um sistema não linear. Nessa modelagem, considera-se que os valores médios quase instantâneos $\langle x \rangle$ dos parâmetros do conversor, são compostos por uma parcela X , no ponto de operação quiescente, mais pequenas parcelas $\tilde{x}(t)$ de corrente alternada. Alguns desses parâmetros são mostrados em (23) a (27).

$$\frac{d\langle i_L(t) \rangle_{T_s}}{dt} = \frac{dI_L}{dt} + \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} \quad (23)$$

$$\langle i_{in}(t) \rangle_{T_s} = I_{in} + \tilde{i}_{in}(t) \quad (24)$$

$$\langle v_{in}(t) \rangle_{T_s} = V_{in} + \tilde{v}_{in}(t) \quad (25)$$

$$d(t) = D + \tilde{d}(t) \quad (26)$$

$$\langle v_o(t) \rangle_{T_s} = V_o + \tilde{v}_o(t) \quad (27)$$

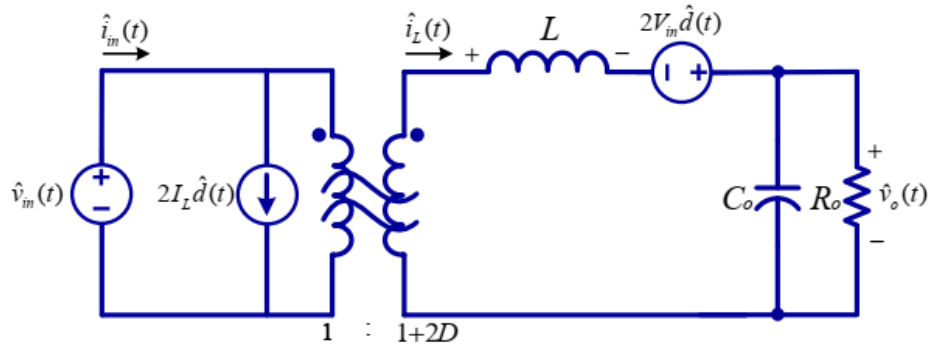
As equações linearizadas do modelo de pequeno sinais para a tensão no indutor, a corrente de entrada e a corrente do capacitor são dadas por (28), (29) e (30) respectivamente. Realizada a linearização, foi obtido o modelo equivalente CA de pequenos sinais, mostrado na Figura 18.

$$L \frac{d\tilde{i}_L(t)}{dt} = 2V_{in}\tilde{d}(t) + \tilde{v}_{in}(t)(1 + 2D) - \tilde{v}_o(t) \quad (28)$$

$$\tilde{i}_{in}(t) = 2I_L\tilde{d}(t) + \tilde{i}_L(t)(1 + 2D) \quad (29)$$

$$C_o \frac{d\tilde{v}_o(t)}{dt} = \tilde{i}_L(t) - \frac{\tilde{v}_o(t)}{R_o} \quad (30)$$

Figura 18 - Circuito equivalente de CA de pequenos sinais do conversor Boost 3SSC-A.



Fonte: Souza et. al. (2021).

A partir do circuito equivalente CA de pequenos sinais e da aplicação da transformada de Laplace nas equações (28) a (30), a função de transferência da corrente no indutor pela razão cíclica foi obtida na equação (31), isolando os termos correspondentes e considerando nulas as variações da tensão de entrada.

$$G_{id}(s) = \frac{2V_{in} \left(C_o s + \frac{1}{R_o} \right)}{C_o L s^2 + \frac{L}{R_o} s + 1} \quad (31)$$

De forma análoga, a função de transferência entre a tensão de saída pela razão cíclica foi obtida na equação (32).

$$G_{vd}(s) = \frac{2V_{in}}{C_0 L s^2 + \frac{L}{R_0} s + 1} \quad (32)$$

Por fim, a função de transferência da tensão de saída pela corrente no indutor é mostrada na equação (33).

$$G_{vi}(s) = \frac{G_{vd}(s)}{G_{id}(s)} = \frac{1}{sC_0 + \frac{1}{R_0}} \quad (33)$$

3.2 PARÂMETROS DA BATERIA DE ÍONS DE LÍTIO

Para a aplicação do conversor *Boost* 3SSC-A na recarga de baterias, adotou-se como referência comercial a bateria que integra o veículo elétrico *Tesla Model S*, capaz de fornecer 85 kWh, com tensão e corrente nominais de 370 V e 229 Ah, respectivamente. A bateria é composta por 7104 células cilíndricas de íons de lítio de 3,1 Ah, sendo 74 células ligadas em paralelo, formando 96 conjuntos conectados em série (BRUEN; MARCO, 2016).

Os dados para a modelagem do banco de baterias do veículo *Tesla Model S*, mostrados na Tabela 3, foram obtidos considerando o *datasheet* da célula cilíndrica *NCR18650BD* da Panasonic (201-), com 74 células em paralelo e 96 células em série, uma vez que os dados reais são segredos industriais. Seguindo os padrões de conectores da Tabela 1 e usando os parâmetros do *Tesla Supercharger*, a bateria da simulação foi recarregada com corrente máxima de 330 A (1,44C) e tensão máxima de 400 V, de acordo com o protocolo CC/CV. A corrente mínima de carga no modo de tensão constante foi de C/50, ou 4,6 A. A simulação para a obtenção das formas de onda do conversor foi feita utilizando apenas uma resistência.

Uma das idealizações realizadas foi considerar todas as células com os mesmos parâmetros, incluindo SOC, tensão e capacidade, durante todo o tempo de simulação. Não foram considerados os efeitos de temperatura e desgaste na simulação.

Para a simulação da recarga total da bateria, foi utilizado o modelo equivalente com as características de tempo de execução, sem as malhas RC e sem o resistor de autodescarga, como mostrado na Figura 19. Nesse caso, a malha RC não afetaria o desempenho do controlador, uma vez que a dinâmica do conversor é

várias vezes mais rápida que a dinâmica da malha RC. Além disso, a equação (1) foi modificada de forma a considerar a associação de 96 células em série, como mostra a equação (34).

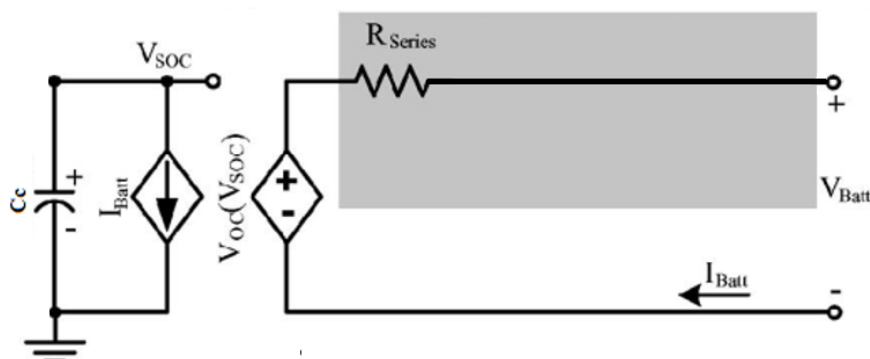
$$V_{oc}'(SOC) = (-1,031e^{-35 \cdot SOC} + 3,685 + 0,2156 \cdot SOC - 0,1178 \cdot SOC + 0,3201 \cdot SOC^3) \cdot 96 \quad (34)$$

Tabela 3 – Dados para a modelagem da bateria no Simulink.

Parâmetro	Valor
Capacidade Nominal	229 Ah
Capacidade Máxima	240 Ah
Tensão Nominal	370 V
Tensão de corte	257 V
Resistência interna CC	0,06 Ω
Tensão com carga completa	400 V

Fonte: Próprio autor.

Figura 19 – Modelo equivalente com as características de tempo de execução adaptado.



Fonte: Adaptado de (CHEN; RINCON-MORA, 2006).

3.3 PROJETO DO ESTÁGIO DE POTÊNCIA DO CONVERSOR BOOST 3SSC-A

A partir da análise do conversor *Boost* 3SSC-A e conforme a metodologia apresentada em Souza et. al. (2021), nessa seção é apresentado o procedimento de projeto da estrutura, tendo como referência a configuração da Figura 12a. A Tabela 4 especifica os principais parâmetros para a realização do dimensionamento dos componentes. O valor da tensão de entrada em 250 V foi escolhido de acordo com o valor da tensão de corte da bateria. Esse nível de tensão não é normalmente

utilizado no barramento CC em aplicações comerciais. Entretanto, esse trabalho busca demonstrar a capacidade do *Boost* 3SSC-A de processar altas potências e realizar a recarga de baterias de íons de lítio.

Tabela 4 – Parâmetros do estágio de potência do Boost 3SSC-A.

Parâmetro	Descrição	Valor
V_{in}	Tensão de entrada	250 V CC
$V_{omín}$	Tensão de saída mínima	257 V CC
$V_{omáx}$	Tensão de saída máxima	400 V CC
ΔI_L	<i>Ripple</i> de corrente no indutor	1% de I_o
ΔV_o	<i>Ripple</i> de tensão de saída	1% de V_o
F_s	Frequência de comutação	100 kHz

Fonte: Próprio autor.

3.3.1 Razão Cíclica Máxima

A razão cíclica máxima é calculada substituindo os parâmetros da Tabela 3 na equação (35):

$$D_{máx} = \frac{V_{omáx}}{2V_{in}} - \frac{1}{2} = \frac{400}{2 \cdot 250} - \frac{1}{2} = 0,3 \quad (35)$$

3.3.2 *Ripple* de Corrente no Indutor

O valor da corrente média de saída I_o foi escolhido de acordo com a corrente máxima de carga da bateria, ou seja, 330 A. Portanto, o *ripple* de corrente no indutor é dado por (35).

$$\Delta I_L = 0,01 \cdot 330 = 3,3 \text{ A} \quad (36)$$

3.3.3 Dimensionamento da Indutância

Para o cálculo da indutância, a razão cíclica adotada foi de 0,25, que corresponde a 375 V, resultando no máximo valor necessário de indutância na

equação (10), no intervalo de 0 a 0,5. Dessa forma, os valores de tensão de saída entre 250 e 400 V deverão possuir *ripple* menor ou igual ao projetado. Substituindo com os respectivos dados:

$$L = \frac{(1 - 2D)DV_0T_s}{(1 + 2D)\Delta I_L} = \frac{(1 - 2 \cdot 0,25)0,25 \cdot 375 \cdot 1 \cdot 10^{-5}}{(1 + 2 \cdot 0,25)3,3} = 94,7 \mu H \quad (37)$$

Será portanto adotado o valor de indutância de 100 μH .

