

**UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA**

**LEONARDO AUGUSTO BENDER**

**ANÁLISE E CONTROLE DE UM SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA PARA  
CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

**Alegrete**

**2021**

**LEONARDO AUGUSTO BENDER**

**ANÁLISE E CONTROLE DE UM SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA PARA  
CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso  
apresentado ao Curso de Graduação em  
Engenharia Elétrica da Universidade  
Federal do Pampa, como requisito parcial  
para obtenção do Título de **Bacharel em  
Engenharia Elétrica.**

Orientador: Felipe Bovolini  
Grigoletto

**Alegrete  
2021**



SERVIÇO PÚBLICO FEDERAL  
MINISTÉRIO DA EDUCAÇÃO  
Universidade Federal do Pampa

**LEONARDO AUGUSTO BENDER**

**ANÁLISE E CONTROLE DE UM SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA PARA CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 28 de Abril de 2021.

Banca examinadora:

---

Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto

Orientador

UNIPAMPA

---

Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva

UNIPAMPA

05/05/2021

SEI/UNIPAMPA - 0513356 - Folha de Aprovação  
Prof. Dr. Márcio Stefanello  
UNIPAMPA



Assinado eletronicamente por **GUILHERME SEBASTIAO DA SILVA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 29/04/2021, às 09:09, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **MARCIO STEFANELLO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 29/04/2021, às 22:25, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **FELIPE BOVOLINI GRIGOLETTO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 05/05/2021, às 08:38, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site [https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador\\_externo.php?acao=documento\\_conferir&id\\_orgao\\_acesso\\_externo=0](https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0), informando o código verificador 0513356 e o código CRC 5BEAE2C6.

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete  
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550  
Telefone: (55) 3422-8400

## **AGRADECIMENTOS**

Primeiramente, agradeço aos meus pais Paulo José Bender e Míria Suzana Rieth Bender, por todo suporte, incentivo e motivação ao longo da minha graduação e da minha vida.

Agradeço ao professor Felipe Bovolini Grigoletto, pelo conhecimento, auxílio e dedicação para que este trabalho pudesse ser realizado da melhor maneira possível. E, aos demais professores, pelos conhecimentos transmitidos para o meu crescimento pessoal e profissional.

Aos colegas e amigos, agradeço pelo companheirismo e motivação durante toda esta jornada.

“A menos que modifiquemos à nossa maneira de pensar, não seremos capazes de resolver os problemas causados pela forma como nos acostumamos a ver o mundo”.

Albert Einstein

## RESUMO

Este trabalho tem o objetivo de apresentar a análise e o controle de um sistema de conversão de energia para um conversor integrado para carregamento de veículos elétricos, a qual é fornecida energia na forma CA para o veículo elétrico. Este modo de carregamento é amplamente utilizado por proprietários de veículos elétricos em suas residências. Primeiramente, é realizada a modelagem do retificador PWM por espaço de estados em coordenadas síncronas, para obtenção de um modelo que relaciona as correntes de entrada com a tensão do barramento CC e um segundo modelo através da equação dinâmica do balanço de potências do circuito. Após, é realizada a modelagem do conversor *buck interleaved* através do seu modelo de circuito médio. Estes modelos são utilizados para realizar os projetos das malhas de controle, que foram feitas fazendo o uso de controladores proporcional-integral. São realizados cálculos, afim de obter os elementos armazenadores de energia do sistema. Por fim, são apresentados os resultados de simulação obtidos para o funcionamento do sistema de conversão de energia.

Palavras-Chave: Veículos elétricos, Retificador PWM, Conversor *buck interleaved*, sistema de conversão de energia.

## **ABSTRACT**

This work aims to present an analysis and control of an energy conversion system for an integrated converter for charging electric vehicles, which supplies energy in the form of AC to the electric vehicle. This charging mode is widely used by electric vehicle owners in their homes. First, a PWM rectifier is modeled by state space in synchronous coordinates, to obtain a model that relates input currents to the DC bus voltage and a second model through the dynamic power balance equation of the circuit. Afterwards, a modeling of the buck converter is performed using its medium circuit model. These models are used to carry out the designs of the control loops, which were made using the proportional-integral drivers. These calculations are carried out in order to obtain the energy storage elements of the system. Finally, simulation results are required for the operation of the energy conversion system.

**Keywords:** Electric vehicles, PWM rectifier, interleaved buck converter, energy conversion system.



## LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Configuração de um carro elétrico .....	21
Figura 2.2 – Grupos de veículos elétricos .....	22
Figura 2.3 – Níveis de carregamento segundo a norma SAE J1772.....	26
Figura 2.4 - Conector CA Tipo 1.....	27
Figura 2.5 - Conector CA Tipo 2.....	28
Figura 2.6 – Conector GB/T CA .....	29
Figura 2.7 – Conector Tesla .....	29
Figura 2.8 – Retificador trifásico à diodos .....	30
Figura 2.9 – Retificador trifásico PWM-VSR.....	31
Figura 2.10 – Topologia <i>Buck Interleaved</i> .....	32
Figura 2.11 – Topologia <i>boost interleaved</i> .....	32
Figura 2.12 – Exemplificação método Tensão e Corrente .....	34
Figura 3.1 – Diagrama simplificado do sistema.....	36
Figura 3.2 – Retificador PWM .....	37
Figura 3.3 – Circuito equivalente do conversor PWM .....	38
Figura 3.4 – Topologia <i>Buck Interleaved</i> .....	45
Figura 3.5 – Modelo médio <i>Buck Interleaved</i> .....	48
Figura 3.6 – Diagrama de bode da malha interna de corrente .....	54
Figura 3.7 – Diagrama com os controladores de corrente em eixo direto e em quadratura.....	55
Figura 3.8 – Diagrama de bode da malha de tensão .....	57
Figura 3.9 – Diagrama de blocos malha externa de tensão .....	57
Figura 3.10 – Diagrama completo do sistema de controle do retificador PWM.....	58
Figura 3.11 – Diagrama de bode controlador de corrente total <i>buck interleaved</i> .....	60
Figura 3.12 – Diagrama de bode controladores de corrente circulantes <i>buck interleaved</i> .....	61
Figura 3.13 – Diagramas de blocos para o conversor <i>Buck Interleaved</i> .....	63
Figura 3.14 – Diagrama do sistema completo .....	63
Figura 3.15 – Modelo bateria MATLAB/ <i>Simulink</i> .....	64
Figura 4.1 – Sistema completo simulado .....	65
Figura 4.2 – Tensão no barramento CC durante a partida .....	67
Figura 4.3 – Correntes de fase durante a partida.....	67

Figura 4.4 – Tensões e correntes de fase da rede elétrica durante a partida .....	68
Figura 4.5 – Detalhe da conexão de carga ao retificador PWM .....	69
Figura 4.6 – Correntes em eixo direto e quadratura .....	69
Figura 4.7 – Tensões e correntes de entrada em regime permanente com fator de potência unitário .....	70
Figura 4.8 – Detalhe das tensões e correntes de entrada em regime permanente com fator de potência unitário .....	70
Figura 4.9 – Barramento CC em regime permanente .....	71
Figura 4.10 – Ondulação de tensão no barramento CC regime permanente .....	71
Figura 4.11 – Tensão do barramento CC com degrau de carga para 11kW .....	72
Figura 4.12 – Correntes de entrada com potência de 11kW .....	73
Figura 4.13 – Correntes de eixo direto e quadratura com potência de 11kW .....	73
Figura 4.14 – Tensões e correntes de entrada de fase com fator de potência diferente de unitário.....	75
Figura 4.15 – Tensões e correntes de entrada de fase com fator de potência diferente de unitário com detalhe .....	75
Figura 4.16 – Correntes de eixo direto e quadratura operando com fator de potência diferente do unitário.....	76
Figura 4.17 – Correntes de saída de cada um dos braços do conversor .....	77
Figura 4.18 – Defasagem entre as correntes nos indutores.....	77
Figura 4.19 – Corrente total de saída do conversor e referência .....	78
Figura 4.20 – Comprovação do sistema de controle para eliminar as correntes circulantes nos braços do conversor .....	78
Figura 4.21 – Tensão de saída do conversor .....	79
Figura 4.22 – Correntes de saída de cada um dos braços do conversor .....	80
Figura 4.23 – Corrente total de saída do conversor .....	81
Figura 4.24 – Comprovação do sistema de controle para eliminar as correntes circulantes nos braços do conversor .....	81
Figura 4.25 – Tensão de saída do conversor .....	82
Figura 4.26 – Corrente indutores com degrau de carga .....	83
Figura 4.27 – Corrente de saída com degrau de carga .....	83
Figura 4.28 – Correntes circulantes nos braços do conversor com degrau de carga	84
Figura 4.29 – Tensão de saída do conversor com degrau de carga .....	84
Figura 4.30 – Corrente nos indutores com perturbação .....	85

Figura 4.31 – Detalhe nas correntes nos indutores com perturbação.....	86
Figura 4.32 – Correntes circulantes com perturbação.....	86
Figura 4.33 – Tempo de recarga para operação em 19,2kW.....	87
Figura 4.34 – Tempo de recarga para operação em 11 kW.....	87

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1-Níveis de carregamento de VE segundo a norma SAE J1772.....	25
Tabela 3.1-Dados do projeto do conversor <i>Buck Interleaved</i> .....	46
Tabela 4.1 – Parâmetros do sistema simulado.....	66

## **LISTA DE ABREVIATURAS**

VEs – Veículos elétricos

MCI – Movidos a combustão interna

VEB – Veículo elétrico a bateria

VEH – Veículo elétrico híbrido

VEHP – Veículo elétrico híbrido plug-in

VEP – Veículo elétrico plug-in

# Sumário

<b>1 INTRODUÇÃO.....</b>	<b>17</b>
<b>1.1 OBJETIVOS .....</b>	<b>18</b>
<b>1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....</b>	<b>18</b>
<b>2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....</b>	<b>20</b>
<b>2.1 VEÍCULOS ELÉTRICOS .....</b>	<b>20</b>
<b>2.2 CARREGAMENTO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS.....</b>	<b>23</b>
<b>2.3 TIPOS DE CONECTORES DE CARREGAMENTO EM CA.....</b>	<b>27</b>
<b>2.3.1 CONECTOR CA TIPO 1 .....</b>	<b>27</b>
<b>2.3.2 CONECTOR CA TIPO 2 .....</b>	<b>27</b>
<b>2.3.3 CONECTOR GB/T CA.....</b>	<b>28</b>
<b>2.3.4 CONECTOR TESLA .....</b>	<b>29</b>
<b>2.4 CONVERSORES CA-CC .....</b>	<b>29</b>
<b>2.5 CONVERSORES CC-CC.....</b>	<b>31</b>
<b>2.6 FUNDAMENTOS DE BATERIAS E MÉTODOS DE CONTROLE PARA CARREGAMENTO.....</b>	<b>32</b>
<b>2.6.1 CAPACIDADE DA BATERIA.....</b>	<b>33</b>
<b>2.6.2 ESTADO DE CAGA (SOC).....</b>	<b>33</b>
<b>2.6.3 MÉTODOS DE CARREGAMENTO DE BATERIAS .....</b>	<b>33</b>
<b>3 METODOLOGIA .....</b>	<b>36</b>
<b>3.1 CONSIDERAÇÕES INICIAIS DA APLICAÇÃO .....</b>	<b>36</b>
<b>3.2 MODELAGEM DO CONVERSOR PWM.....</b>	<b>37</b>

3.2.1	MODELAGEM DO CONVERSOR VISTO A PARTIR DA ENTRADA (CA).....	37
3.2.2	MODELAGEM DO CONVERSOR VISTO A PARTIR DO BARRAMENTO CC .....	43
3.3	CONVERSOR BUCK INTERLEAVED .....	44
3.3.1	PROJETO DE INDUTORES CONVERSOR CC-CC <i>BUCK INTERLEAVED</i> .....	46
3.3.2	PROJETO DO CAPACITOR PARA O FILTRO DE SAÍDA .....	47
3.3.3	MODELO MÉDIO CONVERSOR <i>BUCK INTERLEAVED</i> .....	47
3.4	PROJETO DOS CONTROLADORES .....	51
3.4.1	CONSIDERAÇÕES ANTES DE REALIZAR O PROJETO DOS CONTROLADORES..	51
3.4.2	PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE DO RETIFICADOR PWM ....	51
3.4.3	PROJETO DO CONTROLADOR DA MALHA EXTERNA DE TENSÃO DO RETIFICADOR PWM .....	55
3.4.4	PROJETO DE CONTROLE DE CORRENTE TOTAL DO CONVERSOR <i>BUCK INTERLEAVED</i> .....	58
3.4.5	PROJETO DE CONTROLE DE CORRENTE TOTAL DO CONVERSOR <i>BUCK INTERLEAVED</i> .....	60
3.5	MÉTODO DE CARREGAMENTO DA BATERIA.....	64
4	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO .....	65
4.1	CONSIDERAÇÕES INICIAIS .....	65
4.2	SISTEMA COMPLETO SIMULADO.....	65
4.3	RESULTADOS DO RETIFICADOR PWM .....	66
4.3.1	PARTIDA DO RETIFICADOR PWM.....	66
4.3.2	RESULTADOS EM REGIME PERMANENTE DO RETIFICADOR PWM.....	69
4.3.3	RESULTADOS EM REGIME TRANSITÓRIO DO RETIFICADOR PWM .....	72
4.3.3.1	VARIAÇÃO DE CARGA RETIFICADOR PWM OPERANDO COM 11KW .....	72

4.3.4 OPERAÇÃO COM FATOR DE POTÊNCIA DIFERENTE DE UNITÁRIO .....	74
4.4 RESULTADOS DO CONVERSOR <i>BUCK INTERLEAVED</i> .....	76
4.4.1 OPERAÇÃO COM POTÊNCIA NOMINAL DO CONVERSOR <i>BUCK INTERLEAVED</i>	76
4.4.2 OPERAÇÃO COM UMA POTÊNCIA USUAL DIFERENTE DA NOMINAL PARA CARREGAMENTO DE VES DO CONVERSOR <i>BUCK INTERLEAVED</i> .....	80
4.4.3 VARIAÇÃO DE CARGA DO CONVERSOR <i>BUCK INTERLEAVED</i> .....	82
4.4.4 COMPROVAÇÃO DO FUNCIONAMENTO DA MALHA DE CORRENTE DAS CORRENTES CIRCULANTES .....	82
4.5 CARREGAMENTO DAS BATERIAS .....	86
5 CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	88
5.1 CONCLUSÃO .....	88
5.2 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS .....	88
REFERÊNCIAS.....	90
ANEXO A- CÁLCULO DOS ELEMENTOS PASSIVOS DO RETIFICADOR PWM .....	94
A.1 CÁLCULO DA CAPACITÂNCIA DO BARRAMENTO CC.....	94
A.2 CÁLCULO DOS INDUTORES DE ENTRADA .....	95



## 1 INTRODUÇÃO

Desde o início da era industrial, desenvolvedoras de veículos em geral, travam uma competição relacionada ao tipo de motor utilizado em sistemas de propulsão de veículos automotores. Até então veículos movidos a combustão interna prevalecem no mercado devido a disponibilidade combustíveis fósseis como fonte de energia. (Barassa, 2015)

O crescente interesse relacionado as políticas ambientais, e a necessidade da redução da poluição e de impactos ecológicos causados pela queima de combustíveis fósseis, geração de energia elétrica e atividades industriais acarretou em pressão das desenvolvedoras de veículos a buscarem soluções alternativas com a finalidade de reduzir impactos ambientais. (Ganzenmuller, 2020)

Países em todo o mundo estão incentivando reduções nas emissões de gases de efeito estufa com estratégias como diminuir a dependência de combustíveis fósseis, melhorar a eficiência energética e mudar para geradores renováveis e nucleares. Os veículos elétricos (VEs) são energeticamente eficientes e, portanto, são responsáveis por reduções diretas nas emissões de gases de efeito estufa em relação às emissões de veículos convencionais movidos a combustão (Zhang; Gandhi; Quan; Rodríguez-gallegos, 2018).

Os VEs se tornaram, tanto um grande atrativo para reduzir o impacto causado pela queima de combustíveis fósseis, tanto ao crescimento tecnológico que a transição de veículos movidos a combustão para VEs nos proporcionaria. A parcela de VEs circulantes a nível mundial ainda é muito pequena. Segundo estudo realizado por (FAPESP, 2017), em 2015 os VEs correspondem a 0,2% da frota a nível mundial. Porém, a projeção de uso de VEs ao mercado é de 70 milhões em 2025 e chegando a 16% da frota em 2030.

Os VEs também podem ter o potencial de benefícios indiretos através da melhoria da operação de sistemas de energia que dependem de fontes de energia renováveis. O aumento da penetração de fontes renováveis pode causar problemas de interdependência, como incerteza na geração, falta de reservas de capacidade. Se conectados à rede, os VEs têm a possibilidade de compensar a intermitência renovável e reduzir as perdas do alimentador por meio da otimização de *volt-var* (Bhandari; Su; Homans, 2018).

O maior empecilho a ser superado pelos VEs é em relação a sua autonomia que ainda é limitada, quando comparada a veículos movidos a combustão interna

(MCI). A inserção de um maior número de veículos elétricos no mercado atual, demandará de uma grande evolução tecnológica inseridas nos VEs, principalmente nos métodos de carregamento e na tecnologia das baterias.

## **1.1 Objetivos**

Este trabalho apresenta uma contribuição geral na área de eletrônica de potência e controle. Os principais objetivos são:

- Modelar e analisar um sistema de conversão de energia para carregamento de VEs;
- Projetar os elementos armazenadores de energia do sistema de conversão de energia;
- Projetar um sistema de controle para o sistema de conversão de energia;
- Realizar o carregamento da bateria pelo método de corrente constante;
- Realizar estudos e análises de desempenho do sistema.

## **1.2 Organização do Trabalho**

- Capítulo 1 – Contém a introdução geral ao tema e os objetivos pretendidos por este trabalho.
- Capítulo 2 – Contém a revisão bibliográfica, caracterizando os VEs, métodos de carregamento, normas e topologias de conversores utilizados.
- Capítulo 3 – Contém a metodologia apresentada para a realização deste trabalho, modelagem matemática do circuito retificador PWM, do conversor CC-CC e os projetos desenvolvidos para o controle.

- Capítulo 4 – Apresentação dos resultados obtidos referentes ao desempenho do sistema utilizando simulações via *MATLAB/Simulink*.
- Capítulo 5 – Considerações finais deste trabalho e sugestões para trabalhos futuros.

## 2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Este capítulo apresenta um contexto geral dos VEs conectados ao sistema elétrico de potência, explicitando conceitos, impactos ambientais, importância e obstáculos a serem superados e também fornece conceitos gerais sobre métodos de carregamento, normas regulamentadoras, tipos de conexão de carregadores, topologias de conversores a serem empregados e métodos de carregamento da bateria.

### 2.1 Veículos Elétricos

De acordo com ABVE (2016), VE é um veículo automotor que utiliza pelo menos um motor elétrico para acionamento das rodas e que possua como características a alta eficiência energética e o baixo ou nulo índice de emissões de poluentes e ruídos.

O motor de um VE funciona de maneira diferente de um veículo MCI, o VE não necessita de um sistema de marchas, as funções do sistema são apenas para indicar o sentido da locomoção deste veículo. O funcionamento se dá através de um regulador que indica a quantidade de energia que o agregador fornece das baterias ao motor.

A configuração mecânica proposta pelos VEs difere substancialmente dos veículos MCI. Os VEs diminuem a pressão sobre a demanda por combustíveis fósseis, já que utilizam a eletricidade para gerar movimento, e reduzem as emissões dos gases de efeito estufa pelos automóveis, pois não há queima de combustíveis no processo. (Santos, 2017).

Com um aumento na conscientização ambiental sobre danos causados à saúde da população e ao meio ambiente em função da queima de combustíveis fósseis pelos veículos MCI. Em consequência ocorre um aumento na demanda por VEs, tendo em vista que a energia elétrica que será usada para movimentar os carros elétricos pode ser obtida sem causar danos ao meio ambiente. A Figura 2.1 apresenta uma configuração simplificada de um carro elétrico.

Figura 2.1- Configuração de um carro elétrico.



Fonte: Indústria hoje (2014)

Descrição do esquemático simplificado do carro elétrico a partir da Figura 2.1:

- Bateria (1): descrita no esquemático pelo número um, normalmente são de íon-lítio, assim como as baterias presentes em celulares, mas para ter a capacidade necessária pesam aproximadamente 200 kg, representam de 10% a 20% do peso do veículo e em até 40% do custo.

- Módulo de controle (2): este recebe a informação do acelerador para gerenciar a eletricidade que flui da bateria para o motor regulando a velocidade do carro.

- Motor elétrico (3): tem como principal finalidade transformar a energia elétrica em movimento. É aproximadamente 3 vezes mais eficiente que o um veículo à combustão, é silencioso e possui peso e tamanho reduzido.

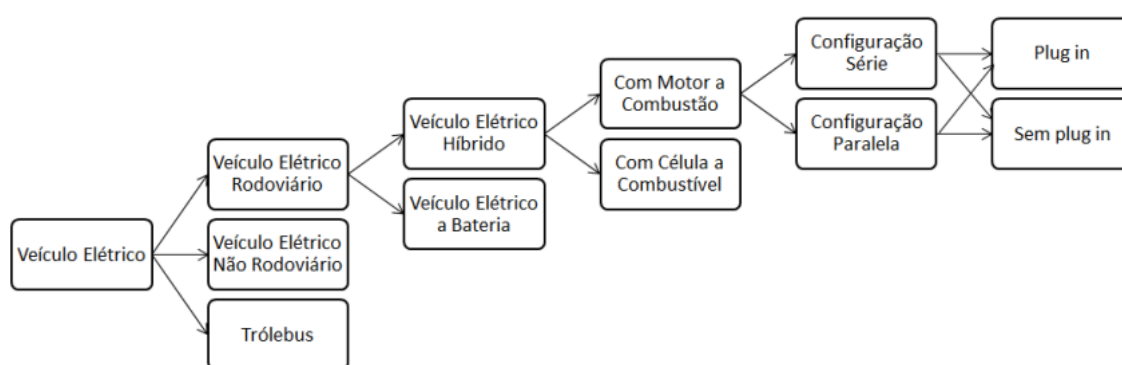
- Transmissão (4): No carro elétrico existe uma marcha mais a ré. A força de movimento é proporcional à energia fornecida pelo motor.

- Freio regenerativo (5): Transforma cerca de 90% do calor gerado pelo atrito entre as pastilhas e o disco de freio em energia elétrica que pode auxiliar no abastecimento da bateria.

Energia hidrelétrica, energia solar e energia eólica são exemplos de obtenção de energia a baixo custo – embora possam apresentar um investimento inicial elevado, após a realização de sua instalação, possuem baixíssimo custo para a geração de energia quando comparadas ao dispendioso e moroso processo de extração e refino dos derivados de petróleo. Hoje em dia, a energia solar pode ser obtida pelo próprio usuário do carro elétrico em sua residência. (Santos, 2017).

Vários modelos de VEs estão sendo produzidos, sendo estes classificados de diversas formas pela fonte de energia a qual alimenta o motor ou motores elétricos e pelo arranjo dos componentes que integram o sistema de sua tração elétrica. Os modelos de VEs e suas classificações estão classificados e demonstrados na Figura 2.2.

Figura 2.2 – Grupos de veículos elétricos.



Fonte: Cortezzi, 2017

Os VEs são veículos propulsionados por motores elétricos, sendo estes últimos alimentados pela energia elétrica armazenada em dispositivos de armazenamento de energia, como baterias e supercapacitores. De forma geral, eles podem ser classificados em três grupos distintos: a bateria (VEB), híbrido (VEH) e híbrido plug-in (VEHP). Uma classificação mais abrangente, denominada veículos elétricos plug-in (VEP), é comumente utilizada para englobar os VEBs e VEHPs, pois ambos necessitam conectar-se na rede elétrica para o processo de recarga (Saldanha, 2017).

O princípio de funcionamento dos automóveis híbridos (VEH) é bem diferente dos automóveis convencionais. Os híbridos utilizam um motor elétrico movido pela energia armazenada em baterias, além do motor MCI. Assim como o híbrido elétrico, o VEHP utiliza uma bateria, um motor MCI e um motor elétrico, sendo que a bateria possui maior capacidade de armazenamento que a de um VHE não plug-in, podendo ser recarregada quando conectada à rede de distribuição de energia elétrica (Baran, 2012).

MacLean e Lave (2002) consideram que a comparação entre o VE e MCI deva ser mais abrangente. A análise deve considerar a extração da matéria prima, a

produção do combustível, requisitos de infraestrutura e o ciclo do fim da vida útil do veículo visto que ambos os tipos de propulsão apresentam vantagens e desvantagens.

Os VEs podem ser entre 30% a 40% mais eficientes que os MCIs, tanto do ponto de vista energético quanto ambiental. Nos veículos MCI, cerca de 60% da energia do combustível é perdida no motor, devido ao atrito das partes móveis, perdas aerodinâmicas relativas ao bombeamento do ar pelo motor e na forma de calor (MacLean e Lave, 2002).

## 2.2 Carregamento de Veículos Elétricos

Atualmente existe uma grande variedade de possibilidades para realizar a carga da bateria de um veículo elétrico. A partir disto é necessário classificá-los diante as suas características e funcionalidades. De maneira geral, os carregadores para VEs se dividem em dois grandes grupos, são eles *on-board* e *off-board*.

Carregadores *on-board* são aqueles onde o conversor é localizado no interior do veículo elétrico, este modo de carregamento necessita apenas de uma fonte de energia externa para realizar a carga da bateria do veículo. Este tipo de carregamento possui baixa potência, uma vez que o sistema de carregamento está localizado dentro do veículo elétrico, limitando seu peso, seu volume e o seu custo. A vantagem dos carregadores *on-board* é promover o carregamento simples, sendo necessário apenas conectar o VE em uma tomada que esteja preparada para realizar a recarga. A desvantagem desse tipo de carregador é devido ao espaço que o mesmo ocupa dentro de um VE e o seu peso. Este tipo de carregador pode limitar a construção do VE. (Marinho, 2018)

Esses carregadores são responsáveis por aproximadamente 90% dos carregamentos realizados, pois em casa durante a noite é o onde existe o maior intervalo de tempo disponível para realizar o carregamento, visto que este modo necessita de um longo intervalo de tempo para realizar a recarga devido às suas limitações de potência.

