

UNIVERSIDADE FEDERAL DO CEARÁ CENTRO DE TECNOLOGIA DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

RODNEI REGIS DE MELO

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO APLICADO A SUPERCAPACITORES PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

FORTALEZA 2014

RODNEI REGIS DE MELO

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO APLICADO A SUPERCAPACITORES PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Orientador: Prof. PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes. Coorientador: Prof. Dr.-Ing. Sérgio Daher. Dados Internacionais de Catalogação na Publicação Universidade Federal do Ceará Biblioteca de Pós-Graduação em Engenharia - BPGE

M486c Melo, Rodnei Regis de.

Conversor CC-CC bidirecional intercalado aplicado a supercapacitores para veículos elétricos / Rodnei Regis de Melo. – 2014.

157 f. : il. color., enc. ; 30 cm.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Ceará, Centro de Tecnologia, Departamento

de Engenharia Elétrica, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Fortaleza, 2014.

Área de Concentração: Eletrônica de Potência.

Orientação: Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes.

Coorientador: Prof. Dr. Sérgio Daher

1. Engenharia elétrica. 2. Fontes de energia. I. Título.

RODNEI REGIS DE MELO

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO APLICADO A SUPERCAPACITORES PARA VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará, como requisito parcial à obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica. Área de concentração: Eletrônica de Potência.

Aprovada em: 16/06/2014.

BANCA EXAMINADORA

mando Prof. Fernando Luiz Marcelo Antunes, Dr. (Orientador)

Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)

Singus Dolur Prof. Sergio Daher, Dr.-Ing. Universidade Federal do Ceará (DEE-UFC)

filson funtos

Prof. Edilson Mineiro Sá Júnior, Dr. Instituto Federal de Educação, Ciência e Tecnologia (IFCE)

Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr. Universidade Federal do Ceará (PPGEE-UFC)

Deus, meus pais, meus irmãos e minha esposa.

AGRADECIMENTOS

Agradeço inicialmente à Universidade Federal do Ceará pela oportunidade de ingresso e de realizar esta pesquisa no curso de pós-graduação do Departamento de Engenharia Elétrica.

Ao Instituto Federal do Ceará, pelo apoio concedido para a concretização dessa etapa acadêmica.

Aos professores PhD. Fernando Luiz Marcelo Antunes e Dr.-Ing. Sérgio Daher, pela confiança e credibilidade depositada ao longo deste trabalho, professores estes que se tornaram referência tanto profissional quanto pessoal através da simplicidade e sabedoria praticada no dia a dia.

Aos professores e amigos do IFCE, *campus* Tabuleiro do Norte, que sempre me apoiaram nesta jornada.

A minha família, por estar presente em todos os momentos de forma incondicional.

"Ninguém ignora tudo. Ninguém sabe tudo. Todos nós sabemos alguma coisa. Todos nós ignoramos alguma coisa. Por isso aprendemos sempre." (Paulo Freire)

RESUMO

O veículo elétrico está cada vez mais presente em nossas cidades, e no âmbito tecnológico ele vem apresentando grandes avanços. Dois elementos essenciais para o sucesso desses veículos são os dispositivos de armazenamento de energia elétrica e os conversores eletrônicos para processamento e gerenciamento dessa energia. Nesse contexto, esta dissertação apresenta um estudo sobre a atual situação do veículo elétrico no cenário mundial e suas tecnologias embarcadas. Outro objeto de pesquisa são os supercapacitores para aplicação em veículos elétricos como fonte de armazenamento e transferência rápida de energia. Neste contexto o presente trabalho aborda o desenvolvimento de um conversor cc-cc bidirecional para gerenciamento do fluxo de energia em um módulo de supercapacitores para utilização em um veículo elétrico. É projetado e desenvolvido em laboratório um protótipo com potência de 2 kW, cuja topologia adotada é um conversor cc-cc bidirecional intercalado de duas fases. Deste modo, é exposta toda metodologia empregada onde é abordada a análise qualitativa, o dimensionamento dos componentes, a modelagem e o projeto dos controladores tipo PI para o conversor proposto. Para a implementação digital do circuito de controle foi utilizado o dsPIC30f4011 da Microchip. Por meio de simulação e dos ensaios experimentais avaliou-se o comportamento do conversor e realizou-se uma comparação de desempenho, tendo o conversor apresentado rendimento acima de 90%. Assim, pelos resultados teóricos e práticos foi possível avaliar o desempenho do conversor e creditar a continuidade de sua aplicação a trabalhos futuros envolvendo a estruturação completa de um modelo de veículo elétrico de pequeno porte.

Palavras-chave: Supercapacitores. Veículos elétricos. Conversor cc-cc. Chaveamento intercalado.

ABSTRACT

The electric vehicle is increasingly present in our cities every day, and in the technological context it has shown great progress. Two essential elements to the success of these vehicles are the electric energy storage devices and electronic converters for processing and management of this energy. In this context, this dissertation presents a study on the current situation of the electric vehicle on the world scenario and its embedded technologies. Another object of research are supercapacitors for application in electric vehicles as an energy storage source and fast energy transfer. Thus, these studies provide the basis for achieving the main objective of this work: developing a bidirectional dc-dc converter for managing the energy flow provided by a supercapacitor module applied in an electric vehicle. A 2 kW laboratory a prototype with two phase interleaved dc-dc bidirectional topology has been implemented. Also, all used methodology is exposed, such as qualitative analysis, dimensioning of components, modeling and design of PI type controllers for the proposed converter. The digital implementation of the control circuit was designed using the dsPIC30f4011 by Microchip. Through simulation and experimental tests, it was evaluated the behavior of the converter and a performance comparison was held, with the converter showing efficiency above 90%. Thus, through theoretical and practical results it was possible to evaluate the performance of the converter and future studies involving the complete structure of a model of a small electric vehicle.