A corrente eficaz no indutor foi calculada na expressão (38).

$$I_{Lrms} = \sqrt{I_o^2 + \frac{\Delta I_L^2}{12}} = \sqrt{330^2 + \frac{(3,3)^2}{12}} = 330,001 A \quad (38)$$

A corrente máxima no indutor foi calculada na equação (39).

$$I_{Lm\acute{a}x} = I_o + \frac{\Delta I_L}{2} = 330 + \frac{3,3}{2} = 331,65 A \quad (39)$$

3.3.4 Dimensionamento da Capacitância de Saída

De forma análoga ao indutor, é agora possível calcular a capacitância necessária para manter o *ripple* de tensão de saída dentro dos limites estabelecidos:

$$C_0 \geq \frac{1}{16} \frac{(1 - 2D)DV_{in}T_s^2}{L\Delta V_0} \geq \frac{1}{16} \frac{(1 - 2 \cdot 0,25)0,25 \cdot 250 \cdot 1 \cdot 10^{-10}}{10^{-4} \cdot 0,01 \cdot 375} \geq 521 \eta F \quad (40)$$

Dessa forma, a capacitância utilizada foi o valor comercial de 560 $\eta F/1kV$.

3.3.5 Diodos D1 e D2

A tensão máxima reversa sobre os diodos é calculada na equação (41).

$$V_{D(max)} = -2V_{in} = -500 V \quad (41)$$

A corrente média nos diodos é mostrada na equação (42).

$$I_{D,AVG} = \frac{I_o}{2} = 165 A \quad (42)$$

A corrente máxima nos diodos é igual à corrente máxima no indutor:

$$I_{Dmax} = I_{Lmax} = 331,65 A \quad (43)$$

Portanto, escolheu-se o diodo ultra rápido VS-VSKEF500/06PBF.

3.3.6 Transistores S1 e S2

A máxima tensão sobre os transistores é calculada na equação (44).

$$V_{S(max)} = 2V_{in} = 2 \cdot 250 = 500 \text{ V} \quad (44)$$

A corrente média nos transistores no ponto de tensão nominal (370 V) foi calculada na equação (45).

$$I_{S_{AVG}} = DI_o = 0,24 \cdot 330 = 79,2 \text{ A} \quad (45)$$

A corrente máxima nos transistores é igual à corrente máxima no indutor:

$$I_{Smax} = I_{Lmax} = 331,65 \text{ A} \quad (46)$$

Considerando os parâmetros calculados, foi escolhido o transistor IGBT IXGK320N60B3.

3.3.7 Autotransformador

A corrente eficaz nos enrolamentos do autotransformador, no ponto de tensão nominal (370 V), é calculada em (47).

$$I_{Trms} = \sqrt{\frac{1}{12}(1+6D)\left(\frac{\Delta I_L^2}{4} + 3I_o^2\right)} = \sqrt{\frac{1}{12}(1+6 \cdot 0,24)\left(\frac{3,3^2}{4} + 3 \cdot 330^2\right)} = 257,74 \text{ A} \quad (47)$$

3.3.8 Resistência de Carga Equivalente para o Estágio de Controle

Para o controlador de tensão, a potência de saída considerada para a modelagem da planta do conversor foi no ponto de maior resistência equivalente na etapa de tensão constante, resultando na resistência R_{TC} expressa na equação (48). Para o controlador de corrente, foi no ponto de menor resistência da etapa de corrente constante, como descrito na equação (49). Nesses casos, as funções de transferência apresentam as menores margens de ganho e de fase, garantindo também a estabilidade nos outros pontos.

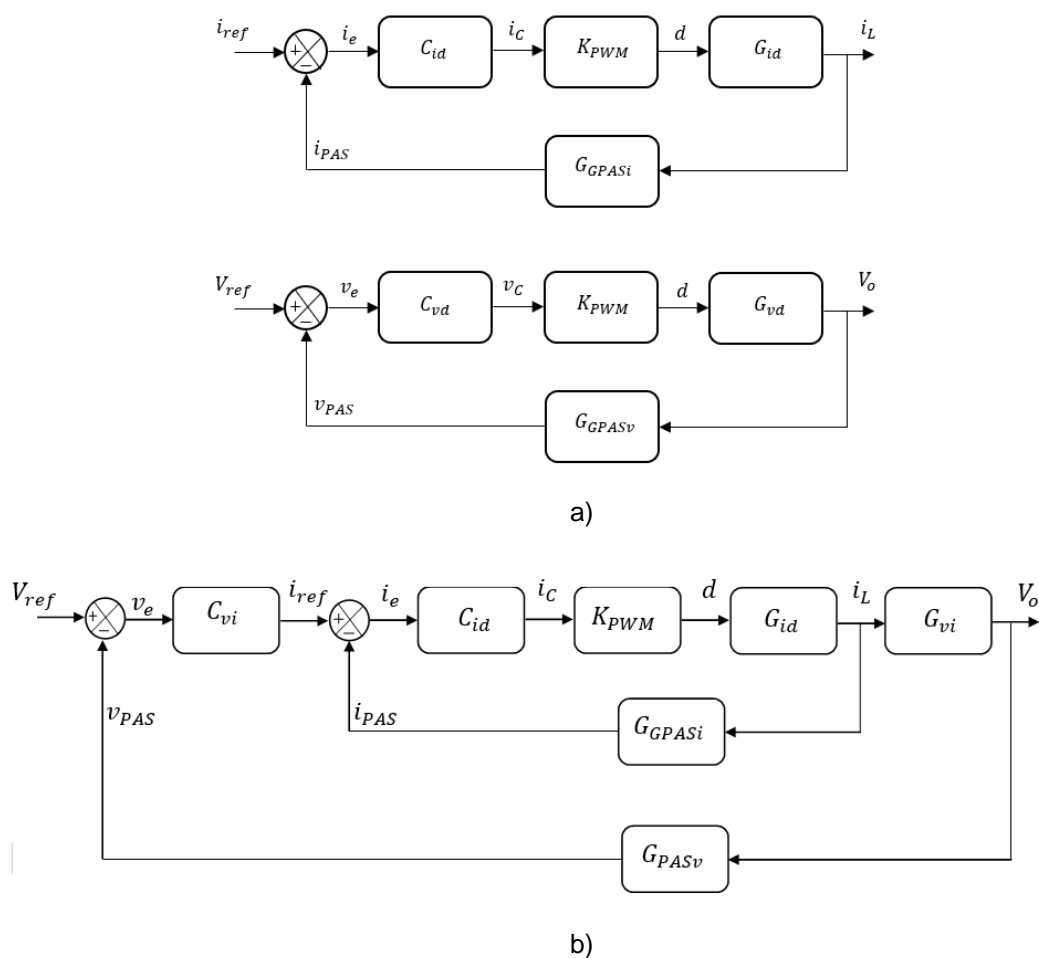
$$R_{TC} = \frac{V_{0max}}{C/50} = \frac{400}{4,6} = 86,96 \Omega \quad (48)$$

$$R_{CC} = \frac{V_{0min}}{330} = \frac{257}{330} = 0,7788 \Omega \quad (49)$$

3.4 PROJETO DO ESTÁGIO DE CONTROLE

O sistema de controle permite que o conversor mantenha tensão ou corrente constantes durante o carregamento, minimizando, dentro de uma determinada faixa, as perturbações que possam ocorrer no circuito. Nesse contexto, com a finalidade de comparação, adotou-se as estratégias de controle chaveado e em modo cascata, conforme apresentado na Figura 20.

Figura 20 – Diagramas dos controles – a) chaveado, b) em modo cascata.



Fonte: Próprio autor.

3.4.1 Controle Chaveado

Os ganhos de sensor das malhas de corrente e tensão são dados pelas equações (50) e (51) respectivamente.

$$G_{PASI} = \frac{1,5}{330} = 4,54 \cdot 10^{-3} \text{ V/A} \quad (50)$$

$$G_{PASv} = \frac{1,5}{400} = 3,75 \cdot 10^{-3} \text{ V/A} \quad (51)$$

Com os parâmetros obtidos do estágio de potência, pode-se expressar numericamente a função de transferência G_{id} em (52).

$$G_{id}(s) = \frac{2V_{in} \left(C_0 s + \frac{1}{R_{CC}} \right)}{C_0 L s^2 + \frac{L}{R_{CC}} s + 1} = \frac{2,8 \cdot 10^{-4} s + 642}{5,6 \cdot 10^{-11} s^2 + 1,284 \cdot 10^{-4} s + 1} \quad (52)$$

Dessa forma, a função de transferência de malha aberta não compensada do laço de corrente é expressa em (53). O modulador PWM possui ganho K_{PWM} unitário.

$$FTMAi_{id}(s) = K_{PWM} \cdot G_{id} \cdot G_{PASI} = \frac{1,273 \cdot 10^{-6} s + 2,918}{5,6 \cdot 10^{-11} s^2 + 1,284 \cdot 10^{-4} s + 1} \quad (53)$$

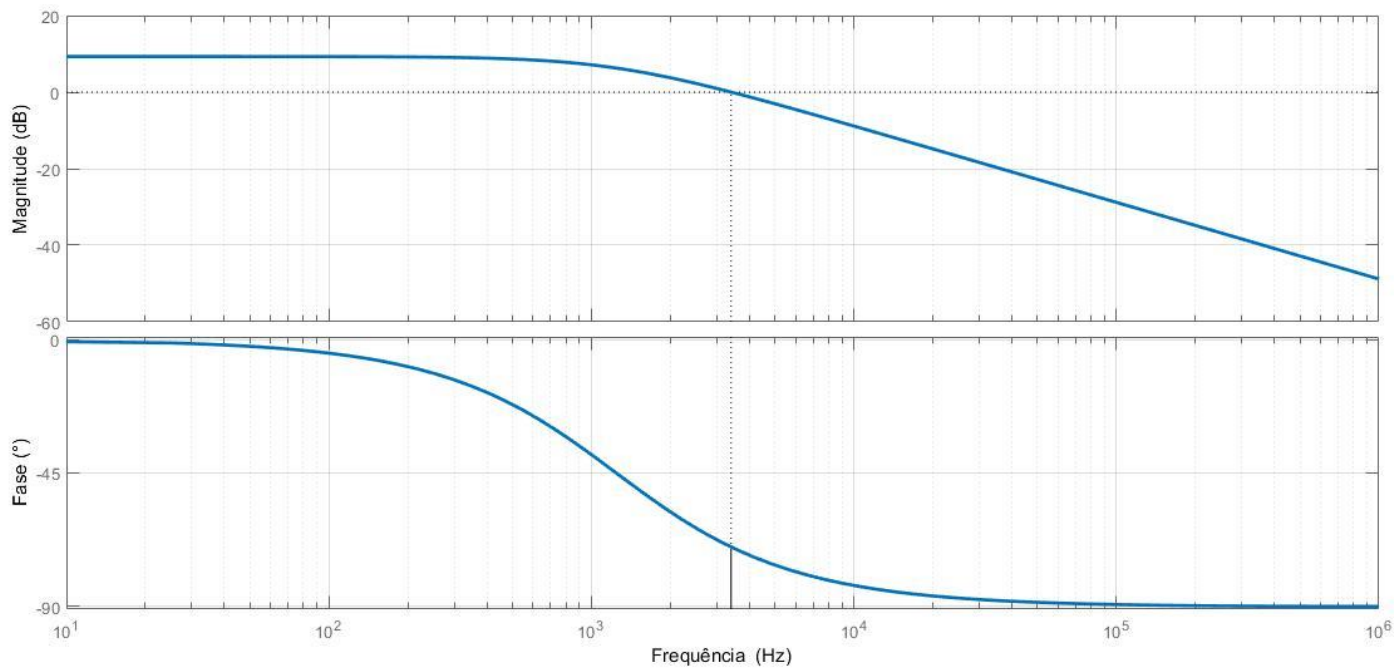
O diagrama de bode correspondente é mostrado na figura 21, apresentando margem de fase de 110° e frequência de cruzamento de 3,4 kHz.