Carregadores *off-board*, os quais são instalados fora do veículo, possibilitam uma recarga mais rápida da bateria, uma vez que geralmente seus níveis de potência padronizados são bem superiores que os carregadores *on-board*. O sistema de conversão de energia está presente em uma estação de carregamento, este tipo de

carregador necessita apenas de um meio de conexão entre o veículo elétrico e a estação de carregamento.

Este tipo de carregador é normalmente implementado em postos de carregamento destinados apenas a VEs, como estacionamentos, condomínios, entre outros. O método de carregamento nestes carregadores é conhecido como CC fornecendo diretamente corrente para a bateria do veículo elétrico (IEEE, 2016). Este método facilita a transferência rápida de energia da rede para o veículo elétrico, permitindo drenar correntes maiores que as obtidas pelo método CA presente nos carregadores *on-board*. (Buitrago, 2017).

A grande vantagem quando comparado aos carregadores *off-board*, é o fato de o posto de carregamento oferecer a possibilidade de carregar mais de um veículo ao mesmo tempo. Porém, o custo, o tamanho e a infraestrutura da rede podem ser problemas para a implementação de uma estação de recarga.

Segundo a norma J1772 da Sociedade de Engenheiros automotivos (Yong et al, 2015), os níveis de carregamento nos VE são classificados em três níveis para cada método de carregamento CA ou CC, de acordo com a potência de saída e o tempo de carregamento, como apresentado na Tabela 2.1.



Tabela 2.1-Níveis de carregamento de VE segundo a norma SAE J1772

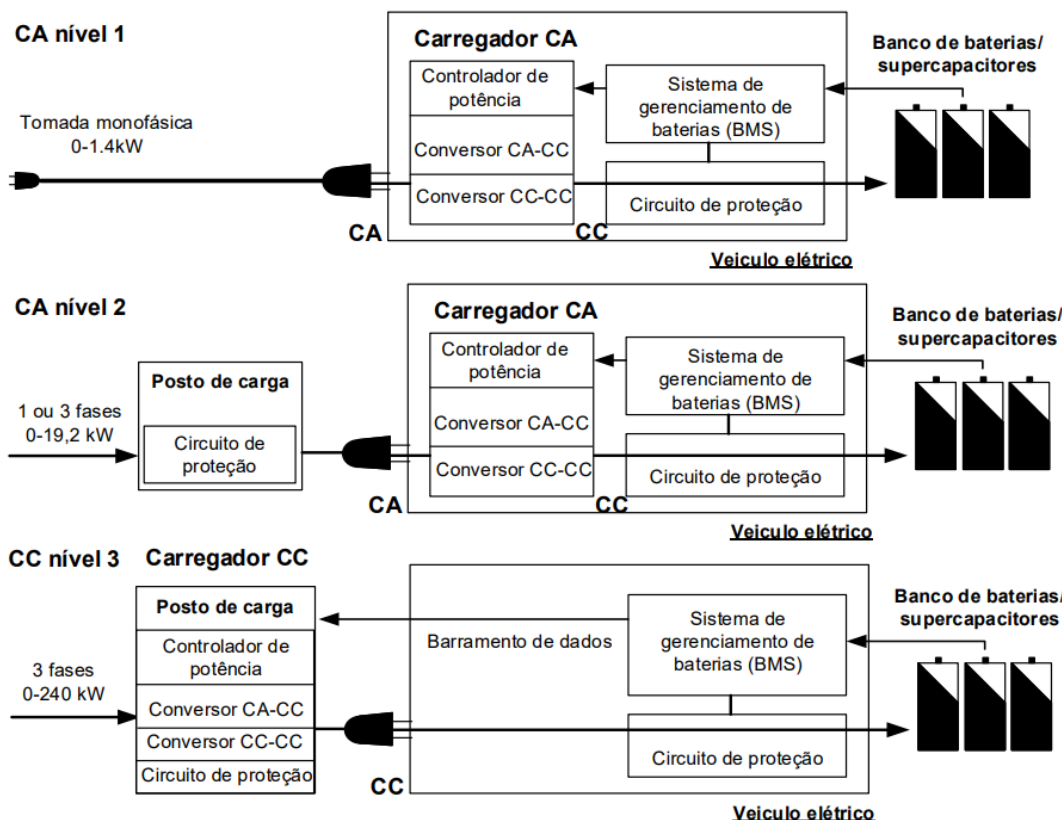
Nível de carregamento	Tensão e Potência de Saída	Tempo estimado de Carregamento	Tipo de carregador
CA nível 1	120 V, 1.4kW (12 A) 120 V, 1.9 kW (16 A)	17h (SOC 20% a 100%)	<i>On-board</i>
CA nível 2	240 V, até 19.2 kW (80 A)	7h - 1.2 h (SOC 20% a 100%)	<i>On-board</i>
CC nível 1	200-450 Vcc, até 36 kW (80 A)	1.2 h (SOC 20% a 100%)	<i>Off-board</i>
CC nível 2	200-450 Vcc até, 90 kW (200 A)	20 min (SOC 20% a 80%)	<i>Off-board</i>
CC nível 3	200-600 Vcc até 240 kW (400 A)	(400 A) < 10 min (SOC 0 a 80%)	<i>Off-board</i>

Fonte: Adaptado de Yong et al. (2015).

Na maioria dos casos o carregamento de VEs é feito durante a noite, conectando o veículo em uma tomada convencional, caracterizado como carregamento lento é classificado como CA nível 1. No carregamento CA nível 2, o VE é conectado em uma tomada 240V, o carregamento em CA nível dois normalmente é realizado por uma tomada dedicada para realizar o carregamento, normalmente tomadas residenciais que podem suprir um fornecimento maior de energia que uma tomada convencional.

Por sua vez, os carregadores pertencentes aos níveis 1, 2 e 3 do tipo CC precisam de um sistema trifásico para sua alimentação, fornecendo uma tensão CC na saída, destinada ao carregamento direto da bateria do veículo. Devido ao seu peso, tamanho e custo são destinados para aplicações de uso público ou comercial (Yilmaz; Krein, 2013; Dusmez; Cook; Khaligh, 2011). Estes podem obter períodos de recarga inferiores a uma hora. O nível 3 é projetado para equiparar o tempo de carregamento de um VE com um veículo MCI, podendo alcançar potências de até 240kW. Um resumo dos níveis de carregamento é apresentado na Figura 2.

Figura 2.3 – Níveis de carregamento segundo a norma SAE J1772



Fonte: Buitrago, 2017

A melhor maneira de compreender o tempo de recarga da bateria de um VE é pela relação da quantidade de carga que necessita para completar o carregamento da bateria em kWh pela potência do carregamento em kW. A forma de compreender o tempo de recarga de um veículo elétrico é pela relação quantidade de carga requerida pelo veículo elétrico em kWh pela potência da carga, esta relação pode ser vista na equação 2.1 O valor calculado deve ser um pouco maior que o real, visto que o veículo elétrico não permite descargas completas de sua bateria, a carga da bateria é mantida entre 10% a 20% (Ballen, 2017).

$$\frac{\text{Quantidade de carga necessária (kWh)}}{\text{Potência da carga (kW)}} = \text{Tempo de recarga (Horas)} \quad (2.1)$$

## 2.3 Tipos de Conectores de Carregamento em CA

A interface denominada conector faz a ligação entre o carregador e o veículo elétrico. Estes conectores são desenvolvidos para atender diversos padrões de carregamento. Nesta subseção serão apresentados os tipos mais comuns de conectores em CA, suas características e seus respectivos soquetes. Conforme apresentados em *ev institute (2017)*.

### 2.3.1 Conector CA Tipo 1

O conector CA tipo 1 contém os conectores com padrões SAE J1772 e o IEC 62196-2, ambos foram projetados para sistemas monofásicos, com níveis máximos de corrente e tensão permitidos respectivamente de, 32 A e 250 V. Este conector tem 5 pinos e está apresentado na Figura 2.4, sendo dois pinos de Potência CA 4 pelos pinos L1 e L2, um de terra representado por PE, um de comunicação representado por CP e um de detecção de proximidade representado por PP (*Possamai, 2018*). O padrão de carregamento CA Tipo pode ser visto na Figura 2.4

Figura 2.4 - Conector CA Tipo 1



Fonte: *Possamai, 2018*

### 2.3.2 Conector CA Tipo 2

Os conectores do Tipo 2, permitem carregamento monofásico ou trifásico, possibilitando uma maior transferência de energia quando comparados ao Tipo 1. Este

conector é mais robusto, suportando uma tensão máxima de 500V, uma corrente máxima de 70 A monofásica e 63 A trifásica para cada uma das fases. Assim como no Tipo 1, este modelo é padronizado pela IEC 62196-2 (Possamai, 2018). Como mostrado na Figura 2.5, este conector possui 7 pinos, sendo eles, um para cada uma das três fases, um para o neutro, um para proteção, um para comunicação e um pino detector de proximidade.

Figura 2.5 - Conector CA Tipo 2



Fonte: Possamai, 2018

### 2.3.3 Conector GB/T CA

Conector CA padronizado conforme a norma chinesa GB/T 20234-2. Pode-se fazer o uso tanto de carregamento monofásico quanto trifásico, disponibilizando 480 V e 32 A. O modelo deste conector pode ser visto na Figura 2.6, o mesmo faz o uso de sete pinos, um para cada uma das três fases, neutro, terra, controle piloto e um o detector de proximidade.

Figura 2.6 – Conector GB/T CA



Fonte: Possamai, 2018

### 2.3.4 Conector Tesla

O conector tesla foi projetado tanto para corrente alternada quanto para corrente contínua. É capaz de suportar tensões de até 500V e uma corrente de até 250 A. Possui 5 pinos, sendo: dois para cada uma das fases sendo carregamento em CA ou em CC, dois pinos de comunicação, um positivo e um negativo, representados por COM e um detector de proximidade (Possamai, 2018). O conector tesla pode ser visto na Figura 2.7.

Figura 2.7 – Conector Tesla



Fonte: Possamai, 2018

## 2.4 Conversores CA-CC

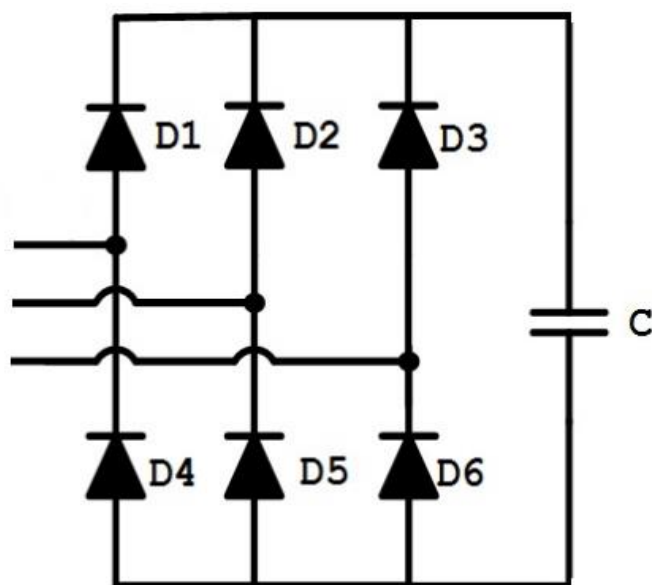
Normalmente a rede de energia elétrica é fornecida em CA, por sua vez é fácil adaptar o nível de tensão fazendo o uso de transformadores. Muitas cargas necessitam de fornecimento em CC, para que possam ser alimentadas, como é o caso das baterias presentes nos veículos. Assim é necessário o uso de conversores CA-CC, ou retificadores.

Os conversores CA-CC podem ser classificados como conversores controlados ou não controlados. Um exemplo de conversores não controlados, são conversores à diodo, esta topologia pode ser melhor vista na Figura 2.8. Os conversores controlados,

fazem o uso de chaves que permitem um controle sobre seu acionamento e podem permitir fluxo bidirecional de energia, regulação de tensão e ajuste de fator de potência. Exemplos de chaves controladas de potência são: IGBTs, MOSFETs, tiristores, entre outros.

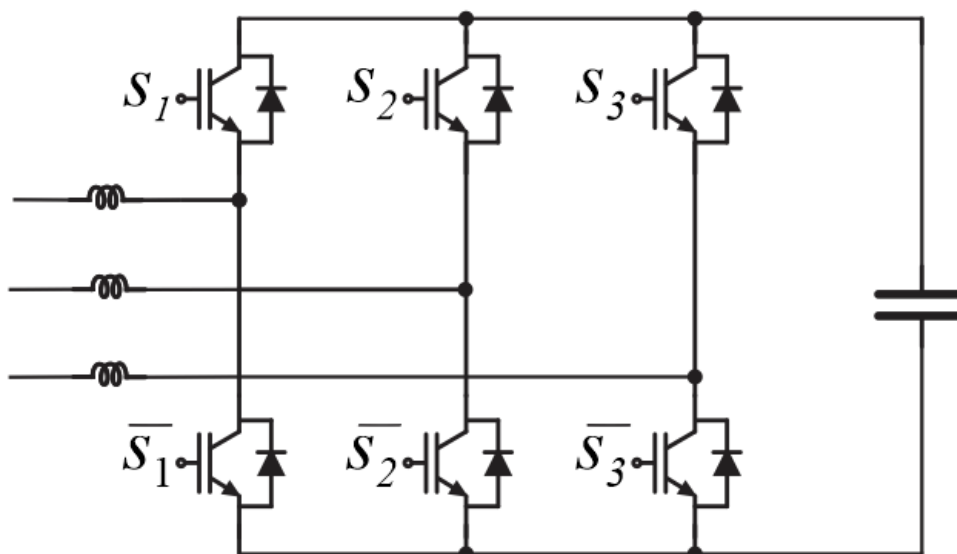
Estas topologias apresentam em seu barramento CC uma fonte de tensão ou um arranjo de capacitores para o fornecimento de tensão constante. A topologia mais comum baseada em fonte de tensão, operando como retificador é o PWM-VSR (PWM Voltage-Source Rectifier), devido a sua simplicidade e fácil conexão à rede. A Figura 2.9 demonstra a topologia do retificador PWM-VSR.

Figura 2.8 – Retificador trifásico à diodos



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 2.9 – Retificador Trifásico PWM-VSR

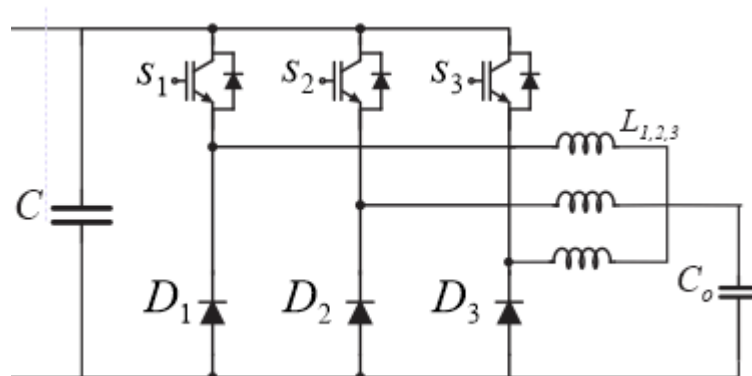


Fonte: Elaborado pelo autor.

## 2.5 Conversores CC-CC

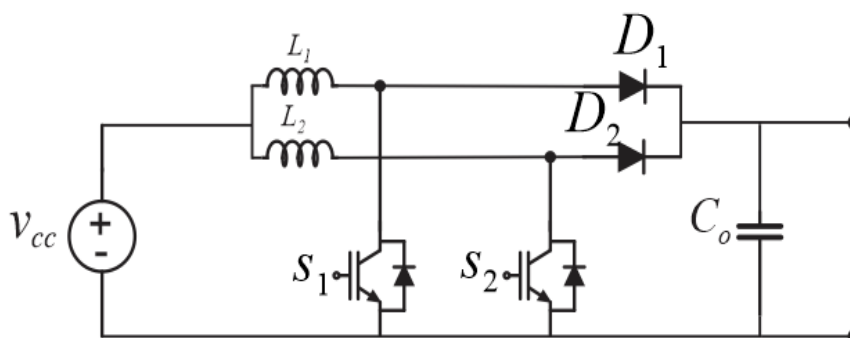
Conectados aos retificadores, os conversores CC-CC podem regular a tensão e a corrente de saída, podendo ser conversores que elevam ou diminuem a tensão e corrente provenientes de uma fonte. Os conversores CC-CC podem operar com diferentes níveis de potência, as topologias intercaladas, do inglês, *interleaved* apresentam vantagens pois dividem a potência entre os interruptores do conversor. Ambas as células possuem a mesma frequência de operação, porém possuem uma defasagem na comutação das chaves.

Um conversor que se destaca entre os conversores intercalados que tem como finalidade reduzir níveis de tensão, é o conversor *buck interleaved*, nele a potência total do sistema é dividida entre as pernas do conversor. Os acionamentos são defasados, e isso reduz o volume do filtro de saída. As correntes são divididas igualmente entre as pernas do conversor, desta forma, não ocorrerá a sobrecarga de potência nas chaves, resultando em diminuição nas perdas totais do sistema. (Aggeler et al., 2010). O conversor *buck interleaved*, possui uma eficiência elevada, podendo ser superior de 95% e ainda conta com características interessantes como robustez, simplicidade e confiabilidade. A topologia do *buck interleaved* é apresentada pela Figura 2.10.

Figura 2.10 – Topologia *Buck Interleaved*

Fonte: Elaborado pelo autor.

Entre os conversores intercalados que possuem característica elevadora de tensão, destaca-se o conversor *boost interleaved*. Esta topologia pode promover correção do fator de potência, redução de ondulação de tensão na saída, aumento da frequência, regulação de frequência e redução do tamanho dos elementos passivos presentes nos filtros. (Kolluril; Narasamma, 2013). A topologia do conversor *boost interleaved* pode ser vista na Figura 2.11.

Figura 2.11 – Topologia *Boost Interleaved*

Fonte: Elaborado pelo autor.

## 2.6 Fundamentos de Baterias e Métodos de Controle para Carregamento

A bateria é um elemento que armazena energia elétrica na forma eletroquímica. Uma bateria não é capaz de produzir energia, somente armazená-la. (COELHO, 2001). A evolução tecnológica das baterias ao longo dos últimos anos, aumentou



muito a densidade da energia armazenada. Essa evolução melhora a eficiência dos VEs, aumentando a sua autonomia.

As baterias presentes nos VEs são denominadas baterias de tração, estas são compostas por arranjos de células que formam módulos. A conexão de vários módulos aumenta a corrente e a tensão na saída da fonte armazenadora de energia. Os módulos apresentam um sistema de gerenciamento de carga e descarga (*Battery Management System* – BMS), o qual evita superaquecimento em pontos da bateria.

### **2.6.1 Capacidade da Bateria**

A capacidade de uma bateria é a quantidade de energia que pode ser armazenada, essa relação normalmente é medida em Ampere-Hora (Ah). Essa medida indica a carga que pode ser drenada de uma bateria totalmente carregada em uma hora até que ela descarregue por completo. Esse parâmetro deve ser especificado pelo fabricante no catálogo.

### **2.6.2 Estado de Carga (SoC)**

Este parâmetro fornece o estado de carga da bateria disponível no momento. É dado em porcentagem, se a bateria estiver totalmente carregada, o seu estado de carga é 100%. A determinação do estado de carga de uma bateria normalmente é realizada por métodos de estimação, pois é um parâmetro difícil de ser medido diretamente. Para determinar com eficiência o estado de carga da bateria é necessário ser medida ou calculada frequentemente.

### **2.6.3 Métodos de Carregamento de Baterias**

Os fatores mais importantes para a carga de uma bateria são o tempo de carga disponível e o rendimento que se deve maximizar, porém ambos estão atrelados, uma vez que uma carga mais rápida requer uma corrente mais elevada, o que resulta em um rendimento menor, com isso, é necessário que se encontrem em equilíbrio. Os limitantes do processo de carga são: tensão terminal e a temperatura, ambas elevadas podem danificar e reduzir a vida útil da bateria (Coelho, 2001).

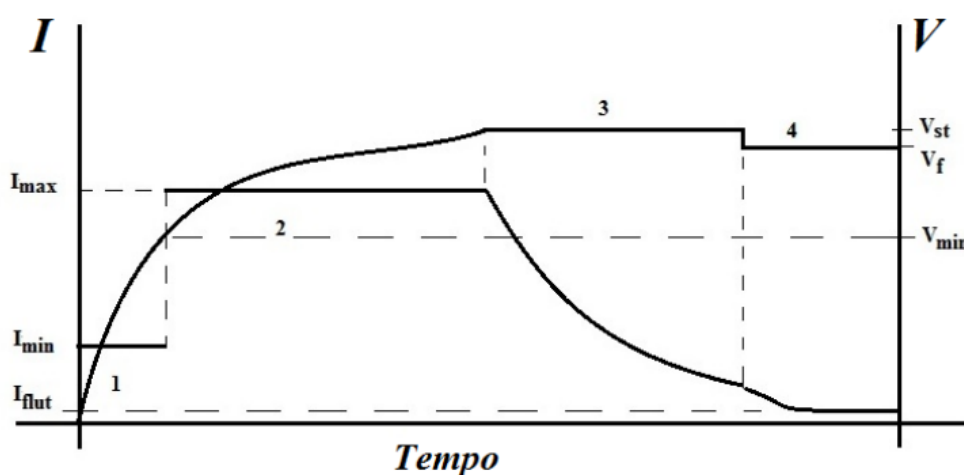
Os métodos vistos na literatura são cinco: corrente e tensão constante, potência constante, corrente pulsada e métodos mistos onde existem estágio de alternância entre os outros métodos (Coelho 2001; Fent,1994).

Destacam-se três métodos, sendo eles: método de corrente constante, método de potência constante e o método a dois níveis de tensão. O método de corrente constante é o que apresenta os melhores resultados, pois o mesmo injeta uma corrente que é controlada para evitar o sobreaquecimento das células da bateria. Porém, a tensão deve ser gerenciada durante todo o processo para evitar que a bateria fique exposta a tensões elevadas e se deteriore. (Coelho, 2001).

O método da potência constante, é utilizado para curtos intervalos de tempo, pois sua corrente pode assumir valores elevados, o que ocasiona elevadas temperaturas na bateria. Neste método é necessário observar a temperatura para evitar aquecimento excessivo, implicando na degradação da mesma

Dos métodos mistos utilizados destaca-se o método a dois níveis de tensão e corrente. Este método se baseia na união das características dos métodos de corrente constante e dos métodos de tensão constante, alternados de forma a utilizar as melhores características de cada um (Fent, 1994). Este método é melhor apresentado pela Figura 2.12.

Figura 2.12 – Exemplificação método Tensão e Corrente



Fonte: Coelho, 2001

Descrição dos passos à carregamento de dois níveis, tensão e corrente. Na etapa um, é aplicado uma corrente mínima ( $I_{min}$ ), com a finalidade de evitar picos de

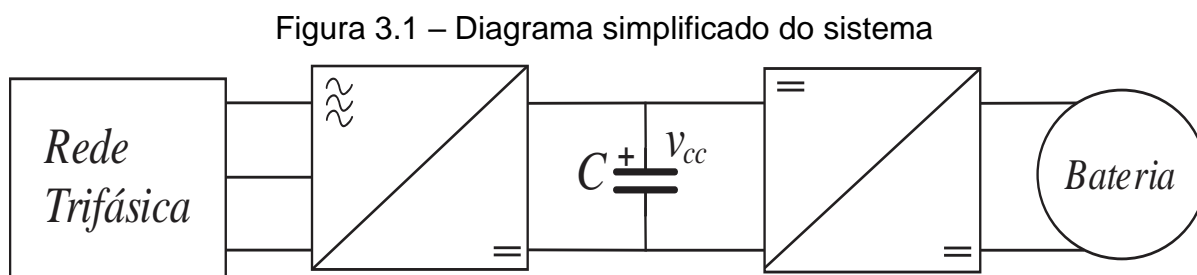
corrente. Esta etapa opera até a bateria atingir o nível de tensão mínima de trabalho ( $V_{\min}$ ). Quando  $V_{\min}$  é alcançado, inicia-se a etapa dois injetando o valor máximo de corrente ( $I_{\max}$ ), nesta etapa a tensão sobe uma taxa proporcional à corrente. No momento em que é atingida a tensão máxima permitida pela bateria ( $V_{st}$ ), é iniciada a etapa número três que mantém a tensão fixa e a corrente apresenta uma queda gradativa proporcional à medida que a bateria se aproxima da carga completa. Ao ser atingida a carga completa, inicia-se a etapa quatro, que possui a finalidade de compensar a auto descarga da bateria aplicando uma tensão de flutuação ( $V_f$ ), uma vez que a bateria está carregada e não está em operação (Bastos, 2013).

### 3 METODOLOGIA

#### 3.1 Considerações Iniciais da Aplicação

Com a constante evolução tecnológica mundial e a necessidade de diminuição da emissão de gases prejudiciais ao meio ambiente, os VEs se tornam uma opção interessante para substituir os veículos MCI. Modos de carga e descarga de VEs são um tema amplamente estudado pelas desenvolvedoras visando um futuro não muito distante em busca de melhorar fatores como eficiência do carregamento, métodos de carregamento e diminuição da degradação da bateria.

Existem diversos modos para realizar o carregamento dos VEs, com amplas variedades de potência, modos de carregamento rápidos e lentos, internos e externos. Estima-se que 90% das recargas são realizadas em residências, pois é quando se tem uma maior disponibilidade de tempo para realizá-lo. O objetivo deste trabalho é promover um sistema de conversão de energia elétrica afim de carregar VEs CA no nível dois, com o sistema de conversão de energia integrado ao veículo. Este sistema é composto por um retificador PWM juntamente de um conversor *buck Interleaved*. A Figura 3.1 apresenta o diagrama simplificado do sistema.