Keywords: Supercapacitors. Electric vehicles. Dc-dc converter. Interleaved switching.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Smart grid	16
Figura 2.1 – Perspectiva de crescimento de vendas de VE por região entre 2010 e 2020	20
Figura 2.2 – Modelos de veículos 100% elétricos de grandes montadoras	22
Figura 2.3 – Tesla Model S	23
Figura 2.4 – Estrutura do Tesla Model S	24
Figura 2.5 – Modelos BAOYA-EV	24
Figura 2.6 – Modelo Evion	25
Figura 2.7 – Modelo REVA e2o	25
Figura 2.8 – Perspectiva de evolução dos veículos elétricos no Brasil	27
Figura 2.9 – Mapa do Brasil: cenário nacional do IPVA para veículos elétricos	28
Figura 2.10 – SEED – Green City Cars	30
Figura 2.11 – Modelo VE Itaipu	31
Figura 2.12 – Veículo puramente elétrico VPE20-BR	32
Figura 2.13 – Configurações selecionadas de veículos elétricos	33
Figura 2.14 – Conversores cc-cc clássicos	34
Figura 2.15 – Circuito de um inversor trifásico	34
Figura 2.16 – Gráfico comparativo de densidades: potência x energia	35
Figura 2.17 – Representação de uma célula combustível hidrogênio/oxigênio	37
Figura 2.18 – Representação de um volante de inércia ou <i>flywheel</i>	38
Figura 3.1 – Categorias de capacitores	41
Figura 3.2 – Esquemático da estrutura de um supercapacitor	42
Figura 3.3 – Circuito equivalente de um supercapacitor	43
Figura 3.4 – Módulos de supercapacitores	44
Figura 3.5 – Bloco supercapacitor do Matlab R2013b	45
Figura 3.6 – Parâmetros do bloco supercapacitor	46
Figura 3.7 – Gráficos de simulação: (a) capacitância x tempo (b) tensão x tempo (c) correr	ite x
tempo	46
Figura 3.8 – Demonstrativo de descarga	48
Figura 3.9 – Arquitetura de conversores cc-cc bidirecionais	49
Figura 3.10 – Conversor cc-cc bidirecional síncrono	50
Figura 3.11 – Conversor cc-cc bidirecional interleaved	51

Figura 3.12 – Conversor cc-cc interleaved double dual boost	52
Figura 3.13 – Conversor cc-cc bidirecional com célula de comutação de três estados	53
Figura 3.14 – Conversor cc-cc <i>full-bridge</i> bidirecional	54
Figura 3.15 – Sistema proposto	56
Figura 4.1 – Conversor cc-cc bidirecional intercalado de duas fases	58
Figura 4.2 – Operação em MCCF	58
Figura 4.3 – Primeira etapa (t1 - t0)	60
Figura 4.4 – Segunda etapa (t2 - t1)	61
Figura 4.5 – Terceira etapa (t3 - t2)	61
Figura 4.6 – Quarta etapa (t4 - t3)	62
Figura 4.7 – Principais formas de ondas	63
Figura 4.8 – Gráfico do ganho estático em função da razão cíclica	65
Figura 4.9 – Gráfico da razão cíclica em função da razão cíclica parametrizado	67
Figura 4.10 – Núcleo toroidal de tipo <i>Iron Power</i>	75
Figura 4.11 – Curva de histerese no material magnético -52	76
Figura 4.12 – Curva de permeabilidade inicial (%) em função da força magnetizante par	ra
o material -52	77
Figura 4.13 – Curva da indutância <i>versus</i> corrente	79
Figura 4.14 – Equivalente elétrico para circuito térmico	85
Figura 4.15 – Circuito equivalente do conversor proposto	87
Figura 4.16 – Variantes da topologia	87
Figura 4.17 – Equilíbrio do conversor em função da variação da razão cíclica	90
Figura 4.18 – Diagrama de Bode da função de transferência da corrente para razão cícli	ca92
Figura 4.19 – Diagrama de Bode da função de transferência da tensão para corrente	93
Figura 4.20 – Diagrama de blocos do controle por corrente média	94
Figura 4.21 – Diagrama simplificado para o sistema de controle no domínio discreto	95
Figura 4.22 – Diagrama de Bode FTLAscidz	96
Figura 4.23 – Diagrama de Bode FTLAccidz	98
Figura 4.24 – Diagrama de Bode FTLAscviz	100
Figura 4.25 – Diagrama de Bode FTLAccviz	102
Figura 5.1 – Circuito de simulação do conversor	103
Figura 5.2 – Formas de onda no conversor com 100% da tensão V1 (48 V) e razão cícli	ca
de 0,52	104

Figura 5.3 – Formas de onda no conversor com 75% da tensão V1 (36 V) e razão cíclica
de 0,64105
Figura 5.4 – Formas de onda no conversor com 50% da tensão V1 (24 V) e razão cíclica
de 0,76106
Figura 5.5 – Resposta do sistema realimentado frente ao degrau de carga108
Figura 5.6 – Resposta do sistema realimentado frente ao degrau de carga com banco de
baterias na saída do conversor109
Figura 5.7 – Resposta do sistema realimentado com modo buck em operação110
Figura 5.8 – Protótipo do conversor <i>boost</i> bidirecional intercalado de duas fases112
Figura 5.9 – Circuitos de medições: (a) tensão V1, (b) tensão V2 e (c) corrente I1113
Figura 5.10 – Pinagem do dsPIC30f4011113
Figura 5.11 – Diagrama do tempo morto (TM)115
Figura 5.12 – Diagrama do sistema implementado115
Figura 5.13 – Sinais PWM complementares com tempo morto ativo116
Figura 5.14 – Sinais PWM de acionamento das chaves do conversor
Figura 5.15 – Rendimento do conversor no modo <i>boost</i> com V1 igual a 48 V118
Figura 5.16 – Ensaio do conversor em malha aberta para o modo <i>boost</i>
Figura 5.17 – Gráficos de tensão e corrente na entrada e na saída do conversor para V1 igual
a 48 V119
Figura 5.18 – Corrente nos indutores L1 e L2 do conversor para V1 igual a 48 V119
Figura 5.19 – Gráfico das tensões nas chaves S1 e S2 para V1 igual a 48 V120
Figura 5.20 – Gráficos de tensão e corrente na entrada e na saída do conversor para V1 igual
a 36 V120
Figura 5.21 – Gráficos de tensão e corrente na entrada e na saída do conversor para V1 igual
a 24 V121
Figura 5.22 – Rendimento do conversor versus V1 no modo boost
Figura 5.23 – Ensaio do conversor em malha fechada para o modo <i>boost</i>
Figura 5.24 – Resposta do sistema realimentado frente ao degrau de carga de 0 W a 1 kW e
vice-versa123
Figura 5.25 – Resposta do sistema realimentado frente ao degrau de carga de 250 W a
1250 W e vice-versa
Figura 5.26 – Resposta do sistema realimentado frente ao degrau de carga de 250 W a 1250
W e vice-versa com banco de baterias na saída do conversor
Figura 5.27 – Ensaio do conversor em malha aberta para o modo <i>buck</i>