De acordo com Barbi (2001), no projeto de um controlador de conversor CC-CC, é desejável manter a margem de fase entre 45° e 90° e a frequência de cruzamento em até 1/4 da frequência de comutação. Para tanto, foi utilizado o controlador proporcional integral (PI) clássico, projetado na ferramenta *Control System Designer* do *MATLAB®*, mostrado na equação (54).

$$C_{id}(s) = \frac{5,7948s + 587,593}{s} \quad (54)$$

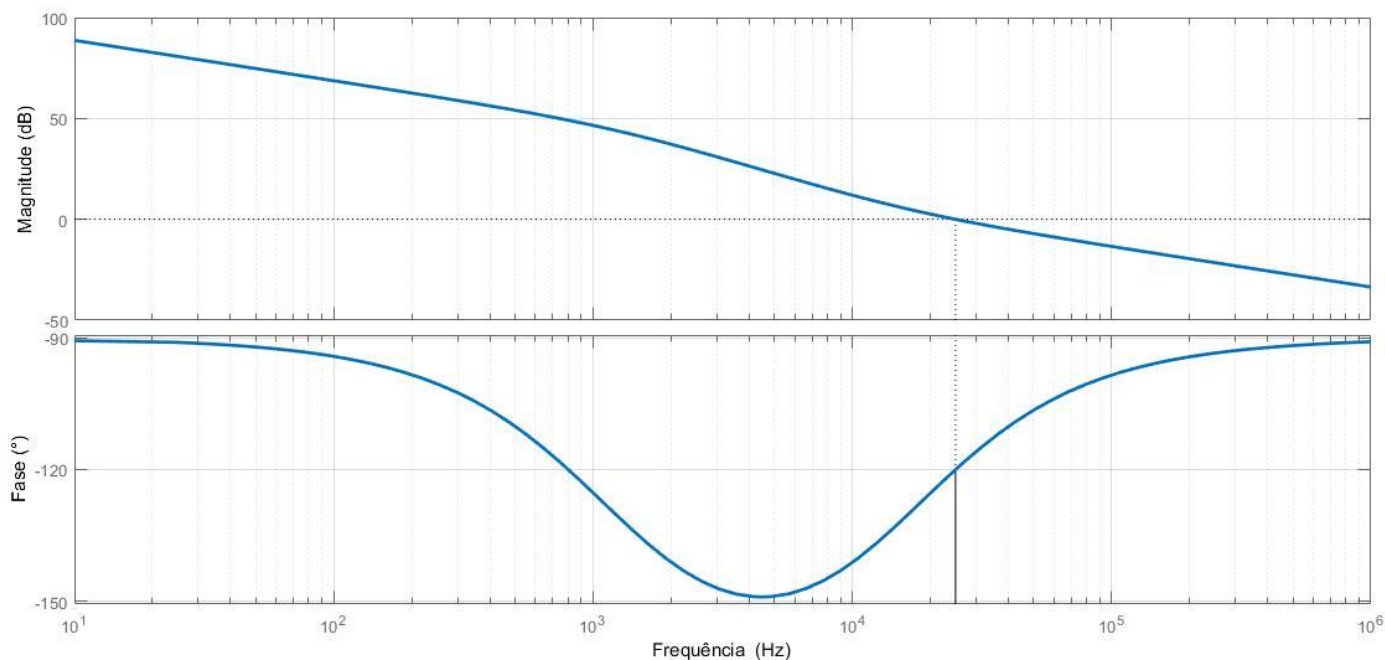
Portanto, a função de transferência de malha aberta compensada tem as características mostradas no diagrama de bode da figura 22. A margem de fase foi definida em 60° e a frequência de cruzamento em 25 kHz.

Figura 21 – Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta não compensada do laço de corrente.



Fonte: Próprio autor.

Figura 22 – Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta compensada do laço de corrente.



Fonte: Próprio autor.

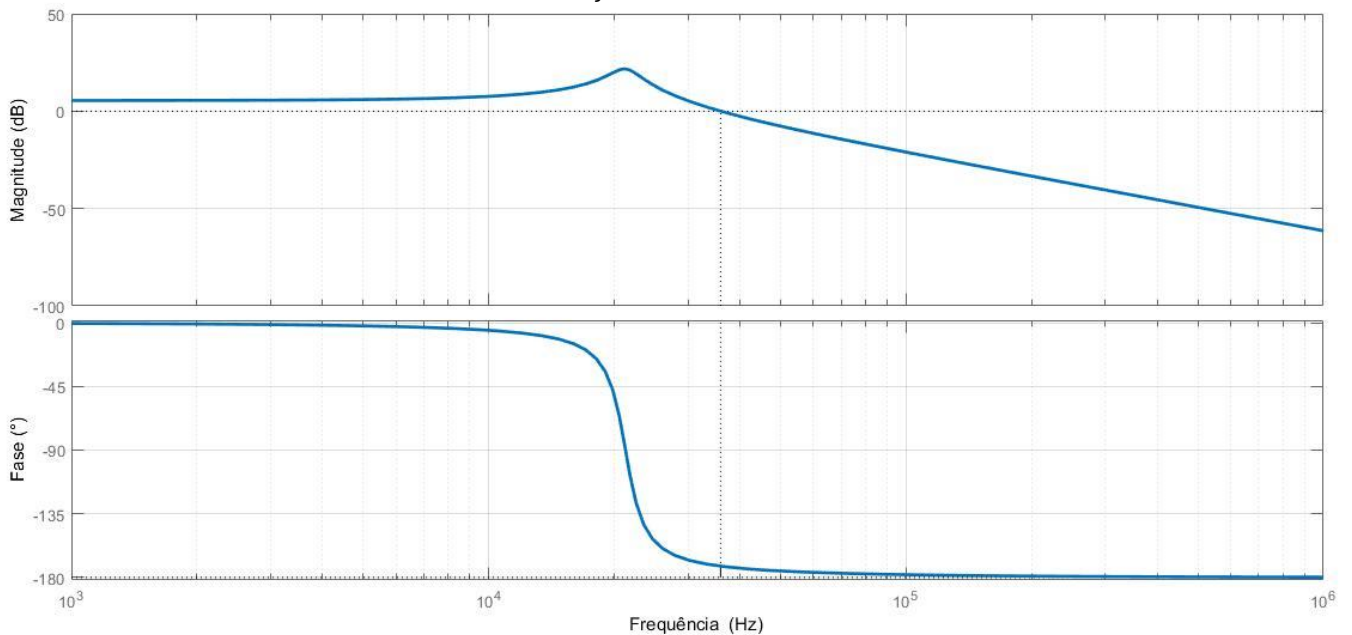
Para o controlador de tensão, a função de transferência G_{vd} é mostrada na equação (55).

$$G_{vd}(s) = \frac{2V_{in}}{C_0 L s^2 + \frac{L}{R_{TC}} s + 1} = \frac{500}{5,6 \cdot 10^{-11} s^2 + 1,15 \cdot 10^{-6} s + 1} \quad (55)$$

A função de transferência de malha aberta não compensada do laço de tensão é mostrada na expressão (56). Seu diagrama de bode correspondente é mostrado na figura 23, apresentando margem de fase de $7,96^\circ$ e frequência de cruzamento de 36 kHz.

$$FTMAi_{vd}(s) = K_{PWM} \cdot G_{vd} \cdot G_{PASV} = G_{vd}(s) = \frac{1,875}{5,6 \cdot 10^{-11} s^2 + 1,15 \cdot 10^{-6} s + 1} \quad (56)$$

Figura 23 – Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta não compensada do laço de tensão.



Fonte: Próprio autor.

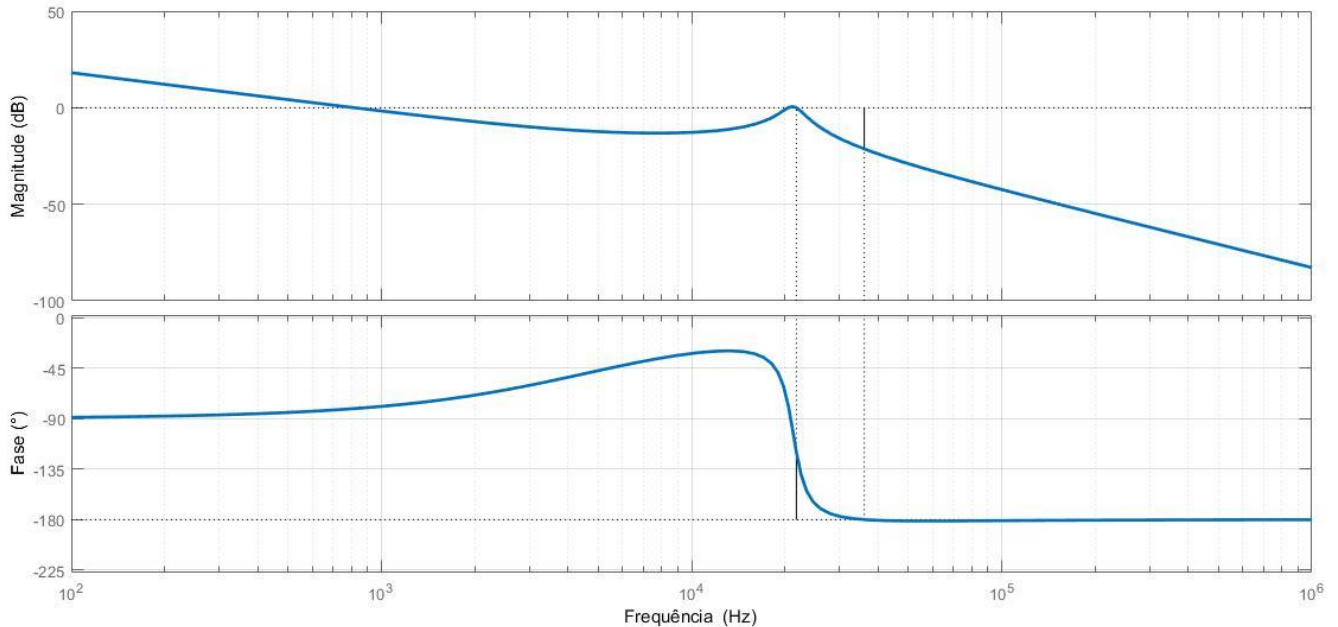
Portanto, foi projetado o controlador de tensão mostrado na equação (57).

$$C_{vd}(s) = \frac{0,08551s + 2697}{s} \quad (57)$$

A função de transferência de malha aberta compensada é mostrada no diagrama de bode da figura 24, com duas frequências de cruzamento. A primeira em

aproximadamente 1 kHz e a segunda em 20 kHz, apresentando a menor margem de fase, de 60°.

