

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA
CENTRO DE TECNOLOGIA
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

Gleisson Balen

**DESENVOLVIMENTO DE UMA ESTAÇÃO DE
CARREGAMENTO RÁPIDO COM ELEMENTO
ARMAZENADOR DE ENERGIA PARA VEÍCULOS
ELÉTRICOS**

**Santa Maria, RS
2017**

Gleisson Balen

**DESENVOLVIMENTO DE UMA ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO
RÁPIDO COM ELEMENTO ARMAZENADOR DE ENERGIA PARA
VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

Orientador: Prof. Ph.D. Humberto Pinheiro

Santa Maria, RS
2017

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Balen, Gleisson

Desenvolvimento de uma Estação de Carregamento Rápido com Elemento Armazenador de Energia para Veículos Elétricos / Gleisson Balen - 2017

220 p.; 30 cm

Orientador: Humberto Pinheiro

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, RS, 2017

1. Veículo Elétrico 2. Carregamento CC 3. Retificador 12 Pulsos 4. Conversor Buck-Interleaved 5. Controle Digital.
Pinheiro, Humberto. III. Título.

© 2017

Todos os direitos autorais reservados a Gleisson Balen. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Fone: (55) 3220-9497;

Endereço Eletrônico: gbalen@gmail.com

Gleisson Balen

**DESENVOLVIMENTO DE UMA ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO
RÁPIDO COM ELEMENTO ARMAZENADOR DE ENERGIA PARA
VEÍCULOS ELÉTRICOS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovado em 04 de Agosto de 2017:



Humberto Pinheiro, Ph.D. (UFSM)
(Presidente/ Orientador)



Felipe Bovolini Grigoletto, Dr. (UNIPAMPA)



Luciano Schuch, Dr. (UFSM)

Santa Maria, RS
2017

DEDICATÓRIA

Dedico à minha família, que sempre me apoiou e me deu forças para continuar estudando e alcançar este objetivo.

AGRADECIMENTOS

Meus maiores agradecimentos a minha mãe Teresinha, ao meu pai Otavio e a minha irmã Elisa que sempre me apoiaram em todos momentos e foram fundamentais na minha vida. Agradeço muito pelos valores, pela motivação, pela compreensão e por sempre acreditarem na minha capacidade.

Agradeço ao professor Humberto Pinheiro pela orientação desse trabalho, pelo incentivo, pela compreensão e pela ajuda em diversos momentos. Da mesma forma, agradeço ao professor Luciano Schuch por todo o apoio a mim prestado desde o início dos assuntos aqui abordados. Ao professor Felipe Grigoletto e à professora Fernanda Carnielutti por todas as considerações e ideias para a evolução desse trabalho. Além disso, agradeço também ao professor Sheldon Williamson que me incentivou e apoiou a iniciar as pesquisas nessa área.

A Carolina, essa pessoa maravilhosa, exemplo de paciência, empatia, tranquilidade e carisma, que sempre esteve ao meu lado nos dias difíceis, estressantes, cansativos, ensolarados e chuvosos, sem hesitar. Por me escutar, me apoiar, dar forças, dar caronas e me incentivar a seguir adiante. Muito obrigado por tudo.

Agradeço também ao Ricardo Prado e a Natalia Prado pelos conselhos, pelo apoio e pela ajuda nas mais diversas etapas dessa caminhada.

Aos meus colegas de graduação Adriano Marchesan, Leyla Kräulich e André Bor-niatti pela parceria, companheirismo e ajuda nas mais diversas ocasiões. Ao meu amigo de coração Rodrigo Krug (*In Memoriam*) que sempre foi um exemplo de pessoa com sua alegria, espontaneidade e amizade.

Aos meus colegas e amigos do GEPOC, agradeço muito pela troca de conhecimento, convivência, companheirismo e boas conversas. Por não apenas dividirmos jogos de truco, café e churrasco, mas por toda a ajuda nas diferentes situações vividas durante esse tempo. Sei o quanto são merecedores de muito sucesso e realizações, e torço, do fundo do coração, para que o alcancem.

Agradeço aos meus alunos do CTISM que me motivavam a ser um profissional melhor a cada aula, pela sua alegria em situações difíceis, e que fizeram parte dessa conquista. Ainda, agradeço aos colegas professores, professoras e TAEs da escola, que foram importantes para mim durante os anos como professor e mestrando.

Agradeço as demais pessoas, entre amigos e familiares, que de alguma forma colaboraram e torceram por mim durante a realização desse trabalho.

E não menos importante, agradeço à Universidade Federal de Santa Maria, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica e à coordenação do PPGEE por proporcionar a oportunidade de acesso ao curso de pós-graduação de alta qualidade.

“The only way to be truly satisfied is to do what you believe is great work. And the only way to do great work is to love what you do. If you haven’t found it yet, keep looking. Don’t settle”

Steve Jobs”

RESUMO

DESENVOLVIMENTO DE UMA ESTAÇÃO DE CARREGAMENTO RÁPIDO COM ELEMENTO ARMAZENADOR DE ENERGIA PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

AUTOR: GLEISSON BALEN
ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

Preocupações com o meio ambiente, em especial o efeito estufa e as mudanças climáticas, têm aumentado a busca por meios de transporte mais eficientes e com reduzidas emissões de poluentes. Uma das formas de diminuir as emissões é pelo uso dos veículos híbridos e puramente elétricos, os quais vêm ganhando notoriedade no cenário mundial. Entre os fatores que auxiliam na expansão desses veículos estão os incentivos fiscais, o avanço na tecnologia de baterias e a disponibilidade de estações de recarga. Em vista disso, esse trabalho propõe uma estação de carregamento rápido CC para veículos elétricos. O sistema modular proposto visa atender as normas internacionais e nacionais, com a facilidade de sua expansão e opção para integração de elementos armazenadores de energia. Dessa maneira, é realizado o projeto do conversor retificador 12 pulsos não controlado, o qual fornecerá energia para o barramento CC de 618V. Nele são conectados os pontos de carregamento, os quais possuem um conversor abaixador intercalado. A modelagem por circuito médio do conversor, bem como, o controle digital são desenvolvidos e validados por simulação. A conexão dos dois estágios requer um capacitor, em que seu valor é determinado pela análise de impedâncias a fim de manter a estabilidade do sistema. Além disso, são apresentadas as características principais das baterias e o seu circuito equivalente ao modelo para uso em simulações. Finalmente, a utilização de dispositivos armazenadores de energia para redução de picos de demanda da rede é analisada pelo estudo de viabilidade econômica.

Palavras-chave: Veículos Elétricos, Carregamento Rápido CC, Retificador 12 pulsos, Buck Interleaved, Controle Digital

ABSTRACT

DEVELOPMENT OF A DC FAST CHARGE STATION WITH ENERGY STORAGE ELEMENT FOR ELECTRIC VEHICLES

AUTHOR: GLEISSON BALEN
ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

Concerns about climate change have increased the search for more efficient means of transportation with reduced greenhouse gases emissions. A likely solution deal with emissions is through hybrid and purely electric vehicles, which has been reaching notoriety in the entire world. Among the factors that help the adoption of these vehicles are governmental actions, batteries autonomy, and charge station availability. Therefore, this work presents a DC fast charging station for electric vehicles. The proposed modular system aims to comply with international and national standards, with possibility of expansion and option for energy storage elements integration. In this way, the design is developed the design of an uncontrolled 12-pulse rectifier converter, which provides 618V DC bus. The direct current source is connected to charging points, which are composed of an interleaved buck converter. The average circuit model and digital control are developed and simulated. The connection of the two stages requires a capacitor and its value is determined by an impedance analysis in order to maintain system stability. In addition, main batteries features and their circuit equivalent model are presented to be used in simulations. Furthermore, a viability study analyzes how a battery bank can help a fast charge station to reduce the use of energy from the grid during peak hours.

Keywords: Electric Vehicles, DC Fast Charge, 12 Pulse Rectifier, Interleaved Buck Converter, Digital Control

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– Breve histórico da evolução dos veículos elétricos no mundo.	35
Figura 1.2	– Configuração híbrida série.	36
Figura 1.3	– Configuração híbrida paralela.	37
Figura 1.4	– Configuração híbrida série-paralela.	38
Figura 1.5	– Veículo elétrico da Formula-e.	40
Figura 1.6	– Evolução mundial do estoque de carros elétricos, 2010-16.	41
Figura 1.7	– Cumulativo de vendas de PHEV e BEV nos Estados Unidos até 2016.	41
Figura 1.8	– Estação de carregamento de EVs em Portland, nos Estados Unidos.	43
Figura 1.9	– Disponibilidade das diferentes estações de carregamento no mundo.	44
Figura 1.10	– Estados com alíquotas de IPVA diferenciado para EVs no Brasil. ...	46
Figura 1.11	– Tipos de isolamento para carregadores conectados na rede convencional.	47
Figura 2.1	– Domínios e áreas de normatização para EVs.	52
Figura 2.2	– Modo de carregamento 1 em CA.	55
Figura 2.3	– Modo de carregamento 2 em CA.	55
Figura 2.4	– Modo de carregamento 3 em CA.	56
Figura 2.5	– Modo de carregamento 4 em CC.	57
Figura 2.6	– Síntese dos modos de carregamento e seus EVSEs.	60
Figura 2.7	– Diagrama do conector Tipo 1.	61
Figura 2.8	– Diagrama do conector Tipo 2.	62
Figura 2.9	– Diagrama do conector Tipo 3.	62
Figura 2.10	– Diagrama do conector Tesla <i>Supercharger</i>	63
Figura 2.11	– Conector CHAdeMO e correspondentes pinos de conexão.	65
Figura 2.12	– Configuração típica do circuito utilizando para o conector CHAdeMO.	66
Figura 2.13	– Interface do conector CHAdeMO.	67
Figura 2.14	– Regulações para solicitações de corrente do veículo.	69
Figura 2.15	– a) perfil de corrente requisitado pelo veículo durante a recarga rápida e resposta do carregador e em b) diferentes perfis requisitados pelo veículo.	70
Figura 2.16	– Circuito detector de falta à terra.	71
Figura 2.17	– Fluxograma das etapas de funcionamento definidas pelo padrão CHAdeMO.	73
Figura 2.18	– Diagrama Conector SAE J1772 Combo.	74
Figura 2.19	– Sinal PWM enviado pelo veículo para a estação por meio do protocolo PLC.	75
Figura 2.20	– Esquema da estação de carregamento CC com isolamento em alta frequência.	78
Figura 2.21	– Retificador não controlado a diodos.	80
Figura 2.22	– Retificador trifásico controlado.	80
Figura 2.23	– Retificador trifásico controlado a 4 pernas.	81
Figura 2.24	– Retificador VIENNA trifásico controlado.	81
Figura 2.25	– Retificador VIENNA trifásico controlado com três interruptores. ...	82
Figura 2.26	– Retificador trifásico controlado SWISS.	83
Figura 2.27	– Retificador trifásico 6 Pulsos.	84
Figura 2.28	– Retificador trifásico 18 Pulsos.	85
Figura 2.29	– Retificador trifásico com transformador Scott.	86
Figura 2.30	– Conversor CC-CC <i>Boost Interleaved</i>	87
Figura 2.31	– Conversor CC-CC <i>Buck Interleaved</i>	87
Figura 2.32	– Conversor <i>Phase Shifted ZVS Full-Bridge</i>	88

Figura 2.33 – Conversor <i>Half-Bridge LLC Resonant</i>	89
Figura 2.34 – Conversor CC-CC isolado <i>Dual Active Bridge</i>	89
Figura 2.35 – Conversor CC-CC <i>Dual Active Bridge</i> com 4 interruptores e indutor na entrada.	90
Figura 2.36 – Sistema de Carregamento Rápido, Dispositivo de Controle de Energia Elétrica Armazenada e Programa.	91
Figura 2.37 – Sistema de Carregamento de Carro Elétrico.	91
Figura 2.38 – Aparato de Controle, Sistema e Método de Carregamento.	92
Figura 2.39 – Método e Sistema de Carregamento de Baterias.	92
Figura 2.40 – Uso de Energia de Bateria para Otimização da Rede Convencional e Carregamento de EVs.	93
Figura 2.41 – Uso de Energia da Baterias para Otimização da Rede Convencional e Carregamento de EVs.	94
Figura 2.42 – Visão geral e arranjo matricial do Sistema de Carregamento para Veículos Elétricos.	94
Figura 2.43 – Sistema de Carregamento Rápido para Veículos Elétricos.	95
Figura 2.44 – Sistema de Carregamento Rápido para Veículos Elétricos.	96
Figura 3.1 – Célula (a), módulo (b) e bateria completa (c).	104
Figura 3.2 – Modelo por circuito da célula de lítio.	109
Figura 3.3 – Tensão total da bateria simulada pelo SoC.	111
Figura 3.4 – Acréscimo da tensão da bateria no tempo.	111
Figura 3.5 – Tempo de carga da bateria para uma taxa de 2C.	112
Figura 3.6 – Circuito montado para simulação da bateria.	112
Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema de carregamento rápido proposto.	116
Figura 4.2 – Sistema de carregamento rápido proposto.	116
Figura 4.3 – Porcentagem da corrente de cada harmônica em relação à corrente total.	118
Figura 4.4 – Circuito retificador trifásico não controlado a 12 pulsos.	119
Figura 4.5 – Tensões de saída dos conjuntos retificadores e da carga, após o transformador de interfase.	121
Figura 4.6 – Tensões de saída dos conjuntos retificadores e na carga.	124
Figura 4.7 – Correntes de fase na entrada do transformador para uma carga de 600kW.	124
Figura 4.8 – Intensidade das harmônicas de corrente na entrada do transformador para uma carga de 600kW.	125
Figura 4.9 – Esquema do conversor <i>buck interleaved</i>	126
Figura 4.10 – Gráfico dos núcleos magnéticos pela relação LI^2	129
Figura 4.11 – Fator de redução da permeabilidade magnética dependendo da componente CC.	130
Figura 4.12 – Circuito equivalente do filtro LCL.	134
Figura 4.13 – Modelo médio por circuito equivalente do conversor <i>buck interleaved</i>	138
Figura 4.14 – Validação do modelo do conversor <i>buck interleaved</i> para uma variação da razão cíclica de 5%.	141
Figura 4.15 – Verificação do modelo <i>buck interleaved</i> com filtro LCL para uma variação na razão cíclica de 5%.	142
Figura 4.16 – Diagrama geral da configuração do controle de corrente.	143
Figura 4.17 – Diagrama da configuração do controle digital de corrente.	145
Figura 4.18 – Circuito de instrumentação para medição das correntes em cada indutor.	146
Figura 4.19 – Diagrama de Bode para $G_{itd}(s)$ com valores nominais e para $G_{itd_{vp}}(s)$ com variação da carga.	149
Figura 4.20 – Estrutura de controle simplificada.	150

Figura 4.21 – Diagrama de Bode comparando a resposta em malha aberta para o sistema nos planos s , z e w	151
Figura 4.22 – Diagrama de Bode com a resposta em malha aberta para o sistema em z	153
Figura 4.23 – Diagrama de Bode com a resposta em malha aberta para a malha circulante 1 compensada z	154
Figura 4.24 – Diagrama das portadoras triangulares defasadas e número das amostras dos sinais.	156
Figura 4.25 – Diagrama das portadoras triangulares e atualização dos comparadores para cada sinal PWM.	156
Figura 4.26 – Correntes balanceadas em cada um dos indutores e a corrente total i_t	157
Figura 4.27 – Correntes balanceadas em cada um dos indutores após um degrau de referência.	157
Figura 4.28 – Corrente i_t e nos indutores para uma variação de 10% no valor da indutância L_1	158
Figura 4.29 – Corrente i_t e nos indutores para um acréscimo de 20% no valor da indutância L_1 e uma redução de 20% no valor da indutância L_2	158
Figura 4.30 – Corrente i_t e nos indutores para uma redução de 50% no valor da indutância L_1	159
Figura 4.31 – Corrente i_t após uma variação do tipo degrau na referência.	159
Figura 4.32 – Corrente i_t após uma variação da carga.	160
Figura 4.33 – Corrente i_o e i_t após uma variação abrupta da referência.	161
Figura 4.34 – Ondulação corrente i_o e i_t	161
Figura 4.35 – Modelo com as impedâncias equivalentes.	162
Figura 4.36 – Modelo com as impedâncias equivalentes.	163
Figura 4.37 – Circuito Thévenin com as impedâncias do retificador equivalente.	163
Figura 4.38 – Comparação entre as correntes na carga para diferentes valores do capacitor de acoplamento.	167
Figura 4.39 – Diagrama de Nyquist para três valores do capacitor de acoplamento.	168
Figura 4.40 – Detalhe do diagrama de Nyquist para três valores do capacitor de acoplamento.	168
Figura 5.1 – Gráfico correspondente a um dia de entradas, saídas e ocupação totalizados por hora para um shopping center.	174
Figura 5.2 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 1.	180
Figura 5.3 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 2.	181
Figura 5.4 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 3.	182
Figura 5.5 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 4.	183
Figura 5.6 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 5.	184
Figura 5.7 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 6.	185
Figura 5.8 – Valor do kWh para baterias estacionárias de chumbo-ácido.	186
Figura 5.9 – Possíveis cenários para baterias estacionárias de chumbo ácido.	187
Figura 5.10 – Taxa de retorno do investimento para um ano em diferentes cenários.	188

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Veículos híbridos com configuração série.	37
Tabela 1.2 – Veículos híbridos com configuração paralela.	38
Tabela 1.3 – Veículos híbridos com configuração série-paralela.	39
Tabela 1.4 – Veículos puramente elétricos.	40
Tabela 2.1 – Principais normas referentes aos EVSE e os relativos territórios de vigência.	53
Tabela 2.2 – Definição dos níveis de carregamento de acordo com SAE J1772. ...	57
Tabela 2.3 – Resumo dos modos de carregamento e dispositivos comerciais de acordo com a IEC 61851-1.	58
Tabela 2.4 – Comparação entre os modos de carregamento e o tempo para carga de uma bateria de 24kWh até 80% da sua capacidade.	59
Tabela 2.5 – Comparação dos valores nominais dos conectores CC.	64
Tabela 2.6 – Especificações da estação de carregamento com conector CHAdeMO.	66
Tabela 2.7 – Solicitações do veículo elétrico à estação.	69
Tabela 2.8 – Especificações do sistema de monitoramento da corrente de fuga CC e falha à terra.	72
Tabela 2.9 – Valores razão cíclica e corrente do protocolo de comunicação PLC. .	74
Tabela 2.10 – Limites de distorção de tensão.	76
Tabela 2.11 – Limites de distorção de corrente para sistemas com tensões entre 120V e 69kV.	77
Tabela 2.12 – Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental) para $1\text{kV} < V \leq 13,8\text{kV}$	78
Tabela 2.13 – Limites de variação da corrente permitida na saída CC, de acordo com a frequência.	98
Tabela 2.14 – Requisitos exigidos no projeto de um carregador CC externo.	99
Tabela 2.15 – Síntese das principais EVSEs para carregamento CC disponíveis no mercado, com seus valores nominais.	100
Tabela 3.1 – Principais modelos de baterias e suas características.	107
Tabela 3.2 – Resumo dos principais tipos e características das baterias de Lítio-íon.	108
Tabela 4.1 – Comparação da THD e do FP de diferentes topologias retificadoras.	117
Tabela 4.2 – Resumo dos valores do retificador 12 pulsos.	123
Tabela 4.3 – Requisitos para projeto do conversor <i>buck interleaved</i>	127
Tabela 4.4 – Valores e expressões para cálculo do indutor pelo método $A_e A_w$	128
Tabela 4.5 – Valores do núcleo K8044E026.	129
Tabela 4.6 – Tabela de fios esmaltados.	132
Tabela 4.7 – Valores do núcleo 00K160LE026.	132
Tabela 4.8 – Valores calculados para o indutor com núcleo 00K160LE026.	133
Tabela 4.9 – Tabela comparativa de valores e volumes para os dois casos do conversor <i>buck interleaved</i>	137
Tabela 4.10 – Valores utilizados na comprovação do modelo do conversor <i>buck interleaved</i>	140
Tabela 4.11 – Valores utilizados na comprovação do modelo do conversor <i>buck interleaved</i> com filtro LCL.	142
Tabela 4.12 – Parâmetros do dispositivo de processamento do controle discreto. ...	145
Tabela 4.13 – Valores dos componentes de instrumentação do circuito de controle.	147
Tabela 4.14 – Relação dos distúrbios a serem suprimidos na entrada, na saída, na medida e nas variações paramétricas.	149
Tabela 5.1 – Número de ciclos e valores de baterias comerciais.	175

LISTA DE TABELAS

Tabela 5.2 – Tarifas de energia horo-sazonal azul subgrupo A4 para clientes comerciais.	177
Tabela 5.3 – Termos utilizados na função (5.8).	178
Tabela 5.4 – Taxa interna de retorno anual para o caso 2.	181
Tabela 5.5 – Taxa interna de retorno anual para o caso 4.	183
Tabela 5.6 – Taxa interna de retorno anual para o caso 5.	184
Tabela 5.7 – Taxa interna de retorno anual para o caso 6.	185

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>ABNT</i>	Associação Brasileira de Normas Técnicas
<i>AD</i>	Analógico para Digital
<i>ADC</i>	<i>Analog to Digital Converter</i>
<i>AGM</i>	<i>Absorbed Glass Mat</i>
<i>AWG</i>	<i>American Wire Gauge</i>
<i>ANEEL</i>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<i>ANSI</i>	<i>American National Standards Institute</i>
<i>BEV</i>	<i>Battery Electric Vehicle</i>
<i>BMS</i>	<i>Battery Management System</i>
<i>BS</i>	<i>British Standard</i>
<i>CAN</i>	<i>Controller Area Network</i>
<i>CHAdEMO</i>	<i>Charge de Move</i>
<i>CIP</i>	Contribuição de Iluminação Pública
<i>COFINS</i>	Contribuição para o Financiamento da Seguridade Social
<i>CSC</i>	<i>Current Source Converters</i>
<i>DA</i>	Digital para Analógico
<i>DAB</i>	<i>Dual Active Bridge</i>
<i>DoD</i>	<i>Depth of Discharge</i>
<i>DOE</i>	<i>Department of Energy</i>
<i>DR</i>	Dispositivo Residual
<i>EMI</i>	<i>Electromagnetic Interference</i>
<i>EN</i>	<i>National Electrical Installation Standard</i>
<i>EPA</i>	<i>United States Environmental Protection Agency</i>
<i>EV</i>	<i>Electric Vehicle</i>
<i>EVSE</i>	<i>Electric Vehicle Supply Equipment</i>
<i>FIA</i>	Federação Internacional do Automobilismo
<i>FP</i>	Fator de Potência
<i>FT</i>	Função de Transferência
<i>HEV</i>	<i>Hybrid Electric Vehicle - HEV</i>
<i>LSB</i>	<i>Least Significant Bit</i>
<i>ICE</i>	<i>Internal Combustion Engine</i>
<i>ICMS</i>	Imposto sobre Circulação de Mercadorias Serviços
<i>IEC</i>	<i>International Electrotechnical Commission</i>
<i>IEEE</i>	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i>
<i>IMA</i>	<i>Integrated Motor Assist</i>
<i>IOF</i>	Imposto sobre Operações Financeiras
<i>IPT</i>	<i>Inter Phase Transformer</i>
<i>ISO</i>	<i>International Organization for Standardization</i>
<i>JEVS</i>	<i>Japan Automobile Research Institute</i>
<i>KERS</i>	<i>Kinetic Energy Recovery Systems</i>

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>NEIS</i>	<i>European Standard</i>
<i>NFPA</i>	<i>National Fire Protection Association</i>
<i>OCV</i>	<i>Open-Circuit Voltage</i>
<i>PB</i>	<i>Payback Time</i>
<i>PCC</i>	<i>Point of Common Coupling</i>
<i>PE</i>	Condutor de Proteção
<i>PFC</i>	<i>Power Factor Correction</i>
<i>PHEV</i>	<i>Plug-in Hybrid Electric Vehicle</i>
<i>PIS</i>	Programa de Integração Social
<i>PI</i>	Proporcional Integral
<i>PLC</i>	<i>Power Line Carrier</i>
<i>PWM</i>	<i>Pulse Width Modulation</i>
<i>SAE</i>	<i>Society of Automotive Engineers</i>
<i>SCC</i>	<i>Standards Council of Canada</i>
<i>SoC</i>	<i>State of Charge</i>
<i>TDD</i>	<i>Total Demand Distortion</i>
<i>THD</i>	<i>Total Harmonic Distortion</i>
<i>TIR</i>	Taxa Interna de Rendimento
<i>TMA</i>	Taxa Mínima de Atratividade
<i>UL</i>	<i>Underwriters Laboratories</i>
<i>V2G</i>	<i>Vehicle to Grid</i>
<i>VLP</i>	Valor Líquido Presente
<i>VSC</i>	<i>Voltage Source Converters</i>
<i>ZCS</i>	<i>Zero Voltage Switch</i>
<i>ZOH</i>	<i>Zero Order Holder</i>
<i>ZVS</i>	<i>Zero Voltage Switch</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$I_{\Delta n}$	variação da corrente nominal do disjuntor residual
3ϕ	circuito trifásico
ΔI_{req1}	taxa de variação da corrente solicitada durante o carregamento
ΔI_{req2}	taxa de variação da corrente solicitada no desligamento
I_{dev}	corrente exigida na saída da estação
T_d	atraso na resposta do controle à solicitação do veículo
ΔI_{out1}	taxa de variação da corrente de saída durante o carregamento
ΔI_{out2}	taxa de variação da corrente de saída durante o desligamento normal e de emergência
R_{fc}	resistência de isolamento entre o condutor CC+/CC- e o veículo ou invólucro na primeira falta
V_h	amplitude das componentes harmônicas individuais
V_n	tensão nominal
V_{pcc}	tensão no ponto de acoplamento comum
I_h	amplitude das componentes harmônicas individuais
I_1	corrente nominal
I_{cc}	máxima corrente de curto-circuito no PCC
h	ordem das harmônicas
R_{sdis}	resistor que representa a auto descarga da bateria quando armazenada por muito tempo
C_{use}	capacidade da célula utilizada
V_{soc}	tensão no paralelo do capacitor e resistor, equivale ao valor de 0 a 100% do SoC
i_{bat}	corrente de carga ou descarga da célula
v_{bat}	tensão na célula da bateria
$V_{oc}(SoC)$	tensão de circuito aberto da célula em função do estado de carga
$R_o(SoC)$	resistor que representa a queda de tensão a uma resposta ao degrau da corrente de carga em função do SoC
$R_{ts}(SoC)$	resistor que representa as variações com constante de tempo pequena em função do SoC
$C_{ts}(SoC)$	capacitor que representa as variações com constante de tempo pequena em função do SoC
$R_{tl}(SoC)$	resistor que representa as variações com constante de tempo longa em função do SoC
$C_{tl}(SoC)$	capacitor que representa as variações com constante de tempo longa em função do SoC
k_n	número inteiro maior que 0
q	número de pulsos do retificador
V_{lsy}	tensão de linha do secundário em Y do transformador

LISTA DE SÍMBOLOS

V_{lpy}	tensão de linha do primário em Y do transformador
V_{psyr}	tensão de pico do secundário em Y retificada
V_{msyr}	tensão média do secundário em Y retificada
V_{elpy}	tensão eficaz de linha do primário Y
V_{efpy}	tensão eficaz de fase do primário Y
N_s	número de espiras do secundário
N_p	número espiras do primário
L_{ti}	indutância transformador de interfase
V_{msti}	tensão média na saída transformador de interfase
V_{pti}	tensão de pico dos enrolamentos do transformador de interfase
V_{vl}	tensão de vale da carga
V_{vsyr}	tensão de vale do secundário em Y retificada
V_{sdr}	tensão do secundário em Delta retificada
V_{syr}	tensão do secundário em Y retificada
V_l	tensão na carga
V_{dr}	tensão nos diodos dos conjuntos retificadores
V_{pti}	tensão de pico na saída do transformador interfase
f_{rede}	frequência da tensão CA da rede
n_{pgr}	número de pulsos do grupo de retificadores
C_r	capacitor de filtro do retificador 12 pulsos
P_{in}	potência da carga ou circuito acoplado ao retificador
V_{crmax}	tensão de máxima no capacitor de filtro do retificador
V_{crmin}	tensão de mínima no capacitor de filtro do retificador
V_{pti}	tensão de pico na saída do transformador de interfase
t_{cr}	tempo de carga do capacitor de filtro do retificador
I_{pcr}	corrente de pico de carga do capacitor de filtro do retificador
ΔV_{cr}	diferença entre as tensões máxima e mínima no capacitor de filtro
k_{enr}	fator de acoplamento do transformador de interfase
L_m	indutância mútua do transformador de interfase
t_{cr}	tempo de carga do capacitor
I_{pcr}	corrente de pico no capacitor
ΔV_{cr}	variação da tensão no capacitor
n_p	número de pernas do conversor
d_e	defasagem no acionamento dos interruptores do conversor <i>buck-interleaved</i>
V_{omin}	tensão mínima de saída do conversor <i>buck-interleaved</i>
P_o	potência máxima do conversor <i>buck-interleaved</i>
V_{omax}	tensão máxima de saída do conversor <i>buck-interleaved</i>
V_{rl}	<i>ripple</i> da tensão de saída do conversor <i>buck-interleaved</i>
I_o	corrente máxima de saída do conversor <i>buck-interleaved</i>
I_{rl}	<i>ripple</i> da corrente na saída do conversor <i>buck-interleaved</i>
V_{cc}	tensão média de entrada do conversor <i>buck-interleaved</i>
f_{sw}	frequência de operação do conversor <i>buck-interleaved</i>
D_c	razão cíclica

LISTA DE SÍMBOLOS

ND	número de pernas multiplicado pela pela razão cíclica
I_{L123}	corrente em cada um dos indutores do conversor <i>buck-interleaved</i>
I_{pL123}	corrente de pico em cada um dos indutores do conversor <i>buck-interleaved</i>
L_{123}	indutores do conversor <i>buck-interleaved</i>
L_1	indutor 1 do conversor <i>buck-interleaved</i>
L_2	indutor 2 do conversor <i>buck-interleaved</i>
L_3	indutor 3 do conversor <i>buck-interleaved</i>
$A_e A_w$	área efetiva do núcleo magnético multiplicada pela área da janela do núcleo magnético
B_{max}	máxima densidade de campo magnético
J_{max}	máxima densidade de corrente
k_w	fator de ocupação do cobre no carretel
LI^2	indutância vezes corrente ao quadrado
AL	fator de indutância
AL_{min}	fator de indutância mínimo
I_e	comprimento do caminho
N_{vol}	número de voltas
I_{rL123}	corrente eficaz em cada um dos indutores do conversor <i>buck-interleaved</i>
H_{L123}	intensidade do campo magnético
F_r	fator de redução da permeabilidade do núcleo
$N_{vol f}$	número de voltas recalculado
H_{L123n}	nova intensidade do campo magnético
F_{rf}	fator de redução final
AL_{L123f}	fator de indutância final
L_{123f}	valor de indutância final
S_{fio}	área da seção de cobre do fio
D_{mc}	diâmetro máximo do condutor
$S_{fio max}$	área da seção de cobre do fio menor
N_{cond}	número de fios em paralelo
$S_{fio total}$	área da seção total do condutor com fios em paralelos e com isolamento
$S_{fio max is}$	área da seção de do fio menor com isolamento
k_c	fator de enrolamento
$A_{w min}$	área mínima exigida para a janela do carretel
C_o	capacitor de filtro do conversor <i>buck-interleaved</i>
L_x	indutor adicional
i_o	corrente de saída do conversor
ω	frequência angular
ω_o	frequência angular zero
i_t	corrente total de saída dos indutores do conversor <i>buck-interleaved</i>
i_{L1}	corrente no primeiro indutor do conversor <i>buck-interleaved</i>
i_{L2}	corrente no segundo indutor do conversor <i>buck-interleaved</i>
i_{L3}	corrente no terceiro indutor do conversor <i>buck-interleaved</i>
v_o	tensão na saída do conversor <i>buck-interleaved</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

r_o	resistor equivalente na saída do conversor <i>buck-interleaved</i>
d_1	razão cíclica do interruptor da perna 1 do conversor
d_2	razão cíclica do interruptor da perna 2 do conversor
d_3	razão cíclica do interruptor da perna 3 do conversor
d_t	razão cíclica equivalente das pernas do conversor
$G_{itd}(s)$	função de transferência do conversor relacionando a corrente total com razão cíclica total
i_{c1}	corrente circulante na malha 2
i_{c2}	corrente circulante na malha 3
i_{tref}	corrente de referência total da saída dos indutores
i_{c1ref}	corrente de referência circulante na malha 1
i_{c2ref}	corrente de referência circulante na malha 2
C_{itd}	função de transferência do compensador da malha de corrente total
C_{ic1d}	FT do compensador da malha de corrente circulante 1
C_{ic2d}	FT do compensador da malha de corrente circulante 2
G_{itd}	FT da corrente total de saída dos indutores pela razão cíclica (variável de controle 1)
G_{ic1d}	FT da corrente circulante na malha 1 pela razão cíclica (variável de controle 2)
G_{ic2d}	FT da corrente circulante na malha 2 pela razão cíclica (variável de controle 3)
H_{ad}	FT do conjunto de sensores de corrente que reúnem os ganhos de medição, condicionamento do sinal e conversão A/D
K_{hall}	ganho do sensor de corrente
H_{pb}	função de transferência do filtro passa baixa <i>anti-aliasing</i>
K_{ad}	ganho do conversor analógico-digital
d_i	distúrbio de entrada
d_o	distúrbio de saída
d_m	distúrbio de medição
H_{zoh}	função de transferência do ZOH
K_{pwm}	ganho do PWM
V_{ad}	tensão máxima do conversor A/D
f_{clk}	frequência de <i>clock</i> do processador
f_a	frequência de amostragem
f_{sw}	frequência de chaveamento
K_m	ganho do circuito amplificador
Y_{max}	tensão máxima na saída do sensor de efeito <i>hall</i>
Y_{min}	tensão mínima na saída do sensor de efeito <i>hall</i>
f_{ali}	frequência de corte do filtro <i>anti-aliasing</i>
R_f	resistor do filtro de medição
C_f	capacitor do filtro de medição
R_{vad}	tensão da resolução do conversor A/D

LISTA DE SÍMBOLOS

R_{ad}	resolução do conversor A/D
C_p	valor máximo de contagem do PWM
b_e	resolução efetiva
K_{da}	ganho do conversor D/A
$G_{itd_{vp}}$	FT do conversor relacionando a corrente total com razão cíclica total considerando variações paramétricas
H_{ads}	FT do filtro <i>anti-aliasing</i> sem o ganho
T_a	tempo de amostragem
f_c	frequência de cruzamento
C_{PI}	compensador proporcional integral
K_{PI}	ganho do compensador proporcional integral
$u_t[k]$	variável de controle
$e_t[k]$	variável de erro
v_g	tensão amostrada de entrada do conversor <i>buck-interleaved</i>
d_{c1}	razão cíclica referente à planta da malha de corrente circulante 1
d_{c2}	razão cíclica referente à planta da malha de corrente circulante 2
f_{am}	frequência de amostragem real
Z_{oret}	impedância de saída do retificador
Z_{ibuck}	impedância de entrada do conversor
R_s	resistência do primário do transformador
L_s	indutância do primário do transformador
R_{tx}	resistência do secundário do transformador
L_{tx}	indutância do secundário do transformador
R_{fdc}	resistência do indutor de filtro
L_{fdc}	indutância do indutor de filtro
C_b	capacitor do barramento
R_{tr}	resistência equivalente a soma das resistências referenciadas ao secundário
L_{tr}	indutância equivalente a soma das indutâncias referenciadas ao secundário
N	relação de transformação
L_{eq}	indutância equivalente para um conversor <i>buck</i> de 1 perna
ω_s	frequência angular da rede
f_{rede}	frequência da rede convencional
k_p	ganho proporcional do controlador de corrente total
k_i	ganho integral do controlador de corrente total
H_f	equação equivalente do filtro passa-baixa
x_f	valor da corrente após o filtro passa-baixa
x_i	relação entre a corrente de referência e a corrente medida
i_{in}	corrente de entrada
i_L	corrente no indutor equivalente
$V_{cobrado}$	valor cobrado
$V_{consumo}$	valor consumo
$V_{demanda}$	valor demanda
$V_{ultra.}$	valor referente à ultrapassagem do valor contratado

LISTA DE SÍMBOLOS

$Vagas$	vagas de estacionamento para um shopping center
C_{mes}	consumo mensal
n_{pontos}	número de pontos de carregamento
P_{ponto}	potência do ponto de carregamento
h_{uso}	horas de uso
d_{mes}	número de dias do mês
f_{custo}	função custo relacionando o custo do sistema diário com a energia do banco de baterias
C_{bat}	custo da bateria
n_{ciclos_bat}	número de ciclos da bateria
e_{bat}	eficiência bateria
e_{conv}	eficiência conversor
n_{dias_conv}	vida útil conversor
C_{conv}	custo conversor pela potência
T_{consu_FP}	tarifa de consumo de energia fora da ponta
E_{bb}	energia banco baterias
T_{dem_ponta}	tarifa demanda na ponta
h_{ponta}	horas de ponta
T_{cons_ponta}	tarifa de consumo na ponta
E_{rp}	energia da rede na ponta
T_{dem_FP}	tarifa demanda fora ponta
n_a	número de anos

LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

Apêndice A – Código C para Simulação de Carga da Bateria	219
--	-----

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	35
1.1 OBJETIVOS	49
1.1.1 Objetivo Geral	49
1.1.2 Objetivos Específicos	49
1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	49
2 CONCEITOS DE NORMAS, CONECTORES, CARREGADORES, CONVERSORES E PATENTES	51
2.1 INTRODUÇÃO	51
2.2 PRINCIPAIS NORMAS	51
2.3 MODOS DE CARREGAMENTO	54
2.3.1 Modo de Carregamento 1	54
2.3.2 Modo de Carregamento 2	55
2.3.3 Modo de Carregamento 3	55
2.3.4 Modo de Carregamento 4	56
2.4 PADRÃO CONECTORES E PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS	60
2.4.1 Conectores Carregamento CA	61
2.4.1.1 Tipo 1	61
2.4.1.2 Tipo 2	61
2.4.1.3 Tipo 3	62
2.4.1.4 Tipo Tesla SuperCharger Conector	63
2.4.2 Conectores Carregamento CC	63
2.4.2.1 CHAdeMO	64
2.4.2.2 SAE J1772 Combo	74
2.5 LIMITES DE DISTORÇÃO HARMÔNICA NA REDE DISTRIBUIÇÃO	75
2.5.1 IEEE 519-2014	75
2.5.2 PRODIST - Módulo 8	77
2.6 ISOLAMENTO GALVÂNICO	78
2.7 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES PARA CARREGADORES RÁPIDOS	79
2.7.1 Retificadores Conectados Diretamente na Rede Convencional	79
2.7.2 Retificadores com Transformadores Isoladores	83
2.7.3 Conversores CC-CC Não Isolados	86
2.7.4 Conversores CC-CC com Isolamento Galvânico em Alta Frequência	87
2.8 PRINCIPAIS PATENTES PARA CARREGADORES RÁPIDOS	90
2.9 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NECESSÁRIOS PARA UMA ESTAÇÃO	97
2.10 CARREGADORES EXISTENTES NO MERCADO	99
2.11 CONCLUSÃO	101

3 FUNDAMENTOS DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉ- TRICOS	103
3.1 INTRODUÇÃO	103
3.2 PRINCIPAIS CONCEITOS	103
3.2.1 Capacidade da Bateria	104
3.2.2 Taxa C	104
3.2.3 Estado de Carga (SoC)	104
3.2.4 Profundidade de Descarga (DoD)	105
3.2.5 Densidade de Energia	105
3.2.6 Resistência Interna	105
3.2.7 Ciclos de Vida	106
3.2.8 Eficiência de Carregamento	106
3.3 CARACTERÍSTICAS DOS PRINCIPAIS TIPOS DE BATERIAS	106
3.4 DESCRIÇÃO DO MODELO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO	108
3.5 CONCLUSÃO	113
4 ESTAÇÃO DE RECARGA RÁPIDA PROPOSTA	115
4.1 INTRODUÇÃO	115
4.2 SISTEMA PROPOSTO	115
4.3 RETIFICADOR 12 PULSOS	117
4.3.1 Resultados Simulação Retificador 12 Pulsos	123
4.4 CONVERSOR CC-CC <i>Buck Interleaved</i>	125
4.4.1 Projeto de Indutores do <i>Buck Interleaved</i>	127
4.4.2 Projeto de Capacitor para o Filtro de Saída	133
4.4.3 Opção de Redução da Ondulação da Corrente de Saída	134
4.4.4 Modelagem do Conversor <i>Buck Interleaved</i>	137
4.4.4.1 Modelo do <i>Buck Interleaved</i>	138
4.4.4.2 Modelo do <i>Buck Interleaved</i> com Filtro LCL	141
4.4.5 Controle Digital do Conversor <i>Buck Interleaved</i>	142
4.4.5.1 Sistema de Instrumentação	145
4.4.5.2 Ganho e Equação do Circuito A/D	147
4.4.5.3 Ganho do Conversor D/A	148
4.4.5.4 Descrição dos Distúrbios	148
4.4.5.5 Projeto do Compensador	150
4.4.5.6 Projeto dos Compensadores das Malhas de Controle Circulante 1 e 2	153
4.4.5.7 Amostragem e implementação da ação de controle	154
4.5 ANÁLISE DE ESTABILIDADE	162
4.5.1 Impedância do Retificador 12 Pulsos	163
4.5.2 Impedância de Entrada do Conversor Buck-Interleaved	164

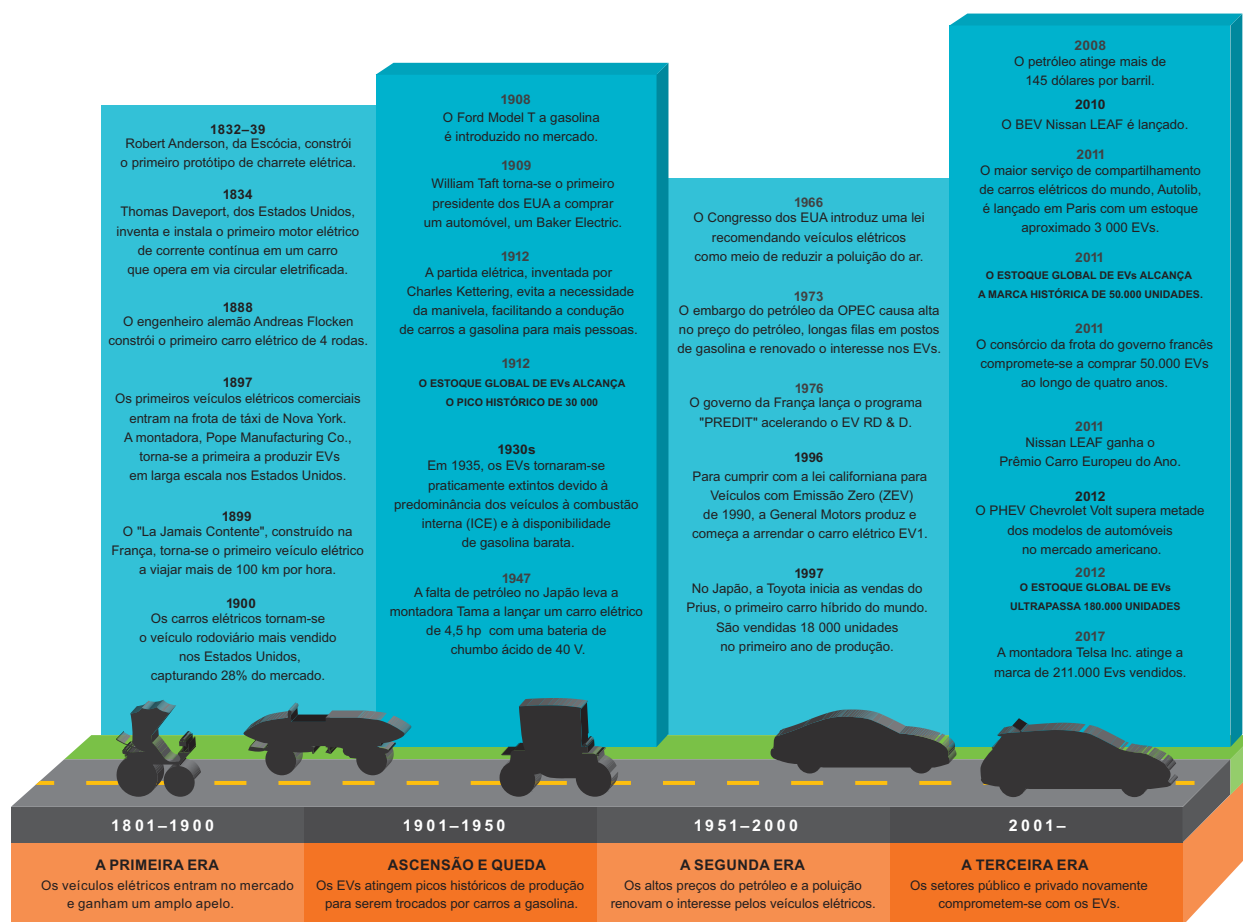
4.5.3 Resultados de Simulação para Diferentes Valores de Capacitores de Barramento	167
4.6 CONCLUSÃO	169
5 ANÁLISE DE VIABILIDADE ECONÔMICA	171
5.1 INTRODUÇÃO	171
5.2 TARIFAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA	171
5.3 MOVIMENTAÇÕES DE VEÍCULOS EM UM SHOPPING CENTER	173
5.4 NÚMERO DE CICLOS E CUSTO DO BANCO DE BATERIAS	174
5.5 CONSIDERAÇÕES DO SISTEMA	176
5.6 RESULTADOS DO ESTUDO DE VIABILIDADE	179
5.6.1 Caso 1 - Dólar elevado, imposto elevado, custo das baterias elevado	180
5.6.2 Caso 2 - Dólar reduzido, imposto elevado, custo das baterias elevado	180
5.6.3 Caso 3 - Dólar elevado, isenção de impostos, custo das baterias elevado	182
5.6.4 Caso 4 - Dólar e imposto reduzidos, custo das baterias elevado	182
5.6.5 Caso 5 - Dólar, imposto e custo das baterias reduzidos	183
5.6.6 Caso 6 - Produção nacional de baterias de Lítio	185
5.6.7 Caso 7 - Baterias nacionais de chumbo-ácido	186
5.7 CONCLUSÃO	188
6 CONSIDERAÇÕES FINAIS	189
6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	191
6.2 ARTIGOS PUBLICADOS	192
REFERÊNCIAS	193
APÊNDICES	217

1 INTRODUÇÃO

As tecnologias de baterias evoluíram muito ao longo dos anos. Comparadas com as baterias de chumbo ácido, as compostas por íons de lítio trouxeram a possibilidade de armazenar mais energia em menores volumes e pesos, facilitando o seu uso na tração de veículos. Aliado à preocupação com a poluição ambiental promovida pelos veículos a combustão interna, os veículos elétricos vem ganhando espaço no mercado.

Os veículos elétricos surgiram muito antes que o primeiro automóvel movido à combustão. Entretanto, devido à facilidade para obtenção e transporte do petróleo, eles acabaram perdendo espaço, perto de serem extintos em meados do século XX. Novas tentativas de fabricação foram realizadas, porém, somente após mais de 200 anos da sua invenção, eles voltam a competir com os veículos a combustão interna (do inglês *Internal Combustion Engine - ICE*). A Figura 1.1 apresenta de forma breve a história do veículos.

Figura 1.1 – Breve histórico da evolução dos veículos elétricos no mundo.

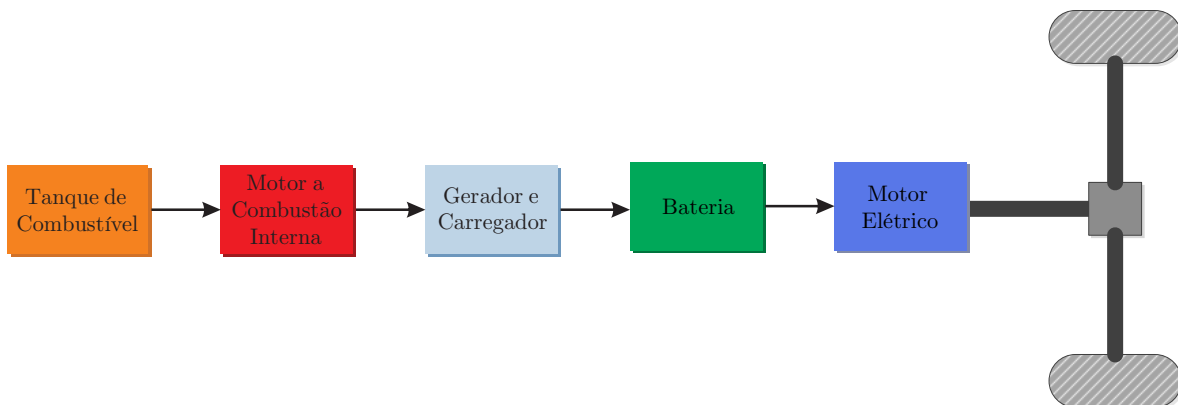


Fonte: Adaptado de International Energy Agency (2013).

Por definição todos os veículos que possuem tracionamento das rodas a partir de motores elétricos são chamados de veículos elétricos (do inglês *Electric Vehicles - EVs*). Entre eles estão: os puramente elétricos (do inglês *Battery Electric Vehicle - BEV*), os híbridos (do inglês *Hybrid Electric Vehicle - HEV*) e os híbridos conectáveis (do inglês *Plug-in Hybrid Electric Vehicle - PHEV*). Os veículos híbridos, que produzem eletricidade a partir do motor a combustão e que possuem tração por motores elétricos, são também denominados veículos elétricos.

A configuração interna dos veículos híbridos varia de acordo com o modelo de veículo. Entre as configurações, as três principais são: a série, a paralela e a mista. Os motores são acoplados de diferentes maneiras em cada uma das topologias. Na configuração série, o motor a combustão interna fornece energia ao banco de baterias através de um gerador, conforme Figura 1.2. Logo, devido ao motor de combustão interna não estar acoplado às engrenagens, ele opera no ponto de máxima eficiência, reduzindo o volume e peso total. Assim, essa topologia se torna mais eficiente no 'para e arranca' dos centros urbanos, ao utilizar o motor elétrico para fornecer tração.



Figura 1.2 – Configuração híbrida série.



Fonte: Adaptado de Williamson (2013)

A Tabela 1.1 mostra alguns exemplos de veículos híbridos que utilizam a configuração série.

Tabela 1.1 – Veículos híbridos com configuração série.

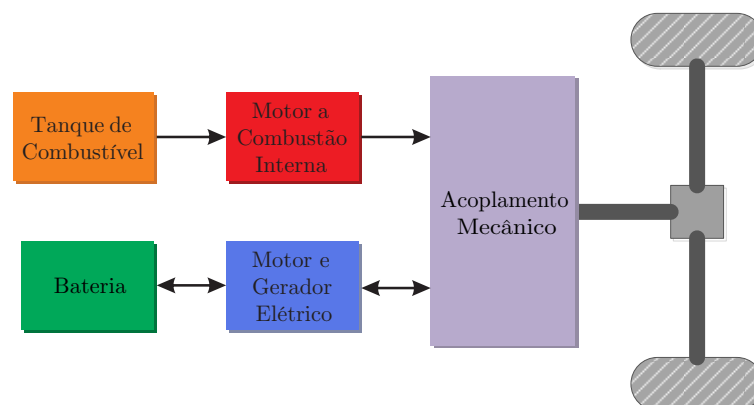
Híbridos Série	Chevrolet Volt 2ª Geração	Fisker Karma (2011-2012)
		
Capacidade da Bateria	18,4 kWh	20,1 kWh
Autonomia do Sistema Elétrico/Combinado	80 km - 640 km	80 km - 420 km
Tipo de Carregamento	Interno - 120/240V	Interno - 110/220V e Carregamento Rápido

Fonte: Adaptado de G1 Auto Esporte (2015), G1 Carros (2009), Trindade (2009).

Diferente da configuração série, na configuração híbrida paralela o motor de combustão interna e o motor elétrico estão diretamente acoplados à transmissão, onde ambos podem operar simultaneamente, conforme Figura 1.3. O fato do ICE estar acoplado à transmissão elimina as perdas de conversão de energia mecânica para a elétrica, tornando o sistema mais eficiente que a configuração híbrida série nas rodovias.

O motor elétrico é utilizado nas partidas, em baixa velocidade e nas frenagens. Ao travar o veículo, ele opera como freio regenerativo, carregando as baterias. O sistema paralelo é utilizado na Formula 1, denominado KERS (do inglês *Kinetic Energy Recovery Systems*), com descargas de grande intensidade de até 250C, ou seja, toda a capacidade da bateria em 6s (REDDY, 2010).

Figura 1.3 – Configuração híbrida paralela.





Fonte: Adaptado de Williamson (2013)

A Honda é uma das montadoras que utiliza esse sistema, denominado de IMA (do

inglês *Integrated Motor Assist*), no Civic de 2001 a 2015. No modelo 2017 da Honda, o Accord Hybrid utiliza o sistema misto i-MMD (AUTOMOTIVE NEWS, 2013). Poucos veículos estão usando essa configuração, a Tabela 1.2 mostra alguns exemplos.

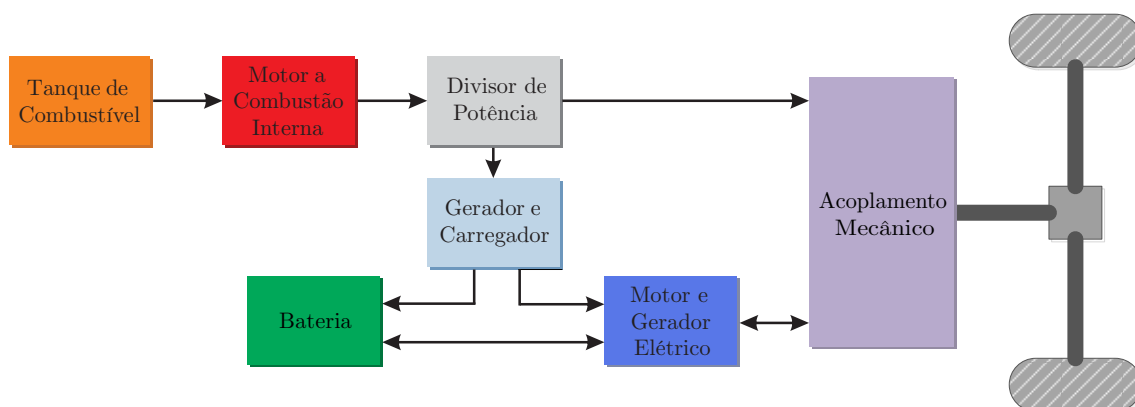
Tabela 1.2 – Veículos híbridos com configuração paralela.

	Chevrolet Malibu Hybrid (2016)	Honda Civic (2001-2015)
Híbridos Paralelo		
Capacidade da Bateria	1,5 kWh	20kWh
Autonomia do Sistema Elétrico/Combinado	<0,5km - 20 km/l	N.D. - 19,9 km/l
Tipo de Carregamento	Interno	Interno

Fonte: Adaptado de Quiroga (2015), Motor Trend (2016), New England Honda Dealers (2017), Gehm (2011), Automotive News (2013).

Outra configuração dos carros híbridos é a série-paralelo, conhecida também como mista, unindo o sistema híbrido série e paralelo através de um divisor mecânico de potência. Isto é, o motor a combustão interna é capaz de fornecer energia ao carregamento das baterias e à tração do veículo. Essa configuração é largamente utilizada pois une os benefícios do motor elétrico nos centros urbanos e do ICE em momentos de maior demanda de potência nas estradas. Além disso, as baterias podem ser carregadas por carregadores externos.




Figura 1.4 – Configuração híbrida série-paralela.



Fonte: Adaptado de Williamson (2013).

Os principais veículos com configuração mista estão presentes na Tabela 1.3.

Tabela 1.3 – Veículos híbridos com configuração série-paralela.




	Mitsubishi Outlander PHEV	Toyota Prius Prime	Ford Fusion Energi
Híbridos Série-Paralelo			
Capacidade da Bateria	12 kWh	8,8 kWh	7 kWh
Autonomia do Sistema Elétrico e Combinado	52 km/824 km	35 km/965 km	31km/885km
Tipo de Carregamento	Interno, 110/220V e Carregamento Rápido	Interno, 110/240V	Interno, 110/240V

Fonte: Adaptado de Cavalcante (2016), Paixão (2014), Magalhães (2014), Motor Trend (2017), iG São Paulo (2016), Plug in Cars (2017) e Auto Blog (2017).

Além dos híbridos, os veículos puramente elétricos estão em expansão no mercado. Através de incentivos fiscais, instalação de infraestrutura de carregamento e do aumento da capacidade das baterias de lítio, os BEV estão cada vez mais presentes nas cidades. A autonomia dos veículos é proporcional à tecnologia e ao tamanho das baterias. Muitos deles apresentam autonomia entre 150km a 500km com uma carga. Embora, a média diária de uso de cada motorista está em torno de 50km, uma autonomia elevada facilita longas viagens e reduz o risco de ocorrer falta de energia ao longo da viagem. Entre os veículos, os principais estão descritos na Tabela 1.4, nos quais a bateria pode apresentar diferentes configurações para o sistema de tração, com possibilidade de motores independentes em cada uma das rodas ou de apenas um motor central (EHSANI; GAO; EMADI, 2010).

Além de meio de transporte, os BEV poderão se tornar armazenadores de energia em horários de fora da ponta de consumo e fornecedores nos horários da ponta. Essa ideia denomina-se V2G (do inglês *Vehicle to Grid*), a qual estará presente nos veículos elétricos (MALONEY, 2017) e (LI et al., 2016).

Tabela 1.4 – Veículos puramente elétricos.

	Tesla Model S P100D (2017)	Volkswagen E-Golf (2017)	Nissan Leaf (2017)
Veículos a Bateria			
Capacidade da Bateria	100 kWh	35,8 kWh	30 kWh
Potência Motores	285,37 kW	100kW	80 kW
Tipo de Motor	Indução Trifásico 4 polos	CA Síncrono de Ímas Permanentes	CA Síncrono de Ímas Permanentes
Autonomia	500 km	200 km	172,2 km
Tipo de Carregamento	110V - 12kW - 96,7h 220V - 10,72h 440V - 1,33h	110V - 26h 220V - 7,2kW- 6h Rápido(80%) - 1h	110V - 6.6 kW- 26h 220V - 6h Rápido(80%) - 30min

Fonte: Adaptado de Car and Drive (2017), The Car Guide (2017), Ayapana (2016), Volkswagen (2017), Deslauriers (2017), Stoklosa (2016), Nissan USA (2017b) e Nissan USA (2017a).

A fim de divulgar e incentivar avanços tecnológicos no desenvolvimento dos EVs, a Federação Internacional do Automobilismo (FIA) criou a Fórmula-e, muito parecida com a Fórmula 1, mas apenas com veículos elétricos. Inaugurada em 2014, a competição conta com pilotos como Nelsinho Piquet, Lucas Di Grassi e Nicolas Prost. A Figura 1.5 mostra o tipo do carro usado.

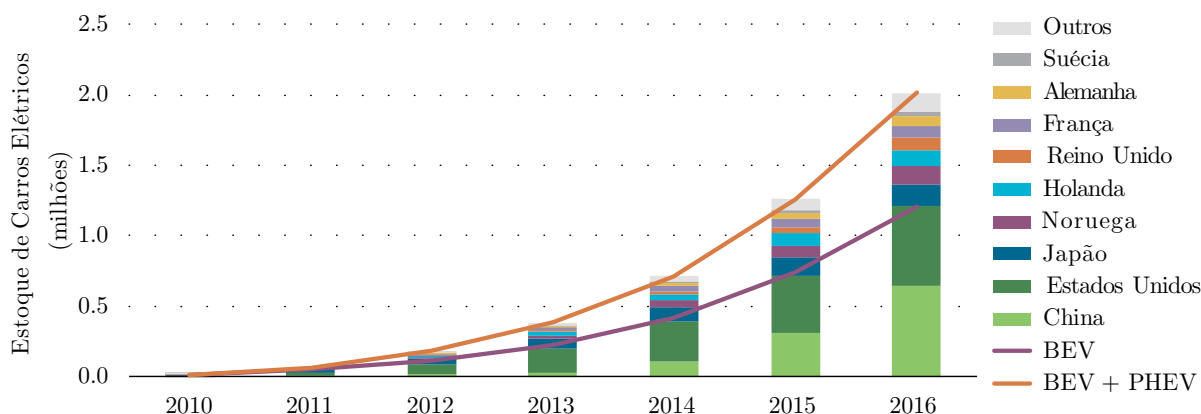
Figura 1.5 – Veículo elétrico da Formula-e.



Fonte: Zart (2014).

Nos últimos anos mais de 2 milhões de veículos elétricos foram vendidos no mundo todo. Países como China, Estados Unidos e Japão, são os que mais possuem os EVs, conforme mostra a Figura 1.6.

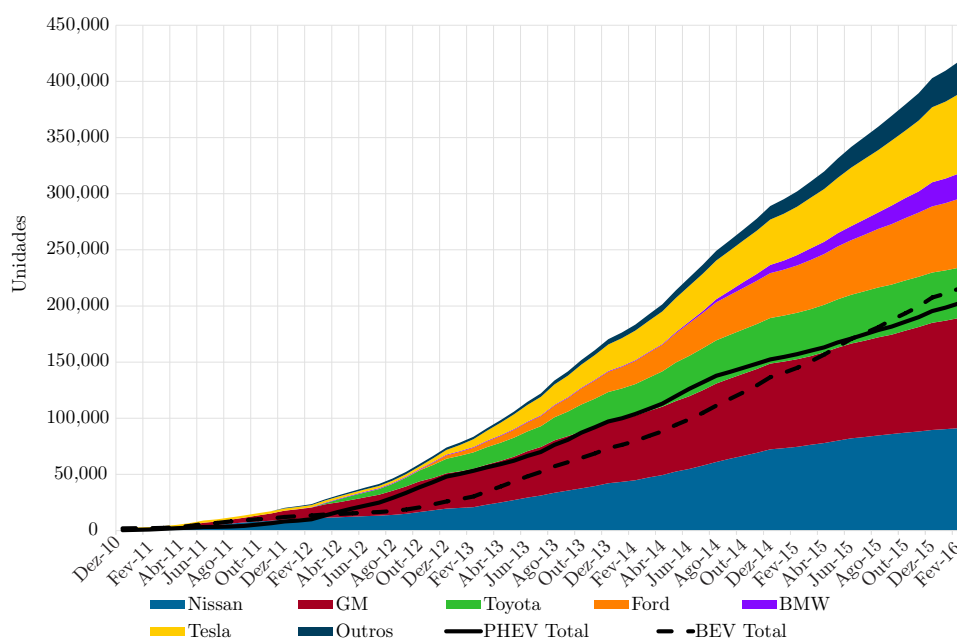
Figura 1.6 – Evolução mundial do estoque de carros elétricos, 2010-16.



Fonte: Traduzido de IEA (2017).

Entre PHEV e BEV, apenas nos EUA, foram vendidas mais de 450.000 unidades entre 2011 e 2016. A Figura 1.7 mostra o crescimento das vendas entre os diferentes fabricantes.

Figura 1.7 – Cumulativo de vendas de PHEV e BEV nos Estados Unidos até 2016.



Fonte: Traduzido de Dunckley, Gonzalez e Bowermaster (2016).

Além dos carros, ônibus elétricos começarão a ser vendidos na Índia e também caminhonetes já estão em fase de produção (SANJAI; KIM, 2017) (HULL, 2017). O futuro dos caminhões também será diferente, com a chegada de novos modelos híbridos e elétricos (CALIFORNIA AIR RESOURCES BOARD, 2016) (GRIFFO, 2016) (TYLER, 2017) (EDELSTEIN, 2017) (KROK, 2017c). A aposta é grande. Montadoras renomadas, como a Volvo anunciaram que deixarão de produzir motores a diesel até 2023, e que

todos os seus carros serão híbridos ou elétricos em 2019 (COOK, 2017) (CHRISAFIS; VAUGHAN, 2017).

Veículos cada vez maiores necessitam também de baterias maiores e, conseqüentemente, uma demanda maior por lítio (TIRONE, 2017a). A Bolívia, que apresenta 70% desse mineral no Salar de Uyuni já está na mira dos fabricantes (OPRAY, 2017). Assim, grandes empresas estão construindo novas fábricas para a produção de baterias em larga escala.

No estado de Nevada-EUA, por exemplo, a Tesla junto com a Panasonic inauguraram uma das maiores fábricas de baterias do mundo (AJMERA; SUBBA, 2017)(NELSON, 2017)(SANDERSON, 2017). Outros países como Reino Unido, China, e Polônia também possuem fábricas para produção de baterias (PITAS, 2016)(LAMBERT, 2017d)(STRZELECKI, 2016). Para armazenar a maior quantidade de energia no menor espaço, os pesquisadores estão criando novos compostos envolvendo lítio (KHARPAL, 2017)(TIRONE, 2017b).

Com essa evolução dos meios de transporte, novas ideias estão surgindo, como sistemas de carregamento *wireless*, de compartilhamento de veículos, de direção autônoma e de carregamento rápido.

Os carregadores *wireless* podem recarregar as baterias enquanto o veículo trafega na rodovia ou enquanto estiver no estacionamento automatizado (SAGE, 2017)(EDELSTEIN, 2016c). Entre as vantagens de transferir energia por indução estão a segurança, isolamento galvânico, custos de operação e desgastes mecânicos. Os autores Bosshard e Kolar (2016) apresentam protótipos de 50kW-85kHz. Outros sistemas *wireless* menores de transferência de potência também estão sendo desenvolvidos (PEVERE et al., 2014). Entretanto, essa tecnologia ainda requer aprimoramentos no acoplamento e na distância entre o emissor e o receptor (MOTT, 2016)(NIKOLEWSKI, 2017).

Em termos de serviços, a tendência mundial é o compartilhamento dos veículos. Na França o serviço de compartilhamento Autolib possibilita ao usuário alugar o veículo por algumas horas (AUTOLIB, 2017). Na Alemanha, o compartilhamento público de veículos esta presente e em expansão (ECKERT, 2017)(LAMBERT, 2017a).