Figura 5.28 - Gráficos de tensão e corrente na entrada e na saída do conversor pa	ra V2 com
96 V	126
Figura 5.29 – Gráficos de tensão e corrente nos indutores L1 e L2	127
Figura 5.30 – Ensaio do conversor em malha fechada para o modo buck	127
Figura 5.31 – Resposta do sistema realimentado frente ao degrau de carga de 0 W	/ a 1 kW e
vice-versa com modo <i>buck</i> em operação	
Figura 5.32 – Resposta do sistema realimentado com modo buck em operação e c	arga em
V1	

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – Veículos leves e mercado de energia	20
Tabela 2.2 – Principais montadoras de VE e fabricantes de baterias aliadas	21
Tabela 2.3 – Leis de incentivo ao uso do veículo elétrico no Brasil	
Tabela 2.4 – Licenciamento total de automóveis e comerciais leves – elétricos	29
Tabela 2.5 – Especificação do veículo puramente elétrico VPE20-BR	
Tabela 2.6 – Comparativo entre baterias	
Tabela 2.7 – Níveis de tensão do barramento cc em modelos de VEs	
Tabela 3.1 – Comparativo entre tecnologias de armazenamento de energia	43
Tabela 3.2 – Exemplos de supercapacitores disponíveis no mercado	44
Tabela 3.3 – Comparativo quantitativo de componentes entre conversores	55
Tabela 4.1 – Principais parâmetros dos indutores	74
Tabela 4.2 – Características do núcleo T300-52D	76
Tabela 4.3 – Características do fio AWG 13	78
Tabela 4.4 – Parâmetros intrínsecos ao material -52	79
Tabela 4.5 – Características principais do MOSFET IRFP4568PbF	81
Tabela 4.6 – Parâmetros para projeto do controlador de corrente	95
Tabela 4.7 – Parâmetros para projeto do controlador de tensão	99
Tabela 5.1 – Dados utilizados na simulação em malha aberta	104
Tabela 5.2 – Resumo dos esforços nos elementos de circuito	107
Tabela 5.3 – Características do dsPIC30f4011	114
Tabela 5.4 – Relação de equipamentos utilizados nos ensaios experimentais	117
Tabela 5.5 – Primeira etapa modo <i>boost</i>	118
Tabela 5.6 – Segunda etapa modo <i>boost</i>	
Tabela 5.7 – Terceira etapa modo <i>boost</i>	121
Tabela 5.8 – Etapa modo <i>buck</i>	126

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	16
2	VEÍCULOS ELÉTRICOS E OS SISTEMAS ELETRÔNICOS DE	
	POTÊNCIA EMBARCADOS	19
2.1	Veículos elétricos modernos	19
2.2	Sistemas eletrônicos de acionamento	
2.3	Sistemas de fornecimento de energia	
3	OS SUPERCAPACITORES E AS TOPOLOGIAS APLICÁVEIS DE	
	CONVERSORES CC-CC	40
3.1	Características básicas dos supercapacitores	40
3.2	Tecnologias de mercado	44
3.3	Topologias de conversores cc-cc	48
3.3.1	Conversor cc-cc bidirecional síncrono	49
3.3.2	Conversor cc-cc bidirecional interleaved	51
3.3.3	Conversor cc-cc interleaved double dual boost	
3.3.4	Conversor cc-cc bidirecional com célula de comutação de três estados	53
3.3.5	Conversor cc-cc full-bridge bidirecional	54
4	PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL	57
4.1	Características do conversor proposto	57
4.2	Etapas de operação no modo de condução contínua	
4.2.1	Análise qualitativa do conversor	59
4.2.1.1	Primeira etapa (t ₁ - t ₀): S1 e S2 em condução, S3 e S4 bloqueadas	
4.2.1.2	Segunda etapa (t ₂ - t ₁): S1 e S4 em condução, S2 e S3 bloqueadas	60
4.2.1.3	Terceira etapa (t ₃ - t ₂): S1 e S2 em condução, S3 e S4 bloqueadas	61
4.2.1.4	Quarta etapa (t ₄ - t ₃): S2 e S3 em condução, S1 e S4 bloqueadas	62
4.2.2	Principais formas de onda	63
4.3	Determinação de esforços de corrente e tensão nos componentes	65
4.3.1	Esforços de tensão e corrente nos indutores	65
4.3.2	Esforços de tensão e corrente nas chaves	67
4.3.3	Esforços de tensão e corrente nos diodos	68
4.3.4	Esforços de tensão e corrente no capacitor	69
4.4	Dimensionamento do conversor proposto	71

4.4.1	Dimensionamento dos indutores	73
4.4.2	Dimensionamento das chaves	80
4.4.3	Dimensionamento dos diodos	83
4.4.4	Dimensionamento do capacitor	84
4.4.5	Dimensionamento do dissipador	85
4.5	Modelagem dinâmica do conversor	86
4.6	Projeto do circuito de controle	93
4.6.1	Controlador de corrente	95
4.6.2	Controlador de tensão	99
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL	103
5.1	Resultados de simulação	103
5.1.1	Simulação em malha aberta	104
5.1.2	Simulação em malha fechada	107
5.2	Resultados experimentais	111
5.2.1	Operação no modo boost	118
5.2.2	Operação no modo buck	125
	CONCLUSÕES FINAIS	131
	REFERÊNCIAS	133
	ANEXO A – PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DOS	
	MODELOS BY-E-CAR-02	139
	ANEXO B – PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DOS	
	MODELOS BY-E-CAR-08	140
	ANEXO C – PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DO	
	MODELO EVION	141
	ANEXO D – PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DO	
	MODELO REVA E2O	142
	ANEXO E – PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DO	
	MODELO SEED – GREEN CITY CARS	143
	ANEXO F – PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DO	
	MODELO VE ITAIPU	144
	ANEXO G – PROJETO DA PLACA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR	
	CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO DE DUAS FASES	145
	ANEXO H – PROTÓTIPO DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL	
	INTERCALADO DE DUAS FASES	147

APÊNDICE A – ESTIMATIVA TOTAL DAS PERDAS	149
APÊNDICE B – CÓDIGOS DE PROGRAMAÇÃO	

1 INTRODUÇÃO

No atual cenário social a palavra "sustentabilidade" tem-se tornado cada vez mais evidente. Construir o futuro por meio do desenvolvimento sustentável é um grande desafio e compromisso da era atual. Um dos pontos cruciais para este desenvolvimento está na reestruturação da matriz energética global. Assim, tem-se intensificado cada vez mais através de pesquisas e novas tecnologias o uso efetivo de fontes renováveis. A Figura 1.1 retrata o novo conceito de redes inteligentes, definidas como *smart grids* (SIEMENS, 2013), para gerenciamento de energia em uma estrutura ampla e interligada, na qual o veículo elétrico está inserido.