Figura 24 – Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta compensada do laço de tensão.



Fonte: Próprio autor.

3.4.2 Controle em Modo Cascata

Conforme apresentado na Figura 18b, na malha externa do controlador, a referência V_{ref} é a máxima tensão de carregamento, 400 V, sendo comparada com o sinal de realimentação v_{PAS} . O sinal de erro i_e na malha interna é saturado em 330 A e o modulador PWM possui ganho K_{PWM} unitário. Para o projeto do controlador, foi utilizada a metodologia descrita em LÓPEZ et al., 2016.

Utilizando o controlador de corrente projetado na seção 4.2, a malha interna fechada pode ser descrita pela equação (58).

$$M_i = \frac{C_{id} \cdot K_{PWM} \cdot G_{id}}{1 + G_{PASi} \cdot C_{id} \cdot K_{PWM} \cdot G_{id}} \quad (58)$$

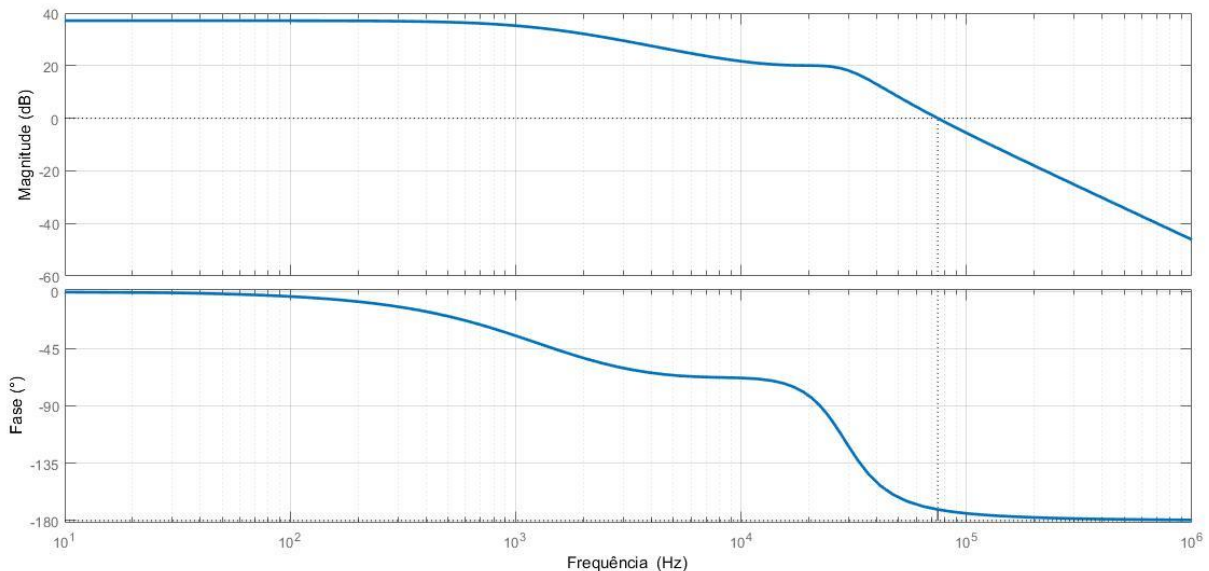
A função de transferência G_{vi} é obtida substituindo os respectivos parâmetros, resultando na equação (59).

$$G_{vi}(s) = \frac{1}{sC_0 + \frac{1}{R_{TC}}} = \frac{1}{5,6 \cdot 10^{-7}s + 0,0115} \quad (59)$$

Na equação (60) é mostrada a função de transferência de malha aberta não compensada do laço externo. Seu diagrama de bode é mostrado na figura 25, apresentando uma margem de ganho infinita e margem de fase de 8,7°.

$$\begin{aligned} FTMAe(s) &= M_i \cdot G_{vi} \cdot G_{PASv} \\ &= \frac{1,94 \cdot 10^{11} + 1,967 \cdot 10^{16}}{s^3 + 1,522 \cdot 10^5 s^2 + 3,392 \cdot 10^{10} s + 2,742 \cdot 10^{14}} \end{aligned} \quad (60)$$

Figura 25 – Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta não compensada do laço externo.



Fonte: Próprio autor.

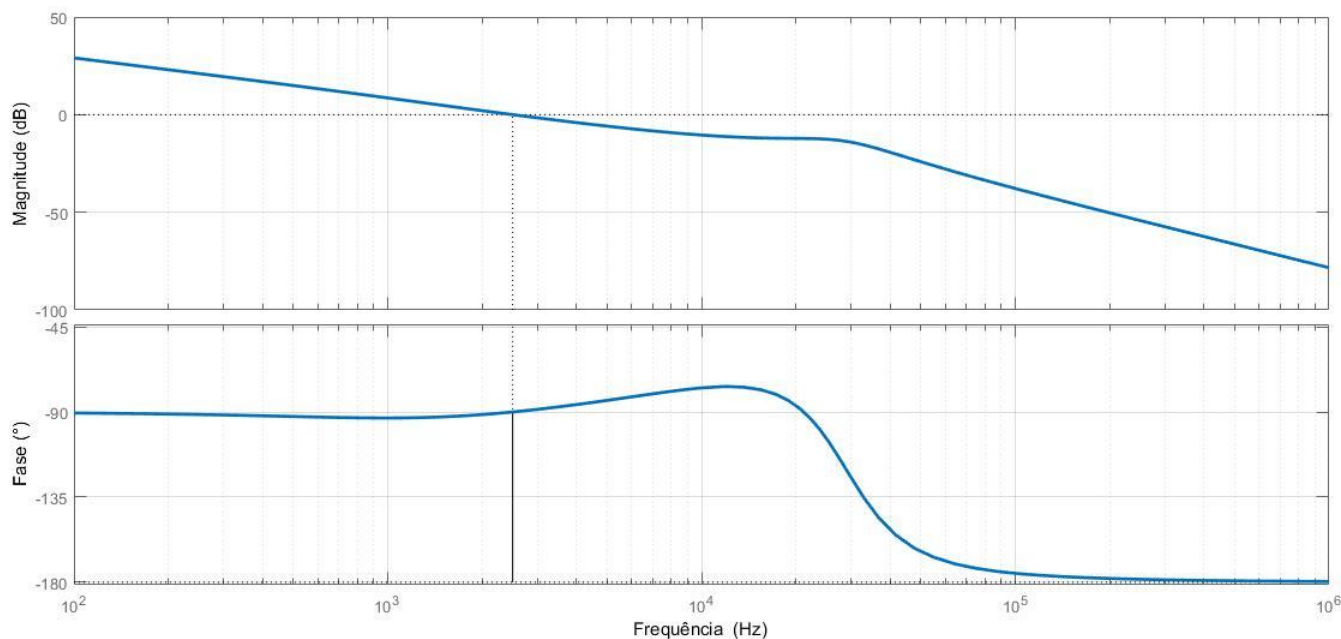
O controlador da malha externa é ajustado de forma análoga ao da malha interna, satisfazendo os critérios de estabilidade relativa e tornando a resposta mais lenta que a da malha interna. De acordo com Seborg et al. (2011), uma regra prática é ajustar o controlador externo para obter uma frequência de cruzamento de 5 a 10 vezes menor que a frequência do controlador interno. Portanto, foi obtido o seguinte controlador PI da malha de tensão:

$$C_{vi} = \frac{0,02443s + 248,5}{s} \quad (61)$$

O diagrama de bode da função de transferência de malha aberta compensada do laço externo é mostrado na figura 26. O sistema agora possui margem de ganho

infinita e margem de fase de 90° . A frequência de cruzamento foi de 2500 Hz, ou 1/10 da frequência de cruzamento do laço interno.

Figura 26 – Resposta em frequência da função de transferência de malha aberta compensada do laço externo.



Fonte: Próprio autor.

Uma das desvantagens inerentes do controle PI consiste no fenômeno chamado *windup* integral, que ocorre quando um erro ininterrupto é aplicado, causando o acúmulo do termo integral no controlador saturado. Isso pode causar o aumento indevido do estágio de corrente constante, quando a bateria atinge a tensão máxima (SEBORG et al., 2011). No *Simulink*, assim como na maior parte dos controladores comerciais, o bloco de controle possui uma função *anti-windup*, sendo utilizada a compensação *clamping* na simulação, onde o *windup* é reduzido cessando temporariamente a ação integral quando o controlador é saturado (SEBORG et al., 2011).

3.5 CONCLUSÕES PARCIAIS

Nesse capítulo foi introduzido o conversor *Boost* 3SSC-A, apresentando suas etapas de operação, formas de onda teóricas, e equações para o dimensionamento dos componentes. Em contraste com o conversor *Boost* clássico, a topologia 3SSC-

A apresenta menor esforço de corrente entre os semicondutores, visto que há o compartilhamento de corrente entre esses componentes, aumentando assim o rendimento da estrutura. Além disso, os elementos armazenadores de energia do conversor *Boost* 3SSC-A operam com o dobro da frequência de comutação, reduzindo o peso e volume desses componentes.

Através da aplicação da técnica de modelagem a pequenos sinais obtiveram-se as funções de transferência que representam o comportamento dinâmico do conversor. Nenhuma das funções de transferência deduzidas apresentam zero no semi-plano direito, o que garante maior flexibilidade no projeto dos controladores e resposta dinâmica mais rápida.

Na modelagem matemática da bateria, a equação da tensão de circuito aberto obtida na equação (33) representa uma aproximação das características de tempo de execução, uma vez que seus parâmetros variam de acordo com o modelo da bateria.

No dimensionamento do indutor e do capacitor, foi utilizado o ponto de tensão que requer a maior indutância e capacitância respectivamente, para manter o *ripple* dentro dos limites estabelecidos. Os esforços de corrente e tensão nos semicondutores foram calculados para a comparação com os resultados da simulação.

Para implementar a técnica *CC/CV*, utilizou-se o controle chaveado e o controle em modo cascata. Foram projetados o controlador de corrente, que também foi utilizado no controle em cascata, e o controlador de tensão, utilizando controladores *PI* clássicos projetados de acordo com o critério de estabilidade de Nyquist.

Como operam em estágios diferentes, a resistência de carga equivalente também foi diferente. O ponto de operação escolhido para a modelagem da planta garante que, nos outros pontos, as margens de ganho e de fase sejam iguais ou maiores ao pior caso projetado. As frequências de cruzamento dos controladores durante toda a recarga são sempre iguais ou menores àquela projetada. Os controladores foram projetados com ganhos em baixa frequência suficientemente altos.