Todavia, a direção autônoma está no foco das atenções. Iniciando pela Tesla, tradicionais montadoras como a General Motors, a Ford, a Volkswagen, a Audi e a Honda estão desenvolvendo e pretendem colocar nas ruas os veículos com esse sistema até 2025, ou antes disso (TESLA INC., 2017)(NAUGHTON; WELCH, 2017)(AUCOCK, 2017)(LYNCH, 2017)(LAMBERT, 2017g)(TAJITSU, 2017). A Jaguar Land Rover também investe pesado nas pesquisas dessa área (JAGUAR CARS, 2017). Enquanto isso, empresas como a Volvo, Toyota e BMW, em parceria com a Intel, já estão testando o desempenho da auto-direção nas ruas (DURR, 2017)(COOPER, 2017)(BALDWIN, 2017). Outra grande montadora, como a Fiat, em parceria com o Google, está aplicando esse tipo de sistema em veículos híbridos (LESAGE, 2016). Parcerias entre a Mercedes e a Bosch focam no

desenvolvimento de táxis elétricos com piloto automático (TAYLOR, 2017).

O sistema de direção automática estará muito em breve presente nas ruas das grandes cidades. Em New York, a Audi já testa seus veículos (MCCORMICK, 2017). Em outros estados dos Estados Unidos, como Arizona, o serviço de transporte de passageiros Uber está em atividade (HAWKINS, 2017). Nas demais localidades dos EUA, como Pittsburgh, Michigan e Califórnia, o sistema de transporte autônomo deverá começar em breve (CHAFKIN, 2016)(BRUKE, 2016)(READ, 2017). Países como o Reino Unido, pretendem liderar na implementação de veículos sem motorista (SHANKLEMAN, 2017). Em Londres por exemplo, o Nissan Leaf autônomo está em fase de testes, assim como o primeiro sistema público de táxis (KROK, 2017b)(REYNOLDS, 2017). Ao mesmo tempo, na Alemanha é regularizada a utilização dos veículos sem motorista (VIJAYENTHIRAN, 2017).

O aumento de veículos elétricos e híbridos nas ruas tem dois fatores cruciais: a disponibilidade de estações de carregamento e os incentivos fiscais pelos governantes. As estações de carregamento, como a da Figura 1.8, estão cada vez mais presentes nos estacionamentos americanos, e em constante expansão (MORRIS, 2015)(NEW YORK STATE, 2017). Entre as formas de carregamento, a rápida é a que mais desperta interesses. Nos EUA, empresas como a ChargePoint e EVgo, em parceria com a Nissan e BMW, estão espalhando as estações pelo país (EDELSTEIN, 2016a)(VOELCKER, 2017)(EDELSTEIN, 2016b)(KROK, 2017a). No Canadá, parcerias entre o governo e empresa facilitarão a instalação de novas estações (SCRIMSHAW, 2017). Já na Europa, o investimento em corredores e redes de estações de carregamento rápido é visto como necessário para o aceite dos EVs (CREMER; WOODALL, 2016)(LAMBERT, 2017b).

Figura 1.8 – Estação de carregamento de EVs em Portland, nos Estados Unidos.

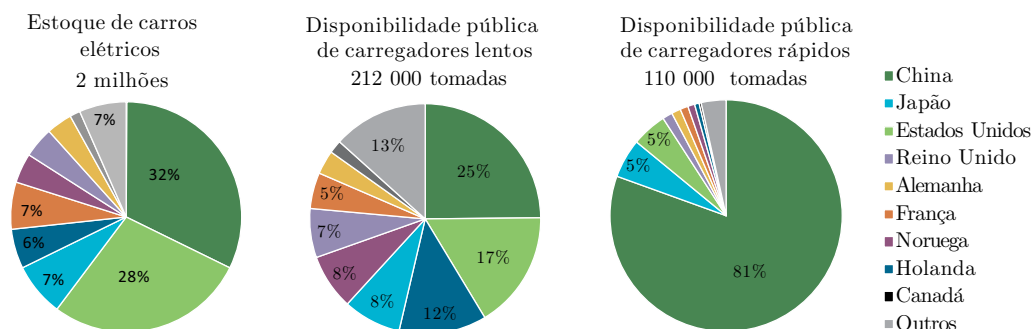


Fonte: Dunckley, Gonzalez e Bowermaster (2016).

Veículos com grandes baterias exigem estações com potências elevadas. Esse é o caso dos equipamentos instalados na Califórnia pela ABB para recargas rápidas em 150-350kW (LAMBERT, 2017c). Na Figura 1.9 está presente a quantidade de pontos de

carregamento de EVs no mundo. As estações de carregamento são como os postos de

Figura 1.9 – Disponibilidade das diferentes estações de carregamento no mundo.



Fonte: Traduzido de IEA (2017).

combustíveis ao longo das rodovias. Em vista disso, na França, pontos de carregamento serão instalados juntamente a postos de combustível nas estradas (FELIX, 2017). Da mesma maneira, a Shell também anunciou que irá disponibilizar pontos de carga junto aos seus postos (LAMBERT, 2017f). Mais que isso, pensando na expansão do transporte elétrico e consequente redução no consumo dos combustíveis fósseis, a Shell colocou à venda uma das suas reservas de petróleo avaliada em mais de \$8 bilhões no Canadá (SCHAPS, 2017). Outras companhias petrolíferas também estão preocupadas com o avanço dos EVs (KATAKEY, 2017).

Nos últimos anos, legislações ambientais para redução da emissão de poluentes e incentivos governamentais facilitaram a venda dos EVs. A Comissão Europeia lançou estratégias para diminuição nas emissões de poluentes (KABE, 2016). Assim como a Agencia de Proteção Ambiental (do inglês *United States Environmental Protection Agency* - EPA) alerta as empresas para economia de combustíveis, no combate as mudanças climáticas (PLUNGIS, 2016). Como forma de implementar isso, o Departamento de Energia Americano (do inglês *Department of Energy* - DOE) proporciona suporte financeiro para pesquisa em BEV (DOE, 2016).

O governantes apoiam de diferentes formas a utilização dos veículos elétricos. Nos Estados Unidos, padrões para níveis de emissão foram estabelecidos (HENRY, 2017). Embora o presidente norte americano deseje sair do acordo de Paris para redução das emissões, as cidades e estados estão dispostos a manter o acordo (RICE, 2017). Dessa forma, cidades como Seattle e São Francisco investem em estações de recarga (BERNTON, 2016)(FOX, 2017). Outras cidades como Philadelphia, Denver e Pittsburgh estão introduzindo os EVs nas suas frotas de veículos (TANENBAUM, 2016)(WORTHINGTON, 2016).

A Alemanha está disposta a aumentar cada vez mais o número de veículos elétricos nas ruas, tanto que anunciou que irá banir os carros a gasolina e a diesel até 2030 (HIGA, 2016). Além disso, o governo dará descontos na compra de EVs, expandirá a infraestrut-

tura de carregamento e investirá em fábricas de baterias (CREMER, 2016)(GRAEBER, 2017)(THOMASSON, 2017). No estado de Quebec, no Canadá, o governo anuncia novas leis para emissão zero, investimento em pesquisa e auxílios de \$8000 na compra de novos EVs (LAMPERT, 2016)(CTV MONTREAL, 2017)(QUEBEC GOVERNMENT, 2017). No Reino Unido, novas leis anti-poluição e investimentos em estações de carregamento estão sendo realizados (NIMMO, 2017)(HIRTENSTEIN, 2017). Em Londres, cogita-se trocar os carros atuais da polícia por elétricos (LAMBERT, 2017e).

Entre todos os países que apoiam os EVs, a Noruega é exemplo de políticas públicas (CAMPBELL, 2017). Atualmente no país, metade dos veículos são híbridos ou elétricos, com 100 mil BEV nas ruas (RODIONOVA, 2017). Com isenções de taxas até 2020, o país pretende se tornar 100% composto por veículos totalmente elétricos, com a marca de 400 mil unidades até 2020 (TAGUIM, 2016)(LAMBERT, 2016). Na reunião do clima de Paris de 2017, outros países, como França e Índia, se comprometeram a terminar com a vendas de veículos movidos à combustíveis fósseis até 2040 (CHRISAFIS; VAUGHAN, 2017).

E no Brasil, qual a situação dos veículos elétricos?

No acordo do clima assinado na Conferência do Clima de Paris (COP21), o Brasil se comprometeu a reduzir as emissões de gases do efeito estufa 43% abaixo dos níveis de 2005 até o ano de 2030. Entre as medidas estão o aumento da participação de biocombustíveis na matriz energética, reflorestamento de florestas e alcance de 45% da matriz energética com energias renováveis (eólica, biomassa e solar) (REPÚBLICA FEDERATIVA DO BRASIL, 2015). Ou seja, o incentivo ao uso de veículos elétricos não foi citado no acordo do clima.

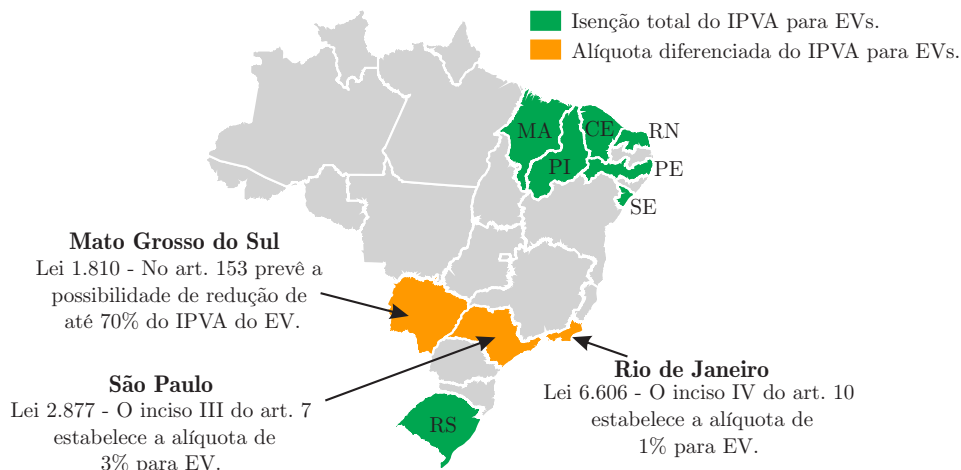
No país já estão a venda modelos híbridos como o Toyota Prius, Lexus CT200h, Ford Fusion Hybrid, BMW i8 e Mitsubishi Outlander PHEV (IG, 2016). O BMW i3, é um dos mais eficientes, com eficiência equivalente a 60,5km/l. Porém o custo deles é elevado, sendo Prius o mais em conta, com um custo 3 vezes maior que um carro popular. O veículo da Toyota, que apresenta uma frota de 5,7 milhões no mundo todo, no Brasil não passa de 783 unidades.

De 2006 a 2016, foram apenas 2,5 mil veículos elétricos emplacados, 0,08% do total de veículos do país. Espera-se um aumento para entre 30 mil a 40 mil veículos até 2020 (MARTINS, 2016).

O número de EVs no Brasil ainda é baixo, pois os tributos que incidem sobre esse tipo de veículo são maiores que sobre os veículos a combustão. Em 2015, o governo concedeu isenção na importação de PHEV e BEV, reduzindo em 30% o valor total. Iniciativas como o Projeto de Lei 174/2014 que pretende conceder isenção de IPI (Imposto sobre Produtos Industrializados) por 10 anos para os EVs, reduziria o imposto, que atualmente é de 55% (CARVALHO, 2016). Em alguns estados, já existe alíquotas de IPVA (Imposto sobre a Propriedade de Veículos Automotores) diferenciadas para os EVs. Em São Paulo,

a diferenciação do IPVA proporcionou uma redução em 2% do total de 70% de imposto. Em outros estados, como o RS, os EVs possuem isenção total de IPVA, conforme a Figura 1.10.

Figura 1.10 – Estados com alíquotas de IPVA diferenciado para EVs no Brasil.



Fonte: Adaptado de Barassa (2015).

O planejamento é essencial para a manutenção do sistema elétrico de energia brasileiro. Uma substituição em massa dos atuais veículos a combustão por veículos elétricos exigiria muito mais energia do que o sistema de geração atual é capaz de suportar (FEIS-TEL et al., 2015). Outro estudo, apresentado por (SIMON, 2013), analisa através do fluxo de potência estocástico, de padrões socioeconômicos e da mobilidade urbana da região estudada, os impactos de diferentes níveis de inserção de veículos elétricos na rede de distribuição de energia elétrica. Pelo estudo constata-se que a penetração significativa de veículos particulares exigirão a adaptação das distribuidoras de energia para o novo tipo de carga. Esse tipo de carga apresenta alto consumo de energia e em horários períodos de ponta do sistema.

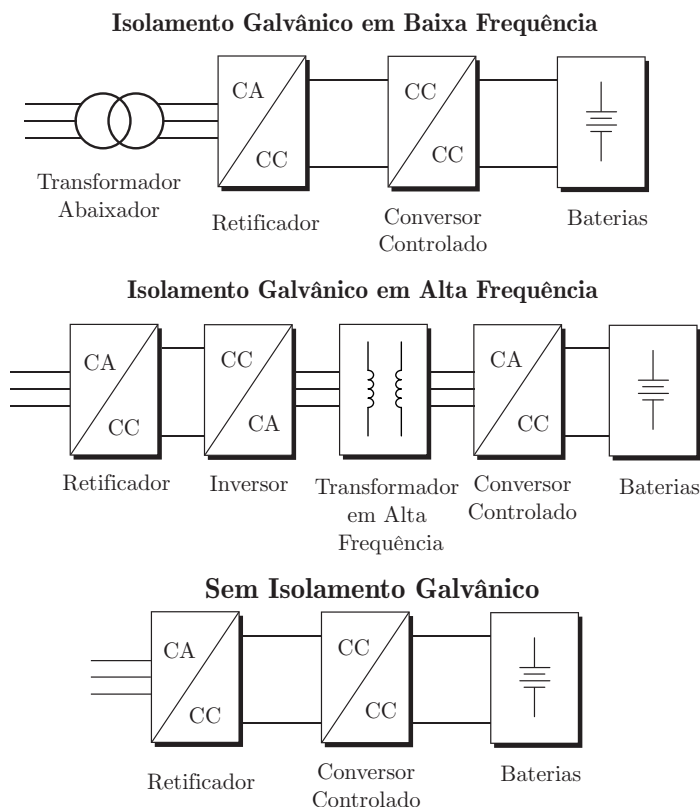
Sem uma infraestrutura pública de carregamento, as recargas tendem a ser residenciais e nos horários de elevado consumo de energia do sistema. Assim, auxiliado pela taxa de motorização da região, a adoção dos EVs terá impactos significativos nos sistemas elétricos (SIMON, 2013).

Portanto, as ações para sua disseminação dependem dos incentivos governamentais em isenções fiscais, incentivo à inovação e desenvolvimento de tecnologias, ao aprimoramento do sistema elétrico e à instalação de infraestruturas de carregamento.

Os equipamentos para carregamento de veículos elétricos (do inglês *Electric Vehicle Supply Equipment - EVSE*) podem apresentar diferentes topologias de conversores. Entre as topologias destacam-se as isoladas em alta ou baixa frequência e não-isoladas (AGGELLER et al., 2010). A conexão do carregador pode ser de forma indutiva ou condutiva, em que diferentes topologias de conversores para uso em EVSE podem ser empregadas como

descrito por Channegowda, Pathipati e Williamson (2015). Entre elas, a descrita pelos autores Rivera, Wu e Kouro (2014) utiliza um conversor ponte-h de 3 níveis conectado na rede convencional. Os digramas na Figura 1.11 descrevem claramente a composição das topologias.

Figura 1.11 – Tipos de isolamento para carregadores conectados na rede convencional.



Fonte: Autor.

As baterias presentes nos veículos podem também servir como armazenadores de energia em horários de baixo custo da eletricidade e fornecedores de energia em horários de custo elevado. A esse tipo de operação também é conhecido como V2G (do inglês *Vehicle to Grid - V2G*). A possibilidade de fornecer energia para a rede pode atenuar a demanda do sistema em horários de ponta. Entretanto, de acordo com os autores Dubarry, Devie e Mckenzie (2017), a carga de descarga realizada 1 vez ao dia aumenta em 33% a perda de capacidade da bateria e em 5% a sua resistência interna. Além disso, previsões, baseadas nos resultados medidos, estimam a vida útil da bateria para 5 anos usando diariamente o V2G. Mais que isso, recargas rápidas podem elevar a temperatura da bateria e auxiliar na redução da sua vida útil.

A possível utilização dos veículos como geradores distribuídos de energia conectado na rede convencional requer uma análise detalhada da eficiência por estágios, para avaliar sua viabilidade prática. Conforme destacado pelos autores Dehaghani e Williamson (2012), vários são os fatores que devem ser considerados para o seguro funcionamento do

sistema. Entre eles estão a degradação e proteção da bateria contra dano de falha do sistema de energia, os problemas de controle da rede, as pernas na conversão da energia para o veículo e do veículo para a rede, a confiabilidade do sistema V2G e o comportamento do proprietário do veículo.

Nesse âmbito, este trabalho visa desenvolver um sistema de carregamento rápido CC para veículos elétricos, em que sirva de base para a implementação em tamanho real do sistema. A estação modular proposta possibilita a adição de novos pontos de carregamento de acordo com a necessidade. Esse projeto é desenvolvido a partir das normas para equipamentos de recarga para veículos elétricos. A análise das principais normas presentes na área, assim como níveis, tipos e modos de carregamento são detalhados. Além disso, topologias de conversores e patentes referentes à equipamentos de carregamento são apresentadas também. A partir das normas, são definidos os parâmetros para o projeto do sistema.

Visto que as baterias são parte fundamental de um veículo elétrico, conceitos fundamentais sobre suas características são apresentados, assim como uma comparação entre os principais modelos. Além disso, um modelo equivalente para simulação das baterias juntamente com o conversor é desenvolvido.

Para os conversores utilizados no sistema, são projetados os componentes magnéticos, interruptores e capacitores. O equipamento de carregamento rápido é composto por um estágio inicial retificador ligado ao estágio abaixador CC-CC. Nesse segundo estágio é realizada a modelagem do conversor com a sua confirmação através de simulação. O controlador necessário para um fornecimento de corrente, de acordo com os requisitos pelo veículo, é desenvolvido de maneira que possa fornecer o nível de corrente exigido.

Por meio de simulação, é possível comprovar o projeto realizado e verificar o comportamento do controlador em modo digital para diferentes variações na referência de corrente e tensão de entrada do conversor.

A conexão do estágio retificador com um conversor CC-CC pode apresentar instabilidades dependendo das impedâncias na conexão dos dois sistemas. Assim, é realizada uma análise de impedâncias para a determinação do correto valor do capacitor de barramento.

Por fim, é apresentado um estudo de viabilidade para a utilização de baterias em horário de ponta visando reduzir o consumo das estações nas horas em que o custo da energia elétrica é elevado. Dessa maneira, casos para diferentes tipos de baterias foram realizados buscando-se englobar a maioria das variáveis a fim de determinar a viabilidade de retorno desse investimento.

1.1 OBJETIVOS

1.1.1 Objetivo Geral

O objetivo geral desse trabalho é propor uma estação para carregamento rápido CC de veículos elétricos, que possa ser instalada em locais de grande movimentação de pessoas, que esteja de acordo com as normas nacionais e internacionais vigentes, que apresente características de modularidade e que possa ser equipada com elementos armazenadores de energia.

1.1.2 Objetivos Específicos

- Apresentação dos principais conceitos, tendências, normas, conversores e patentes para carregadores de veículos elétricos.
- Elaboração de um circuito equivalente ao modelo da bateria para simulações.
- Elaboração do projeto de uma estação modular de carregamento rápida de acordo com as normas, em que sejam projetados e comprovados os componentes do circuito proposto.
- Avaliação da instalação de elementos armazenadores de energia para redução da demanda da rede em horários de grande consumo.

1.2 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Esse trabalho está dividido em seis capítulos.

No capítulo 1 apresenta-se uma introdução a respeito do assunto tratado na dissertação, abordando os principais modelos de veículos híbridos e puramente elétricos. Assim como, as principais tendências e incentivos governamentais na sua ampla adoção.

No capítulo 2 são expostas e explicadas as principais normas, conversores e patentes para carregadores rápidos, os níveis os tipos e os modos de carregamento e as especificações para o projeto da estação.

No capítulo 3 são explicados os principais conceitos sobre baterias, seus tipos, características e o circuito elétrico equivalente ao modelo para simulação de uma bateria de um veículo.

O capítulo 4 aborda o sistema proposto. Nele está a análise e projeto do conjunto retificador e do conversor abaixador para um ponto de carregamento de 60kW. Na parte

referente ao conversor, a topologia é modelada para o projeto do controlador implementado e simulado em modo digital. Soluções para o equilíbrio das correntes nas pernas do conversor e para a amostragem dos sinais são desenvolvidas. Da mesma maneira que o cálculo para a estabilidade do arranjo de conversores também é realizado.

Já no capítulo 5, o estudo de viabilidade para a utilização de um elemento armazenador de energia composto por baterias para redução da demanda de energia da rede em horários de ponta é elaborado.

O capítulo 6 contém as considerações finais a respeito do estudo realizado, sugestões para estudos futuros e as publicações de artigos feitos sobre o tema da pesquisa.

O apêndice A relata em detalhes do código utilizado para a composição do circuito do modelo da bateria do veículo no *software* PSIM.

2 CONCEITOS DE NORMAS, CONECTORES, CARREGADORES, CONVERSORES E PATENTES

2.1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo serão abordadas as principais normas referentes aos sistemas de carregamento de baterias em veículos elétricos e os modos de carregamento de acordo com os protocolos de comunicação. Da mesma forma, serão expostos os níveis de carga referentes à potência de saída e os tipos de conectores. Além disso, as principais topologias de conversores e patentes para carregamento de EVs serão apresentadas. Mais que isso, o capítulo definirá os requisitos para o projeto dos componentes de carregadores rápidos de acordo com as normas apresentadas.

2.2 PRINCIPAIS NORMAS

Com a crescente popularização dos veículos elétricos, viu-se a necessidade da criação de regras internacionais que padronizassem os produtos dessa área, fornecendo em primeiro lugar segurança aos usuários. Assim, órgãos internacionais, como por exemplo *International Electrotechnical Commission* (IEC), *International Organization for Standardization* (ISO), *Institute of Electrical and Electronic Engineers* (IEEE), e diversos outros institutos, buscaram desenvolver normas e especificações para muitos dos componentes que estão relacionados aos veículos elétricos. Alguns deles possuem abrangência nacional e até mesmo internacional. Portanto, cada nação é livre para escolher a norma desenvolvida por institutos internacionais ou criar suas próprias. Países como a China, Rússia, Japão, Taiwan, Brasil e entre outros criaram suas próprias normas baseados em padrões americanos, europeus ou internacionais. Por exemplo, o Japão, um dos precursores dos veículos elétricos, instituiu um dos principais conectores para recarga CC. Assim como outras normas referentes aos veículos elétricos especificadas pela *Japan Electric Vehicle Standard* (JEVS).

Os padrões dos EUA e do Canadá foram desenvolvidos pelo *Underwriters Laboratories* (UL), pelo *Society of Automotive Engineers* (SAE), e *National Electrical Installation Standards* (NEIS), sendo elas aprovadas pelo órgão *American National Standards Institute* (ANSI) nos EUA e pelo *Standards Council of Canada* (SCC). Muitos países basearam suas normas nos padrões definidos a nível internacional. Assim, a IEC influenciou a criação das normas britânicas pela *British Standard* (BS), as europeias pela *European*

Standard (EN) e as brasileiras pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT).

A ANSI apresenta em Bodson (2013) um relatório geral de todas as normas relacionadas à veículos elétricos, incluindo as americanas e as internacionais. Elas estão divididas em três grandes grupos: relacionadas ao veículo, à infraestrutura e aos serviços de suporte, conforme a Figura 2.1.

As normas relacionadas aos veículos compreendem o sistema de armazenamento de energia, os componentes do veículo e a interface com o usuário. No domínio da infraestrutura, estão compreendidos os equipamentos de carregamento para veículos elétricos, a infraestrutura de comunicação, a compatibilidade eletromagnética, entre outros.

Já na área referente aos serviços de suporte, estão presentes os itens de educação e treinamento. Autores como Pereirinha e Trovão (2011) apresentam um resumo das principais normas, divididas por áreas, sobre veículos elétricos e híbridos.

Figura 2.1 – Domínios e áreas de normatização para EVs.



Fonte: (BODSON, 2013).

Dentre as áreas relativas às normas, autores como Lu e Jen (2012) trazem um comparativo detalhado entre as principais normas internacionais sobre EVSE e seus correspondentes países de adoção, os quais são apresentado na tabela 2.1. Nesse comparativo inclui-se também as normas brasileiras criadas a partir das regulamentações da IEC.

Portanto, o projeto e desenvolvimento de um carregador rápido deve ser associado às normas vigentes no país a qual este será instalado e comercializado. Assim, a análise das normas fornece parâmetros necessários para a elaboração e projeto de uma estação de recarga rápida para veículos elétricos, na qual alguns requisitos devem ser observados:

Tabela 2.1 – Principais normas referentes aos EVSE e os relativos territórios de vigência.

	International/ Europe	EUA/Canada	Japão	Brasil
Requerimentos Gerais	IEC/EN 61851-1	NEC 625 SAE J1772 UL 2231-1 UL 2231-2	JEVS G109	ABNT NBR IEC 61851-1
Requisitos VE para conexão em uma EVSE	IEC/EN 61851-21			ABNT NBR IEC 61851-21
Carregamento CA, Estação de Recarga CA	IEC/EN 61851-22	UL Sub. 2594		ABNT NBR IEC 61851-22
Carregamento CC, Estação de Recarga CC	IEC/EN 61851-23	UL 2202	JEVS G101 JEVS G103 CHAdEMO	
Protocolo de Comunicação	IEC/EN 61851-24	SAE J2293-1 SAE J2293-2 SAE J2847-2	CHAdEMO	
Conectores, tomadas, acopladores e fabricação de cabos	IEC/EN 62196-1 IEC/EN 62196-2 IEC/EN 62196-3	SAE J1172 UL 2251	JEVS C601 JEVS G105	ABNT NBR IEC 62196-1 ABNT NBR IEC 62196-2

Fonte: (LU; JEN, 2012)(ABNT, 2017)(Underwriters Laboratories Inc., 2010)

- as definições e principais sistemas de segurança;
- os sistemas de proteção com aterramento e disjuntores CA e CC;
- o tipo de isolamento galvânico necessário;
- os tipos e valores de corrente e tensão nos conectores para carregamento CC;
- as ondulações de tensão e corrente permitidas na saída;
- os níveis de harmônicos permitidos na rede com a inserção do equipamento;

A instalação de estações e sistemas de carregamento para baterias de EVs exige um cuidado específico visando sempre garantir a segurança do usuário. Assim, os códigos nacionais de cada país trazem regras específicas para a instalação dos equipamentos. Nos Estados Unidos, o *National Electrical Code 2014* apresenta algumas exigências relacionadas a segurança pessoal e instalação (NPFA 70, 2014). Pode-se citar as principais como a não intercambiabilidade de conectores, na qual o acoplamento do veículo elétrico deve possuir uma configuração que não permita o uso em dispositivos de outros sistemas. De tal forma, que acopladores sem aterramento não possam ser usados em veículos com condutor de aterramento. Além disso, o acoplamento com o veículo deve prover meios que evitem desconexões acidentais.

É indispensável a presença de intertravamento que desenergize o conector quando este estiver desacoplado do veículo. O intertravamento não é requerido para equipamentos monofásicos de 125V e até 20A em corrente alternada. Mais que isso, o *National Electric Code* afirma ser necessário a auto desenergização do cabo quando estiver exposto a estímulos, que possam resultar na ruptura do cabo ou separação entre cabo e conector, expondo as partes vivas do circuito.

O sistema de proteção pessoal contra choques elétricos deve ser instalado não mais que 30cm do ponto de ligação do cabo no equipamento de recarga. Outra exigência para instalação do EVSE é relacionada a proteção contra sobrecorrente, a qual deve ser projetada para até 125% da carga máxima do equipamento de alimentação, sendo dimensionada para um serviço contínuo. Por fim, a norma regulamenta sobre a necessidade da existência de sistemas de ventilação, quando o EVSE for instalado em locais fechados e os veículos exijam ventilação (geração de gases nas bateria ou no motor a combustão do sistema híbrido do veículo). (CARRASCAL; GARCIA, 2015)

Outra norma importante é a IEC 61851-1 referente aos requerimentos gerais de equipamentos para carregamento de baterias externo ou interno ao veículo, podendo ser por fonte CA até 1000V ou CC até 1500V. Esta norma não é aplicável a *trailers*, veículos ferroviários, caminhões industriais e veículos projetados principalmente para uso *off-road*. Os aspectos abordados incluem as características e condições de operação do equipamento, assim como a conexão com o veículo. Mais que isso, ela aborda as operações de manutenção e segurança do usuário, e as características a serem cumpridas pelo veículo em relação a estação de carregamento CA ou CC, somente quando o EV for aterrado. De outra maneira, IEC 62196-1 define os modos de carregamento dos veículos elétricos sendo eles CA e CC.

2.3 MODOS DE CARREGAMENTO

Os modos de carregamento de veículos elétricos podem ser definidos da seguinte maneira:

2.3.1 Modo de Carregamento 1

Nesse modo, a ligação do EV à rede de alimentação CA é por meio de conectores e tomadas dos padrões residenciais ou industriais capazes de suprir uma corrente não maior que 13A e 16A respectivamente. A ligação pode ser em até 250V monofásico ou até 480V trifásico utilizando condutores de potência e proteção. A proteção do circuito pode ser realizada por um dispositivo de proteção para correntes residuais (DR), assim como a

utilização de fusíveis. Países como os EUA, por exemplo, o modo 1 é proibido por não fornecer uma caixa de controle com um DR no cabo, conforme representado na Figura 2.2 (BEAMA, 2015).

Figura 2.2 – Modo de carregamento 1 em CA.

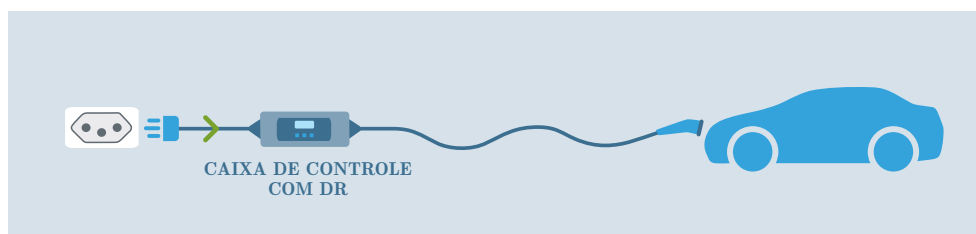


Fonte: Adaptado de BEAMA (2015).

2.3.2 Modo de Carregamento 2

No modo 2, a ligação do EV à rede de alimentação CA é realizada por meio de conectores e tomadas dos padrões residenciais ou industriais capazes de suprir uma corrente não maior 32A e 250V CA monofásico ou 480V CA trifásico. Os condutores de potência e proteção, juntamente com o condutor de controle devem conectar o EV à uma caixa de controle que possua um DR, podendo estar localizada no cabo. Essa caixa é posicionada a menos de 30cm do plugue, na qual pode ser ajustado a potência de carga especificada de carregamento conforme a Figura 2.3 O modo 2 pode ser usado para carregar um EV em localidades onde não exista circuitos dedicados a essa função. Muitos veículos utilizam esse modo limitando a corrente para até 10A. (BEAMA, 2015)

Figura 2.3 – Modo de carregamento 2 em CA.



Fonte: Adaptado de BEAMA (2015).

2.3.3 Modo de Carregamento 3

Nesse modo está presente um carregador dedicado permanente fixado e instalado, com dispositivo de proteção contra surtos e DR. Esse modo suporta carregamento de

16A ou 32A monofásico, com potências de 3,7kW e 7,4kW respectivamente. Além disso, o modo 3 pode operar com uma saída trifásica até 50kW em pontos de carregamento comerciais e em áreas públicas. No processo de carregamento, o carregador interno do veículo limita a taxa de carga. Por exemplo, se a estação for de 22kW e o carro for equipado com um sistema de carga de até 3,7kW, a taxa de carregamento será de 3,7kW. Outra importante característica apresentada é a comunicação inteligente com o veículo e com o usuário, assim esse modo está presente de duas maneiras:

- ponto de carregamento com um cabo fixo, normalmente instalado em residências.
- estação de carregamento com um soquete dedicado comumente instalado em áreas públicas ou comerciais.

Com esse modo é possível a medição de energia utilizada pelo proprietário do EV para carregar a bateria e o usuário do EV pode pagar a energia utilizada em áreas públicas. Dessa maneira esse modo de carregamento é preferível comparado com os demais modos, devido à proteção, comunicação e recursos de medição de energia. A Figura 2.4 representa o carregador CA instalado em uma parede, com um condutor fixo a ele e que pode ser ligado ao veículo (BEAMA, 2015).

Figura 2.4 – Modo de carregamento 3 em CA.



Fonte: Adaptado de BEAMA (2015).

2.3.4 Modo de Carregamento 4

O veículo é carregado rapidamente utilizando corrente contínua, com retificadores e conversores dentro da estação de carregamento. O modo 4 não é destinado para instalações domésticas devido ao nível elevado de tensão e corrente de até 500V e 200A, com uma ampla faixa de operação acima até dos 100kW. Embora as faixas de potência mais comuns dos modelos vendidos estão entres 20kW e 50kW, a potência acaba sendo limitada pelo tipo de conector. Com a possibilidade de uso em diferentes conectores e protocolos de comunicação, de acordo com a região, o equipamento utilizado por esse modo é principalmente instalado ao longo de estradas, postos de serviços, estacionamentos, shopping

centers e áreas comerciais. No modo 4, a bateria do veículo é carregada até 80% da sua capacidade em 30 minutos e possui as mesmas facilidades de comunicação com o usuário e com o veículo apresentadas pelo modo 3. O uso frequente desse modo reduzirá a vida útil da bateria, devido ao provável aquecimento no processo. Além disso, as estações possuem um tamanho considerável e um custo alto de instalação. Na instalação do sistema, a rede de distribuição deverá estar planejada para suportar essa demanda. A Figura 2.5 representa o modo 4 de carregamento (BEAMA, 2015).

Figura 2.5 – Modo de carregamento 4 em CC.



Fonte: Adaptado de BEAMA (2015).

A norma americana SAE J1772 especifica os níveis de carregamento de uma forma diferente da apresentada pela IEC (MOHAMED et al., 2014). Seus valores são mostrados na tabela 2.2.

Tabela 2.2 – Definição dos níveis de carregamento de acordo com SAE J1772.





Fonte	Nível	Tensão (V)	Fase	Corrente Máxima (A)	Potência Máxima (kW)
CA	Nível 1	120	Monofásico	16	1.9
	Nível 2	240	Monofásico	80 (40 típico)	19.2
CC	Nível 1	200-450	CC	≤ 80	≤ 19.2
	Nível 2	200-500	CC	200	90

Fonte: Mohamed et al. (2014)

A Tabela 2.3 apresenta um resumo dos modos de carregamento e seus dispositivos comerciais.

Alguns termos são especificados pelos fabricantes como definições de rápido, lento, ultra rápido e veloz são subjetivas e não oficiais. A melhor maneira de compreender o tempo de carga de qualquer veículo é pela relação da quantidade de carga requerida pelo EV em kWh pela potência de carga, de acordo com a equação (2.1). O valor calculado pela equação será um pouco maior que o real, pois o veículo não permite descargas completas,

Tabela 2.3 – Resumo dos modos de carregamento e dispositivos comerciais de acordo com a IEC 61851-1.

	Modo 1 (CA)	Modo 2 (CA)	Modo 3 (CA)	Modo 4 (CC)
Modelos				
Tensão Máx. (V)	1F - 250V 3F - 480	1F - 250V 3F - 480V	1F - 250V 3F - 480V	até 500V
Corrente Máx. (A)	13A a 16A	até 32A	16A a 32A	até 200A
Potência Máx. (W)	1.9kW	até 19,2 kW	1F - 3.kW, 7.4kW 1F - 19,2 kW 3F - 50kW	até 100kW

Fonte: BEAMA (2015)

aproximadamente de 10% a 20% da energia das baterias é mantida.

$$\frac{\text{Quantidade de Carga Requerida (kWh)}}{\text{Potência de Carga (kW)}} = \text{Tempo para Carga (Horas)} \quad (2.1)$$

A tabela 2.4 apresenta um comparativo entre os modos de carga e o tempo destinado para cada um dos casos (BEAMA, 2015). Porém, cada veículo possui fatores que podem influenciar no tempo de carga como o tamanho da bateria, a eficiência do conversor interno e a temperatura máxima de operação. Outros fatores como taxa máxima permitida pelo conector e soquete, tamanho do cabo e circuito da fonte também podem afetar. Assim, os valores apresentados estão baseados em uma bateria de 24kWh carregada até 80%.

A segurança do usuário assim como a proteção do veículo são fatores importantes a serem considerados. Dessa maneira para os modos de funcionamento 2, 3 e 4 funções devem estar presentes no EVSE:

- verificação da correta conexão do veículo;
- verificação frequente da continuidade de aterramento do contato de proteção;
- energização e desenergização do sistema;

Outras funções opcionais podem estar presentes, como:

Tabela 2.4 – Comparação entre os modos de carregamento e o tempo para carga de uma bateria de 24kWh até 80% da sua capacidade.

	Potência Máxima Saída EVSE (kW)	Tempo de Carga (Hrs:Min)	Tensão de Entrada (V)	Corrente Máxima (A)	Modo
CA	2,3kW	8hrs 20min	230 1-fase CA	10	2/3
	3kW	6hrs 30min	230 1-fase CA	13	2/3
	3,7kW	5hrs 15min	230 1-fase CA	16	(2) 3
	7,4kW	2hrs 35min	230 1-fase CA	32	(2) 3
	14,5kW	1hrs 20min	400 3-fases CA	21	3
	22kW	55min	400 3-fases CA	32	3
	43kW	30min	400 3-fases CA	63	3
CC	20kW	1hr	400 3-fases CA	40	4
	50kW	25min	400 3-fases CA	100	4
	100kW	15min	400 3-fases CA	200	4

Fonte: (BEAMA, 2015)

- seleção da taxa de carga;
- determinação dos requerimentos de ventilação da área de carga;
- detecção ou ajuste da corrente de carga disponível em tempo real;
- retenção e liberação da conexão mecânica do conector;
- controle do fluxo bidirecional de energia para o veículo ou para a rede;
- estação com um soquete dedicado comumente instalado em áreas públicas ou comerciais.

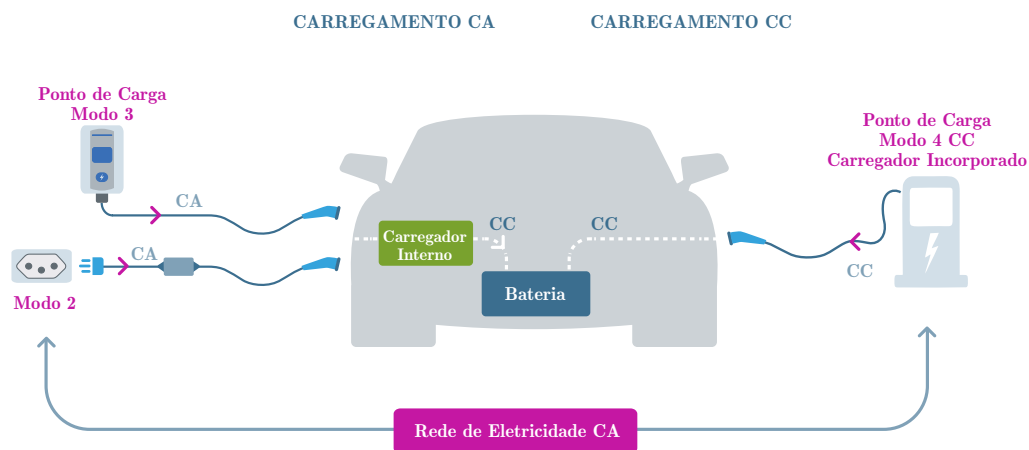
Já na parte de proteção contra choque elétrico, os principais requisitos são:

- partes vivas perigosas não devem ser acessíveis em condição normal e em condição de surtos;
- proteção contra contato direto: a ligação do condutor de proteção deve consistir na ligação de todas as partes condutoras expostas, ao terminal de terra do EV;
- a energia armazenada em capacitores: um segundo após a desconexão do EV da fonte, a tensão entre as partes condutivas e qualquer parte acessível com o terminal de terra deve ser menor ou igual a 42,4V pico, ou 60V CC, e a energia armazenada disponível deve ser menor que 20J.
- proteção contra falta:
 - isolamento reforçada ou suplementar (galvânica);

- união equipotencial da proteção.
 - auto desconexão da fonte
- medidas suplementares: um dispositivo DR para proteção dos seres humanos com $I_{\Delta n} \leq 30mA$.
 - requerimentos adicionais: limite da introdução de harmônicos, corrente cc e correntes não senoidais devem ser limitadas para condição normal de operação, mal funcionamento e situações de falta.

Assim os modos e os dispositivos de carregamento podem ser melhor compreendidos pelo resumo presente na Figura 2.6.

Figura 2.6 – Síntese dos modos de carregamento e seus EVSEs.



Fonte: Adaptado de BEAMA (2015).

2.4 PADRÃO CONECTORES E PRINCIPAIS CARACTERÍSTICAS

Os veículos elétricos apresentam conectores dedicados ao carregamento de suas baterias. Cada país e fabricantes escolheram um modelo, assim infelizmente não existe um padrão universal de conector tanto para carregamento CA ou CC.

Os condutores de recarga podem ser definidos de acordo com a maneira como são conectados. Assim, o condutor que estiver permanentemente ligado no veículo e se conectar na fonte de energia quando necessário, estará na Classe A. Um segundo caso, Classe B, o cabo poderia ser desconectado do veículo e da fonte de energia. Esse caso, se divide em: Classe B1, na qual corresponde a conexão direta do cabo em uma tomada na parede; e a Classe B2 corresponde a conexão diretamente a uma estação de carregamento específica. O terceiro caso, Classe C, a conexão do EV com a fonte de energia utiliza um cabo conectado permanentemente na estação e com um conector do veículo no outro

terminal. A grande maioria dos condutores e conectores presentes em estações públicas de carregamento, modo 3 e 4, são da classe C (International Electrotechnical Commission, 2003). Serão apresentados os conectores utilizados da classe C para conexão das estações de carregamento ao veículo, tanto os modelos CA como os CC.

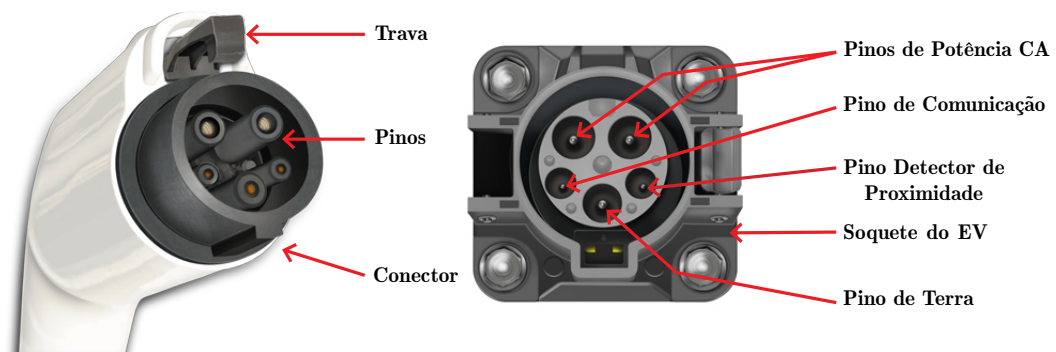
2.4.1 Conectores Carregamento CA

Entre os conectores disponíveis para o carregamento de EVs em CA, os principais são os utilizados nos modos 2 e 3. São esses os conectores que ligam a estação de carregamento ao veículo.

2.4.1.1 Tipo 1

O modelo de conector regulamentado pela norma SAE J1772 e pela IEC 62196-2, sendo a norma da SAE determinante do protocolo de comunicação para esse padrão. Ele é um dos principais conectores utilizados para a carga do modo 2 e 3 nos EUA e Ásia, apresentando no seu cabo os condutores para carga monofásica, condutores de comando e de proteção. A corrente máxima permitida é de 32A e com uma tensão máxima de 250V. A Figura 2.7 representa o conector e o respectivo soquete.

Figura 2.7 – Diagrama do conector Tipo 1.



Fonte: Hydro Quebec (2015)

2.4.1.2 Tipo 2

O conector do tipo 2 permite um carregamento monofásico ou trifásico, assim possibilita uma maior transferência de energia. Esse modelo é padronizado pela norma

IEC 62196-2 como ilustrado na Figura 2.8. O conector tipo 2 é mais robusto, suportando uma tensão máxima de 500V e uma corrente máxima de 70A para 1-fase e 63A para 3-fases.

Figura 2.8 – Diagrama do conector Tipo 2.

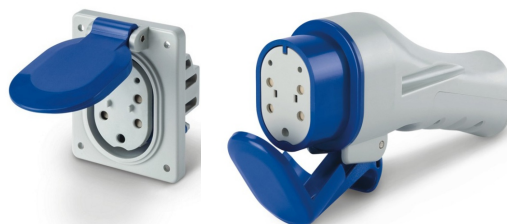


Fonte: Hydro Quebec (2015)

2.4.1.3 Tipo 3

O conector tipo 3 foi desenvolvido pela *EV Plug Alliance* formada pelas empresas Legrand, Scame e Schneider Electric e outras. Ele é utilizado para suprir uma tensão máxima de 400V e uma corrente máxima de 32A, podendo operar com ligação monofásica ou trifásica. O tipo 3 é projetado para a conexão do neutro, das 3 fases, comunicação, proteção e detector de proximidade (7 pinos), sendo padronizado pela IEC 62196-2. Conforme a Figura 2.9, este conector apresenta uma tampa protetora. Inicialmente utilizado em alguns países europeus, como a França, está em desuso.

Figura 2.9 – Diagrama do conector Tipo 3.

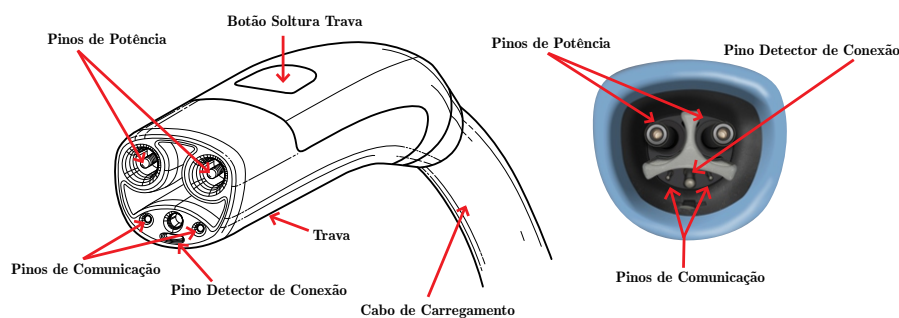


Fonte: SCAME (2015)

2.4.1.4 Tipo Tesla SuperCharger Conector

O conector da Tesla foi desenvolvido para sistemas CA e CC, a fim de conectar o equipamento de carregamento da tesla (*Supercharger*) de 120kW para a carga das baterias do EV. Esse modelo de conector utiliza os mesmos pinos para transferência de energia em CC e CA, dependendo da forma de carregamento escolhida. Para se conectar a outras estações de carga, a fabricante fornece adaptadores para os outros soquetes. A Figura 2.10 apresenta esse conector.

Figura 2.10 – Diagrama do conector Tesla *Supercharger*.







Fonte: Hydro Quebec (2015)

2.4.2 Conectores Carregamento CC

Os conectores usados no carregamento por corrente contínua podem ser específicos para essa função ou combinados com os conectores de carregamento por corrente alternada. Basicamente existem 4 possibilidades de conectores para carga CC, cada um deles apresenta valores máximos nominais de tensão e corrente. Um dos mais utilizados é o conector dedicado com configuração AA, também conhecido como CHAdeMO. Outro conector muito utilizado na China é o da configuração BB, específico para carga CC. Além desses dois, o da configuração EE é o SAE J1772 Combo, possuindo o conector CC acoplado junto os terminais CA. E por fim o conector da configuração FF, sendo um combo entre o conector CA tipo 2 com os pinos CC. A tabela 2.5 apresenta um comparativo entre os conectores e suas especificações. A seguir serão apresentadas sínteses dos principais conectores, com uma detalhamento maior para o modelo CHAdeMO.

Tabela 2.5 – Comparação dos valores nominais dos conectores CC.

Configuração	AA	BB	EE	FF
Nome Usual	CHAdEMO	GB\T 20234	SAE J1772 Combo	Menneke Combo
Tensão Máxima Nominal (Vcc)	600	750	600	1000
Máxima Corrente Nominal (A)	200	250	200	200
Desenho				

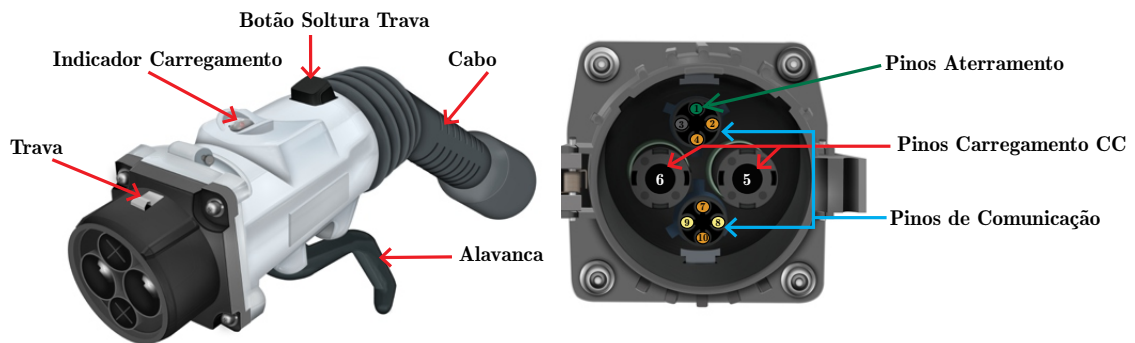
Fonte: Adaptado de acordo com a IEC 62196-3, IEEE STD (2015) Phoenix Contact (2016), YAZAKI Corporation (2016) e Ng, Liu e Cheng (2011).

Os conectores mais utilizados, CHAdEMO e SAEJ1772, serão explicados detalhadamente.

2.4.2.1 CHAdEMO

Criado pelas empresas Toyota Motor Corporation, Nissan Motor Co. Ltd., Mitsubishi Motors Corporation, Fuji Heavy Industries Ltd., e Tokyo Electric Power Company, o padrão *CHArge de MOve* (CHAdEMO) é um dos precursores do carregamento rápido CC, sendo capaz de carregar o veículo elétrico com uma potência de até 62,5 kW. O conector é especificado pela norma japonesa JEVS G105-1993, assim como é descrito na IEC 61851-23 e na IEEE 2030.1.1-2015. A Figura 2.11 apresenta o desenho do conector com seus pinos de conexão.

Figura 2.11 – Conector CHAdeMO e correspondentes pinos de conexão.



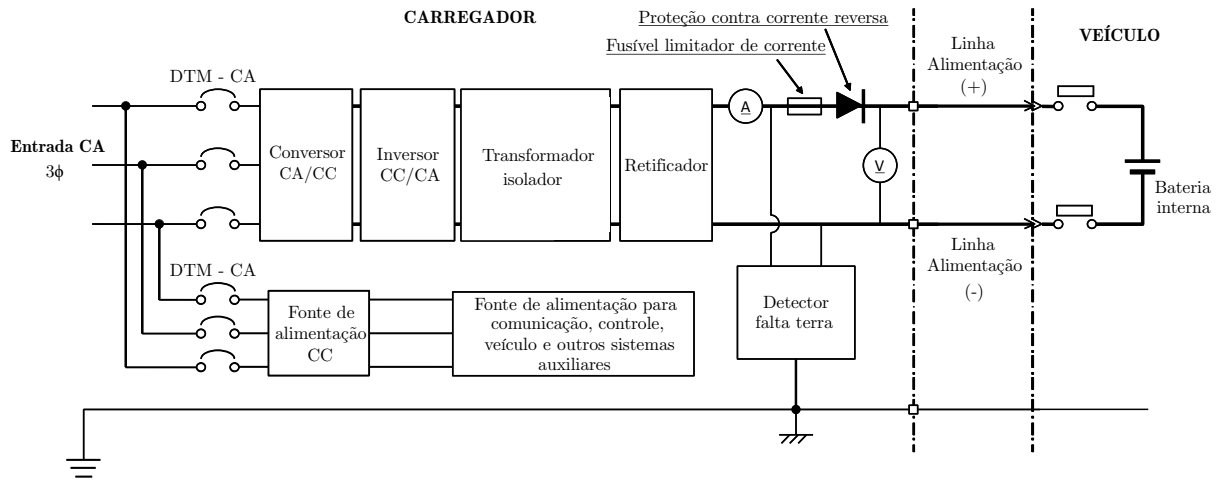
Fonte: Hydro Quebec (2015)

Este padrão se enquadra no modo 4 de carregamento, de acordo com a IEC, e realiza comunicação entre o veículo e a estação através do protocolo *CAN* (Controller Area Network). Através do protocolo, é executado o método de carregamento por controle de corrente, na qual o veículo elétrico funciona como mestre e a estação de recarga como escrava. Isto é, o veículo emite um comando com o valor de corrente que a estação de recarga deve carrega-lo. O padrão CHAdeMO exige que a estação seja CC isolada, já os demais tipos de conectores CC não exigem um isolamento galvânico conforme a IEC 62196-3:2014. O isolamento pode ser em alta ou baixa frequência. A Figura 2.12 mostra uma configuração típica de circuito utilizado para carga rápida nesse padrão.

Pode-se observar na saída do circuito medições de tensão e corrente, fusível de proteção para sobrecorrente com capacidade de até 250 A, diodo para bloqueio da corrente no sentido do carregador e dispositivo de verificação da continuidade do condutor de proteção terra. A entrada do sistema de alimentação do circuito principal e de comando são separadas no *Ponto de Conexão Comum* (PCC), de modo que uma falha no circuito de potência não signifique necessariamente a perda da comunicação e do controle entre o veículo e a estação.

Valores de tensão e corrente, protocolo de comunicação e demais informações sobre as necessidades da estação com conector CHAdeMO são apresentados na Tabela 2.6.

Figura 2.12 – Configuração típica do circuito utilizando para o conector CHAdeMO.



Fonte: IEEE STD (2015)

Tabela 2.6 – Especificações da estação de carregamento com conector CHAdeMO.

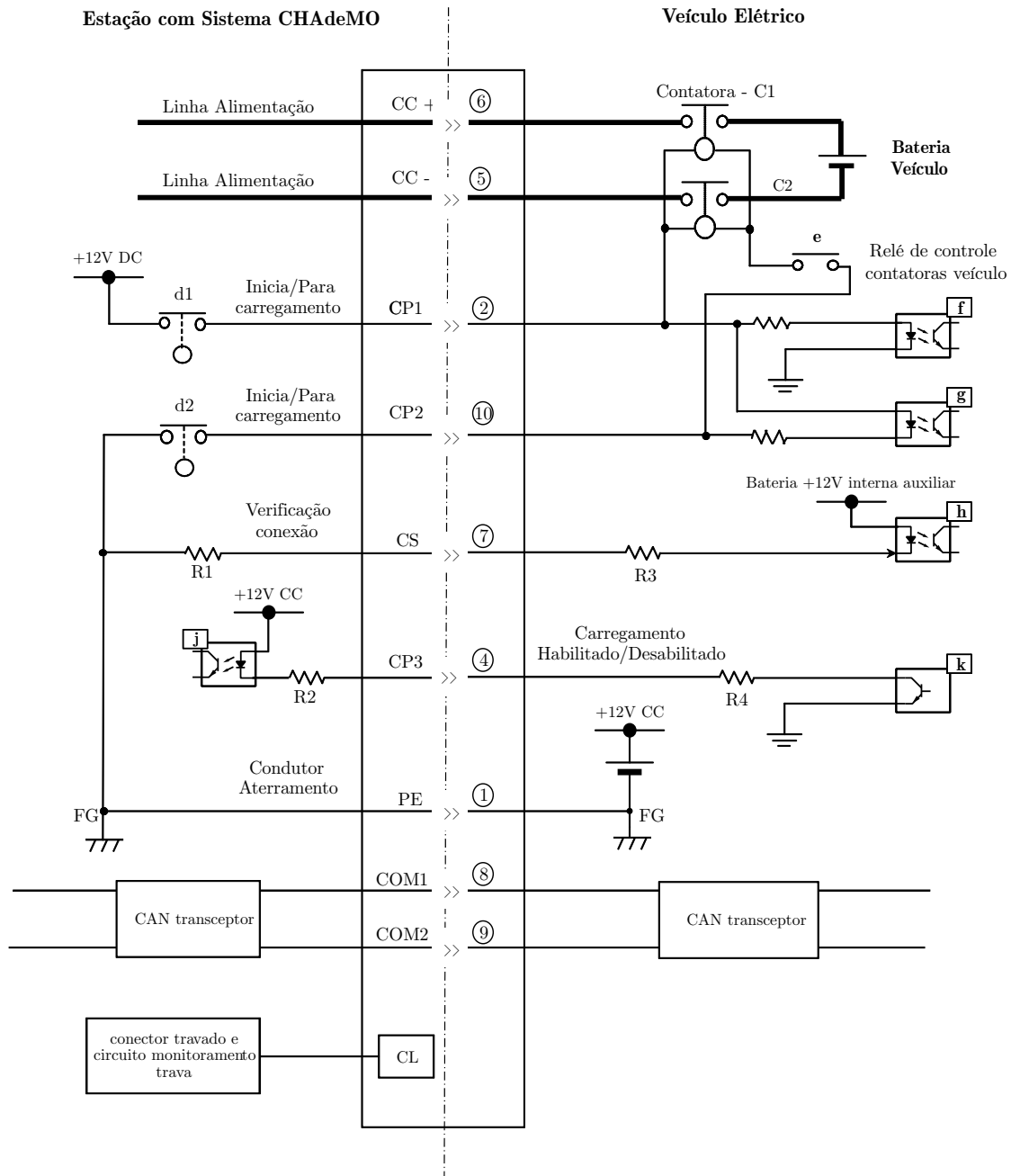
	Descrição
Método de Controle	Corrente constante baseada nos comandos do veículo
Valores de Entrada	Especificados pelas normas e regulamentações de cada país. FP: 0,95 ou mais
Valores de saída	Tensão CC: de 50 V à 500 V Corrente CC: de 0 A à 125 A
Ondulação da Corrente de saída	Até 10 Hz: 1.5 A de pico a pico ou menos Até 5 kHz: 3 A de pico a pico ou menos
Eficiência da Conversão CA/CC	90% ou mais (incluindo perdas auxiliares na condição de máxima potência e corrente de saída do carregador)
Sistema de Comunicação	Protocolo de comunicação: CAN.0B Active, (ISO11898-2) Taxa de transmissão: 500 kpbs Ciclo de transmissão: 100ms
Proteção do Sistema	Circuito principal e Circuito de comando: interromper a alimentação do circuito na ocorrência de curto circuitos e perda do terra.

Fonte: IEEE STD (2015)

O circuito de comando do carregamento é mostrado na Figura 2.13, na qual CP1 e CP2 transmitem sinais como "pronto para carregar" e "fim de carregamento" da estação para o veículo, CP3 transmite instruções do veículo à estação para iniciar ou finalizar o

carregamento e CS é responsável pelo circuito de proximidade. COM1 e COM2 realizam a comunicação de parâmetros numéricos como a máxima tensão da bateria e a faixa de potência de operação da estação.

Figura 2.13 – Interface do conector CHAdeMO.



Fonte: Adaptado de IEEE STD (2015) e Anegawa (2011).

As etapas de funcionamento são detalhadas.

- **Início**

O processo de carregamento da bateria do veículo elétrico é iniciado na estação, quando o usuário pressiona o botão para carga rápida. Nesse momento, a contatora $d1$ fecha, colocando 12V do carregador no veículo pelo pino analógico 2, ativando o optoacoplador f . A partir desse ponto, o veículo reconhece que a operação de carga começou e responde transmitindo parâmetros tais como limite de tensão, corrente máxima e a capacidade do seu sistema de bateria ao carregador através do canal CAN. Conhecendo melhor o veículo, o carregador confirma que pode carregar o veículo, transmitindo sua tensão e corrente de saída máxima para o veículo através do protocolo CAN. O veículo verifica sua compatibilidade com o carregador, caso esteja tudo certo, o transistor k é acionado pelo pino analógico 4. A estação procede para o bloqueio do conector e na sequência conduz o teste de isolamento, incluindo a interface do conector, para confirmar a ausência de anormalidades.

O teste de isolamento é fundamental para a detecção de curto-circuitos ou falta terra antes de iniciar o carregamento, tais circunstâncias podem ocorrer devido a degradação dos condutores como idade ou mal uso. Portanto, é medida a isolamento entre os condutores da saída CC e o condutor de proteção conectado ao chassi do veículo e a estação de recarga. Primeiramente, a estação mede a tensão dos condutores CC que deve estar abaixo de 10 V, de modo a confirmar que os contadores C1 e C2 do veículo estão abertos. Então, o teste se inicia aplicando a máxima tensão de saída da estação nos condutores CC e realizando as medições das resistências, ao mesmo tempo que é monitorada a continuidade do condutor de proteção. Caso o teste aponte alguma resistência menor que $100 \Omega/V$, a estação deve mandar um sinal ao veículo informando que a recarga não é permitida.

Realizado o teste, mede-se novamente a tensão dos condutores CC e, se estiver abaixo de 20 V, a estação fecha $d2$ informando ao veículo que o teste de isolamento está finalizado. Assim, o veículo fecha os contadores C1 e C2 e é iniciada a transferência de energia para o veículo. Durante o processo, a estação deve monitorar continuamente a condutividade do terra. Assim, o veículo sabe, pelo pino analógico 10, que o teste foi realizado com sucesso e o processo de carga é iniciado. Todo esse processo poderia ser comunicado por meio digital através do protocolo CAN, entretanto a comunicação analógica permite: início indesejado do carregamento devido a falha no controle digital; confirma que veículo e sistema de controle estão operando corretamente durante todo o processo; a perda do sinal analógico resulta em um imediato desligamento, como resultado os desligamentos podem ser alcançados mais rapidamente do que a transmissão de um sinal digital.

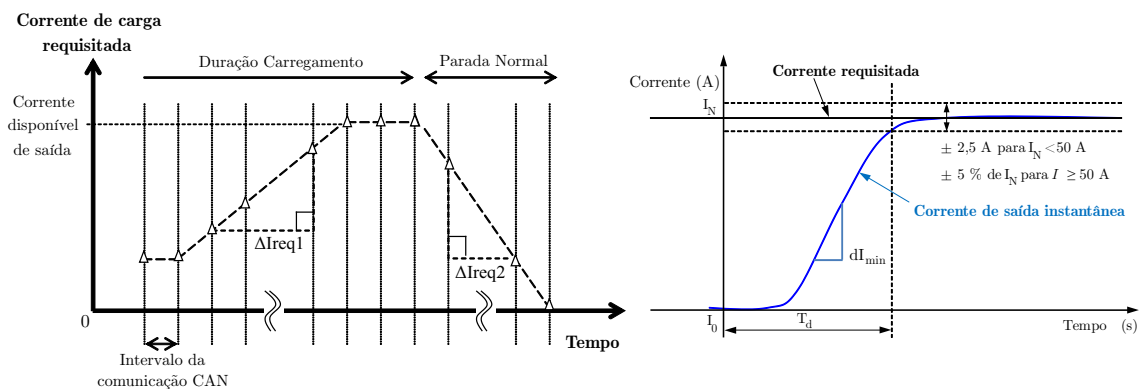
• **Transmissão Energia**

Durante a transferência de energia, o veículo calcula o nível da corrente baseado na performance da bateria, e pode alterar os valores da corrente a cada 0.1s através do barramento CAN. Dessa maneira, o carregador fornece uma corrente constante que corresponde ao valor requisitado dentro das limitações descritas pela Tabela 2.7 e pelos gráficos da Figura 2.14.

Tabela 2.7 – Solicitações do veículo elétrico à estação.

	Item	Símbolo	Especificações		
			Mín.	Máx.	Un.
Corrente Solicitada pelo Veículo	Taxa de variação da corrente solicitada durante o carregamento	ΔI_{req1}	-20	20	A/s
	Taxa de variação da corrente solicitada no desligamento	ΔI_{req2}	-	200	A/s
	Corrente de 0 A à 50 A	I_{dev}	$I_{dev} - 2,5$ A	$I_{dev} + 2,5$ A	A
	Corrente de 50A à 125A		$I_{dev} \times 95\%$	$I_{dev} \times 105\%$	A
	Atraso na resposta do controle à solicitação do veículo	T_d	-	1.0	s
Corrente de Saída da Estação	Taxa de variação da corrente de saída durante o carregamento	ΔI_{out1}	20	-	A/s
	Desligamento normal	ΔI_{out2}	100	200	A/s
	Desligamento de emergência		200	-	A/s

Figura 2.14 – Regulações para solicitações de corrente do veículo.



Fonte: IEEE STD (2015)

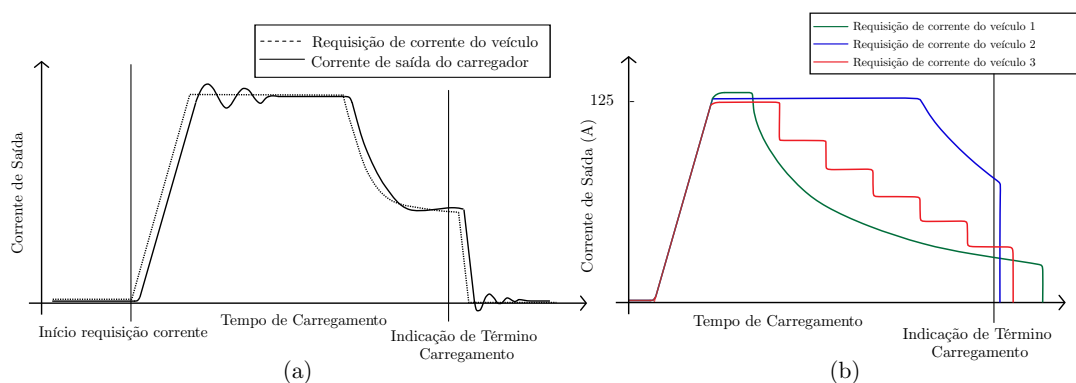
• Término Carregamento

A finalização do carregamento da bateria é feito de forma segura, podendo ser executado através de 4 maneiras: a) o veículo envia comando pelo barramento CAN, requisitando zero de corrente; b) o veículo envia um sinal de erro ao carregador pelo barramento CAN; c) o veículo envia a informação por sinal analógico ao abrir o transistor k ; d) o veículo abre a contatora interna e impede a corrente de entrada. Da mesma maneira, o carregador monitora a corrente, a tensão e a temperatura em cada subcircuito, e quando qualquer valor exceder as limitações, o carregador para e envia um sinal de erro através do protocolo CAN. O término do carregamento forçado pode ocorrer: bloqueio do sinal de gate das chaves internas, abertura da contatora das linhas de saída ou abertura dos disjuntores da entrada de potência.