Fonte: Siemens, 2013.

Nessa perspectiva, o veículo elétrico é uma alternativa praticável para contribuir com a sustentabilidade pelo uso de energia limpa. São características dos modernos veículos elétricos a associação e o gerenciamento de múltiplas fontes de fornecimento de energia com diferentes densidades (potência *versus* energia). Esses aspectos são fundamentais para conseguir elevada eficiência no uso da potência produzida e melhorar o desempenho dinâmico nas fases de aceleração e frenagem regenerativa do veículo (LUKIC *et al.*, 2008).

O uso de energia limpa é tema de destaque dessa perspectiva sustentável em caráter global. Dentro deste contexto, o veículo elétrico vem, nos últimos anos, ganhando novo espaço no mercado mundial, impulsionado por novas tecnologias e políticas de sustentabilidade. Aliar a crescente revolução tecnológica a uma gestão sustentável dos recursos naturais tem sido visto como o grande desafio da humanidade.

O avanço no desenvolvimento das fontes de armazenamento de energia tem promovido a ascensão do carro elétrico. Baterias e supercapacitores, por exemplo, vêm apresentando resultados de alto desempenho graças à aplicação da nanotecnologia (ABDI, 2009). Com isso, tem-se minimizado um dos principais fatores limitadores desses veículos de propulsão elétrica: a falta de autonomia.

Nos veículos elétricos, os conversores estáticos desempenham a função de interface com fontes de energia elétrica armazenada, além da interligação com os sistemas de energia elétrica existentes, em uma infraestrutura de recarga confiável. Assim, estes veículos são bem mais eficazes do que os automóveis convencionais com motor de combustão interna (MCI) e podem fazer uso da energia proveniente de fontes limpas (ABVE, 2013b).

Um banco de baterias pode ser utilizado como fonte principal de energia para suprir a demanda do veículo elétrico. Contudo, variações bruscas de potência nos momentos de aceleração e de desaceleração do veículo podem resultar em uma rápida perda de desempenho e consequente diminuição da vida útil das baterias. Como fonte de transferência rápida de energia, módulos supercapacitores podem ser associados às baterias, formando um sistema híbrido de suprimento de energia com características de maior durabilidade e desempenho dinâmico (FERREIRA *et al.*, 2007).

A partir do contexto apresentado, este projeto de pesquisa tem como objetivo o estudo e o desenvolvimento de um conversor cc-cc para módulo de supercapacitores como fonte de transferência rápida de energia para um veículo puramente elétrico. Logo, as topologias relevantes para o projeto do conversor são as que possibilitam a bidirecionalidade de corrente aos supercapacitores. Os aspectos fundamentais a serem analisados para a escolha da topologia do conversor são:

- a) apresentar alto rendimento elétrico;
- b) dispor de volume e peso reduzido;
- c) promover reduzida emissão de ruído (tanto sonoro quanto eletromagnético);
- d) apresentar pequena complexidade na estratégia de controle;
- e) ser economicamente viável para produção, venda e manutenção.

A aplicação prática deste conversor é prevista para um veículo elétrico de pequeno porte de utilidade urbana. O seu sistema de fornecimento de energia abrange o uso de baterias e supercapacitores. Assim, outros pontos que devem ser contemplados na análise de projeto para aplicações em veículos elétricos são: o reduzido grau de variação da corrente elétrica; o nível de tensão do barramento cc para a demanda de potência necessária ao motor elétrico de tração; e o uso de baterias como fonte primária de energia.

Nos veículos elétricos atualmente no mercado, podem ser encontrados vários níveis de tensão de alimentação, de acordo com a concepção do fabricante desse tipo de

veículo. Em modelos urbanos de pequeno porte, têm sido bastante empregados níveis de tensão mais baixos. Entre a gama de produtos disponibilizados atualmente no mercado global, podem ser citados modelos chineses, como o BY-E-CAR-02, da Shandong Baoya New Energy Vehicle Co. Ltd. (Baoya-EV, 2013), e o modelo brasileiro SEED – Green City Cars, produzido pela VEZ do Brasil (VEZ do Brasil, 2013). Nestes veículos é possível constatar a utilização dos níveis de tensão de 72 V e 96 V no barramento de alimentação. Maiores detalhes sobre modelos de veículos elétricos são apresentados no Capítulo 2.

Para melhor propiciar o entendimento de todo procedimento adotado no desenvolvimento da pesquisa, o trabalho encontra-se estruturalmente dividido em cinco capítulos e as conclusões finais.

O Capítulo 1 contém esta introdução, que faz a contextualização em que estão contidas as motivações e o objetivo do trabalho. Também destaca a justificativa que respalda o presente trabalho diante da problematização que motivou e norteou a proposta.

No Capítulo 2 aprofunda-se o estudo do cenário dos veículos elétricos, tendo em vista o avanço tecnológico dos sistemas embarcados que os compõem e a dinâmica competitiva do setor automotivo na atualidade e em perspectivas futuras. O estudo viabiliza, também, a escolha dos níveis de tensão a serem empregados no projeto do conversor para aplicação prática.

No Capítulo 3, o estudo aprofunda-se relativamente aos supercapacitores. Nesse capítulo, busca-se maior compreensão dos dispositivos e de sua disponibilidade no mercado para aplicação direta nos veículos elétricos. Também se mostram os tipos de topologias de conversores cc-cc que apresentam características peculiares para desenvolvimento e aplicação no processo de gerenciamento de energia dos supercapacitores. Diante da análise topológica feita, é destacada a topologia que apresenta melhores requisitos para atendimento da proposta da pesquisa.

No Capítulo 4 são mostrados de forma descritiva os procedimentos realizados para desenvolvimento do projeto proposto, com foco na abordagem dos conteúdos até então apresentados.