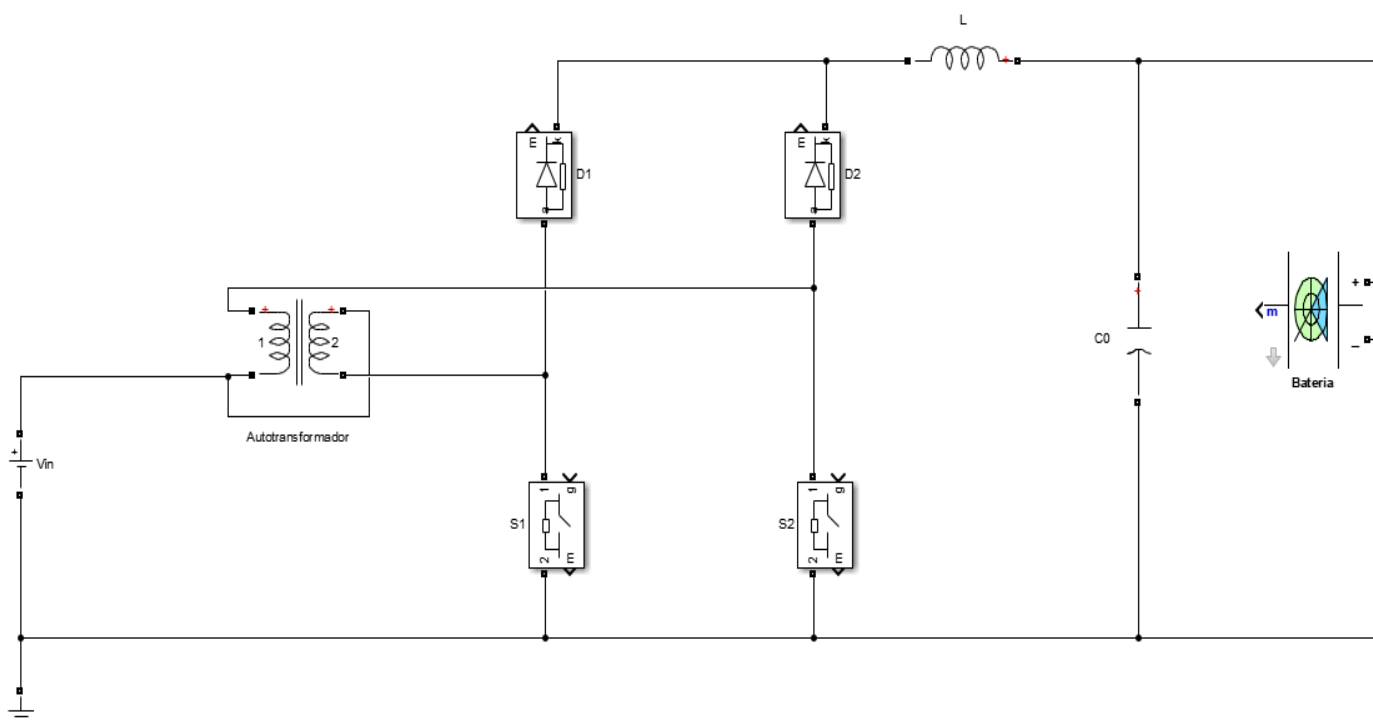
No controle em cascata, o controlador de tensão deve ser projetado em função da malha interna, devendo possuir uma resposta mais lenta que esta. Essa características pode fazer o controlador demorar para responder a transitórios e

seguir a referência de tensão. Uma vez que a referência de corrente é saturada em 330 A, esse sistema de controle possui proteção intrínseca contra curta circuito na saída.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para a verificação do desempenho do conversor projetado, nesse capítulo são apresentados os resultados de simulação no SIMULINK®, utilizando o algoritmo de solução *ode45*. Foram obtidas as principais formas de ondas nos componentes do conversor, foram realizados testes de variação de carga alterando-se os parâmetros do circuito e foi simulada a carga completa de uma bateria. O estágio de potência da simulação é mostrado na Figura 27. Para a obtenção das formas de onda nos elementos do circuito, o conversor é simulado em malha aberta utilizando apenas uma resistência como carga.

Figura 27 – Circuito do estágio de potência da simulação.



Fonte: Próprio autor.

Na Tabela 5 são mostrados os parâmetros utilizados nos componentes do *Simulink*, para a simulação em malha aberta. As não idealidades do autotransformador, indutor e capacitor foram desconsideradas. O modulador PWM é implementado fazendo a comparação do sinal da saída do controlador de corrente, saturado em 0,5, com a onda dente de serra.

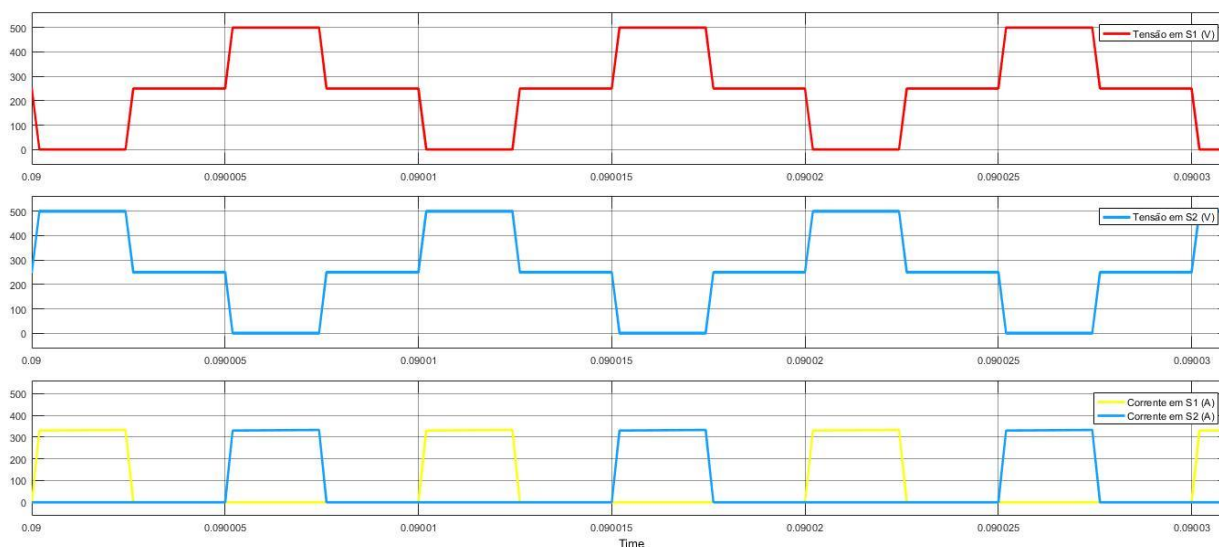
Tabela 5 – Parâmetros dos componentes da simulação no *Simulink*.

Parâmetro	Valor
Tensão de saída	370 V
Corrente de saída	330 A
Razão cíclica	0,24
Resistência de carga	370/330 Ω
Queda de tensão direta nos diodos	0,8 V
Resistência interna dos diodos	0,001 Ω
Resistência de <i>snubber</i> dos diodos	500 Ω
Capacitância de <i>snubber</i> dos diodos	$250 \cdot 10^{-9}$ F
Resistência interna dos transistores	0,001 Ω
Resistência de <i>snubber</i> dos transistores	10^5 Ω

Fonte: Próprio autor.

Na Figura 28 são mostradas as formas de onda de corrente e tensão nos transistores S1 e S2.

Figura 28 – Formas de onda de corrente e tensão nos Transistores S1 e S2.



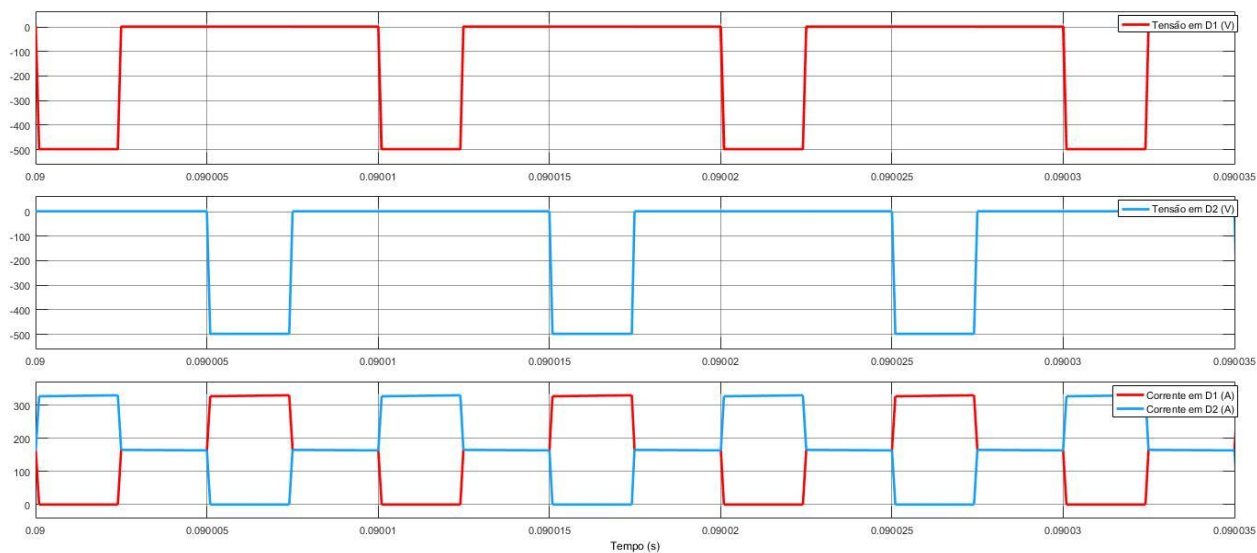
Fonte: Próprio autor.

A tensão máxima nos transistores foi de aproximadamente 500 V, enquanto a corrente foi de 330 A. A corrente média medida em S1 foi de 80,58 A.

Na Figura 29 são mostradas as formas de onda de corrente e tensão nos diodos D1 e D2. A tensão reversa máxima foi de 500 V, o dobro da tensão de

entrada, e a corrente máxima foi de 330 A, em ambos os diodos. A corrente média em D1 foi de 165 A.