O processo de carregamento é encerrado normalmente quando o veículo requisita corrente igual a zero. Ao confirmar zero de corrente na entrada de potência, o veículo abre a contatora e envia um *sinal de proibição* desligando o transistor k . Então, o carregador confirma que a saída está com zero de corrente e abre os contadores $d1$ e $d2$. O contator $d2$ fornece energia para as bobinas dos contadores internos do veículo. Dessa maneira, se a estação abrir esses dois dispositivos, imediatamente as contadoras do veículo serão abertas. Normalmente, a estação reduz a corrente abaixo de 5 A para abrir os contadores C1 e C2 do veículo, seguidos por $d1$ e $d2$. Então, é verificado se a tensão nos condutores CC é menor que 10 V para, por fim, desbloquear o conector e permitir a sua retirada.

Dessa maneira a corrente requisitada pelo veículo durante o processo de carregamento poderá ser constante ou variada. A Figura 2.15 a) apresenta o padrão requisitado pelo veículo e a esperada resposta da estação de carga, assim como em b) outros padrões requisitados pelo veículo durante o processo.

Figura 2.15 – a) perfil de corrente requisitado pelo veículo durante a recarga rápida e resposta do carregador e em b) diferentes perfis requisitados pelo veículo.



Fonte: Adaptado de IEEE STD (2015) e Anegawa (2011).

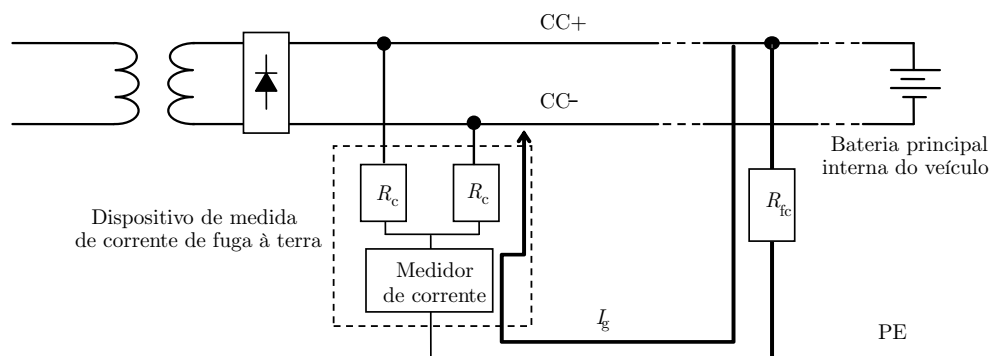
Deve-se mencionar a função do pino analógico 7, utilizado nesse conector e presente

nos demais tipos de conectores para detecção da inserção do conector. Ao ser iniciada a operação de carga, uma corrente flui pelo opto-acoplador h evitando a ignição acidental do veículo.

Durante o carregamento, o carregador deve detectar qualquer falha à terra no circuito de alimentação CC. Caso seja detectada no circuito de alimentação de CC, o carregador deverá cortar a energia no conector.

No sistema do conector CHAdeMO existe um medidor contínuo de fuga de corrente para a terra. Devido ao aterramento equipotencial entre o veículo e o carregador, a presença do *condutor de proteção* (PE) é verificada durante todo o processo de carga. Assim, os sinais nos opto-acopladores f , g e j são perdidos caso o PE perca continuidade. Uma ruptura no condutor PE resulta em uma parada de carga e uma abertura imediata das contatoras do veículo. Esse dispositivo deve ser instalado no carregador. A Figura 2.16 apresenta o esquema do circuito. As especificações para a detecção e sensibilidade são apresentados na Tabela 2.8.

Figura 2.16 – Circuito detector de falta à terra.



R_{fc} - resistência de isolamento entre o condutor CC+/CC- e o veículo ou invólucro na primeira falta.

R_c - resistência à terra para detectar e limitar a primeira corrente de falta.

I_g - corrente de fuga à terra na primeira falta à terra.

Fonte: Adaptado de IEEE STD (2015) e IEC (2014).

Durante o carregamento, o sistema de monitoramento presente no veículo deve estar desativado enquanto as contatoras do veículo estiverem fechadas, e não deverá interferir no sistema de monitoramento da estação. O carregador deve parar imediatamente em caso de detecção de fuga de corrente.

Na estação, o sistema de monitora a corrente de fuga à terra entre o circuito secundário e o invólucro, ou entre o circuito secundário e o chassi do veículo. Ou seja, o medidor verifica a fuga de corrente entre os condutores de potência CC e o condutor de aterramento, o qual está conectada na carcaça do veículo e da estação. Uma corrente de fuga será medida quando romper-se o isolamento entre os condutores de potência e os demais circuitos. Quando a falta for detectada durante o carregamento, a estação deverá reduzir a corrente CC para menos de 5A, a chave $d1$ deverá abrir, a fim de prevenir o

fechamento do contator do veículo. Além disso, a tensão CC deverá ser menor que 60V e o processo automático deverá ser encerrado em menos de 5s depois da detecção da falta.

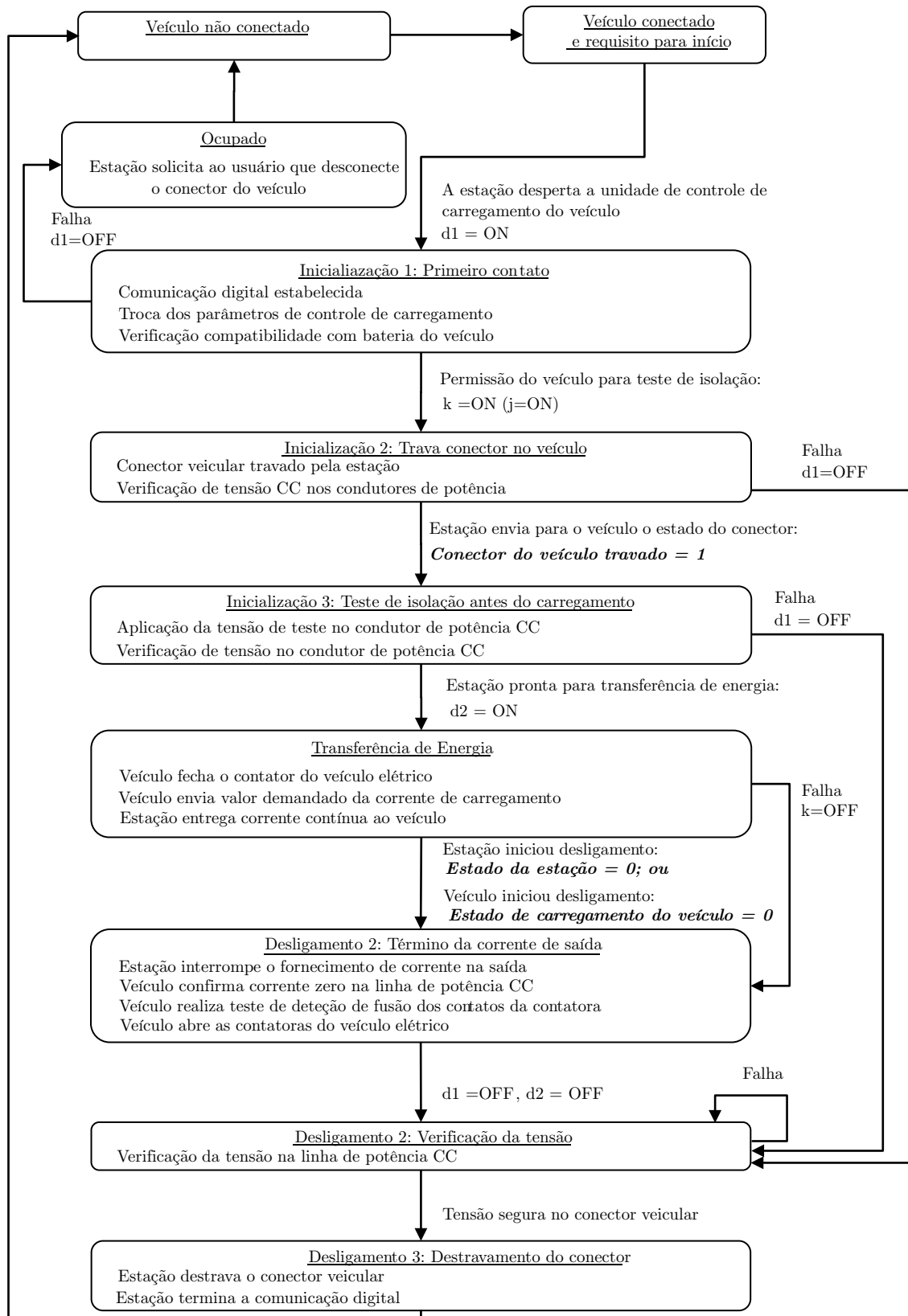
Tabela 2.8 – Especificações do sistema de monitoramento da corrente de fuga CC e falha à terra.

Item	Especificação
Faixa de Tensão Detectável	50V CC até 500V CC
Método de Detecção	Detecção de corrente de fuga DC através de aterramento comum.
Sensibilidade	O dispositivo de monitoramento emitirá um sinal quando a relação de resistência de isolamento entre o circuito principal e o compartimento do carregador (incluindo o chassi do veículo) for inferior a $100 \Omega/V$. (V: tensão de saída)
Tempo de Operação	1,0s ou menos
Tempo de Prevenção Contra Falsa Operação	0,2s ou mais (para prevenir ativação acidental devido a ruídos de corrente)
Resistência R	40k Ω ou mais (deve ser capaz de suprimir uma corrente de fuga CC menor que 12,5mA)

Fonte: Adaptado de IEEE STD (2015) e IEC (2014).

A Figura 2.17 é adaptada de IEEE STD (2015) e Anegawa (2011), a qual descreve o fluxograma do processo de carregamento do veículo elétrico utilizando o padrão CHAdeMO.

Figura 2.17 – Fluxograma das etapas de funcionamento definidas pelo padrão CHAdeMO.



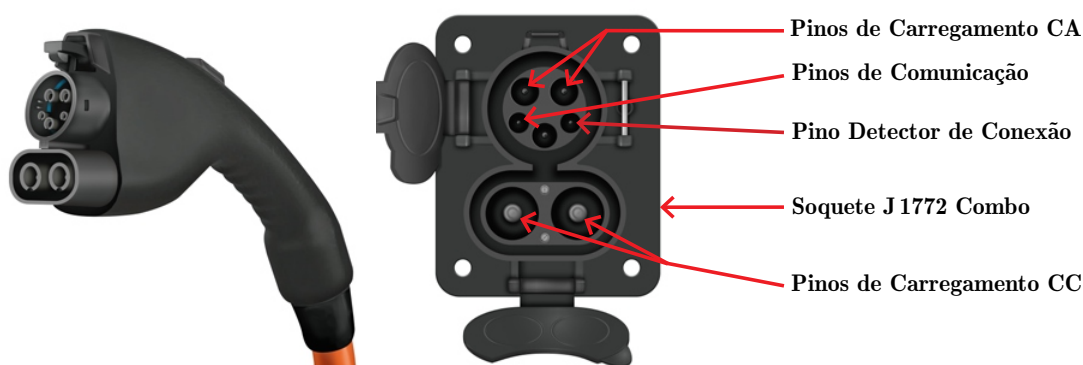
Estação envia estado de destravado ao veículo:
Conector veicular travado = 0

Nota: em *Itálico* os parâmetros trocados por meio digital de comunicação, definidos pela IEC 61851-24.

2.4.2.2 SAE J1772 Combo

O conector SAE J1772 Combo é utilizado para recargas rápidas em países como os EUA, permitindo uma transferência de corrente de até 200A e com uma tensão máxima de 450V DC em uma potência máxima de 90kW. Uma das características desse modelo é a presença do sinal de comunicação digital por meio do protocolo PLC (do inglês *Power Line Carrier*). O mesmo protocolo de comunicação é utilizado para carregamento CA e CC. Nesse modelo, representado na Figura 2.18, não existe comunicação analógica entre o veículo e a estação. O funcionamento da comunicação é baseado em sinal PWM de 1kHz enviado pelo veículo quando o *plug* está conectado, a tensão máxima do sinal representará: +12V Não conectado; +9V Veículo Conectado; +6V Carga veículo; +3V Carga Veículo (necessidade ventilação); 0V Erro. A informação transferida pela razão cíclica do sinal é referente à corrente requisitada de acordo com a Tabela 2.9.

Figura 2.18 – Diagrama Conector SAE J1772 Combo.



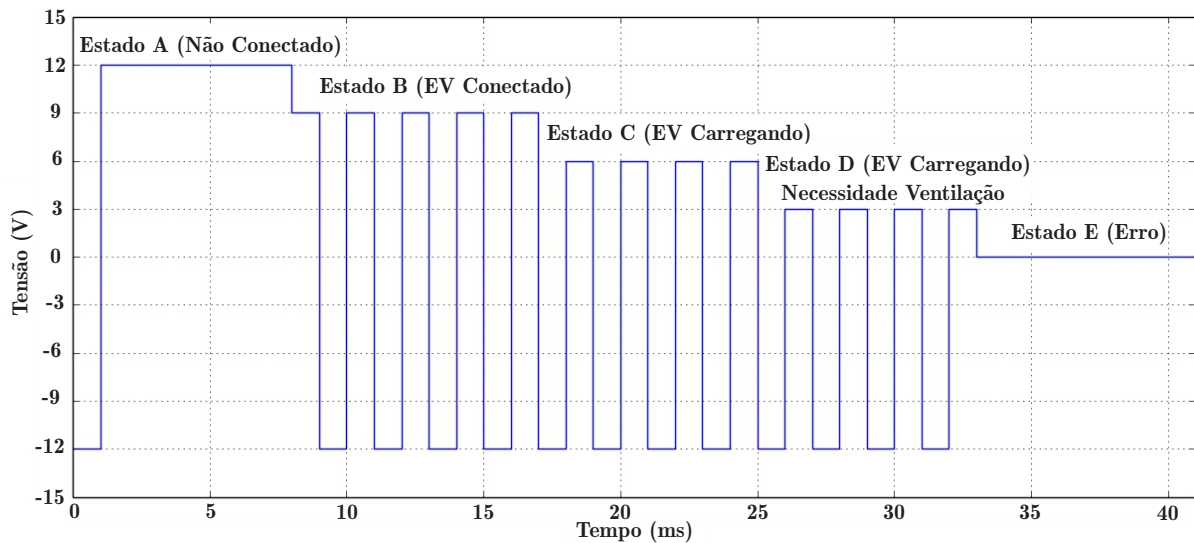
Fonte: (Hydro Quebec, 2015)

Tabela 2.9 – Valores razão cíclica e corrente do protocolo de comunicação PLC.

Razão Cíclica	Corrente (A)
10%	6
20%	12
30%	18
40%	24
50%	30
66%	40
80%	48
90%	75
94%	75
96%	80

Fonte: Adaptado de Schwarzer e Ghorbani (2015).

Figura 2.19 – Sinal PWM enviado pelo veículo para a estação por meio do protocolo PLC.



Fonte: Adaptado de Schwarzer e Ghorbani (2015).

Esse conector, possibilita uma potência máxima de saída maior que o anterior. Entretanto, o SAE J1772 não possui o sistema de intertravamento analógico a fim de garantir uma maior segurança ao usuário.

2.5 LIMITES DE DISTORÇÃO HARMÔNICA NA REDE DISTRIBUIÇÃO

Os equipamentos para carregamento de veículos elétricos dos modos CA e CC quando conectados na rede de distribuição de energia elétrica causam impactos e distúrbios. Os equipamentos para carregamento CC são os que apresentarão uma maior perturbação na rede, devido ao seu nível elevado de potência. Além do impacto na demanda, outros fatores como os distúrbios harmônicos são significativos na estabilidade do sistema de distribuição de energia. Dessa maneira, a norma IEEE 519-2014 limita os valores de corrente de cada ordem harmônica, assim como os valores de tensão. No Brasil, o PRODIST Módulo 8 também apresenta regulamentações nas harmônicas de tensão. A seguir apresenta-se um resumo das principais normativas de interesse.

2.5.1 IEEE 519-2014

A IEEE 519-2014 se refere às distorções no Ponto de Acoplamento Comum (*PCC - Point of Common Coupling*). Ou seja, ela não restringe a circulação de harmônicas dentro de cada instalação, limitando-as na sua conexão com a distribuidora de energia

elétrica. Dessa forma, os limites individuais das harmônicas de tensão no PCC variam conforme a faixa de tensão da rede elétrica. Por outro lado, os limites individuais das harmônicas de corrente dependem do nível de curto circuito no PCC, pois quanto maior a capacidade de curto circuito de uma rede elétrica em relação à corrente de carga, menor será a distorção causada no ponto.

A regulamentação utiliza o conceito de Distorção Harmônica Total (*THD - Total Harmonic Distortion*) para limitar os valores de tensão, é definida por (2.2).

$$THD_{V_n} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} V_h^2}}{V_n} 100\% \quad (2.2)$$

em que,

V_h - Amplitude das componentes harmônicas individuais (valor eficaz);

V_n - Tensão nominal (valor eficaz);

h - Ordem da harmônica.

Os limites das harmônicas de tensão individuais e de THD para cada faixa de tensão são apresentados na Tabela 2.10.

Tabela 2.10 – Limites de distorção de tensão.

Tensão no Ponto de Conexão	Harmônicas Individuais (%)	THD (%)
$V_{pcc} \leq 1.0kV$	5,0	8,0
$1kV < V_{pcc} \leq 69kV$	3,0	5,0
$69kV < V_{pcc} \leq 161kV$	1,5	2,5
$161kV < V_{pcc}$	1,0	1,5

Fonte: Adaptado de IEEE (2014).

A distorção harmônica de corrente máxima que cada nível de curto circuito permite é definida pela Distorção Total da Corrente Demandada (*TDD - Total Demand Distortion*), em porcentagem da máxima demanda da corrente de carga e calculado por (2.3).

$$TDD_{I_L} = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} I_h^2}}{I_1} 100\% \quad (2.3)$$

em que,

I_h - Amplitude das componentes harmônicas individuais (valor eficaz);

I_1 - Corrente nominal (valor eficaz);

h - Ordem da harmônica.

As harmônicas de corrente permitidas no ponto de conexão para a faixa de tensão de 120V à 69kV, são apresentadas na Tabela 2.11.

Tabela 2.11 – Limites de distorção de corrente para sistemas com tensões entre 120V e 69kV.

Máxima distorção harmônica em porcentagem de I_1 Ordem de cada harmônica (harmônicas ímpares) ^{a,b}						
I_{cc}/I_1	$3 \leq h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h \leq 50$	TDD
$< 20^c$	4,0	2,0	1,5	0,6	0,3	5,0
$20 < 50$	7,0	3,5	2,5	1,0	0,5	8,0
$50 < 100$	10,0	4,5	4,0	1,5	0,7	12,0
$100 < 1000$	12,0	5,5	5,0	2,0	1,0	15,0
> 1000	15,0	7,0	6,0	2,5	1,4	20

^aHarmônicas pares são limitadas à 25% dos limites das harmônicas ímpares acima.

^bDistorções harmônicas que resultam em sinal CC não são permitidos.

^cTodo equipamento de geração de energia é limitado à esses valores de distorção, em que:

I_{cc} = máxima corrente de curto-circuito no PCC.

I_1 = máxima demanda de corrente (na frequência fundamental) no PCC sob condições normal de carga.

Fonte: Adaptado de IEEE (2014).

2.5.2 PRODIST - Módulo 8

A Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) disponibiliza os Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) contendo módulos que normatizam e padronizam as atividades do setor elétrico brasileiro. Entre eles está o Módulo 8 referente à Qualidade da Energia Elétrica.

O módulo 8 aborda a qualidade do produto e a qualidade do serviço prestado, limitando a THD da tensão para o barramento que opera entre $1\text{kV} < V \leq 13.8\text{kV}$ em 8% (ANEEL, 2017). Desta maneira, os limites individuais das harmônicas de tensão para esse nível são mostrados na Tabela 2.12.

Tabela 2.12 – Níveis de referência para distorções harmônicas individuais de tensão (em porcentagem da tensão fundamental) para $1\text{kV} < V \leq 13,8\text{kV}$.

Indicadores	THD (%)
Todas as Harmônicas	8,0%
Harmônicas Pares não múltiplas de 3	2,0%
Harmônicas Ímpares não múltiplas de 3	6,0%
Harmônicas múltiplas de 3	5,0%

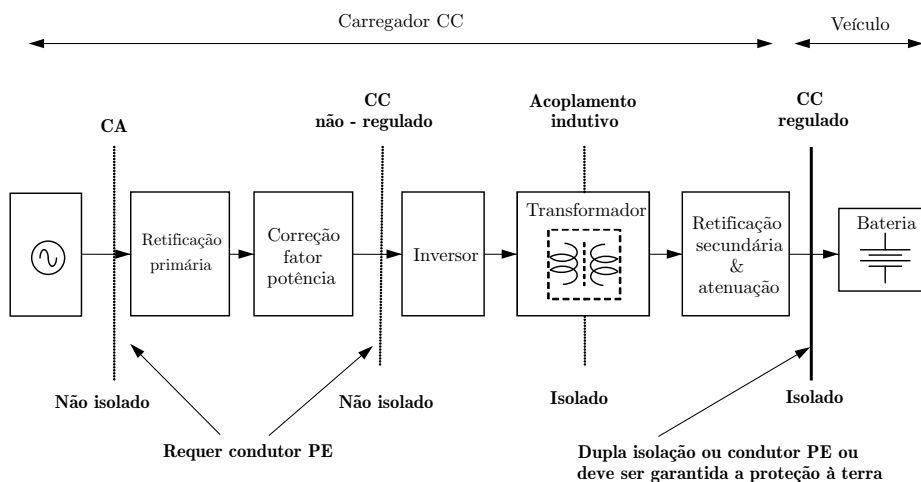
Fonte: Adaptado de (ANEEL, 2017).

Contudo, essa normativa não inclui limitações de harmônicas de corrente, existindo uma carência de regulamentações no Brasil para emissões de corrente.

2.6 ISOLAMENTO GALVÂNICO

As estações de carregamento podem apresentar um transformador isolador em alta frequência de acordo com a Figura 2.20 ou um transformador na frequência da rede. Além disso, a IEC 61851-23 permite a ligação das estações na rede de distribuição sem isolamento galvânico, embora, países como os EUA, proibam essa topologia. Outra forma permitida é a conexão direta da estação em uma rede CC (AGGELER et al., 2010) (IEC, 2014).

Figura 2.20 – Esquema da estação de carregamento CC com isolamento em alta frequência.



Fonte: Adaptado de IEC (2014).

2.7 TOPOLOGIAS DE CONVERSORES PARA CARREGADORES RÁPIDOS

Diferentes topologias de conversores de potência podem ser usadas para a conversão de tensão CA em CC. Elas podem ser escolhidas de acordo com a função da aplicação, custo e desempenho. Dependendo da configuração, o fluxo de energia pode ser unidirecional ou bidirecional. Já em relação a comutação, o retificador pode ser comutado pela rede (imposição das tensões CA de entrada com uso de diodos e tiristores) ou autocomutado (imposição do controle das chaves GTOs, MOSFETs e IGBTs). Tendo em vista uma potência maior que 1kW, torna-se vantajosa a utilização de conversores conectados na rede trifásica.

A saída CC do módulo retificador pode se comportar como uma fonte de tensão (do inglês *Voltage Source Converters - VSC*) ou corrente (do inglês *Current Source Converters - CSC*). Uma saída com nível CC superior ao de pico da tensão CA é denominada elevador de tensão (do inglês *Boost*). Caso o nível CC seja menor que o pico de tensão CA, denomina-se abaixador de tensão (do inglês *Buck*) (JUNQUEIRA, 2004).

Assim, para facilitar o entendimento, divide-se os conversores em três grupos: retificadores controlados e não controlados conectados diretamente na rede convencional sem uso de transformador defasador; retificadores que possuem transformador defasador; e conversores CC-CC com isolamento galvânico em alta frequência.

2.7.1 Retificadores Conectados Diretamente na Rede Convencional

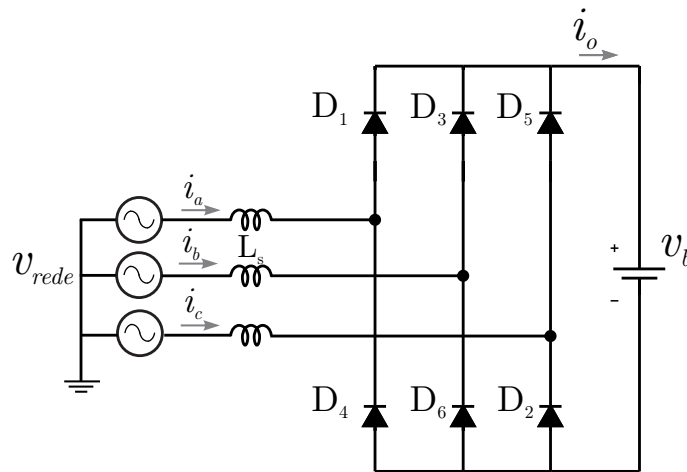
Retificadores trifásicos são amplamente difundidos na literatura, entre eles estão os que apresentam elevado fator de potência e reduzida taxa de distorção harmônica.

O retificador trifásico não controlado, descrito na Figura 2.21, é apresentado por Mohan, Undeland e Robbins (2003). A THD desse circuito é elevada e próxima de 54,9%, com um FP=0,85 para uma potência do conversor de 2,2kW.

Outro retificador trifásico é o *Active Full-Controlled Bridge Circuit* ou *Bidirectional Six-Switch Active PFC Rectifier* apresentado na Figura 2.22. Por ser controlado, ele possui um elevado fator de potência e baixa THD (próxima de 3%), com aspectos de fonte de tensão (JUNQUEIRA, 2004). Entre suas características estão: a elevação da tensão de saída, o fluxo de potência bidirecional, a falta de isolamento galvânico e o elevado fator de potência.

No retificador controlado de seis interruptores, os indutores modelam a corrente de entrada e elevam a tensão de saída maior que a entrada. Para seu correto funcionamento, diferentes técnicas de controle podem ser usadas para reduzir o tamanho do filtro e o estresse nas chaves, conforme apresentado por Dusmez, Cook e Khaligh (2011) e Oliveira (2013). Entre as desvantagens dessa configuração está o elevado esforço elétrico nos

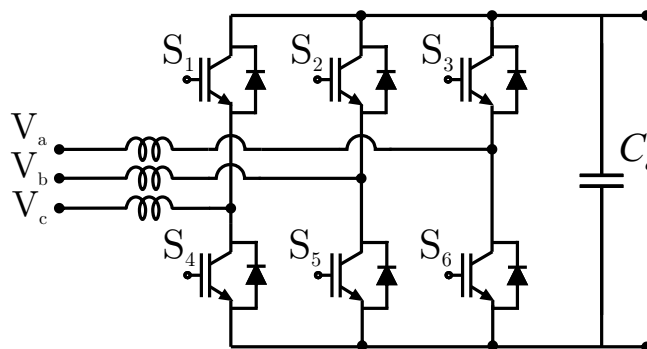
Figura 2.21 – Retificador não controlado a diodos.



Fonte: Adaptado de Mohan, Undeland e Robbins (2003).

semicondutores, em especial altas perdas por chaveamento, e o baixo fator de confiança, devido aos riscos de curto nos braços (VISSER, 2007).

Figura 2.22 – Retificador trifásico controlado.



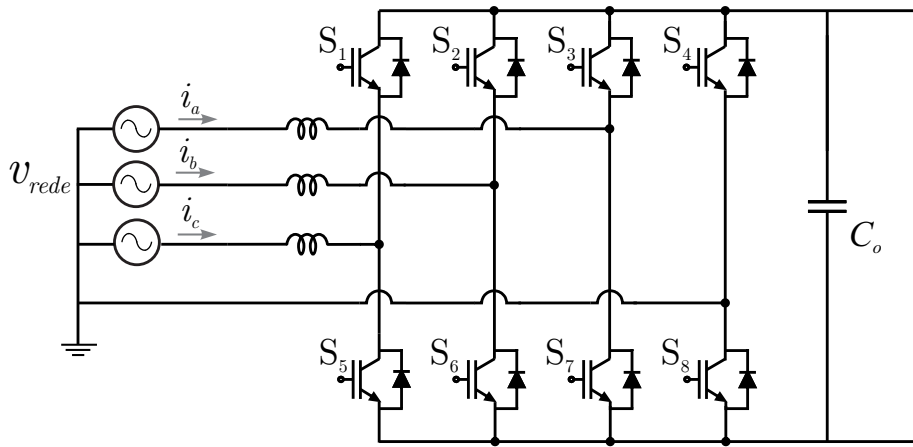
Fonte: Adaptado de Dusmez, Cook e Khaligh (2011).

Um retificador semelhante ao controlado de seis interruptores é o *Four-Wire Current-Regulated PWM Voltage Converter* ou *Three-Phase Half-Bridge PWM AC-DC Converter*, conforme descrito a Figura 2.23. Esse conversor possui um condutor de neutro que é utilizado para compensar as principais harmônicas de corrente das componentes de sequência positiva, negativa e zero do lado da rede (VERDELHO; MARQUES, 1998). Entre as vantagens estão a compensação de correntes desequilibradas na frequência fundamental.

Nessa mesma ideia, o retificador de quatro pernas tolerante a faltas similar ao retificador de 4 fios, *Three-Phase Full-Bridge PWM AC-DC Converter*, é apresentado por Zhang, Lee e Boroyevich (2000). Nos dois casos de retificadores com condutor de neutro, as desvantagens estão na complexidade do sistema de controle e da modulação PWM. Embora, o circuito *full-bridge* apresente um estresse menor nos interruptores do

que o circuito de *half-bridge*, a necessidade de mais saídas de controle PWM acrescentam complexidade e custo no circuito de controle (ERB; ONAR; KHALIGH, 2010).

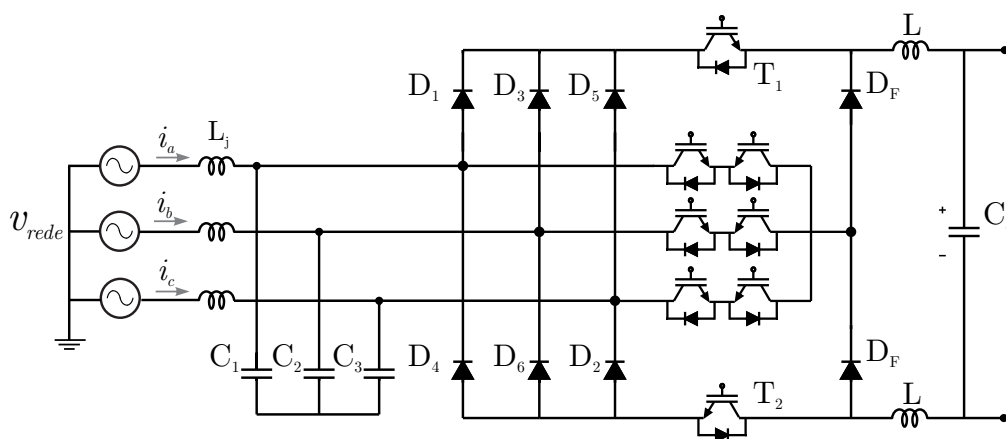
Figura 2.23 – Retificador trifásico controlado a 4 pernas.



Fonte: Adaptado de Erb, Onar e Khaligh (2010).

Mais uma topologia de retificador é a conhecida como VIENNA, apresentado na Figura 2.24. Sua operação está baseada no controle de magnetização do indutor por modulação de largura de pulso, possuindo três níveis de tensão para a formação da corrente de entrada (KOLAR; ERTL; ZACH, 1996). Dessa maneira, o indutor é submetido a menores degraus de tensão. Fator este, que por sua vez, reduz a ondulação de corrente, a indutância e o volume total (OLIVEIRA, 2013).

Figura 2.24 – Retificador VIENNA trifásico controlado.



Fonte: Adaptado de Kolar e Friedli (2013).

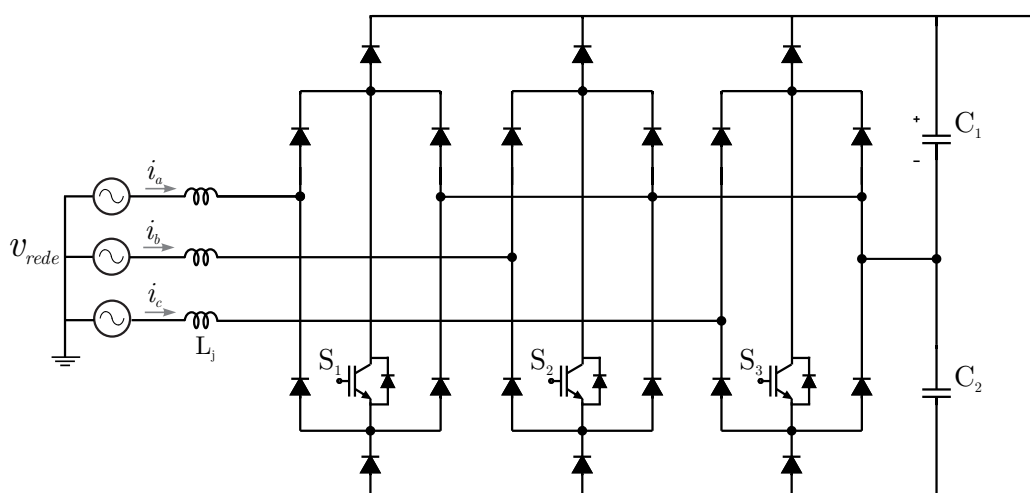
Basicamente, na topologia VIENNA o indutor armazena energia quando o interruptor é aberto, e então, transfere a energia para as séries de diodos quando o interruptor é fechado, promovendo o controle PFC por meio dos indutores (KOLAR; FRIEDLI, 2013). Os interruptores, por sua vez, comutam com apenas metade da tensão do barramento CC,

resultando em menores níveis de EMI. Com essa topologia, pode-se alcançar um alto fator de potência, $FP=0,995$, e reduzida taxa de distorção harmônica, $THD=1,6\%$ (DUSMEZ; COOK; KHALIGH, 2011).

Algumas variações do retificador tipo VIENNA também são encontradas na literatura. Entre elas o Retificador PFC Híbrido de Injeção de 3^a Harmônica de Corrente, apresentando uma THD reduzida e podendo operar mesmo em caso de falta de uma das fases. Uma variação desse retificador híbrido é o com filtro ativo, apresentado pelos autores Kolar e Friedli (2013). Outra variação é o Retificador VIENNA com 3 interruptores presente na Figura 2.25.

Nos retificadores tipo VIENNA haverá um acréscimo no número de componentes, em comparação com o retificador trifásico a diodos. Assim, existirá uma maior perda em condução e maior complexidade de controle (OLIVEIRA, 2013).

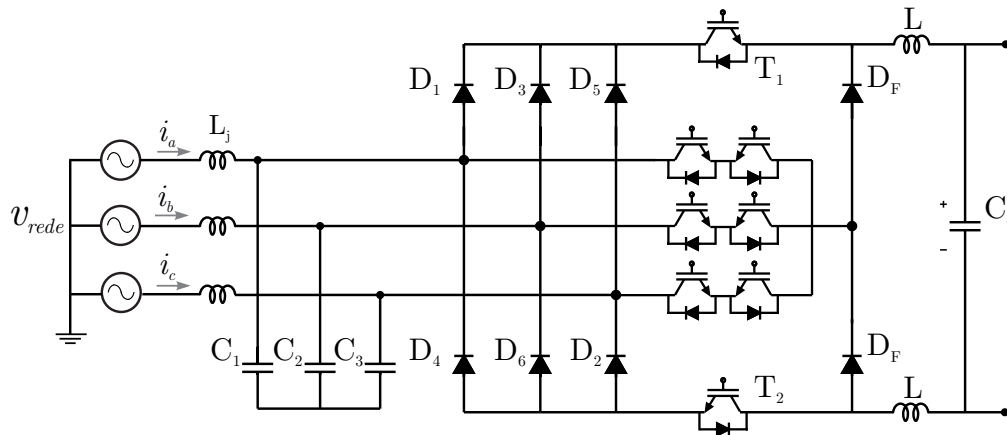
Figura 2.25 – Retificador VIENNA trifásico controlado com três interruptores.



Fonte: Adaptado de Dusmez, Cook e Khaligh (2011).

Outro circuito retificador o unidirecional é o *SWISS Rectifier*, na qual apresenta características do tipo *buck* com uma ampla faixa de tensão de saída. Presente na Figura 2.26, a topologia mantém a capacidade de operar com alto fator de potência, alta densidade de potência e elevada eficiência (SCHRITTWIESER et al., 2017) (SOEIRO; FRIEDLI; KOLAR, 2012). Uma variação, com isolamento galvânico, é apresentada pelos autores Silva et al. (2016). Assim como, a ligação de mais de um retificar tipo SWISS em paralelo é apresentada por Ahmed et al. (2014).

Figura 2.26 – Retificador trifásico controlado SWISS.



Fonte: Adaptado de Schrittwieser et al. (2017).

Mais um retificador, conhecido por *Minnesota Rectifier*, apresenta uma ponte de diodos trifásica com realimentação da terceira harmônica. Para que a realimentação ocorra, a corrente que atravessa a ponte de diodos é modulada em três vezes a frequência da rede e realimentada para a entrada da ponte retificadora. Nesse intuito, transformadores especiais, como *zig-zag* e *wye-delta*, podem ser utilizados. De acordo com os autores Kolar e Ertl (1999), essa topologia possui uma THD da corrente de entrada igual a 7,2% e FP igual a 0,997, para o caso apresentado pelos autores.

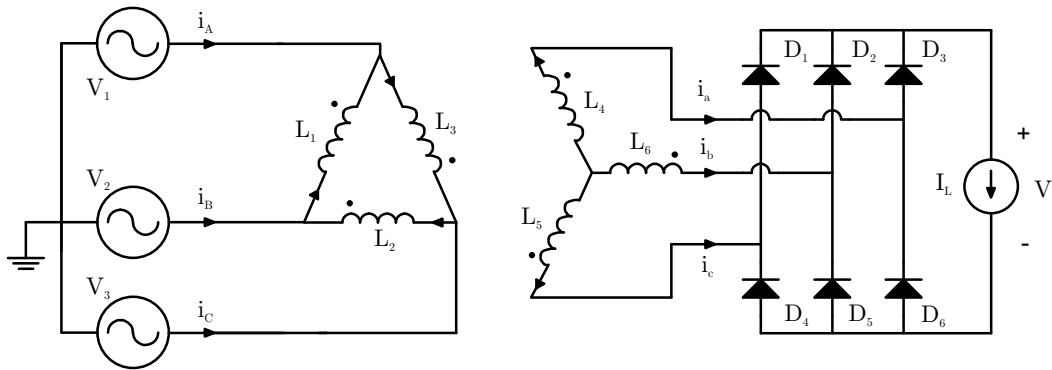
2.7.2 Retificadores com Transformadores Isoladores

Os retificadores que apresentam transformador defasador, embora possuam volume elevado, destacam-se pela simplicidade, robustez, elevado FP e baixo THD. Diversos são os modelos encontrados na literatura, entre eles destacam-se os de 6 pulsos, 12 pulsos, 18 pulsos ou mais pulsos. Outro também presente é o *Scott Transformer Isolated Two-Switch Boost PFC Converter*.

As técnicas multipulsos reduzem as harmônicas de corrente de entrada sem interferir no sistema de potência, quando comparadas às técnicas ativas, que geram EMI, ou com filtros capacitivos, que podem gerar ressonâncias (SWAMY; KUME; TAKADA, 2010).

O mais simples deles, o retificador trifásico de 6 pulsos, é comutado pela rede, robusto, simples e confiável. Sem circuitos de medição ou fontes auxiliares, a tensão CC depende da tensão CA de entrada e dos parâmetros do transformador (JUNQUEIRA, 2004). Além disso, o aumento da potência interfere diretamente no volume e no custo do conversor (BARBI, 1998). Já em termos de eficiência, o retificador 6 pulsos da Figura 2.27 pode chegar próximo a 99% (RASHID, 2001).

Figura 2.27 – Retificador trifásico 6 Pulsos.



Fonte: Adaptado de Barbi (1998).

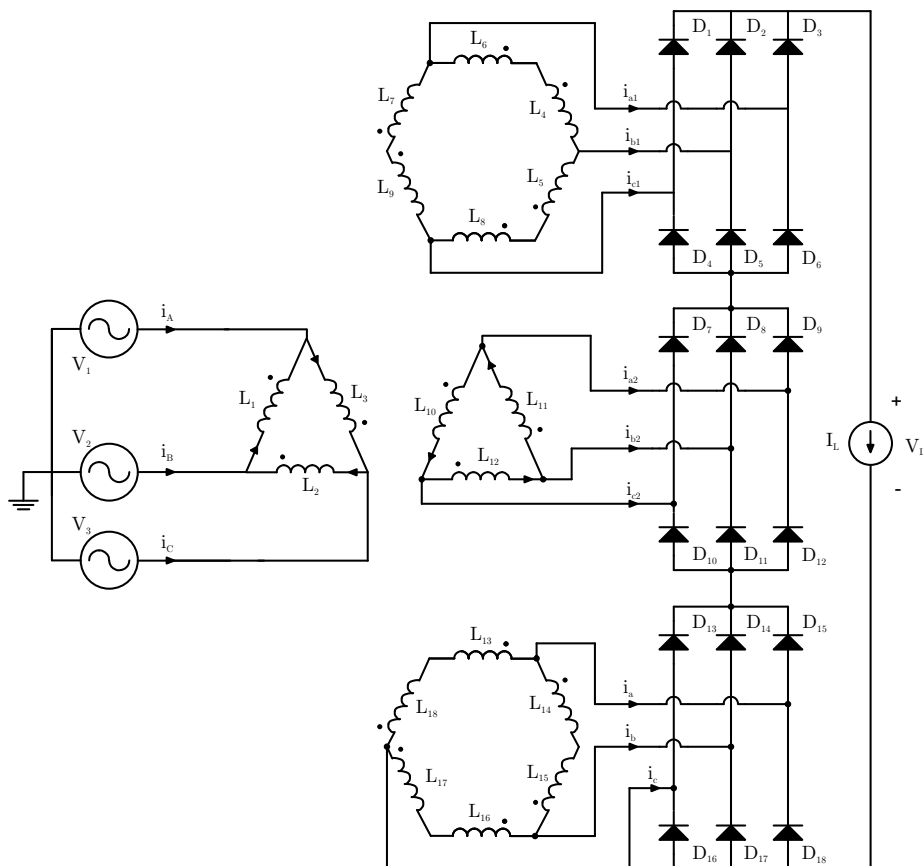
A topologia 12 pulsos, união de dois retificadores de 6 pulsos, apresenta um transformador Delta/Delta-Estrela ou também pode apresentar a configuração Estrela/Delta-Estrela. O primeiro conjunto retificador, com arranjo Delta/Delta, produz harmônicas positivas e negativas (BARBI, 1998). Já o segundo, Delta/Estrela, produz harmônicas positivas. Com o cancelamento das harmônicas de corrente, as primeiras a surgirem serão as de ordem 11^a e 13^a . A conexão do lado CC em série dos dois retificadores 6 pulsos produzirá uma duplicação da tensão de saída. Outro arranjo possível é a conexão em paralelo que possibilitará uma maior corrente de saída e exigirá um reator de interfase. Para essa topologia, o FP se aproxima de 0,99 com uma THD=14% (BARBI, 1998).

O retificador 18 pulsos é outra alternativa de conversor CA-CC não controlado. Uma das suas vantagens está na redução da THD em comparação aos 6 e 12 pulsos. O transformador utilizado para a defasagem angular apresenta um enrolamento primário e três secundários (SWAMY; KUME; TAKADA, 2010). Um secundário está em fase com o primário, enquanto os outros dois estão defasados em $+20^\circ$ ou em -20° (OLIVEIRA; KOZLOSKI, 2011). Nesse caso, a taxa de distorção harmônica da corrente de entrada é equivalente a THD=10%, na qual a primeira harmônica será de ordem 17^a . Assim como, o fator de potência é elevado FP=0,995. Outra vantagem está no baixo nível de ondulação da tensão de saída, a qual reduz o tamanho do capacitor de filtro (BARBI, 1998).

Muitas vezes, os conversores multipulsos possuem filtros ativos ou passivos na sua entrada para reduzir ainda mais a intensidade das harmônicas de corrente de ordem elevada, e elevar o fator de potência. Os autores Solanki, Fröhleke e Böcker (2015) apresentam um retificador 12 pulsos com filtro híbrido, combinação do filtro ativo e passivo. No caso analisado, a THD se aproxima de 4% e o FP próximo de 0,98 para uma variação de carga de 30% a 100%.

Outro fator importante é a eficiência do conversor 12 pulsos (SOLANKI; FRÖHLEKE; BÖCKER, 2015). Embora com carga menor que 10% da nominal a eficiência seja pequena, para valores de corrente entre 30% e 100% do nominal, a eficiência mantém-se

Figura 2.28 – Retificador trifásico 18 Pulsos.



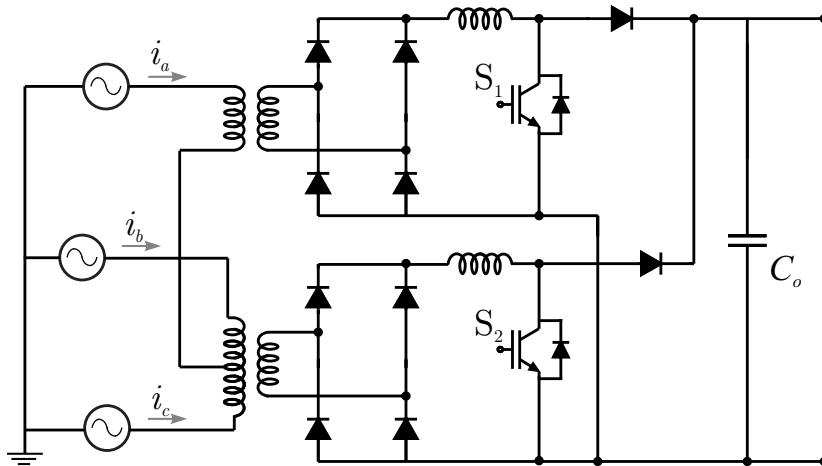
Fonte: Adaptado de Barbi (1998).

acima de 96%.

O transformador Scott é formado basicamente por dois transformadores monofásicos, um deles possui uma derivação central (MILLER, 2004). Essa derivação é conectada ao outro transformador, conforme a Figura 2.29. Entre as vantagens dessa topologia estão a saída em tensão tipo *boost* com apenas dois interruptores, elevado fator de potência ($FP=0,99$) e baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada ($THD=3\%$) (BADIN, 2009). Variações dessa topologia são descritas por Badin (2009), como a saída com característica *buck*, a qual possui uma THD maior.

Na comparação entre os retificadores multipulsos e PWM, os primeiros apresentam redução maior nos componentes harmônicos, maior eficiência, menor nível de ruído e menor interferência eletromagnética. Além disso, eles são mais robustos, confiáveis e simples de serem construídos. Embora possuam uma THD reduzida e uma melhor qualidade de energia, os retificadores multipulsos podem aumentar os custos e o volume do circuito devido aos componentes magnéticos (BADIN, 2009).

Figura 2.29 – Retificador trifásico com transformador Scott.



Fonte: Adaptado de Badin (2009).

2.7.3 Conversores CC-CC Não Isolados

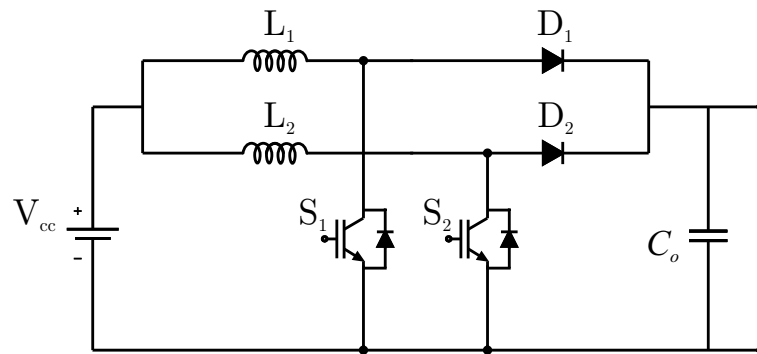
Conectados aos retificadores multipulsos ou a outros conjuntos retificadores, os conversores CC-CC podem realizar a regulação da tensão e corrente de saída. Pode-se citar diversos conversores e suas variações para essa regulação, como por exemplo os conversores: *Buck*, *Buck-Boost*, *Boost*, *Cuk*, *SEPIC*, *Zeta*, entre outros.

Muito embora os conversores não isolados possam operar com diferentes níveis de potência, as topologias intercaladas ou, do inglês, *interleaved* apresentam vantagens ao dividir a potência entre os interruptores. Elas referem-se a interconexão de múltiplas células que possuam a mesma frequência de operação, mas com um defasamento na comutação dos interruptores.

Apresentando diferentes configurações, conversor do tipo *boost* apresenta-se também forma intercalada (FOROUZESH et al., 2017). O *boost interleaved*, além de apresentar possibilidade de correção de fator de potência, promove reduzido EMI na entrada, elevada eficiência (94% - 97%), elevada densidade de potência, reduzida ondulação da tensão de saída e reduzido tamanho, ao ser comparado com o de uma célula (MIWA; OTTEN; SCHLECHT, 1992). A Figura 2.30 apresenta a topologia descrita.

Na configuração com indutores acoplados, o *boost interleaved* pode ter um custo reduzido (compartilhamento do núcleo magnético). Além disso, ele pode ser projetado para ter pequenas ondulações de corrente de entrada e zero perdas de recuperação dos diodos (LEE et al., 2000).

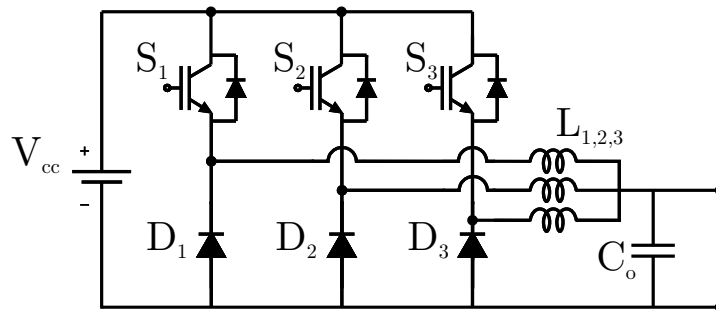
Entre os conversores intercalados, pode-se destacar também o do tipo *buck*. A potência total processada pelo circuito é dividida entre as pernas do conversor. Cada uma das células estará com o acionamentos defasados, assim, cada uma das pernas fornecerá uma parte da corrente da saída. Dessa forma, o estresse dos semicondutores e as perdas

Figura 2.30 – Conversor CC-CC *Boost Interleaved*.

Fonte: Adaptado de Lee et al. (2000).

totais são reduzidas (AGGELER et al., 2010).

Em relação ao tamanho do conversor, o filtro de saída será reduzido devido, quando comparado com o *buck* convencional. Em termos de eficiência, o buck interleaved apresenta valores elevados, entre 96% e 99%. Além disso, o conversor tem características de robustez, simplicidade e confiabilidade. A Figura 2.31 apresenta a topologia do buck interleaved (DUSMEZ; COOK; KHALIGH, 2011).

Figura 2.31 – Conversor CC-CC *Buck Interleaved*.

Fonte: Adaptado de Dusmez, Cook e Khaligh (2011).

Ambas as topologias intercaladas apresentadas podem operar de forma bidirecional, desde que seus diodo sejam substituídos por interruptores controlados.

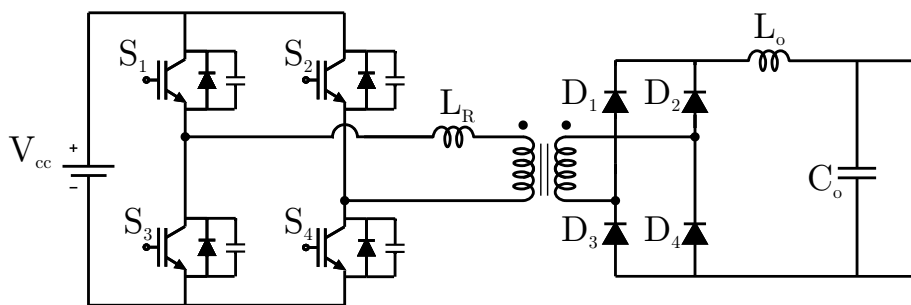
2.7.4 Conversores CC-CC com Isolamento Galvânico em Alta Frequência

Existem diferentes topologias na literatura para a aplicação em carregadores de baterias. Pode-se destacar as topologias *Full-Bridge*, *Half-Bridge*, *Dual-Active-Bridge (DAB)*, similares e suas variações. O conversor com isolamento em alta frequência estará conectado em um circuito retificador com tensão na faixa de 750V, por exemplo, e deverá ser capaz de controlar correntes de 5A a 300A.

Ao trabalhar com frequências de comutação elevadas, os conversores isolados apresentarão uma redução no tamanho dos elementos passivos. Embora existam perdas em comutação e condução, técnicas de comutação suave e circuitos ressonantes podem ser usadas para amenizar esses problemas.

O conversor *Full-Bridge* com deslocamento de fase e com comutação em zero de tensão (do inglês *Zero Voltage Switch - ZVS*) é apresentado na Figura 2.32. Os autores Dusmez, Cook e Khaligh (2011) destacam essa topologia para carregadores rápidos de veículos elétricos. Essa topologia possui uma elevada eficiência ao aproveitar os componentes parasitas dos semicondutores e a indutância de dispersão do transformador para realizar o ZVS. Além disso, as reduzidas perdas em comutação e estresse de corrente, tornam essa topologia favorável para altas frequências e elevadas potências. Entretanto, o ZVS pode não ocorrer quando a carga conectada ao conversor for pequena.

Figura 2.32 – Conversor *Phase Shifted ZVS Full-Bridge*.



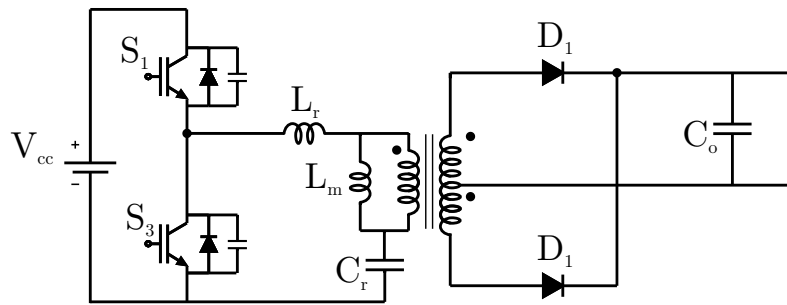
Fonte: Adaptado de Dusmez, Cook e Khaligh (2011).

Outra topologia com isolamento em alta frequência é a do conversor *Half-Bridge LLC Resonant*. Descrita na Figura 2.33, esse conversor possui vantagens como elevada eficiência, elevada tensão de entrada, possibilidade de operar em ZVS para ampla variação de carga, baixo estresse de tensão nos diodos retificadores, e apenas um capacitor de filtro (DUSMEZ; COOK; KHALIGH, 2011). Apesar de suas vantagens, a tensão de saída é ajustada pelo controle da frequência de comutação, o que torna o projeto do filtro e do transformador mais complicado. Essa frequência deve permanecer dentro de determinada faixa para que se mantenha a comutação em ZVS.

Variações da topologia, como as apresentadas por Narimani, Moschopoulos e Wijeratne (2013), possuem elevada eficiência (97%) e comutação em zero de corrente (do inglês *Zero Current Switch - ZCS*).

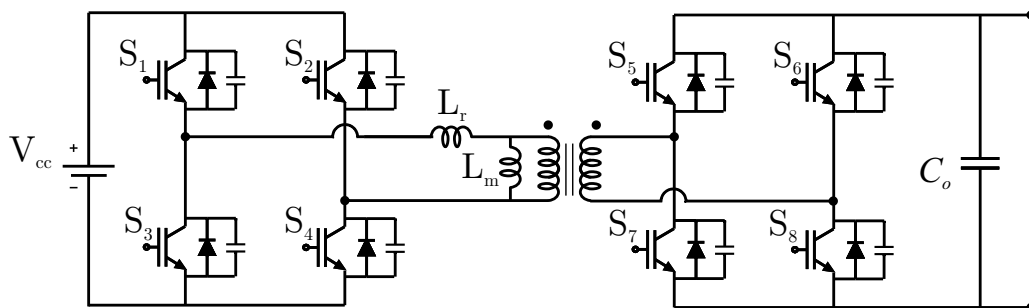
Similar ao conversor *Half-Bridge* está o *Double Half-Bridge ZVS* que possui como vantagens a operação sem carga e com carga completa, com variação da tensão de saída mantendo o ZVS, e podendo atingir uma eficiência próxima de 99% (SCHMIDT; SARTORI; PINHEIRO, 2016).

Com a possibilidade do fluxo de potência bidirecional, estão os conversores *Dual*

Figura 2.33 – Conversor *Half-Bridge LLC Resonant*.

Fonte: Adaptado de Dusmez, Cook e Khaligh (2011).

Active Bridge (DAB), conforme mostra a Figura 2.34. Essa topologia pode ser utilizada em projetos com elevadas potências (VAISHNAV; KRISHNASWAMI, 2011). A frequência de operação na faixa de 50kHz permite uma redução considerável do seu volume.

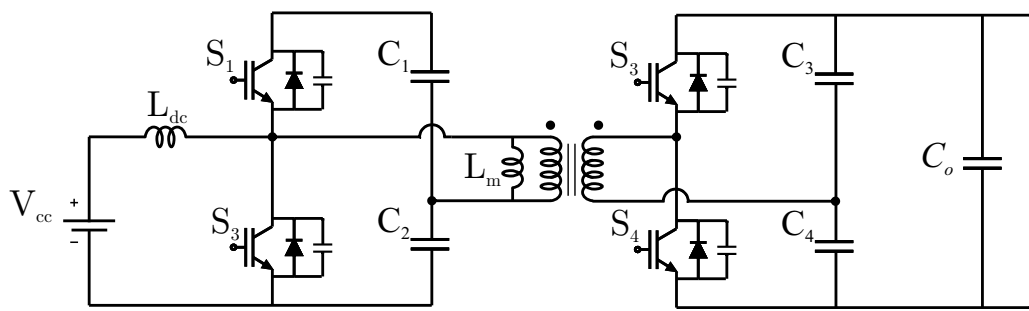
Figura 2.34 – Conversor CC-CC isolado *Dual Active Bridge*.

Fonte: Adaptado de Erb, Onar e Khaligh (2010).

O arranjo do DAB permite a utilização das técnicas ZCS e ZVS para redução das perdas. Além disso, circuitos com *snubbers* auxiliarão na recuperação reversa dos diodos. Os autores Du et al. (2011) apresentam um comparativo entre topologias *full-bridge* e *half-bridge* para carregadores de EVs de alta potência. Destacam-se os conversores bidirecionais *Serie Resonant Converter with Clamped Capacitor*, o *Dual Active Full-Bridge* e o *Voltage and Current Fed Full-Bridge*. Entre as variações, *Dual Active Full-Bridge* apresentou ser superior, operando em 50kHz, com ZVS, a uma potência de 20kW.

Além disso, a variação do conversor DAB, com 4 interruptores, apresentado por Peng et al. (2004) possui um indutor no lado CC da entrada para amenizar o stress dos componentes e permitir uma operação com uma maior variação de tensão. Presente na Figura 2.35, as vantagens dessa topologia estão na implementação com comutação suave sem a necessidade de elementos adicionais, a alta eficiência (94%) e o controle simples.

Outras vantagens também citadas para aplicações em equipamentos de infraestrutura para EVs e PHEVs são o baixo custo, alta densidade de potência e elevada confiabilidade (HAN; DIVAN, 2008).

Figura 2.35 – Conversor CC-CC *Dual Active Bridge* com 4 interruptores e indutor na entrada.

Fonte: Adaptado de Peng et al. (2004).

2.8 PRINCIPAIS PATENTES PARA CARREGADORES RÁPIDOS

O avanço dos equipamentos de carregamento de veículos elétricos está relacionado diretamente com o depósito de patentes ao redor do mundo. Em vista disso, é fundamental a uma revisão das principais patentes existente, as quais são apresentadas.

Uma delas, que apresentam uma ideia geral do sistema, é a "*Quick Charging System, Control Device, Method of Controlling Amount of the Stored Electrical Power, and Program*". O sistema apresentado, conforme a Figura 2.36, possui armazenadores energia, pode fornecer energia para veículos em caso de falta de energia da rede ou de acordo com o período programado do dia (UENO; TADOKORO; FUJITA, 2013).

Outro sistema com armazenamento de energia é descrito na patente "*Rapid Charging Systems for Electric Vehicles*". Este apresenta uma bateria de no mínimo 10000kW/h que carrega lentamente. A bateria presente está entre o conversor retificador e o conversor CC-CC. Na saída do conversor, a tensão varia de 12V a 800V e a corrente de 10A a 2000A (KA, 2010).

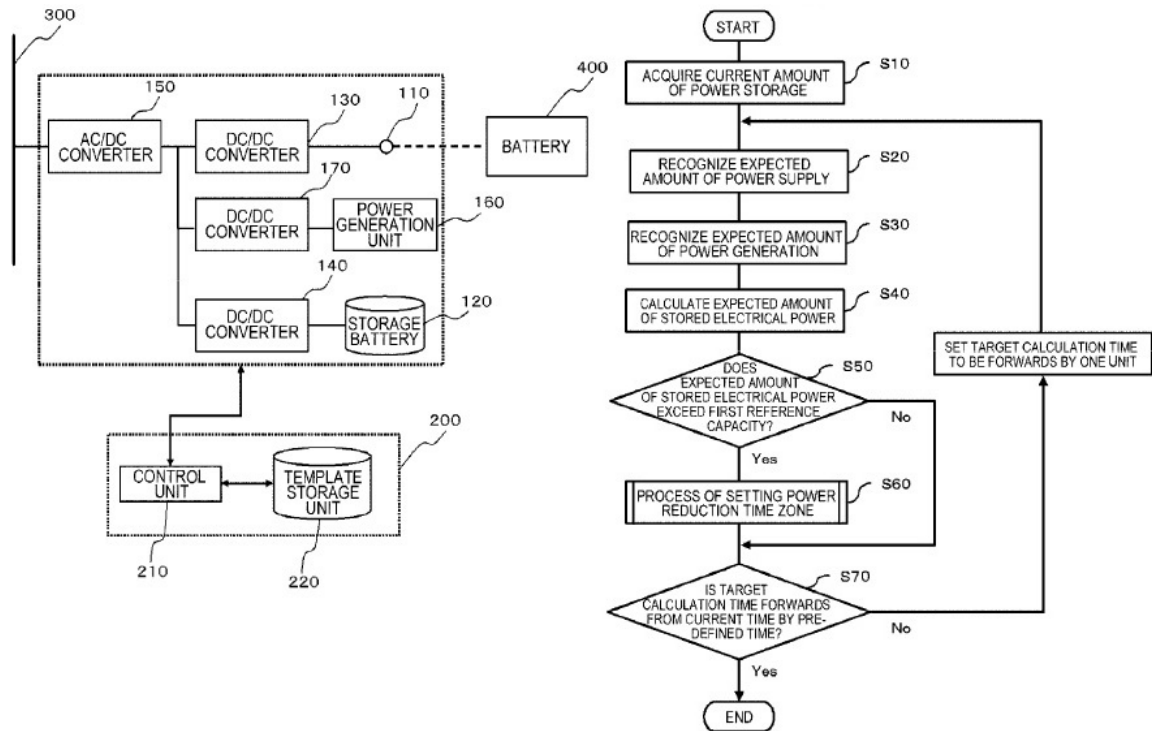
Um outro sistema de carregamento de veículos é apresentado por Zhang, Guo e Niu (2007). Ele também possui baterias para armazenamento de energia, em que são conectadas por um conversor ao transformador. A Figura 2.37 apresenta o diagrama principal de blocos do fluxo de energia.

Um sistema com controle de carga para uma pluralidade de veículos conectados e com armazenamento de energia é apresentado na patente "*Charging Control Apparatus, Charging System, and Charging Control Method*". Esse sistema, descrito na Figura 2.38, envolve a parte de comunicação do veículo com a fonte de potência, cálculo da quantidade de energia e controle de múltiplas carga (YUKIZANE; KOGA, 2012).

Similar aos sistemas com armazenamento de energia, mas voltada para recargas rápidas, está a configuração apresentada na patente "*Energy Storage DC Fast Charge Stake System and Method*". Entre as vantagens destacadas estão a estabilidade de operação com

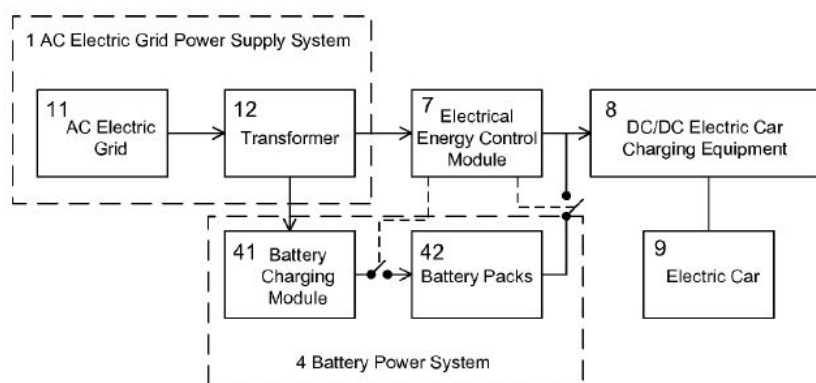
variações da rede de energia (N.A., 2016).

Figura 2.36 – Sistema de Carregamento Rápido, Dispositivo de Controle de Energia Elétrica Armazenada e Programa.