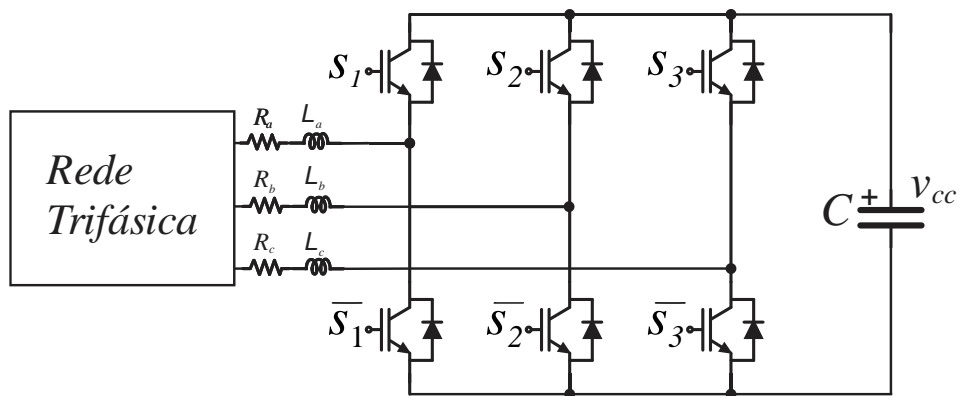
Fonte: Elaborado pelo autor

Neste trabalho será realizado a modelagem e controle de ambos conversores.

### 3.2 Modelagem do Conversor PWM

Para o conversor CA-CC, foi escolhido um conversor PWM (PWM-VSR) que pode operar como retificador e como inversor. No sistema proposto o conversor irá operar como retificador. Este conversor converte as tensões de entrada da rede para tensões CC que são entregues para o barramento CC que é compartilhado entre os dois conversores contidos no sistema. A topologia deste retificador pode ser vista na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Retificador PWM

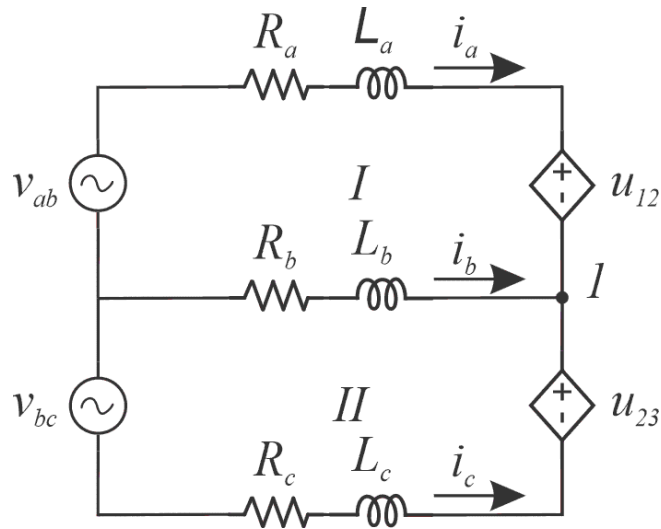


Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 3.2.1 Modelagem do Conversor Visto a Partir da Entrada (CA)

A partir da Figura 3.2, é possível obter as equações de espaço de estados, para o lado CA do conversor em coordenadas  $abc$ , em coordenadas  $\alpha\beta 0$  e também em coordenadas  $dq0$ . A partir do circuito equivalente do retificador exposto na Figura 3.3 e do método descrito por (Camargo, 2006), é possível realizar as transformações e encontrar a planta para o retificador proposto.

Figura 3.3 – Circuito equivalente do conversor PWM



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 3.3,  $v_{ab}$  é a tensão de linha entre as fases A e B e  $v_{bc}$  é a tensão de linha entre as fases B e C,  $R$  e  $L$  são a resistência e indutância do filtro de entrada e  $u_{12}$  e  $u_{23}$  são as diferenças de potencial. Aplicando a lei de Kirchhoff das tensões nas malhas I e II da Figura 3.3 obtém-se, (3.1) e (3.2).

$$-v_{ab} + v_{Ra} + v_{La} + u_{12} - v_{Lb} - v_{Rb} = 0 \quad (3.1)$$

$$-v_{bc} + v_{Rb} + v_{Lb} + u_{23} - v_{Lc} - v_{Rc} = 0 \quad (3.2)$$

Aplicando a lei de Kirchhoff das correntes no nó 1, obtém-se (3.3).

$$i_a + i_b + i_c = 0 \quad (3.3)$$

A partir da derivada da equação (3.3), pode-se obter (3.4).

$$d \frac{i_a}{dt} + d \frac{i_b}{dt} + d \frac{i_c}{dt} = 0 \quad (3.4)$$

Reescrevendo as equações (3.1) e (3.2).

$$v_{ab} - U_{12} = R(i_a - i_b) + L \left( d \frac{i_a}{dt} - d \frac{i_b}{dt} \right) \quad (3.5)$$

$$v_{bc} - U_{23} = R(i_b - i_c) + L \left( d \frac{i_b}{dt} - d \frac{i_c}{dt} \right) \quad (3.6)$$

Reescrevendo (3.5) e (3.6) na forma matricial, obtém-se (3.7).

$$\begin{bmatrix} v_{ab} - u_{12} \\ v_{bc} - u_{23} \\ 0 \end{bmatrix} = R \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Pré-multiplicando os lados da equação (3.7) pela matriz da equação (3.8).

$$M = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.8)$$

Obtém-se a seguinte equação matricial (3.9).

$$\begin{aligned} \frac{1}{3} \begin{bmatrix} -2 & -1 \\ 1 & -1 \\ 1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_{12} \\ u_{23} \end{bmatrix} + \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 \\ -1 & 1 \\ -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \end{bmatrix} \\ = R \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + L \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.9)$$

As grandezas de fase no lado esquerdo podem ser transformadas para grandezas de linha, pela transformação (3.10).

$$T_{fase-linha} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \quad (3.10)$$

Aplicando a transformação (3.10) no lado esquerdo de (3.9) e isolando os termos referente às derivadas das correntes de fase, obtém-se (3.11).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} &= \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_1 \\ u_2 \\ u_3 \end{bmatrix} \\ &+ \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_1 \\ v_2 \\ v_3 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (3.11)$$

A representação por espaço de estados em coordenadas  $abc$  é escrito por (3.12).

$$\dot{x}(t) = A_{abc}x(t) + B_{abc}u(t) + F_{abc}w(t), \quad (3.12)$$

onde:

$$\begin{aligned} A_{abc} &= \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} & B_{abc} &= \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \\ F_{abc} &= \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \end{aligned}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} U_a \\ U_b \\ U_c \end{bmatrix} \quad w = \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix}$$

A partir da obtenção das equações em coordenadas  $abc$ , é possível obtê-las em coordenadas  $\alpha\beta 0$ . Por meio da matriz  $T_{\alpha\beta 0}$  da equação (3.13) é realizada a transformação das variáveis do sistema  $abc$  para o sistema  $\alpha\beta 0$ .

$$T_{\alpha\beta 0} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Variáveis em coordenadas  $abc$  pode ser escritas em função das variáveis em coordenadas  $\alpha\beta 0$ , descritas em (3.14).



$$\begin{aligned}
x(t) &= T_{\alpha\beta 0}^{-1} x_{\alpha\beta 0}(t) \\
u(t) &= T_{\alpha\beta 0}^{-1} u_{\alpha\beta 0}(t) \\
w(t) &= T_{\alpha\beta 0}^{-1} w_{\alpha\beta 0}(t)
\end{aligned} \tag{3.14}$$

As equações de (3.14) podem ser substituídas em (3.12), obtendo-se (3.15).

$$T_{\alpha\beta 0}^{-1} \dot{x}_{\alpha\beta 0}(t) = A_{abc} T_{\alpha\beta 0}^{-1} x_{\alpha\beta 0}(t) + B_{abc} T_{\alpha\beta 0}^{-1} u_{\alpha\beta 0}(t) + F_{abc} T_{\alpha\beta 0}^{-1} w_{\alpha\beta 0}(t) \tag{3.15}$$

Multiplicando os dois lados de (3.15) por (3.13), obtém-se (3.16).

$$\begin{aligned}
\dot{x}(t) &= T_{\alpha\beta 0} A_{abc} T_{\alpha\beta 0}^{-1} x_{\alpha\beta 0}(t) + T_{\alpha\beta 0} B_{abc} T_{\alpha\beta 0}^{-1} u_{\alpha\beta 0}(t) \\
&\quad + T_{\alpha\beta 0} F_{abc} T_{\alpha\beta 0}^{-1} w_{\alpha\beta 0}(t)
\end{aligned} \tag{3.16}$$

A equação em espaço de estados em coordenadas  $\alpha\beta 0$  é dada por (3.17).

$$\dot{x}(t) = A_{\alpha\beta 0} x(t) + B_{\alpha\beta 0} u(t) + F_{\alpha\beta 0} w(t), \tag{3.17}$$

onde:

$$A_{\alpha\beta 0} = \frac{R}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix} \quad B_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad F_{\alpha\beta 0} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_{\alpha} \\ i_{\beta} \\ 0 \end{bmatrix} \quad u = \begin{bmatrix} U_{\alpha} \\ U_{\beta} \\ U_0 \end{bmatrix} \quad w = \begin{bmatrix} v_{\alpha} \\ v_{\beta} \\ v_0 \end{bmatrix}$$

A partir da obtenção das equações em coordenadas  $\alpha\beta 0$ , é possível obtê-las em coordenadas  $dq0$ . Esta transformação pode ser realizada pela matriz de transformação da equação (3.18):

$$T_{dq} = \begin{bmatrix} \cos(\omega t) & \text{sen}(\omega t) & 0 \\ -\text{sen}(\omega t) & \cos(\omega t) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \tag{3.18}$$

Variáveis em  $\alpha\beta 0$  podem ser escritas em função das variáveis  $dq$ , como é em (3.19).

$$\begin{aligned}x(t) &= T_{dq}^{-1}x_{dq}(t) \\u(t) &= T_{dq}^{-1}u_{dq}(t) \\w(t) &= T_{dq}^{-1}w_{dq}(t)\end{aligned}\tag{3.19}$$

Substituindo (3.19) em (3.16).

$$\left(T_{dq}^{-1}x_{dq}(t)\right) = A_{\alpha\beta 0}T_{dq}^{-1}x_{dq}(t) + B_{\alpha\beta 0}T_{dq}^{-1}u_{dq}(t) + F_{\alpha\beta 0}T_{dq}^{-1}w_{dq}(t)\tag{3.20}$$

Aplicando a derivada parcial do lado direito de (20) temos, (3.21).

$$\begin{aligned}T_{dq}^{-1}\dot{x}_{dq}(t) + x_{dq}(t)T_{dq}^{-1} &= A_{\alpha\beta 0}T_{dq}^{-1}x_{dq}(t) + B_{\alpha\beta 0}T_{dq}^{-1}u_{dq}(t) \\&+ F_{\alpha\beta 0}T_{dq}^{-1}w_{dq}(t)\end{aligned}\tag{3.21}$$

Isolando o termo  $\dot{x}_{dq}(t)$  tem-se, (3.22).

$$\begin{aligned}\dot{x}_{dq}(t) &= -(T_{dq}T_{dq}^{-1} + T_{dq}A_{\alpha\beta 0}T_{dq}^{-1})x_{dq}(t) + T_{dq}B_{\alpha\beta 0}T_{dq}^{-1}u_{dq}(t) \\&+ T_{dq}F_{\alpha\beta 0}T_{dq}^{-1}w_{dq}(t)\end{aligned}\tag{3.22}$$

A representação por espaço de estados em coordenadas  $dq$  pode ser escrito por (3.23).

$$\dot{x}_{dq}(t) = A_{dq}x_{dq}(t) + B_{dq}u_{dq}(t) + F_{dq}w_{dq}(t)\tag{3.23}$$

Em sistemas trifásicos a três, a componentes de sequência 0 do sistema é nula, as matrizes de (3.23) são de ordem 2.

$$A_{dq} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad B_{dq} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \quad F_{dq} = \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}$$

$$x = \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} u = \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} w = \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix}$$

O modelo em coordenadas síncronas da planta composta pela rede, filtro e conversor, é descrito em espaço de estado por (3.24).

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega \\ -\omega & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 0 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} u_d \\ u_q \end{bmatrix} + \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \end{bmatrix} \quad (3.24)$$

A partir de (3.24), é possível extrair a função de transferência para o retificador PWM visto da entrada CA. Para o projeto dos controladores no eixo direto e quadratura, a função de transferência do modelo de corrente será representada por (3.25). Os diagramas de blocos de controle serão expostos na seção 3.4, onde é realizado todos os projetos dos controladores presentes no sistema proposto.

$$G_{id} = G_{iq} = \frac{1}{sL + R} \quad (3.25)$$

Onde  $R$  e  $L$  são as resistências e as indutâncias do filtro do lado da rede. No projeto dos controladores é considerado que o valor da resistência  $R$  e a indutância  $L$  não variam significativamente.

### 3.2.2 Modelagem do conversor visto a partir do barramento CC

A tensão do barramento CC é controlada pelo retificador PWM conectado à rede de alimentação. A obtenção da função de transferência para a planta de tensão CC será baseada na equação dinâmica do balanço de potências do circuito.

O Teorema de Tellegen define que: A soma das potências fornecida por todos componentes de um circuito elétrico é igual a potência absorvida, ou a soma das potências absorvidas é nula. A partir deste teorema pode-se determinar a equação linear da variação de energia no capacitor. A energia armazenada no indutor é desprezada, por ser pequena. A equação é dada por (3.26).

$$\frac{1}{2}C \cdot \frac{d_{vcc^2}}{dt} + P_{conv} = 0 \quad (3.26)$$

Para desenvolver o projeto do controlador da tensão do barramento CC e obter uma equação linear que descreva a variação da energia no capacitor, é utilizada como variável  $v_{cc}^2$ , a qual esta diretamente relacionada com a energia armazenada.

A potência ativa do conversor pode ser obtida pelo produto escalar entre o vetor corrente e o vetor tensão de saída dos sistemas de eixos síncronos, o que expresso por (3.27).

$$P_{conv} = \frac{3}{2}(v_d i_d + v_q i_q) \quad (3.27)$$

Considerando que as tensões da rede são equilibradas e possuem apenas componentes na frequência fundamental, implica que  $v_q = 0$ . (3.26) pode ser reescrita como, (3.28).

$$\frac{1}{2}C \cdot \frac{d_{vcc^2}}{dt} + \frac{3}{2}v_d i_d = 0 \quad (3.28)$$

Isolando a variável  $v_{cc}^2$  em (3.28), obtém-se (3.29).

$$v_{cc}^2 = -\frac{2}{sC} \cdot \frac{3}{2}v_d i_d \quad (3.29)$$

A função de transferência para o controle de tensão do barramento CC é dada por (3.30).

$$G_{vcc} = \frac{v_{cc}^2}{\frac{3}{2}v_d i_d} = -\frac{2}{sC}, \quad (3.30)$$

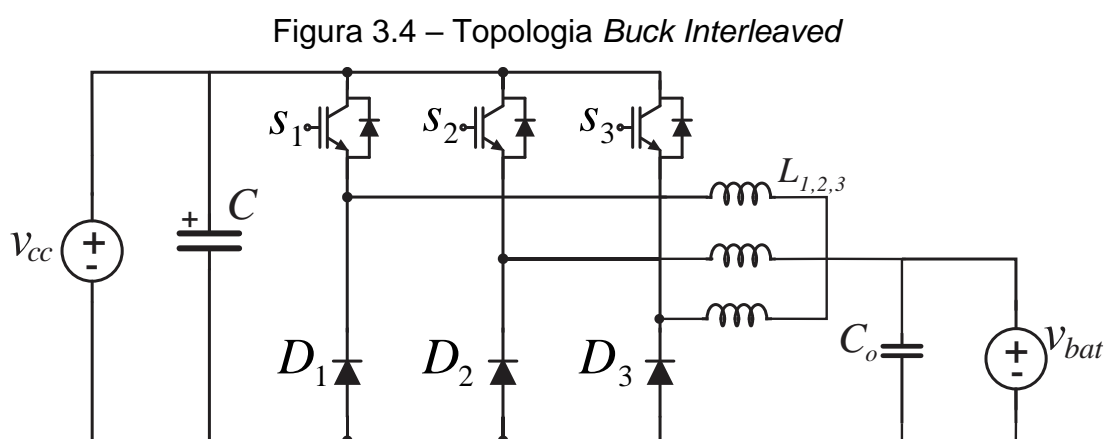
onde C é a capacitância do barramento CC.

### 3.3 Conversor Buck Interleaved

O segundo estágio do sistema de conversão de energia é realizado por um conversor CC-CC *Buck Interleaved* que está conectado ao barramento CC. Este

conversor é responsável por rebaixar a tensão do barramento CC, entregando uma corrente controlada e uma tensão menor onde a bateria vai ser conectada. O conversor *Buck Interleaved* foi escolhido devido a sua simplicidade e eficiência. Outra justificativa para escolher o conversor *Buck Interleaved* é por ser um conversor intercalado, onde a corrente de saída pode ser dividida em mais de um indutor ou mais de uma chave.

Na saída de cada um dos indutores, as frequências provenientes das ondulações das correntes são designadas pelo número de braços do conversor multiplicada pela frequência de operação. Portanto, haverá uma redução na ondulação de saída. (Chen, 1999). Este conversor possui uma boa resposta transitória e reduzidas correntes nos capacitores de entrada e saída. A topologia utilizada do conversor *Buck Interleaved* está presente na Figura 3.4.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os interruptores do conversor mostrado na Figura 3.4 operam com a mesma frequência, porém seus sinais são defasados de acordo com o número de pernas do conversor. O cálculo do ângulo da defasagem poder ser realizado por (3.31).

$$d_f = \frac{360^\circ}{n_p} = 120^\circ \quad (3.31)$$

Os valores designados para o projeto do conversor *Buck Interleaved*, estão descritos na Tabela 3.1. Destaca-se a sua potência de operação, corrente máxima de saída e tensão de saída. O conversor deve suportar uma ondulação máxima de

corrente de 3% em cada um dos indutores, ocasionando uma ondulação máxima de corrente de 9% na saída do conversor.

Tabela 3.1-Dados do projeto do conversor *Buck Interleaved*

Requisitos	Valores
Potência Máxima	$P_O = 19,2\text{kW}$
Tensão Máxima de Saída	$V_{Omax} = 420\text{V}$
Tensão Mínima Admitida	$V_{Omin} = 100\text{V}$
Ondulação de Percentual Tensão na Saída	2%
Ondulação de Tensão na Saída	$V_{Iout} = 8,4\text{ V}$
Corrente Máxima	$I_{Omax} = 45,7143\text{ A}$
Ondulação Percentual de Corrente na Saída para Cada um dos Indutores	3%
Ondulação de Corrente na Saída Para Cada um dos Indutores	$I_{Iout} = 1,3714\text{ A}$
Tensão Média de Entrada	$V_{CCmed} = 800\text{ V}$
Frequência de Operação	$f_s = 10\text{kHz}$
Número de pernas	$n_p = 3$

Para o conversor operando no modo de condução contínua, a razão cíclica ( $D_{cc}$ ) é calculada por (3.32) e a relação da razão cíclica com o número de pernas (ND) é calculada por (3.33).

$$D_{cc} = \frac{V_{omin}}{V_{cc}} = 0,125 \quad (3.32)$$

$$ND = n_p * D_{cc} = 0,375 \quad (3.33)$$

### 3.3.1 Projeto de indutores Conversor CC-CC *Buck Interleaved*

Para realização do projeto dos indutores do conversor, faz-se uso da máxima corrente na saída do conversor, da frequência de operação do sistema e dos níveis de ondulação definidos para as correntes. As equações (3.34) e (3.35), definem os valores da corrente presente em cada um dos indutores e a sua corrente de pico, respectivamente.

$$I_{L123} = \frac{I_{Omax}}{3} = 15,2381\text{ A} \quad (3.34)$$

$$I_{pL123} = I_{L123} \frac{I_{lout}}{2} + I_{L123} = 25,8926 A \quad (3.35)$$

A partir da equação definida por (Aggeler et al. 2010), é possível determinar o valor dos indutores de saída do conversor *buck interleaved*, calculados por (3.36).

$$L_{123} = \left[ \left( \frac{V_{Omin}}{I_{lout} f_s} \right) \left( 1 - \frac{m}{ND} \right) (1 + m - ND) \right] = 4,56 mH \quad (3.36)$$

onde  $m$  é o arredondamento pra baixo de  $ND$ .

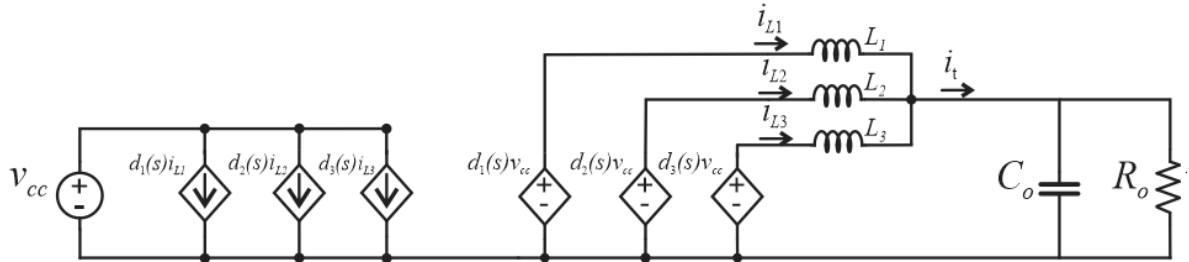
### 3.3.2 Projeto do Capacitor do Filtro de Saída

O projeto do capacitor de filtro de saída do conversor *buck interleaved* admite uma ondulação percentual de 2% em relação a máxima tensão nominal de saída (Aggeler et al. 2010). Assim, o valor da capacitância do filtro é obtido por meio de (3.37).

$$C_o = \frac{I_{lout}}{f_s 8n_p V_{lout}} = 0,6803 \mu F \quad (3.37)$$

### 3.3.3 Modelo Médio do Conversor *Buck Interleaved*

Para realizar o projeto dos controladores, é necessário realizar a modelagem do conversor com a finalidade de obter a sua função de transferência. A modelagem descrita neste trabalho foi desenvolvida através do modelo de circuito médio descrita por Kassakian, Schlecht e Verghese (1991), juntamente com a modelagem descrita por Ballen (2017). As fontes de tensão e corrente são substituídas pelos seus respectivos valores médios, os componentes passivos são mantidos iguais e os interruptores são substituídos por fontes controladas. A Figura 3.5 demonstra o modelo médio do circuito para o conversor *Buck Interleaved*. Para realizar o modelo médio, a tensão CC de entrada deve ser constante, o conversor deve operar no modo de condução contínua e os indutores são ideais e não lineares.