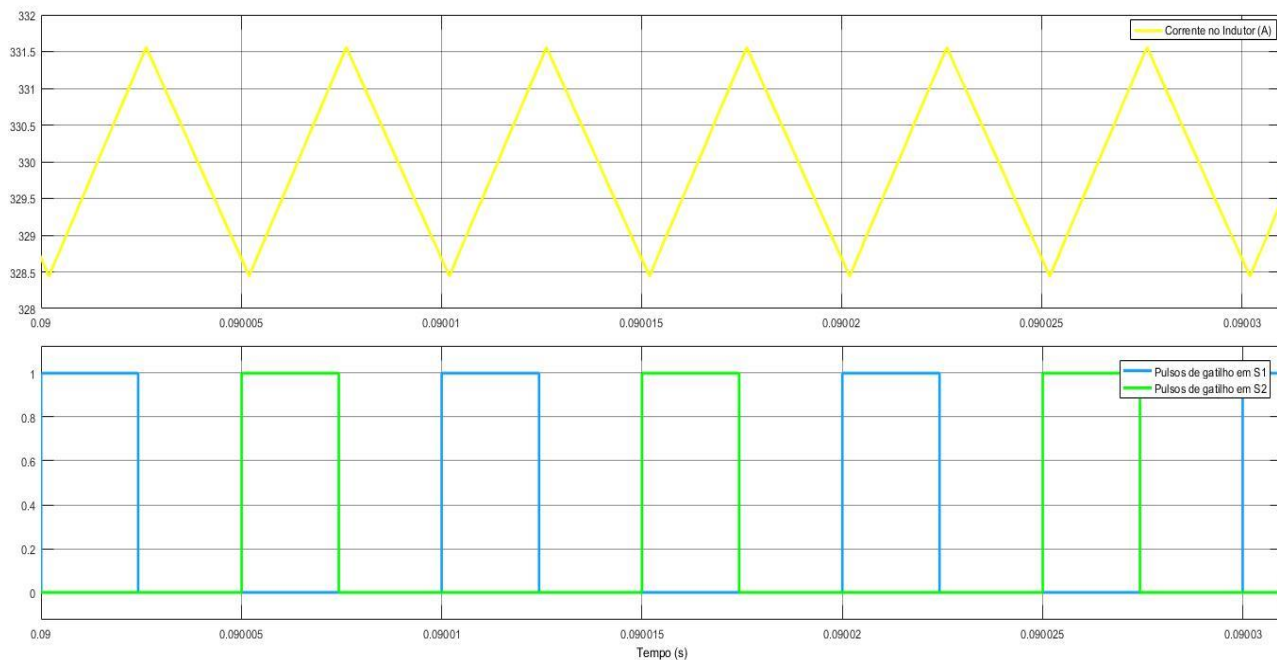
Figura 29 – Formas de onda de corrente e tensão nos Diodos D1 e D2.



Fonte: Próprio autor.

Na Figura 30 são mostrados a corrente no indutor, saturada em 330 A, e os pulsos de comando dos transistores. Pode-se observar que a frequência do *ripple* de corrente no indutor equivale a 200 kHz, ou o dobro da frequência de chaveamento.

Figura 30 – Corrente no indutor e pulsos de gatilho.

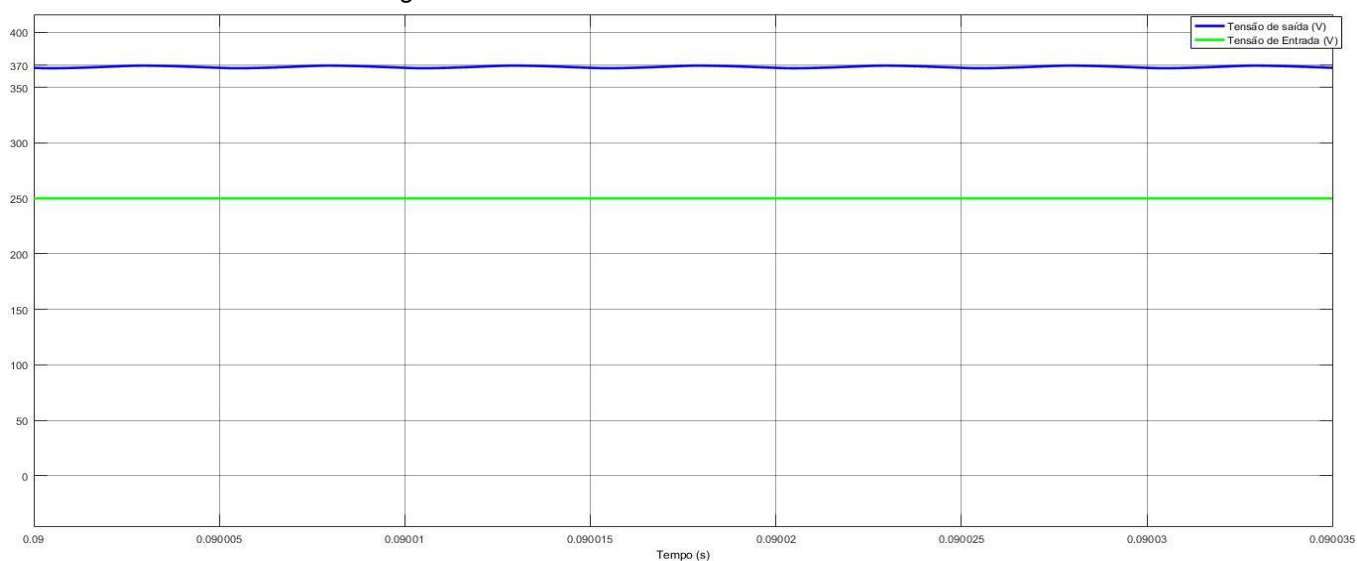


Fonte: Próprio autor.

Na Figura 31, são apresentadas a tensão de entrada, de 250 V, e a tensão de saída do conversor, de 370 V.

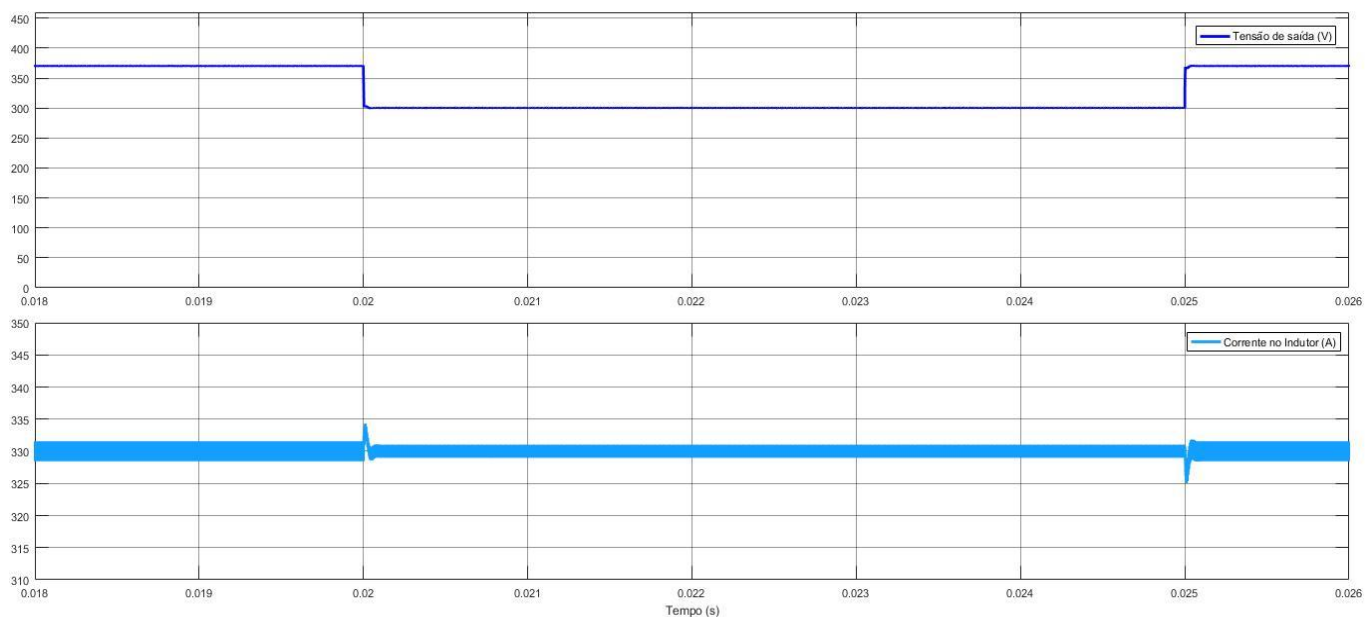
Com o controle em modo cascata, na Figura 32 é mostrada a resposta dinâmica da malha de corrente, em face de um degrau de carga aplicado. Em $t = 0,02\text{ s}$ a carga diminui de 122,1 kW para 99 kW, e em $t = 0,025\text{ s}$ a carga é aumentada de 99 kW para 122,1 kW. A corrente mantém a referência de 330 A, apresentando uma resposta oscilatória no momento do chaveamento.

Figura 31 – Tensão de Entrada e Tensão de Saída.



Fonte: Próprio autor.

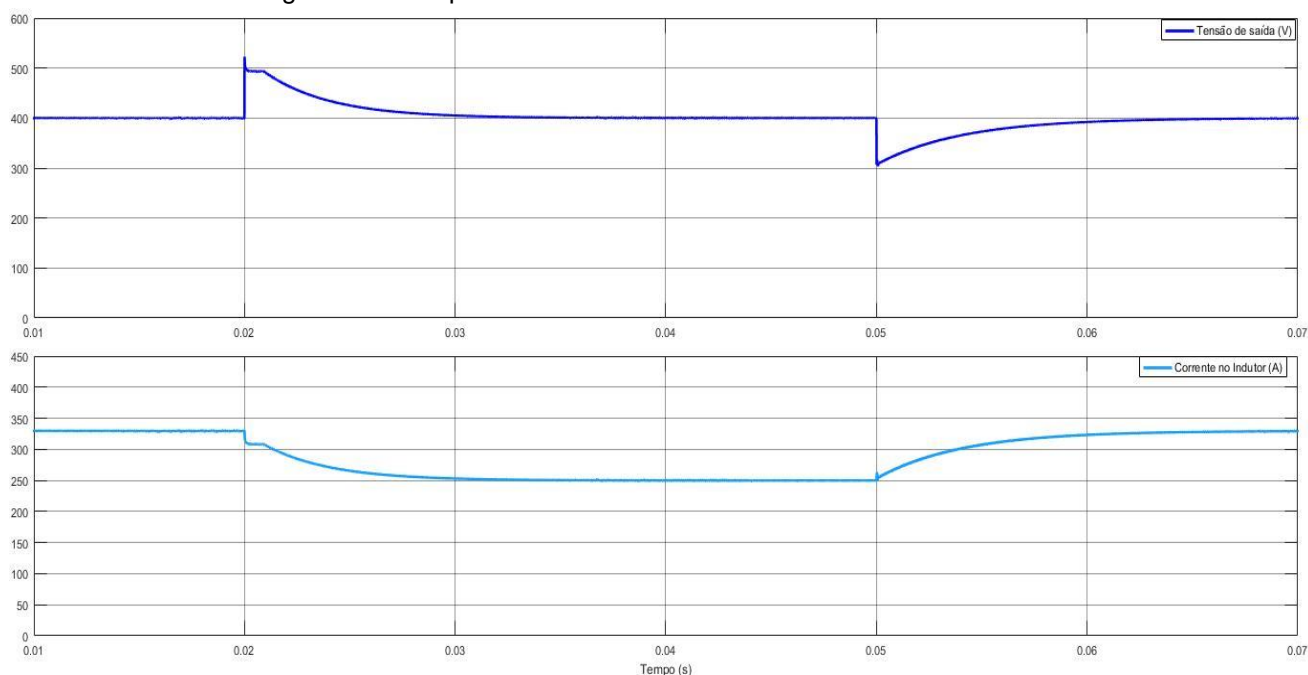
Figura 32 – Resposta dinâmica do controlador da malha de corrente.