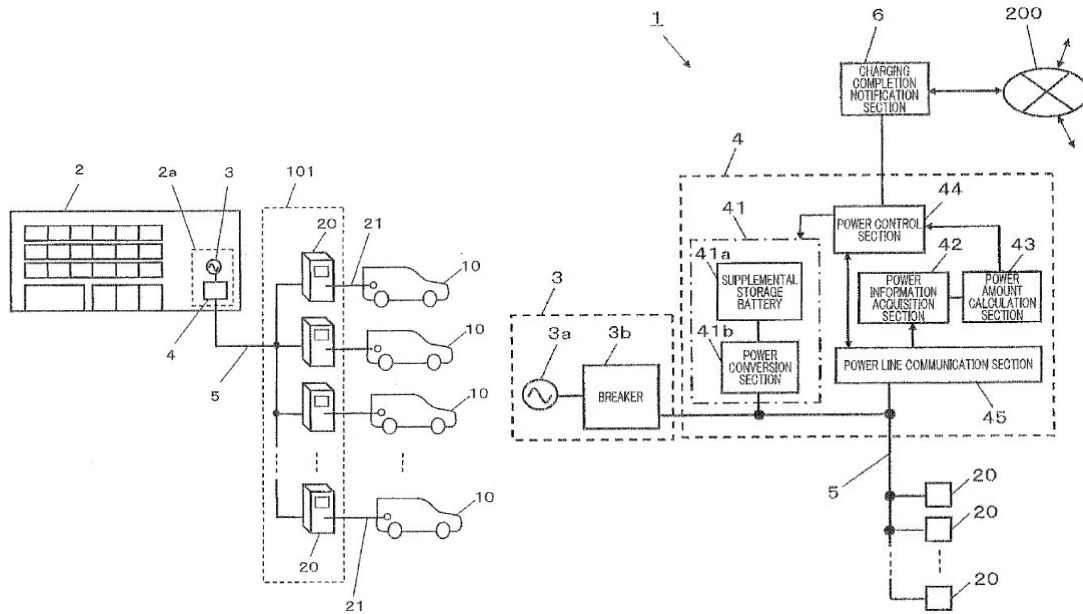
Fonte: Ueno, Tadokoro e Fujita (2013).

Figura 2.37 – Sistema de Carregamento de Carro Elétrico.



Fonte: Zhang, Guo e Niu (2007).

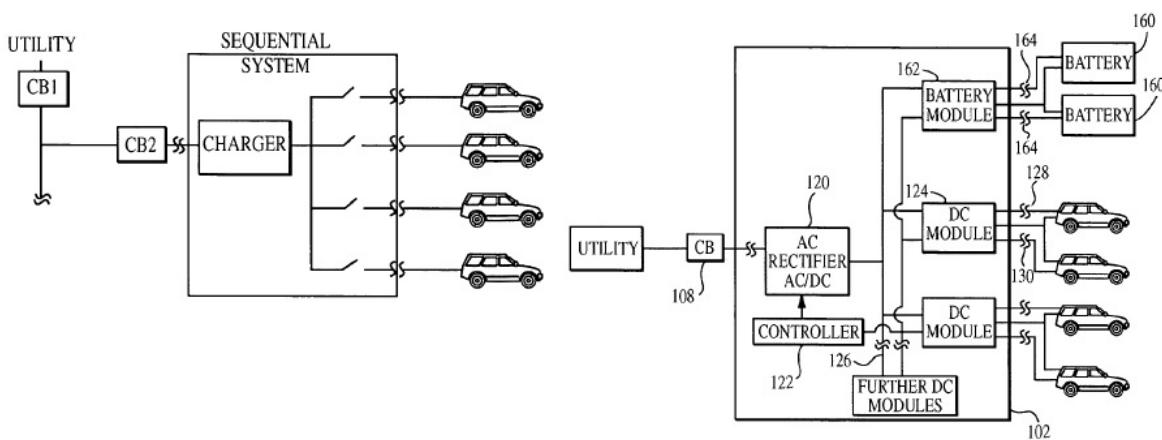
Figura 2.38 – Aparato de Controle, Sistema e Método de Carregamento.



Fonte: Yukizane e Koga (2012).

Mais um sistema e método de carregamento de baterias é apresentado por Buchanan, Mohos e Rippel (2004), em que permite a o carregamento simultâneo de baterias conectadas em uma ou mais saídas. Por meio do controle interno, o sistema rearranja o circuito para que uma determinada saída receba uma potência maior que a nominal (BUCHANAN; MOHOS; RIPPEL, 2004). Outra vantagem citada é o controle total dos conversores CC-CC para não ultrapassar a potência da rede. Além disso, o sistema pode drenar energia de uma bateria para carregar outra, conforme descrito na Figura 2.39.

Figura 2.39 – Método e Sistema de Carregamento de Baterias.

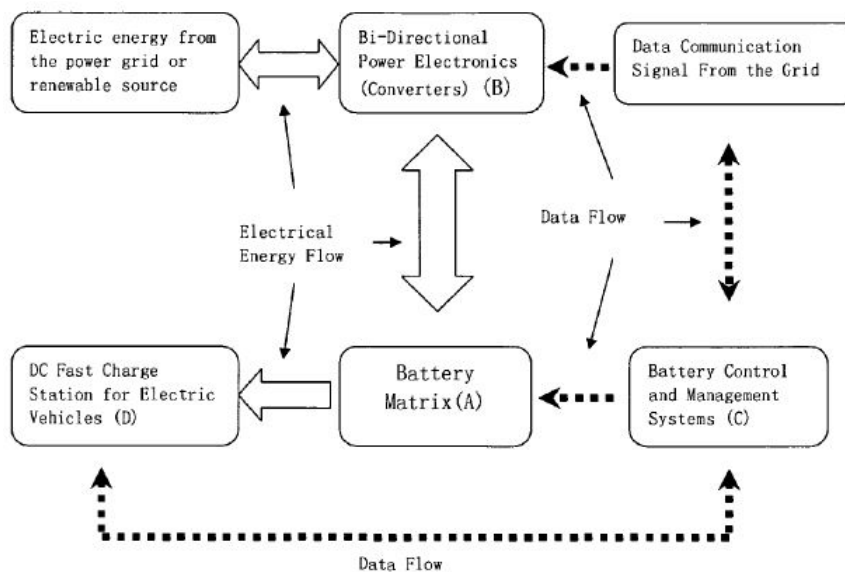


Fonte: Buchanan, Mohos e Rippel (2004).

Outro grupo de patentes referem-se ao fluxo de potência, com ênfase na rede de distribuição. A patente "Use of Battery Energy for Power Grid Optimization and Electric

Vehicles Charging", por exemplo, apresenta o uso de baterias para carregamento CC e também para otimização da rede de distribuição. O sistema apresentado na Figura 2.40 reivindica também o uso de algoritmos e funções que nivelem a demanda da rede e sirvam como dispositivo de regulação de frequência (CAI; CAI; CAI, 2012). Similar a essa ideia, está a patente *"Methods and Systems for Electric Vehicles Charging"* (SARKAR; GOTTSCHALK, 2015).

Figura 2.40 – Uso de Energia de Bateria para Otimização da Rede Convencional e Carregamento de EVs.

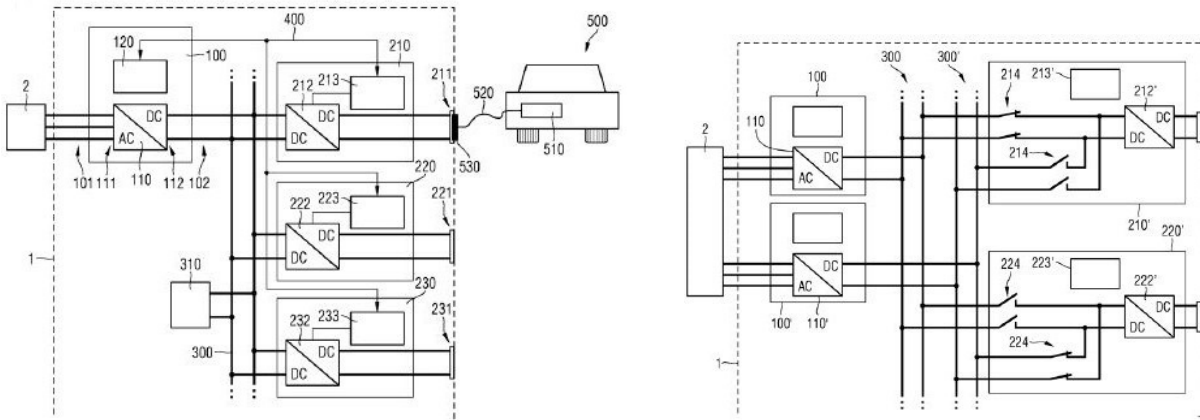


Fonte: Cai, Cai e Cai (2012).

Algumas patentes apresentam uma descrição melhor do circuito interno ou arranjo dos conversores. O documento *"DC Charging Station for Charging a Plurality of Energy Storage Devices"* baseia-se em uma estação de carregamento CC para a conexão simultânea de diversos elementos armazenadores de energia. Ela apresenta uma unidade retificadora e um barramento CC, conforme representado na Figura 2.41. Esse sistema pode ser conectado na rede trifásica, possuir um barramento CC de 700V a 820V e ser bidirecional (ROLAND et al., 2013).

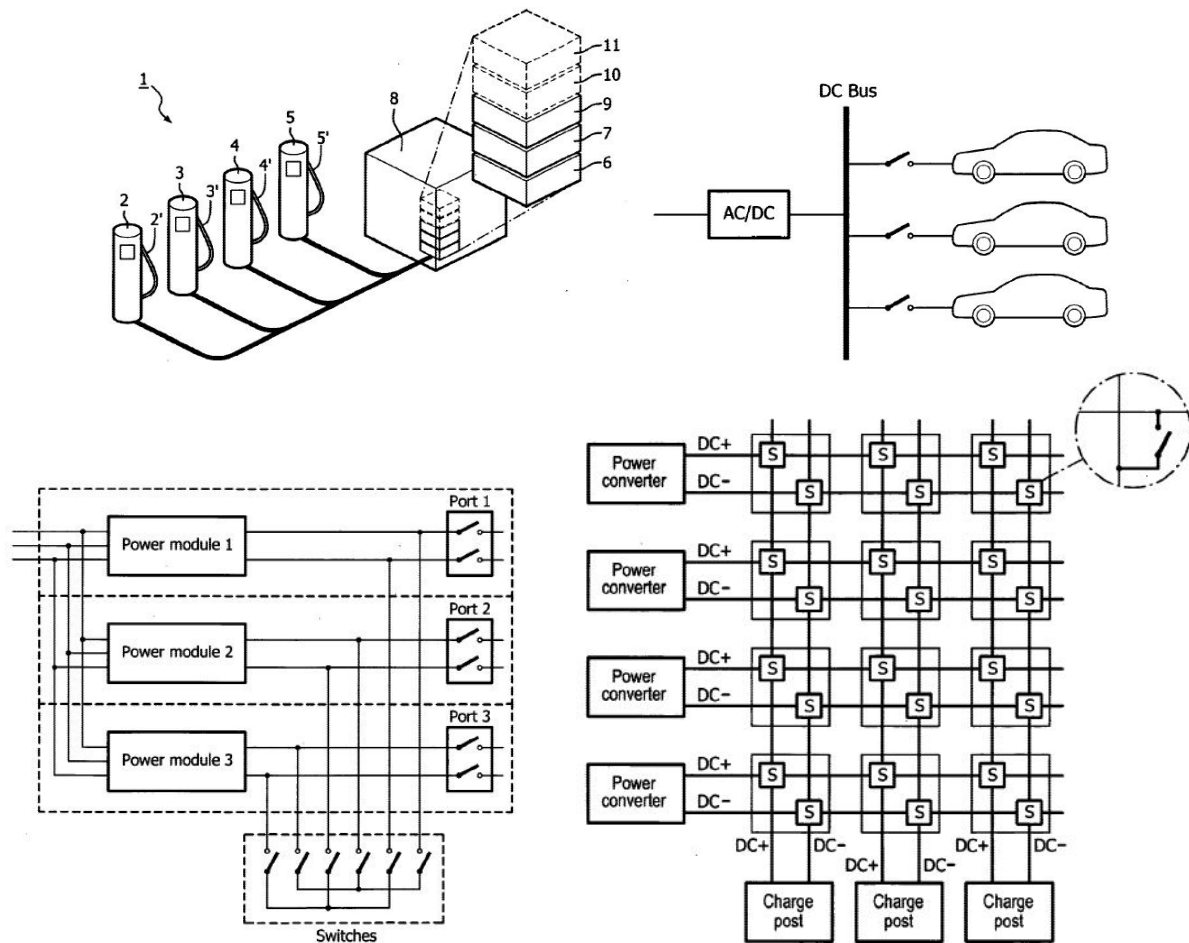
Outro sistema de carregamento para EVs é o apresentado por Bouman (2011), podendo apresentar uma ou mais portas para conexão de diferentes veículos elétricos. Além disso, o sistema possui módulos expansíveis, e principalmente, explora uma conexão interna tipo matriz para entrega de potência aos EVs, podendo reduzir o número de conversores. O equipamento, com os conversores e com elemento armazenador de energia, pode estar situado afastado dos veículos. Uma visão geral do sistema e sua matriz interna de contatos estão presentes na Figura 2.42.

Figura 2.41 – Uso de Energia da Baterias para Otimização da Rede Convencional e Carregamento de EVs.



Fonte: Roland et al. (2013).

Figura 2.42 – Visão geral e arranjo matricial do Sistema de Carregamento para Veículos Elétricos.



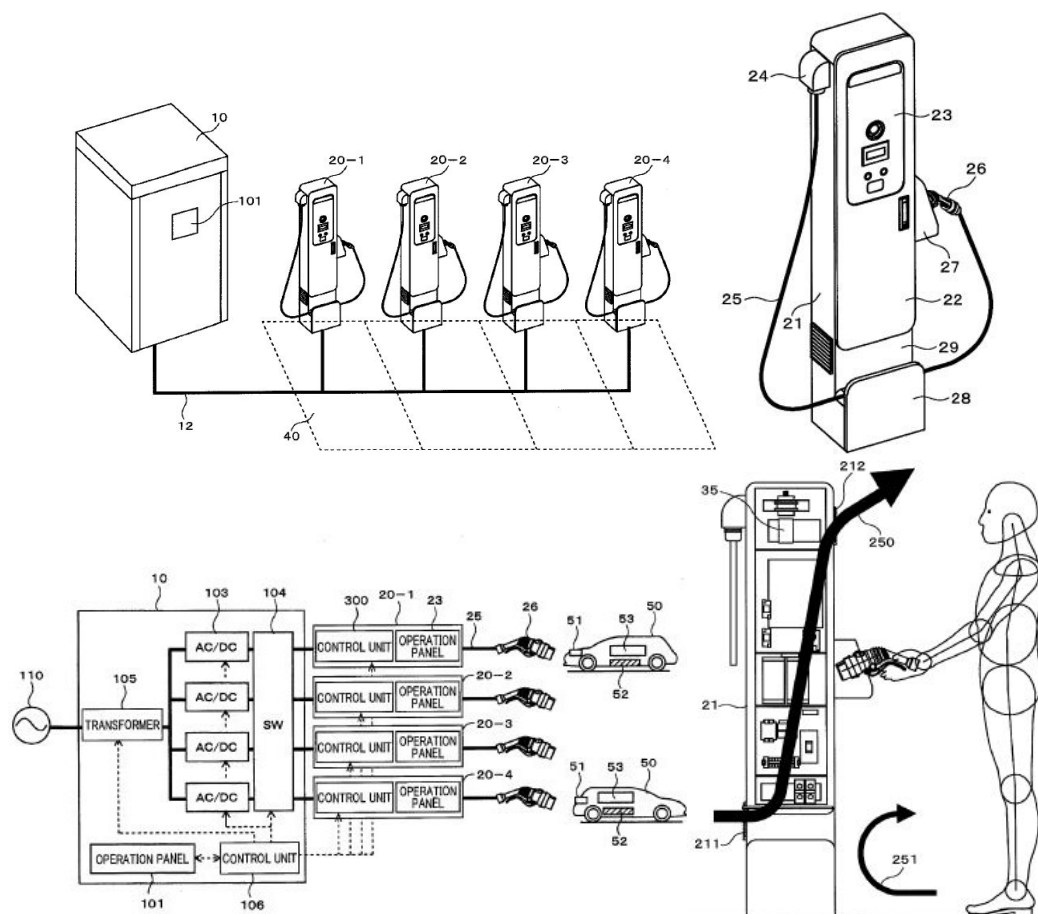
Fonte: Bouman (2011).

Assim, o sistema apresentado em "*Charging System for Electric Vehicles*" possui pelo menos um controlador e meios de comunicação para troca de parâmetros com os veículos.

Mais um sistema patenteado de recarga rápida de veículos elétricos é o apresentado por Oda et al. (2013), com ênfase no armazenamento e manuseio do cabo, na facilidade do movimento do usuário e na segurança do equipamento. Dessa forma, esse equipamento possui totens em que os veículos são conectados.

Uma das ideias presentes nessa configuração está na estrutura completa que envolva todos os conversores de potência. Afastada dessa estrutura, estarão os pontos de carregamento. Assim, em cada ponto de carga estará presente apenas a unidade final de controle e comunicação. De forma geral, a patente "*Quick Charger and Quick Charging System for Electric Vehicle*" apresenta um pouco da estrutura do sistema, e principalmente os detalhes relacionados à ergonomia, fluxo de ar dentro da estação e design do ponto de carregamento, em que pode ser percebido na Figura 2.43.

Figura 2.43 – Sistema de Carregamento Rápido para Veículos Elétricos.



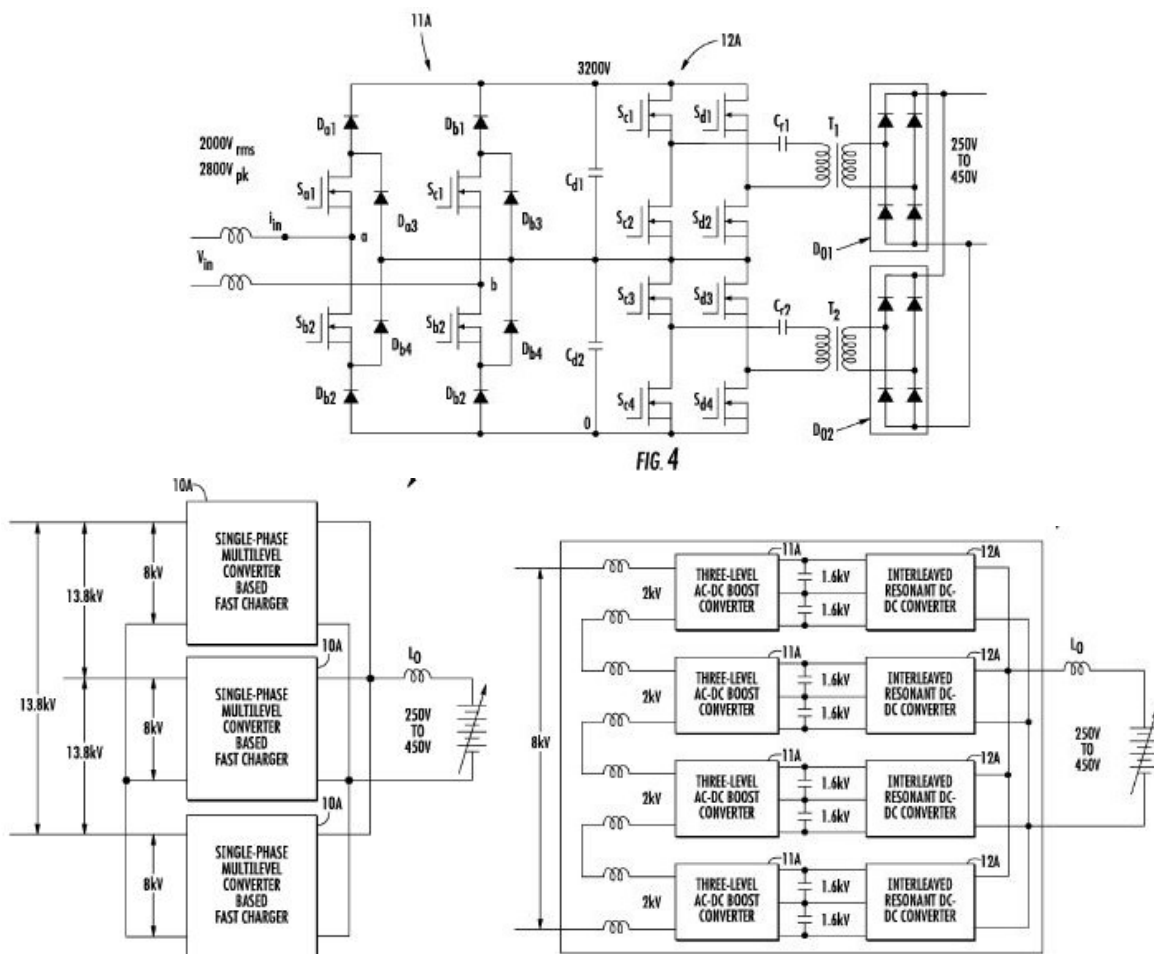
Fonte: Oda et al. (2013).

Outra importante patente a ser comentada, que apresenta as configurações de dife-

rentes conversores para carregamento rápido de veículos elétrico é a "High-Speed Charging Station for Charging Battery of Electric Vehicle, has Output-side Converter with High Output Power, whose Input and Output Terminals are Connected to Respective Electrical Energy Storage Device and Electrical Load". Nessa patente da SIEMENS, diferentes arranjos de conversores são abordados, integrando unidades de armazenamento de energia e veículos elétricos (MARKUS; JOHANNES, 2012).

Embora muitas patentes apresentem o arranjo e design de estações de carregamento, a "Medium Voltage Stand Alone DC Fast Charger" tem um enfoque diferente. Além de apresentar a estrutura como um todo, esse trabalho destaca uma topologia de conversor estático isolado que pode ser conectado em diferentes tensões de entrada, dependendo do arranjo dos seus módulos. Com uma eficiência elevada (maior que 98%), em quase toda a faixa de operação para uma potência de 300kVA, essa topologia tem destaque sobre as demais (MAITRA et al., 2013). Entretanto, o sistema apresentado não possui unidade armazenadora de energia integrada ao seu dispositivo. A Figura 2.43 apresenta o circuito proposto pelos inventores.

Figura 2.44 – Sistema de Carregamento Rápido para Veículos Elétricos.



Fonte: Maitra et al. (2013).

2.9 DEFINIÇÃO DOS PARÂMETROS NECESSÁRIOS PARA UMA ESTAÇÃO

A análise das normas apresentadas, em especial a IEEE2030, descrevem as necessidades da estação referentes à segurança, aterramento, isolamento galvânico, níveis de tensão e corrente e ondulações máximas.

A parte de segurança é fundamental para uma estação, a qual deve possuir sistema de comunicação interligado com o veículo para um desligamento rápido e eficiente em caso de faltas, para isso é obrigatório a medição da presença do condutor de aterramento e da corrente de fuga à terra. Assim como, os conectores são projetados para suportar níveis de tensão e correntes específicas, quedas e esmagamentos, e também apresentam travas ativadas mecanicamente e eletricamente a fim de evitar desconexões indesejadas.

O aterramento é um dos pontos fundamentais em uma estação, deverá integrar o condutor PE do conector, o chassis do veículo, e o invólucro da estação. Os terminais de positivo e negativo não são conectados no aterramento. Mais que isso, disjuntores termomagnéticos devem ser instalados na entrada CA da estação, assim como disjuntores termomagnéticos, contadoras e DRs devem estar presentes na saída CC.

Com relação ao isolamento galvânico, a norma aceita equipamentos sem acoplamento magnético. Entretanto, nos EUA, por exemplo, não é admitida a estação sem isolamento galvânico. Portanto, ele pode ser realizado em alta ou baixa frequência de acordo com a IEC 61851-23 e a NEC 70. (IEC, 2014) (AGGELER et al., 2010) (CAR-RASCAL; GARCIA, 2015)

A estação trabalha como escrava do veículo, ela envia seus dados de tensão, corrente e potência máxima para o veículo por meio de protocolos de comunicação. Dessa forma o veículo será responsável por determinar a corrente instantânea que deve ser fornecida para suas baterias. Além disso, os níveis de corrente máximo limitado pelos conectores. Portanto, um conector CHAdeMO desenvolvido pela Yazaki suporta uma tensão nominal de 500V e corrente de até 150A. Portanto, é adotado uma potência de carregador de 60kW com uma tensão máxima de 480V e corrente máxima de 125A para cada ponto de carregamento da estação.

Um dos pontos importantes na construção de uma estação são as ondulações de tensão e corrente permitida pelas normas. Assim, a tensão de saída deve possuir uma variação máxima de 5% do valor requisitado pelo veículo e uma ondulação máxima em condição normal de operação de $\pm 5V$. A corrente deve obedecer uma variação máxima de 5% para mais e 5% para menos, em correntes acima de 50A. Abaixo de 50A, a corrente fornecida não deve variar mais que 2A do valor requisitado. Assim como, uma ondulação de corrente dependerá da frequência em que ocorre, portanto, de acordo com a Tabela 2.13. O limite é o valor referente a diferença entre o topo do pico positivo e o topo do pico negativo na saída da escala completa. A corrente deve possuir uma taxa de variação máxima de até 20A/s durante o carregamento e uma taxa de variação de 200A/s no

desligamento. Esse valor elevado para o desligamento é fundamentado para reduzir a tensão e a corrente abaixo de 60V a 5A, respectivamente, e menos de 1s (IEC, 2014).

Tabela 2.13 – Limites de variação da corrente permitida na saída CC, de acordo com a frequência.

Limite	Frequência
1,5A	menor que 10Hz
6A	menor que 5kHz
9A	menor que 150kHz

Fonte: Adaptado de IEC (2014).

Utilizando-se um conversor com uma frequência de comutação de 20kHz, com uma corrente máxima de saída de 125A, a ondulação de corrente máxima aceita pela norma é 7,2%. Entre os requisitos analisados, algumas exigências adicionais são necessárias na construção de uma estação de carregamento CC, conforme apresenta-se na Tabela 2.14.

Tabela 2.14 – Requisitos exigidos no projeto de um carregador CC externo.

Requisitos para Construção do Carregador CC Externo
1) O dispositivo deve ser capaz de indicar ao usuário o estado do processo de carga e tomar ações corretivas caso necessário.
2) O carregador e o veículo devem estar equipados com meios para confirmar que estão fisicamente e/ou eletricamente conectados durante o carregamento.
3) O carregador deve ser equipado com meios para interromper o carregamento em caso de falha na comunicação, pela interface de comunicação, com o veículo.
4) Quando o condutor de proteção PE entre o carregador e o veículo for desconectado, o carregador deve parar a carga dentro de 1s.
5) O carregador deve ser capaz de detectar perda de isolação, curto-circuito e falta terra.
6) O carregador deve ser equipado com dispositivo de proteção contra sobretensão.
7) O sistema deve ser projetado para evitar um nível de tensão perigoso para o corpo humano nos terminais do conector, enquanto este não estiver conectado ao veículo.
8) O sistema deve ser projetado para impedir que os usuários toquem partes energizadas no veículo e no carregador.
9) O carregador deve estar equipado com um sistema de detecção de corrente de fuga à terra e desconexão automática para ajudar a evitar choques elétricos.
10) O carregador ou conector de carregamento deve ser equipado com medidas (por exemplo, tampa plástica nos terminais de alimentação do conector) para reduzir o risco de contato com partes vivas expostas como medida contra correntes residuais.
11) O carregador deve estar equipado com um meio de proteção contra sobrecarga e curto-circuito no circuito principal CA ou no circuito interno do carregador.
12) O sistema de carregamento deve ser projetado de modo que o nível de tensão entre as peças condutoras acessíveis, incluindo o cabo de carregamento e o conector de carga, e quaisquer peças aterradas diminua para menos de 60V dentro de 1s ou menos, após a remoção do conector da estação ou do veículo.

Fonte: Adaptado de IEEE STD (2015).

2.10 CARREGADORES EXISTENTES NO MERCADO

Na Tabela 2.15 estão diferentes EVSE comerciais, os quais podem apresentar valores de tensão de entrada de acordo com país de origem. Eles podem ter conectores SAE J1772 Combo e o CHAdeMO, na qual o veículo opta por apenas um, enquanto o outro

fica desativado. Muitas vezes apresentam volumes elevados devido sua potência.

Tabela 2.15 – Síntese das principais EVSEs para carregamento CC disponíveis no mercado, com seus valores nominais.

Fabricante	Tensão Entr. (CA)	Potência ou Corrente de Entrada	Ef. (%)	Pot. Saída (kW)	Tensão Saída (Vcc)	Corrente Máxima Saída (A)	Peso (Kg)
SGTE (França)	400V 3F	53kW	94	50	0-500	125	430
ABB (Suécia)	480V 3F, PE	60kVA	95	50	50-500	120	400
AeroVironment (EUA)	480V 3F	50kW 64A	90	50	100-500	120	N.D.
Delta Electronics (Taiwan)	176-240V 408-552V	184A/79A	94	50	50-500	125	645
Efacec (Portugal)	400V/480V 3F, N, PE	65,5kVA 95A/ 79A	96	51	50-500	125	800
Magnun Cap (Portugal)	380V/480V 3F, N, PE	58kVA	90	60	400	125	450
GH Electrotermia (Espanha)	400V 3F, PE	55,4kVA 80A	95	50	50-500	120	420
Tritium (Austrália)	400/415V 3F	50kW 85A	92	50	N.D.	125	165
Blink (Itália)	208V/480V 575V	N.D.	90	60	200-450	200	872
SIGNET System (Koreia)	380V/440V 480V	N.D	N.D.	50	500	125	180
Schneider (França)	480V 3F	79A	N.D.	50	50-500	125	726
Nissan (Japão)	480V 3F	50kVA	95	44	50-500	120	200
Tesla (EUA)	480V 3F	200A	N.D.	120	N.D.	N.D	N.D.
ChargePoint (EUA)	380V/480V 3F, N, PE	105A/80A	96	62.5	200-1000	156	326
Scame (Itália)	400V	32A/80A	92	N.D.	50-600	125	N.D.
Hitachi (Japão)	210V 3F, N	57kW	90	50	50-500	125	950

2.11 CONCLUSÃO

Os veículos elétricos apresentam uma constante evolução, junto com seu avanço a padronização tornou-se necessária. Desse modo, as normas estão divididas por país de abrangência e por assuntos. A ABNT baseia-se nas normas da IEC para a padronização no país. Dessa maneira, a parte de carregadores é definida pela IEC 61581-1 e mais especificamente os carregadores CC pela IEC 61581-23. Essa última, abrange as estações e funcionamento dos conectores CC. O modelo de conector para recarga rápida CHAdeMO é muito bem descrito e explicado através a IEEE 2030.

No quesito topologias de conversores para equipamentos de carregamento rápido, várias topologias de retificadores e conversores CC-CC se destacam. Em muitas delas é possível obter isolamento galvânico com elevada eficiência e baixa taxa de distorção harmônica da corrente de entrada. Assim, a escolha deve estar pautada nas melhores características para um arranjo de conversores.

Destacou-se também as patentes referentes ao carregadores rápidos de EVs. Pode-se notar que poucas delas apresentam uma topologia de conversor. Porém, os documentos tem um foco maior na estrutura e estação de carregamento como um todo, considerando fluxos de potência e conexões dos conversores CA-CC e CC-CC.

Portanto, nesse capítulo explicou-se os modos e níveis de carregamento, os tipos de conectores, principais conversores, importantes patentes e os principais parâmetros para o projeto de uma estação de carregamento rápido.

3 FUNDAMENTOS DE BATERIAS PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

3.1 INTRODUÇÃO

Para o projeto de um carregador eficiente, preciso, confiável e seguro, os parâmetros da bateria devem ser conhecidos. Dessa maneira, neste capítulo serão apresentados alguns conceitos básicos sobre as baterias, um comparativo entre os diferentes tipos de baterias e o modelo do arranjo de células. O modelo descrito e simulado é baseado no sistema de baterias do veículo Nissan LEAF, na qual será conectado ao conversor CC-CC para simulação.

3.2 PRINCIPAIS CONCEITOS

As tecnologias de baterias evoluíram muito ao longo dos últimos anos, possibilitando um grande aumento na densidade de energia armazenada.

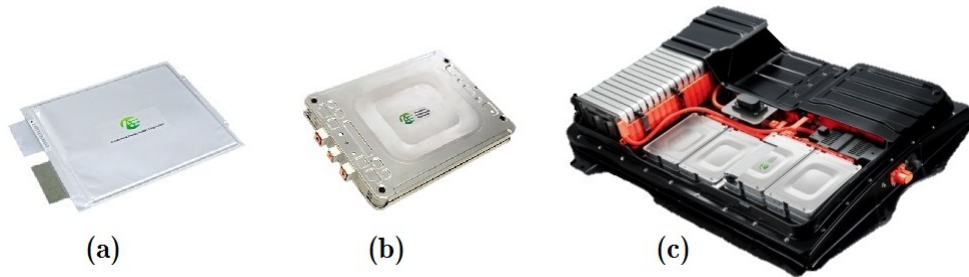
Se comparadas as baterias de chumbo ácido, as compostas por íons de lítio trouxeram a possibilidade de armazenar mais energia em um espaço menor. Dessa maneira, foi possível o acréscimo da autonomia dos veículos elétricos, o que facilitou sua ampla adoção.

As baterias de tração presentes nos veículos 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 (do inglês *Battery Management System* - BMS), evitando superaquecimentos em pontos da bateria.

No veículo Nissan LEAF, a bateria é composta por 48 módulos em série, sendo que cada módulo apresenta 4 células, duas em série formando um paralelo com outras duas em série, totalizando 192 células (U.S. Department of Energy, 2011). A Figura 3.1 apresenta a bateria do LEAF composta pelo ânodo de LiNiO_2 /Grafite e o cátodo de LiMn_2O_4 . As 192 células da bateria totalizam uma capacidade de 66,2Ah e tensão nominal de 364,8V. Cada célula fornece 3,8V nominais, para uma tensão máxima de carga de 4,2V e uma tensão mínima de descarga de 2,5V. Além disso, a capacidade de cada célula é de 33,1Ah.

Algumas das principais terminologias amplamente utilizadas na literatura para a descrição e propriedades das baterias serão descritas a seguir.

Figura 3.1 – Célula (a), módulo (b) e bateria completa (c).



Fonte: Adaptado de Automotive Energy Supply Corporation (2013).

3.2.1 Capacidade da Bateria

A capacidade da bateria é medida em ampère-hora (Ah), a qual indica a quantidade de carga que pode ser drenada de uma bateria totalmente carregada até que ela fique completamente descarregada. Também pode ser descrita como a quantidade total de eletricidade proveniente de uma reação eletroquímica.

Assim, a capacidade da bateria é definida como a quantidade de corrente extraída em uma descarga completa de 1h, sendo esse parâmetro especificado pelo fabricante no catálogo. Entretanto, a tabela fornecida pelo fabricante apresenta a quantidade de tempo que a bateria suporta para diferentes tipos de cargas em corrente constante. Na prática, essa tabela fornece mais informação que as definições padrões (WILLIAMSON, 2013).

3.2.2 Taxa C

Esse parâmetro, também conhecido como *C Rate* é usado para determinar a quantidade de corrente usada para carga da bateria. Ou seja, se uma descarga da bateria for realizada a 1C, será extraída a corrente igual à capacidade nominal em 1 hora.

Uma bateria de 60Ah fornece 60A durante uma hora ao ser descarregada a uma taxa de 1C. Caso a taxa C varie para 0,5C, a mesma bateria fornecerá 30A durante duas horas. Por outro lado, caso seja descarregada a uma taxa de 2C a bateria fornecerá uma corrente de 120A durante 0,5 hora.

3.2.3 Estado de Carga (SoC)

O estado de carga ou *State of Charge (SoC)* é a porcentagem de carga disponível de uma bateria em relação a totalidade da sua capacidade. A determinação do estado

de carga de uma bateria geralmente é realizada por métodos de estimação, devido à dificuldade em medir diretamente. Além disso, o envelhecimento da bateria reduz sua capacidade nominal. Portanto, para determinar com precisão o SoC a capacidade deve ser medida ou calculada regularmente. Muitos fabricantes recomendam manter a bateria com SoC superior a 20%.

3.2.4 Profundidade de Descarga (DoD)

A profundidade de descarga ou *Depth of Discharge (DoD)* é definida em porcentagem em relação a um SoC de 100%. Ela significa a porcentagem da carga total da bateria que foi utilizada. Sendo um modo alternativo de indicar o estado de carga da bateria, pois o DoD é o complemento do SoC.

Como as baterias não podem ser descarregadas além de um determinado limite, para não se danificarem, fabricantes utilizam a denominação de profundidade de descarga para especificar essa faixa. Por exemplo, o fabricante pode recomendar para não ir além de 70% da profundidade de descarga para não reduzir a vida útil da bateria. Assim, a bateria não deve ficar com menos de 30% do SoC (OMAR et al., 2014).

3.2.5 Densidade de Energia

A densidade de energia pode ser expressa de duas maneiras, em relação ao volume (Wh/L) ou em relação ao peso (Wh/Kg). A densidade volumétrica de energia é definida como a quantidade de energia disponível para uma bateria completamente carregada por unidade de volume - litros (Wh/L). Mais utilizada em EVs e PHEVs, a Energia Específica define a disponibilidade de uma bateria completamente carregada por unidade de peso - quilograma (Wh/Kg).

3.2.6 Resistência Interna

A resistência interna depende da composição da bateria, podendo ser alterada por diferentes fatores. Altas temperaturas aumentam o valor da resistência interna. Além da temperatura, fatores como o SoC, idade, ciclos de carga e descarga influenciarão no valor da resistência interna. Seu valor é muito importante, pois um aumento resulta em maiores perdas térmicas e menor eficiência (TEAM, 2008)(KIEHNE, 2003).

3.2.7 Ciclos de Vida

A vida útil de uma bateria pode ser determinada pelo número de ciclos realizados durante seu uso. Um ciclo corresponde a uma descarga e uma carga. Entretanto, o número de ciclos que uma bateria pode executar durante sua vida útil está relacionado ao DoD, ou seja, se a descarga for realizada até 80% da capacidade o número de ciclos será maior que o realizado por descargas até 20% da capacidade total (TEAM, 2008) (LI et al., 2001). Portanto, o número de ciclos é determinado de acordo com certas condições de carga e descarga, ou seja, quanto maior a DoD menor será o número de ciclos.

O número total de ciclos também será influenciado por diferentes parâmetros como a temperatura, umidade, número de correntes de pico, número de ciclos de cargas e descargas e a profundidade dos ciclos (BELTRAN et al., 2012). Em Beltran et al. (2012) é apresentado um método de cálculo do número de ciclos considerando cargas e descargas com diferentes DoD.

3.2.8 Eficiência de Carregamento

Reações químicas ocorrem dentro da bateria durante os processos de carga e descarga, os quais não são ideais. Perdas em calor durante o processo de carga e descarga estão presentes, assim nem toda a energia usada na carga estará disponível durante a descarga. Dessa maneira, a eficiência de carregamento pode ser definida como a relação entre a energia proveniente de uma descarga completa pela quantidade de energia para uma carga completa da bateria. Existem outras denominações para a eficiência de carregamento, como "Eficiência Coulômbica" e "Aceite de Carga". Na maioria das vezes, a eficiência Coulômbica para uma bateria nova é alta, porém ela é reduzida com o passar dos anos (WILLIAMSON, 2013).

3.3 CARACTERÍSTICAS DOS PRINCIPAIS TIPOS DE BATERIAS

As baterias estão em constante evolução. Muitas pesquisas são realizadas buscando-se aumentar a energia específica e a vida útil. A Tabela 3.1 apresenta uma revisão dos principais tipos de baterias e suas características.

Entre as principais baterias, as compostas por lítio apresentam grandes vantagens no que se relaciona à energia específica, sendo mais que o dobro do valor das baterias de chumbo-ácido. Outras vantagens estão na tensão nominal da célula e principalmente na eficiência e no número de ciclos. Os ciclos são calculados para uma redução da capacidade de 80%. Assim, a utilização das tecnologias de lítio estão presentes em veículos híbridos e

elétricos.

Tabela 3.1 – Principais modelos de baterias e suas características.

Tipo	Energia Específica (Wh/Kg)	Tensão Nominal por Célula (V)	Ciclos	Auto-descarga % por Mês a 20° C	Eficiência Energética (Wh, %)
Chumbo - ácido ($Pb - PbO_2, H_2SO_4$)	40	2,10	200-700	2-3	75
Níquel - cádmio ($Cd - NiOOH, KOH$)	35	1,29	300-1000	15-20	55-65
Níquel - hidreto metálico ($Mh - NiOOH, KOH$)	90-110	1,40	500-1000	15-30	55-65
Níquel- zinco ($Zn - NiOOH, KOH$)	70-110	1,73	900	20	70
Prata - cádmio ($Cd - AgO, KOH$)	70	1,41	300-800	5	70
Níquel - hidrogênio ($H_2 - NiOOH, KOH$)	64	1,32	1500-6000	Elevado	-
Lítio-ion ($LiCoO_2 - grafite$)	200	4,20	500+	2-10	95
Lítio-ion ($LiFePO_4 - grafite$)	110	3,60	1000+	2-10	95

Fonte: Adaptado de Reddy (2010).

Entre as principais baterias utilizadas em veículos elétricos estão a de Óxido de Cobalto-Manganês-Níquel-Lítio (NMC), Óxido de Alumínio-Cobalto-Níquel-Lítio(NCA), usadas nos veículos da Tesla, e Lítio-Titânio. Já as baterias de Óxido de Manganês-Lítio (LMO) são utilizadas em veículos como Nissan LEAF, Chevy Volt e BMW i3. As principais características dessas baterias são apresentadas na Tabela 3.2.

A capacidade das baterias utilizadas em veículos elétricos pode ser reduzida por fatores como elevadas temperaturas e recargas rápidas, como apresentado por Francfort (2014) e Omar et al. (2014).

A necessidade de baterias menores, mais duradouras e com baixas perdas incentiva pesquisas com diferentes elementos químicos. Um exemplo é a bateria de lítio-enxofre (Li-S) que poderá apresentar uma energia específica de 550Wh/kg e ser recarregada em temperaturas muito baixas como $-60^{\circ}C$. Entretanto, devido ao baixo número de ciclos (40-50), a baixa estabilidade em altas temperaturas e a baixa condutividade tornam necessárias mais pesquisas na área. Outros tipos de materiais como Sódio-ion (Na-ion),

Tabela 3.2 – Resumo dos principais tipos e características das baterias de Lítio-íon.

	Lítio-Manganês Óxido	Lítio-Níquel Manganês	Lítio-Níquel-Cobalto Alumínio Óxido	Lítio Titânio
Abreviação	$LiMn_2O_4$ (LMO)	$LiNiMnCoO_2$ (NMC)	$LiNiCoAlO_2$ (NCA)	Li_2TiO_3 (LTO)
Tensão Nominal	3,7V	3,6V	3,6V	2,4V
Energia Específica	100-150Wh/kg	150-220Wh/kg	200-260Wh/kg	70-80Wh/kg
Taxa de Carga	0,7-1C (3h)	0,7-1C (3h)	1C	1C (máx. 5C)
Taxa de Descarga	1C até 10C	1-2C	1C	até 10C
Número de Ciclos	300-700	1000-2000	500	3000-7000
Temperatura Máxima	250°C	210°C	150°C	Uma das mais seguras

Fonte: Adaptado de University (2016a) e Rosolem, Beck e Ribeiro (2012).

Lítio-ar e Estado-Sólido de Lítio também estão sendo estudados no desenvolvimento de baterias melhores (UNIVERSITY, 2016b).

3.4 DESCRIÇÃO DO MODELO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO

O tempo de vida da bateria é crucial em dispositivos portáteis e EVs. Diversos são os fatores que afetam a capacidade da bateria e sua vida útil. Além disso, a medição prática e a determinação do estado da bateria não é uma simples tarefa. Assim, esses elementos de armazenamento de energia podem ser matematicamente modelados para previsão e estimação do seu estado. Mais que isso, os modelos permitem o teste e simulação dos circuitos e equipamentos que serão conectados à bateria. Por meio dos modelos, pode-se estimar os efeitos da idade, número de ciclos, estado de carga e variação da capacidade.

Muitos autores determinam, por meio de experimentos, circuitos elétricos equivalentes que representam as características de determinadas baterias. O autor Vehicles et al. (2012) apresenta o modelo de baterias de lítio considerando variações térmicas. Em Moshirvaziri (2013) são apresentados modelos como circuito elétrico dinâmico da célula para uso em BMS, na qual os parâmetros do modelo são atualizados dinamicamente baseados no SoC e na temperatura da célula.

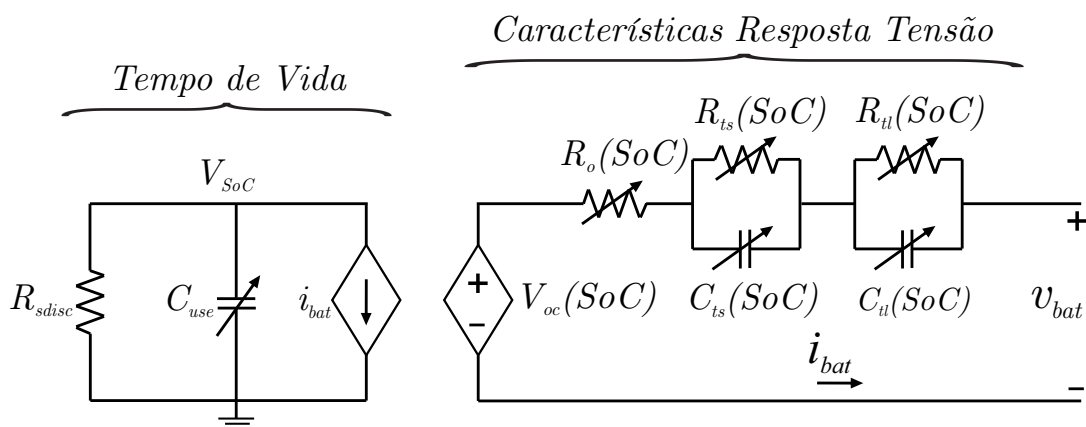
Diferentes modelos por circuito elétrico equivalente que estimam o estado de carga

são abordados por He, Xiong e Fan (2011), na qual inclui-se os modelos tipo Thévenin e Rint de baterias. O modelo Rint aproxima a bateria por uma fonte de tensão e uma resistência em série. A profundidade de descarga e o stress causado por cargas e descargas arbitrárias influenciam no número de ciclos possíveis para uma bateria de lítio. Assim, os autores Omar et al. (2014) e Millner (2010) apresentam modelos para prever o número de ciclos e degradação de baterias dos EVs. Já a estimação do estado de carga de uma bateria, pela sua tensão em circuito aberto, é descrita por He et al. (2012), na qual o autor utiliza um circuito elétrico como modelo para estimar o SoC.

Um modelo preciso, capaz de prever o tempo de vida e a performance da corrente pela tensão das baterias de lítio é apresentado por Chen e Rincon-Mora (2006). O modelo considera a tensão de circuito aberto não linear, a corrente, temperatura, número de ciclos e a capacidade dependente do tempo na resposta transiente. Ainda, as respostas transientes CC e CA de uma célula são incluídas.

Os autores Kroeze e Krein (2008) descrevem um modelo, o qual é utilizado em simulações dinâmicas de veículos elétricos. Outro modelo bem desenvolvido é o descrito por Lam, Bauer e Kelder (2011), baseado no trabalho de Chen e Rincon-Mora (2006), que apresenta um modelo por circuito elétrico de acordo com células de Lítio ($LiFePO_4$) para ser utilizado com os sistemas dos EVs. Assim, nesse caso, as fases de carga e descarga são modeladas por um circuito elétrico prático para EVs. Da mesma maneira, são consideradas a influência das temperaturas acima e abaixo de $20^\circ C$. A partir de medidas em células de $LiFePO_4$, as equações empíricas que descrevem o modelo são extraídas. Elas incluem a influência de diferentes temperaturas e taxa C no comportamento da célula para carga e descarga. Portanto, o modelo apresentado por Chen e Rincon-Mora (2006) e Lam, Bauer e Kelder (2011) será utilizado para a simulação da bateria conectada ao carregador rápido proposto. O circuito correspondente ao modelo da célula de lítio está presente na Figura 3.2.

Figura 3.2 – Modelo por circuito da célula de lítio.



Fonte: Adaptado de Chen e Rincon-Mora (2006) e Lam, Bauer e Kelder (2011).

Conforme o diagrama do modelo da célula de lítio, o tempo de vida da bateria será representado por um resistor, um capacitor e uma fonte dependente de corrente.

O resistor R_{sdis} caracteriza a auto descarga da bateria quando armazenada por muito tempo. Na teoria ele é dependente do SoC, temperatura e número de ciclos. Entretanto, na prática pode ser aproximado por um resistor muito grande, pois a perda de capacidade útil é lenta quando a bateria estiver desconectada.

O capacitor C_{use} representa a capacidade da célula utilizada. A tensão medida no paralelo do resistor e do capacitor V_{soc} descreve o estado de carga da bateria, variando quantitativamente de 0 a 1 (0 a 100% do SoC). Nessa parte do circuito está presente também a fonte de corrente dependente, a qual irá carregar e descarregar o capacitor dependendo da corrente medida i_{bat} que entra no circuito.

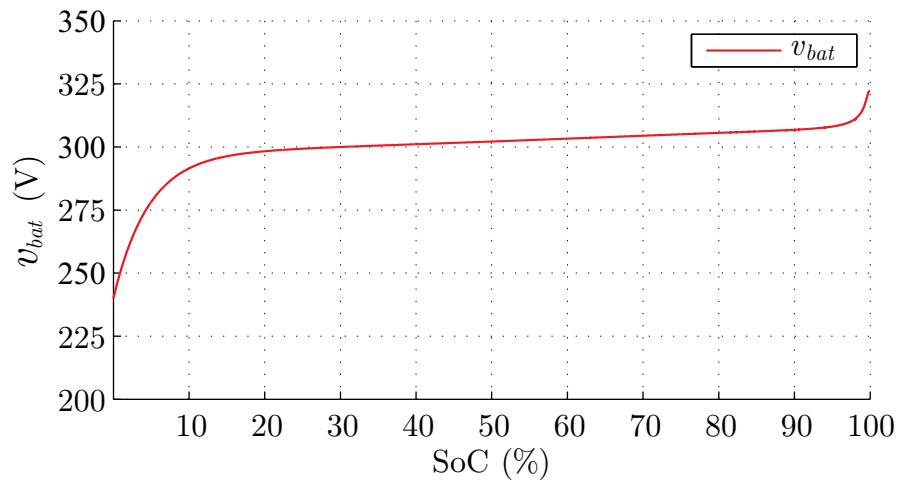
As características de tensão-corrente são determinadas pela parte do circuito com a fonte de tensão dependente $V_{oc}(SoC)$, que representa a tensão do circuito aberto (do inglês *Open-Circuit Voltage - OCV*). Essa tensão é alterada para diferentes níveis de capacidade (SoC). Normalmente a tensão do circuito aberto é medida nos terminais abertos da bateria para vários pontos do SoC. Porém, para cada ponto do SoC, a medida demandaria um tempo muito grande.

O resistor $R_o(SoC)$ é responsável pela característica de queda da tensão para uma resposta ao degrau da corrente de carga. O $R_{ts}(SoC)$ e o $C_{ts}(SoC)$ são responsáveis pelas variações com constante de tempo pequena, e os $R_{tl}(SoC)$ e o $C_{tl}(SoC)$ pela constante de tempo longa, na curva da tensão da bateria. Os valores desses componentes são determinados pelas equações relacionadas ao SoC. Dependendo do modo de operação, carga ou descarga, diferentes equações são utilizadas.

O modelo descrito será usado na simulação do circuito de carregamento rápido para EVs. Na simulação da bateria, utilizaram-se os valores e equações de carga conforme descrito por Lam, Bauer e Kelder (2011). Como referência, os valores referentes a bateria do Nissan LEAF foram adotados. Assim, para atingir a capacidade da bateria, constantes foram utilizadas para aumentar o número de células em série e paralelo, bem como a capacidade total. Conforme apresentado por Automotive Energy Supply Corporation (2013) cada célula laminada de lítio possui uma capacidade de 32,5Ah, tensão nominal de 3,75V e energia específica igual a 157Wh/kg. Ao todo, a bateria apresenta 48 módulos em série, com 4 células cada uma, sendo elas 2 em série e 2 em paralelo.

Na Figura 3.3 está presente a tensão medida nos terminais da bateria, em relação ao estado de carga. Esse gráfico apresenta uma resposta muito parecida à da bateria descrita por Lam, Bauer e Kelder (2011). Nesse caso, a bateria foi carregada por uma fonte de corrente constante, até que atingisse o máximo SoC.

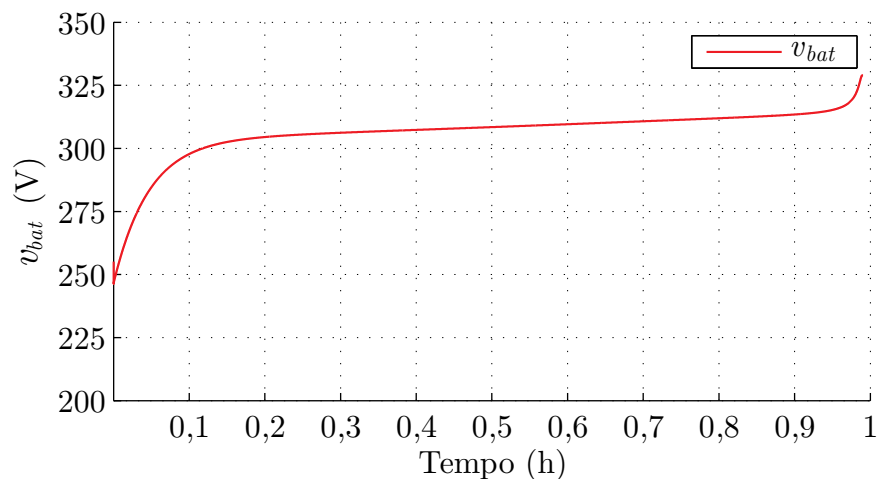
Figura 3.3 – Tensão total da bateria simulada pelo SoC.



Fonte: Autor.

Durante o processo de carga por corrente contínua de 1,1A a taxa de 1C, atinge-se a tensão máxima num tempo próximo de 1 hora para uma célula de 1,1Ah. No gráfico da Figura 3.4, percebe-se o acréscimo da tensão com o passar do tempo. As equações fornecem um tempo em segundos, o que condizem ao tempo real de 1h, facilitando a simulação dos sistemas para EVs.

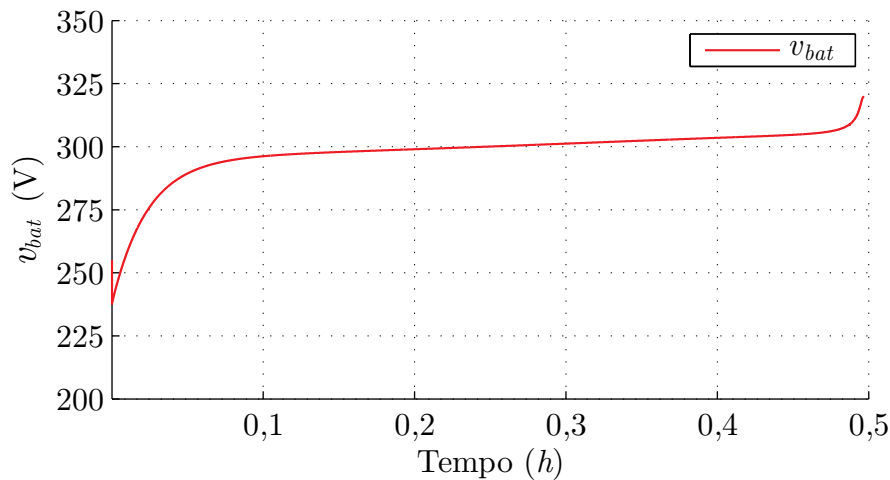
Figura 3.4 – Acréscimo da tensão da bateria no tempo.



Fonte: Autor.

Caso a corrente de carga seja alterada para 2C, o tempo de carga será reduzido pela metade conforme mostrado pela Figura 3.5.

Figura 3.5 – Tempo de carga da bateria para uma taxa de 2C.

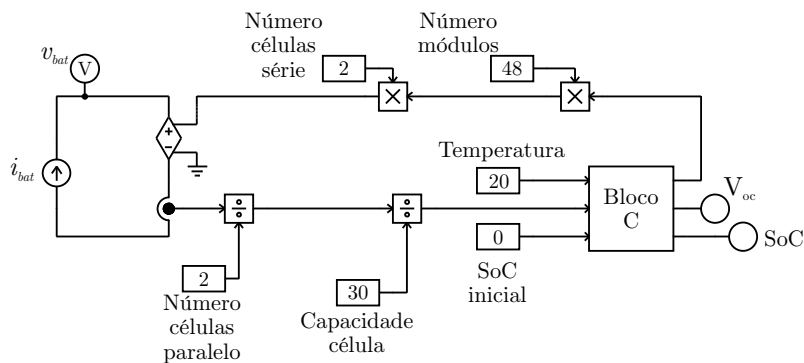


Fonte: Autor.

Por meio do circuito montado no PSIM, poder-se alterar os valores da capacidade da célula, número de células em série e paralelo e o número de módulos. Assim, tem-se um modelo que pode ser alterado para simulações que envolvam baterias de lítio dos mais variados veículos.

A Figura 3.6 mostra o circuito simulado com as alterações possíveis. As variações de temperatura também podem ser incluídas com a alteração das equações no código C, presente no Apêndice A.

Figura 3.6 – Circuito montado para simulação da bateria.



Fonte: Autor.

O modelo apresentado tem a característica de uma fonte de tensão correspondente à resposta da bateria. Para a sua conexão na saída do conversor CC-CC, deve ser adicionada uma resistência equivalente a soma das resistências internas de cada uma das células, considerando uma ligação em série e paralelo das células.

Entretanto, esse modelo utilizado não considera totalmente a ondulação CA na corrente constante de carga proveniente do chaveamento do conversor. A ondulação CA

em alta frequência, presente na corrente de saída, tem influência na célula de uma bateria de lítio. Para uma taxa de carga de 1C e uma ondulação de 0,1C acima de 10kHz a redução na capacidade da célula é próxima ao carregamento sem ondulação, conforme apresentado pelos autores Sritharan et al. (2014). Porém, a ondulação em frequências menores terá uma influência maior na redução da capacidade. Assim, no carregamento a 1C, a ondulação de alta frequência não apresenta uma expressiva influência. Entretanto, caso a taxa de carga aumente para 2C ou 3C, a ondulação CA da corrente em alta frequência terá influência na redução da capacidade da bateria, se comparada a uma corrente sem ondulações (SRITHARAN, 2012).

Um dos métodos utilizados para determinar o modelo que considere a influência dos sinais CA nas células das baterias é o da espectroscopia de impedância eletroquímica, realizado por Buller et al. (2005). Essa metodologia utiliza um complicado método de impedância equivalente que corresponde ao espectro verificado nos testes. Além disso, o modelo apenas funciona para um valor fixo de SoC e temperatura. Nem as características CC no modelo nem a influência da componente CC da corrente são consideradas.

Os autores também retratam que para sinais de carga CA em alta frequência, a bateria apresentará uma impedância equivalente com propriedades indutivas. Entretanto, conforme os gráficos apresentados, o acréscimo da frequência acima de 248Hz não ocasiona uma variação na impedância. Assim, independente do SoC ou outros fatores, a indutância terá um valor próximo de $0,4\mu H$ e uma resistência de $42m\Omega$ para uma célula. Dessa maneira, considerando a componente em alta frequência, pode ser aproximada a bateria por uma fonte de tensão (V_{oc}) em série com uma indutância fixa e uma resistência fixa com os valores descritos acima.

Outro estudo realizado para determinar a influência da componente CA na corrente de carga da bateria é apresentado por Uddin et al. (2016). Nele, testes com ondulações de pico-a-pico de 1,2C para diferentes frequências, foram realizados. No estudo, compreende-se uma maior perda de capacidade e uma elevação na resistência interna, para ondulações de corrente em diferentes frequências.

3.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo apresentou-se as principais definições sobre baterias e um comparativo entre os principais tipos de baterias recarregáveis. Tais definições serão utilizadas para a elaboração da análise de viabilidade do capítulo seguinte. Além disso, construiu-se o modelo na célula de uma bateria de lítio no PSIM em código C, que facilita a simulação. Com o ajuste do número de células, de módulos e da capacidade, o modelo utilizado servirá de base para futuras simulações no software.

4 ESTAÇÃO DE RECARGA RÁPIDA PROPOSTA

4.1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo, o sistema de carregamento rápido proposto será detalhado, assim como o projeto dos seus componentes. O controle digital será desenvolvido e comprovado por simulação. Da mesma forma, será feita a análise de estabilidade na conexão dos conversores.

4.2 SISTEMA PROPOSTO

Os equipamentos para cargas rápida geralmente ficam próximos aos estacionamentos de empresas, shoppings, centros comerciais, paradas de metro, postos de recarga em rodovias e demais localidades com grande fluxo de pessoas. A crescente necessidade de mais pontos de recarga rápida exige um espaço maior para alocação de todos esses equipamentos. A conexão simultânea na rede de baixa tensão pode causar sobrecargas no transformador da rede, assim como instabilidades no sistema de distribuição.

Nesse sentido, propõe-se uma estação modular para carregamento rápido, que apresenta múltiplos pontos de carga e que seja conectada na rede de média tensão. Mais que isso, podendo acondicionar elementos armazenadores de energia.

Para a isolação do sistema é utilizado um transformador isolador em baixa frequência que possua em sua saída trifásica dois enrolamentos defasados. Eles permitem a conversão da corrente alternada para corrente contínua pelo retificador 12 pulsos.

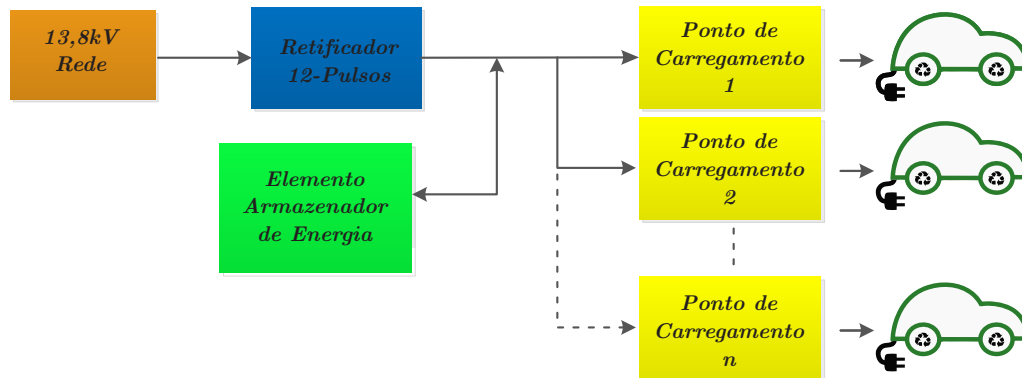
Na saída do estágio retificador, está o barramento CC em que os pontos de carregamento podem ser instalados de acordo com a demanda crescente por recarga rápida. Nos pontos, o conversor CC-CC *buck interleaved* com volume reduzido e elevada densidade de potência será responsável pelo gerenciamento da corrente de carga de acordo com as exigências do veículo. No ponto de carregamento estarão o conversor, o sistema de comunicação e as proteções elétricas condicionadas dentro do totem.

Os elementos armazenadores de energia são conectados ao barramento CC por meio de conversores. Eles podem ser adicionados ao sistema conforme a viabilidade e necessidade. A energia estará armazenada em baterias de chumbo ácido, baterias novas ou usadas de lítio-íon, células a combustível, super capacitores ou demais elementos.

Caso utiliza-se baterias, elas podem ser carregadas nos horários em que o kWh possui um custo reduzido, para que seja descarregada nas estações nos horários de custo elevado da energia.

Assim, o elemento armazenador de energia pode atuar como um nivelador da demanda de energia consumida, reduzindo os picos de consumo devido à inserção de muitos veículos simultaneamente na rede. O sistema proposto é apresentado na Figura 4.1

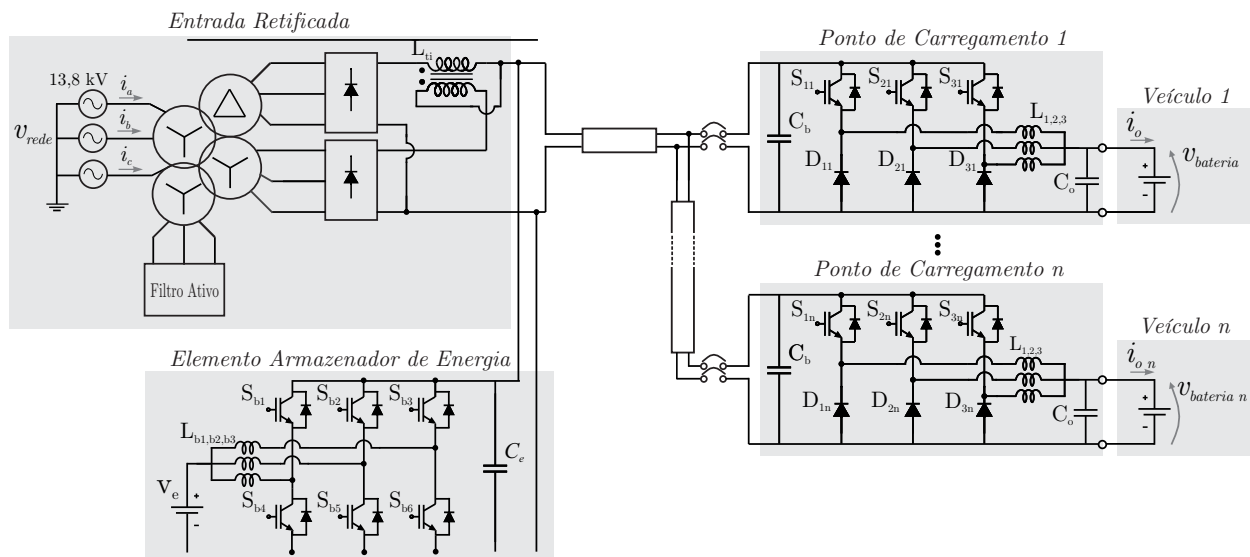
Figura 4.1 – Diagrama de blocos do sistema de carregamento rápido proposto.



Fonte: Autor.

Os conversores e demais componentes do sistema podem ser melhor compreendidos na Figura 4.2.

Figura 4.2 – Sistema de carregamento rápido proposto.



Fonte: Autor.

4.3 RETIFICADOR 12 PULSOS

Uma estação de carregamento rápido em corrente contínua possui uma entrada em corrente alternada, a qual necessita ser retificada antes do estágio regulador. Diferentes meios podem ser utilizados para isso, como retificadores monofásicos de meia onda ou onda completa, retificadores trifásicos de onda completa e multipulsos apresentados no Capítulo 2.

A conexão de mais de um carregador, com potência elevada, na rede de distribuição de baixa tensão, exige do transformador da concessionária um superdimensionamento e esforço para suprir os picos de demanda da estação. Além disso, a rede convencional de baixa tensão não está preparada para a inserção de grandes cargas. Portanto, a escolha do retificador 12 pulsos conectado em média tensão está baseada em realizar o isolamento galvânico necessário e reduzir os problemas da conexão de elevadas cargas na rede de distribuição convencional.