Figura 3.5 – Modelo médio *Buck Interleaved*

Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando o nó 1 e a malha externa 1 temos (3.38) e (3.39), respectivamente.

$$i_t = i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} \quad (3.38)$$

$$i_t = \frac{1}{L_1 s} (d_1(s)V_{cc} - v_o) + \frac{1}{L_2 s} (d_2(s)V_{cc} - v_o) + \frac{1}{L_3 s} (d_3(s)V_{cc} - v_o) \quad (3.39)$$

Realizando as multiplicações entre os termos e colocando em evidência os idênticos, pode ser reescrito (3.39) por meio de (3.40). Como os indutores são idênticos, estes serão substituídos por  $L_{123}$ .

$$i_t = \frac{V_{cc}}{L_{123} s} [d_1(s) + d_2(s) + d_3(s)] - \frac{3v_o}{L_{123} s} \quad (3.40)$$

Organizando a (3.40), tem-se (3.41).

$$sL_{123}i_t = V_{cc}[d_1(s) + d_2(s) + d_3(s)] - 3v_o \quad (3.41)$$

A razão cíclica é igual para cada uma das chaves é igual, portanto, será expressa pela razão cíclica total  $d_t$  é apresentada em (3.42).

$$d_t = \frac{d_1(s) + d_2(s) + d_3(s)}{3} \quad (3.42)$$



A tensão no capacitor  $V_o$  pode ser escrita em função da corrente de saída  $i_t$  e da resistência de carga proposta para a maior potência de saída do circuito. Em (3.43) é expressa a corrente e a impedância equivalente entre o capacitor e a carga.

$$v_o = i_t \frac{R_o}{R_o C_o s + 1} \quad (3.43)$$

Substituindo (3.43) e (3.42) em (3.41).

$$i_t = \frac{3V_{cc}}{L_{123}s} d_t - \frac{3i_t \frac{R_o}{R_o C_o s + 1}}{L_{123}s} \quad (3.44)$$

Isolando  $i_t/d_t$ , resulta em (3.45).

$$G_{itdt}(s) = \frac{i_t}{d_t} = \frac{3V_{cc}R_o C_o s + 3V_{cc}}{L_{123}R_o C_o s^2 + L_{123}s + 3R_o} \quad (3.45)$$

A partir da equação (3.45), é definida a função de transferência para o conversor *buck interleaved*, relacionando a corrente total de saída pela razão cíclica total das chaves. A partir desta função de transferência é possível realizar o controle da corrente total na saída do conversor. Controlando apenas corrente total na saída pode ocasionar em correntes circulantes nas pernas do conversor que implicaria em correntes diferentes em cada um dos indutores de saída. Para que isto não ocorra é obtido um modelo que relaciona a corrente total de saída com a corrente em cada um dos indutores. Este modelo faz com que a corrente de saída de cada uma das pernas do conversor seja igual ou muito próxima, mantendo às balanceadas. Pela lei das tensões, determina-se (3.46) e (3.47).

$$-d_1(s)V_{cc} + sL_{123}i_{L1} - sL_{123}i_{L2} + d_2(s)V_{cc} = 0 \quad (3.46)$$

$$-d_2(s)V_{cc} + sL_{123}i_{L2} - sL_{123}i_{L3} + d_3(s)V_{cc} = 0 \quad (3.47)$$

As correntes circulantes são definidas pelas diferenças de corrente entre as pernas do conversor, obtém-se (3.48) e (3.49).

$$i_{C1} = i_{L1} - i_{L2} \quad (3.48)$$

$$i_{C2} = i_{L2} - i_{L3} \quad (3.49)$$

Derivando as equações (3.48) e (3.49), obtém-se (3.50) e (3.51).

$$sL_{123}i_{C1} = sL_{123}i_{L1} - sL_{123}i_{L2} \quad (3.50)$$

$$sL_{123}i_{C1} = sL_{123}i_{L2} - sL_{123}i_{L3} \quad (3.51)$$

Substituindo (3.50) e (3.51) em (3.46) e (3.47), respectivamente são obtidas (3.52) e (3.53).

$$L_{123}i_{C1} = V_{cc}(d_1(s) - d_2(s)) \quad (3.52)$$

$$sL_{123}i_{C2} = V_{cc}(d_2(s) - d_3(s)) \quad (3.53)$$

A partir das equações (3.52) e (3.53), são obtidas as funções de transferência que descrevem as correntes circulantes em cada braço do conversor, descritas por (3.54) e (3.55).

$$G_{i_{C1}} = \frac{i_{C1}}{(d_1(s) - d_2(s))} = \frac{V_{cc}}{sL_{123}} \quad (3.54)$$

$$G_{i_{C2}} = \frac{i_{C2}}{(d_2(s) - d_3(s))} = \frac{V_{cc}}{sL_{123}} \quad (3.55)$$

Assim como foi especificados as correntes, podemos simplificar as razões cíclicas, (3.56) e (3.57)

$$d_{C1} = (d_1(s) - d_2(s)) \quad (3.56)$$

$$d_{C2} = (d_2(s) - d_3(s)) \quad (3.57)$$

Substituindo (3.56) e (3.57), em (3.54) e (3.55).

$$G_{i_{C1}} = \frac{i_{C1}}{d_{C1}} = \frac{V_{cc}}{sL_{123}} \quad (3.58)$$

$$G_{i_{C2}} = \frac{i_{C2}}{d_{C2}} = \frac{V_{cc}}{sL_{123}} \quad (3.59)$$

Serão projetados três compensadores para o conversor *buck interleaved*, um para controle da corrente total de saída do conversor, e outros dois a fim de eliminar as correntes circulantes, portanto irão existir três malhas de correntes que não terão nenhuma relação entre si. A partir de (3.58) e (3.59), pode-se notar que as funções

de transferência  $G_{i_{c1}}$  e  $G_{i_{c2}}$  são idênticas, portanto, ambas terão controladores idênticos. O projeto dos controladores do conversor *buck interleaved* estão descritos na próxima subseção deste capítulo.

### 3.4 Projeto dos Controladores

#### 3.4.1 Considerações Antes de Realizar o Projeto dos Controladores

Para ambos projetos de controle será utilizado controladores do tipo PI projetados a partir do método do lugar das raízes.

A motivação da escolha dos controlados PI, é devido a sua simplicidade pois é necessário apenas realizar a obtenção de uma variável de ganho. Estes controladores apresentam erro nulo em regime permanente para referências de entradas no do tipo degrau (Ogata, 2010).

O sistema de controle para este sistema de conversão estará composto por duas malhas internas de corrente e uma malha externa de tensão para o retificador PWM e 3 malhas de correntes independentes para o conversor *Buck Interleaved*. Os projetos de cada um destes controladores serão descritos ao longo deste capítulo.

#### 3.4.2 Projeto dos Controladores de Corrente do Retificador PWM

Tanto a malha de corrente  $i_d$  quanto a malha de corrente  $i_q$  possuem a mesma função de transferência, o projeto de ambos controladores PI serão iguais. Então será demonstrado apenas o projeto do controlador para o eixo direto.

A função de transferência do compensador PI é demonstrada pela equação (3.60) abaixo:

$$C_{PI,id} = K_{PI,id} \frac{(s + Z_c)}{s} \quad (3.60)$$

Este controlador apresenta um polo posicionado na origem, um zero posicionado em  $-Z$  e um ganho proporcional descrito por  $K_p$ .

A partir da função de transferência do conversor juntamente com a do compensador PI, têm-se a seguinte função de transferência em malha aberta do sistema para a malha de corrente de eixo direto, descrita por (3.61).

$$FTMA_{id}(s) = C_{PI,id}(s)G_{id}(s) \quad (3.61)$$

Para realizar o projeto do compensador PI, é necessário primeiramente definir a sua frequência de cruzamento por zero ( $f_z$ ), a qual deve ser pelo menos a metade da frequência de comutação das chaves. Após definida a frequência de cruzamento por zero, fixa-se a posição do zero ( $Z_c$ ) e determina-se o ganho proporcional ( $K_p$ ), fazendo análise do sistema de controle em malha aberta. (Oliveira, 2009).

Segundo (Erickson; Maksimovic, 2011), o zero é posicionado em uma frequência suficiente menor que a frequência de cruzamento por zero do ganho do controlador, normalmente uma década abaixo. Isto garante que a fase do controlador tenha uma influência mínima sobre a margem de fase do sistema.

$$f_z = 5kHz \quad (3.62)$$

Posicionando o zero uma década abaixo da frequência de cruzamento por zero do controlador, temos:

$$Z_c = \omega_z = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_z}{10} = 3141,6 \frac{rad}{s} \quad (3.63)$$

A partir do método do Lugar das Raízes e usando o critério de ganho desenvolvido por Evans (1950), é determinado o ganho proporcional do controlador PI.

$$|C_{PI,id}(s) \cdot G_{id}(s)| = 1 \quad (3.64)$$

Então, usando (3.61) está definição temos (3.65).

$$\left| K_{PI,id} \frac{(s + 3141,6)}{s} \frac{1}{sL + R} \right| = 1 \quad (3.65)$$

Os valores de L e R foram calculados no Anexo A. Aplicando a relação  $s \rightarrow j\omega$ , temos (3.66).

$$\left| K_{PI,id} \frac{(j\omega + 3141,6)}{j\omega} \frac{1}{j\omega \cdot L + R} \right| = 1 \quad (3.66)$$

Isolando-se a variável do ganho proporcional  $K_{PI,id}$  e considerando que  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_Z = 10000\pi$ , podemos determinar o valor de  $K_{PI,id}$ , em (3.67).

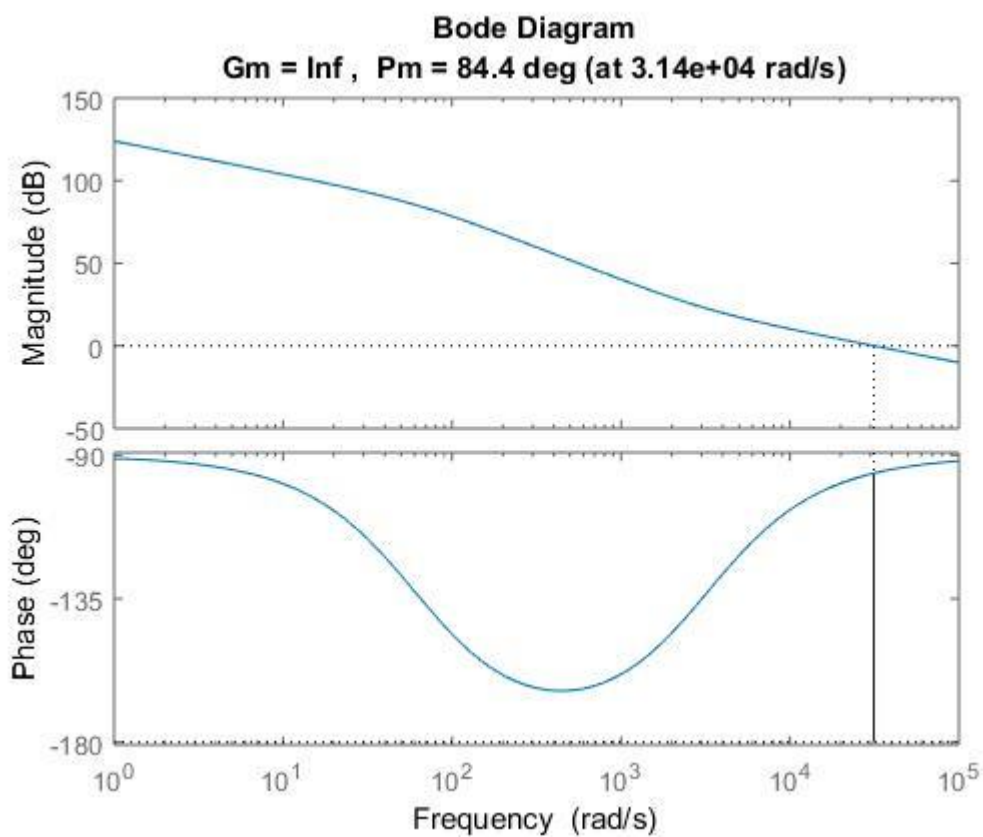
$$K_{PI,id} = \left| \frac{1}{\frac{(j \cdot 10000\pi + 3141,6)}{j \cdot 10000\pi} \cdot \frac{1}{j \cdot 10000\pi \cdot L + R}} \right| = 100,0322 \quad (3.67)$$

A função de transferência do controlador é dada por (3.68).

$$C_{PI,id}(s) = 100,0322 \frac{(s + 3141,6)}{s} \quad (3.68)$$

A partir do projeto do controlador de corrente de eixo direto juntamente com a planta do conversor é possível analisar a resposta em frequência da função de transferência do sistema em malha aberta. O diagrama de bode foi utilizado para verificar seus parâmetros de margem de fase e de margem de ganho. O diagrama de bode da malha de corrente compensada está demonstrado na Figura 3.6 e o diagrama de blocos tanto de  $id$  como de  $iq$ , juntamente de seu controlador é demonstrado na Figura 3.7

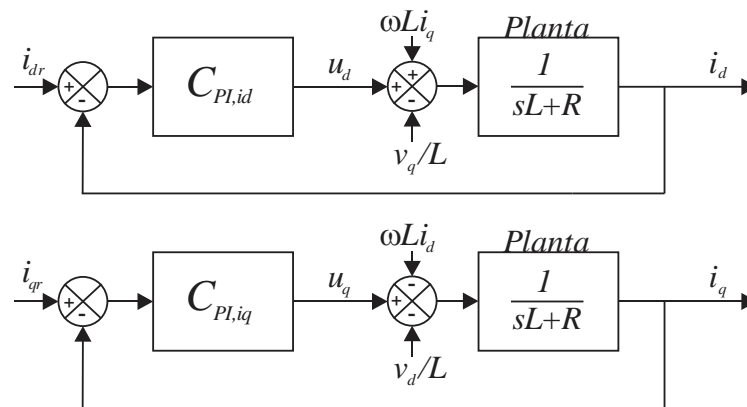
Figura 3.6 – Diagrama de bode da malha interna de corrente



Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir da Figura 3.6, podemos verificar que a margem de ganho (MG) é infinita e sua margem de fase (MF) é  $84,4^\circ$  na frequência de  $5 \text{ kHz}$ . A partir destes resultados obtidos podemos dizer que a malha fechada de controle de corrente é estável.

Figura 3.7 – Diagrama com os controladores de corrente em eixo direto e em quadratura



Fonte: Elaborado pelo autor

### 3.4.3 Projeto do Controlador da Malha Externa de Tensão do Retificador PWM

O projeto do controlador é realizado da mesma maneira que para a malha de corrente, usando o método do lugar das raízes.

$$f_{zvcc} = 50\text{Hz} \quad (3.69)$$

Posicionando o zero uma década abaixo da frequência de cruzamento do controlador, temos (3.70).

$$Z_{vcc} = \omega_{zvcc} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{zvcc}}{10} = 31,4159 \frac{\text{rad}}{\text{s}} \quad (3.70)$$

Usando o critério do ganho é determinado o ganho proporcional do controlador PI, (3.71).

$$|C_{PI,vcc}(s) \cdot G_{vcc}(s)| = 1 \quad (3.71)$$

Então, usando esta definição temos, (3.72).

$$\left| K_{PI,vcc} \frac{(s + 31,4159)}{s} \frac{2}{sC} \right| = 1 \quad (3.72)$$

Como o valor de C é conhecido e foi calculado na seção Anexo A. Aplicando a relação  $s \rightarrow j\omega$  em (3.72), temos (3.73).

$$\left| K_{PI,vcc} \frac{(j\omega + 31,4159) - 2}{j\omega} \frac{1}{j\omega C} \right| = 1 \quad (3.73)$$

Isolando-se a variável do ganho proporcional  $K_{PI,vcc}$  em (3.73) e considerando que  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot f_{z_{vcc}} = 100\pi$ , podemos determinar o valor de  $K_{PI,vcc}$ , (3.74).

$$K_{PI,vcc} = \left| \frac{1}{\frac{(j \cdot 100\pi + 31,4159) - 2}{j \cdot 100\pi} \cdot \frac{1}{j \cdot 100\pi \cdot C}} \right| = 0,4220 \quad (3.74)$$

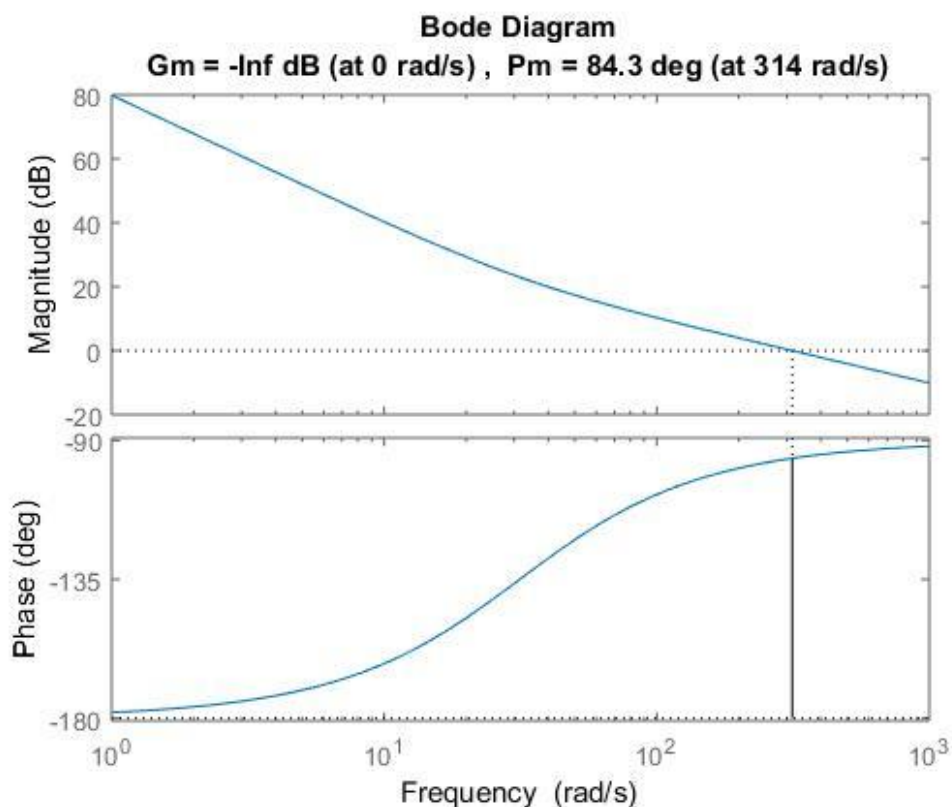
Assim, temos a função de transferência do controlador do barramento CC demonstrado em (3.75).

$$C_{PI,vcc}(s) = -0,4220 \frac{(s + 31,4159)}{s} \quad (3.75)$$

Nota-se que o controlador possui um sinal negativo, isto é necessário para garantir a estabilidade da malha de tensão, visto que a planta também possui um sinal negativo. Assim como na malha de controle de corrente, a malha de controle de tensão demonstrada na Figura 3.8, também é estável. A mesma apresenta margem de ganho infinita e margem de fase de  $84,3^\circ$  em  $50Hz$ . O diagrama de blocos independente para a malha externa de tensão é demonstrado pela Figura 3.9.

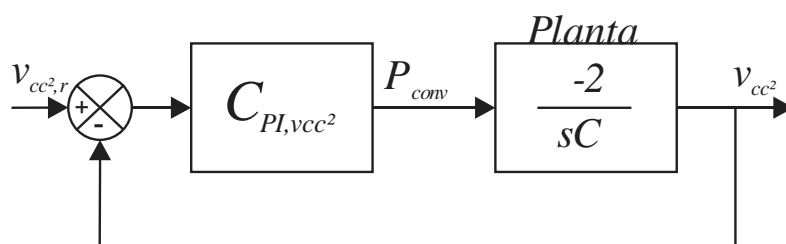


Figura 3.8 – Diagrama de bode da malha de tensão



Fonte: Elaborado pelo autor

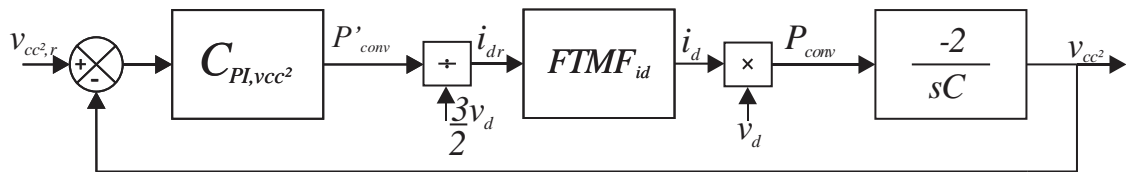
Figura 3.9 – Diagrama de blocos malha externa de tensão



Fonte: Elaborado pelo autor

A Figura 3.10 mostra o diagrama completo do sistema de controle para o retificador trifásico PWM, contendo a malha interna de corrente e a malha externa de tensão.

Figura 3.10 – Diagrama completo do sistema de controle do retificador PWM



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.4.4 Projeto de Controle de Corrente Total do Conversor *Buck Interleaved*

A mesma metodologia utilizada para realizar o projeto dos controladores para o retificador PWM, é empregada para realizar o controle da corrente do conversor CC-CC *buck interleaved*. Primeiramente é definida uma frequência de cruzamento por zero, (3.76).

$$f_{it} = 5kHz \quad (3.76)$$

Após definir a frequência de cruzamento, o zero é posicionado uma década abaixo da frequência de cruzamento, (3.77).

$$Z_{cit} = \omega_{zit} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{it}}{10} = 3141,6 \frac{rad}{s} \quad (3.77)$$

A partir do método do lugar das raízes e fazendo uso do critério de ganho, podemos determinar o ganho proporcional do controlador PI, (3.78).

$$|C_{PI,it}(s) \cdot G_{PI,it}(s)| = 1 \quad (3.78)$$

Substituindo os termos em (3.78), temos (3.79).

$$\left| K_{PI,it} \frac{(s + 3141,6)}{s} \cdot \frac{3V_{cc}R_0C_0s + 3V_{cc}}{L_{123}R_0C_0s^2 + L_{123}s + 3R_0} \right| = 1 \quad (3.79)$$

Aplicando a relação  $s \rightarrow j\omega$ , isolando-se a variável do ganho proporcional  $K_{PI,it}$  e considerando que  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot fz = 10000\pi$ ,  $V_{cc} = 800$ ,  $R_0 = 9,1875$ ,  $C_0 = 0,6803 \mu F$  e  $L_{123} = 4,56 mH$ . É determinado o valor de  $K_{pit}$  em (3.80).

$$K_{PI,it} = \left| \frac{1}{\frac{(j \cdot 10000\pi + 3141,6)}{j \cdot 10000\pi} \frac{3V_{cc}R_O C_O (j \cdot 10000\pi) + 3V_{cc}}{L_{123}R_O C_O (j \cdot 10000\pi)^2 + L_{123}(j \cdot 10000\pi) + 3R_O}} \right| \quad (3.80)$$

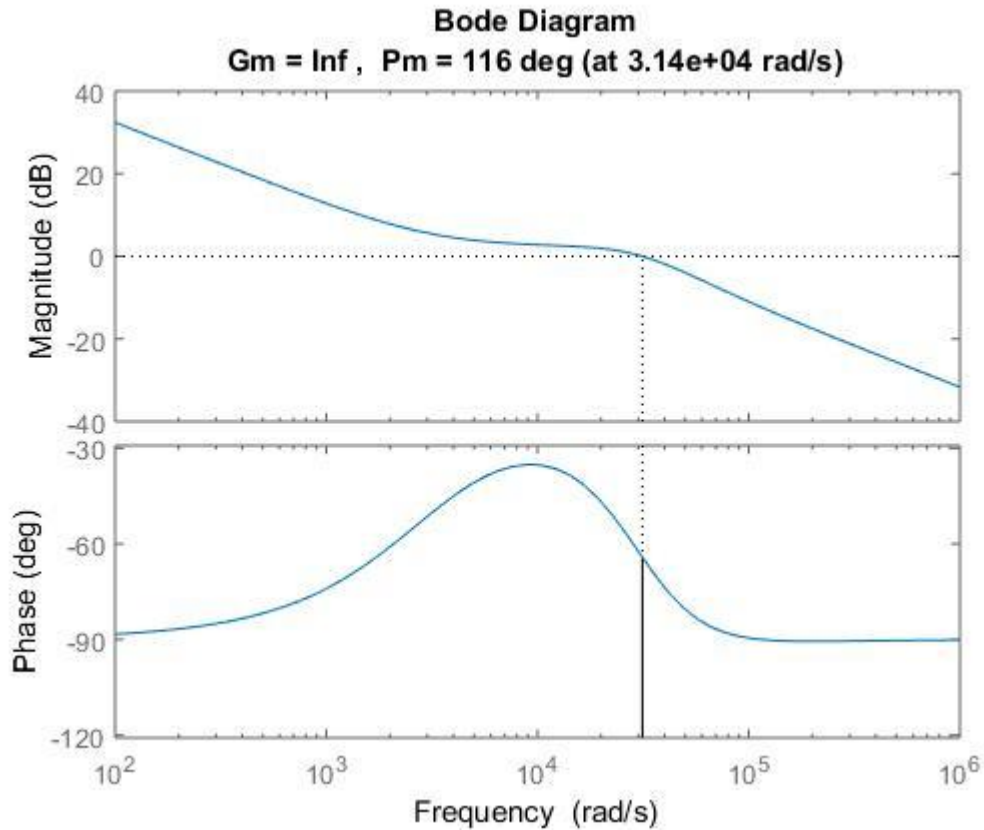
$$K_{PI,it} = 0.0072$$

Assim temos a função de transferência do controlador de corrente total do conversor *buck interleaved*, equação (3.81).

$$C_{PI,it}(s) = 0,0072 \frac{(s + 3141,6)}{s} \quad (3.81)$$

A Figura 3.11, expressa o diagrama de bode para o controlador de corrente do conversor *buck interleaved*, o mesmo é estável e apresenta margem de ganho infinita e margem de fase de  $116^\circ$  em  $5kHz$ .

Figura 3.11 – Diagrama de bode controlador de corrente total *buck interleaved*



Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.4.5 Projeto de Controle das Correntes Circulantes do Conversor *Buck Interleaved*

Primeiramente é definida uma frequência de cruzamento, (3.82).

$$f_{ic1} = 5kHz \quad (3.82)$$

Após definir a frequência de cruzamento, o zero é posicionado uma década abaixo da frequência de cruzamento, (3.83).

$$Z_{cic1} = \omega_{zit} = \frac{2 \cdot \pi \cdot f_{it}}{10} = 3141,6 \frac{rad}{s} \quad (3.83)$$

A partir do método do lugar das raízes e fazendo uso do critério de ganho, podemos determinar o ganho proporcional do controlador PI, (3.84).

$$|C_{PI,it}(s) \cdot G_{PI,ic1}(s)| = 1 \quad (3.84)$$

Substituindo os termos em (3.84), temos (3.85).

$$\left| K_{PI,ic1} \frac{(s + 3141,6)}{s} \cdot \frac{V_{cc}}{sL_{123}} \right| = 1 \quad (3.85)$$

Aplicando a relação  $s \rightarrow j\omega$ , isolando-se a variável do ganho proporcional  $K_{PI,ic1}$  e considerando que  $\omega = 2 \cdot \pi \cdot fZ = 10000\pi$ ,  $V_{cc} = 800$ , e  $L_{123} = 4,56 \text{ mH}$ . É determinado o valor de  $K_{pic1}$ :

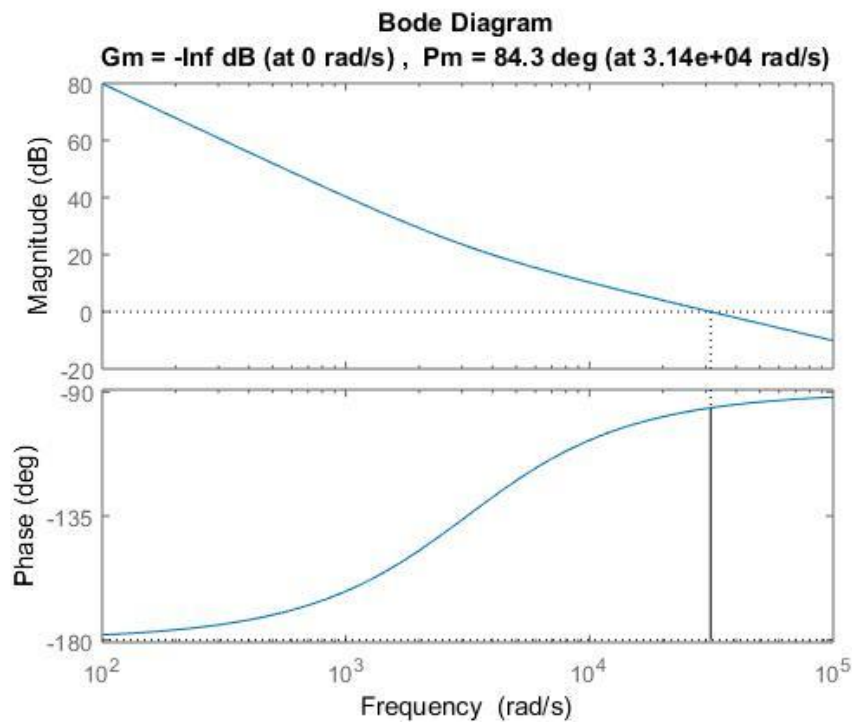
$$K_{PI,ic1} = 0,1782 \quad (3.86)$$

Assim temos a função de transferência do controlador de corrente para o conversor *buck interleaved*, (3.87).

$$C_{PI,ic1}(s) = 0,1782 \frac{(s + 3141,6)}{s} \quad (3.87)$$

O diagrama de bode é apresentado na Figura 3.12, o mesmo apresenta uma margem de fase  $84,3^\circ$  e uma margem de ganho infinita.