O Capítulo 5 aborda os resultados de simulação e experimentos obtidos em laboratório com o protótipo executado em bancada.

Por fim, são concebidas as conclusões finais do trabalho realizado, de acordo com os resultados obtidos, e apresentado as proposições futuras para a continuidade deste trabalho.

2 VEÍCULOS ELÉTRICOS E OS SISTEMAS ELETRÔNICOS DE POTÊNCIA EMBARCADOS

Neste capítulo apresenta-se uma introdução sobre a evolução história dos veículos elétricos até chegarmos os modernos modelos atuais. Também são abordadas as tecnologias de seus sistemas embarcados que estão envolvidas em seu funcionamento. As tecnologias abordadas são: sistemas eletrônicos de potência e sistemas de armazenamento de energia.

2.1 Veículos elétricos modernos

Pesquisas com veículos elétricos têm sido motivadas pela crescente necessidade de meios de transporte aliada à do uso de fontes limpas de energia e ao esforço em reduzir a emissão de poluentes gasosos, dentre eles os óxidos de carbono (CO e CO₂). Esses esforços têm em vista a crescente preocupação mundial com a utilização dos recursos naturais disponíveis e a degradação do meio ambiente em função da ação humana.

Os veículos puramente elétricos não são precisamente uma novidade tecnológica dos tempos atuais, pois no final do século XIX já existiam automóveis com sistema de propulsão elétrica. O desenvolvimento e disponibilidade de combustíveis fósseis, porém, interromperam a trajetória de crescimento dos motores elétricos para automóveis e alavancaram o desenvolvimento dos veículos com motores de combustão interna (ABDI, 2009; BARAN; LEGEY, 2010).

A partir do Toyota Prius (lançado em 1997) é constatado um crescente aumento na fabricação de veículos híbridos e, atualmente, de automóveis com sistema 100% elétrico no mercado dos Estados Unidos (BARAN; LEGEY, 2010). Os países da América do Norte e os europeus são os que mais investem e apresentam planejamento estratégico de ações que objetivam a difusão dos veículos elétricos. No entanto, países em crescimento como a China e a Índia também já se destacam no setor produtivo do gênero. Nesses dois países, por exemplo, é possível observar uma grande quantidade de veículos elétricos alcançada nos últimos anos, propiciado por avanços tecnológicos e políticas públicas favoráveis. Deste modo, China e Índia vêm mostrando que o investimento crescente na eletromobilidade tem determinado o aprimoramento do setor em aspectos como: normalização, competitividade e preços mais acessíveis (CASTRO; FERREIRA, 2010; CEMIG, 2012).

Na pesquisa desenvolvida pela Companhia Energética de Minas Gerais (CEMIG, 2012) são demonstradas as perspectivas de crescimento na venda de veículos elétricos (VE) até o ano de 2020 em diferentes localizações. A Figura 2.1 destaca tais perspectivas.



Fonte: CEMIG, 2012. Adaptado.

Uma matéria noticiada pela Associação Brasileira do Veículo Elétrico (ABVE), cujos dados é possível verificar na Tabela 2.1, analisa o efeito desses veículos sobre a demanda total de energia elétrica (ERBER, 2011).

Tabela 2.1 Veletilos leves e increado de energía							
	ANO	Redução de consumo de combustíveis (%)	Aumento de consumo de energia elétrica (%)				
	2020	4	0,3				
	2025	11	1,1				
	2030	24	2,5				

Tabela 2.1 - Veículos leves e mercado de energia

Fonte: Erber, 2011. Adaptado.

A matéria observa que o efeito da utilização desses veículos elétricos sobre as demandas de energia elétrica e de combustíveis automotivos (principalmente gasolina, etanol e GNV) foi previsto considerando que o percurso médio anual desses veículos seja de 15 mil km, e com rendimentos usuais (ERBER, 2011).

Hoje é perceptível a presença das grandes marcas que investiram no setor de VEs. Também é nítida a presença de novos investidores que vêm apostando nesse setor, na expectativa de expandir seus negócios. A CEMIG também apresentou um estudo (CEMIG, 2012) em que destaca as parcerias estabelecidas entre as principais montadoras de veículos e as empresas fabricantes de bateria, mostrando algumas metas de produção. Essas informações podem ser vistas na Tabela 2.2.

Fabricante de veículo	Fabricante de bateria	Metas de produção (veículos por ano)				
BYD Auto	BYD Group					
Fiat-Chrysler	A123 Systems, Altairmano					
Ford	Johnson Controls-Salt	5 mil por ano				
GEM	Sanyo/ Panassonic	-				
GM	LG Chem					
Hyundai	LG Chem, SK Energy e S8	500 mil em 2018				
-	LIMotive					
Magna Group	Magna Steyr					
Mercedes-Benz	Continental, Johnson Controls-Salt					
Mitsubishi	GS Yuasa Corporation	15 mil em 2011				
Nissan	AESC	100 mil em 2012 nos EUA				
REVA	Indocel Technologies					
Renault	AESC	150 mil em 2012				
Subaru	AESC					
Tata	Electrovaya					
Think	A123 Systems, Enerdel/Enerl					
Toyota	Panassonic EV Energy					
Volkswagen	Volkswagen e Toshiba Corporation					
Eanta: CEMIC 2012						

Tabela 2.2 – Principais montadoras de VE e fabricantes de baterias aliadas

Fonte: CEMIG, 2012.

Nesse estudo é destacado que apenas algumas empresas fabricantes de bateria apresentadas na tabela anunciaram metas de fabricação para utilização em veículos puramente elétricos (VE) e veículos elétricos híbridos (VEH), apesar de todas já terem planejado o início da produção. Deste modo, é totalizada uma quantidade menor que um milhão de unidades por ano até 2020 (CEMIG, 2012).

Assim, as grandes montadoras vêm aos poucos expandindo suas apostas nesse segmento (GLOBAL..., 2013). A Figura 2.2 destaca alguns exemplos de veículos elétricos projetados por algumas montadoras do ramo automotivo. Estes modelos se destacam pela potência considerável e o bom desempenho. Entre os veículos elétricos expostos, o modelo Nissan Leaf, por exemplo, apresenta um motor de 80 kW, uma tensão de bateria de 365 Vcc (baterias de íon-lítio de 24 kWh) e uma autonomia de 175 km.