Uma das desvantagens, dessa topologia de retificador, está na sua eficiência reduzida à baixa carga. Entretanto, em uma estação de carregamento, a conexão de vários carregadores com isolamento em alta frequência exigirá igualmente um transformador de distribuição de média tensão, sendo ele da concessionária ou da subestação local. Caso esse transformador da subestação local opere com pouca carga, seu rendimento também será afetado. Portanto, o baixo rendimento do transformador com pouca carga haverá nos dois casos caso, sendo ele da concessionária ou da estação de carregamento. Assim, o rendimento global se mantém o mesmo em ambos os casos.

Dessa maneira, a utilização do transformador defasador aproveita suas qualidades de isolamento galvânico, alto FP, baixo THD e abaixamento de tensão. Evitando-se assim, o uso de outro transformador para conexão com a rede de média tensão (BADIN, 2009).

Os retificadores multipulsos possuem vantagens como: eliminação das componentes harmônicas de baixa ordem, eficiência elevada, menor geração de ruídos, reduzidas perdas em comutação, robustez, confiabilidade e simplicidade de fabricação (BARBI, 2006).

A Tabela 4.1 apresenta uma comparação da THD de corrente e do fator de potência para diferentes retificadores não controlados.

Tabela 4.1 – Comparação da THD e do FP de diferentes topologias retificadoras.

	1ϕ Ponte Completa	3ϕ Ponte Completa	3ϕ 12-Pulsos
THD	48,43%	31%	15,2%
FP	0,900	0,955	0,989

Fonte: Adaptado de Barbi (2006) e Mohan, Undeland e Robbins (2003)

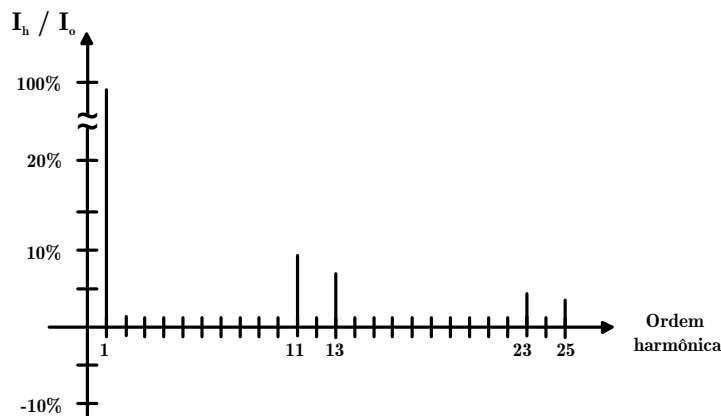
As harmônicas de corrente de ordem inferior serão suprimidas e as que surgem

dependem do número de pulsos do retificador, obedecendo à equação (4.1) (OLIVEIRA; KOZLOSKI, 2011).

$$h = k_n \cdot q \pm 1 \quad (4.1)$$

Na equação 4.1, h representa a ordem, k_n um número inteiro maior que 0 e q o número de pulsos do retificador. Dessa maneira, as primeiras harmônicas presentes serão de ordem 11, 13, 23, 25, 35 e 37. A Figura 4.3 mostra a relação e a intensidade das harmônicas.

Figura 4.3 – Porcentagem da corrente de cada harmônica em relação à corrente total.



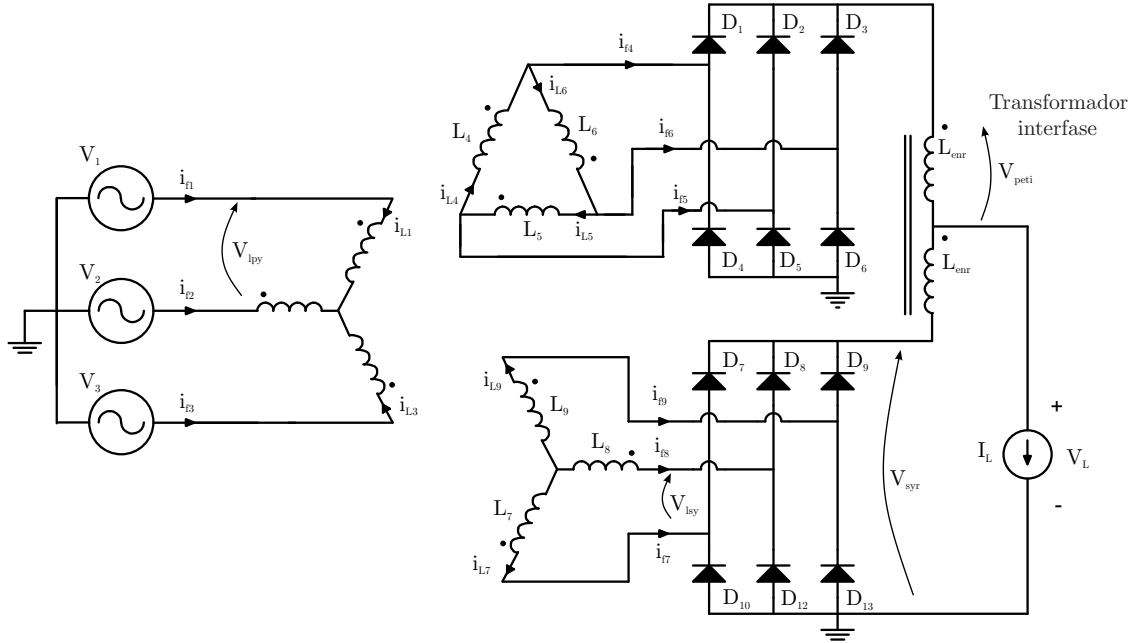
Fonte: Adaptado de Barbi (2006).

Por ser composto por dois módulos retificadores de 6 pulsos, a conexão na saída dos conjuntos pode ser em série ou em paralelo.

A ligação série duplica o valor da tensão de saída. Já a em paralelo é vantajosa em níveis de corrente elevados. Assim, para potências maiores que 400kW a configuração em paralelo é recomendada. Porém, a ligação em paralelo exige um transformador de interfase (do inglês *IPT - Inter Phase Transformer*), pois as tensões instantâneas de saídas dos conjuntos retificadores são diferentes, ocasionadas pelo defasamento do secundário do transformador. Essa diferença instantânea acarreta no desbalanceamento das correntes entre os secundários, causando o cancelamento parcial das harmônicas, por isso a necessidade do IPT. A Figura 4.4 apresenta o circuito do retificador de 12 pulsos (BARBI, 2006).

O projeto de uma estação de carregamento rápido envolve uma estação para até 10 pontos de carga rápida, a uma potência máxima de 600kW. Assim, a instalação do retificador será mais conveniente na rede de distribuição de média tensão. No caso do Brasil esse valor é de 13,8kV. Dessa maneira, a tensão de linha da entrada do retificador (V_{lpy}) será 13,8kV. A tensão de linha em estrela do secundário (V_{lsy}), é determinada pela relação (4.2). O número de espiras do secundário (N_s) e o número de espiras do primário

Figura 4.4 – Circuito retificador trifásico não controlado a 12 pulsos.



Fonte: Adaptado de Barbi (2006).

(N_p) estabelecem a relação de transformação.

$$V_{l_{sy}} = V_{l_{py}} \frac{N_s}{N_p} \quad (4.2)$$

Considerando-se uma tensão eficaz no secundário em Y de $V_{l_{sy}} = 460V$, pode-se determinar a relação de transformação (N_s/N_p) , por meio de (4.2). Isolando-se a relação de transformação, obtêm-se (4.3).

$$\frac{N_s}{N_p} = \frac{V_{l_{sy}}}{V_{l_{py}}} = \frac{460V}{13,8kV} = 0,033 \quad (4.3)$$

Considerando $N_s = 1$, tem-se (4.4).

$$N_p = \frac{1}{0,019} \simeq 30 \quad (4.4)$$

A tensão de linha do secundário em delta possuirá o mesmo valor da tensão de linha do secundário em estrela. Para isso a relação de transformação deverá ser multiplicada por $\sqrt{3}$.

A tensão de pico (V_{psyr}) na saída do retificador do enrolamento em estrela, descontando as tensões dos diodos retificadores (V_{dr}), será conforme (4.5).

$$V_{psyr} = V_{l_{sy}} \sqrt{2} - 2V_{dr} \quad (4.5)$$

Dessa maneira, considerando os diodos SKKE 600 da Semikron de 1,7V, e substituindo-

se os valores em (4.5), é possível obter (4.6) (SEMIKRON, 2011).

$$V_{psyr} = 460 \cdot \sqrt{2} - 2 \cdot 1,5 = 647V \quad (4.6)$$

Outro valor importante a ser determinado é a indutância dos enrolamentos do transformador de interfase, para isso é necessário determinar a tensão nos enrolamentos. Desse modo, obtêm-se a tensão média após a retificação do enrolamento em estrela (V_{msyr}), a qual será igual a do conjunto retificador em delta, de acordo com (4.7).

$$V_{msyr} = \frac{3V_{psyr}}{\pi} \quad (4.7)$$

ou também,

$$V_{msyr} = \frac{3V_{elpy}\sqrt{2}}{\pi} \quad (4.8)$$

$$V_{msyr} = \frac{3V_{efpy}\sqrt{3}\sqrt{2}}{\pi} \quad (4.9)$$

$$V_{msyr} = \frac{3\sqrt{6}V_{efpy}}{\pi} = 2,34V_{efpy} \quad (4.10)$$

O valor médio da tensão retificada nos grupos em estrela e triângulo será igual a tensão média na carga. Assim, a partir de (4.7) é possível determinar a tensão média na carga (4.11).

$$V_{ml} = \frac{3V_{psyr}}{\pi} = \frac{3 \cdot 642}{\pi} = 618,37V \quad (4.11)$$

As tensões retificadas apresentarão uma componente CA de frequência igual 360Hz, em cada um dos retificadores 6-pulsos. Todavia, após o transformador de interfase, a componente CA presente na tensão retificada contínua, possuindo uma harmônica na frequência equivalente a 720Hz, ou $12f_{rede}$, e outra em 1440Hz.

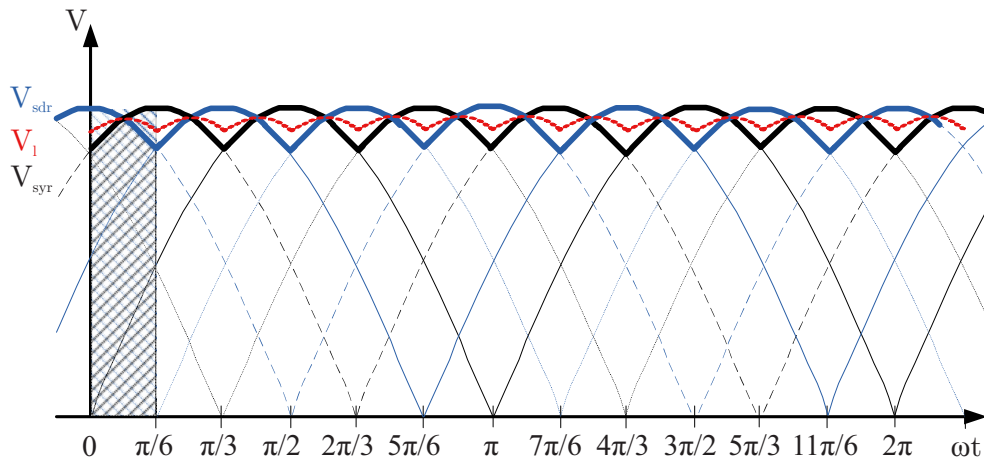
O retificador apresentará intensidades semelhantes de corrente em cada conjunto de retificadores 6 pulsos, sendo que cada associação fornecerá metade da corrente da carga. Dessa maneira, as correntes dos dois grupos fluem em direções opostas nos enrolamentos do IPT, produzindo assim uma corrente de magnetização do núcleo.

Portanto, para determinar a indutância dos enrolamentos (L_{ti}), faz-se necessária a obtenção das correntes e tensões nos enrolamentos e da frequência de operação. A tensão média retificada da saída (V_{msti}) será igual a tensão média proveniente em cada um dos grupos retificadores (V_{msyr}). Assim, a tensão de pico sobre os enrolamentos do transformador de interfase (V_{peti}), será a tensão de pico do secundário Y retificado menos a tensão do vale da carga (V_{vl}), conforme (4.12).

$$V_{peti} = V_{psyr} - V_{vl} \quad (4.12)$$

O gráfico das tensões retificadas e da tensão de saída é apresentado na Figura 4.5. Por meio dele, determina-se a relação entre a tensão dos enrolamentos do IPT com a tensão do grupo retificador Y. Assim, o pico negativo da tensão de carga V_{vl} será dependente da tensão de vale do secundário Y retificado (V_{vsyr}), conforme (4.13) e (4.14).

Figura 4.5 – Tensões de saída dos conjuntos retificadores e da carga, após o transformador de interfase.



Fonte: Adaptado de Oliveira e Kozloski (2011).

$$V_{vl} = \frac{V_{psyr} + V_{vsyr}}{2} \quad (4.13)$$

$$V_{peti} = V_{psyr} - \frac{V_{psyr} + V_{vsyr}}{2} \quad (4.14)$$

Pela Figura 4.5 é possível determinar o valor da tensão V_{vsyr} , como apresentado em 4.15.

$$V_{vsyr} = V_{psyr} \operatorname{sen} \frac{\pi}{3} \quad (4.15)$$

Substituindo, (4.15) em (4.14) tem-se (4.16).

$$V_{peti} = V_{psyr} - \frac{V_{psyr}}{2} - \frac{V_{psyr} \frac{\sqrt{3}}{2}}{2} \quad (4.16)$$

Simplificando-se (4.16), determina-se (4.17).

$$V_{peti} = V_{psyr} \left[\frac{2 - \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{2} \right] = 0,066987V_{psyr} \quad (4.17)$$

Substituindo-se, o valor da tensão de pico no secundário (4.6) na (4.17), tem-se em

(4.18) a tensão no enrolamento do IPT.

$$V_{peti} = 647 \left[\frac{2 - \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2}\right)}{2} \right] = 43,345V \quad (4.18)$$

A indutância dos enrolamentos (L_{ti}) é determinada em (4.19). Ela é composta pelo número de pulsos de um conjunto retificador (n_{pgr}), da tensão de pico do enrolamento do transformador e da corrente na carga (I_{carga}), considerando-se um corrente magnetizante igual a 5% da corrente de carga (SUEKER, 2005).

$$L_{ti} = \frac{V_{peti}}{2\pi f_{rede} n_{pgr} \frac{I_{carga}}{2} 0,05} \quad (4.19)$$

Assumindo uma corrente de carga igual a 1250A, considerando que cada uma das unidades das 10 carregamento utilizará uma corrente máxima de 125A tem-se, a partir do valor determinado em (4.18) e (4.19), a indutância conforme (4.20) .

$$L_{ti} = \frac{43,345}{2 \cdot 3,1415 \cdot 60 \cdot 6 \cdot \frac{1250}{2} \cdot 0,05} = 0,000613 = 613\mu H \quad (4.20)$$

Já a indutância mútua (L_m) depende do fator de acoplamento (k_{enr}). Para $k_{enr} = 1$ tem-se um acoplamento perfeito entre os enrolamentos (SUEKER, 2005). Assim, considera-se um fator $k_{enr} \simeq 0,9$. A partir de (4.21) determina-se o valor da indutância mútua.

$$L_m = k_{enr} \sqrt{L_{ti} L_{ti}} \quad (4.21)$$

Substituindo-se os valores, tem-se (4.22)

$$L_m = 0,9 \sqrt{0,000613^2} = 0,000552 = 551,89\mu H \quad (4.22)$$

Para um retificador 12 pulsos, o capacitor de filtro (C_r) é determinado para valores de tensão máximo (V_{crmax}) e mínimo (V_{crmin}), em (4.23).

$$C_r = \frac{P_{in}}{12 f_{rede} (V_{crmax}^2 - V_{crmin}^2)} \quad (4.23)$$

V_{crmax} será igual a de pico da saída do IPT (V_{pti}). Já V_{crmin} deve ser escolhida pelo projetista. A partir de (4.24) e (4.25) pode-se determinar o tempo de carga do capacitor (t_{cr}).

$$V_{crmin} = V_{pti} \cos(2\pi f_{rede} t_{cr}) \quad (4.24)$$

$$t_{cr} = \frac{\arccos(V_{crmin}/V_{crmax})}{2\pi f_{rede}} \quad (4.25)$$

Assim, por (4.26) determina-se a corrente de pico no capacitor de filtro (I_{pcr}) (BARBI,

2001).

$$I_{per} = \frac{C_r \Delta V_{cr}}{t_{cr}} \quad (4.26)$$

A ondulação presente na carga conectada na saída do transformador de interfase é reduzida podendo-se optar por um valor pequeno de capacitor. Ao analisar a forma de onda da tensão na saída do retificador, percebe-se uma ondulação menor que 5%, sendo aceitável para cargas resistivas. Entretanto, a conexão de um conversor na saída do estágio retificador requer o uso de um capacitor. Uma análise para determinação do valor mínimo desse capacitor será apresentada ao final deste capítulo.

Na Tabela 4.2 está presente uma síntese dos valores do retificador 12 pulsos.

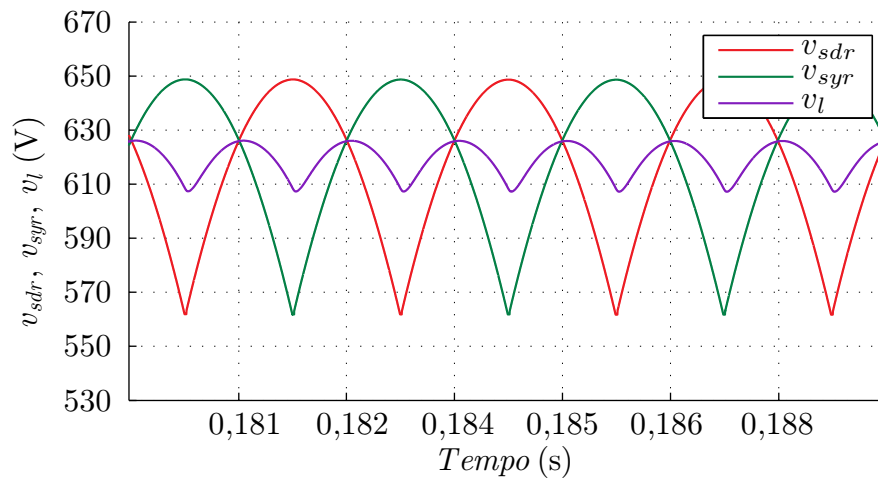
Tabela 4.2 – Resumo dos valores do retificador 12 pulsos.

Descrição	Valores
Potência de Saída	600kW
Tensão Eficaz de Linha de Entrada	13,8kV
Relação de Transformação (N_p/N_s)	30
Tensão Eficaz de Linha Secundário Y	460V
Tensão de Pico Após Diodos Retificadores Y	647V
Tensão Média na Saída	618V
Corrente Máxima Total na Saída	1250A
Tensão de Pico nos Enrolamentos Transf. Interfase	43,318V
Indutância Enrolamento Transformador Interfase	613μH
Ondulação Tensão Saída Retificador	624V – 603V = 21V
Porcentagem Ondulação Tensão Saída Retificador	3,4%

4.3.1 Resultados Simulação Retificador 12 Pulsos

A simulação no *software* PSIM do retificador projetado apresenta valores muito próximos dos calculados para uma carga resistiva. As tensões na saída de cada grupo retificador e na carga são apresentadas no gráfico da Figura 4.6.

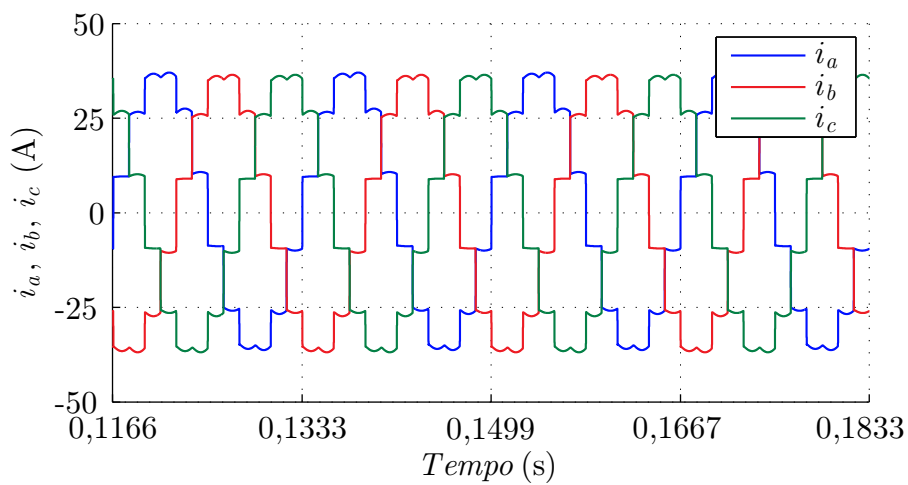
Figura 4.6 – Tensões de saída dos conjuntos retificadores e na carga.



Fonte: Autor.

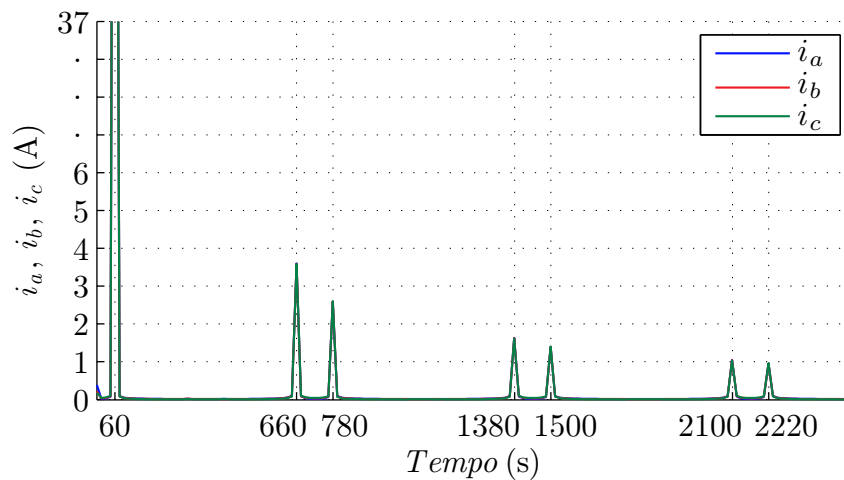
A Figura 4.7 apresenta as correntes da entrada do estágio retificador e suas respectivas harmônicas estão na Figura 4.8.

Figura 4.7 – Correntes de fase na entrada do transformador para uma carga de 600kW.



Fonte: Autor.

Figura 4.8 – Intensidade das harmônicas de corrente na entrada do transformador para uma carga de 600kW.



Fonte: Autor.

As primeiras harmônicas de corrente presentes na entrada do sistema são a 11^a e a 13^a com 9% e 7%, respectivamente, em relação a fundamental. A harmônica de ordem 23 apresenta 4% e a 25 possui 3,8%. Para harmônicas de ordem superior, como a 35 e 37 tem-se 2,8% e 2,59%, respectivamente.

Comparando os valores obtidos com a norma IEEE-519, essas harmônicas de corrente precisam ser reduzidas. Uma opção pra solucionar esse problema é com a instalação de um filtro ativo de baixa potência.

4.4 CONVERSOR CC-CC *BUCK INTERLEAVED*

A estação de carregamento apresenta um conjunto retificador inicial, o qual fornece uma tensão de barramento para os pontos de carga. Em cada vaga de estacionamento estará presente um totem com conectores, sistema de comunicação para pagamento e controle de carga. Nesse módulo, é necessário o ajuste da corrente conforme requisitado pelo veículo, por meio de um conversor CC-CC. Assim, diferentes conversores isolados, ou não, podem ser utilizados para essa finalidade.

Devido a isolação presente no transformador de entrada, pode-se optar pela escolha de uma topologia não isolada, como por exemplo os conversores *buck*, *buck-boost*, *boost*, *sepic*, *cúk*, *zeta*, entre outros.

A necessidade de uma corrente máxima de saída em cada ponto de carga de 125A, motiva a escolha por conversores intercalados, onde a corrente processada pelo conversor poder ser dividida em mais de uma interruptor e indutor. Outro fator é a tensão máxima de 480V, como a tensão do barramento é definida pela relação de transformação do transformador isolador, o conversor CC-CC não necessita de característica elevadora

de tensão. Assim, buscando-se simplificar o problema, o conversor *buck interleaved* foi escolhido. Essa topologia apresenta outras características como robustez, simplicidade e elevada eficiência.

Na saída dos indutores, a frequência das ondulações de corrente é relativa ao número de braços multiplicada pela frequência de operação. Assim, haverá uma redução na ondulação de saída, bem como a redução do tamanho de componentes passivos (CHEN, 1999). Ela também possibilita uma melhor resposta transitória (HEGARTY, 2007). Outras vantagens dessa topologia incluem reduzidas correntes RMS nos capacitores de entrada e saída.

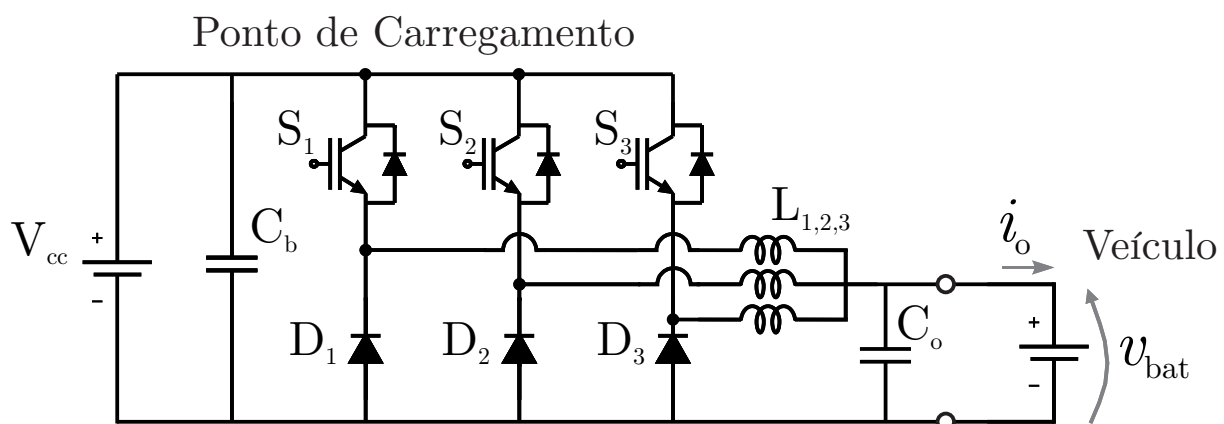
Além disso, o seu controle e comando são mais simples, apresentando maior confiabilidade, estágio de potência redundante, reduzido filtro de saída, baixa geração de EMI, bom gerenciamento térmico e alta eficiência (HEGARTY, 2007).

Alguns problemas no arranjo de conversores podem surgir, como as variações bruscas de tensão e/ou corrente nos dispositivos, instabilidades térmicas, e dificuldades de sincronismo tanto para entrada em condução quanto para bloqueio.

Alguns autores abordam e utilizam essa topologia, como Schittler (2012) e Duarte et al. (2013) para reatores eletrônicos e Aggeler et al. (2010) para carregadores de baterias.

Conforme apresentado por Schittler (2012), existe uma relação ótima de tamanho e eficiência para o número de pernas do conversor. Sendo assim, a utilização de muitas pernas não torna melhor o seu desempenho. Portanto, opta-se através da relação volume, custo e corrente, o uso de 3 pernas no conversor. A topologia utilizada do conversor *buck interleaved* está presente na Figura 4.9

Figura 4.9 – Esquema do conversor *buck interleaved*.



Fonte: Autor.

Os interruptores do conversor presente na Figura 4.9 operam na mesma frequência de comutação, com seus sinais defasados. O ângulo de defasagem é determinado em (4.27)

de acordo com o número de pernas n_p . Para esse caso, a defasagem será de 120° .

$$d_e = \frac{360^\circ}{n_p} \quad (4.27)$$

A Tabela 4.3 apresenta os valores exigidos para o projeto do conversor *buck interleaved*, com uma potência de 60kW, corrente máxima de saída de 125A e tensão máxima de 480V. Mais que isso, o conversor deve suportar um ripple máximo de corrente de 9A na saída para a bateria, ou seja, uma ondulação de 7,2% para o valor máximo da corrente. De acordo com Schittler (2012), é necessário para o projeto o valor mínimo da tensão de saída do conversor, no qual o indutor é o maior possível.

A variação da tensão de saída altera a razão cíclica e dependendo do seu valor, o indutor possuirá um valor maior. Assim, para o projeto admite-se uma tensão mínima $V_{omin} = 100V$, em que o indutor possui o maior valor para os diferentes valores de tensão de saída.

Tabela 4.3 – Requisitos para projeto do conversor *buck interleaved*.

Requisitos	Valores
Potência Máxima	$P_o = 60kW$
Tensão Máxima de Saída	$V_{omax} = 480V$
Ondulação de Tensão na Saída	até 2%
Ripple de Tensão na Saída	$V_{rl} = 10V$
Corrente Máxima	$I_o = 125A$
Ondulação de Corrente na Saída	até 7%
Ripple Corrente na Saída	$I_{rl} = 8,75A$
Tensão Média de Entrada	$V_{cc} = 618V$
Frequência de Operação	$f_{sw} = 20kHz$
Número de Pernas	$n_p = 3$

Para o conversor *buck* operando em CCM, a razão cíclica (D_c) é calculada por (4.28) e a relação com o número de pernas (ND) é apresentada em (4.29).

$$D_c = \frac{V_{omin}}{V_{cc}} = 0,16181 \quad (4.28)$$

$$ND = n_p \cdot D_c = 0,48544 \quad (4.29)$$

4.4.1 Projeto de Indutores do *Buck Interleaved*

O projeto dos indutores do conversor *buck interleaved* baseia-se nos valores de corrente máxima na saída, da frequência de operação e dos níveis de ondulação permitidos pela norma para as correntes, conforme descrito no capítulo 2. A ondulação de corrente conforme apresentado na Tabela (4.3) é definido por $I_{rl} = 8,75A$. As correntes em

cada um dos indutores (I_{L123}) são definidas por (4.30) e as correntes de pico (I_{pL123}) são definidas em (4.31).

$$I_{L123} = \frac{I_o}{3} = 41,67A \quad (4.30)$$

$$I_{pL123} = I_{L123} \frac{I_{rl}}{2} + I_{L123} = 41,67 \frac{8,75}{2} + 41,67 = 43,125A \quad (4.31)$$

Assim, de acordo com Aggeler et al. (2010), Chang e Knights (1995) e Hegarty (2007) é possível determinar o valor dos indutores L_1 , L_2 e L_3 , os quais serão idênticos (L_{123}), em (4.32).

$$L_{123} = \left[\left(\frac{V_{omin}}{I_{rl}f_{sw}} \right) \left(1 - \frac{m}{ND} \right) (1 + m - ND) \right] = 294\mu H \quad (4.32)$$

Na equação (4.32), m é o arredondamento para baixo de ND , ou nesse caso $m = 0$. Outra maneira de determinar o valor dos indutores é apresentada em Schittler (2012) e Chen (1999), conforme (4.33)

$$L_{123} = \frac{\prod_{i=1}^{n_b} \left(\left| \frac{i}{n_b} - D_c \right| \right)}{\prod_{i=1}^{n_b-1} \left(\left| \frac{i}{n_b} - D_c \right| + \frac{1}{n_b} \right)} \frac{V_{cc} D_c n_b}{I_{rl} f_{sw}} = 294\mu H \quad (4.33)$$

O cálculo do indutor pode ser de duas maneiras: através do método $A_e A_w$, conforme Barbi, Font e Alves (2002), ou pelo método LI^2 , conforme Magnetics (2015).

O método do $A_e A_w$, para cálculo do indutor, baseia-se na expressão (4.34).

$$A_e A_w = \frac{L_{123} (I_{pL123})^2}{k_w B_{max} J_{max}} 10^4 = 86,80cm^4 \quad (4.34)$$

Os símbolos e valores da equação (4.34) são apresentados na Tabela 4.4.

Tabela 4.4 – Valores e expressões para cálculo do indutor pelo método $A_e A_w$.

Descrição	Valores
Área Efetiva do Núcleo do Magnético (A_e)	
Área da Janela do Núcleo do Magnético (A_w)	
Máxima Densidade de Campo Magnético (B_{max})	0,3T
Máxima Densidade de Corrente (J_{max})	300A/cm ²
Fator de Ocupação do Cobre no Carretel (k_w)	0,7

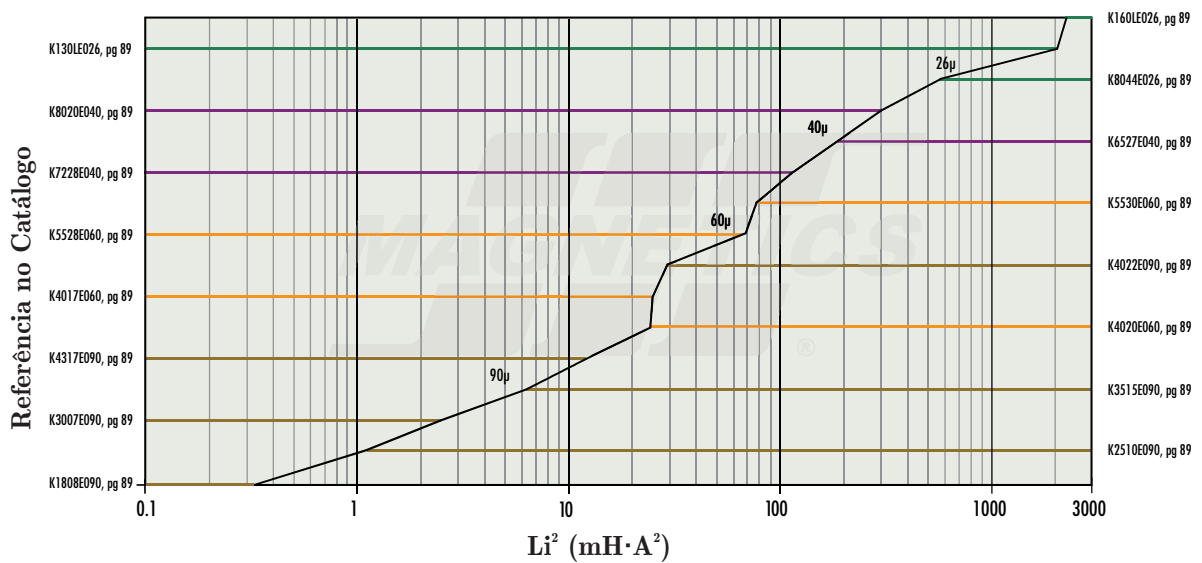
A partir do valor calculado $A_e A_w$, busca-se na tabela de núcleos de ferrite tipo EE da Thornton (2008) o mais próximo a este valor. Entretanto, o fabricante não possui o valor do $A_e A_w$ próximo ao calculado. Assim, opta-se pelo cálculo através do método LI^2 , no qual o núcleo magnético não apresenta *gap*.

O projeto é baseado nos núcleos do material Kool M μ E. Primeiramente deve-se determinar o valor de LI^2 conforme a expressão (4.35). Na equação (4.35), a corrente I_{rL123} refere-se ao valor eficaz da corrente em cada um dos indutores.

$$LI^2 = L_{123}I_{rL123} = 294\mu\text{H} \cdot (41,666\text{A})^2 = 510,48\text{mHA}^2 \quad (4.35)$$

A partir desse valor, busca-se no gráfico da Figura 4.10 disponibilizado pela empresa o núcleo mais próximo do valor calculado.

Figura 4.10 – Gráfico dos núcleos magnéticos pela relação LI^2 .



Fonte: Adaptado de Magnetics (2015) pag. 24.

O núcleo escolhido é o componente $K8044E026$ com características presentes na Tabela 4.5. A partir dele deve-se determinar se o número de espiras exigirá um núcleo maior.

Tabela 4.5 – Valores do núcleo $K8044E026$.

Descrição	Valores
A_e	$3,7\text{cm}^2$
A_w	$13,6\text{cm}^2$
Fator de Indutância (AL), p/ 26μ	$91\text{nH}/T^2$
Fator de Indutância Mín. (AL_{\min})	$83,72\text{nH}/T^2$
Comprimento do Caminho (l_e)	$20,8\text{cm}$

A partir do fator de indutância mínimo (AL_{\min}), onde que T refere-se ao número

de voltas (do inglês *Turns*), determina-se o número de voltas N_{vol} por meio de (4.36)

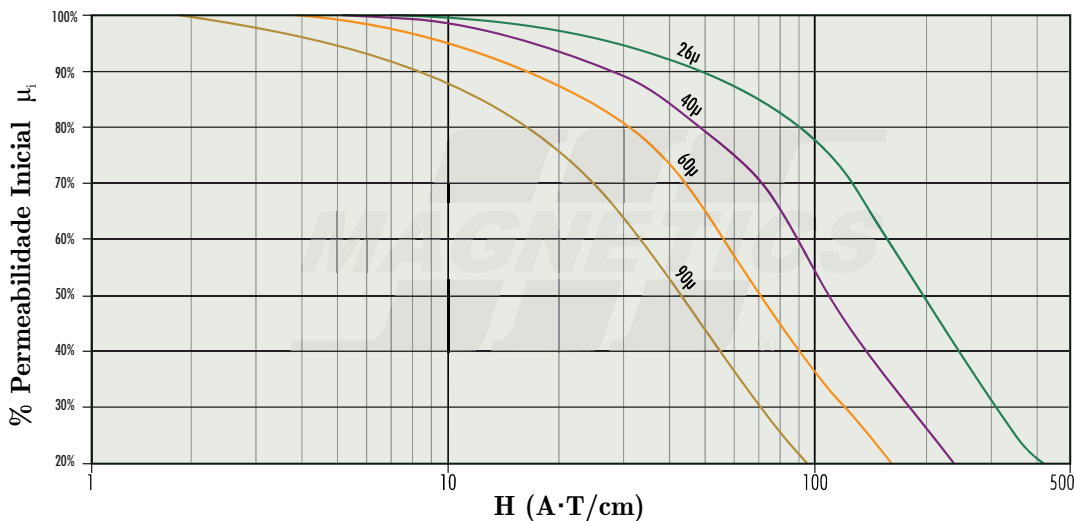
$$N_{vol} = \sqrt{\frac{L_{123} \cdot 10^9}{AL_{min}}} = 60 \quad (4.36)$$

e calcula-se o valor da intensidade de campo magnético (H) em *Ampere · Turns/cm* ($A \cdot T/cm$), através de (4.37).

$$H_{L123} = \frac{N_{vol} I_r L_{123}}{I_e} = 120,19 A \cdot T/cm \quad (4.37)$$

O fator de redução da permeabilidade do núcleo (F_r) em %, está relacionado com a componente CC da corrente, ou seja com (4.37). Para determinar essa redução, utiliza-se o gráfico da Figura 4.11 disponibilizada pelo fabricante.

Figura 4.11 – Fator de redução da permeabilidade magnética dependendo da componente CC.



Fonte: Adaptado de Magnetics (2015) pag. 30.

Tendo em vista que a permeabilidade do núcleo escolhido é de 26μ e a intensidade de campo magnético H é de $120,19 A \cdot T/cm$, tem-se que o fator de redução devido a componente CC será $F_r = 0,735$. A partir desse valor, o número de voltas é recalculado por (4.38).

$$N_{vol f} = \frac{N_{vol}}{F_r} = 82 \quad (4.38)$$

A partir do novo valor do número de voltas, deve ser recalculada a intensidade de campo ($H_{L123n} = 164,26 A \cdot T/cm$) e verificado o novo fator de redução F_r na Figura 4.11. Caso o fator de redução final (F_{rf}) seja próximo à zero, deve-se escolher um núcleo maior. Por enquanto o núcleo é aceitável com um $F_{rf} = 0,615$.

Partido-se do número final de voltas e do fator final de redução, determina-se o fator de indutância final (AL_{L123f}) em (4.39) e o valor final de indutância (L_{123f}) para esse núcleo em (4.40).

$$AL_{L123f} = AL_{L123}F_{rf} = 51,49\text{nH/T}^2 \quad (4.39)$$

$$L_{123f} = N_{vol f}^2 AL_{L123f} = 346,20\mu H \quad (4.40)$$

O próximo passo para o projeto desse indutor é determinar a espessura do condutor a ser utilizado, o qual é definida pela corrente ($I_{rL123} = 41,66A$) e pela densidade de corrente do condutor ($J_{max} = 300A/cm^2$). A partir desses dois valores, calcula-se a área da seção do condutor conforme (4.41).

$$S_{fio} = \frac{I_{rL123}}{J_{max}} = \frac{41,66}{300} = 0,1389\text{cm}^2 \quad (4.41)$$

Para essa área, o condutor mais adequado é o $\#AWG = 6$ de acordo com (MAGNETICS, 2015) pag.23. Cada um dos indutores do conversor *buck* operará em 20kHz e devido à frequência elevada o efeito *skin* ou pelicular estará presente. Conseqüentemente, haverá uma redução na área efetiva condutora do fio baseada na profundidade de penetração. O diâmetro não poderá ser maior que duas vezes a profundidade de penetração. Em (4.42) determina-se o diâmetro máximo do condutor.

$$D_{mc} = 2 \frac{7,5}{\sqrt{f_{sw}}} = 0,10607\text{cm} \quad (4.42)$$

De acordo com a Tabela 4.6 de condutores, para operar na frequência de 20kHz, o condutor com um diâmetro menor que D_{mc} , é o $\#AWG = 18$. Assim, será necessário a utilização de condutores $\#18$ em paralelo para suportarem a corrente determinada. O número de condutores em paralelo é descrito por (4.43).

$$N_{condp} = \frac{S_{fio}}{S_{fio max}} = \frac{0,1392}{0,008231} = 17 \quad (4.43)$$

A partir da área do condutor definida e do número de condutores em paralelo, obtêm-se a área total do condutor, levando-se em conta o isolamento, conforme (4.44).

$$S_{fio total} = N_{condp} S_{fio max} = 17 \cdot 0,009735 = 0,16549\text{cm}^2 \quad (4.44)$$

A última etapa do projeto é a verificação da execução, ao analisar o tamanho da janela com a área total de cobre. Portanto, considera-se um fator de enrolamento ($k_c = 3$), e a partir de (4.45) determina-se o A_{wmin} exigido para o carretel.

$$A_{wmin} = k_c N_{vol f} S_{fio total} = 3 \cdot 82 \cdot 0,16549 = 40,71\text{cm}^2 \quad (4.45)$$

Tabela 4.6 – Tabela de fios esmaltados.

AWG	Diâmetro Cobre (<i>cm</i>)	Área Cobre (<i>cm</i> ²)	Diâmetro com Isolamento (<i>cm</i>)	Área com Isolamento (<i>cm</i> ²)	AMP para 450A/ <i>cm</i>
10	0,259	0,052620	0,273	0,058572	23,679
11	0,231	0,041729	0,244	0,046738	18,778
12	0,205	0,033092	0,218	0,037309	14,892
13	0,183	0,026243	0,195	0,029793	11,809
14	0,163	0,020811	0,174	0,023800	9,365
15	0,145	0,016504	0,156	0,019021	7,427
16	0,129	0,013088	0,139	0,015207	5,890
17	0,115	0,010379	0,124	0,012164	4,671
18	0,102	0,008231	0,111	0,009735	3,704
19	0,091	0,006527	0,100	0,007794	2,937
20	0,081	0,005176	0,089	0,006244	2,329
21	0,072	0,004105	0,080	0,005004	1,847
22	0,064	0,003255	0,071	0,004013	1,465
23	0,057	0,002582	0,064	0,003221	1,162
24	0,051	0,002047	0,057	0,002586	0,921
25	0,045	0,001624	0,051	0,002078	0,731
26	0,040	0,001287	0,046	0,001671	0,579
27	0,036	0,001021	0,041	0,001344	0,459

Como A_{wmin} é muito maior que o valor do carretel apresentado na Tabela 4.5, não será possível utilizar esse núcleo, pois o espaço necessário para a alocação dos fios é pequeno. Assim, opta-se por um núcleo maior, como o modelo 00K160LE026 da Tabela 4.7.

Tabela 4.7 – Valores do núcleo 00K160LE026.

Descrição	Valores
A_e	7,78 cm^2
A_w	33,36 cm^2
Fator de Indutância (AL), p/ 60μ	180 nH/T^2
Fator de Indutância Mín. (AL_{min})	165,60 nH/T^2
Comprimento do Caminho (I_e)	27,3 cm

Assim, o processo de cálculo descrito anteriormente é repetido. Dessa maneira, o número de voltas, as intensidades de campo e os fatores de redução são apresentados na Tabela 4.8.

Tabela 4.8 – Valores calculados para o indutor com núcleo 00K160LE026.

Descrição	Valores p/ 00K160LE026
Número de Voltas (N_{vol})	43
Intensidade de Campo (H_{L123})	$65,63A \cdot T/cm$
Fator de Redução (F_r)	87%
Número de Voltas Final (N_{volf})	50
Nova Intensidade de Campo (H_{L123})	$76,31A \cdot T/cm$
Novo Fator de Redução (F_{rn})	83%

Partido-se do número final de voltas e do fator final de redução, determina-se o fator de indutância final (AL_{L123f}) em (4.46) e o valor final de indutância (L_{123f}) para esse núcleo em (4.47).

$$AL_{L123f} = AL_{L123}F_{rf} = 137,45nH/T^2 \quad (4.46)$$

$$L_{123f} = N_{volf}^2 AL_{L123f} = 343,62\mu H \quad (4.47)$$

O cálculo da espessura do condutor será idêntico ao realizado anteriormente. Dessa maneira, deve-se realizar a verificação da execução, ao analisar o tamanho da janela com a área total de cobre. Considera-se um fator de enrolamento ($k_c = 3$) e a partir de (4.48) determina-se o A_{wmin2} exigido para o carretel.

$$A_{wmin2} = k_c N_{volf} S_{fiototal} = 3 \cdot 50 \cdot 0,1655 = 24,82cm^2 \quad (4.48)$$

Como A_{wmin2} é menor que o valor do carretel apresentado na Tabela 4.7, será possível utilizar esse núcleo magnético. Portanto, o modelo 00K160LE026 será o núcleo utilizado para o enrolamento dos três indutores do conversor *buck interleaved*.

4.4.2 Projeto de Capacitor para o Filtro de Saída

O capacitor de filtro do conversor *buck interleaved* segue a norma IEC 61851-23, que regulamenta uma ondulação de tensão na saída da EVSE inferior a $\pm 5V$. Também pode ser escrito como 2% de ondulação em relação a tensão máxima nominal. Assim, por meio de (4.49) determina-se o valor do capacitor de filtro da saída do conversor (AGGELER et al., 2010),(HEGARTY, 2007).

$$C_o = \frac{I_{rl}}{f_{sw} 8n_p V_{rl}} \quad (4.49)$$

$$C_o = \frac{125 \cdot 0.07}{20000 \cdot 8 \cdot 3 \cdot 10} = 2\mu F \quad (4.50)$$

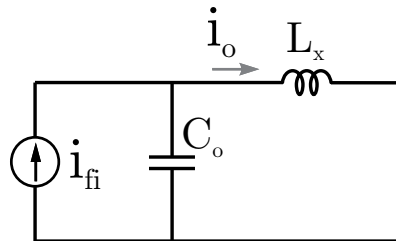
4.4.3 Opção de Redução da Ondulação da Corrente de Saída

O projeto descrito anteriormente é para a ondulação de corrente de 7% na saída. Entretanto, novas normas e tipos de baterias podem exigir ondulações menores de corrente. Caso necessite-se reduzir a corrente ao nível de 1% de ondulação, assim como o volume total, um filtro LCL pode ser adaptado na saída do conversor. Dessa maneira, o indutor do filtro trabalhará com uma frequência igual a $3 \cdot f_{sw}$, nesse caso 60kHz, e devido a existência do capacitor, seu valor de indutância poderá ser ajustado e reduzido.

Entretanto, a corrente que passará pelo indutor será equivalente a soma das correntes de cada um dos indutores das pernas do *buck interleaved*.

A ideia presente nesse filtro é reduzir o volume dos indutores L_{123} , considerando uma ondulação de corrente de 15%. O indutor adicional de filtro L_x ficará responsável por reduzir a ondulação para 1%. Assim, no projeto do filtro LCL, deve-se primeiro determinar a função de transferência (FT) relacionando a corrente de saída i_o pela corrente de entrada do filtro i_{fi} . Isso pode ser realizado por meio de um divisor de corrente. O circuito equivalente é uma fonte de corrente i_{fi} , o capacitor C_o e o indutor adicional L_x , conforme a Figura 4.12.

Figura 4.12 – Circuito equivalente do filtro LCL.



Fonte: Autor.

Ao analisar a Figura 4.12 encontra-se (4.51) a (4.52).

$$\left| \frac{i_o}{i_{fi}} \right| = \frac{\frac{1}{C_o s}}{L_x s + \frac{1}{C_o s}} = \frac{\frac{1}{C_o s}}{\frac{L_x C_o s^2 + 1}{C_o s}} \quad (4.51)$$

$$\left| \frac{i_o}{i_{fi}} \right| = \frac{1}{L_x C_o s^2 + 1} \quad (4.52)$$

Pode-se reescrever a equação para (4.53) e, sabendo-se que $S = j\omega$, tem-se a

equação apresentada em (4.54).

$$\omega_o = 1/\sqrt{L_x C_o} \quad (4.53)$$

$$\left| \frac{i_o}{i_{fi}} \right| = \frac{1}{\frac{\omega^2}{\omega_o^2} + 1} \quad (4.54)$$

Como $\omega \gg \omega_o$, e $\omega = 2\pi 3f_{sw}$, obtêm-se (4.55).

$$\left| \frac{i_o}{i_{fi}} \right| = \frac{1}{\frac{\omega^2}{\omega_o^2}} = \frac{\omega_o^2}{\omega^2} = \frac{\omega_o^2}{(2\pi 3f_{sw})^2} \quad (4.55)$$

As correntes de entrada e saída do filtro podem ser reescritas apenas em função da ondulação da entrada e da saída em relação a corrente de saída i_o , conforme em (4.56).

$$\left| \frac{i_{o0,01}}{i_{o0,15}} \right| = \frac{\omega_o^2}{2\pi 3f_{sw}} \quad (4.56)$$

Isola-se a variável ω_o^2 e determina-se o seu valor conforme em (4.57).

$$\omega_o^2 = \frac{0,01(2\pi 3f_{sw})^2}{0,15} = \frac{0,01(6\pi 20000)^2}{0,15} = 9,47 \cdot 10^9 \text{ rad/s} \quad (4.57)$$

Portanto, ω_o será apresentado em (4.58). A partir desse valor, substitui-se em (4.53) e determina-se o valor do indutor acional L_x em (4.59).

$$\omega_o = \sqrt{9,47 \cdot 10^9} = 97.34 \cdot 10^3 \text{ rad/s} \quad (4.58)$$

$$L_x = \frac{1}{\omega_o^2 C_o} \quad (4.59)$$

Para o valor do capacitor C_o encontrado em (4.50) e o valor de ω_o de (4.58), determina-se o valor do indutor L_x em (4.60).

$$L_x = \frac{1}{\omega_o^2 C_o} = \frac{1}{9,47 \cdot 10^9 \cdot 2 \cdot 10^{-6}} = 52,77 \mu H \quad (4.60)$$

Esse valor de indutor é elevado para uma corrente de 125A e seu volume ficaria consideravelmente grande. O valor do indutor pode ser menor se o valor do capacitor for maior, devido à relação em (4.60).

O capacitor a ser escolhido deve ser um de polipropileno, ou também conhecido como capacitor de filme plástico. Esse é o mais adequado para circuitos com componentes CA de alta frequência, tensões elevadas e circuitos com a presença de componentes de corrente CC elevada.

Portanto, como o capacitor é mais barato que um indutor e devido ao seu volume não variar expressivamente com a variação da capacitância, será adotado o capacitor

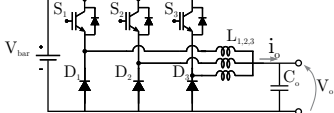
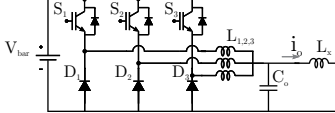
de $200\mu F$ e $800V$ da fabricante BM. Outras fabricantes como EPCOS e AVX também possuem capacitores desse tipo. Com esse valor de capacitância, o indutor reduz de tamanho para (4.61).

$$L_x = \frac{1}{9,47 \cdot 10^9 \cdot 200 \cdot 10^{-6}} = 0,528\mu H \quad (4.61)$$

Seguindo os passos descritos anteriormente, determinou-se os indutores para esse caso. Os indutores das pernas do conversor *buck interleaved* (L_{123}) apresentam um *ripple* de 15% na saída e um valor de $166,32\mu H$. Além deles, adicionou-se o indutor L_x a fim de reduzir a ondulação de corrente de saída para 1%. Seu valor final ficou $1,17\mu H$.

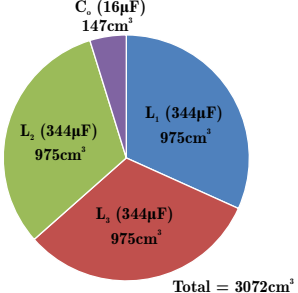
Uma comparação com os valores e volumes dos componentes, considerando os dois cenários apresentados, pode ser vista na Tabela 4.9.

Tabela 4.9 – Tabela comparativa de valores e volumes para os dois casos do conversor *buck interleaved*.

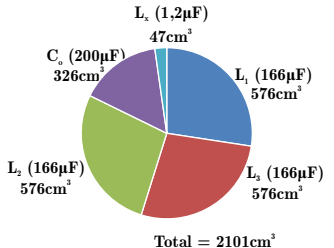



Descrição	Valores para <i>ripple</i> 7%	Valores para <i>ripple</i> 1%
Tensão Máx. Saída (V_{omax})	480V	480V
Corrente RMS Saída (I_o)	125A	125A
Corrente Média nos Indutores nas Pernas (I_{L123})	41,67A	41,67A
Ripple Corrente em $L_1, L_2, L_3(I_{rl})$	8,75A	18,75A
Ripple Corrente (L_x)	-	1,25A
Indutor (L_{123})	343,62 μ H	166,32 μ H
Volume Indutor L_{123}	975,50 cm^3	997,78 cm^3
Modelo Núcleo L_{123}	K160LE026	K130LE026
Indutor (L_x)	-	1,17 μ H
Volume Indutor L_x	-	46,71 cm^3
Modelo Núcleo L_x	-	K4317E90
Capacitor C_o	16 μ F (900V)	200 μ F (800V)
Volume Capacitor C_o	147,02 cm^3	326,62 cm^3

Volumes Totais



Total = 3072 cm^3



Total = 2101 cm^3

4.4.4 Modelagem do Conversor *Buck Interleaved*

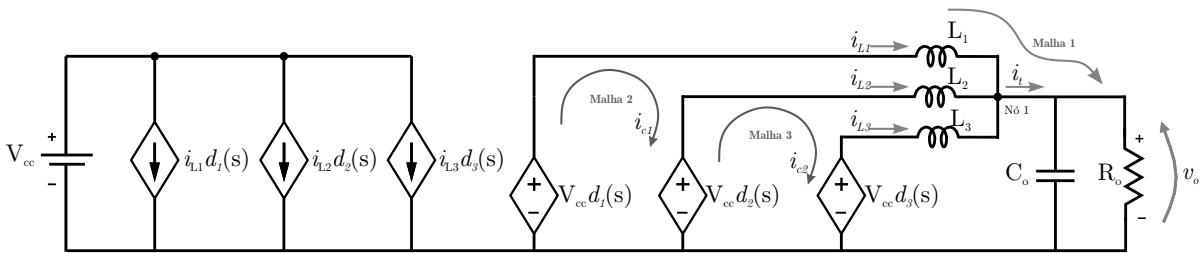
Nessa seção serão apresentados os modelos para o conversor *buck interleaved* pelo método do circuito médio. Também será determinado o modelo do conversor com o indutor adicional do filtro LCL. Além disso, será incluída, após cada dedução, a comprovação do modelo com a simulação no *software* PSIM.

4.4.4.1 Modelo do Buck Interleaved

A modelagem do conversor *buck* intercalado é fundamental para o projeto dos controladores de corrente. O modelo do conversor é baseado no método do circuito médio (*circuit averaging*). O modelo do conversor interleaved pode ser deduzido a partir da metodologia apresentada por Kassakian, Schlecht e Verghese (1991). Essa metodologia é válida para circuitos lineares invariantes no tempo, considerando interruptores ideais. As fontes de tensão e corrente são substituídas pelas seus valores médios, os componentes LTI são mantidos iguais e os interruptores são trocados por fontes controladas dependentes. A Figura 4.13 apresenta o modelo por circuito médio. Para isso, considera-se três hipóteses iniciais:

- a tensão CC da entrada é estável;
- os indutores L_1 , L_2 e L_3 são ideais e lineares;
- o conversor opera em CCM;

Figura 4.13 – Modelo médio por circuito equivalente do conversor *buck interleaved*.



Fonte: Autor.

As análises do nó 1 e da malha 1 encontram-se (4.62) e (4.63).

$$i_t = i_{L1} + i_{L2} + i_{L3} \quad (4.62)$$

$$i_t = \frac{1}{L_1 s} (d_1(s)V_{cc} - v_o) + \frac{1}{L_2 s} (d_2(s)V_{cc} - v_o) + \frac{1}{L_3 s} (d_3(s)V_{cc} - v_o) \quad (4.63)$$

Realizando a multiplicação entre os termos e colocando em evidência os idênticos, encontra-se (4.64). Como os indutores L_1, L_2 e L_3 são iguais, substitui-se por L_{123} .

$$i_t = \frac{V_{cc}}{L_{123} s} [d_1(s) + d_2(s) + d_3(s)] - \frac{3v_o}{L_{123} s} \quad (4.64)$$

Organizando (4.64), tem-se (4.65).

$$sL_{123}i_t = V_{cc} [d_1(s) + d_2(s) + d_3(s)] - 3v_o \quad (4.65)$$

A razão cíclica $d_t = d_1(s) = d_2(s) = d_3(s)$, assim d_t é (4.66).

$$d_t = \frac{d_1(s) + d_2(s) + d_3(s)}{3} \quad (4.66)$$

A tensão no capacitor (v_o) pode ser reescrita em função da corrente de saída (i_t) e da resistência da carga proposta para a maior potência de saída do circuito. Em (4.67) tem-se a corrente e a impedância equivalente entre o capacitor e a carga.

$$v_o = i_t \frac{R_o}{R_o C_o s + 1} \quad (4.67)$$

Substituindo-se (4.67) e (4.66) em (4.64), tem-se (4.68).

$$i_t = \frac{3V_{cc}}{L_{123}s} d_t - \frac{3i_t \frac{R_o}{R_o C_o s + 1}}{L_{123}s} \quad (4.68)$$

Isolando i_t/d_t , encontra-se (4.69).

$$G_{itd}(s) = \frac{i_t}{d_t} = \frac{3V_{cc}R_o C_o s + 3V_{cc}}{L_{123}R_o C_o s^2 + L_{123}s + 3R_o} \quad (4.69)$$

Portanto, a planta do conversor, relacionando a corrente total de saída pela razão cíclica de cada uma das chaves, é expressa em (4.69).

Esse modelo permite o controle da corrente total na saída dos indutores. Entretanto, pode ocorrer um desbalanceamento das correntes nos indutores, isto é, a presença de uma corrente circulante entre as pernas do conversor, caso não exista um controle individual sobre elas. Dessa maneira, deve-se relacionar a corrente total da saída com a corrente presente em cada um dos indutores.

Ao analisar o circuito da Figura 4.13 determina-se pela Lei das Tensões a equação (4.70), para a malha 2, e a equação (4.71), para malha 3.

$$-d_1(s)V_{cc} + sL_{123}i_{L1} - sL_{123}i_{L2} + d_2(s)V_{cc} = 0 \quad (4.70)$$

$$-d_2(s)V_{cc} + sL_{123}i_{L2} - sL_{123}i_{L3} + d_3(s)V_{cc} = 0 \quad (4.71)$$

Sabendo-se que a corrente circulante na malha 2 (i_{c1}) é definida por (4.72), e a corrente na malha 3 (i_{c2}) é definida por (4.73).

$$i_{c1} = i_{L1} - i_{L2} \quad (4.72)$$

$$i_{c2} = i_{L2} - i_{L3} \quad (4.73)$$

Derivando (4.72) e (4.73), tem-se (4.74) e (4.75).

$$sL_{123}i_{c1} = sL_{123}i_{L1} - sL_{123}i_{L2} \quad (4.74)$$

$$sL_{123}i_{c2} = sL_{123}i_{L2} - sL_{123}i_{L3} \quad (4.75)$$

Substituindo (4.74) em (4.70) e (4.75) em (4.71), tem-se (4.76) e (4.77).

$$sL_{123}i_{c1} = V_{cc}(d_2(s) - d_1(s)) \quad (4.76)$$

$$sL_{123}i_{c2} = V_{cc}(d_2(s) - d_3(s)) \quad (4.77)$$

Organizando (4.65), (4.76) e (4.77) em formato de matriz, obtem-se (4.78).

$$\begin{bmatrix} \frac{L_{123}}{3} & 0 & 0 \\ 0 & L_{123} & 0 \\ 0 & 0 & L_{123} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{di_t}{dt} \\ \frac{di_{c1}}{dt} \\ \frac{di_{c2}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_1(s) \\ d_2(s) \\ d_3(s) \end{bmatrix} \cdot V_{cc} + \begin{bmatrix} -v_o \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.78)$$

O compensador de corrente é projetado para controlar a corrente pela malha principal i_t . Outros dois compensadores de corrente independentes são projetados para eliminar as correntes circulantes i_{c1} e i_{c2} a partir de (4.78). Com isso, três malhas independentes existirão para o controle da corrente de saída, as quais serão apresentadas no próximo subcapítulo.

A comprovação dos modelos deduzidos é apresentada, substitui-se os valores da Tabela 4.10 na função de transferência do modelo (4.69) conforme (4.79).

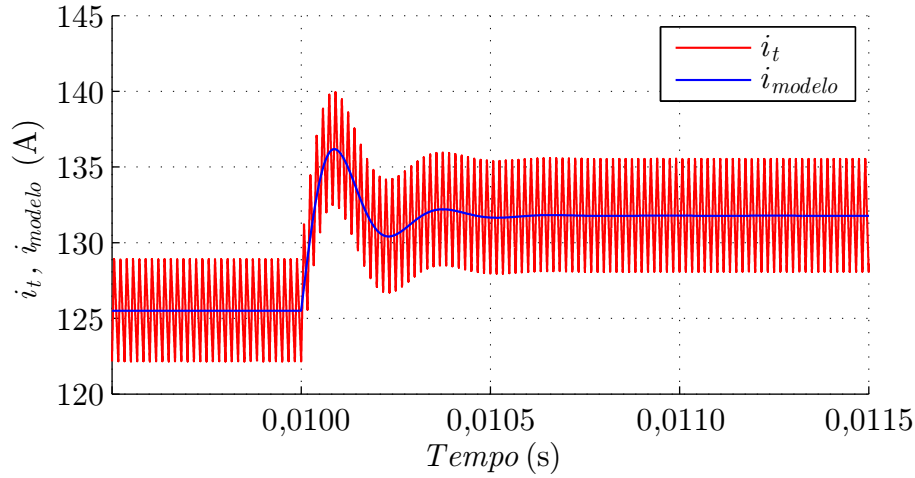
Tabela 4.10 – Valores utilizados na comprovação do modelo do conversor *buck interleaved*.

Componentes	Valores
V_{cc}	618V
C_o	16 μ
L_{123}	343,62 μ
R_o	3,84 Ω

$$G_{itd}(s) = \frac{i_t}{d_t} = \frac{113,91 \cdot 10^{-3}s + 1854}{21,112 \cdot 10^{-9}s^2 + 343,62s \cdot 10^{-6} + 11,52} \quad (4.79)$$

Para a verificação do modelo, aplica-se um degrau na razão cíclica de 5% do seu valor original. A Figura 4.14 comprova o modelo.

Figura 4.14 – Validação do modelo do conversor *buck interleaved* para uma variação da razão cíclica de 5%.



Fonte: Autor.

4.4.4.2 Modelo do Buck Interleaved com Filtro LCL

A função de transferência para o caso do *buck interleaved* com um indutor adicional do filtro LCL, pode ser deduzida conforme o procedimento apresentado na seção anterior. A mudança ocorre na equação da impedância de carga equivalente (4.80).

$$v_o = i_t \frac{L_x s + R_o}{C_o L_x s^2 + C_o R_o s + 1} \quad (4.80)$$

A (4.80) e (4.66) são substituídas em (4.64), o qual resulta em (4.81).

$$i_t = \frac{3V_{cc}}{L_{123}s} d_c - \frac{3i_t \frac{L_x s + R_o}{C_o L_x s^2 + C_o R_o s + 1}}{L_{123}s} \quad (4.81)$$

Organizando a equação e isolando os termos i_t/d_t , encontra-se (4.82).

$$G_{itd2}(s) = \frac{i_t}{d_t} = \frac{C_o L_x 3V_{cc} s^2 + C_o 3V_{cc} s + 3V_{cc}}{L_{123} C_o L_x s^3 + L_{123} C_o R_o s^2 + (L_{123} + 3L_x) s + 3R_o} \quad (4.82)$$

Portanto, determina-se a planta do conversor relacionando a corrente total de saída pela razão cíclica de cada um dos interruptores, e que poderá ser utilizada para futuros projetos com um conversor *buck interleaved* com filtro LCL.

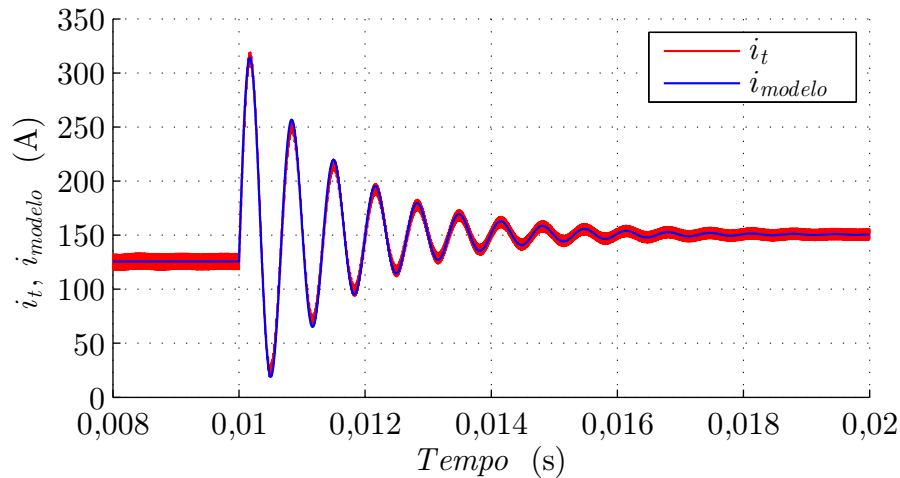
Substituindo-se os valores da Tabela 4.11 em (4.82), determina-se a função de transferência do modelo conforme (4.83).