Figura 3.12 – Diagrama de bode controladores de corrente circulantes *buck interleaved*



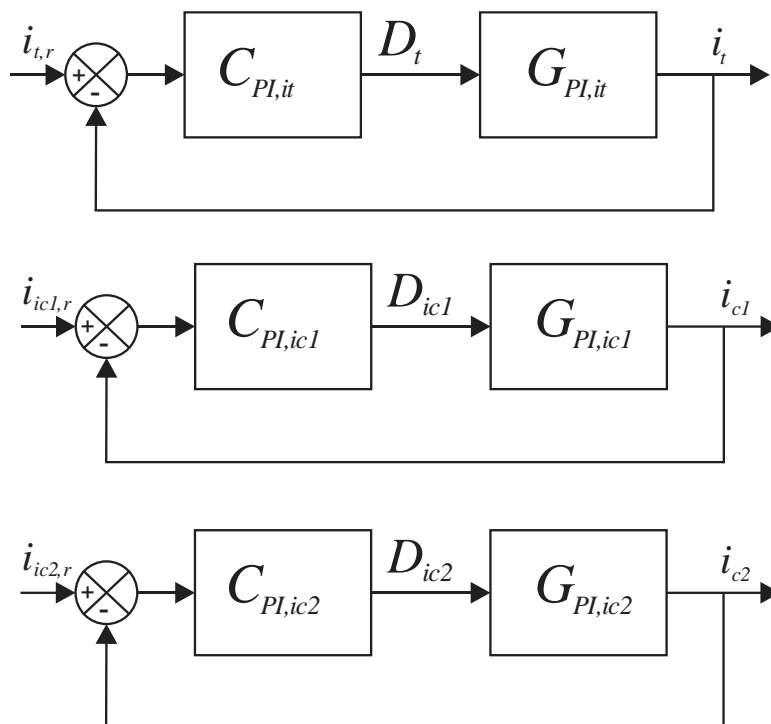
Fonte: Elaborado pelo autor.

Como foi dito anteriormente, ambas funções de transferência para os controladores de correntes que circulam nos braços do conversor, são idênticas. Portanto, seus controladores também serão idênticos. As malhas de controle da corrente total e das correntes circulantes nos braços do conversor podem ser vistas na Figura 3.13

Os sinais de acionamento provenientes do sistema de controle que irão para as chaves, estão defasados em  $120^\circ$  entre eles, isto implicará que as correntes estarão defasadas entre si. A saída de cada malha de corrente, gera a razão cíclica que servirá para acionar as chaves do conversor. Portanto, os sinais que devem ser usados para acionar as chaves do conversor são diferentes dos sinais que são gerados pela malha de controle. Os sinais provenientes da saída do sistema de controle devem ser aplicados na seguinte matriz de transformação, descrita pela equação (3.82), afim de obter o sinal de controle de interesse. Visto que a estrutura do controle do conversor tem como objetivo controlar a corrente total de saída  $i_t$  e eliminar as correntes circulantes nos braços do conversor  $i_{c1}$  e  $i_{c2}$ .

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} d_t \\ d_{c1} \\ d_{c2} \end{bmatrix} \quad (3.88)$$

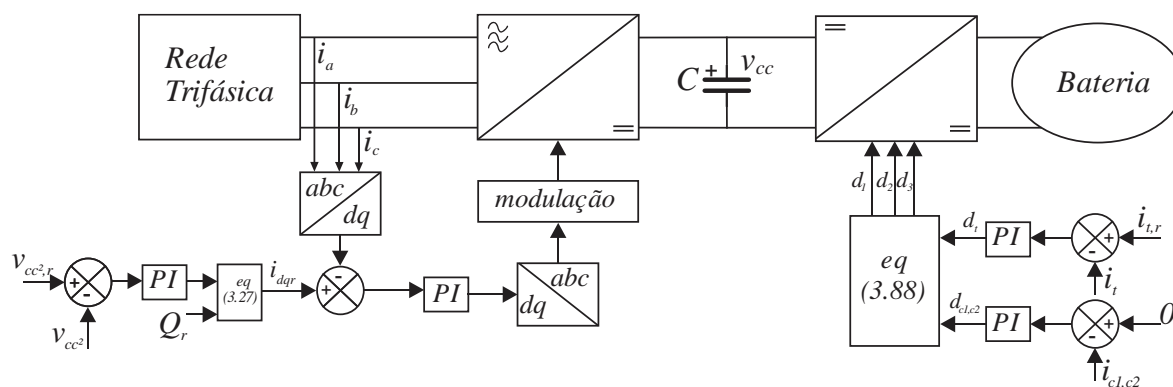
Figura 3.13 – Diagramas de blocos para o conversor *Buck Interleaved*



Fonte: Elaborado pelo autor.

O diagrama do sistema completo contendo ambos conversores e as malhas de controle é apresentado pela Figura 3.14.

Figura 3.14 – Diagrama do sistema completo

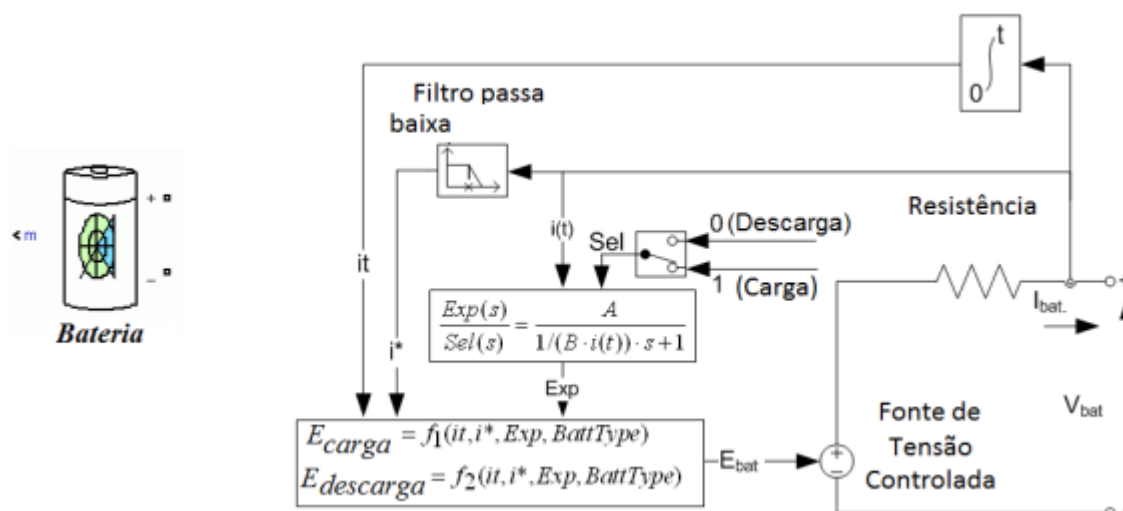


Fonte: Elaborado pelo autor.

### 3.5 Método de Carregamento da Bateria

Para realizar o carregamento da bateria, optou-se por utilizar o método de carregamento por corrente constante. Será feito o uso do bloco da bateria presente no MATLAB/Simulink que pode ser visto na Figura 3.15 e fazendo uso dos parâmetros de uma bateria comercializada por (Automotive Energy Supply Corporation, 2019).

Figura 3.15 – Modelo bateria MATLAB/Simulink



Fonte: Adaptado Bastos, 2013



## 4 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO DO SISTEMA PROPOSTO

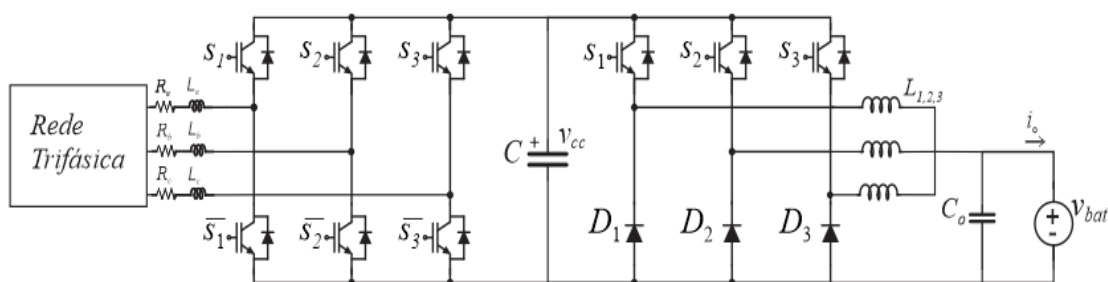
### 4.1 Considerações Iniciais

Este capítulo possui a finalidade de avaliar o desempenho dos controladores e mostrar os resultados obtidos para o sistema de conversão de energia para o carregamento de um veículo elétrico. Inicialmente é apresentado o sistema completo simulado no MATLAB/*simulink*, foram realizados testes referentes a partida deste sistema, sendo eles: partida do sistema de controle, utilizando uma rampa de referência de tensão e por fim o funcionamento do sistema com seus valores nominais de operação. Também foram realizados testes em regime permanente e transitório. Em regime permanente, foram realizados testes referentes a operação nominal deste sistema de conversão de energia. Para o regime transitório, foram realizados testes referentes às variações de cargas neste sistema. Serão demonstrados os resultados separadamente do retificador PWM e do conversor *buck interleaved*.

### 4.2 Sistema Completo Simulado

Os parâmetros do filtro de entrada e da capacitância do barramento CC foram calculados no Anexo A e os parâmetros do filtro LC de saída foram calculados na seção 3.4. A Figura 4.1 apresenta o sistema completo que foi simulado no MATLAB/*simulink*.

Figura 4.1 – Sistema completo simulado



Fonte: Elaborado pelo autor.

A Tabela 4.1 apresenta os valores utilizados no circuito simulado.

Tabela 4.1 – Parâmetros do sistema simulado

Descrição	Valor
Tensão eficaz de fase de entrada	220 V
Corrente eficaz de fase de entrada	≈ 31 A
Frequência da rede	60 Hz
Frequência de chaveamento	10 kHz
Indutância filtro de entrada	3,2mH/fase
Resistência filtro de entrada	0,2Ω/fase
Capacitância do barramento CC	2,7 mF
Tensão do barramento CC	800 V
Indutância filtro de saída	4,56mH
Capacitância filtro de saída	0,68μF
Tensão CC de saída	420 V
Corrente CC de saída	45,71 A
Potência nominal	19,2kW
Rendimento	100%

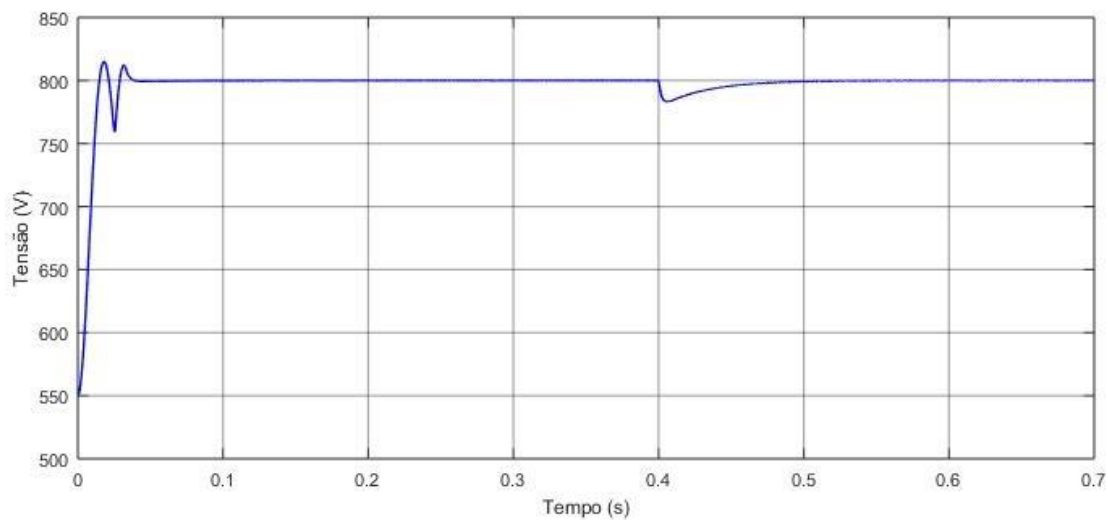
Fonte: Elaborado pelo autor

### 4.3 Resultados do Retificador PWM

#### 4.3.1 Partida do Retificador PWM

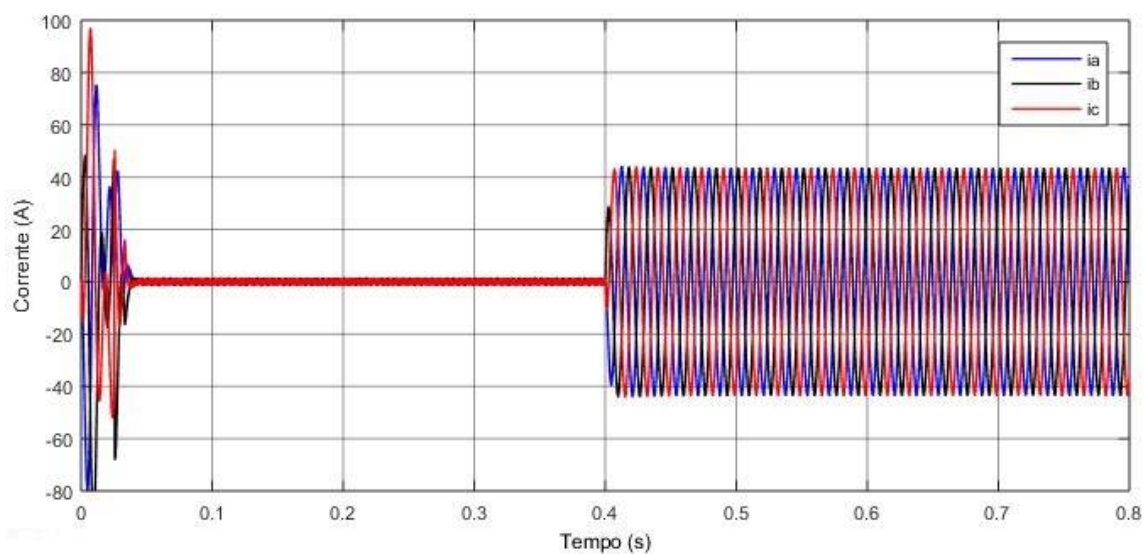
O retificador PWM é conectado à rede de alimentação com tensão de fase,  $v_{fase} = 220 V_{RMS}$ , conectada em sequência direta e equilibrada. Primeiramente o sistema é iniciado, no tempo  $t=0,025$  s o sistema de controle é ativado, impondo uma rampa de referência de tensão, que elevará a tensão do barramento CC para 800V, em  $t=0,21$  s. Posteriormente, é conectada uma carga referente a potência nominal do sistema, sendo ela  $R_C = 33,3333\Omega$ , no tempo,  $t=0,4$  s, que corresponde a potência nominal do sistema. O processo de partida do retificador pode ser visto nas figuras 4.2, 4.3 e 4.4.

Figura 4.2 – Tensão no barramento CC durante a partida



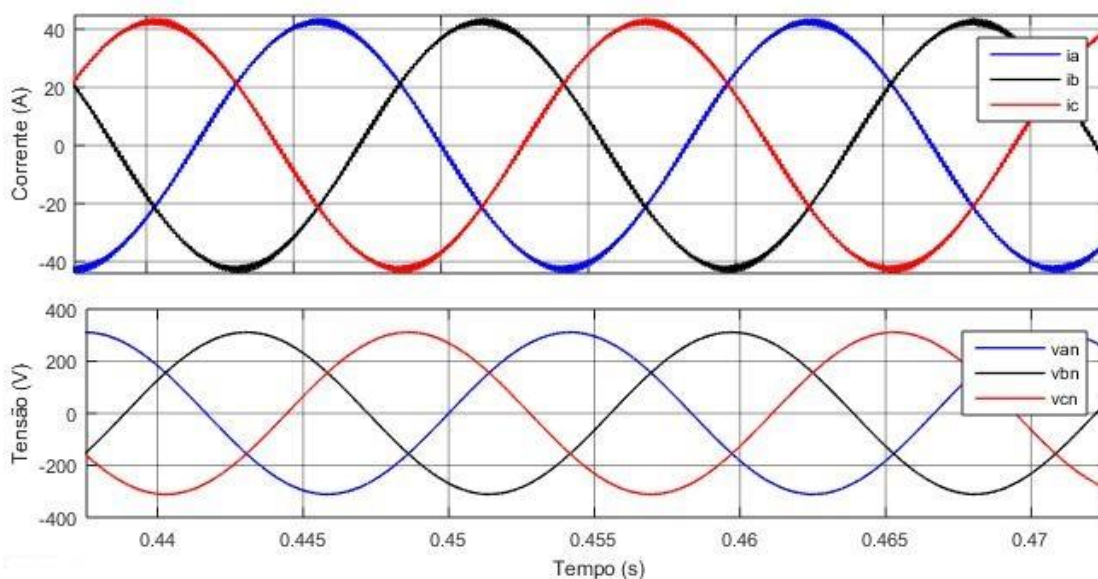
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.3 – Correntes de fase durante a partida



Fonte: Elaborado pelo autor

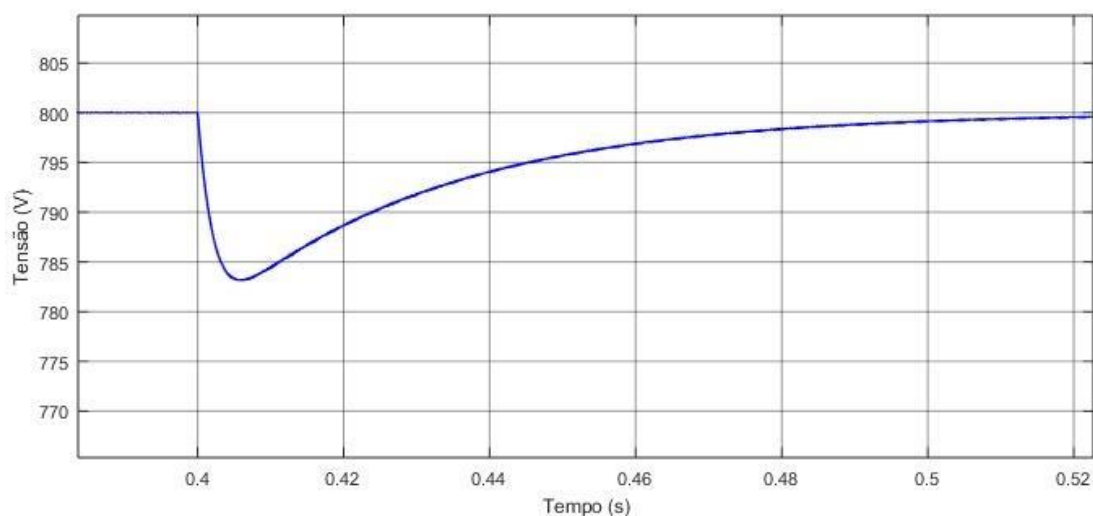
Figura 4.4 – Tensões e correntes de fase da rede elétrica durante a partida



Fonte: Elaborado pelo autor

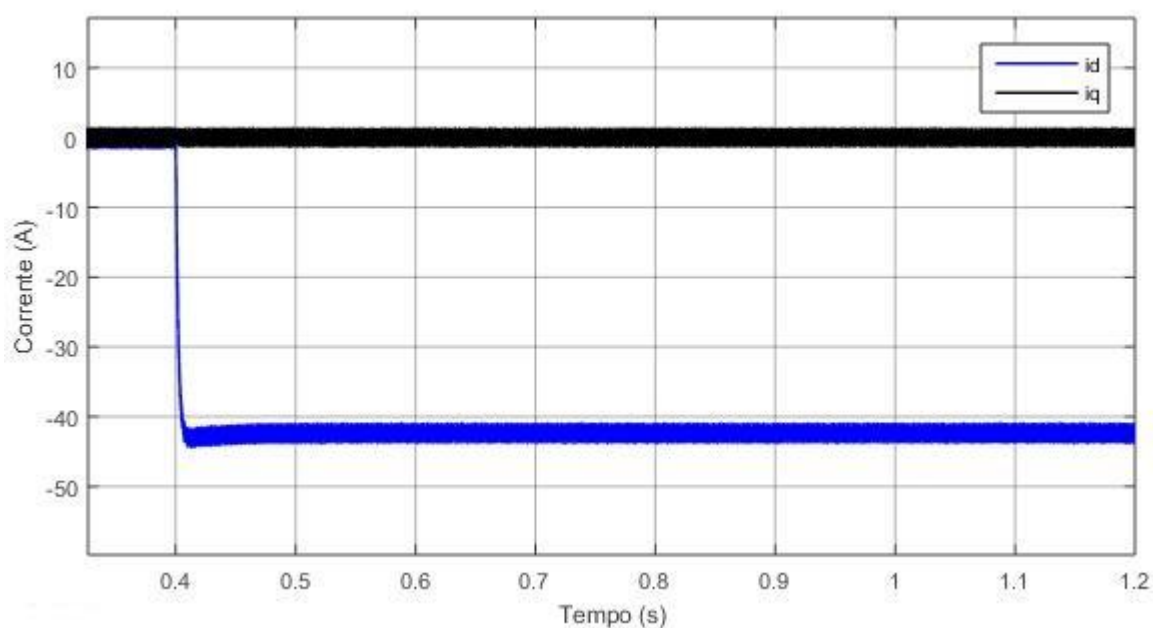
Na Figura 4.2, no instante  $t=0,025$  s é inserida a referência de tensão, nota-se um pico de tensão, que é causado por um rápido crescimento no erro do controlador PI, o qual transfere uma referência elevada para a malha interna de corrente, que resulta em picos de tensão e corrente. Nota-se também na Figura 4.2, um afundamento de tensão no barramento CC quando a carga é conectada, fazendo a tensão do barramento CC cair para 784V, o que corresponde a 2% da tensão do barramento. Este afundamento é melhor detalhado na Figura 4.5. Na figura 4.4, são apresentadas as tensões da rede e as correntes após a conexão da carga no sistema. Na Figura 4.3, nota-se que o retificador opera à vazio até a conexão da carga, em  $t=0,4$  s, neste tempo passa a operar com as correntes nominais do sistema. Na Figura 4.6 podemos verificar as correntes em eixo direto e quadratura, nota-se que a tensão é negativa devido ao sinal proveniente da malha de controle.

Figura 4.5 – Detalhe da conexão de carga ao retificador PWM



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.6 – Correntes em eixo direto e quadratura



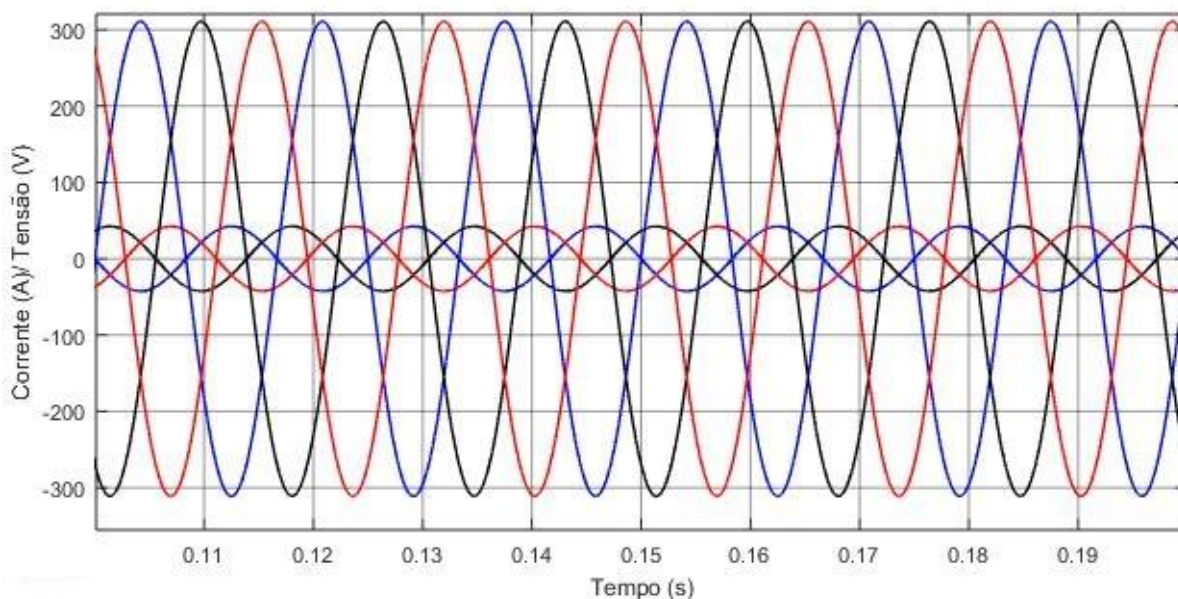
Fonte: Elaborado pelo autor.