Fonte: Próprio autor.

Para a malha de tensão do controle em modo cascata, a resposta dinâmica é mostrada na Figura 33. Em $t = 0,02\text{ s}$ a carga diminui de 132 kW para 100 kW e em $t = 0,05\text{ s}$ a carga é novamente aumentada de 100kW para 132 kW. A tensão é mantida na referência de 400 V, com a resposta mais lenta em relação à Figura 32, uma vez que o controlador externo indica a referência para o interno e aquele foi projetado com uma frequência de cruzamento 10 vezes menor.

Figura 33 – Resposta dinâmica do controlador da malha de tensão.



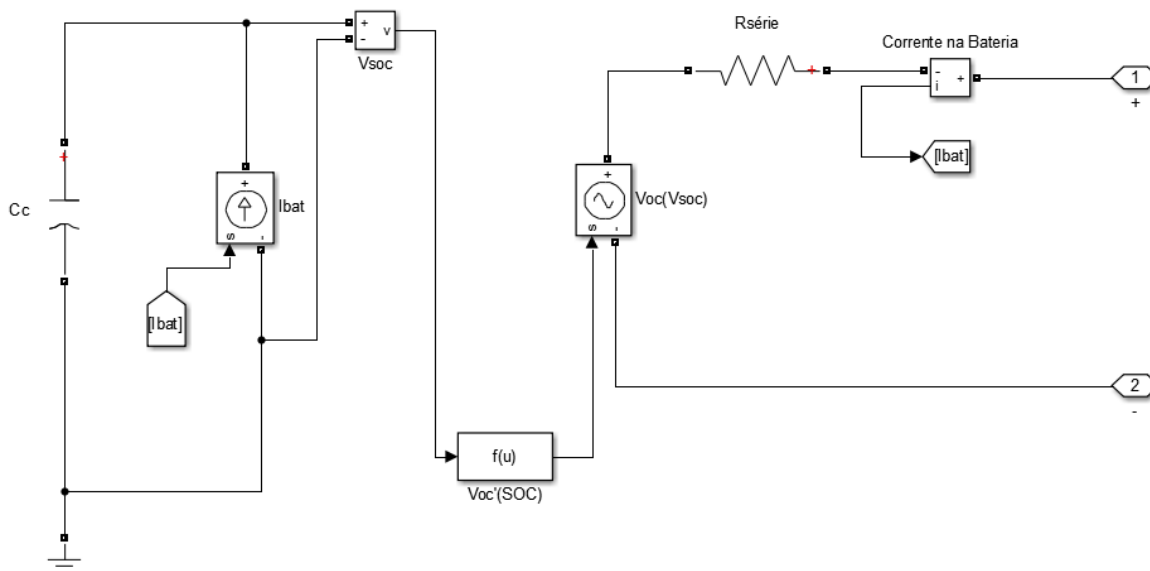
Fonte: Próprio autor.

O modelo da bateria implementado para a simulação da recarga total é mostrado na figura 34, com SOC inicial de 0%. A capacitância do modelo foi escolhida de forma a realizar a simulação em até 3 segundos, visto que a limitação dos recursos computacionais torna inviável a simulação do tempo de recarga de uma bateria real.

Na figura 35 são mostradas as formas de onda de tensão, corrente e SOC, para a recarga total da bateria com o controle chaveado. Para evitar a oscilação com alto nível de *overshoot* na comutação dos estágios, a saída do controlador de tensão foi saturada em 0,3, que corresponde à razão cíclica da tensão de 400 V, uma vez que, mesmo sem estar atuando, o integrador continua acumulando erro, fazendo o controlador seguir uma referência maior na transição. Entretanto, ainda pode-se observar um pequeno degrau de corrente no momento da transição. A recarga

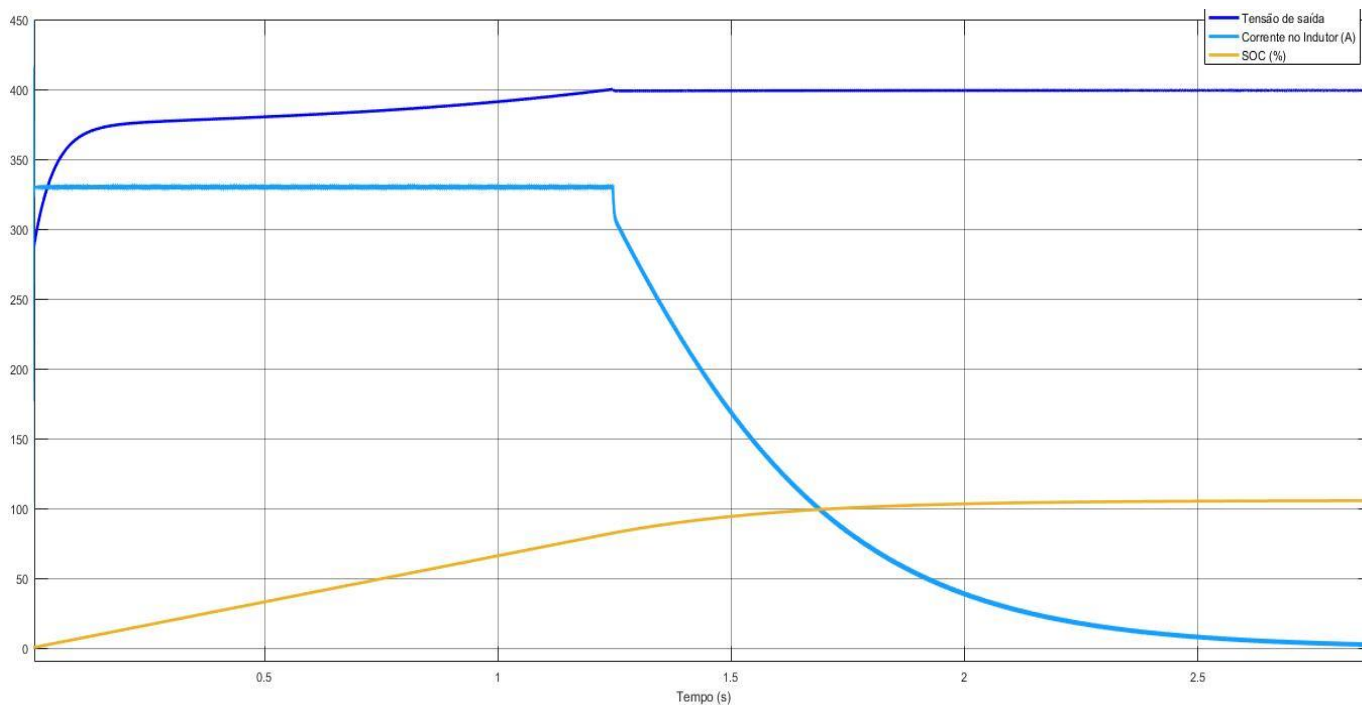
finaliza com o SOC em aproximadamente de 106%, indicando que os parâmetros do modelo podem ser ajustados para melhor adequar a curva de tensão de circuito aberto ao estado da carga.

Figura 34 – Modelo da bateria implementado no *Simulink*.



Fonte: Próprio autor.

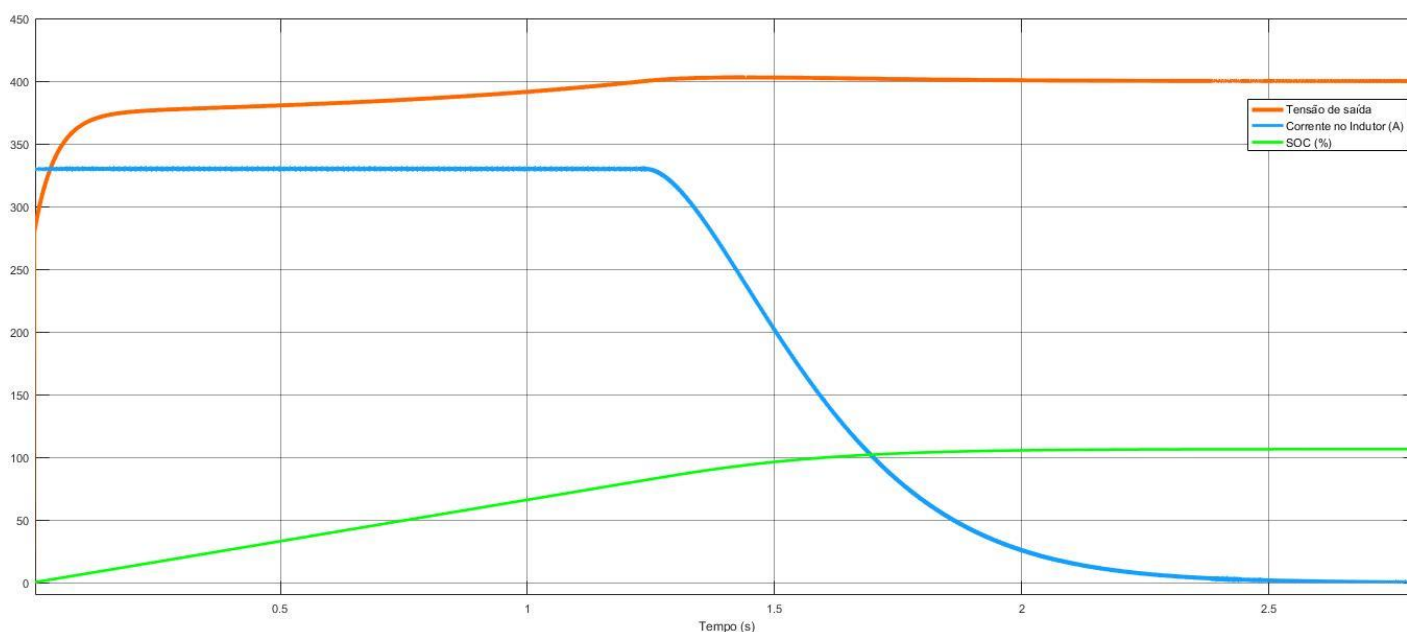
Figura 35 – Formas de onda da recarga total da bateria com o controle chaveado.



Fonte: Próprio autor.

Na figura 36 são mostradas as formas de onda de tensão, corrente e SOC, para a recarga total da bateria com o controle em modo cascata. No estágio de corrente constante, a corrente é mantida em 330 A, enquanto a tensão aumenta até pouco mais de 400 V. Pode-se observar a transição suave na troca de controladores, entre as etapas de corrente constante e tensão constante. No fim da etapa de corrente constante, o SOC já está em torno de 80%. Essa primeira etapa seria a responsável pela recarga rápida da bateria, enquanto a etapa de tensão constante completaria a recarga evitando a sobretensão e o superaquecimento das células. Uma vez que o controlador de tensão foi projetado com uma resposta relativamente lenta, a tensão na bateria fica ligeiramente acima da referência durante o começo da etapa de tensão constante.