Tabela 4.11 – Valores utilizados na comprovação do modelo do conversor *buck interleaved* com filtro LCL.

Componentes	Valores
V_{cc}	618V
C_o	200 μ
L_{123}	166.32 μ
L_x	1.17 μ
R_o	3,84 Ω

$$G_{itd2}(s) = \frac{i_t}{d_t} = \frac{433,84 \cdot 10^{-9}s^2 + 1,42s + 1854}{38,912 \cdot 10^{-15}s^3 + 127,74 \cdot 10^{-9}s^2 + 169,83 \cdot 10^{-6}s + 11,52} \quad (4.83)$$

Para a verificação do modelo aplica-se um degrau na razão cíclica em 5% do seu valor original. A Figura (4.15) apresenta a comprovação do modelo deduzido.

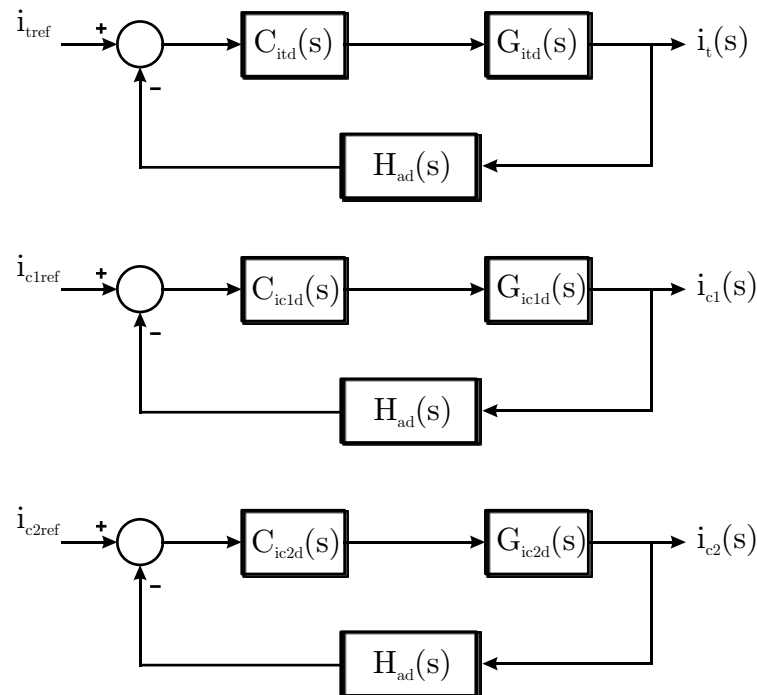
Figura 4.15 – Verificação do modelo *buck interleaved* com filtro LCL para uma variação na razão cíclica de 5%.

Fonte: Autor.

4.4.5 Controle Digital do Conversor *Buck Interleaved*

O controle do conversor é fundamental para seu correto funcionamento e para atender os requisitos do projeto. Dessa forma, a estrutura do compensador escolhida para o controle da corrente total de saída é apresentada na Figura 4.16. A variação da corrente total aplicada à carga é efetuada através de uma malha de controle de corrente. As correntes nos indutores são medidas a partir das malhas 2 e 3, eliminando a corrente circulante e mantendo a igualdade da intensidade das correntes nos indutores.

Figura 4.16 – Diagrama geral da configuração do controle de corrente.



Fonte: Autor.

Os blocos e variáveis do diagrama da Figura 4.16 são descritos a seguir:

- i_{tref} - Corrente de referência total da saída dos indutores;
- i_{c1ref} - Corrente de referência circulante na malha 1;
- i_{c2ref} - Corrente de referência circulante na malha 2;
- C_{itd} - Função de transferência do compensador da malha de corrente total;
- C_{ic1d} - FT do compensador da malha de corrente circulante 1;
- C_{ic2d} - FT do compensador da malha de corrente circulante 2;
- G_{itd} - FT da corrente total de saída dos indutores pela razão cíclica (variável de controle 1);
- G_{ic1d} - FT da corrente circulante na malha 1 pela razão cíclica (variável de controle 2);
- G_{ic2d} - FT da corrente circulante na malha 2 pela razão cíclica (variável de controle 3);
- i_t - Corrente total na saída dos indutores;
- i_{c1} - Corrente circulante na malha 1;

- i_{c2} - Corrente circulante na malha 2;
- H_{ad} - FT do conjunto de sensores de corrente que reúnem os ganhos de medição, condicionamento do sinal e conversão A/D;

A estrutura de controle do conversor *buck interleaved* apresentada na Figura 4.16 busca controlar a corrente total de saída (i_t) e eliminar a corrente circulante internamente i_{c1} e i_{c2} .

O valor medido da corrente circulante na malha 1 (i_{c1}) e da malha 2 (i_{c2}) são provenientes da relação (4.84).

$$\begin{aligned} i_{c1} &= i_{L1} - i_{L2} \\ i_{c2} &= i_{L2} - i_{L3} \end{aligned} \quad (4.84)$$

Os sinais de acionamento que irão para os interruptores estão defasados de 120° entre eles. Após o compensador em cada malha de controle, é gerada uma razão cíclica que servirá para o acionamento das chaves. Entretanto, elas devem ser desacopladas de acordo com (4.85) para que os valores das razões cíclicas, ao serem levemente diferentes, possam manter balanceada a corrente nos indutores.

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \\ 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} d_t \\ d_{c1} \\ d_{c2} \end{bmatrix} \quad (4.85)$$

A malha de realimentação é realizada através de um sensor de corrente de ganho (K_{hall}), passando por um filtro passa baixa H_{pb} , *anti-aliasing*. O sinal medido é digitalizado pelo conversor analógico-digital (ADC), que possui ganho K_{ad} .

O sinal digital medido é comparado com o sinal de referência i_{tref} (primeira malha) interno ao microprocessador. O sinal de erro resultante passa pelo compensador discreto C_{itd} , sendo limitado por um saturador. As correntes circulantes i_{c1} e i_{c2} também são amostradas e comparadas com suas referências, a qual deve ser igual a zero. O erro resultante segue para o compensador discreto C_{ic1d} e C_{ic2d} , respectivamente.

Após os compensadores, o desacoplamento da razão cíclica de cada uma das chaves é realizada pela equação (4.85). Assim, os interruptores devem manter a corrente de saída total dos indutores conforme a referência, rejeitando os distúrbios d_i , d_o e d_m .

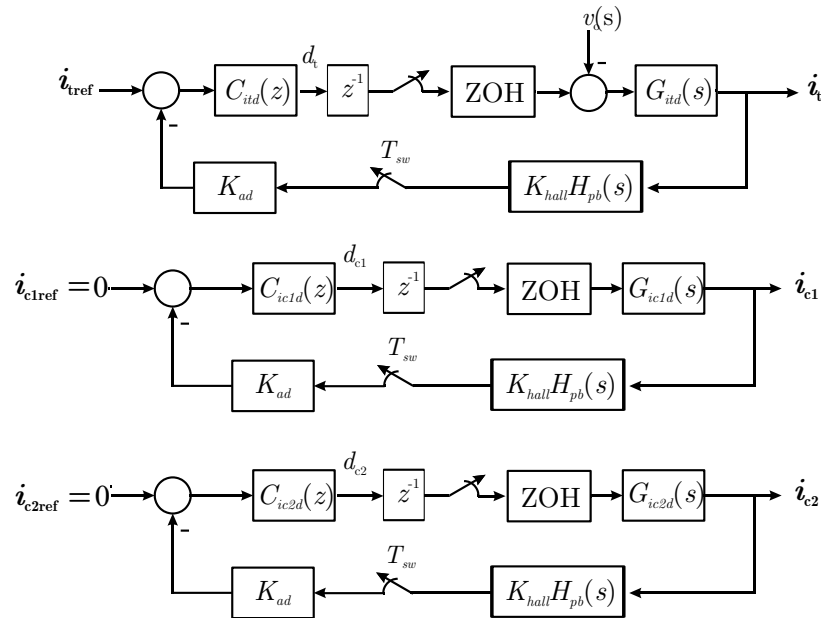
O modulador PWM pode ser aproximado por um retentor de ordem zero (do inglês *zero-order hold* - ZOH), isso é possível pois a frequência de chaveamento é muito maior que a frequência do sinal de referência. O modelo do ZOH, é representado por H_{zoh} , na qual T_{sw} é o período de chaveamento, conforme (4.86).

$$H_{zoh}(s) = \frac{1 - e^{-sT_{sw}}}{s} \quad (4.86)$$

As malhas de controle, com referências i_{c1ref} e i_{c2ref} , apresentarão o mesmo sistema

de instrumentação demonstrado anteriormente. Assim, o ganho do conversor ADC, o filtro *anti-aliasing*, o ganho do PWM (K_{pwm}) e o (H_{zoh}) serão iguais.

Figura 4.17 – Diagrama da configuração do controle digital de corrente.



Fonte: Autor.

O microcontrolador utilizado é o TMS320F28335 com os parâmetros descritos na Tabela 4.12 fornecidos pelo fabricante Texas Instruments (2017).

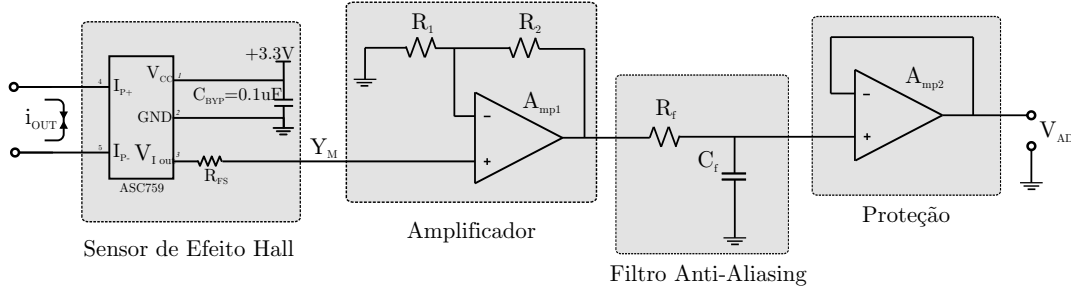
Tabela 4.12 – Parâmetros do dispositivo de processamento do controle discreto.

Parâmetro	Valor
Tensão do A/D (V_{ad})	3V
Número de bits do A/D	12bits
Número de bits do D/A	12bits
Frequência de clock do processador (f_{clk})	150MHz
Frequência de amostragem (f_a)	20kHz
Frequência de chaveamento (f_{sw})	20kHz
Portadora triangular	PWM centrado

4.4.5.1 Sistema de Instrumentação

O circuito de instrumentação utilizado no conversor é apresentado na Figura 4.18, composto por: um sensor de corrente de efeito hall, circuito amplificador, filtro *anti-aliasing* e circuito de proteção.

Figura 4.18 – Circuito de instrumentação para medição das correntes em cada indutor.



Fonte: Autor.

O sensor de efeito hall ACS759X200B pode ser utilizado, o qual possibilita a medição de correntes elevadas de até 200A. A sua largura de banda é de 10kHz com isolação de até 4800V. O seu ganho (K_{hall}) é de 8.8mV/A, considerando a corrente (125A +25%) tem-se como máximo valor de corrente 150A, ou 1,32V na saída do sensor.

Para a utilização de toda a faixa de tensão do conversor A/D (0-3V), projetou-se um circuito amplificador com ganho $K_m = 2,27$, conforme (4.87) a (4.89), adotando $R_2 = 100k\Omega$. Dessa forma, os 150A máximos lidos no sensor serão iguais aos 3V na entrada do conversor AD.

$$V_{ad} = \left(1 + \frac{R_2}{R_1}\right) (Y_{\max} - Y_{\min}) \quad (4.87)$$

$$3V = \left(1 + \frac{100k\Omega}{R_1}\right) (1,32 - 0) \quad (4.88)$$

$$R_1 = \left(\frac{100k\Omega}{\frac{3V}{1,32V} - 1}\right) = 79k\Omega \quad (4.89)$$

O passo seguinte é o projeto do filtro *anti-aliasing*, destinado a filtrar as componentes harmônicas de replicação espectral geradas no processo de amostragem. A frequência de corte do filtro (f_{ali}) deve ser 80% da frequência de Nyquist (4.90) e (4.91). Na qual, a frequência de amostragem f_a é igual 20kHz.

$$f_{ali} = 0,8 \frac{f_a}{2} = 0,4 \cdot 20 \cdot 10^3 = 8kHz \quad (4.90)$$

$$f_{ali} = \frac{1}{2\pi R_f C_f} \quad (4.91)$$

O valor do resistor R_f pode ser calculado por (4.92), considerando o capacitor $C_f = 10pF$.

$$R_f = \frac{1}{2\pi f_{ali} C_f} = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot 8kHz \cdot 10pF} = 2M\Omega \quad (4.92)$$

Outro ponto importante é o ganho do conversor A/D de 12bits do microcontrolador. A excursão de valores é entre 0 e 3V, a sua resolução (R_{vad}) será o valor de contagem responsável por um pequeno valor de tensão conforme (4.93).

$$R_{vad} = \frac{3V}{2^{bits} - 1} = \frac{3}{2^{12} - 1} = 0,7326 \frac{mV}{LSB} \quad (4.93)$$

Portanto, o valor máximo de quantização (4095) ocorre quando tem-se 150A na entrada do sensor de corrente, resultando em uma resolução (R_{ad}) descrita por (4.94).

$$R_{ad} = \frac{150A}{2^{12} - 1} = 36,63 \frac{mA}{LSB} \quad (4.94)$$

O ganho do conversor A/D, (K_{ad}) será conforme (4.95)

$$K_{ad} = \frac{2^{bits}}{V_{ad}} = \frac{2^{12}}{3} = 1365,33 \quad (4.95)$$

A Tabela 4.13 apresenta um resumo com os valores calculados para a instrumentação da aquisição dos sinais das correntes totais e de cada um dos indutores do conversor *buck interleaved*.

Tabela 4.13 – Valores dos componentes de instrumentação do circuito de controle.

Componente	Valor
K_{hall}	8,8mv/A
R_1	79k Ω
R_2	100k Ω
f_a	20kHz
f_{ali}	8kHz
R_f	2M Ω
C_f	10pF
K_{ad}	1365,33

4.4.5.2 Ganho e Equação do Circuito A/D

Ao analisar o circuito amplificador com o capacitor e resistor (C_f e R_f) obtém-se a dinâmica do filtro passa-baixas (H_{pb}) descrita por (4.96). Nessa equação deduzida, está presente o valor do ganho K_m

$$H_{pb} = \frac{1 + \frac{R_2}{R_1}}{C_f R_f s + 1} = \frac{2,273}{10 \cdot 10^{-12} \cdot 2 \cdot 10^6 s + 1} = \frac{2,273}{19,895 \cdot 10^{-6} s + 1} \quad (4.96)$$

A dinâmica do comportamento em frequência do circuito de instrumentação, en-

globando os ganhos calculados e da dinâmica do filtro passa baixas é (4.97)

$$H_{ad}(s) = K_{hall} \cdot K_{ad} \cdot H_{pb}(s) = 8,8 \cdot 10^{-3} \cdot 1365,33 \cdot \frac{2,273}{19,895 \cdot 10^{-6}s+1} \quad (4.97)$$

Assim, a FT do circuito de instrumentação é dada por (4.98).

$$H_{ad}(s) = \frac{27,31}{19,89 \cdot 10^{-6}s+1} \quad (4.98)$$

4.4.5.3 Ganho do Conversor D/A

Outro ponto importante do projeto é a determinação do conversor digital para analógico, que é necessário na saída do compensador. Assim, ele é baseado em um modulador por largura de pulso PWM, na qual opta-se por uma portadora triangular centrada para maximizar a resolução da conversão D/A. Dessa maneira, o valor máximo da contagem do PWM (C_p) é apresentado por (4.99), em que f_{clk} é o valor do *clock* do processador.

$$C_p = \text{floor} \left(\frac{f_{clk}}{f_{sw}} - 1 \right) = \text{floor} \left(\frac{150MHz}{20kHz} - 1 \right) = 7499 \quad (4.99)$$

A resolução efetiva (b_e) é vista em (4.100).

$$b_e = \text{floor} \left[\frac{\log_{10}(C_p)}{\log_{10}2} \right] = 12 \quad (4.100)$$

Assim, define-se o ganho do conversor D/A (K_{da}) em (4.101).

$$K_{da} = \frac{1}{C_p} = \frac{1}{7499} = 133.351 \cdot 10^{-6} \quad (4.101)$$

4.4.5.4 Descrição dos Distúrbios

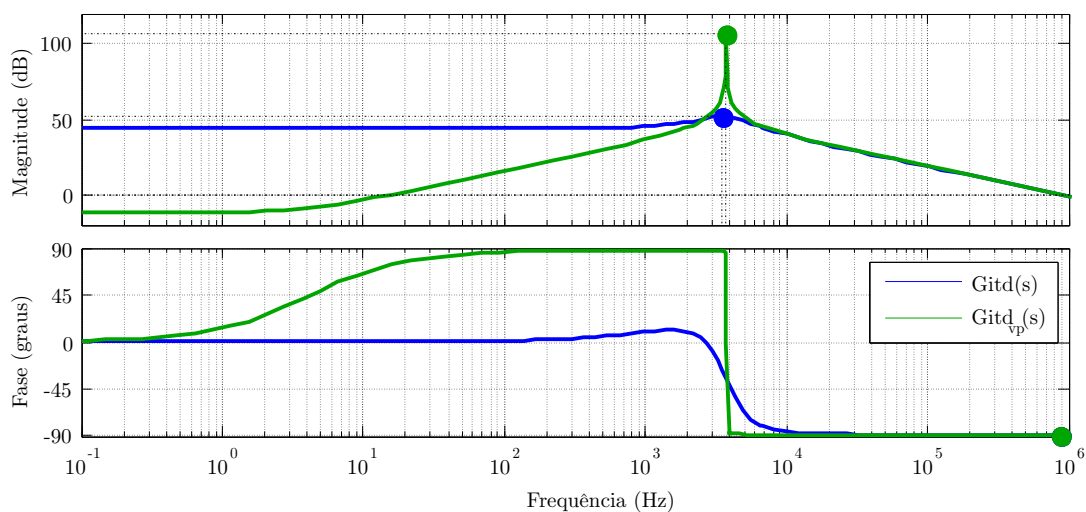
Os distúrbios de entrada, saída e medição são dados por d_i , d_o e d_m , respectivamente. A descrição deles é apresentada na Tabela 4.14 e sua compreensão é fundamental para o correto projeto dos compensadores.

Tabela 4.14 – Relação dos distúrbios a serem suprimidos na entrada, na saída, na medida e nas variações paramétricas.

Tipo de distúrbio	Origem do distúrbio	Frequência	Rejeição de Distúrbio
Distúrbio de entrada (d_i)	Oscilação na tensão de entrada do conversor	720Hz e harmônicas próximas	Ganho elevado nas frequências de rejeição
Distúrbio de saída (d_o)	Alteração da carga	Constante	Ganho elevado na frequência nula
Distúrbio de medida (d_m)	Ruído causado pelo chaveamento	20kHz e múltiplas	Ganho pequeno
Variações paramétricas	Varição dos indutores e do capacitor	Constante	Ganho elevado na faixa de variação de parâmetros

O diagrama de Bode, na Figura 4.19, considera os parâmetros nominais do conversor para a FT de G_{itd} (4.79) e com a variação da carga para $R_o = 2400\Omega$ no pior dos casos ($i_{out} = 5A$) conforme (4.102). Variou-se os parâmetros dos indutores, do capacitor e da tensão de entrada para $\pm 10\%$, e as margens de fase permaneceram iguais para ambos os casos.

$$G_{itd_{vp}}(s) = \frac{i_t}{d_t} = \frac{71,19s + 1854}{13,20 \cdot 10^{-6}s^2 + 343,62 \cdot 10^{-6}s + 7200} \quad (4.102)$$

Figura 4.19 – Diagrama de Bode para $G_{itd}(s)$ com valores nominais e para $G_{itd_{vp}}(s)$ com variação da carga.

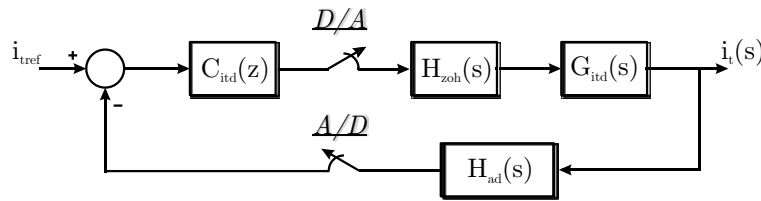
Fonte: Autor.

4.4.5.5 Projeto do Compensador

O projeto do controlador foi realizado por meio do método da aproximação da resposta em frequência, a qual permite aplicar metodologias de projeto baseadas no diagrama de Bode em sistemas discretos.

Para a determinação do projeto é necessário obter a função de transferência do sistema no plano contínuo w (OGATA, 1995) (FRANKLIN; POWELL; WORKMAN, 1998). Primeiramente, desconsiderou-se os ganhos do sensor de corrente e dos conversores A/D e D/A, mantendo-se a FT do filtro passa-baixa. Essa abordagem é válida visto que tais ganhos podem ser facilmente incluídos no *software* que implementa o sistema de controle. O diagrama de blocos utilizado para o projeto do controlador é ilustrado na Figura 4.20.

Figura 4.20 – Estrutura de controle simplificada.



Fonte: Autor.

Além disso, o comportamento do conversor D/A foi aproximado por um retentor de ordem zero, representado no diagrama por $H_{zoh}(s)$. Apesar de não ser totalmente precisa essa aproximação, simplifica o equacionamento do sistema.

A dinâmica do filtro é incluída na dinâmica da planta, multiplicando-se a função de transferência $G_{itd}(s)$ (4.79) pela equação de $H_{ads}(s)$ (4.103), resultando em (4.104)

$$H_{ads}(s) = \frac{1}{19,89 \cdot 10^{-6}s + 1} \quad (4.103)$$

$$G_{itd}(s)H_{ads}(s) = \frac{5726s + 93,19 \cdot 10^6}{21,11 \cdot 10^{-9}s^3 + 1,405 \cdot 10^{-3}s^2 + 28,79s + 579,10 \cdot 10^3} \quad (4.104)$$

A discretização de (4.104) é realizada pelo método ZOH, o qual já inclui a sua dinâmica, utilizando um tempo de amostragem $T_a = 50\mu s$, conforme (4.105).

$$G_{itd}H_{ads}(z) = \frac{150,80z^2 + 3,58z + 31,21}{z^3 - 0,6911z^2 + 0,4926z - 0,0359} \quad (4.105)$$

Nessa equação (4.105) deve ser incluído o atraso unitário de implementação (z^{-1}). Este é necessário para a obtenção de um controlador capaz de calcular no passo atual a

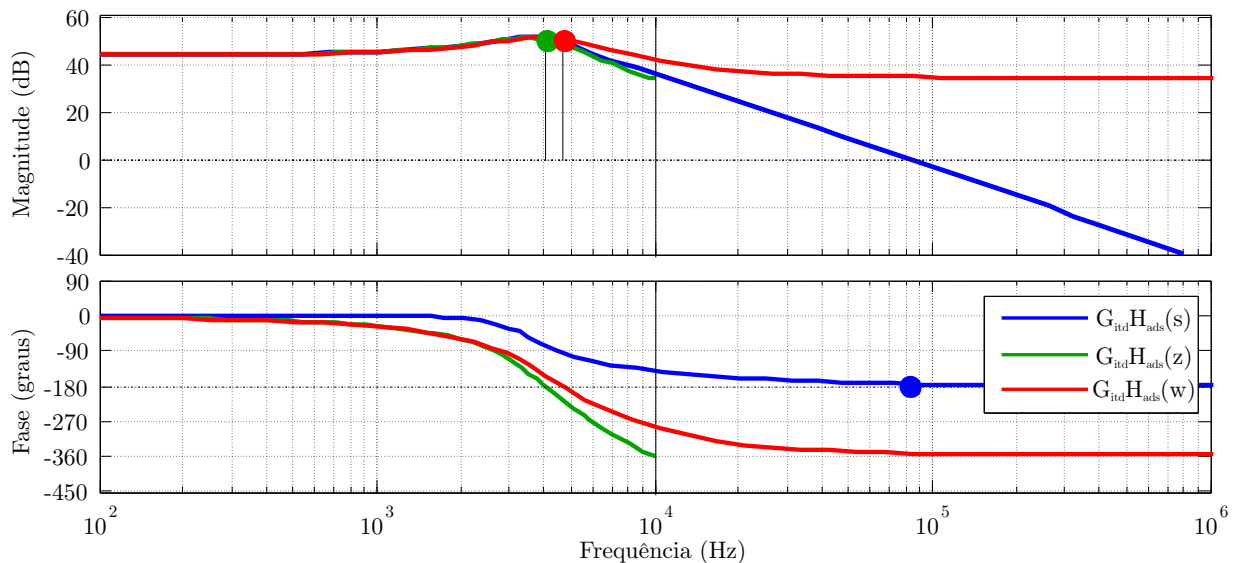
ação de controle, e implementá-la no passo seguinte. O atraso é incluído na FT de malha aberta para o projeto do controlador e, após determinado do compensador o atraso é transferido para a sua FT.

A partir da FT no plano discreto (z), utiliza-se a transformada inversa de Tustin para escrevê-la no plano "contínuo"(w), conforme em (4.106). Essa equação servirá como base para a determinação do compensador através da ferramenta SISOTOOL do *software* MATLAB.

$$G_{itd}H_{ads}(w) = \frac{52,29w^4 + 2,38 \cdot 10^6 w^3 - 352,50 \cdot 10^9 w^2 + 3,39 \cdot 10^{15} w + 142,10 \cdot 10^{18}}{w^4 + 95,70 \cdot 10^3 w^3 + 3,62 \cdot 10^9 w^2 + 77,55 \cdot 10^{12} w + 883,00 \cdot 10^{15}} \quad (4.106)$$

No diagrama de Bode do sistema em malha aberta da Figura 4.21, pode-se comparar as respostas das FT do sistema no plano s , z com o atraso unitário e no plano w .

Figura 4.21 – Diagrama de Bode comparando a resposta em malha aberta para o sistema nos planos s , z e w .



Fonte: Autor.

O compensador deverá atuar para o rastreamento da referência contínua, para a garantia do erro nulo em regime permanente e para entradas tipo degrau. Assim, um integrador deve ser adicionado ao compensador, proporcionando um ganho infinito na frequência zero (integrador).

Portanto, o compensador será um proporcional-integral (PI). Dessa maneira, o projeto deve possuir margem de fase de 50° na frequência de cruzamento f_c , que nesse caso é definida por 1500Hz de forma a adicionar um ganho alto nas baixas frequências

para eliminar os ruídos de entrada nesses casos. Como o projeto é realizado no plano w , é preciso corrigir a frequência de cruzamento a ser utilizada no projeto conforme (4.107).

$$\omega_{cw} = \frac{2}{T_s} \tan\left(\frac{\omega_c T_s}{2}\right) = \frac{2}{1/20000} \tan\left(\frac{2\pi 1500 \cdot (1/20000)}{2}\right) = 9603,15 \text{ rad/s} \quad (4.107)$$

$$f_{cw} = \frac{\omega_{cw}}{2\pi} = 1528,39 \quad (4.108)$$

O compensador PI possui um polo na origem, o qual garante erro nulo para entradas do tipo degrau e um zero localizado aproximadamente uma década abaixo da frequência de cruzamento do ganho, descrito na equação (4.110). A estrutura do compensador é mostrada em (4.109).

$$C_{PI}(w) = K_{PI} \frac{w + \omega_{PI}}{w} \quad (4.109)$$

$$\omega_{PI} = 2\pi \frac{f_{cw}}{10} = 960,32 \text{ rad/s} \quad (4.110)$$

A partir disso, o compensador foi determinado no plano w , com seu ganho K_{PI} ajustado no SISOTOOL. Partindo-se disso, obteve-se através da transformada de Tustin, com o período de amostragem de $T_a = 1/20 \text{ kHz}$, o compensador presente em (4.111), incluindo o atraso de implementação (z^{-1}).

$$C_{itd}(z) = \frac{556,06 \cdot 10^{-6} z^2 + 14,87 \cdot 10^{-6} z - 541,19 \cdot 10^{-6}}{z^3 - 1,98 z^2 + 981,05 \cdot 10^{-3} z} \quad (4.111)$$

A partir da equação (4.111) deve-se obter a equação de diferenças discretas para a implementação do compensador. Deixando-se a equação de diferença discreta no passo de atualização atual, a equação que descreve o comportamento do compensador projetado é mostrada em (4.112). No microprocessador, a implementação da variável de controle $u_t[k]$ será com o atraso de uma amostra.

$$u_t[k] = 1,98 \cdot 10^{-3} \cdot u_t[k-1] - 981,05 \cdot u_t[k-2] + \quad (4.112) \\ + 556,06 \cdot 10^{-6} \cdot e_t[k] + 14,87 \cdot 10^{-6} \cdot e_t[k-1] - 541,19 \cdot 10^{-6} \cdot e_t[k-2]$$

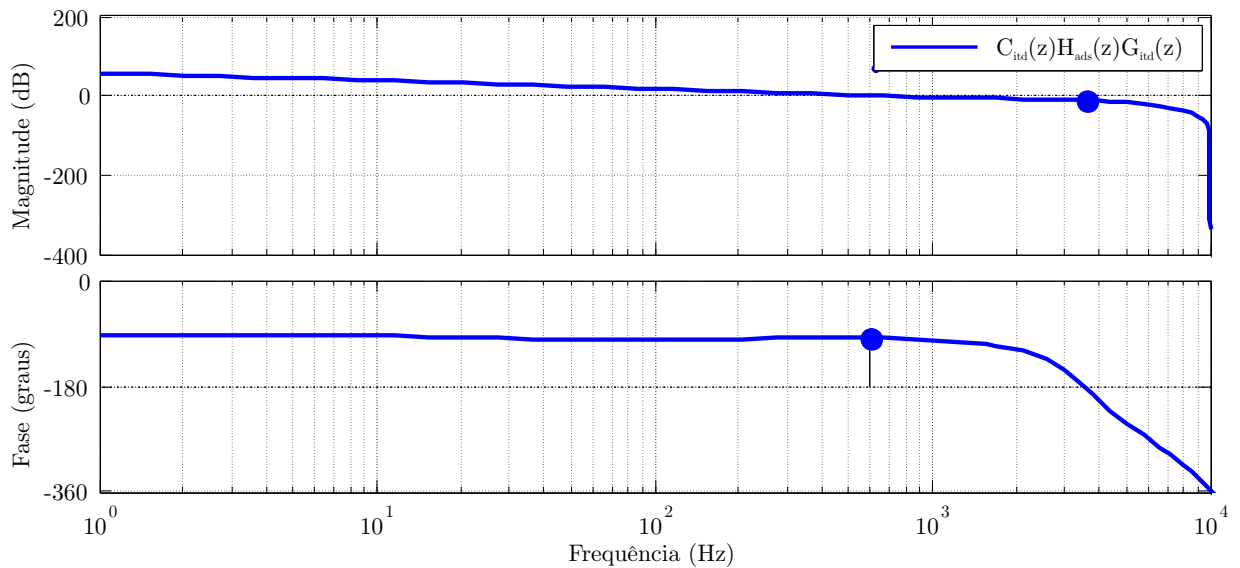
A análise da função de transferência do sistema em malha aberta ($C_{itd}(z)H_{ads}(z)G_{itd}(z)$) apresenta uma margem de fase de $73,6^\circ$, uma margem de ganho de $8,32 \text{ dB}$ e uma frequência de corte em 595 Hz , conforme a Figura 4.22.

Não é possível atingir um elevado ganho nas frequências de entrada apenas com o compensador PI. Para eliminar os distúrbios em 720 Hz e em 1440 Hz , poderia-se utilizar um compensador ressonante nas frequências. Entretanto, optou-se por um *feed-forward*,

conforme (4.113), que adiciona na razão cíclica as variações da entrada, eliminando assim os distúrbios provenientes do estágio retificador do sistema. Na equação (4.113), $u_{t(k-1)}$ é a variável de controle de saída do compensador da corrente total, v_g o valor amostrado da tensão de entrada do conversor e V_{cc} a parte CC da tensão de entrada.

$$u_{t(k-1)} = u_{t(k-1)} \frac{1}{v_g/V_{cc}} \quad (4.113)$$

Figura 4.22 – Diagrama de Bode com a resposta em malha aberta para o sistema em z .



Fonte: Autor.

4.4.5.6 Projeto dos Compensadores das Malhas de Controle Circulante 1 e 2

Projetado o compensador principal, o próximo passo é a definição dos compensadores responsáveis pela eliminação das correntes circulantes entre as pernas. Assim, as funções de transferência das malhas circulantes ($G_{ic1d}(s) = G_{ic2d}(s)$) apresentadas em (4.114) e provenientes das equações (4.78) servirão como base para o projeto dos compensadores. Os compensadores e as FTs serão idênticas.

$$G_{ic1d}(s) = \frac{i_{c1}}{d_{c1}} = \frac{V_{cc}/L_{123}}{s} \quad (4.114)$$

A instrumentação para medida de corrente em cada uma das pernas será a mesma apresentada anteriormente. Assim, a dinâmica do filtro *anti-aliasing* é adicionada ao projeto do compensador. Em (4.115) está a FT da malha circulante com os valores, e em

(4.116) a FT discretizada em $T_a = 50\mu s$.

$$G_{ic1d}(s) = \frac{1,78 \cdot 10^6}{s} \quad (4.115)$$

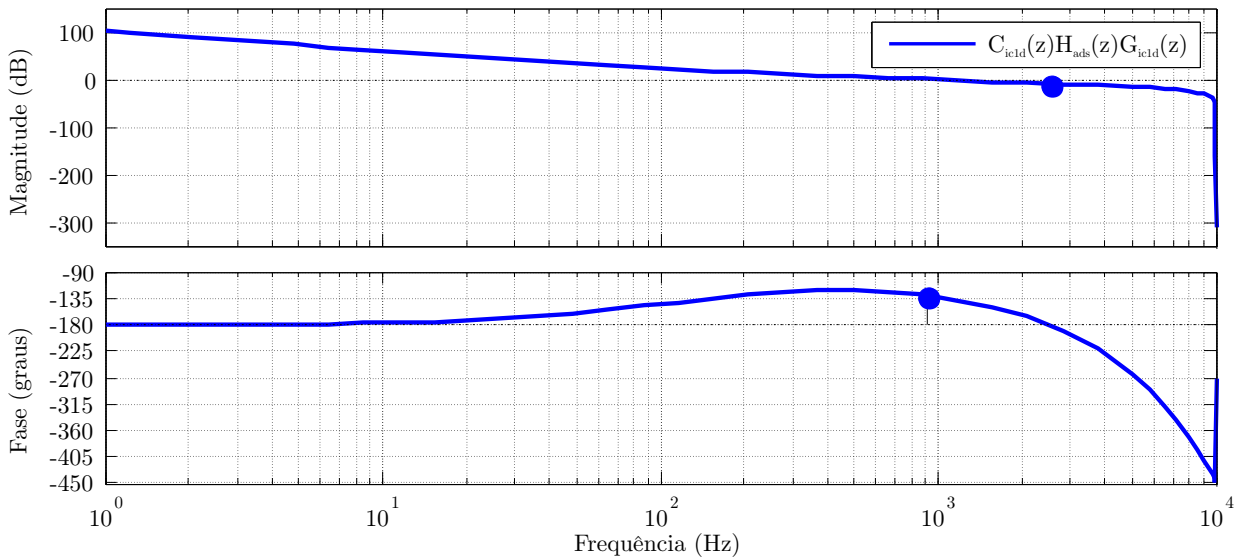
$$G_{ic1d}H_{ads}(z) = \frac{56,3z + 25,27}{z^3 - 1,081z^2 + 0,081z} \quad (4.116)$$

O compensador, incluindo o atraso de implementação (z^{-1}) é apresentado em (4.117). A análise do Bode da função de transferência da Figura 4.23, em malha aberta, mostra uma margem de fase de $51,80^\circ$, uma margem de ganho de $9,74dB$ e uma frequência de corte em $913Hz$.

$$C_{ic1d}(z) = \frac{3,27 \cdot 10^{-3}z - 3,15 \cdot 10^{-3}}{z^2 - z} \quad (4.117)$$

A determinação da equação de diferenças discretas para os compensadores C_{ic1d} e C_{ic2d} é de acordo com o apresentado anteriormente para o compensador C_{itd} .

Figura 4.23 – Diagrama de Bode com a resposta em malha aberta para a malha circulante 1 compensada z .



Fonte: Autor.

4.4.5.7 Amostragem e implementação da ação de controle

A implementação das malhas de controle em tempo discreto deve levar em consideração a amostragem dos sinais de corrente, o cálculo da ação de controle e o acionamento dos interruptores.

A estratégia de controle do conversor interleaved apresentada exige a amostragem

de todos os sinais de corrente e o posterior cálculo da ação de controle. Uma abordagem convencional de controle de conversores interleaved realiza a divisão da referência pelo número de pernas, e as correntes dos indutores possuem um compensador próprio. Assim, como apresentado em Schittler et al. (2013), a amostragem dos sinais e a atualização dos comparadores serão executadas nos *underflows* de cada uma das triangulares individuais do PWM. Entretanto, pela abordagem dos controladores descrita nesse trabalho não é possível executar uma amostragem conforme os métodos já abordados em outros trabalhos.

Dessa maneira, para solucionar o problema, optou-se pela amostragem dos sinais das correntes nos indutores em uma frequência 3 vezes superior à frequência das triangulares responsáveis pela comutação das chaves.

Portanto, a frequência de amostragem das correntes das pernas é $f_{am} = 60kHz$. A triangular, responsável pela amostragem, é sincronizada com a portadora de $20kHz$, sem defasagem. Assim, será amostrada no instante 1 o valor das correntes i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} . Da mesma maneira, nos instantes 2 e 3, serão amostrados os valores de cada uma dessas correntes.

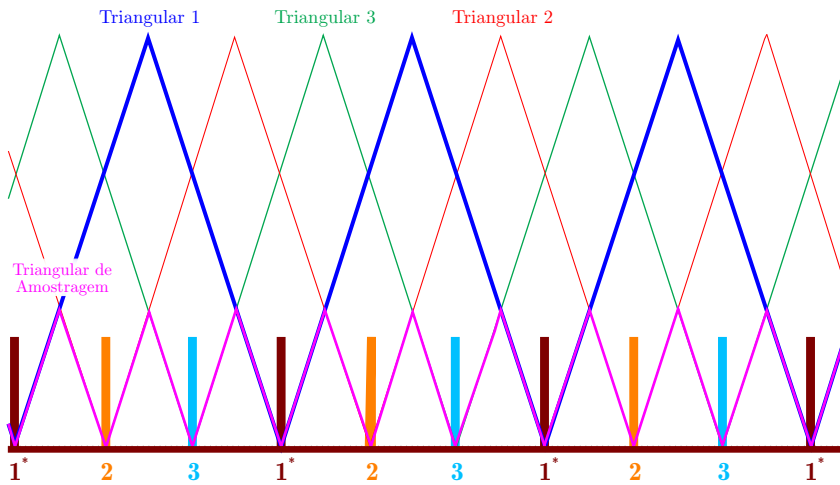
Somente após a amostragem executada no instante 3, a média das correntes de cada tempo de amostragem é utilizada para o cálculo da ação de controle. A equação define (4.118) a média dos valores amostrados para cada uma das correntes nos indutores.

$$\begin{aligned} i_{L1(k)} &= \frac{i_{L1(k-3)} + i_{L1(k-2)} + i_{L1(k-1)}}{3} \\ i_{L2(k)} &= \frac{i_{L2(k-3)} + i_{L2(k-2)} + i_{L2(k-1)}}{3} \\ i_{L3(k)} &= \frac{i_{L3(k-3)} + i_{L3(k-2)} + i_{L3(k-1)}}{3} \end{aligned} \quad (4.118)$$

Com o valor médio das correntes, a lei de controle é calculada e os valores dos comparadores com cada uma das triangulares são atualizados no instante 1.

A Figura 4.24 ilustra as três triangulares utilizadas para a obtenção do PWM de cada uma das chaves, a triangular de amostragem (sincronizada e em 60kHz) e as amostras realizadas em cada um dos instantes.

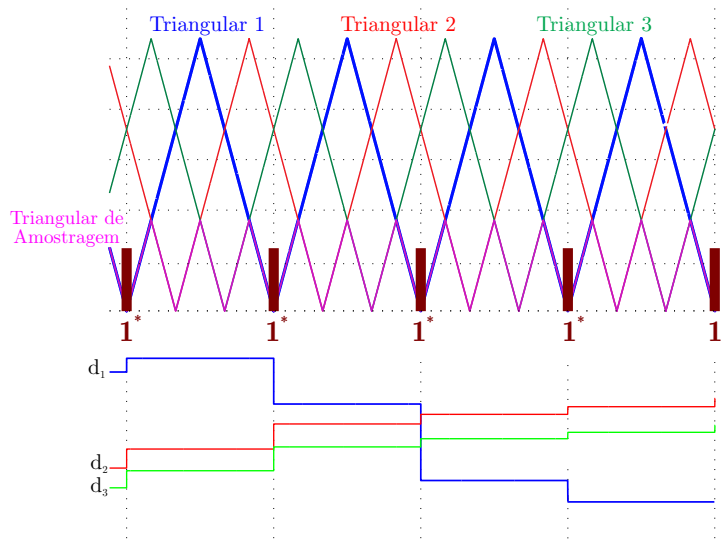
Figura 4.24 – Diagrama das portadoras triangulares defasadas e número das amostras dos sinais.



Fonte: Autor.

Pode-se perceber na Figura 4.25 as triangulares responsáveis pela geração do PWM e os comparadores. Nota-se que apenas no instante 1, ou melhor, no *underflow* da triangular sem defasagem, que os comparadores são atualizados.

Figura 4.25 – Diagrama das portadoras triangulares e atualização dos comparadores para cada sinal PWM.



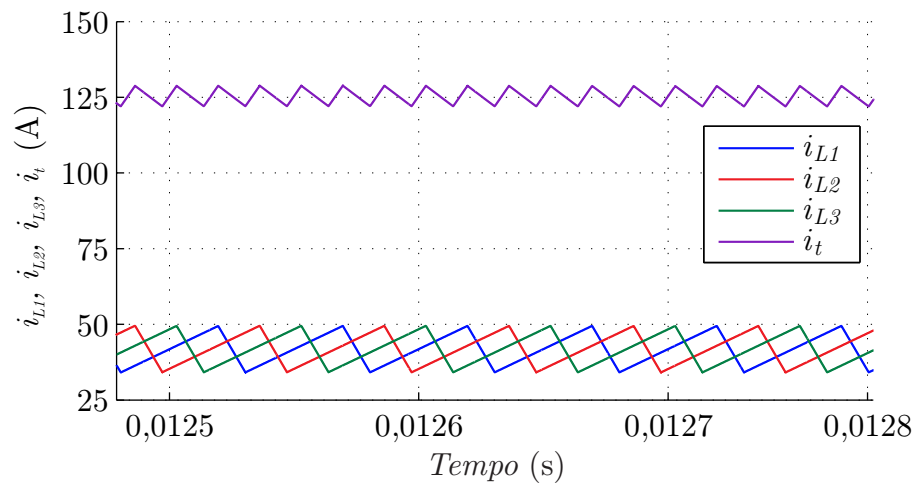
Fonte: Autor.

Para a medida dos sinais serão necessários apenas três medidores de corrente, um em cada indutor. Dessa maneira, após ser realizada a amostragem dos sinais, nos tempos 1 e 2, o microprocessador fica esperando o próximo tempo de amostragem 3 para a execução da última amostragem antes do cálculo da ação de controle. Portanto, o intervalo entre as amostragens pode ser utilizado para atividades como comunicação, display, entre outros.

Assim, o período destinado ao cálculo será apenas após a amostra 3 e antes da nova amostra 1. Entretanto, com um acréscimo no número de pernas do conversor *interleaved*, o tempo entre a última amostra e a implementação será reduzido, exigindo um processamento matemático mais rápido por parte do microprocessador.

Os resultados da simulação no PSIM serão descritos para diferentes respostas ao degrau. Assim, na Figura 4.26 estão presentes as correntes individuais em cada um dos indutores e a corrente i_t de saída.

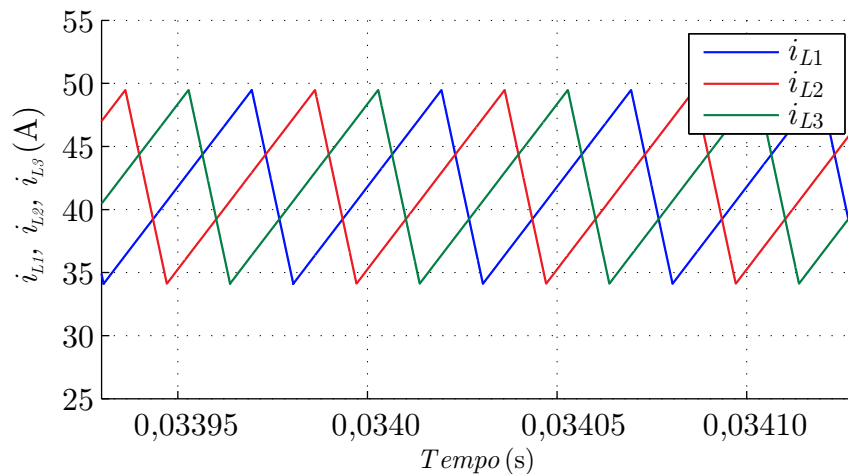
Figura 4.26 – Correntes balanceadas em cada um dos indutores e a corrente total i_t .



Fonte: Autor.

O equilíbrio das correntes em cada um dos indutores pode ser verificado na Figura 4.27, as quais se mantiveram balanceadas após uma variação da referência.

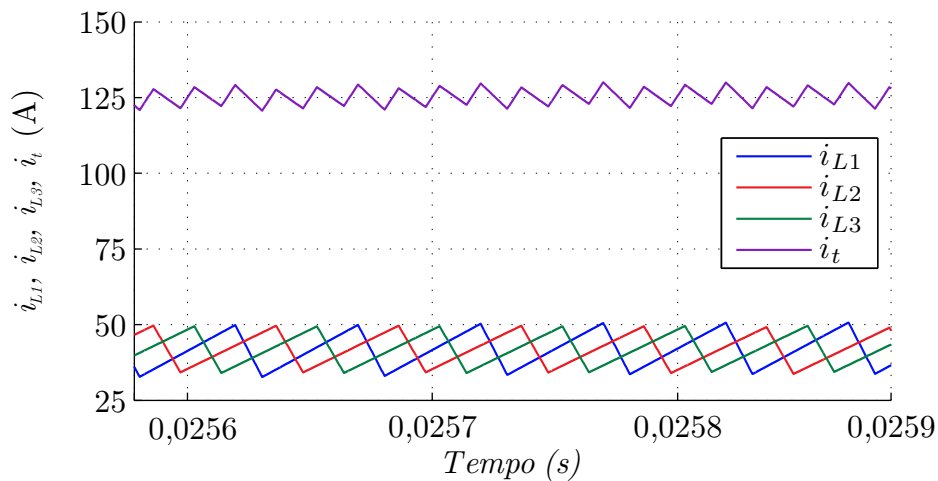
Figura 4.27 – Correntes balanceadas em cada um dos indutores após um degrau de referência.



Fonte: Autor.

A variação paramétrica, principalmente do valor das indutâncias, pode afetar a resposta do sistema. A fim de comprovar a eficácia das malhas de controle, variam-se os parâmetros dos indutores e apresentam-se as formas de onda das correntes em cada um dos indutores do conversor *interleaved*. Na Figura 4.28 estão presentes as formas de onda das correntes para uma variação de 10% no valor da indutância L_1 .

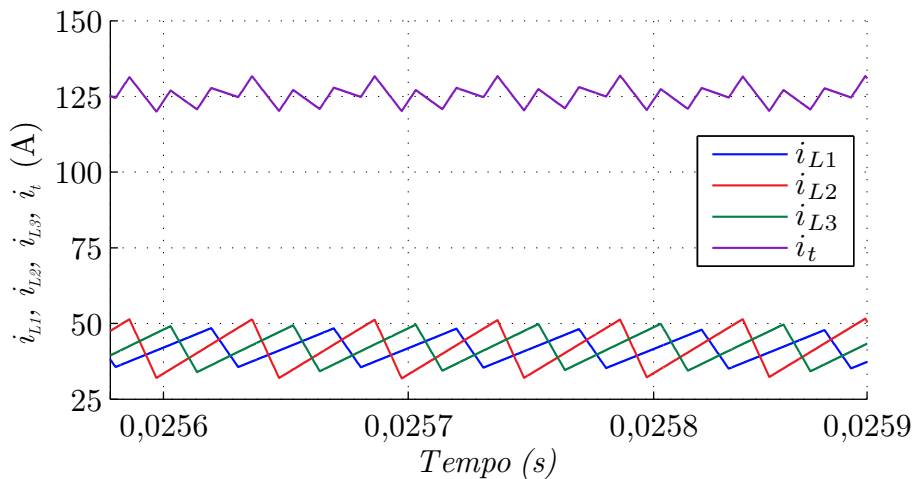
Figura 4.28 – Corrente i_t e nos indutores para uma variação de 10% no valor da indutância L_1 .



Fonte: Autor.

Outra variação paramétrica apresentada é o acréscimo de 20% no valor da indutância L_1 e a redução de 20% do valor da indutância L_2 . As formas de onda que comprovam o equilíbrio das correntes para variações paramétricas são apresentadas na Figura 4.29.

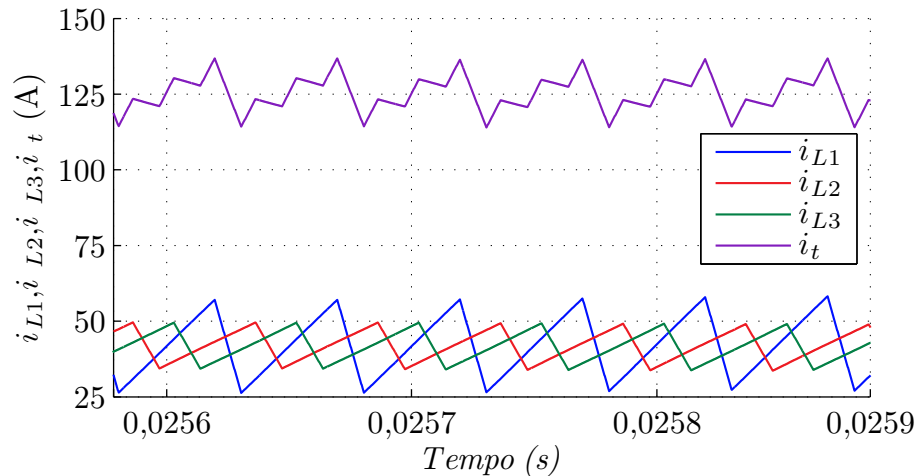
Figura 4.29 – Corrente i_t e nos indutores para um acréscimo de 20% no valor da indutância L_1 e uma redução de 20% no valor da indutância L_2 .



Fonte: Autor.

Para variações maiores no valor do indutor L_1 , como uma redução em 50% do seu valor, percebe-se que o equilíbrio entre as pernas do conversor é mantido. A Figura 4.30 comprova o equilíbrio das correntes para a variação de 50% no valor da indutância.

Figura 4.30 – Corrente i_t e nos indutores para uma redução de 50% no valor da indutância L_1 .

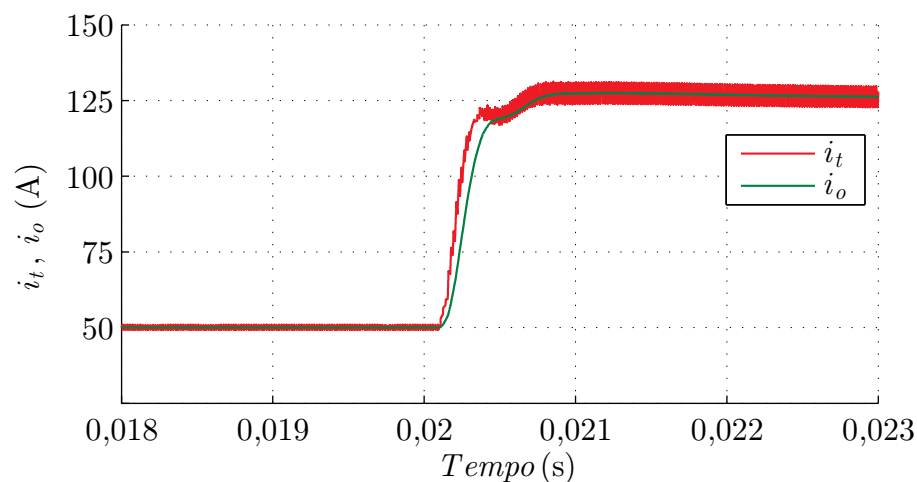


Fonte: Autor.

Através das Figuras 4.28, 4.29 e 4.30 percebe-se também uma ondulação de corrente mais elevada nos indutores que sofreram redução dos seus valores em comparação com os indutores que mantiveram seu valor original.

Já para um degrau de referência de 50A para 125A, o controle atuou de maneira rápida, conforme apresentado na Figura 4.31.

Figura 4.31 – Corrente i_t após uma variação do tipo degrau na referência.

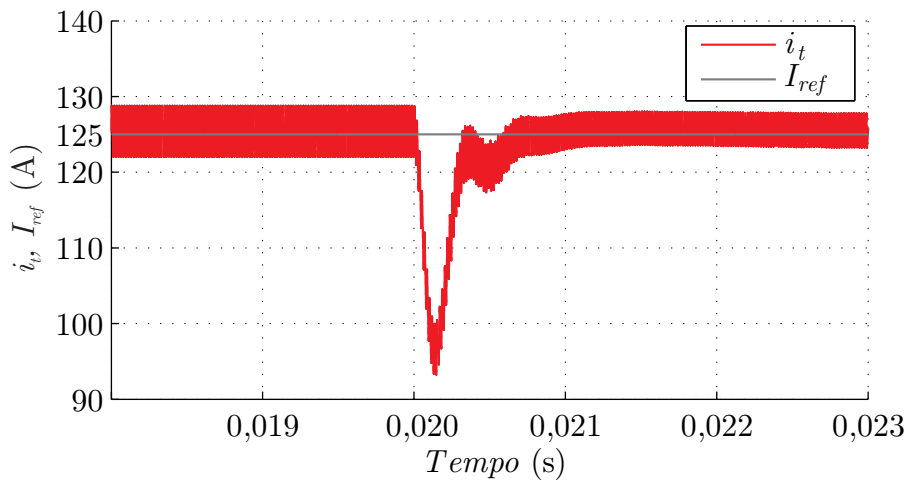


Fonte: Autor.

Da mesma maneira, para um degrau de carga de 20%, o controle atuou rapida-

mente, mantendo o valor de referência conforme apresentado na Figura 4.32.

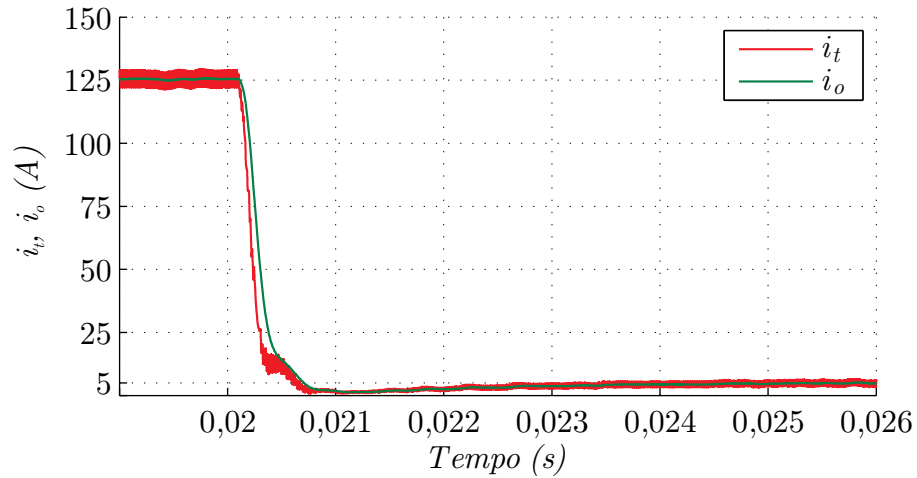
Figura 4.32 – Corrente i_t após uma variação da carga.



Fonte: Autor.

De acordo com a norma IEEE STD (2015) apresentada no capítulo 2, o veículo exigirá um perfil de corrente de carga e que deve ser atendido pelo carregador. Dessa maneira, simulou-se o perfil de carga mais extremo para comprovar a resposta do controlador na variação da referência.

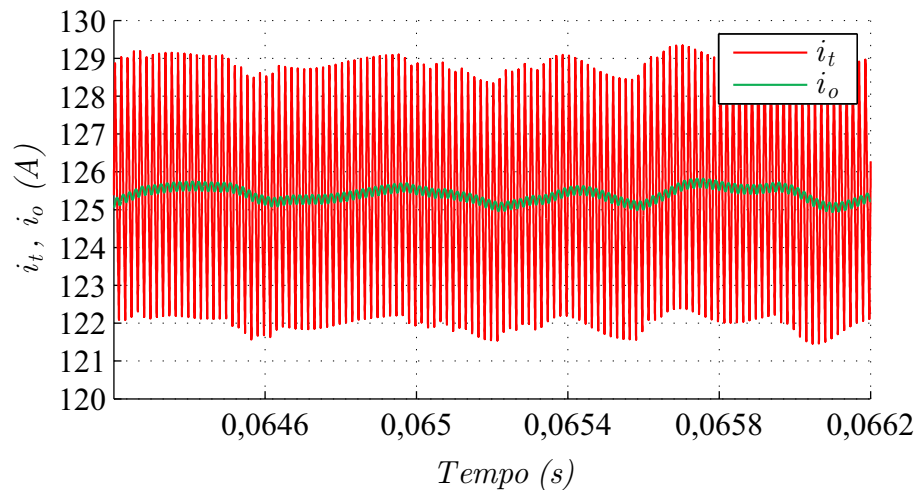
Durante o carregamento a corrente solicitada pelo veículo obedece uma taxa de variação de 20A/s o qual é facilmente atingida pelo controlador do conversor CC-CC. Já a taxa de variação mínima da corrente para o desligamento de emergência deve ser de 200A/s, de acordo com a Tabela 2.6. Assim, no desligamento a corrente deve ir de 125A a 5A em menos de 0,625s. Dessa maneira, no instante 0,02 aplicou-se um degrau de referência no sistema. O resultado obtido na saída do conversor *buck* conectado ao retificador é observado na Figura 4.33.

Figura 4.33 – Corrente i_o e i_t após uma variação abrupta da referência.

Fonte: Autor.

Conforme verifica-se no gráfico da Figura 4.33, o controlador responde rapidamente à essa variação abrupta de corrente dentro do espaço de tempo desejado.

Além desse requisito, a ondulação da corrente na carga não deve ser superior a 7% do seu valor nominal. Como é possível notar na Figura 4.34, a ondulação da corrente antes do capacitor de filtro é de 6,3% do valor da nominal. Após o capacitor, a ondulação em baixa frequência da corrente na carga resultou em 0,5% de variação, ficando dentro dos valores esperados.

Figura 4.34 – Ondulação corrente i_o e i_t .

Fonte: Autor.

Devido ao fato do custo do capacitor ser menor que o custo de fabricação dos indutores, para manter o nível de ondulação de corrente e tensão dentro do requisitado pela norma, pode-se dimensionar um capacitor de valor maior e, assim, reduzir o valor dos

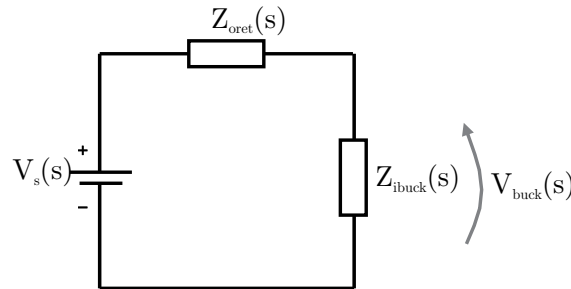
indutores. Essa relação, mantém os níveis de *ripple* exigidos e reduz o custo do conversor.

4.5 ANÁLISE DE ESTABILIDADE

Ao conectar o retificador trifásico com um conversor necessita-se de um acoplamento adequado. Um capacitor é inserido para evitar que os efeitos do estágio retificador apareçam na saída do conversor CC-CC (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

A Figura 4.35 ilustra um circuito simplificado da fonte de tensão e as impedâncias do estágio retificador e do conversor interleaved.

Figura 4.35 – Modelo com as impedâncias equivalentes.



Fonte: Autor.

Por meio do circuito equivalente, é possível determinar a relação das impedâncias de saída do retificador Z_{oret} e a de entrada do conversor Z_{ibuck} pelo divisor de tensão obtido em (4.119), podendo ser simplificada, obtendo-se (4.120). O capacitor do barramento faz parte da impedância do retificador.

$$V_{buck}(s) = \frac{Z_{ibuck}(s)}{Z_{ibuck}(s) + Z_{oret}(s)} V_s(s) \quad (4.119)$$

$$V_{buck}(s) = \frac{1}{1 + \frac{Z_{oret}(s)}{Z_{ibuck}(s)}} V_s(s) \quad (4.120)$$

A estabilidade pode ser analisada pelo denominador de (4.120), na qual, pelo critério de Nyquist, não pode apresentar nenhum zero no semiplano direito (RICCOBONO; SANTI, 2014). Assim, a condição (4.121) deve ser respeitada.

$$\left| \frac{Z_{oret}(s)}{Z_{ibuck}(s)} \right| < 1 \quad (4.121)$$

Portanto, para analisar a estabilidade do sistema e determinar um valor adequado para o capacitor do barramento CC, é necessário conhecer a impedância de saída do retificador 12 pulsos não controlado e a impedância de entrada do conversor *buck interleaved*.

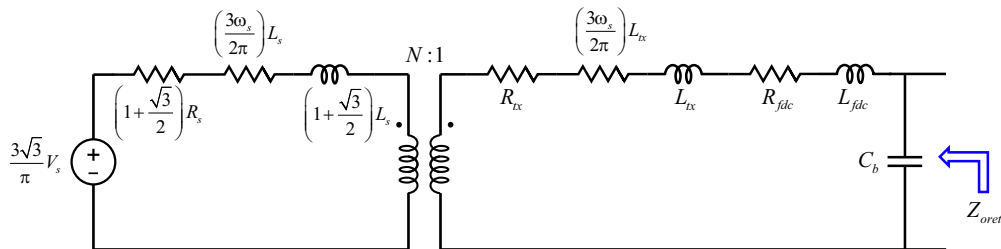
4.5.1 Impedância do Retificador 12 Pulsos

Para determinar a impedância de saída do retificador é necessário conhecer seu modelo equivalente. O modelo aproximado médio e dinâmico dos retificadores 12 pulsos é apresentado por Cross, Baghranian e Forsyth (2009). Nele os autores determinam um circuito equivalente ao do retificador, considerando a resistência R_s e indutância L_s dos enrolamentos do primário, a resistência R_{tx} e indutância L_{tx} dos secundários do transformador. Além disso, a resistência do indutor de filtro (transformador de interfase) R_{fdc} e a indutância do filtro L_{fdc} são consideradas.

No caso de uma ligação em paralelo das saídas retificadas 6 pulsos, o filtro pode ser substituído pelo transformador de interfase. Assim, no modelo deve constar o valor da indutância de dispersão.

Desse maneira, a Figura 4.36 apresenta o modelo por circuito equivalente. O transformador ideal presente é utilizado para adicionar no modelo a relação de transformação. Ao circuito, inclui-se o capacitor do barramento C_b .

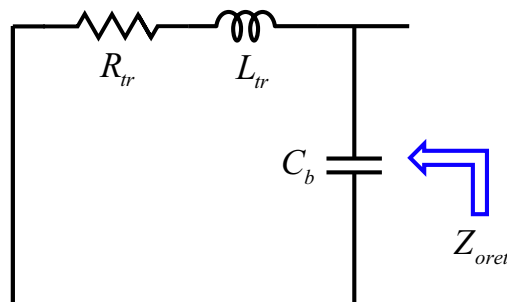
Figura 4.36 – Modelo com as impedâncias equivalentes.



Fonte: Adaptado de Cross, Baghranian e Forsyth (2009).

Dessa forma, pode-se determinar a impedância a partir do equivalente Thévenin do circuito, ao zerar a tensão da fonte de entrada, como mostra Figura 4.37.

Figura 4.37 – Circuito Thévenin com as impedâncias do retificador equivalente.



Fonte: Autor.

Na Figura 4.37, R_{tr} e L_{tr} equivalem a soma das resistências e das indutâncias,

respectivamente, referenciadas ao secundário do transformador ideal, conforme (4.122) e (4.123). A constante ω_s é igual a $\omega_s = 2\pi f_{rede}$.

$$R_{tr} = N^2 \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) R_s + N^2 \left(\frac{3\omega_s}{2\pi} \right) L_s + R_{tx} + \left(\frac{3\omega_s}{2\pi} \right) L_{tx} + R_{fdc} \quad (4.122)$$

$$L_{tr} = N^2 \left(1 + \frac{\sqrt{3}}{2} \right) L_s + L_{tx} + L_{fdc} \quad (4.123)$$

Assim, em (4.124) está a impedância de saída do retificador incluindo o capacitor do barramento.

$$Z_{oret} = \frac{L_{tr}s + R_{tr}}{C_b L_{tr} s^2 + R_{tr} C_b s + 1} \quad (4.124)$$

4.5.2 Impedância de Entrada do Conversor Buck-Interleaved

A impedância equivalente de entrada do conversor pode ser determinada pela análise no modelo por circuito médio da Figura 4.13, pela relação da razão de V_{cc}/I_{in} .

Sabe-se que Z_{ibuck} é afetada pela malha de controle do conversor. Dessa maneira, é utilizada a análise em espaço de estados que relacione o controlador e o filtro passa baixa *anti-aliasing*, para se obter a função de transferência da impedância de entrada em malha fechada.