### 4.3.2 Resultados em Regime Permanente do Retificador PWM

Após a partida o retificador continua conectado à rede elétrica de alimentação possuindo os mesmos parâmetros. Nesta seção, serão demonstrados os resultados para o regime permanente do retificador. Define-se regime permanente um circuito onde é atingido após um determinado intervalo de tempo suficiente para que as repostas transitórias desapareçam, onde não ocorrem distúrbios que modificam os

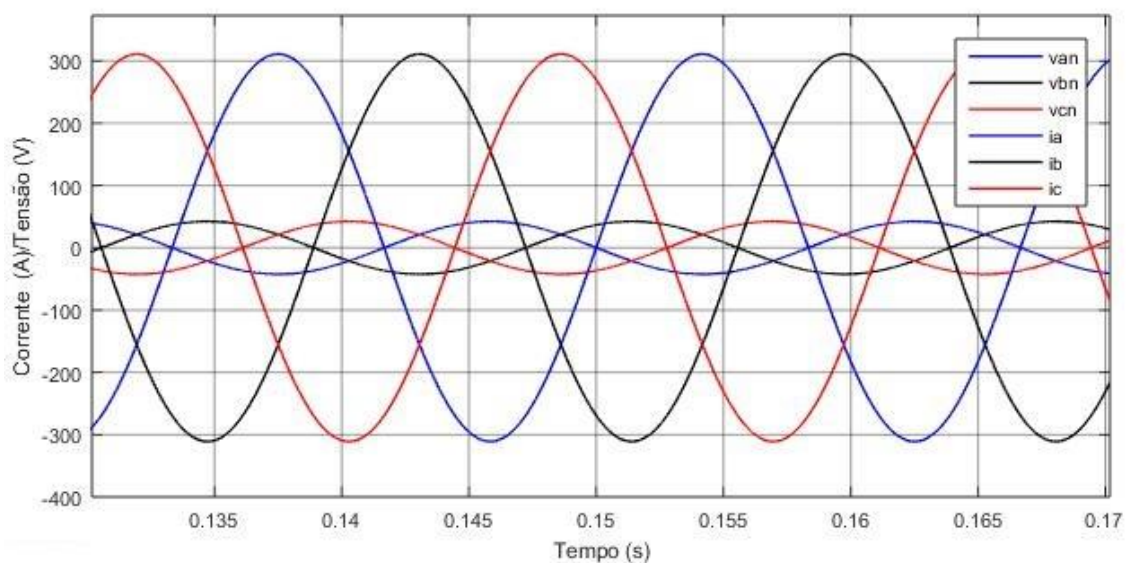
parâmetros do sistema. Na Figura 4.7, é apresentado as tensões e correntes de entrada em regime permanente para o sistema operando com fator de potência unitário. Na Figura 4.8, é apresentado com detalhe em apenas um ciclo que o sistema opera com fator de potência unitário.

Figura 4.7 – Tensões e correntes de entrada em regime permanente com fator de potência unitário



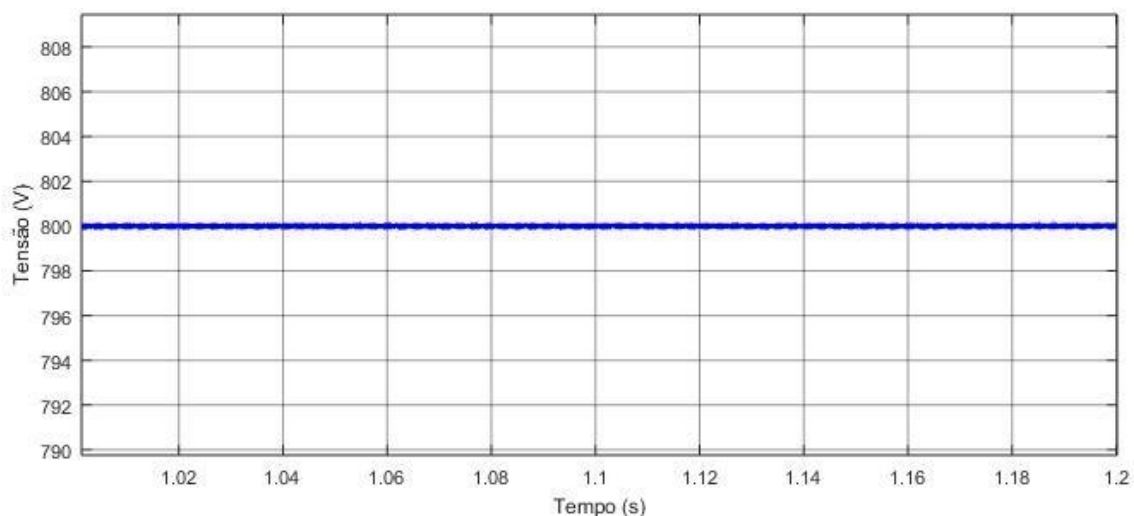
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.8 – Detalhe das tensões e correntes de entrada em regime permanente com fator de potência unitário



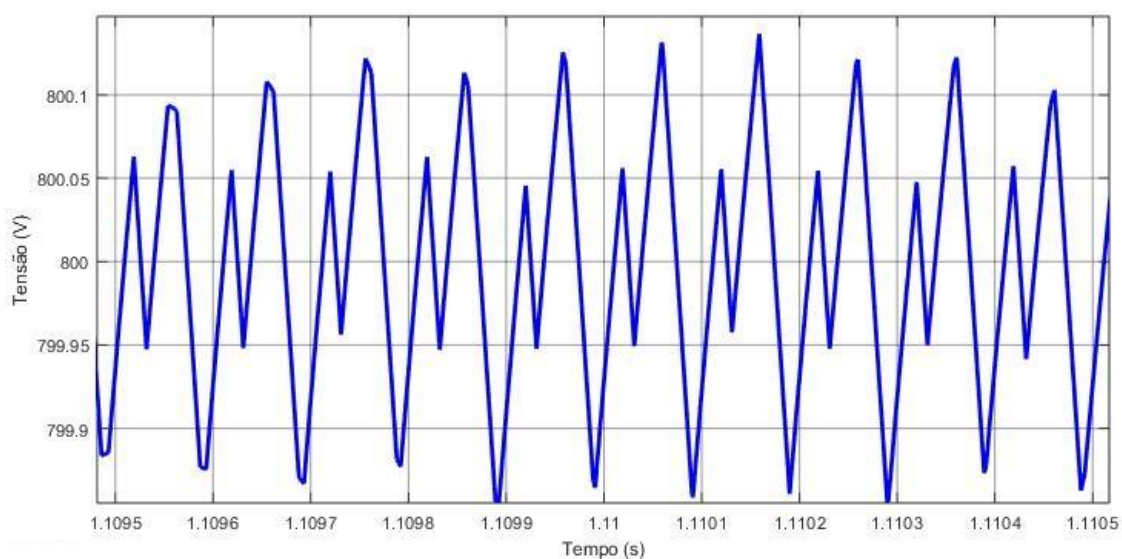
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.9 – Barramento CC em regime permanente



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.10 – Ondulação de tensão no barramento CC regime permanente



Fonte: Elaborado pelo autor.

Destacando-se, na Figura 4.9, que a tensão média do barramento CC se mantém na tensão de 800V, o valor exato que foi projetado. Este comportamento é esperado fazendo o uso de um controlador PI, pois este tipo de controlador possui erro nulo em regime permanente para entradas do tipo degrau. Na Figura 4.10, é demonstrado com um detalhe maior a ondulação de tensão no barramento CC. O barramento CC possui uma pequena ondulação de tensão constante de aproximadamente 0,15V valor que corresponde a 0,01875% da tensão total do

barramento CC em regime permanente. Nesta subseção foi medida a THD presente na corrente da fase A do sistema, a mesma teve seu valor percentual em 1,5%, ou seja, dentro dos níveis permitidos pela norma IEEE 592/1992.

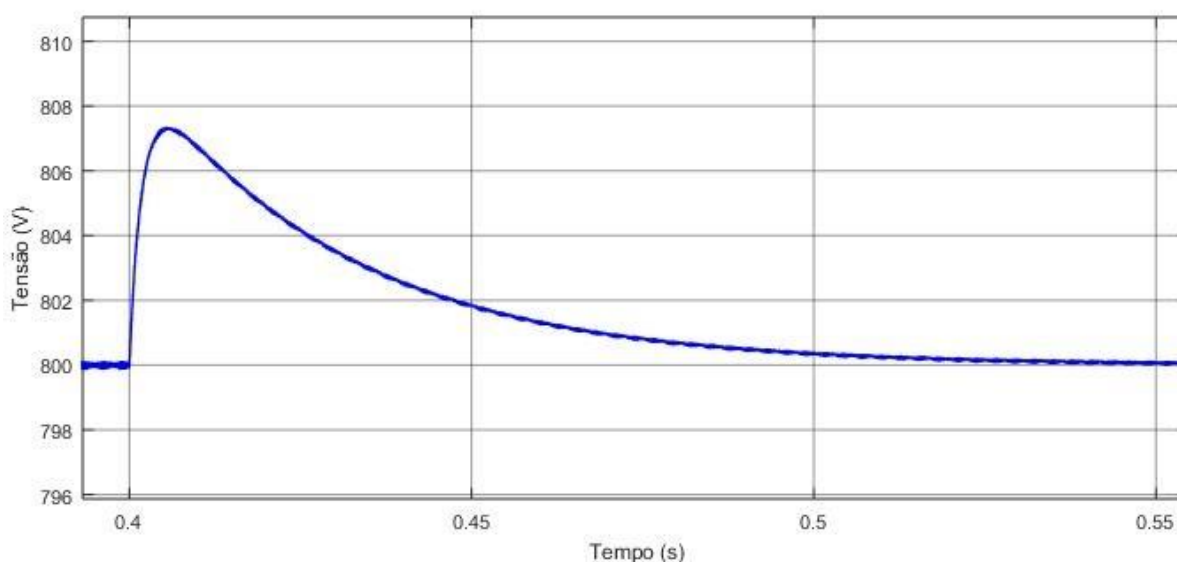
### 4.3.3 Resultados em Regime Transitório do Retificador PWM

Nesta seção, irão ser apresentados resultados referentes à variação de carga do retificador PWM, que tem como finalidade mostrar o desempenho do retificador e seu sistema de controle em situações não esperadas. As variações demonstradas para variação de carga são de 11kW e 38,4kW.

#### 4.3.3.1 Variação de Carga Retificador PWM Operando com 11kW

Os testes com variação de carga têm como finalidade mostrar o funcionamento do sistema de controle de tensão após algum distúrbio ocorrido na rede. Primeira variação de carga é feita em  $t=0,4$  s, quando o retificador passa a operar com 11kW ( $R_C = 58,1818\Omega$ ). A tensão do barramento CC operando com a metade da potência nominal pode ser visto na Figura 4.11.

Figura 4.11 – Tensão do barramento CC com degrau de carga para 11kW



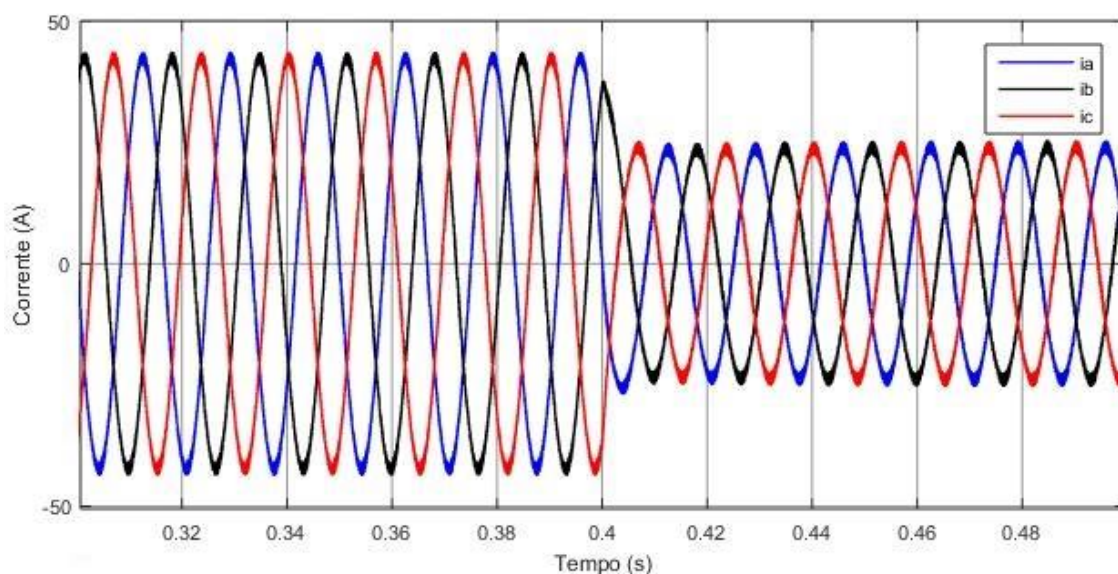
Fonte: Elaborado pelo autor.

Nota-se, que quando ocorre o degrau de carga, e o conversor passa a operar com uma potência menor que a nominal, a tensão do barramento CC cresce em



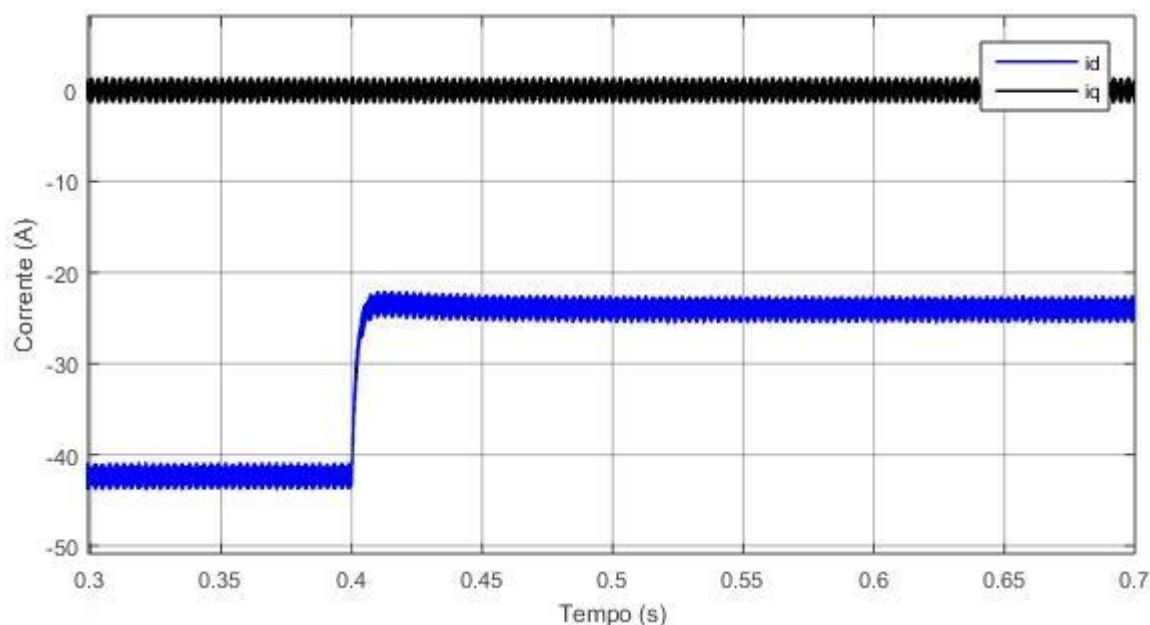
aproximadamente 1% da tensão projetada, ou seja, 8V rapidamente a malha de tensão age para manter a tensão do barramento em 800V. A malha de controle de corrente age diminuindo a corrente drenada da rede, pois a potência cai de 19,2kW para 11kW. A ação da malha de controle de corrente pode ser melhor verificada e compreendida nas Figura 4.12 e 4.13.

Figura 4.12 – Correntes de entrada com potência de 11kW



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.13 – Correntes de eixo direto e quadratura com potência de 11kW



Fonte: Elaborado pelo autor.

#### 4.3.4 Operação com Fator de Potência diferente de Unitário

Esta subseção tem como finalidade apresentar o retificador PWM operando com um fator de potência diferente do unitário. Para que isso ocorra foi definido um valor de potência reativa para operação do conversor, ocasionando em uma referência  $i_q$  diferente de zero na malha de controle de corrente em quadratura. A potência reativa definida para operação foi de  $Q = 5kVar$ , sendo assim possível calcular o fator de potência.

$$S = \sqrt{P^2 + Q^2} \quad (4.1)$$

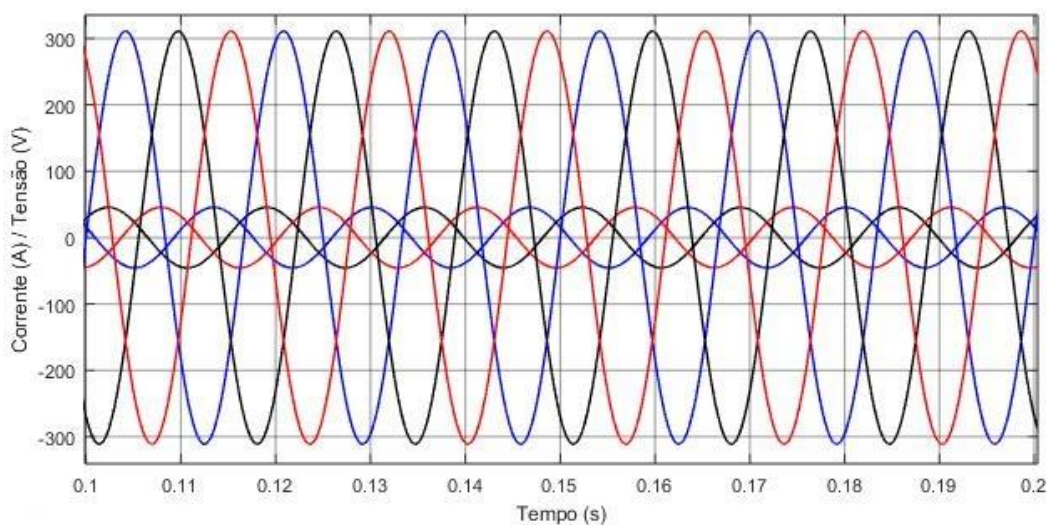
$$S = \sqrt{(19,2k)^2 + (5k)^2} = 19,8403kVA \quad (4.2)$$

$$FP = \frac{P}{S} = 0,9677 \quad (4.3)$$

$$\theta = \cos^{-1}(0,9677) = 14,60^\circ \quad (4.4)$$

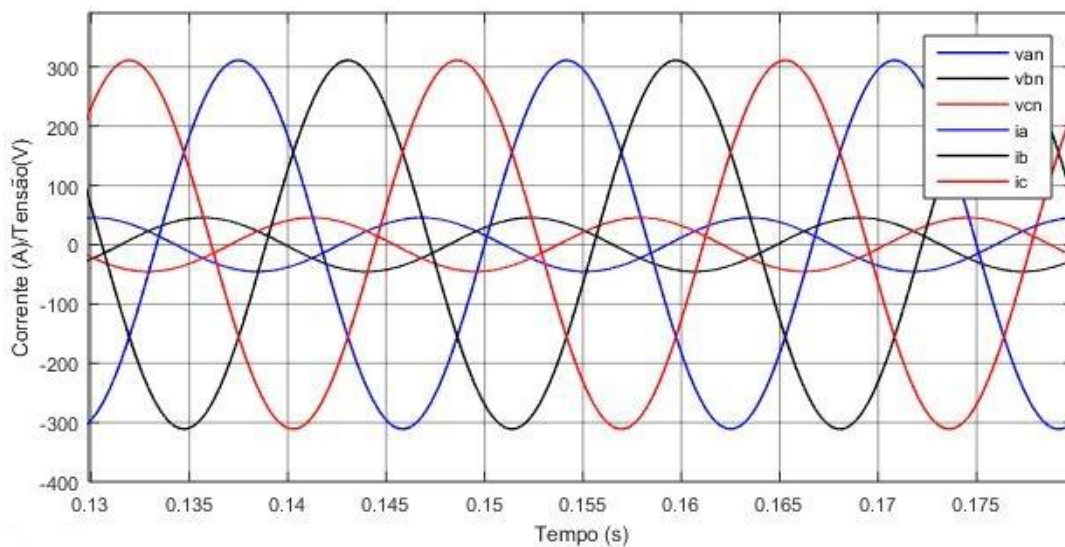
Na Figura 4.14, é apresentado as tensões e correntes de fase de entrada do retificador, na Figura 4.15, é apresentado com detalhe a variação do fator de potência e por fim na Figura 4.16, são apresentadas as correntes de eixo direto e quadratura do sistema de controle para operação com fator de potência diferente de unitário.

Figura 4.14 – Tensões e correntes de entrada de fase com fator de potência diferente de unitário



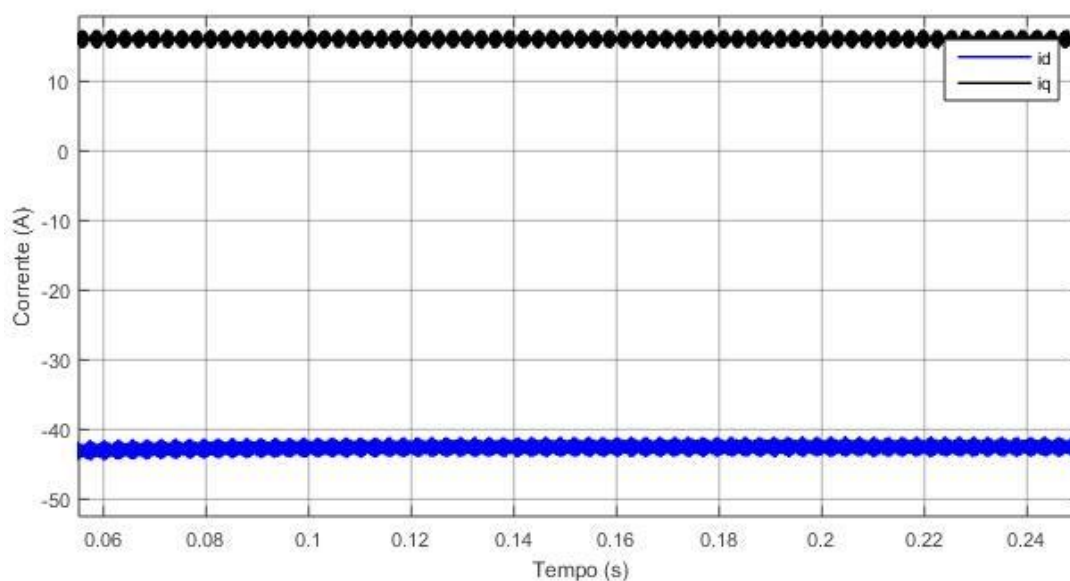
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.15 – Tensões e correntes de entrada de fase com fator de potência diferente de unitário com detalhe



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.16 – Correntes de eixo direto e quadratura operando com fator de potência diferente do unitário



Fonte: Elaborado pelo autor.

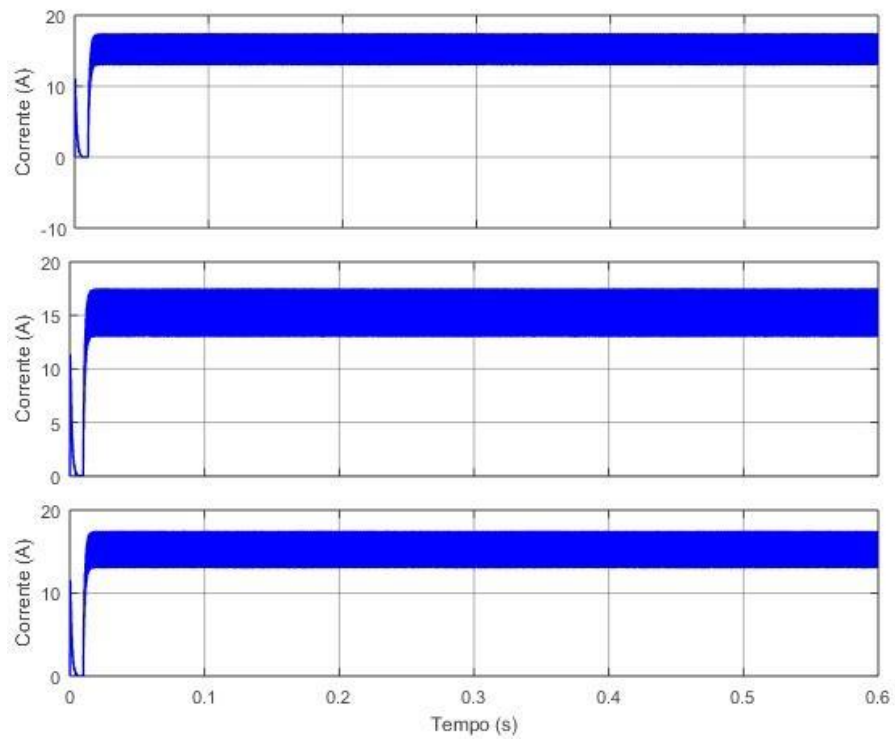
#### 4.4 Resultados do Conversor *Buck Interleaved*

Nesta subseção do capítulo 4 serão apresentados os resultados obtidos para o conversor CC-CC *buck interleaved*, tais como, operação em diferentes níveis de potência e variações de carga. O conversor *buck interleaved* é alimentado pelo barramento CC do retificador PWM, este conversor tem a finalidade de rebaixar a tensão e controlar a corrente que será entregue à bateria dos VEs.