(V) Renault Fluence ZE

(VI) Nissan LEAF

Fonte: (I) <http://www.mitsubishicars.com/upcoming-vehicles>, acesso em: abr. 2014; (II) <http://www.smartelectric-drive.com/#/fahrdynamik/>, acesso em: abr. 2014; (III) <http://www.volkswagen.co.uk/new/e-upnf/which-model>, acesso em: abr. 2014; (IV) <http://automobiles.honda.com/fit-ev/exterior-360-view.aspx>, acesso em: abr. 2014; (V) <http://www.worldcarfans.com/110041625692/renault-fluence-ze-and-kangoo-van-zeproduction-versions>, acesso em: abr. 2014; (VI) <http://www.nissan.pt/PT/pt/vehicle/electricvehicles/leaf/gallery/photos.htm>, acesso em: abr. 2014.

Outro grande fabricante do segmento de veículos elétricos é a Tesla Motors. Esta é uma companhia que desenvolve veículos elétricos de alto desempenho no Vale do Silício, na Califórnia, EUA. Também produz componentes para esse tipo de veículo. De acordo com o *site* da empresa (TESLA MOTORS, 2014), ela foi fundada em 2003 por Elon Musk, Martin Eberhard, Marc Tarpenning, JB Straubel e Ian Wright em San Carlos, e seu nome é uma homenagem ao inventor e engenheiro eletricista Nikola Tesla. O primeiro modelo de série a ser produzido pela Tesla foi o Tesla Roadster, em meados de 2008. Em 2012, a empresa lançou um sedan de luxo: o Model S. Destaca-se também que, no primeiro trimestre de 2013, a Tesla Motors registrou lucro pela primeira vez em sua história, bem como na história de uma empresa automobilística produtora de veículos totalmente elétricos. Atualmente a empresa tem Elon Musk na direção executiva, que supervisionou o desenvolvimento e *design*, desde o início, dos modelos totalmente elétricos Tesla Roadster, S e X (TESLA MOTORS, 2014). Vê-se na Figura 2.3 o Tesla Model S.





Fonte: http://www.teslamotors.com/models/features#/performance, acesso em: dez. 2013.

A Figura 2.4 mostra a estrutura do Tesla Model S. Este é equipado com bateria de íons de lítio e está disponível em diferentes versões (TESLA MOTORS, 2014).

Além das tradicionais montadoras de origem europeia ou americana, indústrias do setor na China e Índia vêm apresentando resultados expressivos. A Handong Baoya New Energy Vehicle Co. Ltd., por exemplo, é um fabricante chinês de veículos elétricos. A empresa é especializada em pesquisa, desenvolvimento, produção e venda de veículos com energia limpa. Suas subsidiárias incluem a Shandong Baoya New Energy Co. Ltd., a Dezhou Baoya New Energy Co. Ltd. e a Jinan Baoya Industy & Trade Co. Ltd. (BAOYA-EV, 2011). A Figura 2.5 apresenta dois modelos comercializados por esse fabricante. Nos Anexos 1 e 2 são apresentados os parâmetros básicos e as especificações técnicas desses modelos.





Fonte: <http://www.pakwheels.com/blog/2013/07/26/the-tesla-model-s/>. Acesso em: jan. 2014.



(a) Modelo BY-E-CAR-02



Fonte: (a) <http://www.baoya-ev.com/enbaoya/products.aspx?id=299>; (b) <http://www.baoya-ev.com/enbaoya/products.aspx?id=292>. Acesso em: dez. 2013.

Outra empresa chinesa de destaque é a GreenWheel Electric Vehicle Co. Ltd. (GreenWheel). Esta é uma das primeiras empresas da China de alta tecnologia especializadas no desenvolvimento e fabricação de VE de alta eficiência (GREENWHEEL EV, 2013). Na Figura 2.6, apresenta-se um dos modelos desse fabricante. Também são mostradas suas especificações técnicas no Anexo 3.



Fonte: GreenWheel EV, 2013.

A Índia também tem se destacado no setor. A Mahindra é um dos destaques indianos que também investiu na fabricação de veículos puramente elétricos. Em 1947 essa companhia já introduzia a Índia no mercado dos veículos utilitários. Atualmente, além desses veículos com padrões inovadores, a Mahindra oferece veículos elétricos confiáveis e ambientalmente corretos. Hoje o fabricante tem presença global, podendo-se encontrar veículos da Mahindra em países como Austrália, Europa, América Latina, Malásia, Coreia do Sul e África do Sul (MAHINDRA, 2013). A Figura 2.7 mostra o veículo elétrico comercializado pela empresa.



Fonte: Mahindra, 2013.

O e2o é o sucessor do Revai (conhecido no Reino Unido como o G-Wiz), que estava classificado entre os melhores veículos elétricos do mundo. Com capacidade para quatro adultos e duas crianças, apresenta-se como ótima opção de transporte urbano. Possui baterias de íons de lítio que garantem uma autonomia de 100 km por carga e alcança uma velocidade máxima de mais de 80 km/h (MAHINDRA, 2013). No Anexo 4 é possível observar maiores detalhes desse modelo indiano.

No Brasil, a demora por avanços e incentivos para o setor é motivo de grande preocupação. Segundo matéria lançada no jornal *Metro* (NA CONTRAMÃO..., 2013), dos mais de 500 mil veículos elétricos que circulam pelas ruas do planeta, estima-se que apenas 70 (0,014%) se encontram no país. Na China são 200 mil e no Japão, 100 mil.

Apesar de apresentar boas vantagens, a falta de incentivos governamentais associados à alta carga tributária têm sido obstáculos ao estabelecimento do carro elétrico no mercado nacional. No começo de 2013, em entrevista a *Revista Cesvi Brasil*, Paulo Roberto Feldmann (2013), professor da FEA-USP, relata alguns pontos importantes sobre estudos realizados a cerca dos veículos elétricos. Feldmann ressalta que

(...) por exemplo, na China, para cada carro elétrico, há quase US\$ 10 mil de redução de impostos. É por isso que tem centenas de milhares de carros elétricos lá. Na França, o cidadão parisiense pega o carro elétrico em determinados parques e estacionamentos, usa um cartão para entrar no carro e usá-lo, circula com ele, no fim do dia, devolve o automóvel. São milhares de carros elétricos à disposição da população, graças a uma medida da prefeitura de Paris. Mas hoje, no Brasil, é completamente inviável ter um carro elétrico, já que custa cerca de R\$ 200 mil. É preciso ter um incentivo fiscal para as pessoas se animarem a comprar.