O conversor pode ser simplificado por um conversor de apenas uma perna, assim utiliza-se o indutor equivalente ao do conversor *interleaved* L_{eq} , conforme descrito por Schittler (2012). Em (4.125), n_p refere-se ao número de pernas do conversor *interleaved* e L_n é igual a L_{123} . A corrente no indutor equivalente L_{eq} é expressa por i_L .

$$L_{eq} = \frac{L_n}{n_p} \quad (4.125)$$

Assim, tem-se (4.126) e (4.127).

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) &= f(\mathbf{x}, v_{cc}) \\ y(t) &= g(\mathbf{x}) \end{aligned} \quad (4.126)$$

$$\begin{aligned} \dot{\mathbf{x}}(\mathbf{t}) &= \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}u \\ y(t) &= \mathbf{C}\mathbf{x} + \mathbf{D}u \end{aligned} \quad (4.127)$$

As funções são descritas em (4.128) a (4.131) .

$$f_1 = \frac{di_L}{dt} = \frac{1}{L_{eq}} [(k_p I_{ref} - k_p i_L + k_i x_i) V_{cc} - v_o] \quad (4.128)$$

$$f_2 = \frac{dv_o}{dt} = \frac{1}{C_o} (i_L - \frac{v_o}{R}) \quad (4.129)$$

$$f_3 = \frac{dx_i}{dt} = I_{ref} - x_f \quad (4.130)$$

$$f_4 = \frac{dx_f}{dt} = \frac{1}{\tau} i_L - \frac{1}{\tau} x_f \quad (4.131)$$

Para o filtro passa-baixa, a equação (4.132) representa sua dinâmica, em que τ igual a $\tau = R_f C_f$.

$$H_f = \frac{1}{\tau s + 1} \quad (4.132)$$

O controlador da corrente total C_{itd} é expresso em (s) de acordo com (4.133).

$$C_{itd}(s) = \frac{0,003528s + 2,565}{s} \quad (4.133)$$

Portanto, a equação referente a saída Y é definida em (4.134),

$$y(t) = i_{in}(t) = d(t) i_L(t) \quad (4.134)$$

na qual pode-se expressar $d(t)$ conforme (4.135) e organizando-a, tem-se (4.136).

$$y(t) = i_{in}(t) = (k_p \cdot I_{ref} - k_i i_L + k_i x_i) i_L \quad (4.135)$$

$$y(t) = k_p I_{ref} i_L - k_i i_L^2 + k_i x_i i_L \quad (4.136)$$

As equações (4.128) a (4.131) devem ser linearizadas para o ponto de operação. Ou seja, as derivadas de cada uma das funções são igualadas a zero, em (4.137) a (4.140). A partir das igualdades, o sistema é resolvido para determinação do valor de $x_{i(0)}$ no ponto de operação.

$$0 = \frac{1}{L_{eq}} [(k_p I_{ref} - k_p i_L + k_i x_i) V_{cc} - v_o] \quad (4.137)$$

$$0 = \frac{1}{C_o} (i_L - \frac{v_o}{R_o}) \quad (4.138)$$

$$0 = I_{ref} - x_f \quad (4.139)$$

$$0 = \frac{1}{\tau} i_L - \frac{1}{\tau} x_f \quad (4.140)$$

Assim, determina-se i_L por (4.141) e (4.142) e seu resultado é apresentado em (4.143).

$$x_f = I_{ref} \quad (4.141)$$

$$i_L = x_f \quad (4.142)$$

$$\dot{i}_L = I_{ref} \quad (4.143)$$

Substituindo os valores na função zerada f_1 (4.137), é obtida a equação (4.144). Isolando-se x_i , tem-se (4.145), com o valor de x_i para o ponto de operação.

$$L_{eq} \cdot 0 = k_p I_{ref} V_{cc} - k_p I_{ref} V_{cc} + k_i x_i V_{cc} - R_o I_{ref} \quad (4.144)$$

$$x_{i(0)} = \frac{R_o I_{ref}}{k_i V_{in(0)}} \quad (4.145)$$

As equações linearizadas estão em (4.146) e (4.147).

$$\begin{bmatrix} \frac{d\tilde{i}_L}{dt} \\ \frac{d\tilde{v}_o}{dt} \\ \frac{d\tilde{x}_i}{dt} \\ \frac{d\tilde{x}_f}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{-k_p V_{in(0)}}{L_{eq}} & \frac{-1}{L_{eq}} & \frac{k_{in} V_{in(0)}}{L_{eq}} & 0 \\ \frac{1}{C_o} & \frac{-1}{R_o C_o} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 \\ \frac{1}{\tau} & 0 & 0 & \frac{-1}{\tau} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \\ \tilde{x}_i \\ \tilde{x}_f \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{k_p I_{ref}}{L_{eq}} - \frac{k_p I_{L(0)}}{L_{eq}} + \frac{k_i X_{i(0)}}{L_{eq}} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \cdot \tilde{v}_{in} \quad (4.146)$$

$$Y = \begin{bmatrix} (k_i I_{ref} - 2k_p I_{L(0)}) & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \tilde{i}_L \\ \tilde{v}_o \\ \tilde{x}_i \\ \tilde{x}_f \end{bmatrix} \quad (4.147)$$

Por meio de (4.148), obtêm-se a impedância de entrada do conversor Z_{ibuck} (4.149)

$$Y(s) = \mathbf{C}(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}\mathbf{B} \quad (4.148)$$

$$Z_{ibuck}^{-1} = \frac{\dot{i}_{in}(s)}{v_{cc}(s)} \quad (4.149)$$

Substituindo-se em (4.146) e (4.147) os valores da Tabela 4.10 e da Tabela 4.13, com $k_i = 2,565$, $k_p = 0,003528$ e $I_{ref} = I_{L(0)} = 125A$ obtêm-se $Y(s)$ por meio de (4.148).

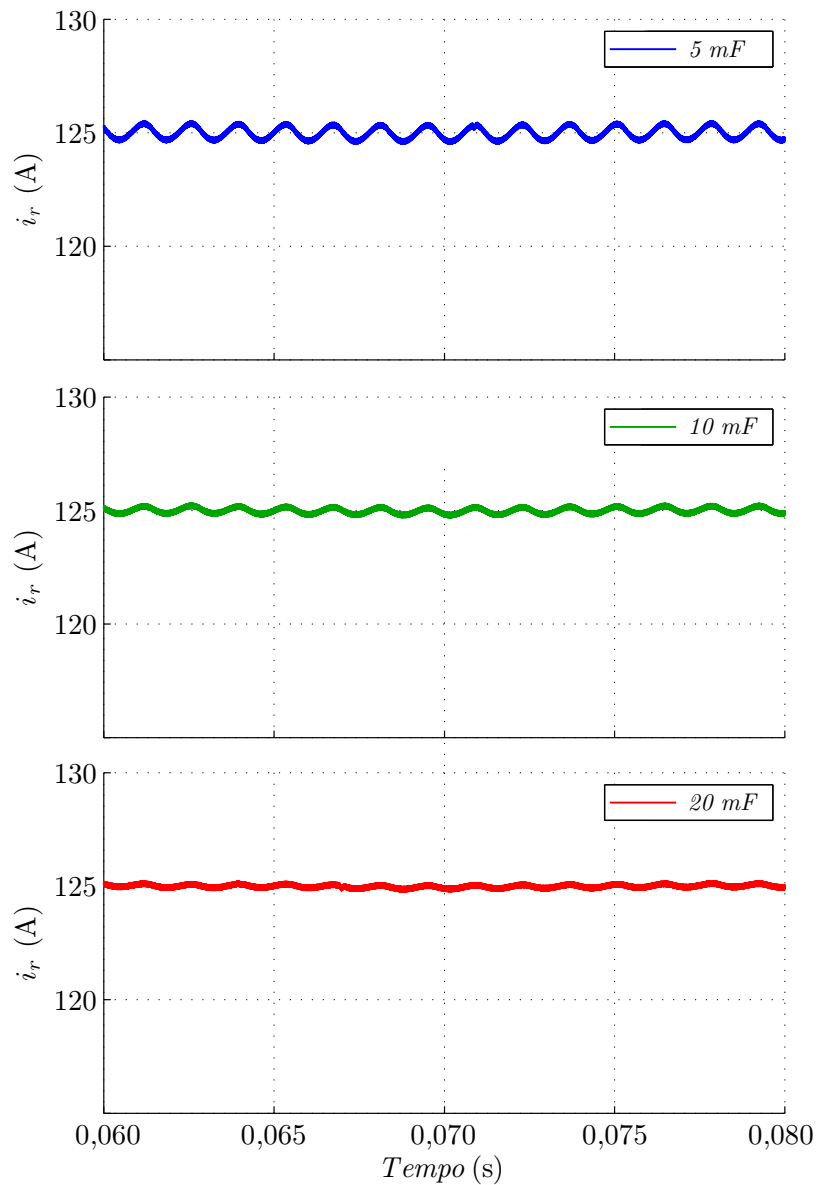
$$Y(s) = \frac{2,171 \cdot 10^6 s^3 + 2,536 \cdot 10^{11} s^2 + 3,553 \cdot 10^{15} s}{s^4 + 8,556 \cdot 10^4 s^3 + 2,628 \cdot 10^9 s^2 + 4,365 \cdot 10^{13} s + 1,131 \cdot 10^{16}} \quad (4.150)$$

Entretanto, para o estágio retificador foi projetado para 10 pontos de carregamento, considera-se 10 impedâncias de entrada do conversor abaixador em paralelo. No caso de admitâncias $Y(s)$ em paralelo, o valor total da admitância é a soma de todas elas.

4.5.3 Resultados de Simulação para Diferentes Valores de Capacitores de Barramento

A variação do valor do capacitor do barramento (C_b) tem efeito na saída do conversor. O principal efeito é a variação na intensidade das harmônicas de baixa ordem na corrente de saída. Na Figura 4.38 são mostradas as ondulações de baixa frequência na carga para diferentes valores da capacitância. Considerou-se 10 pontos de carregamento conectados ao barramento e as ondulações de corrente na carga para uma delas.

Figura 4.38 – Comparação entre as correntes na carga para diferentes valores do capacitor de acoplamento.



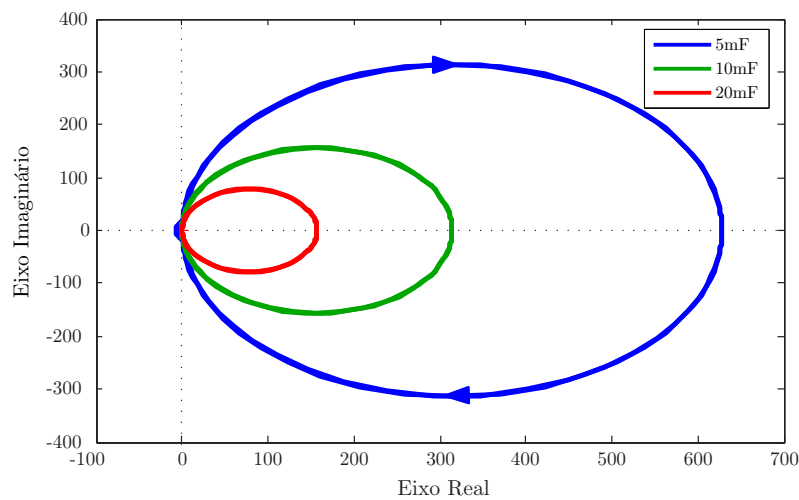
Fonte: Autor.

Com a diminuição do tamanho do capacitor, percebe-se um aumento na intensidade das harmônicas de baixa frequência. Assim, haverá uma estabilidade para um determinado valor de capacitância.

Para que o sistema seja estável, a relação da impedâncias (4.121) deve ser obedecida. Ou também, de acordo com Riccobono e Santi (2014), a estabilidade será garantida quando a relação (4.121) não circular o -1 no digrama de Nyquist.

Dessa maneira, para melhor compreender o problema, plota-se na Figura 4.39, o diagrama de Nyquist para os três casos apresentados.

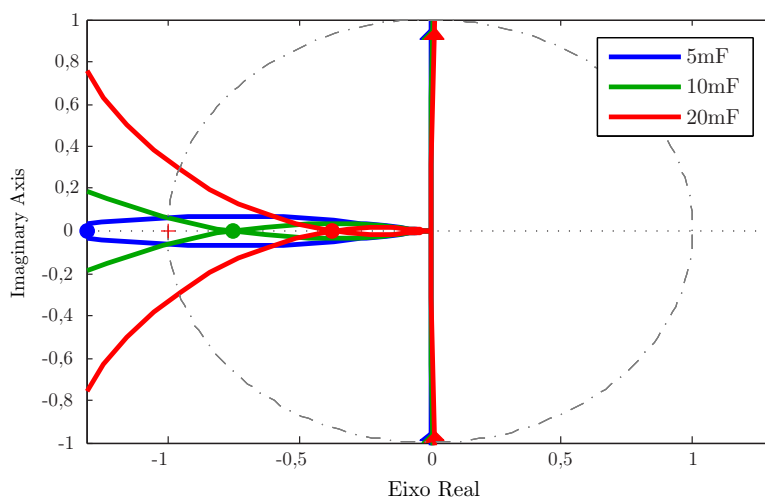
Figura 4.39 – Diagrama de Nyquist para três valores do capacitor de acoplamento.



Fonte: Autor.

Uma aproximação na imagem para o ponto -1 é observada na Figura 4.40.

Figura 4.40 – Detalhe do diagrama de Nyquist para três valores do capacitor de acoplamento.



Fonte: Autor.

Através dos diagramas de Nyquist é possível perceber que a variação do capacitor altera a estabilidade do sistema. Assim, para os capacitores de $10mF$ e $20mF$, o sistema torna-se estável. Porém, para valores do capacitor de acoplamento de $5mF$, haverá interferência do estágio retificador no estágio do conversor CC-CC. Dessa maneira, por inspeção, pode-se determinar um valor do capacitor que fique na margem de estabilidade, de aproximadamente $7,5mF$, para os ganhos do controlador projetado.

Ao invés de utilizar um capacitor de $20mF$ na saída do retificador, pode-se usar alocar um capacitor de $2mF$ na entrada de cada um dos conversores *buck interleaved*. Por segurança, esse valor pode ser maior e pode-se inserir um capacitor de $2mF$ na saída do retificador.

4.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo analisou-se e projetou-se o retificador trifásico de 12-pulsos, o conversor *buck interleaved* utilizado para um ponto de carga, bem como desenvolveu-se uma análise para determinação do valor do capacitor de acoplamento entre os dois circuitos.

Na etapa do retificador, apresentou-se a topologia do conversor demonstrando os formatos de onda além da determinação das equações para o projeto e, por fim, a comprovação por meio da simulação.

Na etapa seguinte, abordou-se o conversor *buck interleaved* com o projeto dos elementos magnéticos, a determinação dos demais componentes do circuito, a comparação para variações da topologia, a modelagem do conversor e o projeto dos compensadores de corrente.

Além disso, elaborou-se um procedimento de amostragem para a implementação dos compensadores digitais projetados.

E, por fim, realizou-se uma análise de estabilidade para a determinação do valor do capacitor de acoplamento entre o retificador e o conversor *buck interleaved*.

5 ANÁLISE DE VIABILIDADE ECONÔMICA

5.1 INTRODUÇÃO

As estações de carregamento para veículos elétricos exigem uma quantidade elevada de energia durante os períodos de carga. O inesperado início do carregamento pode ocasionar perturbações e instabilidades na rede de energia. Além disso, dependendo do local onde está instalada a estação de carregamento, a conexão dos veículos nos horários de pico elevam o valor da energia consumida a partir da rede de energia.

Uma das possíveis soluções para esses problemas seria através da utilização de um elemento armazenador de energia, o qual poderá reduzir o consumo em horários em que o valor do kWh é mais alto. Assim, locais de grande movimentação de pessoas como shopping centers, espaços de trabalho e centros comerciais podem utilizar elementos armazenadores de energia como baterias, células a combustível, rodas livres, ultracapacitores e outros, para a redução no valor total da energia consumida da rede convencional.

A fim de determinar a viabilidade econômica para a instalação de baterias na redução da demanda em estações modulares de recarga rápida, um estudo foi realizado considerando os mais diversos fatores que possam influenciar nos custos dessa instalação. Entre eles considerou-se o modelo de tarifação de energia elétrica adotado no país, a movimentação de veículos em um shopping center, o número de ciclos e a eficiência das baterias. A fim de simplificar o entendimento e o cálculo do problema, serão previamente explicadas as formas de tarifação de energia e as características da movimentação de veículos em um shopping center.

5.2 TARIFAÇÃO DE ENERGIA ELÉTRICA

A tarifação de energia no Brasil é realizada basicamente de acordo com a faixa de tensão do grupo consumidor (GUEDES; AGUIAR, 2011). Dependendo da faixa de tensão utilizada, o consumidor é alocado em subgrupos. Para uma estação com entrada trifásica de 13,8kV, o subgrupo mais adequado é o A4. Na qual, o grupo A refere-se a consumidores de tensão acima de 2,3kV e o subgrupo refere-se as tensões entre 2,3kV e 35kV. Para este subgrupo, têm-se diferentes tipos modos de tarifação as quais dependem do consumo de energia elétrica ativa (kWh) e da demanda contratada (kW).

A demanda contratada é a demanda de potência ativa a ser obrigatoriamente e continuamente disponibilizada pela concessionária, conforme valor e período de vigência no contrato de fornecimento, sendo expressa em kW. Em intervalos de 15 minutos durante

o período de faturamento (30 dias), a potência ativa e medida (demanda medida) não deve ser superior à demanda contratada, para evitar acréscimos na fatura.

Três são as categorias de tarifação, a convencional, a horo-sazonal verde e a horo-sazonal azul, as quais exigem contratos específicos com a concessionária. A forma convencional enquadra-se para usuários com demanda menor que 300 kW, sendo constituída pela tarifação do consumo medido, da tarifação da demanda contratada e mais a tarifação da ultrapassagem de demanda. A parcela de ultrapassagem é cobrada apenas quando a demanda medida ultrapassa em mais de 10% a demanda contratada. A tarifa de ultrapassagem corresponde a 3 vezes a tarifa de demanda, sendo tarifada para o excedente. Ou seja, uma demanda de 200kW foi contratada para o mês, mas em uma medida a potência ativa estava em 250kW. Nesse caso, foi ultrapassado 50kW da demanda, mais de 10% do valor contratado, portanto será tarifado em 3 vezes o valor do kW para a quantidade excedida.

A segunda forma de tarifação é a horo-sazonal verde na qual o valor a ser pago é determinado pela tarifação do consumo medido na ponta, da tarifação do consumo medido fora de ponta, da tarifação da demanda contratada, mais a parcela da tarifação da ultrapassagem da demanda. Considera-se o horário de ponta o período das 18h até as 21h, e o fora da ponta corresponde a todo o restante do dia. A nomenclatura horo-sazonal surge da possibilidade de escolha da demanda contratada nos períodos secos (maio a novembro) e úmidos (dezembro a abril), possuindo valores maiores para o período seco do ano.

A terceira e mais completa forma de tarifação é a horo-sazonal azul, a qual é constituída pela tarifação do consumo medido na ponta, da tarifação do consumo medido fora de ponta, da tarifação da demanda contratada na ponta, da tarifação da demanda contratada fora da ponta, da tarifação da ultrapassagem da demanda na ponta, mais a parcela da tarifação da ultrapassagem da demanda fora da ponta. Portanto, a fatura de energia será igual a soma conforme (5.1). Esse modo de faturamento será adotado no estudo por ser o mais completo entre eles.

$$V_{\text{cobrado}} = V_{\text{consumo}} + V_{\text{demanda}} + V_{\text{ultrapassagem}} \quad (5.1)$$

O valor referente ao consumo é definido por (5.2)

$$V_{\text{consumo}} = (\text{Tarifa de Consumo na Ponta})(\text{Consumo Medido na Ponta}) + (\text{Tarifa Consumo Fora Ponta})(\text{Consumo Medido Fora Ponta}) \quad (5.2)$$

A parte da fatura referente à demanda é definida por (5.3).

$$V_{\text{demanda}} = (\text{Tarifa Demanda na Ponta})(\text{Demanda Contratada na Ponta}) + (\text{Tarifa Demanda Fora Ponta})(\text{Demanda Contratada Fora Ponta}) \quad (5.3)$$

Já a parte da ultrapassagem é determinada de acordo com (5.4).

$$V_{\text{ultra.}} = (\text{Tarifa Ultra. na Ponta})[(\text{Dem. Medida na Ponta}) - (\text{Dem. Contratada na Ponta})] + (\text{Tarifa de Ultra. Fora Ponta})[(\text{Dem. Medida Fora Ponta}) - (\text{Dem. Contratada Fora Ponta})] \quad (5.4)$$

Os valores das tarifas de demanda e das tarifas de consumo são determinados anualmente por resoluções da Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL). Sob os valores totais a serem pagos pelo contratante, incide impostos de 1,65% do Programa de Integração Social (PIS), 7,6% de Contribuição para o Financiamento da Seguridade Social (COFINS), 25% de Imposto sobre Circulação de Mercadorias Serviços (ICMS) adicionados ao tributo municipal Contribuição de Iluminação Pública (CIP). Portanto, o valor a ser cobrado do consumidor está em torno do calculado pela equação (5.5).

$$\text{Valor tarifa cobrado} = \frac{\text{Valor tarifa publicada ANEEL}}{1 - (\text{PIS} + \text{COFINS} + \text{ICMS})} \quad (5.5)$$

Outros fatores também influenciam na fatura, como o controle do fator de potência, consumo excedente de reativos e ultrapassagem da demanda reativa. O fator de potência adequado deve ser superior a 0,92.

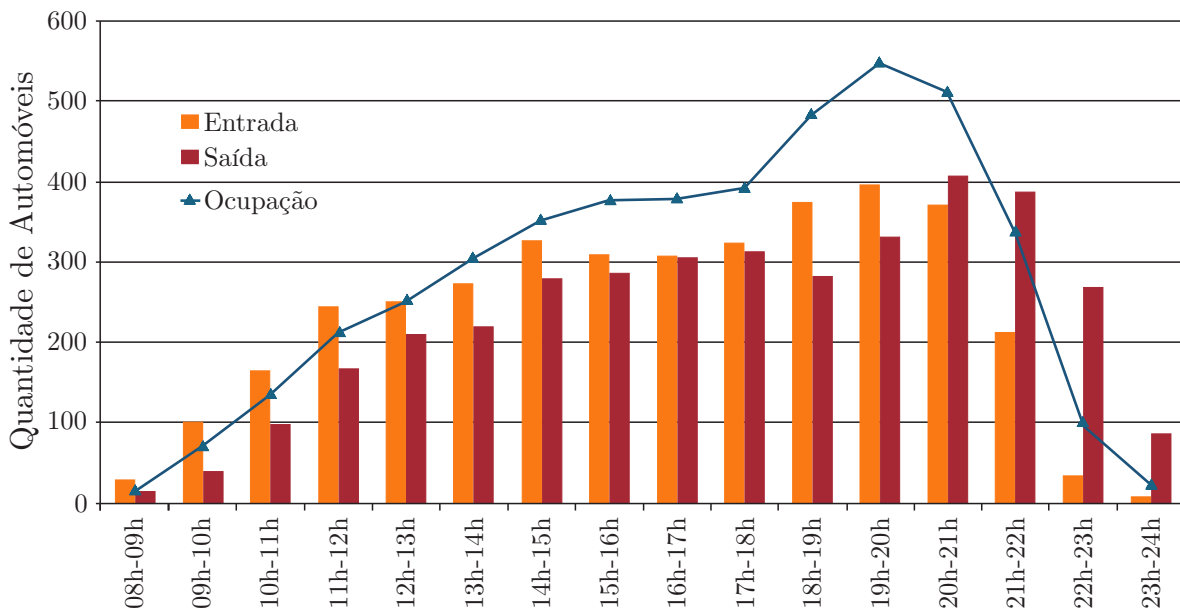
5.3 MOVIMENTAÇÕES DE VEÍCULOS EM UM SHOPPING CENTER

As estações modulares de recarga rápida tornam-se interessantes de serem instaladas em locais de grande circulação de veículos e pessoas. Ambientes como estacionamento de táxis elétricos, centros comerciais e shopping centers apresentam um grande fluxo e movimentação. O estudo apresentado por Pereira (2011) observa o tráfego de veículos em shopping centers e a utilização das vagas de estacionamento desses estabelecimentos. Realizado em 23 estabelecimentos durante o mês de setembro de 2009, o estudo apresenta a movimentação dos veículos em um mês sem datas comemorativas. Esse mês pode ser considerado típico, sob o ponto de vista do trânsito e da atividade comercial.

Os dados apresentados pelo relatório expõem uma grande taxa de ocupação das vagas de estacionamento no período compreendido entre as 18h e às 21h. A quantidade de automóveis começa a aumentar a partir das 10h da manhã, e após as 22h a quantidade de veículos reduz-se drasticamente devido ao fechamento do estabelecimento, conforme a Figura 5.1. Nela estão presentes os dados da entrada e da saída de veículos, bem como da ocupação.

Portanto, pelo período da noite, das 0h até às 8h, a quantidade de veículos estacionados é praticamente nula. O trabalho de Pereira (2011) apresenta também uma equação geral para determinar quantas vagas são necessárias em um estacionamento de um shopping center. O número de vagas determinado pela equação é válido para as construções que possuam de 20 a 100 mil m^2 de área computável, sendo a soma das áreas cobertas

Figura 5.1 – Gráfico correspondente a um dia de entradas, saídas e ocupação totalizados por hora para um shopping center.



Fonte: Adaptado de Pereira (2011).

de cada pavimento de lojas. A equação (5.6) correspondente ao número aproximado de vagas necessárias em relação à área computável.

$$Vagas = 0,0352 \cdot \text{Área}_{\text{computável}} - 261 \quad (5.6)$$

5.4 NÚMERO DE CICLOS E CUSTO DO BANCO DE BATERIAS

A vida útil das baterias pode ser caracterizada pelo número de ciclos que ela consegue realizar. Conforme discutido no Capítulo 3, as baterias tendem a perder sua capacidade com o número de recargas, variação de temperatura, intensidade das cargas e descargas e com a idade. Portanto, conforme for utilizada, haverá uma redução na sua capacidade. As recargas lentas, com taxas de 0,25C evitam o aquecimento e prolongam a vida útil da bateria. Os modelos de lítio do composto $LiFePO_4$, descritos por Anseán et al. (2013), podem suportar mais de 5000 ciclos até uma redução de 80% da capacidade da bateria. Para essa mesma bateria, as recargas rápidas pouco reduziram o número de ciclos. Em outros estudos, como o apresentado por Omar et al. (2014), esse tipo de bateria pode suportar até 3221 ciclos antes que atinja uma redução de 80%. Segundo o autor, essa variação é muito pequena perto do número de ciclos para o estimado em uma bateria nova. Esse valor pode chegar próximo de 35 mil ciclos até que a bateria perca 20% de sua capacidade. Entretanto, o custo dessa bateria é elevado.

Outro tipo de bateria que possui um elevado número de ciclos é a de Lítio-titânio,

que atinge até 15000 ciclos antes do DoD de 80%. Outras opções de baterias seriam as utilizadas nos veículos elétricos da Nissan (LMO) e da Tesla (NCA). Para as baterias do tipo LMO, em relação ao tipo NCA, o número de ciclos possíveis é maior, chegando a 700. Os custos, em relação ao kWh, são menores em comparação com os outros dois tipos apresentados, sendo próximos de 269\$/kWh (MCKINSEY, 2017) (COLE, 2014).

Com novas fábricas de baterias, os valores tendem a diminuir para as baterias do tipo NCA e LMO. Os autores Nykvist e Nilsson (2015) fazem uma completa revisão dos preços dessas baterias, apresentando uma tendência de redução do preço das baterias dos EVs. Com essas novas fábricas, um valor na ordem de 150\$/kWh tornaria mais acessível os EVs em relação as veículos com combustão interna.

Embora as baterias de lítio apresentem uma eficiência maior e um número de ciclos elevado, sua produção ainda não está estabelecida no país. Os custos em importação encarecem o sistema de armazenamento de energia. Dessa maneira, baterias de chumbo-ácido com produção nacional podem ser uma opção válida. Cabe ressaltar que para um elemento armazenador de energia, as baterias de chumbo ácido devem ser capazes de trabalhar com descargas completas, antes de uma nova carga, ou seja, descarga profunda (Deep Cycle). Baterias seladas AGM (do inglês *Absorbed Glass Mat*) operam dessa maneira (UNIVERSITY, 2017).

Outra opção para o elemento armazenador de energia, com custos menores, é a adoção das baterias de chumbo ácido nacionais estacionárias que possibilitem ciclos profundos. O custo em reais do kWh, para uma bateria de 40Ah, é próximo de R\$708/kWh (JOHNSON CONTROLS INC., 2017).

A Tabela 5.1 mostra os quatro tipos de baterias, com número de ciclos até uma redução de 80% da capacidade com descargas completas e valores comerciais relacionados à capacidade.

Tabela 5.1 – Número de ciclos e valores de baterias comerciais.

	Lítio Ferro Fosfato ¹ (<i>LiFePO₄</i>)	Lítio Titânio ² (<i>Li₂TiO₃</i>)	Lítio Manganês Óxido ³ (<i>LiMn₂O₄</i>)	Chumbo Ácido ⁴ (<i>Pb - PbO₂</i>)
Número de Ciclos	2920	14965	730	365
Relação de Custo (dólar/kWh)	750\$/kWh	1022\$/kWh	271\$/kWh	236\$/kWh
Modelo	Battle Born BB10012	Toshiba SCiB	Baterias Nissan LEAF	Trojan 12-AGM

Fonte: Baseado em ¹ Northern Arizona Wind & Sun. (2017), ²Toshiba (2017), ³Cole (2014) e Nykvist e Nilsson (2015) e ⁴Northern Arizona Wind & Sun (2017).

5.5 CONSIDERAÇÕES DO SISTEMA

A análise de viabilidade requer algumas definições iniciais sobre o funcionamento do sistema. A movimentação e rotação dos veículos do local na qual será instalado os equipamentos é de fundamental importância. Assim, pela análise do gráfico da Figura 5.1, percebe-se que o período de máxima utilização do estacionamento é entre as 18h e 21h. Do mesmo modo, esse é o horário em que o custo da energia elétrica é mais elevado, chamado horário de ponta. Assim, o momento de maior utilização do estacionamento será igual ao intervalo na qual o custo da energia é mais elevado. O que significa que, em termos de recargas para veículos elétricos, o valor da energia fará diferença. Portanto, para solucionar esse problema será considerado um elemento armazenador de energia a fim de reduzir o consumo de energia nos horários de ponta.

Na análise inicial de custo considera-se um sistema de carregamento rápido composto por 10 pontos de carga de 60kW, cada um deles ligado durante as 3h de pico. Nas demais horas do dia, os veículos são conectados através dos carregadores na rede de energia convencional. Consequentemente, o consumo diário de energia no horário de pico será equivalente à 1800kWh por dia. Assim, a demanda contratada mensal deverá ser para a potência máxima no horário de pico (600kW) quando não existir elemento armazenador de energia conectado. Partindo desse caso de referência, é possível realizar a análise para determinar a viabilidade da instalação de baterias, a fim de reduzir o custo da energia elétrica em horário de ponta. Logo, serão analisadas as hipóteses na qual a rede fornece energia para totalidade, metade ou nenhum dos pontos de carregamento.

Questões como o capacidade do módulo armazenador, o tipo de bateria utilizado e o valor da demanda de energia contrata são primordiais no estudo. Iniciando-se pelo contrato de energia escolheu-se o mais completo, horo-sazonal azul subgrupo A4, com fornecimento em 13,8kV. Os valores de ponta, fora da ponta utilizados estão na Tabela 5.2. Com o decorrer dos anos, os valores são reajustados em média 12%, os quais também foram considerados no estudo.

Tabela 5.2 – Tarifas de energia horo-sazonal azul subgrupo A4 para clientes comerciais.

Tarifa de Demanda ($R\\$/kW$)			
Ponta	Ultrapassa Ponta	Fora de Ponta	Ultrapassa Fora de Ponta
26,70	53,40	17,99	35,98

Tarifa de Consumo ($R\\$/kWh$)	
Ponta	Fora de Ponta
0,403080	0,277050

Fonte: Baseado em RGE Sul (2017).

Ao fim de um mês contabiliza-se uma demanda contratada de 600kW para ponta e fora da ponta. O consumo ($C_{mês}$) é equivalente ao número de pontos de carregamento (n_{pontos}), vezes a potência (P_{ponta}), o número de horas (h_{uso}) e o número de dias ($d_{mês}$), conforme (5.7).

$$C_{mês} = n_{pontos} P_{ponta} h_{uso} d_{mês} = 10 \cdot 60kW \cdot 3 \cdot 30 = 5400kWh \quad (5.7)$$

A crescente inserção de baterias no sistema reduz o número de estações conectadas na rede em horário de pico. Da mesma forma, o contrato mensal de demanda é reduzido para que não ocorra ultrapassagem de demanda.

As baterias trabalharão da seguinte maneira: irão descarregar completamente durante o horário de pico, e carregar durante a madrugada. No período após as 22h, a recarga lenta de 10h é executada. Consequentemente, o consumo e a demanda contratada no horário de pico serão reduzidos.

Outra questão considerada, além da vida útil (número de ciclos) da bateria, foi e temperatura de operação, conforme a Tabela 5.1. Embora, o número de ciclos está para uma redução em 80% da capacidade, considerou-se constante durante o tempo de uso. Portanto, a bateria realizando um ciclo completo por dia, em um ano terá realizado 365 ciclos e, dependendo da bateria, irá influenciar na viabilidade econômica do investimento. O rendimento das baterias também foi ajustado para uma análise mais precisa, os quais estão presentes na Tabela 3.1. Assim, uma análise diferente para cada tipo de bateria foi realizada.

Partindo-se dessas considerações, é possível determinar uma relação entre o custo diário do sistema de armazenamento de energia, em função da sua capacidade de armazenar energia, de acordo com (5.8). A relação entre o custo diário do sistema com e sem bateria banco de baterias também é conhecida como função custo (GONÇALVES et al.,

2009) e (FUKUDA et al., 2014).

$$f_{custo} = \left[\underbrace{\left(\frac{C_{bat}}{n_{ciclos_bat}} (2 - e_{bat}) + \frac{C_{conv}}{n_{dias_conv} h_{ponta}} (2 - e_{conv}) \right)}_a + \frac{T_{cons_FP}}{1} \right] E_{bb} + \underbrace{\left(\frac{T_{dem_ponta}}{30 \cdot h_{ponta}} + \frac{T_{cons_ponta}}{1} \right)}_b E_{rp} \quad (\$/dia) \quad (5.8)$$

Os termos são descritos pela Tabela 5.3.

Tabela 5.3 – Termos utilizados na função (5.8).

Representação	Significado
C_{bat}	Custo da bateria (\$/kWh)
n_{ciclos_bat}	Número de ciclos da bateria.
e_{bat}	Eficiência bateria.
e_{conv}	Eficiência conversor
n_{dias_conv}	Vida útil conversor (dias)
C_{conv}	Custo conversor pela potência (\$/kW)
T_{consu_FP}	Tarifa de consumo de energia fora da ponta (\$)
E_{bb}	Energia banco baterias (kWh)
T_{dem_ponta}	Tarifa demanda na ponta (\$)
h_{ponta}	Horas de ponta
T_{cons_ponta}	Tarifa de consumo na ponta
E_{rp}	Energia da rede na ponta (kWh)
T_{dem_FP}	Tarifa demanda fora ponta (\$/kW)

A energia necessária no banco de baterias E_{bb} é definida pelo número de horas de ponta e da potência. A energia da rede no horário de ponta (E_{rp}) é referente ao custo da energia, caso durante o horário de ponta não se utilize baterias. Assim, durante o horário de ponta uma parte da energia usada nos pontos de carregamento pode ser proveniente da rede e outra parcela do banco de baterias.

Caso o custo total da energia do banco seja maior que o custo total da energia da rede para o mesmo período, o sistema torne-se inviável. Portanto, durante as 3 horas de ponta, a relação (5.9) determina a fonte de toda a energia consumida no horário de ponta.

$$E_{bb} + E_{rp} = E_t = 1800kWh \quad (5.9)$$

Substituindo-se a equação (5.9) em (5.8), tem-se (5.10) com o custo em função da energia do banco de baterias. Inclui-se nessa função o custo da demanda contratada fora da ponta, que não depende do tamanho da bateria, tendo em vista que durante o período da madrugada o banco de baterias é recarregado lentamente sem ultrapassar a demanda.

$$f_{custo}(E_{bb}) = (a - b)E_{bb} + bE_t + \left(\frac{T_{dem_FP}E_t}{30 \cdot 3} \right) \quad (\$/dia) \quad (5.10)$$

Organizando (5.10), é obtida a expressão (5.11) que relaciona os custos com o banco de baterias.

$$f_{custo}(E_{bb}) = (a - b)E_{bb} + E_t \left(b + \frac{T_{dem-FP}}{90} \right) \quad (\$/dia) \quad (5.11)$$

A função de primeiro grau determinada em (5.11), estabelece a relação entre o tamanho do banco de baterias com o custo de compra da energia diretamente da rede convencional no período da ponta. Para uma reta com inclinação positiva, é vantajoso comprar energia da rede no horário de ponta.

Ao constatar a vantagem do uso de baterias no horário de ponta, deve-se analisar a lucratividade do investimento inicial e seu tempo de retorno. Caso o custo de operação com baterias seja menor que o custo da compra da energia da rede, haverá uma diferença para pagamento do investimento e, após alguns anos, lucro.

Determina-se o momento em que o investimento torna-se lucrativo através do Valor Líquido Presente (VLP), em que a cada ano os rendimentos após o sistema ser pago são trazidos para valor presente em relação a Taxa Mínima de Atratividade (TMA). A TMA é definida considerando-se o custo de oportunidade, o risco do negócio e a liquidez. Para esse estudo ela é definida em 10%. Assim, pode-se ter uma ideia dos valores dos anos seguintes em relação ao ano atual.

Do valor total investido inicialmente são descontados os rendimentos anuais em valor presente. O tempo esperado até que o investimento inicial seja pago é chamado de *payback time* (PB). Um investimento rentável deve ter um baixo tempo de retorno. Portanto, pode-se determinar a Taxa Interna de Rendimento (TIR), que mostrará o quanto irá render o investimento inicial após todos os anos previstos para funcionamento do sistema. A TIR é importante para conhecer a rentabilidade em relação ao mesmo investimento em um fundo de investimentos. Para ser atrativo, a TIR deve ser maior que 10% ao ano.

Ao ser usado um ciclo por dia, cada bateria tem uma quantidade de anos de vida, podendo variar de 1 a 41 de acordo com sua composição. Assim, é importante apresentar o valor da TIR relacionado a 1 ano ($TIR_{a.a.}$). Dessa maneira, a comparação entre a taxa de interna de retorno para as diferentes baterias fica mais clara. Para isso, utiliza-se a equação (5.12), em que n_a é o número de anos, e TIR_n a taxa para a totalidade dos anos analisados.

$$(1 + TIR_n) = (1 + TIR_{a.a.})^{n_a} \quad (5.12)$$

5.6 RESULTADOS DO ESTUDO DE VIABILIDADE

Considerou-se alguns casos para análise em cada um deles o fator variante é o tipo de bateria. Considerando a variação nas baterias, analisou-se alguns casos para as variações do valor do dólar, da taxa de imposto na importação de baterias e o custo das baterias. As taxas de importação incidem sobre o valor da mercadoria com o frete. O

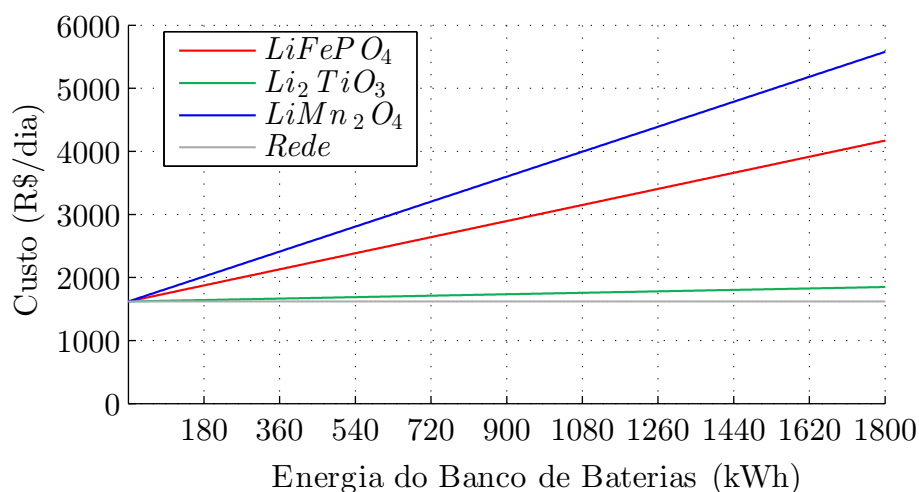
imposto sob mercadorias importadas é de 60%. Sobre o valor da mercadoria com imposto incide os 18% de ICMS estaduais, totalizando 88,8% de imposto sobre a mercadoria importada (CORREIOS, 2017). O custo do conversor de R\$1300,00/kW e uma eficiência de 95% também foram considerados, com um tempo de vida aproximado de 15 anos.

5.6.1 Caso 1 - Dólar elevado, imposto elevado, custo das baterias elevado

Nesse caso adotou-se, o valor da cotação do dólar de R\$3,45 com Imposto sobre Operações Financeiras (IOF), o imposto para baterias importadas de 88% e o custo atual das baterias conforme a Tabela 5.1.

O gráfico presente na Figura 5.2 mostra o custo uso das baterias no horário de pico. O acréscimo do tamanho do banco não reduz o custo diário. Comparando-se o custo diário de diferentes tamanhos de bancos com a referência, é vantajosa a compra de energia da rede no horário de ponta. Portanto, com a inclinação positiva das retas, não é viável a importação de baterias para uso no horário de ponta.

Figura 5.2 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 1.

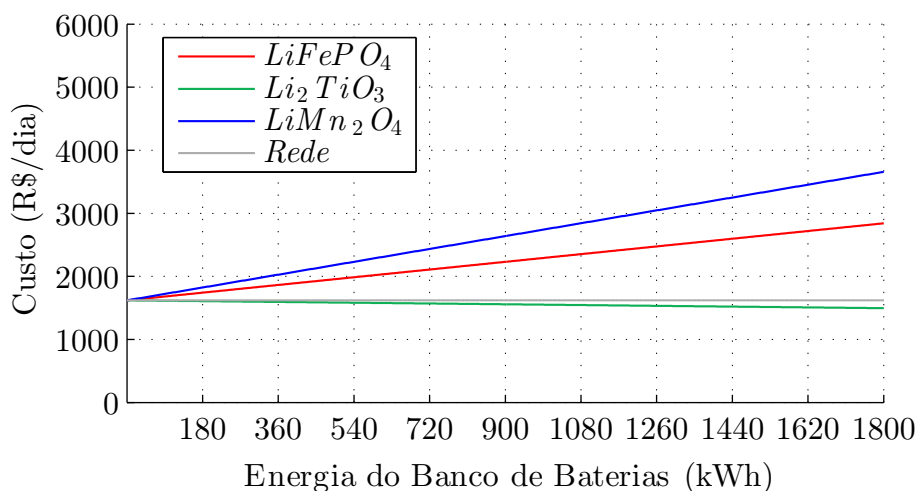


Fonte: Autor.

5.6.2 Caso 2 - Dólar reduzido, imposto elevado, custo das baterias elevado

Outra análise é feita para o dólar cotado a R\$2,00, com IOF. Os impostos de 88,8% são mantidos para importação de baterias de lítio, as quais tem os valores na Tabela 5.1. O custo diário se mantém elevado conforme a Figura 5.3. Um caso que apresenta uma redução é o para a bateria de Li_2TiO_3 , facilitado pela sua longa vida útil até que sua capacidade reduza a 20% do valor inicial.

Figura 5.3 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 2.



Fonte: Autor.

Assim, é determinado se um investimento inicial nesse tipo de bateria é viável. Para isso, considerou-se um investimento inicial para um banco de 180kWh e o custo do conversor, sabendo-se que o investimento é linear. Estendeu-se o cálculo para os demais tipos de baterias de lítio a fim de realizar uma comparação. Os casos estão na Tabela 5.4, com a taxa interna de rendimento relativa a um ano.

O valor da energia sofre alterações anuais, assim, adotou-se os cenários com reajuste anual de 12% e sem o reajuste.

Tabela 5.4 – Taxa interna de retorno anual para o caso 2.

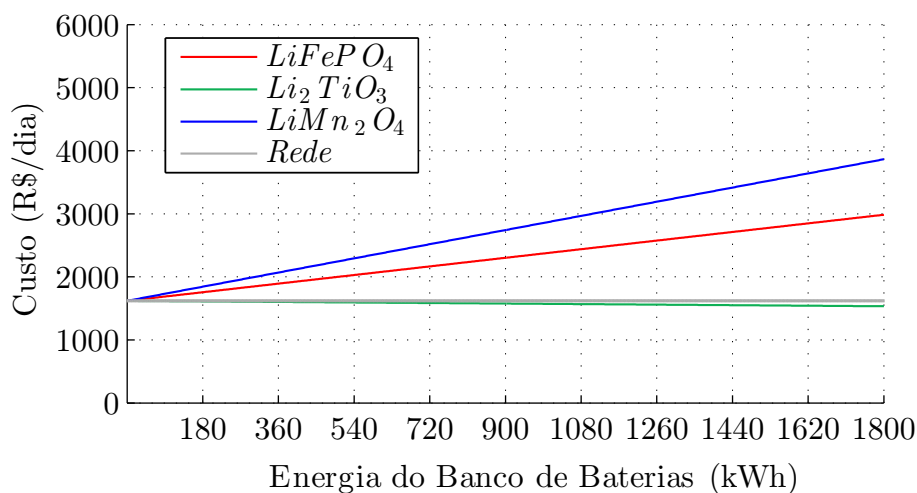
	Baterias	$LiFePO_4$	Li_2TiO_3	$LiMn_2O_4$
	Anos	8	41	2
Reajuste Anual da Tarifa de 12%	TIR_n	-10%	13%	-60%
	$TIR_{a.a.}$	-1%	0,299%	-26%
Sem Reajuste Anual da Tarifa	TIR_n	-18%	2%	-62%
	$TIR_{a.a.}$	-2%	0,048%	-27%

Dessa maneira, o caso que apresenta uma TIR maior que 10% é o para as baterias de lítio titânio, com valor de 13% para um total de 41 anos, considerando o reajuste anual da tarifa. Ao investido em elemento 180kWh, com custo de 772.632,96 reais, o tempo de pagamento descontado é de 24 anos. Embora o VLP seja de 724.730,68 reais, o tempo para retorno do investimento pode ser considerado longo.

5.6.3 Caso 3 - Dólar elevado, isenção de impostos, custo das baterias elevado

Nesse estudo, a cotação do dólar é elevada no valor de R\$3,45 com IOF. Entretanto, o valor do imposto é reduzido para o caso de medidas governamentais de incentivo à importação de baterias para utilização em equipamentos voltados para veículos elétricos. Caso o imposto total sobre as baterias seja de 18%, com um custo de baterias conforme a Tabela 5.1, obtêm-se o cenário descrito nesse caso. A Figura 5.4 mostra o custo diário para operação do sistema com um conjunto de baterias no horário de ponta. Percebe-se, ao comparar com o Caso 2, uma semelhança grande, na qual apenas a reta da bateria de titânio tem inclinação negativa.

Figura 5.4 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 3.



Fonte: Autor.

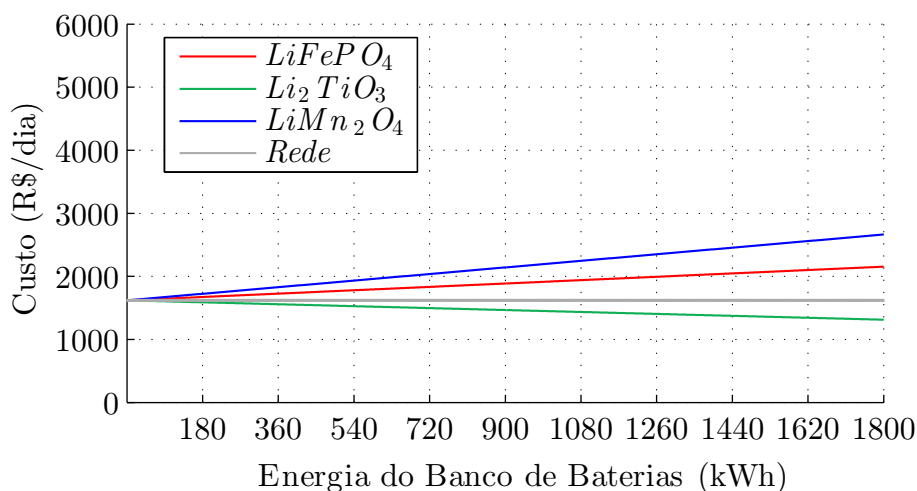
Para um investimento em baterias de lítio titânio, a TIR, o VPL e o PB são próximos ao do caso 2.

5.6.4 Caso 4 - Dólar e imposto reduzidos, custo das baterias elevado

Um cenário favorável a importação de equipamentos e baterias é quando o dólar está reduzido e o imposto também. Para isso, considerou-se o dólar a R\$2,00 com IOF, o imposto na importação de 18% e o valor das baterias importadas conforme a Tabela 5.1. A Figura 5.5 apresenta o custo diário na utilização de cada tipo de bateria de lítio.

O banco composto por módulos de baterias de lítio titânio possui uma inclinação negativa. Assim, conforme apresentado no caso 2, a Tabela 5.5 mostra a TIR e as vantagens da importação com as condições apresentadas.

Figura 5.5 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 4.



Fonte: Autor.

Tabela 5.5 – Taxa interna de retorno anual para o caso 4.

	Baterias	$LiFePO_4$	Li_2TiO_3	$LiMn_2O_4$
	Anos	8	41	2
Reajuste Anual da Tarifa de 12%	TIR_n	-3%	16%	-52%
	$TIR_{a.a.}$	0%	0,363%	-23%
Sem Reajuste Anual da Tarifa	TIR_n	-12%	4%	-55%
	$TIR_{a.a.}$	-1%	0,096%	-24%

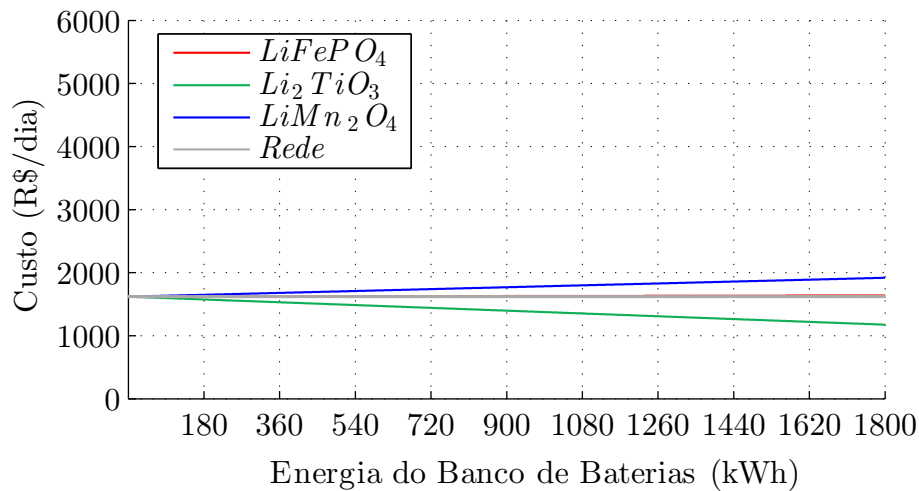
Apenas o conjunto composto de titânio apresenta alguma vantagem econômica se for levado em conta o reajuste anual das tarifas de energia. Com uma TIR de 16%, para um investimento inicial em 180kWh de banco de baterias, obtêm-se retorno após 17 anos. Se o investimento for de 826.901,16 reais, o VLP será 670.462,48 reais. O tempo de retorno para pagamento do investimento continua elevado.

5.6.5 Caso 5 - Dólar, imposto e custo das baterias reduzidos

Alguns estudos preveem uma redução significativa no custo das baterias, devido aos avanços na tecnologia, instalação de grandes fábricas e produção em massa para veículos elétricos (NYKVIST; NILSSON, 2015). Em 2025 espera-se uma queda no custo das baterias de $LiMn_2O_4$ para 150\$/kWh, o que representa uma redução de 45% no valor. Nesse sentido, considera-se a cotação do dólar igual a R\$2,00 com IOF e imposto de importação de 18%, e uma redução de 45% no custo das baterias de lítio da Tabela

5.1. Tal caso é descrito na Figura 5.6.

Figura 5.6 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 5.



Fonte: Autor.

As retas mostram uma inclinação negativa maior em relação aos casos anteriores. O conjunto de titânio continua em vantagem em relação aos demais. Um dos grandes responsáveis pelo custo total ainda elevado é o conversor. A Tabela 5.6 apresenta o rendimento para essa situação.

Tabela 5.6 – Taxa interna de retorno anual para o caso 5.

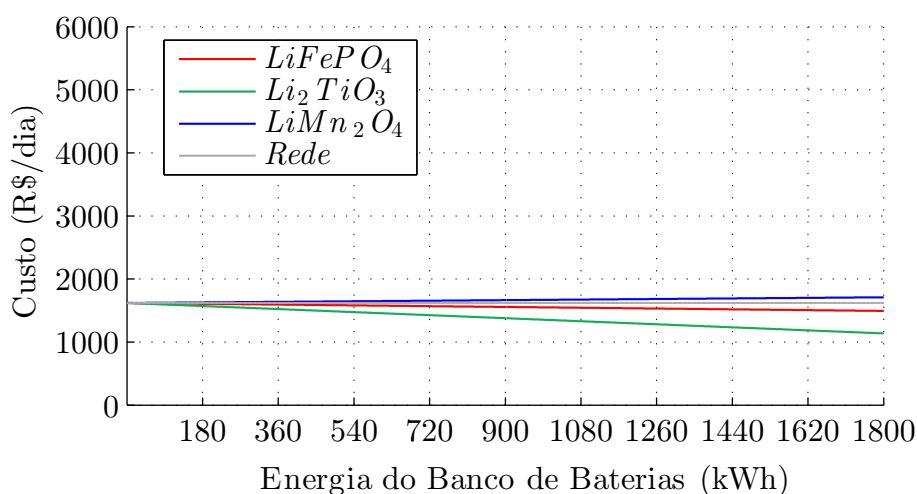
	Baterias	$LiFePO_4$	Li_2TiO_3	$LiMn_2O_4$
	Anos	8	41	2
Reajuste Anual da Tarifa de 12%	TIR_n	6%	20%	-43%
	$TIR_{a.a.}$	1%	0,446%	-20%
Sem Reajuste Anual da Tarifa	TIR_n	-3%	8%	-45%
	$TIR_{a.a.}$	0%	0,188%	-20%

A taxa de retorno de 20% das baterias compostas por titânio, considerando o acréscimo anual nas tarifas de energia, mostra uma possibilidade rentável para o investimento. Embora, a $TIR_{a.a.}$ seja baixa, um investimento em 180kWh de baterias, ao custo atual de 316.780,00 reais, possibilitaria retorno dentro de 11 anos. O VLP após 41 anos seria de 1.180.583,56 reais.

5.6.6 Caso 6 - Produção nacional de baterias de Lítio

O crescente uso de baterias em veículos, assim como a fabricação em solo nacional de EVs, pode fomentar e facilitar a produção de baterias de lítio no país. Um atrativo é na quantidade de lítio disponível no Brasil e nos países vizinhos (Chile, Bolívia, Argentina) (GUADAGNIN, 2016). Da mesma maneira, o Brasil possui grandes reservas de titânio, sendo a quinta maior do mundo (SANTOS, 2010). Portanto, o incentivo na produção nacional abre espaço para um cenário sem imposto de importação e cotação do dólar. Assim, a Figura 5.7 apresenta as retas com o valor das baterias nacionais referentes aos da Tabela 5.1.

Figura 5.7 – Custo diário para operação com banco de baterias no caso 6.



Fonte: Autor.

Para esse caso, as baterias compostas por titânio e ferro apresentam uma reta inclinada para baixo, tornando-se um pouco mais atrativas. A Tabela 5.7 apresenta os valores dos rendimentos.

Tabela 5.7 – Taxa interna de retorno anual para o caso 6.

	Baterias	$LiFePO_4$	Li_2TiO_3	$LiMn_2O_4$
	Anos	8	41	2
Reajuste Anual da Tarifa de 12%	TIR_n	10%	22%	-39%
	$TIR_{a.a.}$	1%	0,486%	-18%
Sem Reajuste Anual da Tarifa	TIR_n	1%	10%	-41%
	$TIR_{a.a.}$	0%	0,233%	-19%

A TIR apresentada para a bateria de titânio é maior que o considerado atrativo

pelo mercado. Assim, para a taxa de 22%, a um investimento inicial na bateria e no conversor de 261.960,00 reais, o projeto passa a ser vantajoso a partir de 9 anos. O VPL relativo ao quadragésimo primeiro ano é de 1.235.403,64 reais.

O outro caso que apresenta um retorno significativo é para a bateria de titânio sem o reajuste da tarifa de energia, com TIR de 10%, a um investimento inicial de 261.960 reais, o PB fica em 32 anos e o VPL em 6.445,65 reais após 41 anos. Portanto, nesse caso, não há vantagem em realizar o investimento.

Na situação da bateria composta por ferro, os 10% apresentados na TIR não são suficientes para trazer algum retorno.

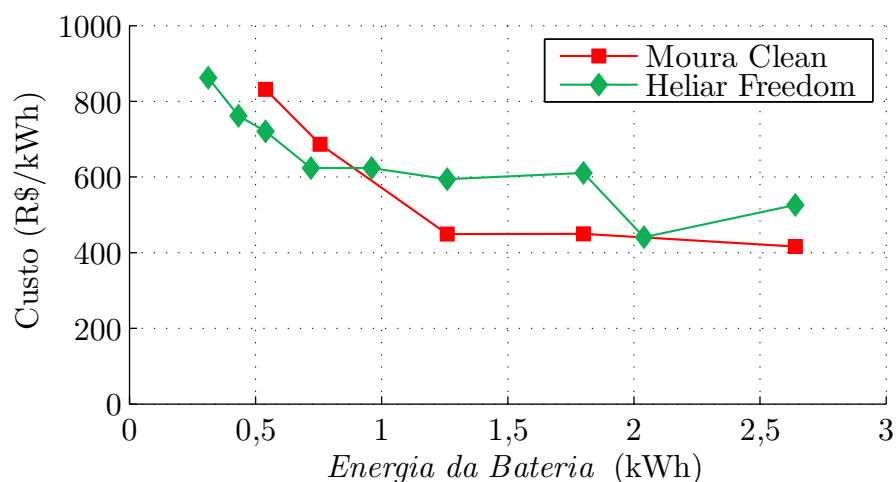
5.6.7 Caso 7 - Baterias nacionais de chumbo-ácido

Uma possibilidade de uso de baterias para suprir as cargas no horário de ponta é através do uso do tipo estacionária de chumbo ácido. Elas apresentam possibilidades para descargas profundas e um custo mais atrativo em consideração às importadas. Porém, um fato a ser considerado refere-se ao número de ciclos para descargas completas, que não ultrapassa 500 ciclos, de acordo com o fabricante (BATERIAS MOURA, 2001).

Todavia, uma descarga de no máximo 20% da capacidade da bateria, aumenta a vida útil para 1600 ciclos (ou 4 anos de uso). Mas, para isso, um banco que antes era de 180kWh, precisa ser projetado para 900kWh (5 vezes maior).

As situações apresentadas serão analisadas. Para o preço das baterias considerou-se o menor valor por kWh entre os modelos de baterias estacionárias dos fabricantes presentes no gráfico da Figura 5.8 (NEO SOLAR, 2017).

Figura 5.8 – Valor do kWh para baterias estacionárias de chumbo-ácido.



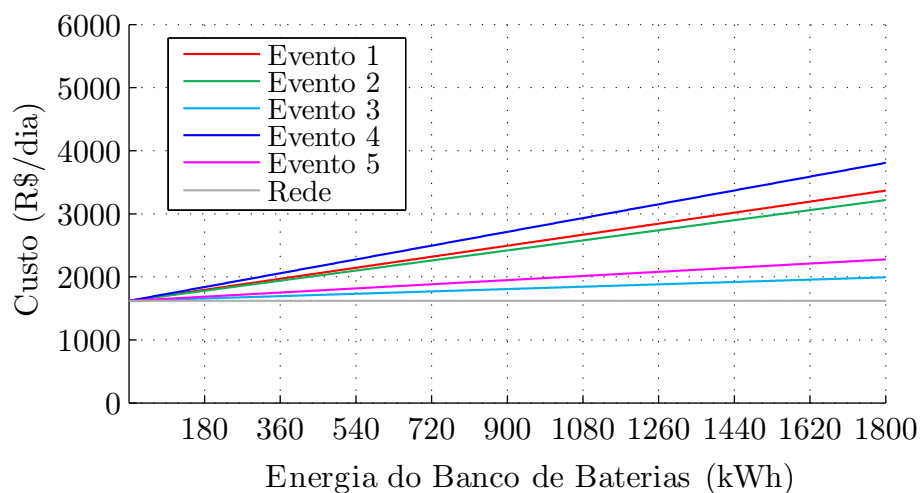
Fonte: Adaptado de Neo Solar (2017).

Determinou-se 5 eventos para as baterias de chumbo-ácido:

- Evento 1 - Custo bateria a R\$416/kWh e custo conversor a R\$1300/kW.;
- Evento 2 - Custo bateria a R\$416/kWh sem conversor;
- Evento 3 - Custo bateria a R\$200/kWh sem conversor;
- Evento 4 - Custo bateria a R\$416/kWh, com descargas de 20% (banco 5 vezes maior) e custo conversor a R\$1300/kW.;
- Evento 5 - Custo bateria a R\$200/kWh, com descargas de 20% e sem conversor;

A não necessidade de conversor para carga e descarga pode ser válida ao ligar as baterias em série e paralelo com um arranjo de tensão próxima a do barramento CC. A Figura 5.9 apresenta um comparativo entre os cinco eventos descritos.

Figura 5.9 – Possíveis cenários para baterias estacionárias de chumbo ácido.

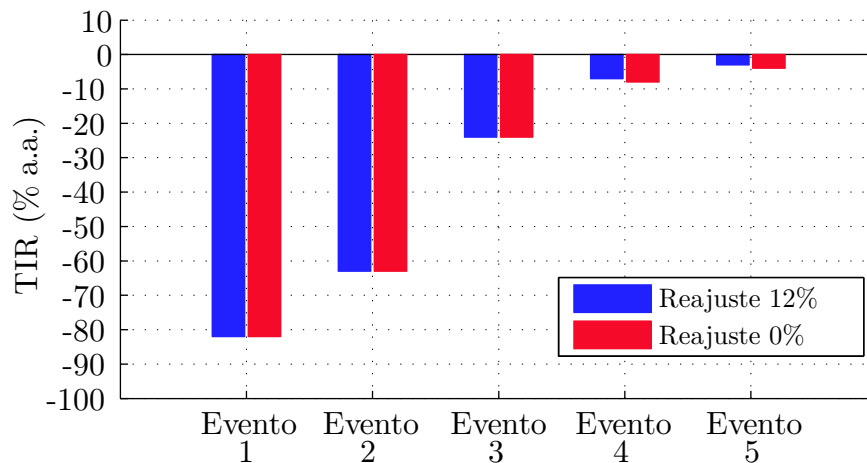


Fonte: Autor.

Entre as situações descritas, o número de ciclos suportados pelas baterias torna-se um fator limitante na viabilidade desses casos. Por mais que se aumente o número de ciclos com descargas menos profundas, o tamanho total do banco também será maior, ocasionando um aumento geral no custo do sistema e inviabilizando o investimento.

Pelo gráfico da Figura 5.9 percebe-se as retas crescentes e pela Figura 5.10 os valores da $TIR_{a.a.}$ de cada um dos eventos.

Figura 5.10 – Taxa de retorno do investimento para um ano em diferentes cenários.



Fonte: Autor.

5.7 CONCLUSÃO

As análises propostas apresentaram diferentes cenários para o uso das baterias a fim de suprir a energia de pontos de carregamento em uma estação de cargas rápidas para EVs, no horário de ponta. Por menor que seja o valor total da importação, fatores como o número de ciclos, profundidade de descarga, preço do kWh da bateria e preço do kW dos conversores são fatores limitantes na viabilidade desse projeto.

Com tecnologias mais avançadas que aumentem o número de ciclos das baterias e que reduzam o seu custo por kWh, esse projeto pode se tornar viável. As baterias de chumbo ácido, por apresentarem pequeno número de ciclos, tornam-se inviáveis para essa análise.

Outro fator importante é o reajuste anual das tarifas de energia, muito maior que 12% em alguns anos. Essa variável tem um papel fundamental na análise e depende da produção nacional de energia, períodos de secas, uso de termelétricas e diversos fatores, sendo complexa uma previsão para anos futuros.

Dessa maneira, englobou-se diferentes variáveis que pudessem viabilizar o sistema, porém apenas as baterias de lítio titânio apresentam um futuro promissor que venha a viabilizar a sua utilização em bancos de baterias com descargas elevadas.

6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Esse trabalho apresentou os principais conceitos e normas sobre carregadores de veículos elétricos, desenvolveu um sistema de carregamento rápido, confirmou os conceitos por simulação e apresentou um estudo de viabilidade para um elemento de armazenamento de energia. Entre os principais conceitos, uma revisão de normas, topologias, patentes, métodos de carregamento, veículos e equipamentos de carga foram apresentadas.

Por possuírem uma grande importância nos veículos elétricos, os principais tipos de baterias e suas características foram apresentadas. Nas simulações com baterias, um modelo que represente o tempo de carga e a resposta em tensão de uma célula de lítio possibilita uma análise melhor dos conversores. O modelo escrito no *software* facilita simulações para casos futuros. Ao conectar o conversor no modelo equivalente de um banco de baterias com valores próximos ao do veículo, o tempo de carga ficou menor que 30 min. Ressalta-se que uma resistência, com o valor da resistência interna equivalente da bateria de tração, deve ser adicionada em série ao circuito para possibilitar a simulação.

Considerando o crescente uso de veículos e a necessidade de recargas rápidas, um sistema de carregamento rápido CC modular para vários EVs foi proposto. Foi proposto instalar o sistema em locais de grande movimento. O mesmo apresenta um estágio retificador conectado a um barramento em corrente contínua, disponível para inserção de diferentes pontos de carregamento. A possibilidade de uso de banco de baterias no horário de ponta para reduzir a demanda da rede foi estudada através da análise de viabilidade.