##### 4.4.1 Operação com Potência Nominal do Conversor *Buck Interleaved*

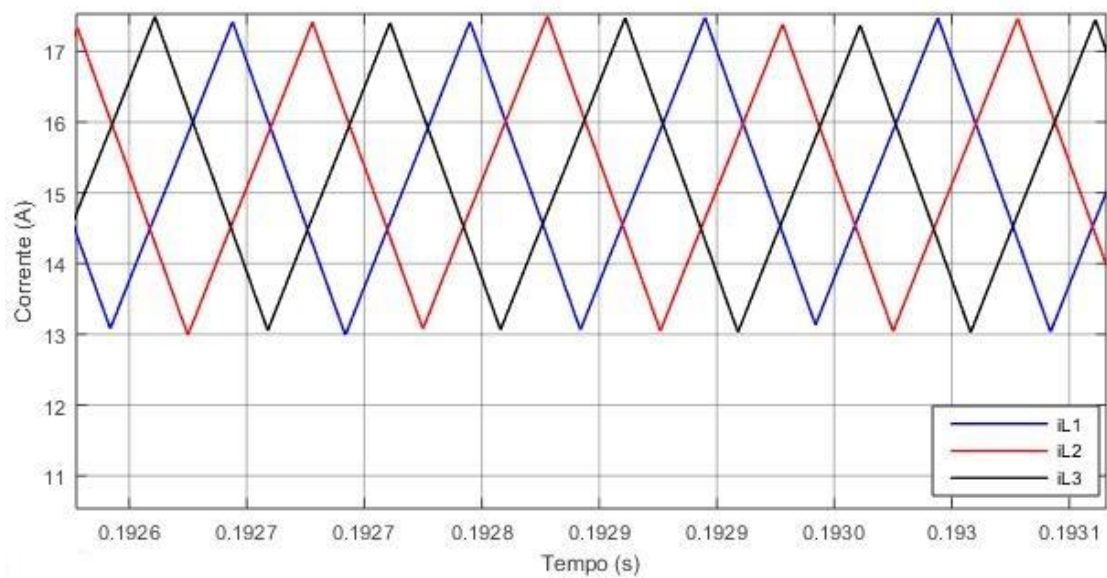
Como foi especificado anteriormente, a potência nominal do sistema é de 19,2kW e é alimentado pelo barramento CC controlado pelo retificador PWM. As Figuras 4.17, 4.18, 4.19, 4.20 e 4.21, mostram respectivamente, as correntes de saída em cada um dos indutores, defasagem entre as correntes, a corrente total de saída, as correntes circulantes e a tensão de saída do conversor.

Figura 4.17 – Correntes de saída de cada um dos braços do conversor



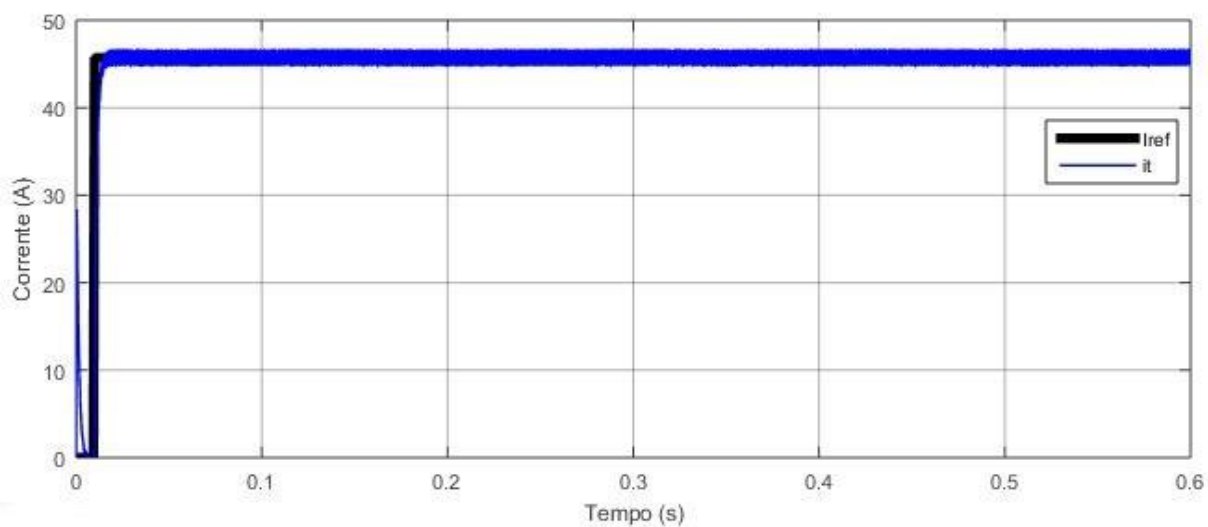
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.18 – Defasagem entre as correntes nos indutores



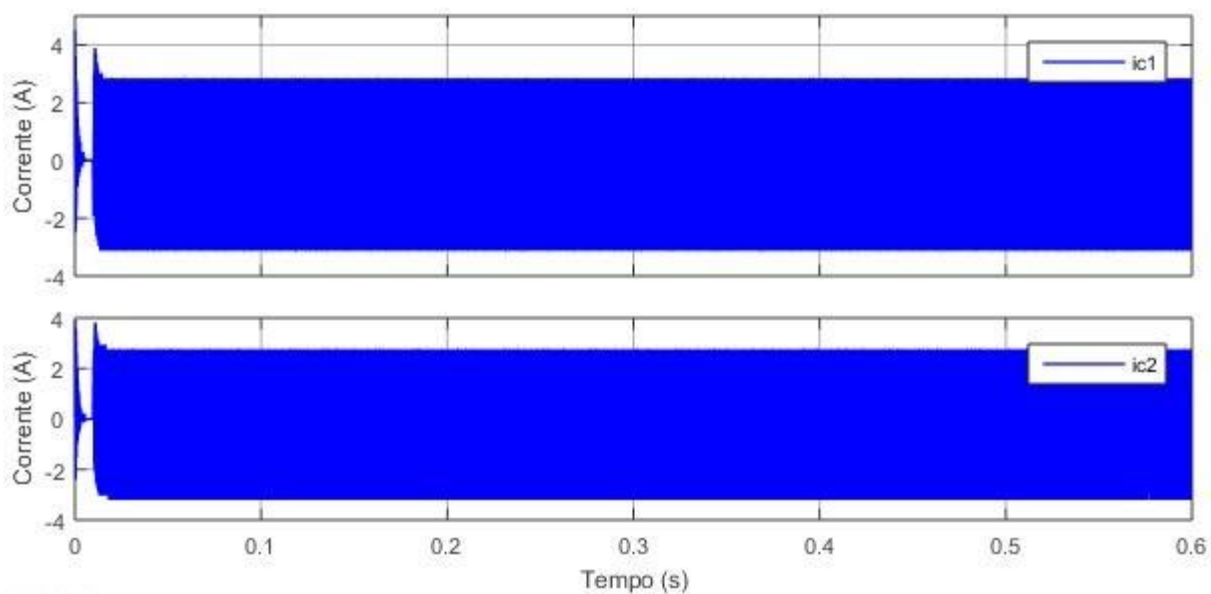
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.19 – Corrente total de saída do conversor e referência



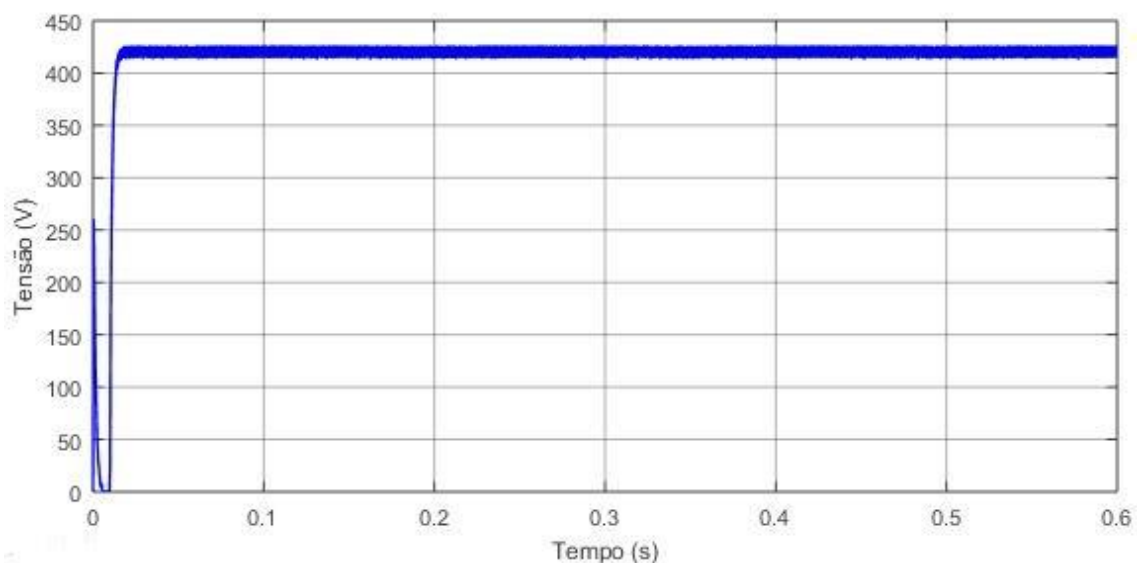
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.20 – Comprovação do sistema de controle para eliminar as correntes circulantes nos braços do conversor



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.21 – Tensão de saída do conversor



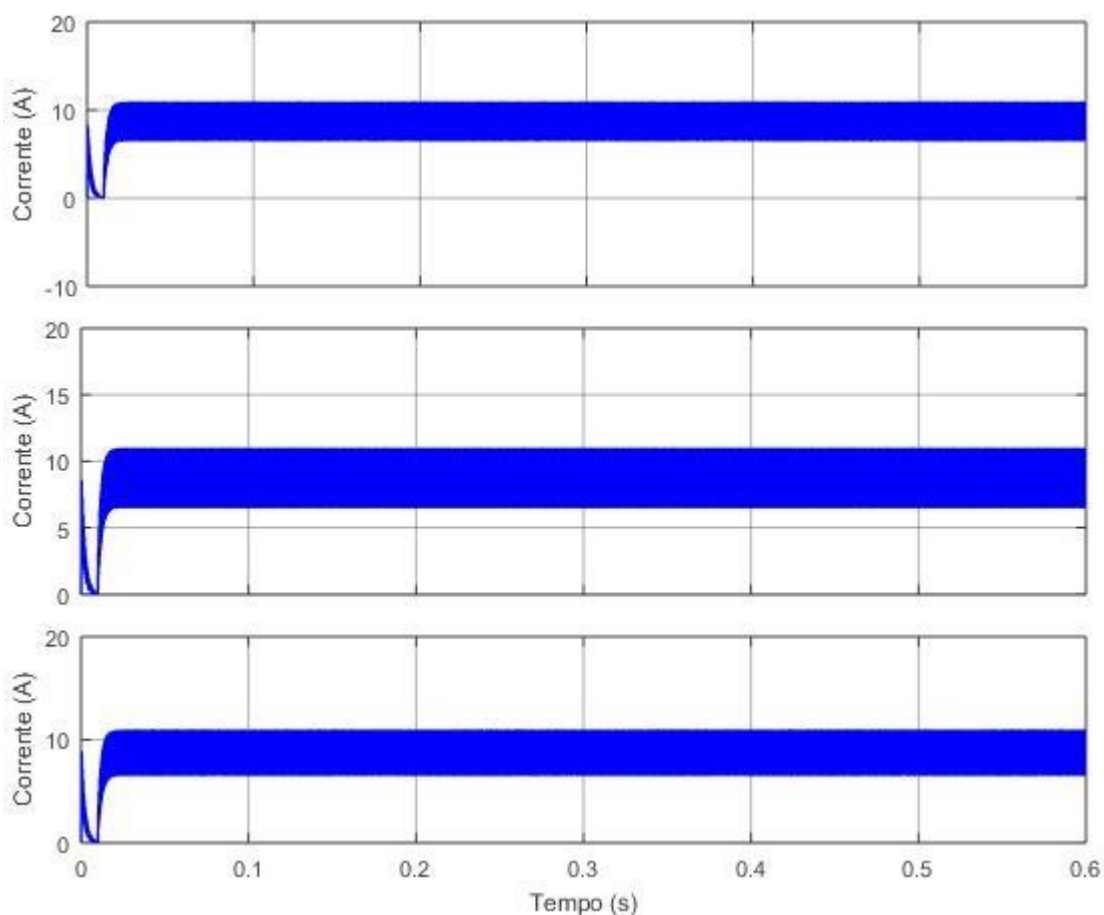
Fonte: Elaborado pelo autor

Destaca-se em ambas Figuras que após a referência de corrente ser imposta ao sistema de controle em  $t=0,025$  s, rapidamente o sistema converge para os valores desejados. A Figura 4.19, apresenta a corrente total de saída do conversor, que é compatível com a corrente de saída na hora da realização do projeto e também comprova a afirmação anterior apresentando o degrau de referência de corrente. Na Figura 4.20, é exemplificado graficamente o funcionamento dos sistemas de controle para as correntes circulantes nas pernas do inversor, a finalidade do projeto destes controladores é garantir que a diferença de corrente de saída de cada um dos braços do conversor seja mínima, ou seja, que todas as correntes sejam iguais ou muito próximas. A Figura 4.17, comprova a citação anterior, pois é possível verificar que as correntes de saída de cada um dos braços do conversor são praticamente iguais. Por fim, a Figura 4.21 descreve a tensão de saída deste conversor, também exatamente a mesma que foi calculada na realização do projeto do conversor.

#### 4.4.2 Operação com uma Potência Usual Diferente da Nominal para Carregamento de VEs do Conversor *Buck Interleaved*

Esta subseção tem como finalidade demonstrar o funcionamento do conversor *buck interleaved* operando em uma potência diferente da nominal. A potência escolhida foi de 11kW, é uma potência amplamente utilizada por desenvolvedoras de veículos visando o carregamento CA de VEs. É necessário comentar que a potência de carregamento de um VE é sempre determinada pela menor potência entre a fonte e o conversor. Portanto, se a potência do conversor presente no VE é de 19,2kW como é a do sistema de conversão presente neste trabalho e a potência da fonte for de 11kW, o VE será carregado pela potência de 11kW. As Figuras 4.22, 4.23, 4.24 e 4.25 demonstram os resultados obtidos para a operação do sistema de conversão com uma potência de 11kW.

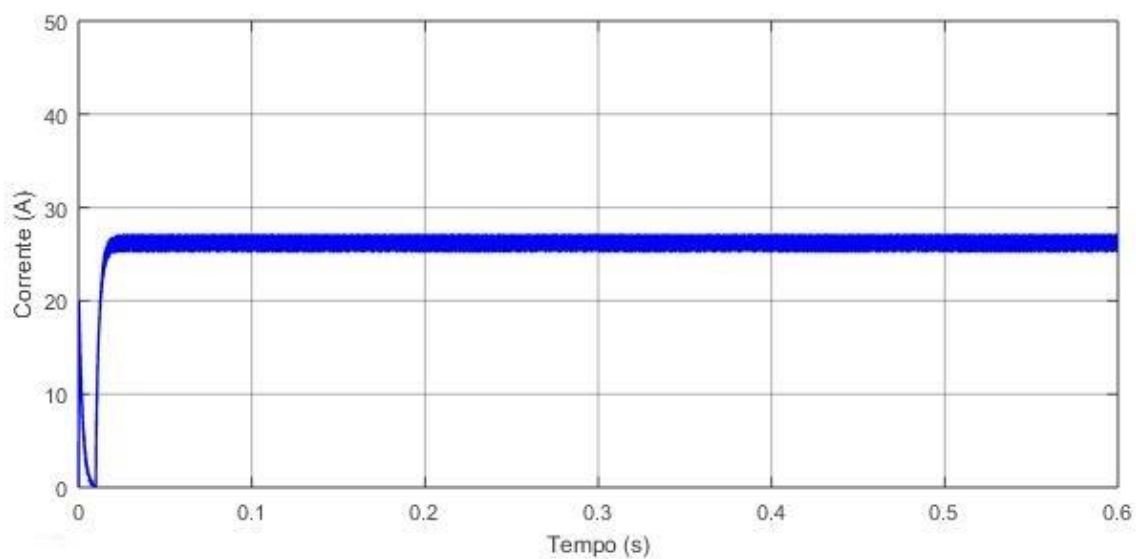
Figura 4.22 – Correntes de saída de cada um dos braços do conversor



Fonte: Elaborado pelo autor.

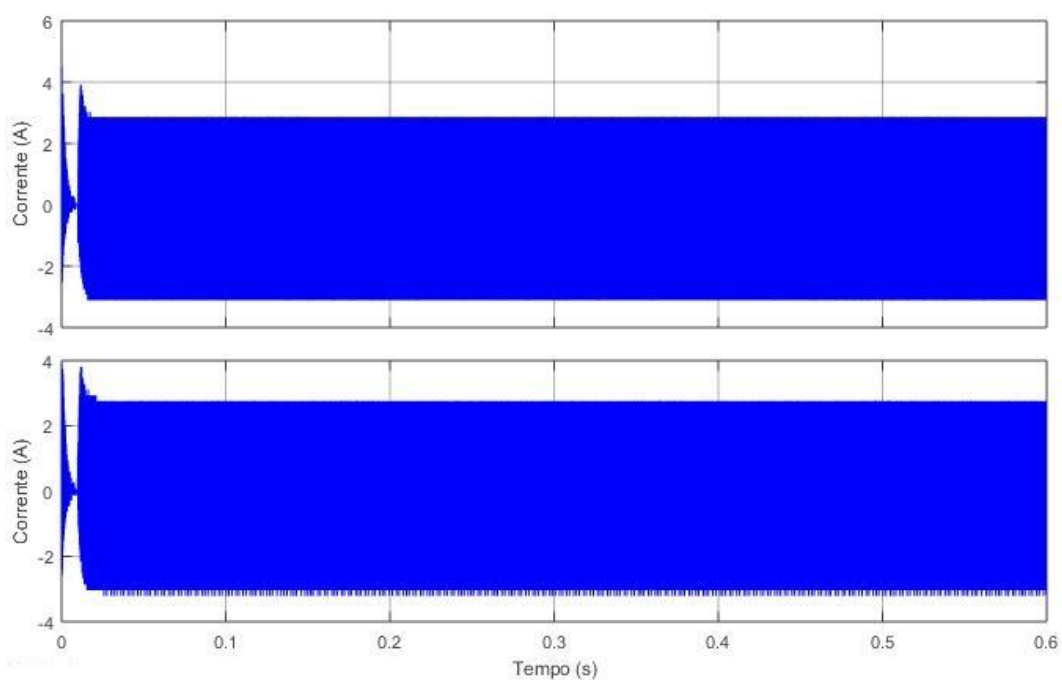


Figura 4.23 – Corrente total de saída do conversor



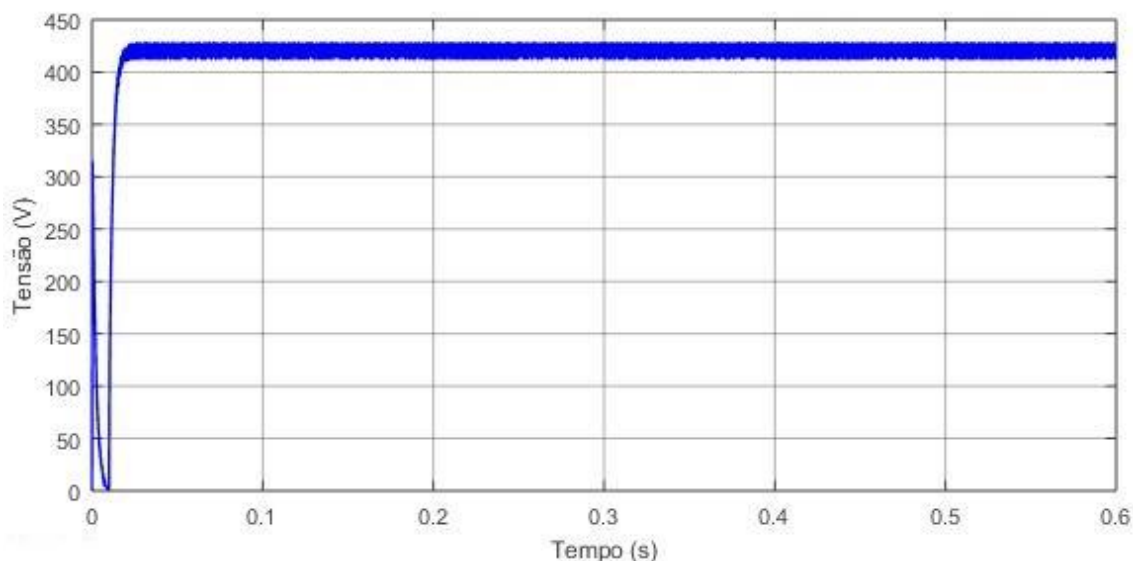
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.24 – Comprovação do sistema de controle para eliminar as correntes circulantes nos braços do conversor



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.25 – Tensão de saída do conversor



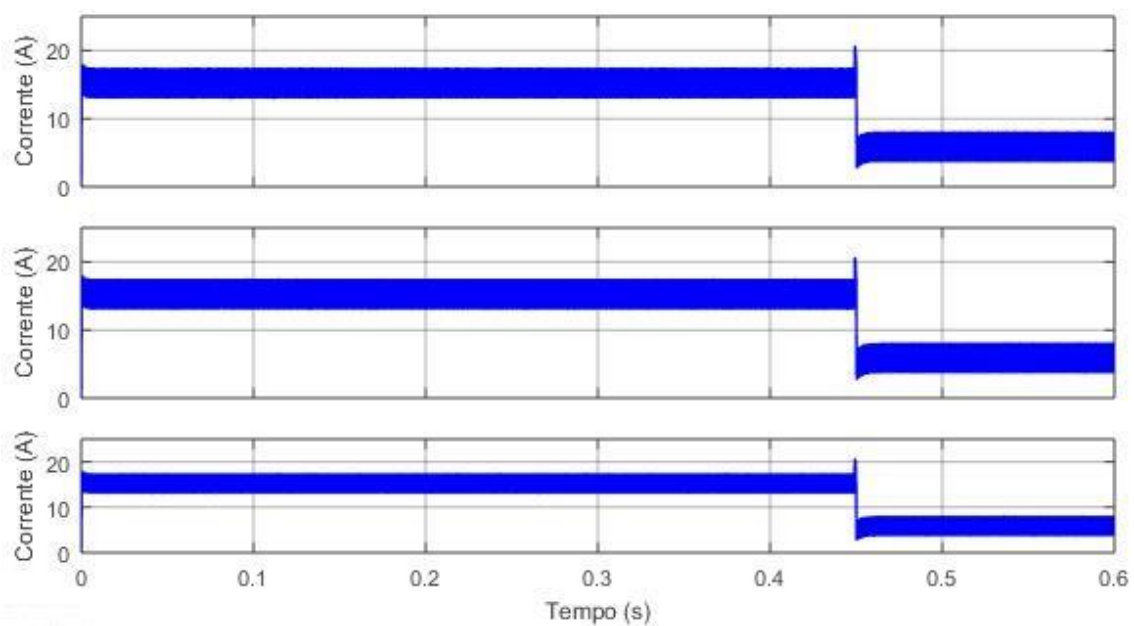
Fonte: Elaborado pelo autor

O princípio de funcionamento é exatamente o mesmo, a diferença se dá nas correntes entregues pelo conversor à bateria do VE que são menores, visto que a potência foi reduzida de 19,2kW para 11kW. Com a diminuição da potência acarretará em uma menor corrente entregue a bateria e, portanto, em um maior tempo necessário para realizar a carga. Nota-se na Figura 4.25, que a tensão de saída do conversor *buck interleaved*, mesmo com a redução da potência se mantém igual ao valor projetado.

#### 4.4.3 Variação de Carga do Conversor *Buck Interleaved*

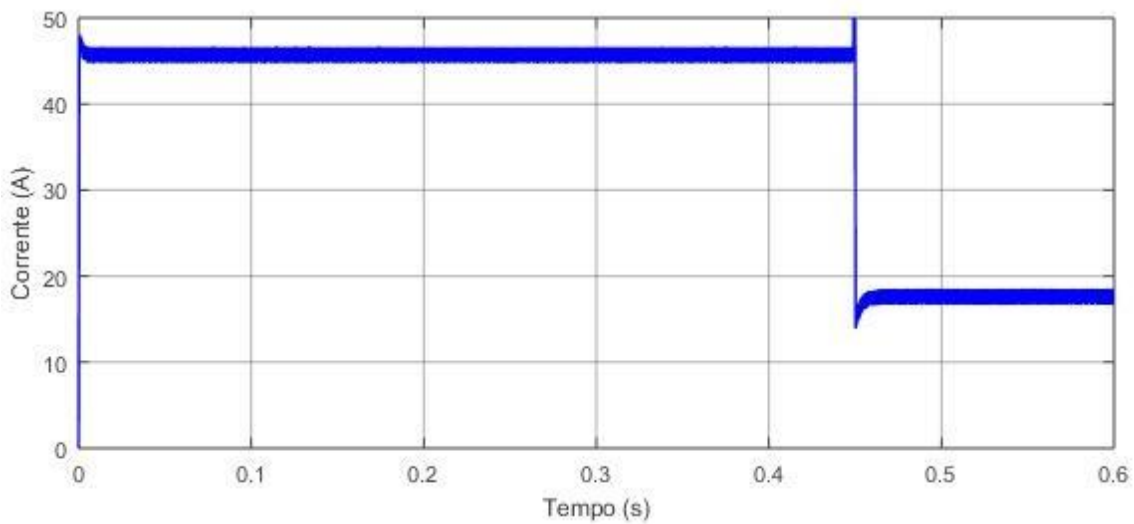
Nesta subseção serão apresentados os resultados obtidos para a operação do conversor através de situações adversas de variação de carga. A variação de carga para demonstração na simulação foi de 19,2kW para 7,4 kW. As Figuras 4.26, 4.27, 4.28 e 4.29, apresentam os resultados obtidos para a variação de carga descrita e serão comentados posteriormente.