O Brasil ainda está longe do nível já alcançado pelos países europeus, os EUA ou países asiáticos como o Japão, a China e a Índia. O fato é que em todos os países do mundo em que os veículos elétricos vêm se consolidando no mercado, há incentivos fiscais de seus respectivos governos. No país, além de isenção de impostos sobre os carros elétricos, é necessário que se invista em infraestrutura, incentive a produção nacional e ofereça estímulos para os usuários. Atualmente, o que mobiliza o setor no Brasil são as instituições de pesquisa, as empresas de energia (através de projetos de pesquisa e desenvolvimento) e algumas montadoras instaladas no país interessadas em ingressar no mercado. O Brasil ainda não tem um plano concreto de ações estabelecido pelo governo, ressalta a CEMIG (2012).

Todavia, mesmo com as dificuldades apresentadas, os veículos híbridos e elétricos voltaram à pauta no Brasil, apontando perspectivas futuras. Segundo um estudo da ABVE apresentado na *Revista Cesvi Brasil* (2013), a participação dos carros elétricos na frota

nacional terá um aumento significativo e gradativo até 2030. A Figura 2.8 apresenta esse estudo.



Figura 2.8 - Perspectiva de evolução dos veículos elétricos no Brasil

*VEH (veículo elétrico híbrido)
**VEHP (veículo elétrico híbrido *plug-in*)
***VEB (veículo elétrico a bateria)
****VE (veículo elétrico total)
Fonte: *Revista Cesvi Brasil*, 2013. Adaptado.

Os veículos elétricos já são uma realidade no mercado global e políticas de estímulos que incentivam seu uso é parte importante para o crescimento econômico e social do país de maneira sustentável. O estudo feito pela CEMIG (2012) destaca que organizações como a ABVE e o Instituto Nacional de Eficiência Energética (INEE) têm buscado mostrar as vantagens e os obstáculos atuais relacionados à aplicação desses veículos. O intuito é impulsionar ações do poder público, assim como a de outros setores, para fomentar o emprego dos veículos elétricos no Brasil. Nessa perspectiva, foi elaborado por esses órgãos um roteiro para divulgar e promover os veículos elétricos no país (ABVE, 2013b). Segundo o documento proposto, a produção em escala expressiva desses veículos está sujeita a muitos fatores, porém é perfeitamente viável essa produção no Brasil.

Algumas leis de incentivo ao uso do veículo elétrico no Brasil podem ser vistas na página da ABVE na Internet (ABVE, 2013a). Em sete estados os proprietários de veículos movidos a motor elétricos (ou de força motriz elétrica) são isentos do Imposto sobre a Propriedade de Veículos Automotores (IPVA), e em três estados os veículos elétricos têm alíquota do IPVA diferenciada. A Tabela 2.3 apresenta essas leis.

ESTADO	LEI DE ISENÇÃO DO IPVA					
Ceará	Lei 12.023 - art. 4°, IX - de 20/11/1992					
Maranhão	Lei 5.594 - art. 9°, XI - de 24/12/1992					
Pernambuco	Lei 10.849 - art. 5°, XI - de 28/12/1992					
Piauí	Lei 4.548 - art. 5°, VII - de 29/12/1992					
Rio Grande do Norte	Lei 6.967 - art. 8°, XI - de 30/12/1996					
Rio Grande do Sul	Lei 8.115 - art. 4°, II - de 30/12/1985					
Sergipe	Lei 3.287 - art. 4°, XI - de 21/12/1992					
	ALÍQUOTA DO IPVA DIFERENCIADA					
Mato Grosso do Sul	Lei 1.810 – O art. 153 prevê a possibilidade do Poder Executivo					
	reduzir em até 70% o imposto de veículo acionado a eletricidade.					
Rio de Janeiro	Lei 2.877 – O inciso IV do art. 10 estabelece a alíquota de 1% para					
	veículos que utilizem energia elétrica, alíquota essa 75% inferior à					
	dos automóveis a gasolina.					
São Paulo	Lei $6.606 - O$ inciso III do art. 7° estabelece a alíquota de 3% para					
	automóveis de passeio, de esporte, de corrida e camionetas de uso					
	misto movidos a eletricidade, alíquota essa 25% inferior a dos					
	automóveis a gasolina.					
	O município de São Paulo também isentou da lei do rodízio os					
	proprietários de veículos elétricos: inciso X do art. 2º da Lei					
	Estadual 9.690, de 2 de junho de 1997, e inciso I do art. 4º do					
	Decreto Estadual 41.858, de 12 de junho de 1997.					

Tabela 2.3 - Leis de incentivo ao uso do veículo elétrico no Brasil

Fonte: ABVE, 2013a. Adaptado.

Esse cenário pode ser observado na Figura 2.9.



Figura 2.9 – Mapa do Brasil: cenário nacional do IPVA para veículos elétricos

A ABVE também apresentou uma estatística atualizada sobre os veículos elétricos licenciados no Brasil (ABVE, 2014). Vale ressaltar que, de acordo com ABVE, essa relação inclui as versões elétrico/fonte externa, elétrico/fonte interna e híbrido (combustível líquido/elétrico). As estatísticas estão detalhadas na Tabela 2.4.

ANO	JAN	FEV	MAR	ABR	MAI	JUN	JUL	AGO	SET	OUT	NOV	DEZ	TOTAL
2012	9	16	7	3	13	23	5	3	2	2	18	16	117
											_		
ANO	JAN	FEV	MAR	ABR	MAI	JUN	JUL	AGO	SET	OUT	NOV	DEZ	TOTAL
2013	45	22	53	50	12	29	65	45	23	39	52	56	491
ANO	JAN	FEV	MAR	ABR	MAI	JUN	JUL	AGO	SET	OUT	NOV	DEZ	TOTAL
2014	93	61	65	53	94	52							418
Eantas /	Conto: ADVE 2014												

Tabela 2.4 - Licenciamento total de automóveis e comerciais leves - elétricos

Fonte: ABVE, 2014.

No contexto do incentivo a pesquisa, o Ministério da Ciência e Tecnologia (MCT, 2010) determinou a formação de uma rede temática de pesquisa de tópicos relacionados ao veículo elétrico, associada ao Sistema Brasileiro de Tecnologia (Sibratec).