O projeto do retificador 12 pulsos não controlado foi apresentado com as etapas para dedução das fórmulas e cálculo dos valores finais para uma estação de 600kWh. Por meio das simulações realizadas, o retificador apresenta harmônicas de ordem superior a décima primeira na corrente de entrada. De acordo com a norma, para a conexão em média tensão, essas harmônicas devem ser eliminadas com o auxílio de um filtro ativo.

Os pontos de carregamento, onde os veículos serão conectados, estão ligados ao barramento CC. Em cada ponto está presente um conversor abaixador buck interleaved, que realiza o processo de carga conforme a corrente requisitada pelo veículo. Dessa maneira, o conversor foi projetado para uma potência de 60kW. Entre os elementos presentes, os três indutores tem um papel importante no tamanho final do dispositivo. Assim, realizou-se o projeto dos indutores considerando os níveis das ondulações de corrente estabelecidos pelas normas para equipamentos de carregamento rápido de veículos elétricos. Observou-se que o volume total dos indutores, para um mesmo percentual de ondulação, pode ser reduzido com a adição de um indutor adicional após o capacitor. Portanto, os indutores do buck interleaved proporcionam uma de ondulação de corrente de saída de 15% e o indutor adicional reduz para um valor de ondulação próximo a 1%, muito abaixo do exigido. Esses componentes possuem papel fundamental no tamanho final do totem de conexão, composto por diversos elementos de comunicação.

A operação do sistema só é possível a partir do controle de carga que obedeça a referência exigida. Assim, a modelagem do conversor por circuito médio foi apresentada, com a determinação da função de transferência da corrente total de saída dos indutores pela razão cíclica. O modelo apresentado para o caso com 3 indutores e para o caso com um indutor adicional apresentaram respostas em simulação muito próximas as dos circuitos. A partir desse modelo, as etapas de projeto do compensador de corrente foram desenvolvidas, considerando os filtros das medidas de corrente. E assim, pode-se determinar o controlador que atendesse os requisitos de rejeição dos distúrbios na entrada, na saída, de medida e variações paramétricas.

Entretanto, um dos problemas do controle da corrente total é a possibilidade de desbalanço das correntes nos indutores. A solução desse problema é apresentada com o projeto do compensador que obedeça uma referência nula para as correntes circulantes entre os indutores. O controle de cada uma das malhas e o controle total das correntes dos indutores possibilitam o desacoplamento entre as razões cíclicas de cada uma das chaves. Dessa forma, obteve-se um equilíbrio na corrente de cada indutor.

Ao ser implementada digitalmente, a amostragem deve ser condicionada ao sistema proposto. Diferentes autores utilizam uma amostragem e controle separados para cada indutor do conversor. Porém, para esse projeto, o cálculo da ação de controle deve ser executado após a obtenção dos valores de cada uma das correntes dos indutores. Assim, desenvolveu-se uma amostragem numa frequência superior a de chaveamento. Dessa maneira, os valores amostrados são utilizados no cálculo, com a atualização das razões cíclicas no *underflow* da triangular principal. Com essa metodologia, é possível a comprovação por simulação do controlador digital incluindo a amostragem das correntes. Os resultados das simulações apresentam a rápida resposta do sistema para variações abruptas da referência, conforme especificado nas normas. Da mesma maneira, o equilíbrio das correntes nos indutores manteve-se constante mesmo após as variações na referência, na carga e na entrada. Mais que isso, a ondulação da corrente de saída foi menor que a exigida pelo veículo.

Ao se conectar o conversor CC-CC no barramento, instabilidades no controle e na saída do conversor podem surgir devido ao estágio retificador. A estabilidade é definida através da relação entre a impedância de saída do retificador pela impedância de entrada em malha fechada do conversor *interleaved*. Assim, utilizou-se o modelo aproximado do retificador 12 pulsos para determinar sua impedância de saída e, pela análise do conversor *interleaved* em malha fechada, obteve-se sua impedância de entrada. A partir dessas funções, um valor mínimo da capacitância é obtido, para a estabilidade do sistema. Nesse caso, um capacitor total maior que 7,5mF deve ser usado para que se evite influências da entrada na saída de corrente. Valores na ordem de 2mF, na entrada de cada conversor abaixador, possibilitam uma margem de estabilidade maior.

Por fim, a demanda por cargas rápidas pode vir a facilitar a instalação de sistemas

de recarga rápida em shoppings e estabelecimentos comerciais. Assim, analisou-se diferentes casos para utilização da energia de baterias nos horários de ponta. Como os valores da energia elétrica nos horários de ponta são maiores, existe a possibilidade de carregamento das baterias estacionárias nos horários de menor custo da energia. A redução do valor total da energia consumida, é deduzida dos valores investidos no elemento armazenador de energia. No panorama atual, esse sistema não compensa o investimento, pois o custo de importação das baterias com elevado número de ciclos ainda é alto. Por mais que algumas delas apresentem um custo mais baixo, o número de ciclos reduzido não favorece o investimento. O custo dos conversores também foram considerados, e possuem uma influência significativa na atratividade do negócio. Dessa forma, o uso de baterias, tanto de lítio quanto de chumbo ácido, torna-se difícil para uso em horários de pico. Entretanto, as baterias estão sendo aprimoradas em termos de desempenho e custo, com uma possível nacionalização da produção de baterias de lítio titânio, e reajustes na fatura de energia favoráveis, o sistema pode se tornar viável.

6.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Entre os trabalhos que podem ser desenvolvidos, sugere-se:

- projeto do filtro ativo para eliminação das harmônicas de corrente de entrada;
- projeto de corrente em espaço discreto considerando outras metodologias de amostragem dos sinais;
- a implementação do sistema em escala real, com integração de sistemas de comunicação;
- desenvolvimento de carregadores rápidos com transformador de isolamento em alta frequência;
- desenvolvimento de carregadores bidirecionais para transferência de energia do veículo para rede (V2G);
- estudo de viabilidade considerando recondicionamento de baterias e uso até redução da sua capacidade para 80%;
- estudo de viabilidade considerando carga de baterias durante o dia com painéis solares;
- estudo de viabilidade considerando diferentes perfis de potência na conexão dos veículos;

- determinação de equação geral relacionando retorno investimento, custo das baterias, número de ciclos e custo conversor;

6.2 ARTIGOS PUBLICADOS

- 9º Seminário de Eletrônica de Potência e Controle - SEPOC 2015, Santa Maria - RS: **Carregador Rápido Modular para Veículos Elétricos**
- European Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Congress - EEVC 2015, Brussels - Belgium: **Modular Fast Charger for Electric Vehicles**
- 29th International Electric Vehicle Symposium - EVS29 2016, Montreal - Canada: **Modular Fast Charger Station for Electric Vehicles with Energy Storage Element**
- Brazilian Power Electronics Conference - COBEP 2017, Juiz de Fora - Brasil: **Modeling and Control of Interleaved Buck Converter for Electric Vehicle Fast Chargers**

REFERÊNCIAS

- ABNT. **ABNT - Associação Brasileira de Normas Técnicas**. 2017. Disponível em: <<http://www.abnt.org.br/pesquisas/?searchword=veiculo+eletrico&x=0&y=0>>. Acesso em: 14 fev. 2017.
- AGGELER, D. et al. Ultra-fast dc-charge infrastructures for ev-mobility and future smart grids. In: **2010 IEEE PES Innovative Smart Grid Technologies Conference Europe (ISGT Europe)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–8. ISSN 2165-4816.
- AHMED, M. A. et al. Interleaved swiss rectifiers for fast ev/phev battery chargers. In: **2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC 2014**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 3260–3265. ISSN 1048-2334.
- AJMERA, A.; SUBBA, N. **Tesla starts battery cell production at gigafactory**. 2017. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-tesla-gigafactory-idUSKBN14O1OK>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- ANEEL. **PRODIST - Módulo 8 - Qualidade de Energia Elétrica**. 2017. 76 p. Disponível em: <http://www.aneel.gov.br/documents/656827/14866914/M%C3%B3dulo8_Revisao_8/9c78cfab-a7d7-4066-b6ba-cfbda3058d19>. Acesso em: 11 jul. 2017.
- ANEGAWA, T. Safety design of CHAdeMO quick charging system. **World Electric Vehicle Journal**, v. 4, p. 855–859, 2011. ISSN 20326653.
- ANSEÁN, D. et al. High power LiFePO₄ cell evaluation : fast charge , depth of discharge and fast discharge dependency. v. 6, p. 1–10, 2013.
- AUCCOCK, R. **Audi And Porsche Team Up For Autonomous Electric Vehicles**. 2017. Disponível em: <<http://insideevs.com/audi-porsche-team-autonomous-electric-vehicles/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- AUTO BLOG. **2017 Fusion Hybrid**. 2017. Disponível em: <<http://www.autoblog.com/buy/2017-Ford-Fusion+Hybrid/expert-review/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.
- AUTOLIB. **Comment ça marche ? Laissez nous vous guider**. 2017. Disponível em: <<https://www.autolib.eu/en/>>. Acesso em: 16 jul. 2017.
- Automotive Energy Supply Corporation. **Cell, Module, and Pack for EV Applications**. 2013. Disponível em: <http://www.eco-aesc-lb.com/en/product/liion_ev/>.
- AUTOMOTIVE NEWS. **How the Honda Accord's innovative hybrid system works**. 2013. Disponível em: <<http://www.autonews.com/article/20130930/OEM06/309309954/how-the-honda-accords-innovative-hybrid-system-works>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

AYAPANA, E. **Tesla Says New Model S P100D Ludicrous Will Go 0-60 MPH in 2.5 Seconds**. 2016. Disponível em: <<http://www.motortrend.com/news/tesla-says-new-model-s-p100d-ludicrous-will-go-0-60-mph-2-5-seconds/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

BADIN, A. A. **Retificadores Trifásicos com Fator de Potência Unitário Baseados nos Transformadores Trifásicos/Bifásicos**. 208 p. Tese (Doutorado em Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, BR, 2009.

BALDWIN, R. **Intel and BMW's highly-automated cars hit the road**. 2017. Disponível em: <<https://www.engadget.com/2017/05/03/intel-and-bmw-s-autonomous-cars-hit-the-road/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

BARASSA, E. **Trajatória Tecnológica do Veículo Elétrico: Atores, Políticas e Esforços Tecnológicos no Brasil**. 132 p. Tese (Doutorado) — UNICAMP, Campinas-SP, 2015.

BARBI, I. **Retificadores Multipulsos A Diodo**. 1. ed. Florianópolis, BR: [s.n.], 1998. 154 p.

_____. **Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas**. 1. ed. Florianópolis, BR: Edição do Autor, 2001. 332 p.

_____. **Eletrônica de Potência**. 6. ed. Florianópolis, BR: [s.n.], 2006. 328 p.

BARBI, I.; FONT, C. H. I.; ALVES, R. L. **Projeto Físico de Indutores e Transformadores**: Apostila didática. Florianópolis, BR, 2002. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/sergiovggo/materiais/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf>. Acesso em: 24 abr. 2017.

BATERIAS MOURA. **Moura Clean - A bateria para todas as estações**. [S.l.], 2001. 8 p. Disponível em: <https://www.neosolar.com.br/media/pdf/manuais/moura_baterias_estacionarioas_clean_pt.pdf>. Acesso em: 12 jul. 2017.

BELTRAN, H. et al. Lithium ion batteries ageing analysis when used in a PV power plant. **2012 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**, p. 1604–1609, 2012. Disponível em: <<http://ieeexplore.ieee.org/lpdocs/epic03/wrapper.htm?arnumber=6237330>>.

BERNTON, H. **Seattle to install hundreds of charging stations for electric cars**. 2016. Disponível em: <<http://www.seattletimes.com/seattle-news/environment/seattle-city-light-sets-its-sights-on-electric-vehicles-for-2017/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

BODSON, D. Standardization Roadmap for Electric Vehicles. **IEEE Vehicular Technology Magazine**, v. 8, n. 3, p. 114–116, 2013. ISSN 15566072.

BOSSHARD, R.; KOLAR, J. W. Inductive power transfer for electric vehicle charging: Technical challenges and tradeoffs. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 3, n. 3, p. 22–30, Sept 2016. ISSN 2329-9207.

ABB B.V. Crijn Bouman. **Charging System for Electric Vehicles**. 2011. CA 2797507 A1 2011/05/18, 18 mai. 2011.

BRITISH ELECTROTECHNICAL AND ALLIED MANUFACTURERS ASSOCIATION. **Guide to Electric Vehicle Infrastructure: A beama practical guide**. United Kingdom, 2015. 40 p.

BRUKE, K. **Michigan lets autonomous cars on roads without driver**. 2016. Disponível em: <<http://www.craigslist.com/article/20161209/NEWS/161209847/michigan-lets-autonomous-cars-on-roads-without-driver>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

William D. Buchanan, Joseph F. Mohos e Wally E. Rippel. **Battery Charging System and Method**. 2004. US 2004/0130292 A1, 8 jul. 2004.

BULLER, S. et al. Supercapacitors and lithium-ion batteries for power electronic applications. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 11, n. 2, p. 742–747, 2005. ISSN 1077-2618.

Eric James Cai, Steven Cai e Ying Cai. **Use of Battery Energy for Power Grid Optimization and Electric Vehicles Charging**. 2012. US 2012/0056588 A1, 6 set. 2010.

CALIFORNIA AIR RESOURCES BOARD. **Revised CARB Plan Includes \$150 Million for Heavy Duty Vehicles**. 2016. Disponível em: <<http://www.worktruckonline.com/news/story/2016/10/revised-carb-plan-includes-150-million-for-heavy-duty-vehicles.aspx#.WBEBDs7hk-w.email>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

CAMPBELL, M. **The Country Adopting Electric Vehicles Faster Than Anywhere Else**. 2017. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2017-06-01/the-country-adopting-electric-vehicles-faster-than-anywhere-else>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

CAR AND DRIVE. **2017 Tesla Model S**. 2017. Disponível em: <<http://www.caranddriver.com/tesla/model-s/specs>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

CARRASCAL, H. A. O.; GARCIA, J. R. Review of NTC 2050 and NFPA 70 on their section dedicated to equipments for Electrical Vehicles recharge systems. **2015 Workshop on Engineering Applications - International Congress on Engineering, WEA 2015**, 2015.

CARVALHO, I. **Com isenção de impostos, carros elétricos poderão custar até 30% menos**. 2016. Disponível em: <<http://quatorrodas.abril.com.br/noticias/>>

com-isencao-de-impostos-carros-eletricos-poderao-custar-ate-30-menos/>. Acesso em: 17 jul. 2017.

CAVALCANTE, U. **Mitsubishi Outlander PHEV**. 2016. Disponível em: <<http://quatorrodas.abril.com.br/testes/mitsubishi-outlander-phev/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

CHAFKIN, M. **Uber's First Self-Driving Fleet Arrives in Pittsburgh This Month**. 2016. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/features/2016-08-18/uber-s-first-self-driving-fleet-arrives-in-pittsburgh-this-month-is06r7on>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

CHANG, C.; KNIGHTS, M. a. Interleaving technique in distributed power conversion systems. **Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications, IEEE Transactions on**, v. 42, n. 5, p. 245–251, 1995. ISSN 10577122.

CHANNEGOWDA, J.; PATHIPATI, V. K.; WILLIAMSON, S. S. Comprehensive review and comparison of dc fast charging converter topologies: Improving electric vehicle plug-to-wheels efficiency. In: **2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 263–268. ISSN 2163-5137.

CHEN, M.; RINCON-MORA, G. A. Accurate electrical battery model capable of predicting runtime and i-v performance. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 2, p. 504–511, June 2006. ISSN 0885-8969.

CHEN, W. **Application Note 77 September 1999 High Efficiency , High Density , PolyPhase Converters for High Current Applications AN77-1 Application Note 77 AN77-2**. [S.l.]: Linear Technology, 1999. 1–16 p.

CHRISAFIS, A.; VAUGHAN, A. **France to ban sales of petrol and diesel cars by 2040**. 2017. Disponível em: <<https://www.theguardian.com/business/2017/jul/06/france-ban-petrol-diesel-cars-2040-emmanuel-macron-volvo>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

COLE, J. **Nissan Prices LEAF Battery Replacement at \$5,499, New Packs More Heat Durable**. 2014. Disponível em: <<http://insideevs.com/breaking-nissan-prices-leaf-battery-replacement-5499-new-packs-heat-durable/>>. Acesso em: 27 jun. 2017.

COOK, R. **Volvo Cars says new generation of diesel engines could be the last: CEO**. Berlin, 2017. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-volvocars-diesel-idUSKCN18D0Q7>>. Acesso em: 16 jul. 2017.

COOPER, D. **Toyota unveils its next-gen autonomous test vehicle**. 2017. Disponível em: <<https://www.engadget.com/2017/03/03/toyota-unveils-its-next-gen-autonomous-test-vehicle/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

CORREIOS. **Importa Fácil**. 2017. Disponível em: <<https://www.correios.com.br/para-voce/correios-de-a-a-z/importa-facil>>. Acesso em: 11 jul. 2017.

- CREMER, A. **Germany's new electric car discount scheme draws nearly 2,000 applicants**. 2016. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-autos-electric-germany-idUSKCN10F276>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- CREMER, A.; WOODALL, B. **Automakers fund European electric car charging sites to boost demand**. 2016. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-autos-electric-idUSKBN13O25J>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- CROSS, A.; BAGHRAMIAN, A.; FORSYTH, A. Approximate, average, dynamic models of uncontrolled rectifiers for aircraft applications. **IET Power Electronics**, v. 2, n. 4, p. 398–409, July 2009. ISSN 1755-4535.
- CTV MONTREAL. **Quebec announces \$4.4 million to promote electric car**. 2017. Disponível em: <<http://montreal.ctvnews.ca/quebec-announces-4-4-million-to-promote-electric-car-industry-1.3362550>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- DEHAGHANI, E. S.; WILLIAMSON, S. S. On the inefficiency of vehicle-to-grid (v2g) power flow: Potential barriers and possible research directions. In: **2012 IEEE Transportation Electrification Conference and Expo (ITEC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 1–5.
- DESLAURIERS, M. **2017 Volkswagen e-Golf: Watch Out, Bolt**. 2017. Disponível em: <<http://www.guideautoweb.com/en/articles/42356/2017-volkswagen-e-golf-watch-out-bolt/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.
- DU, Y. et al. Review of high power isolated bi-directional dc-dc converters for phev/ev dc charging infrastructure. In: **2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 553–560. ISSN 2329-3721.
- DUARTE, R. R. et al. Desenvolvimento de uma metodologia de projeto para conversores buck interleaved. **XXV Congresso Regional de Iniciação Científica e Tecnológica em Engenharia**, Passo Fundo, BR, p. 1–4, Set 2013.
- DUBARRY, M.; DEVIE, A.; MCKENZIE, K. Durability and reliability of electric vehicle batteries under electric utility grid operations : Bidirectional charging impact analysis. **Journal of Power Sources**, Elsevier B.V, v. 358, p. 39–49, 2017. ISSN 0378-7753. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.jpowsour.2017.05.015>>.
- DUNCKLEY, J.; GONZALEZ, B.; BOWERMASTER, D. Pepco Demand Management Pilot for Plug-In Vehicle Charging in Maryland Introduction : Electric Vehicles Nationwide. p. 12, 2016.
- DURR, M. **Volvo announces 100 drivers will test drive autonomous vehicles in real traffic**. 2017. Disponível em: <http://www.mlive.com/news/detroit/index.ssf/2017/01/volvo_announces_100_drivers_wi.html>. Acesso em: 17 jul. 2017.

DUSMEZ, S.; COOK, A.; KHALIGH, A. Comprehensive analysis of high quality power converters for level 3 off-board chargers. In: **2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–10. ISSN 1938-8756.

ECKERT, V. **Germany increases electric car charging points 27 percent in 2016**. 2017. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-germany-power-cars-idUSKBN16V1FV>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

EDELSTEIN, S. **ChargePoint adds wait-list feature for electric-car charging station**. 2016. Disponível em: <http://www.greencarreports.com/news/1106303_chargepoint-adds-wait-list-feature-for-electric-car-charging-stations>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **DC fast-charging in east, west coast corridors done, say VW, BMW**. 2016. Disponível em: <http://www.greencarreports.com/news/1106098_dc-fast-charging-in-east-west-coast-corridors-done-say-vw-bmw>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **Wireless electric-car charging: perfect for automated parking?** 2016. Disponível em: <http://www.greencarreports.com/news/1107011_wireless-electric-car-charging-perfect-for-automated-parking>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **Daimler to build large electric semi truck; Urban e-Truck results good so far**. 2017. Disponível em: <http://www.greencarreports.com/news/1108966_daimler-to-build-large-electric-semi-truck-urban-e-truck-results-good-so-far>. Acesso em: 17 jul. 2017.

EHSANI, M.; GAO, Y.; EMADI, A. **Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles - Fundamentals, Theory, and Design**. 2. ed. [S.l.]: CRC Press, 2010. 558 p. ISBN 0203911857.

ENERGY DEPARTMENT. **Energy Department Announces \$18 Million Investment to Accelerate the Development of Plug-In Electric Vehicles and Use of Other Alternative Fuels**. 2016. Disponível em: <<https://www.energy.gov/eere/articles/energy-department-announces-18-million-investment-accelerate-development-plug-electric>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

ERB, D. C.; ONAR, O. C.; KHALIGH, A. Bi-directional charging topologies for plug-in hybrid electric vehicles. In: **2010 Twenty-Fifth Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 2066–2072. ISSN 1048-2334.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. 2. ed. Boulder, Colorado (USA): Kluwer Academic Publishers, 2001. 899 p.

FEISTEL, K. R. et al. EV insertion in Brazil : the environmental impact on the Energy Matrix. In: **EEVC - European Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Congress**. Brussels, Belgium: [s.n.], 2015. p. 1–10.

FELIX, B. **Total planning EV charging points at its French stations: CEO**. 2017. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-total-electricity-autos-idUSKBN15F22I>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

FOROUZESH, M. et al. Step-up dc-dc converters: A comprehensive review of voltage-boosting techniques, topologies, and applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9143–9178, Dec 2017. ISSN 0885-8993.

FOX. **Mayor, Tang push for increased electric vehicle facilities in new construction**. 2017. Disponível em: <<http://www.ktvu.com/news/238802471-story>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

FRANCFORT, J. **IEA IA-HEV : DC Fast Charger Use, Fees, Battery Impacts and Temperature Impacts on Charge Rates**. Nice, France, 2014.

FRANKLIN, G. F.; POWELL, J. D.; WORKMAN, M. L. **Digital Control of Dynamic Systems**. 3. ed. Menlo Park - CA - USA: Addison Wesley Longman, Inc., 1998. 766 p. ISBN 0-201-82054-4.

FUKUDA, F. H. et al. **Matemática para Negócios**. 1. ed. Rio de Janeiro: Editora Universidade Estácio de Sá, 2014. 112 p. ISBN 978-85-60923-14-4.

G1 AUTO ESPORTE. **Chevrolet lança 2a geração do Volt e conceito de híbrido 'popular'**. 2015. Disponível em: <<http://g1.globo.com/carros/noticia/2015/01/chevrolet-lanca-2-geracao-do-hibrido-volt.html>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

G1 CARROS. **Fisker lança o carro superesportivo elétrico Karma**. 2009. Disponível em: <<http://g1.globo.com/Noticias/Carros/0,,MUL1197437-9658,00-FISKER+LANCA+O+CARRO+SUPERESPORTIVO+ELETRICO+KARMA.html>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

GEHM, R. **Fuel economy the focus for Honda Civic engineers**. 2011. Disponível em: <<http://articles.sae.org/10194/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

GONÇALVES, A. et al. **Engenharia Econômica e Finanças**. 1. ed. São Paulo: Elsevier Editora Ltda, 2009. 31 p. ISBN 978-85-352-3210-3.

GRAEBER, D. J. **Germany to expand infrastructure for electric vehicles**. 2017. Disponível em: <http://www.upi.com/Energy-News/2017/02/13/Germany-to-expand-infrastructure-for-electric-vehicles/5921486985532/?utm_source=Sailthru&utm_medium=email&utm_campaign=Issue:%202017-02-13%20Utility%20Dive%20Newsletter%20%5Bissue:9064%5D&utm_term=Utility%20Dive>. Acesso em: 17 jul. 2017.

GRIFFO, P. **Battery-Powered Trucks a Big Lift for Calif. Utility.** 2016. Disponível em: <<http://www.worktruckonline.com/news/story/2016/08/battery-powered-trucks-a-big-lift-for-calif-utility.aspx>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

GUADAGNIN, C. **Petróleo branco, mercado de lítio vai crescer 290 % até 2020.** 2016. Disponível em: <<http://www.gazetadopovo.com.br/economia/energia-e-sustentabilidade/petroleo-branco-mercado-de-litio-vai-crescer-290-ate-2020-3totd5h2ddnic1ousqfwi369s>>. Acesso em: 13 jul. 2017.

GUEDES, J. C. d. S.; AGUIAR, J. C. R. **Manual de Tarifação de Energia Elétrica.** Rio de Janeiro, RJ, 2011. 56 p.

HAN, S.; DIVAN, D. Bi-directional dc/dc converters for plug-in hybrid electric vehicle (phev) applications. In: **2008 Twenty-Third Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition.** [S.l.: s.n.], 2008. p. 784–789. ISSN 1048-2334.

HAWKINS, A. J. **Uber's self-driving cars are now picking up passengers in Arizona.** 2017. Disponível em: <<https://www.theverge.com/2017/2/21/14687346/uber-self-driving-car-arizona-pilot-ducey-california>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

HE, H.; XIONG, R.; FAN, J. Evaluation of lithium-ion battery equivalent circuit models for state of charge estimation by an experimental approach. **Energies**, v. 4, n. 4, p. 582–598, 2011. ISSN 19961073.

HE, H. et al. Online model-based estimation of state-of-charge and open-circuit voltage of lithium-ion batteries in electric vehicles. **Energy**, Elsevier Ltd, v. 39, n. 1, p. 310–318, 2012. ISSN 03605442. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.energy.2012.01.009>>.

HEGARTY, B. T. Benefits of multi-phasing buck converters. **Semiconductors**, n. November, p. 1–4, 2007.

HENRY, D. **Automakers ask Trump to reconsider car emissions standards.** 2017. Disponível em: <<http://thehill.com/policy/energy-environment/319196-automakers-ask-trump-to-reconsider-car-emissions-standards>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

HIGA, P. **Alemanha quer banir carros a gasolina e diesel até 2030.** 2016. Disponível em: <<https://tecnoblog.net/202088/alemanha-banir-motor-combustao-interna/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

HIRTENSTEIN, A. **London May Have World's Strictest Anti-Pollution Rules by 2019.** 2017. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2017-04-04/london-may-have-world-s-strictest-anti-pollution-rules-by-2019>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

HULL, D. **Musk Lays Out Timeline for Tesla Semi Truck Electric Pickup**. 2017. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2017-04-13/musk-sketches-out-timeline-for-tesla-electric-semi-truck-pickup>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

Hydro Quebec. **Electric Vehicle Charging Stations**. n. August, p. 1–52, 2015. Disponível em: <http://batteryuniversity.com/learn/article/electric_vehicle>.

IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, p. 1–29, June 2014.

IEEE VEHICULAR TECHNOLOGY SOCIETY. **IEEE Std 2030.1.1-2015**: Ieee standard technical specifications of a dc quick charger for use with electric vehicles. New York, 2015. 1-97 p.

IG. **Os 6 carros elétricos e híbridos disponíveis no Brasil**. 2016. Disponível em: <<http://carros.ig.com.br/2016-11-01/carros-eletricos-hibridos.html>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

IG SÃO PAULO. **Toyota mostra Prius Prime, que faz 71,4 km/l**. 2016. Disponível em: <<http://carros.ig.com.br/lancamentos/2016-03-23/toyota-mostra-prius-prime-que-faz-714-kml.html>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

International Electrotechnical Commission. **IEC 62196-1 International Standard: Plugs, socket-outlets, vehicle couplers and vehicle inlets. Conductive charging of electric vehicles**. 2003. 78 p. Disponível em: <http://www.inmetro.gov.br/barreirastecnicas/pontofocal/..%5Cpontofocal%5Ctextos%5Cregulamentos%5CSAU_357.pdf>.

INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMISSION. **IEC 61851-23**: Electric vehicle conductive charging system. Part 23: DC electric vehicle charging station. [S.l.], 2014. 164 p.

INTERNATIONAL ENERGY AGENCY. **A Brief History of Electric Vehicles**. 2013. 1 p. Disponível em: <http://www.iea.org/topics/transport/subtopics/electricvehiclesinitiative/EVI_GEO_2013_Timeline.pdf>. Acesso em: 12 jul. 2017.

_____. **Global EV Outlook 2017 - Two million and counting**. [S.l.], 2017. 71 p. Disponível em: <<https://www.iea.org/publications/freepublications/publication/GlobalEVO Outlook2017.pdf>>. Acesso em: 16 jul. 2017.

JAGUAR CARS. **Jaguar Land Rover investing \$25 million in Lyft with eye on autonomous cars**. 2017. Disponível em: <<http://www.foxnews.com/auto/2017/06/12/jaguar-land-rover-investing-25-million-in-lyft-with-eye-on-autonomous-cars.html>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

JOHNSON CONTROLS INC. **Heliar - Freedom DF700**. 2017. Disponível em: <<https://www.heliar.com.br/pt-br/produtos/estacionaria/heliar-freedom>>. Acesso em: 11 jul. 2017.

JUNQUEIRA, A. D. **Retificador Trifásico com Elevado Fator de Potência**. 2004. 142 p.

CHUNG HING KA XINJIA ZHONG. CHUNG HING KA. **Rapid Charging Systems for Electric Vehicles**. 2010. CN101752889, 04 abr. 2010.

KABE, M. **European Commission Publishes Low Emission Strategy - More EVs Already**. 2016. Disponível em: <<http://insideevs.com/european-commission-publishes-low-emission-mobility-strategy/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

KASSAKIAN, J. G.; SCHLECHT, M. F.; VERGHESE, G. C. **Principles of power electronics**. [S.l.]: Addison-Wesley, 1991. 738 p. ISBN 0201096897.

KATAKEY, R. **BP Sees a Future of Slowing Oil Demand Growth, Abundant Supplies**. 2017. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2017-01-25/bp-sees-a-future-of-slowing-oil-demand-growth-abundant-supplies-iyd1s0zo>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

KHARPAL, A. **Samsung shows off electric car battery that gives a 310 mile range on a 20 minute charge**. 2017. Disponível em: <<http://www.cnbc.com/2017/01/10/samsung-electric-car-battery-gives-a-310-mile-range-on-a-20-minute-charge.html>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

KIEHNE, H. **Battery Technology Handbook**. [s.n.], 2003. 542 p. ISBN 0203911857. Disponível em: <<https://books.google.com/books?id=1HSsx9fPAKkC{&}pgi>>.

KOLAR, J. W.; ERTL, H. Status of the techniques of three-phase rectifier systems with low effects on the mains. In: **Telecommunication Energy Conference, 1999. INTELEC '99. The 21st International**. [S.l.: s.n.], 1999. p. 16 pp.–.

KOLAR, J. W.; ERTL, H.; ZACH, F. C. Design and experimental investigation of a three-phase high power density high efficiency unity power factor pwm (vienna) rectifier employing a novel integrated power semiconductor module. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1996. APEC '96. Conference Proceedings 1996., Eleventh Annual**. [S.l.: s.n.], 1996. v. 2, p. 514–523 vol.2.

KOLAR, J. W.; FRIEDLI, T. The essence of three-phase pfc rectifier systems - part i. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 1, p. 176–198, Jan 2013. ISSN 0885-8993.

KROEZE, R. C.; KREIN, P. T. Electrical battery model for use in dynamic electric vehicle simulations. In: **2008 IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 1336–1342. ISSN 0275-9306.

KROK, A. **Nissan, EVgo team up to connect Boston, DC with EV chargers**. 2017. Disponível em: <<https://www.cnet.com/roadshow/news/nissan-evgo-team-up-to-connect-boston-dc-with-ev-chargers/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **Nissan's autonomous Leaf hits the road in London**. 2017. Disponível em: <<https://www.cnet.com/roadshow/news/nissans-autonomous-leaf-hits-the-road-in-london/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **Volvo is working on an autonomous garbage truck**. 2017. Disponível em: <<https://www.cnet.com/roadshow/news/volvo-is-working-on-an-autonomous-garbage-truck/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

LAM, L.; BAUER, P.; KELDER, E. A practical circuit-based model for li-ion battery cells in electric vehicle applications. In: **2011 IEEE 33rd International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–9. ISSN 0275-0473.

LAMBERT, F. **Norway reaches rare milestone of 100,000 all-electric vehicles on the roads, wants 400,000 by 2020**. 2016. Disponível em: <<https://electrek.co/2016/12/13/norway-all-electric-vehicles-100000/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **BMW will deploy 400 electric vehicles across the city of Hamburg in a car-sharing program**. 2017. Disponível em: <<https://electrek.co/2017/05/11/bmw-electric-vehicles-hamburg-car-sharing/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **Electric vehicle charging networks are partnering to create Europe-wide fast-charging network**. 2017. Disponível em: <<https://electrek.co/2017/02/07/electric-vehicle-charging-networks-europe/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **The first High-Power fast-charging station (150-350 kW) is installed by EVgo and ABB right in Tesla's backyard**. 2017. Disponível em: <<https://electrek.co/2017/02/27/high-power-fast-charging-station-150-350-kw-evgo-abb-tesla/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **Panasonic inaugurates electric vehicle battery factory in China**. 2017. Disponível em: <<https://electrek.co/2017/04/27/panasonic-electric-vehicle-battery-factory-china/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **Scotland Yard is considering Tesla and other electric automakers to convert London's police car fleet**. 2017. Disponível em: <<https://electrek.co/2017/02/02/scotland-yard-tesla-electric-london-police-car-fleet/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **Shell says it will start installing electric vehicle chargers at its gas stations this year**. 2017. Disponível em: <<https://electrek.co/2017/02/01/shell-electric-vehicle-chargers-gas-stations/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **VW announces new all-electric crossover with 'Autopilot mode' to be unveiled next week.** 2017. Disponível em: <<https://electrek.co/2017/04/12/vw-all-electric-crossover/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

LAMPERT, A. **Quebec approves new law to boost sales of zero emission vehicles.** 2016. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/canada-autos-quebec-idUSL1N1CW1TZ>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

LEE, P.-W. et al. Steady-state analysis of an interleaved boost converter with coupled inductors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 47, n. 4, p. 787–795, Aug 2000. ISSN 0278-0046.

LESAGE, J. **Google and FCA Ridesharing To Feature Semi-Autonomous Pacifica Hybrids.** 2016. Disponível em: <<http://www.hybridcars.com/google-and-fca-ridesharing-to-feature-semi-autonomous-pacifica-hybrids/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

LI, C. et al. **Influences of Electric Vehicles on Power System and Key Technologies of Vehicle-to-Grid.** 1. ed. Beijing: Springer, 2016. v. 1. ISBN 9783662493625.

LI, J. et al. Studies on the cycle life of commercial lithium ion batteries during rapid charge discharge cycling. **Journal of Power Sources**, v. 102, p. 294–301, 2001.

LU, M.-h.; JEN, M. U. Safety design of electric vehicle charging equipment. v. 5, p. 1017–1024, 2012.

LYNCH, J. **Ford says self-driving cars on track for 2021.** 2017. Disponível em: <<http://www.detroitnews.com/story/business/autos/ford/2017/04/04/ford-fully-autonomous-vehicles/100017088/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

MAGALHÃES, A. **Primeira volta: Avaliamos o Híbrido Mitsubishi Outlander PHEV.** 2014. Disponível em: <<http://revistaautoesporte.globo.com/Analises/noticia/2014/09/primeira-volta-avaliavamos-o-hibrido-mitsubishi-outlander-phev.html>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

MAGNETICS. **Magnetics Powder Cores:** Catalog. Pittsburgh, (USA), 2015. 104 p. Disponível em: <<https://www.mag-inc.com/getattachment/Design/Design-Guides/2015-Magnetics-Powder-Core-Catalog.pdf?lang=en-US>>. Acesso em: 24 abr. 2017.

ELECTRIC POWER RESEARCH INSTITUTE, INC. Arindam Maitra, Satish Rajagopalan, Jih-Sheng Lai, Mark Duvall e Mark McGranaghan. **Medium Voltage Stand Alone DC Fast Charger.** 2013. US 2013/013479389 A1, 24 mai. 2012.

MALONEY, P. **Going beyond 'net zero' to passive house.** 2017. Disponível em: <<http://www.utilitydive.com/news/nissan-hints-at-release-of-ev-with-vehicle-to-grid-capabilities/433673/>>. Acesso em: 16 jul. 2017.

SIEMENS. Boehm Markus e Reinschke Johannes. **High-Speed Charging Station for Charging Battery of Electric Vehicle, has Output-side Converter with High Output Power, whose Input and Output Terminals are Connected to Respective Electrical Energy Storage Device and Electrical Load.** 2012. DE102010062362, 6 jun. 2012.

MARTINS, R. **Há dois caminhos para o carro elétrico vingar no Brasil.** 2016. Disponível em: <<http://exame.abril.com.br/brasil/ha-dois-caminhos-para-o-carro-eletrico-vingar-no-brasil/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

MCCORMICK, J. **Audi Is First To Test Autonomous Vehicles In New York.** 2017. Disponível em: <<https://www.forbes.com/sites/johnmccormick/2017/05/31/audi-is-first-to-test-autonomous-vehicles-in-new-york/#6b2ac88459f2>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

MCKINSEY. **Electrifying insights: How automakers can drive electrified vehicle sales and profitability.** [S.l.], 2017. 27 p.

MILLER, S. K. T. **Retificador Trifásico com Fator de Potência Unitário Baseados no Transformador Scott.** 280 p. Tese (Doutorado em Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, BR, 2004.

MILLNER, A. Modeling lithium ion battery degradation in electric vehicles. In: **2010 IEEE Conference on Innovative Technologies for an Efficient and Reliable Electricity Supply.** [S.l.: s.n.], 2010. p. 349–356.

MIWA, B. A.; OTTEN, D. M.; SCHLECHT, M. E. High efficiency power factor correction using interleaving techniques. In: **Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1992. APEC '92. Conference Proceedings 1992., Seventh Annual.** [S.l.: s.n.], 1992. p. 557–568.

MOHAMED, A. et al. Review on Electric Vehicle, Battery Charger, Charging Station and Standards. **Research Journal of Applied Sciences, Engineering and Technology**, v. 7, n. 2, p. 364–373, 2014. ISSN 2040-7467.

MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. **Power Electronics. Converters, Applications and Design.** 3 ed.. ed. [S.l.]: John Wiley and Sons, Inc, 2003. 821 p.

MORRIS, C. **Portland Airport installs 42 Telefonix Level 1 EV charging stations.** 2015. Disponível em: <<https://chargedevs.com/newswire/portland-airport-installs-42-telefonix-level-1-ev-charging-stations/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

MOSHIRVAZIRI, A. **Lithium-ion Battery Modeling for Electric Vehicles and Regenerative Cell Testing Platform.** 76 p. Tese (Doutorado) — University of Toronto, 2013.

MOTOR TREND. **Buyers Guide - 2016 Chevrolet Malibu Hybrid**. 2016. Disponível em: <<http://www.motortrend.com/cars/chevrolet/malibu-hybrid/2016/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

_____. **Buyers Guide 2017 Toyota Prius Prime**. 2017. Disponível em: <<http://www.motortrend.com/cars/toyota/prius-prime/2017/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

MOTT, N. **Here's GM's Plan for Wireless Car Charging**. 2016. Disponível em: <<https://www.inverse.com/article/25595-witricity-gm-wirelessly-charge-electric-cars>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

ZHEJIANG NARADA POWER SOURCE. N.A. **Energy Storage DC Fast Charge Stake System and Method**. 2016. CN105429253, 23 mar. 2016.

NARIMANI, M.; MOSCHOPOULOS, G.; WIJERATNE, D. A comparative study of three-level dc-dc converters. In: **2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 3971–3976. ISSN 2329-3721.

NATIONAL FIRE PROTECTION ASSOCIATION. **National Electrical Code**. Massachusetts, United States of America, 2014. 567 p.

NAUGHTON, K.; WELCH, D. **GM Expands Fleet of Self-Driving Chevrolet Bolt Electric Cars**. 2017. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2017-06-13/gm-expands-fleet-of-self-driving-chevrolet-bolt-electric-cars>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

NELSON, P. **Nevada's Silver Peak Lithium Mine Prepares To Ramp Up Production**. 2017. Disponível em: <<http://www.ktvn.com/story/34405088/nevadas-silver-peak-lithium-mine-prepares-to-ramp-up-production>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

NEO SOLAR. **Baterias estacionárias**. 2017. Disponível em: <<https://www.neosolar.com.br/loja/bateria-estacionaria.html>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

NEW ENGLAND HONDA DEALERS. **Hybrid Cars from Honda**. 2017. Disponível em: <<http://www.hondadealersofnewengland.com/honda-hybrid-cars/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

NEW YORK STATE. **New York Gov. Andrew Cuomo says the state will soon begin installing 450 new electric vehicle charging stations around the state**. 2017. Disponível em: <<https://www.usnews.com/news/best-states/new-york/articles/2017-03-07/cuomo-ny-to-install-more-electric-vehicle-charging-stations>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

NG, T. W.; LIU, J. F.; CHENG, K. W. E. A review of international charging coupler standards and its availability in hong kong. In: **2011 4th International Conference on Power Electronics Systems and Applications**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4.

- NIKOLEWSKI, R. **Wireless electric cars about to hit the road - The San Diego Union-Tribune**. 2017. Disponível em: <<http://www.sandiegouniontribune.com/business/sd-fi-wireless-carcharging-20170224-story.html>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- NIMMO, J. **Millions invested in new electric car charging points in London**. 2017. Disponível em: <<http://www.standard.co.uk/news/techandgadgets/millions-invested-in-new-electric-car-charging-points-in-london-a3471356.html>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- NISSAN USA. **Nissan Leaf 2017 Spec**. 2017. Disponível em: <http://nissannews.com/media_storage/downloads/2017-Nissan-LEAF-Specs-FINAL.pdf>. Acesso em: 12 jul. 2017.
- _____. **Nissan Leaf Specification**. 2017. Disponível em: <<https://www.nissanusa.com/electric-cars/leaf/versions-specs/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.
- Northern Arizona Wind & Sun. **Battle Born BB10012 Lithium Ion Li-FePO4 Battery 12V 100Ah**. 2017. Disponível em: <<https://www.solar-electric.com/battle-born-bb10012-100ah-12v-lithium-battery.html>>. Acesso em: 28 jun. 2017.
- Northern Arizona Wind & Sun. **Trojan 12-AGM 12 Volt, 140 AH Deep Cycle AGM Battery**. 2017. Disponível em: <<https://www.solar-electric.com/trojan-sealed-deep-cycle-12-agm.html>>. Acesso em: 28 jun. 2017.
- NYKVIST, B.; NILSSON, M. Rapidly falling costs of battery packs for electric vehicles. **Nature Climate Change**, v. 5, n. March, p. 100–103, 2015.
- HITACHI, LTD. Masaru Oda, Koichi Umezawa, Toshiyuki Utsuki, Yoshitomo Sakayori, Shoji Kawai e Masakatsu Horii. **Quick Charger and Quick Charging System for Electric Vehicle**. 2013. US 2013/0069588 A1, 21 mar. 2013.
- OGATA, K. **Discrete-Time Control Systems**. 2. ed. Minnesota - USA: Prentice-Hall International, Inc., 1995. 225 p. ISBN 0-13-328642-8.
- OLIVEIRA, B. H. de; KOZLOSKI, J. V. **Estudo de Transformadores Trifásicos/Bifásicos Aplicados aos Retificadores Multipulsos, Isolados e com Alto Fator de Potência**. 154 p. Monografia (Trabalho de Conclusão de Curso, Graduação em Engenharia Elétrica) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Curitiba, BR, 2011.
- OLIVEIRA, E. F. **Retificador Trifásico PWM de Alta Eficiência com Função Bypass e Características Elevadora e Abaixadora de Tensão para Carregamento de Baterias de Veículos Elétricos**. 2013. 112 p.
- OMAR, N. et al. Lithium iron phosphate based battery - Assessment of the aging parameters and development of cycle life model. **Applied Energy**, Elsevier Ltd, v. 113, p. 1575–1585, 2014. ISSN 0306-2619. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.apenergy.2013.09.003>>.

- OPRAY, M. **Electric car boom fuels interest in Bolivia's fragile salt flats**. 2017. Disponível em: <<https://www.theguardian.com/sustainable-business/2017/jan/17/white-gold-companies-search-lithium-bolivia>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- PAIXÃO, A. **Primeiras Impressões: Mitsubishi Outlander PHEV**. 2014. Disponível em: <<http://g1.globo.com/carros/salao-do-automovel-de-sao-paulo/2014/noticia/2014/09/primeiras-impressoes-mitsubishi-outlander-phev.html>>. Acesso em: 12 jul. 2017.
- PENG, F. Z. et al. A new zvs bidirectional dc-dc converter for fuel cell and battery application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 1, p. 54–65, Jan 2004. ISSN 0885-8993.
- PEREIRA, G. G. **Modelo de Atração de Automóveis por Shopping Center**. São Paulo, 2011. 57 p.
- PEREIRINHA, P. G.; TROVÃO, J. P. Standardization in electric vehicles. In: **XII-CLEEE - 12th Portugese-Spanish Conference on Electrical Engineering**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–5.
- PEVERE, A. et al. Design of a high efficiency 22 kw wireless power transfer system for evs fast contactless charging stations. In: **2014 IEEE International Electric Vehicle Conference (IEVC)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1–7.
- Phoenix Contact. **Charging technology for E-Mobility**. 2016. Disponível em: <https://www.phoenixcontact.com/assets/downloads_ed/global/web_dwl_promotion/52006703_EN_DE_E-Mobility_LoRes.pdf>. Acesso em: 4 abr. 2017.
- PITAS, C. **UK provides millions to help build more electric vehicle batteries**. 2016. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-britain-autos-electric-cars-idUSKBN17C2L0>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- PLUG IN CARS. **Ford Fusion Energi Specifications**. 2017. Disponível em: <<http://www.plugincars.com/ford-fusion-energi>>. Acesso em: 12 jul. 2017.
- PLUNGIS, J. **EPA Warns Automakers of Even Steeper U.S. Fuel-Economy Goals**. 2016. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2016-08-02/epa-warns-automakers-u-s-fuel-economy-goals-to-get-even-steeper>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- QUEBEC GOVERNMENT. **Quebec's \$8,000 electric vehicle subsidy is a waste: study**. 2017. Disponível em: <<http://montrealgazette.com/news/local-news/quebecs-8000-electric-vehicle-subsidy-is-a-waste-study>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- QUIROGA, T. **2016 Chevrolet Malibu Hybrid**. 2015. Disponível em: <<http://www.caranddriver.com/reviews/2016-chevrolet-malibu-hybrid-first-drive-review>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

RASHID, M. H. **Power Electronics Handbook**. 1. ed. Florida, USA: Academic Press, 2001. 892 p.

READ, R. **California's proposed self-driving laws eschew the driver's license**. 2017. Disponível em: <<https://www.csmonitor.com/Business/In-Gear/2017/0314/California-s-proposed-self-driving-laws-eschew-the-driver-s-license>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

REDDY, T. **Linden's Handbook of Batteries**. 4. ed. Montreal: McGraw-Hill Education, 2010. 1456 p. ISBN 978-0071624213.

REPÚBLICA FEDERATIVA DO BRASIL. **Pretendida Contribuição Nacionalmente Determinada para Consecução do Objetivo da Convenção-Quadro das Nações Unidas Sobre Mudança do Clima**. 2015. Disponível em: <http://www.mma.gov.br/images/arquivos/clima/convencao/indc/BRASIL_iNDC_portugues.pdf>. Acesso em: 17 jul. 2017.

REYNOLDS, M. **UK's first public autonomous taxi trial to begin soon**. 2017. Disponível em: <<https://www.newscientist.com/article/mg23531335-600-uks-first-public-autonomous-taxi-trial-to-begin-soon/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

RGE Sul. **Novos preços de tarifas de Energia Elétrica da RGE Sul - Resolução ANEEL nº 2.218 de 11/04/2017 - Aplicação 01/05/2017**. 2017. 1 p. Disponível em: <https://www.aessul.com.br/grandesclientes/site/content/informacoes/arquivos/TabelaComparativaTarifas_Mai_2017_GrupoA.PDF>. Acesso em: 28 jun. 2017.

RICCOBONO, A.; SANTI, E. Comprehensive review of stability criteria for dc power distribution systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 5, p. 3525–3535, Sept 2014. ISSN 0093-9994.

RICE, D. **More states sign on to U.S. Climate Alliance to honor Paris agreement**. 2017. Disponível em: <<https://www.usatoday.com/story/news/nation/2017/06/08/more-states-sign-us-climate-alliance-honor-paris-agreement/102629160/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

RIVERA, S.; WU, B.; KOURO, S. Distributed dc bus ev charging station using a single dc-link h-bridge multilevel converter. In: **2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1496–1501. ISSN 2163-5137.

RODIONOVA, Z. **Half of all new cars in Norway are now electric or hybrid**. 2017. Disponível em: <<http://www.independent.co.uk/news/business/news/norway-half-new-cars-electric-hybrid-ofv-vehicle-registrations-a7615556.html>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

SIEMENS. Brill Roland, Boehm Markus, Griepentrog Gerd, Reinschke Johannes, Maier Reinhard e Sueer Mahmut Halil. **DC Charging Station for Charging a Plurality of Energy Storage Devices**. 2013. WO201310805, 24 jan. 2013.

ROSOLEM, M. D. F. N. C.; BECK, R. F.; RIBEIRO, G. Bateria de lítio-íon : conceitos básicos e potencialidades. **Caderno CPqD Tecnologia**, v. 8, p. 59–72, 2012.

SAGE, A. **Qualcomm shows off wireless charging for electric vehicles**. 2017. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-qualcomm-charging-idUSKCN18E1KV>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

SANDERSON, H. **Albemarle boosts lithium demand forecast on faster electric vehicle uptake**. 2017. Disponível em: <<https://www.ft.com/content/3981bdcd-48fc-3b68-8168-65bed497ad00>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

SANJAI, P. R.; KIM, S. **Mahindra Targets to Start Electric Bus Sales in India Next Year**. 2017. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2017-04-04/mahindra-targets-to-start-electric-bus-sales-in-india-next-year>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

SANTOS, J. F. dos. **Relatório Técnico 36 - Perfil do Titânio**. [S.l.], 2010. 29 p. Disponível em: <http://www.mme.gov.br/documents/1138775/1256650/P16_RT36Perfil_do_Titxnio.pdf/90cfddec-0e1b-44bf-a01d-9e781507baeb>. Acesso em: 12 jul. 2017.

PROTERRA INC. Reuben Sarkar e Marc Gottschalk. **Methods and Systems for Electric Vehicles Charging**. 2015. US 2015/006970 A1, 12 mar. 2015.

SCAME, E. S. **Scame Online - Product Catalog LIBERA Series**. 2015. Disponível em: <http://www.scame.com/en/General_Catalogue/Plugs/200.33233/2813_0000000001_cat>. Acesso em: 4 abr. 2017.

SCHAPS, K. **Shell sells Canadian oil sands, ties bonuses to emissions cuts**. 2017. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-shell-divestiture-cdn-natural-rsc-idUSKBN16G0PH>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

SCHITTLER, A. C. **Análise e Projeto do Conversor Buck Intercalado para Alimentação de Lâmpadas de Descarga em Alta Pressão de Alta Potência**. 86 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, BR, 2012.

SCHITTLER, A. C. et al. Interleaved buck converter applied to high-power hid lamps supply: Design, modeling and control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, n. 4, p. 1844–1853, July 2013. ISSN 0093-9994.

SCHMIDT, J. C. M.; SARTORI, H. C.; PINHEIRO, J. R. Design methodology to improve the efficiency of zvs double half-bridge dc/dc converter. In: **2016 12th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–8.

- SCHRITTWIESER, L. et al. 99.3rectifier for dc distribution systems. In: **2017 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 2173–2178.
- SCHWARZER, V.; GHORBANI, R. Current State-of-the-Art of EV Chargers. **EVTC Electric Vehicle Transportation Center**, 2015.
- SCRIMSHAW, M. **10 new electric vehicle fast-charging stations planned on Trans-Canada in N.B.** 2017. Disponível em: <<http://www.cbc.ca/news/canada/new-brunswick/nb-power-ev-charging-stations-1.4055531>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- SEMIKRON. **Semikron Semipack 4 SKKE 600**: Catalog. [S.l.], 2011. 3 p. Disponível em: <<https://www.semikron.com/dl/service-support/downloads/download/semikron-datasheet-skke-600-07896150>>. Acesso em: 30 abr. 2017.
- SHANKLEMAN, J. **The U.K. Wants to Lead World in Driverless and Electric Vehicles**. 2017. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2017-06-21/u-k-seeks-to-lead-world-in-driverless-and-electric-vehicles>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- SILVA, M. et al. Isolated swiss-forward three-phase rectifier with resonant reset. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 7, p. 4795–4808, July 2016. ISSN 0885-8993.
- SIMON, E. C. **Avaliação de Impactos da Recarga de Veículos Elétricos em Sistemas de Distribuição**. 2013. 149 p.
- SOEIRO, T. B.; FRIEDLI, T.; KOLAR, J. W. Swiss rectifier; a novel three-phase buck-type pfc topology for electric vehicle battery charging. In: **2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2012. p. 2617–2624. ISSN 1048-2334.
- SOLANKI, J.; FRÖHLEKE, N.; BÖCKER, J. Implementation of hybrid filter for 12-pulse thyristor rectifier supplying high-current variable-voltage dc load. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 8, p. 4691–4701, Aug 2015. ISSN 0278-0046.
- SRITHARAN, T. **Impact of Current Waveforms on Battery Behaviour**. 104 p. Tese (Doutorado) — University of Toronto, 2012.
- SRITHARAN, T. et al. Characterizing battery behavior for time-dependent currents. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 6, p. 4090–4097, Nov 2014. ISSN 0093-9994.
- STOKLOSA, A. **Fore! 2017 Volkswagen e-Golf Travels 50 Percent Farther on a Charge**. 2016. Disponível em: <<http://www.caranddriver.com/volkswagen/e-golf>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

- STRZELECKI, M. **LG Chem Taps Into Electric Car Boom With Battery Plant in Poland**. 2016. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2016-10-05/lg-chem-taps-into-electric-car-boom-with-battery-plant-in-poland>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- SUEKER, K. H. **Power Electronics Design: A Practitioner's Guide**. 1 ed.. ed. USA: Elsevier, 2005. 272 p. ISBN 0-7506-7946-8.
- SWAMY, M.; KUME, T. J.; TAKADA, N. A hybrid 18-pulse rectification scheme for diode front-end rectifiers with large dc-bus capacitor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 6, p. 2484–2494, Nov 2010. ISSN 0093-9994.
- TAGUIM, R. A. **Norway to Go Full-Electric Vehicle in 2025, Poised to be EV Leader With Tax Exemption**. 2016. Disponível em: <<http://www.natureworldnews.com/articles/31516/20161110/ev-electric-vehicle-norway.htm>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- TAJITSU, N. **Honda to focus on self-driving cars, robotics, EVs through 2030**. 2017. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-honda-strategy-idUSKBN18Z0KL>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- TANENBAUM, M. **Philadelphia police to receive plug-in hybrid**. 2016. Disponível em: <<http://www.phillyvoice.com/philadelphia-police-receive-plug-hybrid-patrol-cars/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- TAYLOR, E. **Mercedes joins forces with Bosch to develop self-driving taxis**. 2017. Disponível em: <<http://www.reuters.com/article/us-daimler-bosch-selfdriving-idUSKBN1760SJ>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- TEAM, M. E. V. **A Guide to Understanding Battery Specifications**. [S.l.], 2008. 1–3 p. Disponível em: <http://web.mit.edu/evt/summary{_}battery{_}specificatio>.
- TESLA INC. **Tesla, Inc**. 2017. Disponível em: <<https://www.tesla.com/autopilot>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- TEXAS INSTRUMENTS. **TMS320F2833x, TMS320F2823x Digital Signal Controllers (DSCs)**: Catalog. [S.l.], 2017. 201 p. Disponível em: <<http://www.ti.com/lit/ds/symlink/tms320f28335.pdf>>. Acesso em: 22 mai. 2017.
- THE CAR GUIDE. **Tesla Model S Technical Specs**. 2017. Disponível em: <<http://www.guideautoweb.com/en/specifications/tesla/model-s/75/2017/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.
- THOMASSON, E. **Germany must invest to keep up in electric cars: Merkel**. 2017. Disponível em: <<https://www.reuters.com/article/us-germany-economy-autos-idUSKBN18I1VN>>. Acesso em: 17 jul. 2017.
- THORNTON ELETRÔNICA LTDA. **Catálogo Núcleos Ferrite**. Vinhedo - SP, (BR), 2008. Disponível em: <<http://www.thornton.com.br/pdf/CATALOGO%20THORNTON.pdf>>. Acesso em: 24 abr. 2017.

TIRONE, J. **Electric Car Demand Boosts Companies Engaged With Lithium**. 2017. Disponível em: <<https://www.bloomberg.com/news/articles/2017-06-22/electric-car-demand-boosts-companies-linked-to-lithium-batteries>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

_____. **Lithium-ion battery creator has another breakthrough**. 2017. Disponível em: <<http://www.detroitnews.com/story/business/autos/2017/03/14/goodenough-solid-state-battery-cells/99173416/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

TOSHIBA. **Toshiba's SCiB Rechargeable Battery**. 2017. Disponível em: <<http://www.scib.jp/en/download/1706-ToshibaRechargeableBattery-en.pdf>>. Acesso em: 28 jun. 2017.

TRINDADE, F. **Fisker Karma Plugin Hybrid com 408cv custa R\$ 202 mil e já tem 1.300 pedidos**. 2009. Disponível em: <<https://br.motor1.com/news/103637/fisker-karma-plug-in-hybrid-com-408cv-custa-r-202-mil-e-ja-tem-1300-pedidos/>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

TYLER, L. **Odyne Uses DOE Funds to Develop Efficient Plug In Hybrid Work Trucks**. 2017. Disponível em: <<https://ngtnews.com/odyne-uses-doe-funds-to-develop-efficient-plug-in-hybrid-work-trucks>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

UDDIN, K. et al. The effects of high frequency current ripple on electric vehicle battery performance. **Applied Energy**, The Authors, v. 178, p. 142–154, 2016. ISSN 03062619. Disponível em: <<http://dx.doi.org/10.1016/j.apenergy.2016.06.033>>.

NEC CORPORATION AND NISSAN MOTOR CO. AND SHOWA SHELL SEKIYU K.K. Satoshi Ueno, Yukari Tadokoro e Takeshi Fujita. **Quick Charging System, Control Device, Method of Controlling Amount of the Stored Electrical Power, and Program**. 2013. US 2013/ 0271064 A1, 17 out. 2013.

Underwriters Laboratories Inc. **Electric Vehicle Charging Systems**. 2010. 1-2 p. Disponível em: <http://www.ul.com/wp-content/uploads/2014/04/UL_electricvehicles.pdf>.

UNIVERSITY, B. **BU-205: Types of Lithium-ion**. 2016. Disponível em: <http://batteryuniversity.com/learn/article/types_of_lithium_ion>. Acesso em: 20 jun. 2017.

_____. **BU-212: Future Batteries**. 2016. Disponível em: <batteryuniversity.com/learn/article/experimental_rechargeable_batteries>. Acesso em: 20 jun. 2017.

_____. **BU-201a: Absorbent Glass Mat (AGM)**. 2017. Disponível em: <http://batteryuniversity.com/learn/article/absorbent_glass_mat_agm>. Acesso em: 20 jun. 2017.

U.S. Department of Energy. **2011 Nissan Leaf VIN 0356 Advanced Vehicle Testing Beginning of Test Battery Testing Results**. [S.l.], 2011. 1–5 p. Disponível em: <http://www1.eere.energy.gov/vehiclesandfuels/avta/pdfs/fsev/battery{_}leaf{_}03>.

VAISHNAV, S. N.; KRISHNASWAMI, H. Single-stage isolated bi-directional converter topology using high frequency ac link for charging and v2g applications of phev. In: **2011 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–4. ISSN 1938-8756.

VEHICLES, L. et al. **Rechargeable lithium battery energy storage systems for vehicular applications**. 122 p. Tese (Doutorado) — Universita di Pisa, 2012.

VERDELHO, P.; MARQUES, G. D. Four-wire current-regulated pwm voltage converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 45, n. 5, p. 761–770, Oct 1998. ISSN 0278-0046.

VIJAYENTHIRAN, V. **Germany passes law to allow self-driving cars on public roads**. 2017. Disponível em: <http://www.motorauthority.com/news/1110527_germany-passes-law-to-allow-self-driving-cars-on-public-roads>. Acesso em: 17 jul. 2017.

VISSER, J. H. **Active Converter Based on the Vienna Rectifier Topology Interfacing a Three-phase Generator to a DC-bus**. 2007. 112 p.

VOELCKER, J. **BMW expands electric-car ChargeNow by EVgo program to 33 states**. 2017. Disponível em: <http://www.greencarreports.com/news/1108551_bmw-expands-electric-car-charge-now-by-evgo-program-to-33-states>. Acesso em: 17 jul. 2017.

VOLKSWAGEN. **2017 e-Golf Technical Specifications**. 2017. Disponível em: <<http://media.vw.com/doc/2270/18417786758fdcf77c7df6.pdf>>. Acesso em: 12 jul. 2017.

WILLIAMSON, S. S. **Energy Management Strategies for Electric and Plug-in Hybrid Electric Vehicles**. 1. ed. Montreal: Springer New York, 2013. 65–90 p. ISBN 978-1-4614-7710-5. Disponível em: <<http://link.springer.com/10.1007/978-1-4614-7711-2>>.

WORTHINGTON, D. **City will replace out-of-service cars with more sustainable alternative in 2018**. 2016. Disponível em: <<http://www.denverpost.com/2016/11/10/denver-electric-cars/>>. Acesso em: 17 jul. 2017.

YAZAKI Corporation. **CHAdEMO DC Charging Connector**. [S.l.], 2016. v. 2016, n. Edition 3.

PANASONIC CORPORATION,. Ryota Yukizane e Hisao Koga. **Charging Control Apparatus, Charging System, and Charging Control Method**. 2012. US 2013/0009599 A1, 14 set. 2012.

ZART, N. **Will we see Tesla Motors in Formula E racing?** 2014. Disponível em: <<http://www.teslarati.com/will-see-tesla-motors-formula-e-racing/>>. Acesso em: 15 dez. 2014.

BYD COMPANY LIMITED. JianHua Zhang, Bin Guo e Kaihua Niu. **Electric Car Charging Systems**. 2007. US 2008/0067974 A1, 18 set. 2007.

ZHANG, R.; LEE, F. C.; BOROYEVICH, D. Four-legged three-phase pfc rectifier with fault tolerant capability. In: **2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference. Conference Proceedings (Cat. No.00CH37018)**. [S.l.: s.n.], 2000. v. 1, p. 359–364 vol.1. ISSN 0275-9306.

APÊNDICES

Apêndice A – Código C para Simulação de Carga da Bateria

O código C utilizado para a realização da simulação da bateria é descrito abaixo:

```
// Definição das Variáveis
static float T, Iin, Qo, ksi, k1, k2, Tref, Cuse=0, ic=0, start=0;
static float VsocK=0, VsocK1=0, Rdisc=0;
static float Voc=0, SOC=0, Ro=0, Cl=0, Rl=0, Cs=0, Rs=0;
static float u1k=0, u1k1=0, u2k=0, u2k1=0, Vt, Vt1, Vt2;
// A variável delt já é definida como o passo da simulação.
// Constantes Utilizadas nas Equações Referentes à Carga da Bateria
float a1=-0.5863;
float a2=21.9;
float a3=3.414;
float a4=0.1102;
float a5=-0.1718;
float a6=0.008;
float b1c=0.1369;
float b2c=-0.2518;
float b3c=0.1609;
float b4c=-0.041;
float b5c=0.0821;
float c1c=5.896E-10;
float c2c=-18.75;
float c3c=0.01388;
float d1c=-10260;
float d2c=17230;
float d3c=-10130;
float d4c=2340;
float d5c=684.9;
float g1c=8.913e-15;
float g2c=-32.23;
float g3c=0.031;
float g4c=0.007473;
float h1c=-154100;
float h2c=204200;
float h3c=-4009;
float h4c=-81240;
float h5c=22830;
```

```

float h6c=7144;
// Leitura das Entradas
T=in[0];
Iin=in[1]*1.1; //Normalização para uma Célula
// Ajuste Inicial do Estado de Carga
if(start==0){ //leituras e atribuições realizadas apenas no início, uma vez
start=1;
VsocK=in[2]; }
// Cálculo do VSOC = SOC;
Qo=1.1; //Capacidade inicial em Ah
ksi=0; //Quantidade de Carga perdida com o Tempo em Ah
k1=-5.738;
k2=209.9;
T=T+273.15; //Ajuste escala temperatura de entrada
Tref=293.15; // Temperatura de Referência em Kelvin (20C)
Cuse=(Qo-ksi)*(exp(k1*((1/(T-k2))-(1/(Tref-k2)))))); //Cálculo da Capacidade da
bateria
VsocK1=VsocK+((Iin*delt)/Cuse); // Cálculo da Tensão no Capacitor Cuse(SoC)
SOC=VsocK1;
//Cálculo da Tensão de Circuito Aberto, dos Resistores e Capacitores em Relação ao SoC
Voc=(a1*exp(-a2*SOC))+a3+(a4*SOC)+(a5*exp(-a6/(1-SOC)));
Ro=(b1c*pow(SOC,4)+(b2c*pow(SOC,3)+(b3c*pow(SOC,2)+(b4c*SOC)+(b5c);
Rs=(c1c*exp(-c2c*SOC))+c3c;
Cs=(d1c*pow(SOC,4)+(d2c*pow(SOC,3)+(d3c*pow(SOC,2)+(d4c*SOC)+(d5c);
Rl=(g1c*exp(-g2c*SOC))+g3c+(g4c*SOC);
Cl=(h1c*pow(SOC,5)+(h2c*pow(SOC,4)+(h3c*pow(SOC,3))+
+(h4c*pow(SOC,2)+(h5c*SOC)+(h6c);
u1k1=u1k-((delt*u1k)/(Rs*Cs))+((Iin*delt)/Cs);
u2k1=u2k-((delt*u2k)/(Rl*Cl))+((Iin*delt)/Cl);
Vt=Voc-u1k1-u2k1-Iin*Ro;
// Atualização das Saídas
out[0]= Vt;
out[1]=Voc;
out[2]=SOC;
// Atualização das Variáveis Internas
u1k=u1k1;
u2k=u2k1;
VsocK=VsocK1;
//Fim do Código

```