Figura 4.26 – Corrente indutores com degrau de carga



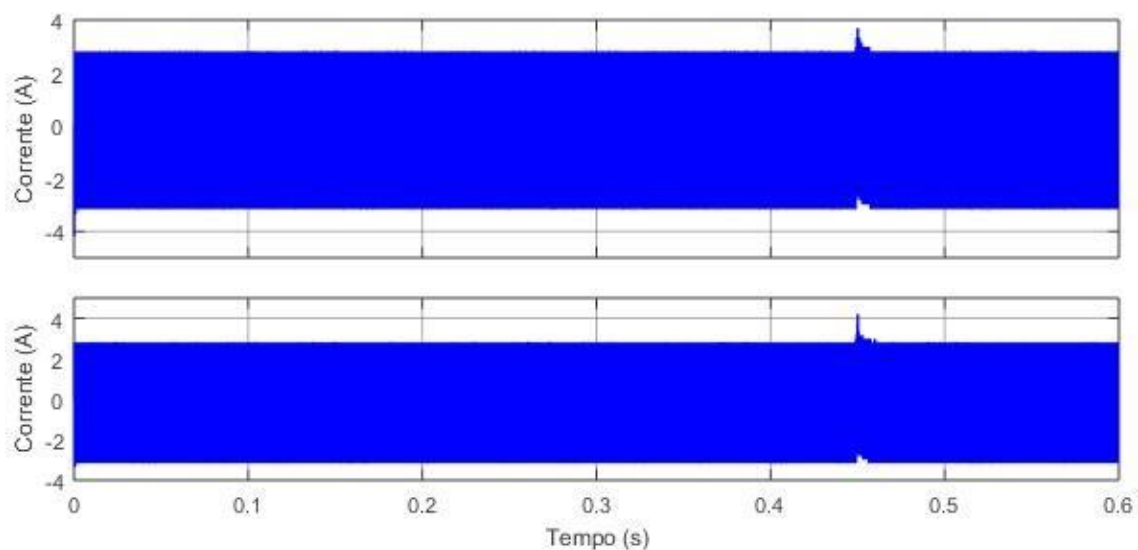
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.27 – Corrente de saída com degrau de carga



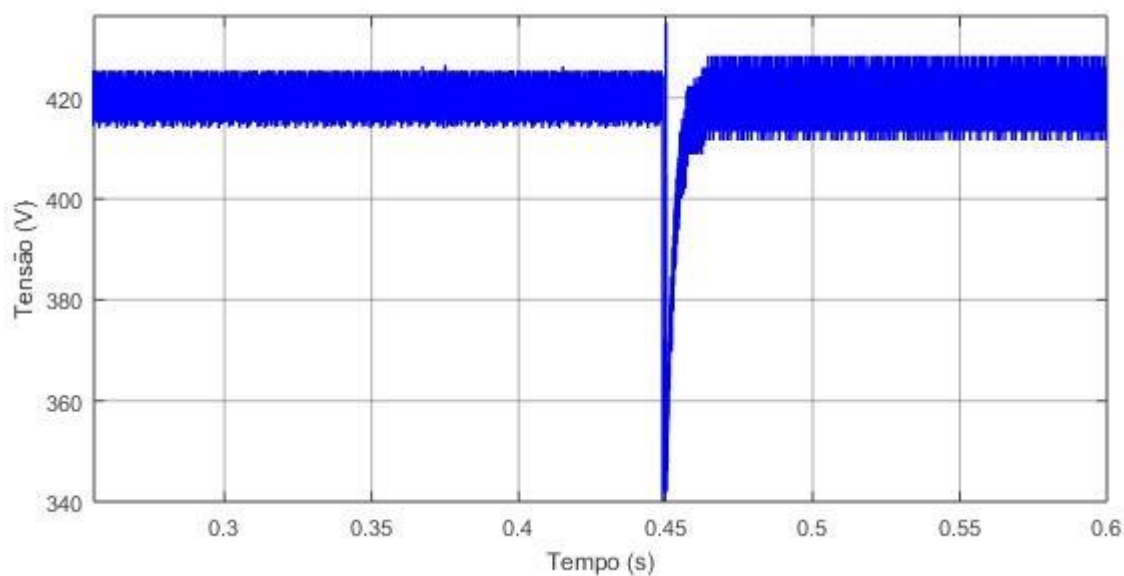
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.28 – Correntes circulantes nos braços do conversor com degrau de carga



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.29 – Tensão de saída do conversor com degrau de carga



Fonte: Elaborado pelo autor

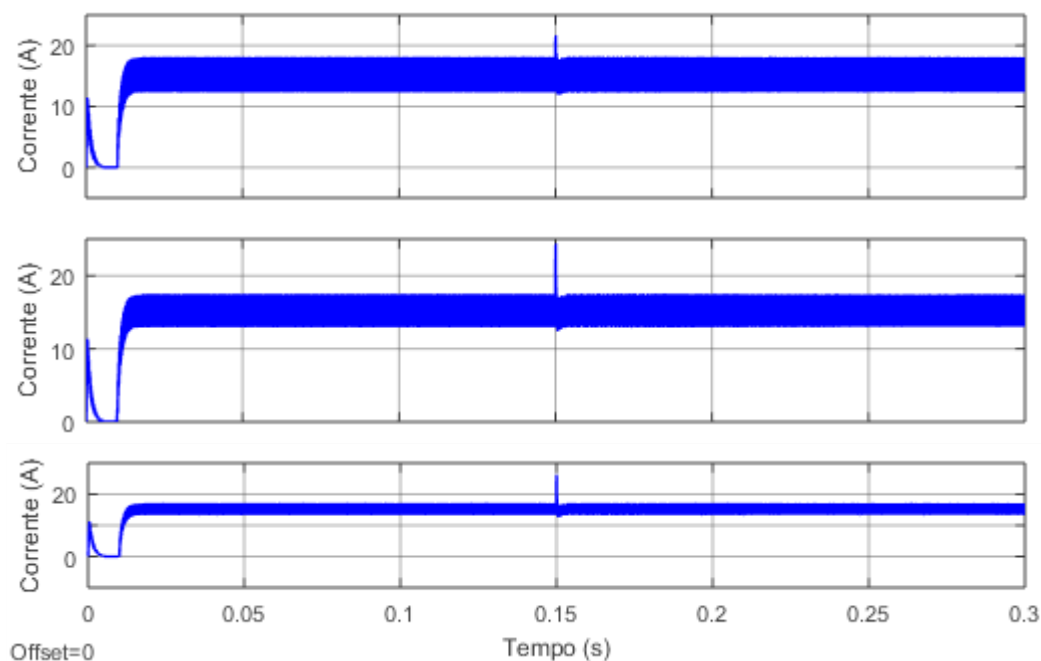
Com os resultados obtidos para a variação de carga no sistema, é possível dizer que o conversor *buck interleaved* consegue corresponder adequadamente com as variações de carga no sistema. Nas Figuras 4.26 e 4.27, é possível notar uma diminuição na corrente que é entregue na saída do conversor que é acarretada devido a diminuição da potência de operação do conversor. Na Figura 4.28 é possível notar

que não ocorre uma mudança significativa nas correntes circulantes nas malhas do conversor, continuam operando da maneira correta, forçando que as correntes de saída de cada um dos braços sejam iguais ou muito próximas. Na Figura 4.29, podemos notar uma queda brusca de tensão quando ocorre a variação da carga no sistema. Porém rapidamente a mesma retornou para o valor definido para a saída do conversor.

#### 4.4.4 Comprovação do Funcionamento da Malha de Corrente das Correntes Circulantes

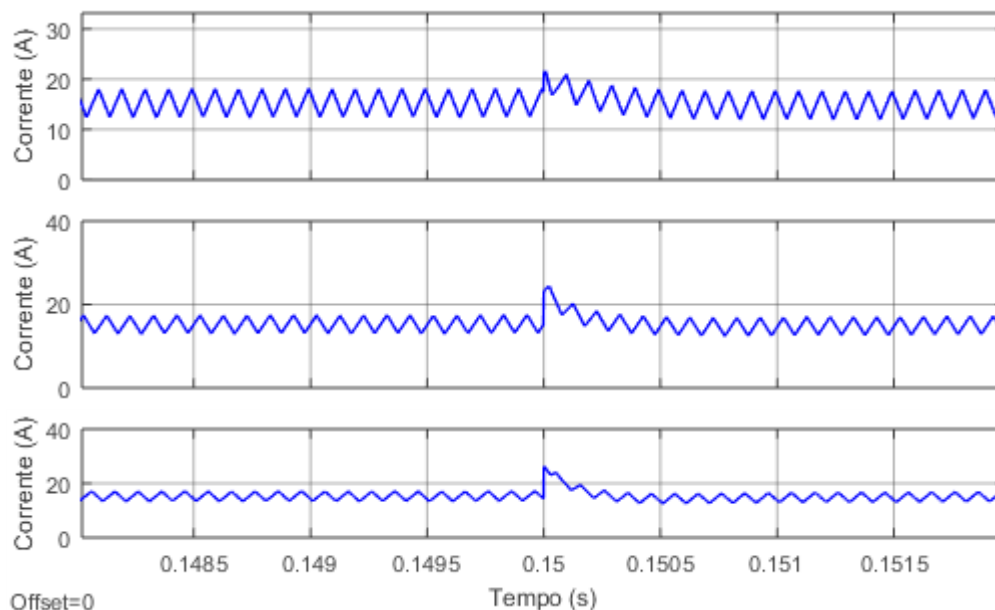
Para comprovar o funcionamento das malhas de correntes que tem como a finalidade eliminar as correntes circulantes nas pernas do conversor, foram adicionadas fontes de corrente para causar distúrbios no sistema. Os valores correntes adicionados nos indutores L1, L2 e L3, foram respectivamente de 4 A, 8 A e 12 A. As Figuras 4.30, 4.31 e 4.32, demonstram os resultados desta subseção.

Figura 4.30 – Correntes nos indutores com perturbação



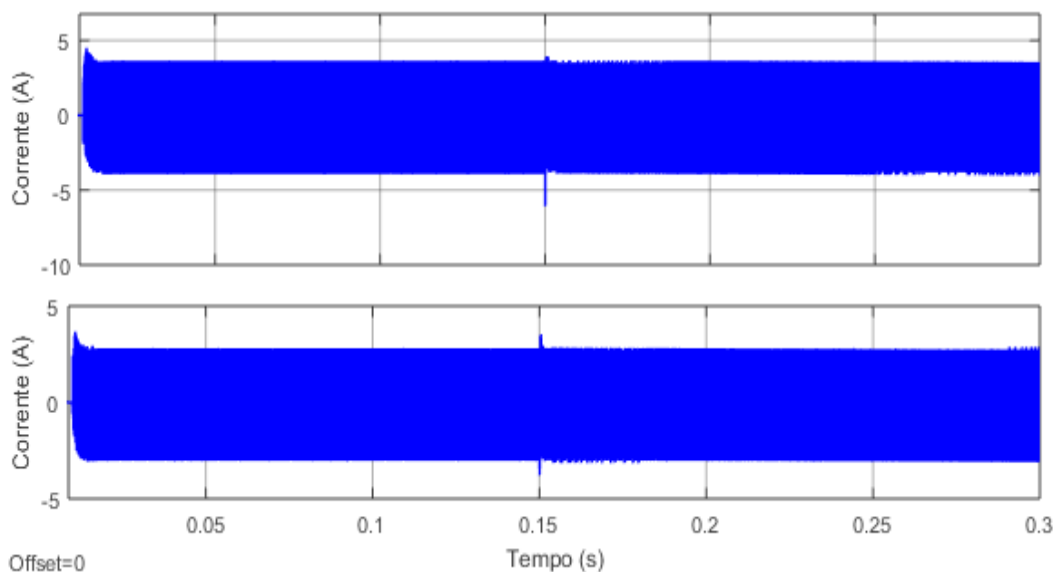
Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.31 – Detalhe nas correntes nos indutores com perturbação



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.32 – Correntes circulantes com perturbação



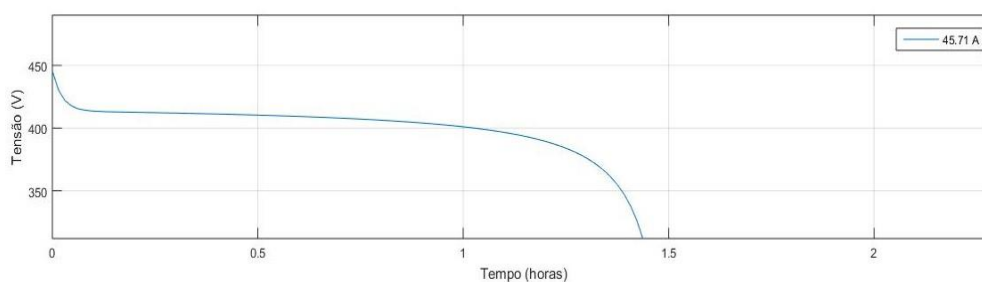
Fonte: Elaborado pelo autor

Podemos notar a perturbação realizada nas correntes de cada um dos indutores na Figura 4.30, na Figura 4.31 é apresentado com um maior detalhe a perturbação realizada nas correntes dos indutores. Por fim, na Figura 4.32 nota-se que apesar das variações nas correntes circulantes nos indutores, o controle age rapidamente com a finalidade de manter o equilíbrio do sistema.

## 4.5 Carregamento das Baterias

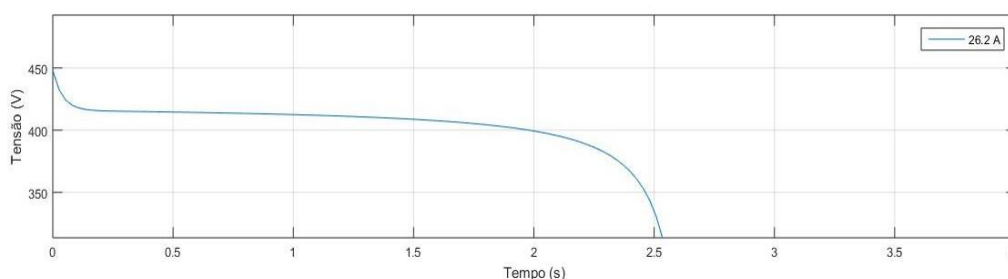
O carregamento das baterias foi realizado a partir do método de corrente constante, este método visa injetar uma corrente controlada na bateria. O controle de corrente do sistema de conversão se dá na saída do conversor *buck interleaved*. Devido ao enorme tempo necessário para realizar a simulação devido a capacidade das baterias presente em VEs, optou-se por estimar o tempo de recarga completa da bateria a partir do bloco de bateria do MATLAB/*Simulink* juntamente com o modelo comercial de bateria para VEs desenvolvido por (Automotive Energy Supply Corporation, 2019). A Figura 4.33 e a Figura 4.34, mostram respectivamente os tempos necessários para carregar a bateria em 19,2 kW e 11kW.

Figura 4.33 – Tempo de recarga para operação em 19,2 kW



Fonte: Elaborado pelo autor

Figura 4.34 – Tempo de recarga para operação em 11 kW



Fonte: Elaborado pelo autor

Na Figura 4.33, podemos verificar que o tempo de recarga estimado para a potência de 19,2 kW é de aproximadamente 1,5 horas e na Figura 4.34, para operação em 11 kW, o tempo de carregamento estimado é de aproximadamente 2,5 horas.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

### 5.1 Conclusão

O presente trabalho teve como objetivo geral demonstrar a modelagem matemática de um sistema de conversão de energia elétrica para carregamento de VEs, este sistema é composto por dois conversores de potência, um retificador PWM e um conversor CC-CC *buck interleaved*. Primeiramente foram apresentadas as características dos VEs, assim como os níveis de potência permitidos por norma para o seu carregamento e padrões de conectores.

Dentre as topologias existentes, para realizar a conversão de energia CA para CC foi escolhido o retificador trifásico PWM por apresentar uma topologia simples, com fator de potência unitário, fornecimento de tensão CC com baixa ondulação. Para realizar a conversão CC-CC escolheu-se o conversor *buck interleaved*, este foi escolhido devido a sua robustez, simplicidade, elevada eficiência e por possuir uma ótima resposta transitória. No Capítulo 3 realizou-se a modelagem matemática de ambos conversores, assim como o projeto dos controladores para cada variável a ser controlada do sistema.

Os resultados da simulação realizados no Capítulo 4 demonstram o desempenho de ambos conversores. Durante a partida do sistema o retificador PWM opera de forma adequada elevando a tensão do barramento CC rapidamente a partir da referência imposta ao controlador PI. Em regime permanente destaca-se a estabilidade do sistema, com correntes de entrada aproximadamente senoidais e baixa ondulação de tensão no barramento CC. O conversor *buck interleaved* também apresenta resposta adequada as situações de carregamento em diferentes níveis de potência, assim como em variações de potência durante o carregamento da bateria, mantendo a tensão de saída a qual foi especificada durante a modelagem do sistema. Por fim, são estimados o tempo necessário de recarga de uma bateria comercial para VEs em corrente constante.

### 5.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

- Implementação prática para comprovar os resultados simulados;
- Estudo de métodos de sincronismo com a rede de energia elétrica para explorar questões relacionadas a rejeição de distúrbios nas tensões da rede;



- Fazer uso da bidirecionalidade de potência reativa que ambos conversores podem proporcionar;
- Realizar controle digital visando melhorar o desempenho do sistema de controle;
- Implementar métodos mais eficazes para realizar o carregamento da bateria, para preservar características da bateria, tais como: tensão controlada, carregamento de dois níveis, tensão e corrente;

## REFERÊNCIAS

ABVE – Associação Brasileira do Veículo Elétrico. O que é veículo elétrico? Disponível em: <<http://www.abve.org.br/perguntas>>.

AGGELER, D. Et al. Ultra-fast dc-charge infrastructures for ev-mobility and future smart grids. IEEE (ISGT Europe), 2010.

AUTOMOTIVE ENERGY SUPPLY CORPORATION. Cell, Module, and Pack for EV Applications. Disponível em: <[https://www.eco-aesclb.com/en/product/liion\\_ev/](https://www.eco-aesclb.com/en/product/liion_ev/)>

BALLEN, G. Desenvolvimento de uma Estação de Carregamento Rápido com Elemento Armazenador de Energia para Veículos Elétricos. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Maria, 2017.

Baran, R. A Introdução de Veículos Elétricos no Brasil: Avaliação do Impacto no Consumo de Gasolina e Eletricidade. Tese (Doutorado em Planejamento energético) - Universidade Federal do Rio de Janeiro, 2012.

BARASSA, E. “Trajetória Tecnológica do Veículo Elétrico: Atores, Políticas e Esforços Tecnológicos no Brasil,” Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual de Campinas, Instituto de Geociências, Campinas, 2015.

BARBI, I. Apostila - Retificadores Trifásicos PWM. [S.I.], 2009.

BASTOS, R. F. Sistema de Gerenciamento para Carga e Descarga de Baterias (Chumbo-Ácido) e para Busca de Ponto de Máxima Potência Gerada em Painéis Fotovoltaicos Empregados em Sistemas de Geração Distribuída. Dissertação (Mestrado) – Escola de Engenharia de São Carlos, 2013.

BHANDARI, V; SUN, K; HOMANS, F. *The profitability of vehicle to grid for system participants - A case study from the Electricity Reliability Council of Texas*. Energy, v153, p 278-286, 2018.

BUITRAGO, C. A. S. Sistema de Carregamento Rápido de Veículo Elétrico Puro. Dissertação (Mestrado) – Universidade Estadual Paulista, 2017.

CAMARGO, R. F. D. Método de Sincronização aplicado a conversores PWM trifásicos. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Santa Maria, 2006.

CHEN, M.; RINCON-MORA, G. A. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime i-v performance. IEEE, 2006.

COELHO, K. D. Estudo de Uma Fonte Ininterrupta de Corrente Contínua de Baixa Potência Gerenciada por um Microcontrolador. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2001.

CORTEZZI, F. O Veículo Elétrico e o Impacto na Curva de Carga de Consumidores Estudo de Caso do Fiat 500E. Trabalho de conclusão de curso. Centro Federal de educação tecnológica de Minas Gerais, 2017.

DUSMEZ, S.; KHALIGH, A.; COOK, A. *Comprehensive analysis of high quality power converters for level 3 off-board chargers*. IEEE, 2011.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. 2. Ed. Springer Science, 2001.

EV-INSTITUTE. Plug World Map V5. Disponível em: [https://www.ev-institute.com/images/media/Plug\\_World\\_map\\_v5.pdf](https://www.ev-institute.com/images/media/Plug_World_map_v5.pdf) , 2017. Acesso em: 10 de fevereiro de 2021.

EVANS, W. R. *Control system synthesis by root locus method*. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 1950.

FAPESP. A ascensão dos elétricos 2017. Disponível em: <<https://revistapesquisa.fapesp.br/a-ascensao-dos-eletricos/>>. Acesso em: 4 de fevereiro de 2021.

FENT, D. G. *An Automatic Universal Boost Charging Algorithm Acid Batteries*. Telecommunications Energy Special Conference, Telescon, p. 453-456, 1994.

GANZENMÜLLER, W. H. *Conversor de Energia para Estação de Carregamento de Veículos Elétricos Puros por meio de Transmissão de Energia Elétrica sem Fio*. Dissertação (mestrado) – Universidade Estadual Paulista, 2020.

INDÚSTRIA HOJE. Como funciona um carro elétrico? 2014. Disponível em: <<https://industria hoje.com.br/como-funciona-um-carro-eletrico>>.

KASSAKIAN, J. G.; SCHLECHT, M. F.; VERGHESE, G. C. *Principles of power electronics*. 1991.

KOLLURI, S.; L. NARASAMMA N. *A new auxiliary current injection circuit for improved transient response of step-up/step-down DC-DC converters*. IECON, 2013.

MACLEAN, Heather L.; LAVE, Lester B. *Evaluating Automobile Fuel/Propulsion System Technologies*. Progress in Energy and Combustion Science, vol. 29. 69p. 2002.

MARINHO, D. M. F. *Sistema de Conversão para Aplicações G2V e V2G*. Dissertação (Mestrado) – Instituto Superior de Engenharia de Lisboa, novembro, 2018.

OGATA, K. *Engenharia de Controle Moderno*. 5. Ed. São Paulo, 2010.

OLIVEIRA, L. M. D. *Uma nova Concepção de Inversor Multinível para Aplicação em UPS*. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal do Ceará, 2009.

POSSAMAI, C. E. *Conversor Modular Aplicado ao Carregamento de Veículos Elétricos a Partir de uma Bateria Estacionária Residencial*. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 2018.

SALDANHA, J. Sistema Inteligente para o Controle da Recarga de Veículos Elétricos Híbridos Plug-in Visando o Benefício do Sistema Elétrico de Potência. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Pampa, 2017.

SANTOS, A. Análise da viabilidade técnica e econômica de um veículo elétrico versus veículo a combustão. Monografia (Especialização em eficiência energética) – Universidade Federal de Santa Maria, 2017.

YILMAZ, M.; KREIN, P. T. *Review of battery charger topologies, charging power levels, and infrastructure for plug-in electric and hybrid vehicles*. IEEE, maio 2013.

YONG, J. Y. et al. *A review on the state-of-the-art technologies of electric vehicle, its impacts and prospects*. Renewable and Sustainable Energy Reviews, Amsterdam, v. 49, n. 1, p. 365–385, 2015.

ZHANG, W; GANDHI, O; QUAN, H; RODRÍGUEZ-GALLEGOS, C. *A multi-agent based integrated volt-var optimization engine for fast vehicle-to-grid reactive power dispatch and electric vehicle coordination*. ELSVIER, 2018.

## Anexo A- Cálculo dos elementos passivos do retificador PWM

### A.1 Cálculo da Capacitância do Barramento CC

Segundo Barbi (2009), para realizar o cálculo da capacitância três critérios devem ser atendidos, são eles: Limite de ondulação de tensão em alta-frequência, Corrente eficaz do capacitor e *hold-up time*. Em geral, o critério de *hold-up time* se sobrepõe aos demais métodos. O cálculo da capacitância do barramento CC será realizado a partir deste critério.

O critério de *hold-up time* consiste em determinar um valor de capacitância, de forma que, na falta de tensão da rede o barramento CC do conversor seja capaz de suprir a carga por meio-ciclo de rede. Determinando a máxima variação de tensão do retificador, é possível então especificar a capacitância necessária. (Barbie, 2009).

Variação máxima da tensão do barramento CC do conversor igual a 10% da tensão nominal.

$$thu = \frac{Tr}{2} \quad (A.1)$$

$$V_{ccMin} = 0,9 * V_{cc} \quad (A.2)$$

Desprezando-se, as perdas internas do conversor têm-se que a potência de entrada é igual a potência de saída. O valor da capacitância é determinado pela equação (A.3).

$$P_{in} = P_{out} \quad (A.3)$$

$$C = \frac{2 * P_{in} * thu}{V_{cc}^2 - (0,9 * V_{cc})^2} \quad (A.4)$$

$$C = \frac{2 * 19,2k * 0,008333}{800^2 - (0,9 * 800)^2} = 2,6316mF \quad (A.5)$$

Portanto o valor adotado para o capacitor do barramento CC, foi  $C = 2,7mF$ .

## A.2 Cálculo dos Indutores de Entrada

Assim como o cálculo da capacitância, o cálculo dos indutores de entradas foi descrito através de Barbi (2009). A dedução completa das equações pode ser vista no trabalho contido nas referências.

$$L = \frac{V_p}{\Delta I * f_s} \left( 1 - \frac{3 V_p}{2 V_{cc}} \right) \quad (A.6)$$

A partir da equação (A.6), calcula-se a indutância de entrada. A máxima ondulação de corrente de fase ( $\Delta I$ ), pode ser obtida a partir da corrente de pico de entrada, calculada a partir da equação (A.14), definida por (Barbie, 2009).

$$i_p = \frac{2P_o}{3V_p} \quad (A.7)$$

$$i_p = \frac{2 * 19,2k}{3 * 311} = 41,1576A \quad (A.8)$$

A máxima ondulação de corrente é 10% da corrente de pico de entrada, equação (A.9).

$$\Delta I = 4,1158 \quad (A.9)$$

Assim podemos usar a equação (A.6) para calcular a indutância de entrada:

$$L = \frac{311}{4,1158 * 10k} \left( 1 - \frac{3 * 311}{2 * 800} \right) = 3,2mH \quad (A.10)$$