Figura 36 – Formas de onda da recarga total da bateria com o controle em modo cascata.



Fonte: Próprio autor.

4.1 CONCLUSÕES PARCIAIS

A validação do estágio de potência do conversor *Boost* 3SSC-A foi feita com a simulação em malha aberta, utilizando um resistor com carga, onde os erros observados são devidos principalmente pela diferença entre o ponto de operação no projeto e na simulação.

Uma das desvantagens observadas no controle em modo cascata foi o tempo de resposta maior tanto no teste de variação de carga da malha de tensão quanto na etapa de tensão constante da recarga. A malha tensão foi projetada com $1/10$ da frequência de cruzamento da malha de corrente. Dessa forma, o ganho do controlador PI poderia ser aumentado, dentro dos limites de estabilidade, para tornar a resposta mais rápida.

O modelo matemático utilizado para a bateria provou-se uma suficiente aproximação para fins de simulação da recarga. Poderia ainda ser utilizado um modelo mais simples, como um capacitor em série com uma resistência. Nesse caso, a curva de recarga na etapa de corrente constante seria totalmente linear.

6 CONCLUSÃO

O projeto e as simulações demonstraram a capacidade do conversor *Boost 3SSC-A* de ser utilizado no estágio CC-CC de um carregador rápido de baterias veiculares. Em relação ao *Boost* clássico, no conversor proposto as altas correntes necessárias para o carregamento rápido são divididas entre os semicondutores, aumentando o rendimento e diminuindo as perdas do circuito. Além disso, os elementos acumuladores de energia operam com o dobro da frequência de comutação, permitindo a redução do peso, volume e custo desses componentes.

Outra vantagem em relação à topologia clássica diz respeito ao indutor acoplado à saída do *Boost 3SSC-A*, que propicia menor *ripple* de corrente na carga. Em um carregador de baterias, é essencial manter a magnitude do *ripple* com o menor valor possível, para evitar a degradação da vida útil da bateria ao longo dos ciclos de recarga, provocando a diminuição da capacidade e aumento da impedância interna.

Na recarga de uma bateria com o algoritmo CC/CV, a tensão e a corrente na saída do conversor variam com o tempo. Dessa forma, no projeto do controlador, foi necessário escolher um ponto de operação que garanta a estabilidade durante toda a curva de recarga, ou seja, que apresenta os valores mínimos de margem de ganho e margem de fase. No estágio de corrente constante, foi no ponto de menor resistência equivalente. No estágio de tensão constante, foi no ponto de maior resistência equivalente.

O controle chaveado realiza a troca abrupta entre os estágios de corrente e tensão constante, podendo produzir oscilações indesejadas com altos esforços de corrente e tensão nos componentes. Assim, foi necessário utilizar um circuito *Schmitt Trigger* e saturar a saída do controlador de tensão. O controle em modo cascata possui um projeto mais complexo e um controlador de tensão mais lento, mas realiza a comutação natural entre um estágio e outro, com proteção intrínseca de curto circuito.

A validação do projeto foi feita por meio de simulações, obtendo-se as formas de onda nos elementos do conversor e aplicados testes de variação de carga nos controladores. Os resultados da simulação do processo de recarga total de uma bateria mostraram-se satisfatórios para o controle chaveado e o controle em modo cascata, sem sobressinais e oscilações de tensão e corrente relevantes.

Para a continuidade desse trabalho, propõe-se a construção do protótipo experimental do carregador, com o circuito de potência, placa de sensoriamento e condicionamento de sinais e a implementação das técnicas de controle em um *digital signal processor* (DSP). Quanto às técnicas de controle, propõe-se a verificação da possibilidade de aplicação de um sistema de controle adaptativo, como o *Gain Scheduling*, que permite ajustar os ganhos do controlador PI de acordo com as variações dos parâmetros da planta, o que garantiria a otimização da operação do conversor em todo o tempo de recarga. Adicionalmente, propõe-se a implementação das funções de um BMS, incluindo o sensoriamento de temperatura e balanceamento de carga das células.

REFERÊNCIAS

ABB. **Terra 360, the high-power charger for everyone**. 2021. Disponível em: <https://new.abb.com/ev-charging/terra-360>. Acesso em: 22 jun. 2022.

AL-HAJ HUSSEIN, Ala; BATARSEH, Issa. A Review of Charging Algorithms for Nickel and Lithium Battery Chargers. **IEEE Transactions on Vehicular Technology**, v. 60, ed. 3, 17 jan. 2011.

ANEKE, Mathew; WANG, Meihong. Energy storage technologies and real life applications – A state of the art review. **Applied Energy**, v. 179, p. 350-377, 1 out. 2016.

ARORA, Sweetey; SINGH, Mukesh. REDUCTION OF SWITCHING TRANSIENTS IN CC/CV MODE OF ELECTRIC VEHICLES BATTERY CHARGING. *In*: 5TH IET INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ENERGY AND TECHNOLOGY, 2018, Kuala Lumpur. **Anais [...]**. [S. l.: s. n.], 2018.

BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Projetos de Fontes Chaveadas**. Edição do Autor. Florianópolis: 2001. 332 p.

BASCOPE, G. V. T. **Nova família de conversores CC-CC PWM não isolados utilizando células de comutação de três estados**. 2001. 305 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2001.

BASCOPE, G.V.T.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated DC-DC PWM converters using new three-state switching cells. *In*: 2000 IEEE 31ST ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. CONFERENCE PROCEEDINGS, 2000, Galway. **Anais [...]**. [S. l.: s. n.], 2000.

BATTERY UNIVERSITY. **BU-205: Types of Lithium-ion**. [S. l.], 2021. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-205-types-of-lithium-ion>. Acesso em: 22 jun. 2022.

BATTERY UNIVERSITY. **BU-205**: How does a Supercapacitor Work?. [S. l.], 2021. Disponível em: <https://batteryuniversity.com/article/bu-205-types-of-lithium-ion>. Acesso em: 22 jun. 2022.

BHOWMICK, Sharad. **Tesla Model S Battery System**: An Engineer's Perspective. [S. l.]: Circuit Digest, 16 dez. 2021. Disponível em: <https://circuitdigest.com/article/tesla-model-s-battery-system-an-engineers-perspective>. Acesso em: 22 jun. 2022.

BRUEN, Thomas; MARCO, James. Modelling and experimental evaluation of parallel connected lithium ion cells for an electric vehicle battery system. **Journal of Power Sources**, v. 310, p. 91-101, 1 abr. 2016.

CETESB. **Emissão Veicular**: Introdução. São Paulo - SP: Cetesb, 2022. Disponível em: <https://cetesb.sp.gov.br/veicular/>. Acesso em: 22 jun. 2022.

CHEN, Min; RINCON-MORA, G.A. Accurate Electrical Battery Model Capable of Predicting Runtime and I-V Performance. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, p. 504-511, 5 jun. 2006.

COLLIN, Ryan *et al.* Advanced Electric Vehicle Fast-Charging Technologies. **Energies**, v. 12, n. 1839, ed. 10, 15 maio 2019.

DHAWAD, K. Charging connectors for Electric Vehicles at charging stations. **International Journal of Recent Engineering Research and Development**, Mumbai, v. 2, p. 35-38, 2017.

LACROIX, S.; LABOURE, E.; HILAIRET, M. An integrated fast battery charger for Electric Vehicle. *In*: 2010 IEEE VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE, 2010, Lille. **Anais [...]**. [S. l.: s. n.], 2010.

LIM, ChaiYong *et al.* Switching Battery Charger with Cascaded Two Loop Control Using Time-Based Techniques. *In: 2021 IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 2021, Phoenix. Anais [...]. [S. l.: s. n.], 2021.*

LI, Qi *et al.* Progress in electrolytes for rechargeable Li-based batteries and beyond. **Green Energy & Environment**, v. 1, ed. 1, p. 18-42, 2016.

LI, Zhenhe; KHAJEPOUR, Amir; SONG, Jinchun. A comprehensive review of the key technologies for pure electric vehicles. **Energy**, v. 182, p. 824-839, 2019.

MARTINS, Denizar Cruz; BARBI, Ivo. **Eletrônica de Potência: Conversores CC-CC Básicos não Isolados**. 2. ed. Florianópolis: 2006.

LÓPEZ, Julio *et al.* Digital control strategy for a buck converter operating as a battery charger for stand-alone photovoltaic systems. **Solar Energy**, v. 140, p. 171-187, 15 dez. 2016.

PANASONIC. **The ultimate generation of safe and reliable lithium-ion cell The new NCR18650BD-Improved**. [S. l.], 201-. Disponível em: <https://components101.com/sites/default/files/2020-09/NCR18650BD-Datasheet.pdf>. Acesso em: 22 jun. 2022.

PANASONIC. **NCR-18650B Datasheet**. [S. l.], 2012. Disponível em: https://www.imrbatteries.com/content/panasonic_ncr18650b-2.pdf. Acesso em: 22 jun. 2022.

PLETT, Gregory L. **Battery Management Systems: Battery Modeling**. [S. l.]: Artech House, 2015. v. 1.

SAIDANI, Fida *et al.* Lithium-ion battery models: a comparative study and a model-based powerline communication. **Advances in Radio Science**, p. 83-91, 21 set. 2017.

SEBORG, Dale E. *et al.* **Process Dynamics and Control**. 3. ed. [S. l.]: John Wiley & Sons, 2011. 514 p.

SERNA-GARCÉS, Sergio Ignacio; MONTOYA, Daniel González; RAMOS-PAJA, Carlos Andrés. Control of a Charger/Discharger DC/DC Converter with Improved Disturbance Rejection for Bus Regulation. **Energies**, 8 mar. 2018.

SOUZA, Lucas Carvalho *et al.* Dc-dc 3ssc-a-based boost converter: Analysis, design, and experimental validation. **Energies**, v. 14, n. 20, 2021.

STA ELETRÔNICA. **Conceitos Básicos sobre Baterias Recarregáveis**. [S. l.], 2022. Disponível em: <https://www.sta-eletronica.com.br/artigos/baterias-recarregaveis/baterias-recarregaveis-em-geral/conceitos-basicos-sobre-baterias-recarregaveis>. Acesso em: 22 jun. 2022.

TU, Hao *et al.* Extreme Fast Charging of Electric Vehicles: A Technology Overview. **IEEE Transactions on Transportation Electrification**, v. 5, p. 861-878, 10 dez. 2019.

UDDIN, Kotub *et al.* The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance. **Applied Energy**, v. 178, p. 142-154, 15 set. 2016.

XIONG, RUI *et al.* Critical Review on the Battery State of Charge Estimation Methods for Electric Vehicles. **IEEE Access**, v. 6, p. 1832-1843, 6 dez. 2017.