No âmbito governamental foi apresentado em 19 de outubro de 2010 o Projeto de Lei 255/2010, que propõe a isenção de IPI para carros híbridos e elétricos por um período de dez anos, desde que fabricados em território nacional. Também é previsto nesse Projeto de Lei a isenção de IPI para algumas peças fundamentais dos carros híbridos e elétricos, além de alíquota zero para importação de peças sem equivalência no mercado nacional. De mesma forma, é prevista a isenção de PIS/PASEP e COFINS na comercialização de tais veículos. O Projeto foi aprovado na Comissão de Assuntos Sociais do Senado em 25 de abril de 2012 e seguiu para a Comissão de Serviços de Infraestrutura. Espera-se que este projeto passe pelas outras quatro comissões parlamentares e seja entregue para a Presidência da República (BRASIL, 2010).

Há outro Projeto de Lei, que foi apresentado na Câmara Federal em 23 de agosto de 2011, o Projeto de Lei 2092/2011, que estabelece incentivos à fabricação e utilização de veículos automóveis elétricos no Brasil e dá outras providências. Este está aguardando parecer na Comissão de Finanças e Tributação - CFT (BRASIL, 2011).

No âmbito nacional podem-se constatar algumas iniciativas de empreendimentos voltados para o setor. É o caso da Veículos de Emissão Zero (VEZ) do Brasil. Conforme o *site* da empresa:

comercializados separadamente para o crescente mercado de veículos elétricos no Brasil e no exterior, através da implantação inicial de uma unidade industrial piloto em Curitiba - PR, que além da tecnologia e eficiência de seus produtos, tem como principais características a qualidade e o baixo custo, bem como a rapidez de implementação e relação custo/benefício altamente positiva. (VEZ do Brasil, 2013)

Com essas características, a VEZ do Brasil criou o SEED (em inglês, Small Eletric with Economic Design, segundo o site da empresa), 100% elétrico e com tecnologia totalmente nacional (VEZ do Brasil, 2013). A Figura 2.10 destaca o modelo desenvolvido.

Figura 2.10 - SEED - Green City Cars

Fonte: VEZ do Brasil, 2013.

De acordo com o fabricante

(...) os veículos são projetados em Fiberglass de última geração, extremamente leve e resistente, com estrutura tubular interna em aço 1020 e soldas MIG. O Sistema de Tração elétrico, por sua vez, é proprietário da VEZ, com excelentes características técnicas, de qualidade e robustez internacional. (VEZ do Brasil, 2013)

O Anexo 5 mostra os parâmetros básicos e especificações do modelo SEED -GREEN CITY CARS.

Outro projeto nacional em destaque é o VE Itaipu. Desenvolvido pela Itaipu, FIAT e outros parceiros, o protótipo Fiat Palio Weekend 100% elétrico tem como objetivo reduzir custos, aumentar a autonomia, diminuir o tempo de recarga e tornar sua produção viável do ponto de vista econômico (ITAIPU, 2008). A Figura 2.11 ilustra este veículo. No Anexo 6, os parâmetros básicos e especificações do modelo VE Itaipu são apresentados.





Fonte: Itaipu, 2008.

Outro veículo oriundo da pesquisa e desenvolvimento que merece destaque é o VPE20-BR, também denominado Patativa, em homenagem ao poeta nordestino Patativa do Assaré. O projeto do VPE20-BR foi iniciado no contexto da disciplina de Acionamentos de Máquinas Elétricas (TH-210, semestre 2009.1) do curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará – UFC, em março de 2009 (DAHER, 2009).

Para o desenvolvimento do veículo foi utilizado um modelo comercial (Gurgel X12, 1998). Desta maneira, o motor de combustão interna do carro foi retirado e substituído por um motor elétrico de indução trifásico. Foi utilizado como fonte de energia principal um banco de baterias e também desenvolvido um conversor cc-ca para acionar o motor elétrico de corrente alternada (DAHER, 2009). De acordo com Daher, o VPE20-BR já percorreu mais de 200 km em testes, com velocidades de até 50 km/h. A Tabela 2.5 mostra suas especificações e a Figura 2.12 ilustra o referido veículo.

PARAMETROS BASICOS	
Tipo	VPE20-BR (Veículo puramente elétrico)
Transmissão	Diferencial + câmbio manual de 4
	marchas
ESPECIFICAÇÕES	
Motor	Indução trifásico 15 CV
Conversor eletrônico	CC-CA PWM senoidal de 3 níveis
Baterias	VRLA 12 V, 12 Ah (12 em série, 3
	conjuntos em paralelo – 144 Vcc)
DESEMPENHO	
Autonomia	20 km
Velocidade máxima	50 km/h

Tabela 2.5 – Especificação do veículo puramente elétrico VPE20-BR

Fonte: Daher, 2009. Adaptado.



Figura 2.12 - Veículo puramente elétrico VPE20-BR

Fonte: Daher, 2009. Adaptado.

2.2 Sistemas eletrônicos de acionamento

Um veículo puramente elétrico é aquele tracionado por pelo menos um motor elétrico. Esse motor pode ser centralizado, assumindo um papel equivalente a um motor de combustão interna, ou localizar-se junto a cada uma das rodas, com intuito de reduzir as perdas por transmissão mecânica. Atualmente, o motor de corrente alternada tem sido bastante empregado nessa aplicação (como visto nos modelos atuais apresentados na seção 2.1). Isto se tem dado graças à fácil utilização de conversores eletrônicos de potência na interface com fontes de energias nos sistemas de acionamento dos modernos veículos elétricos.

Hoje em dia, os conversores eletrônicos de potência podem ser encontrados em aplicações de diversas áreas, bem como nos veículos elétricos. A ascensão desse tipo de equipamento tem-se dado devido ao desenvolvimento e produção em grande escala dos dispositivos semicondutores de potência. Em contínua evolução, eles vêm tornando-se menores, mais leves e com melhores desempenhos estáticos e dinâmicos. Retificadores, inversores e conversores são denominados comumente como conversores estáticos. Estes são circuitos eletrônicos de potência organizados de forma específica cujo objetivo é controlar o fluxo de energia elétrica entre a fonte e a carga (motor), atuando na variação do valor da tensão elétrica e/ou do formato de onda atual da fonte de energia através de uma série de comutações executadas pelas chaves eletrônicas, também chamadas de interruptores estáticos (RASHID, 1999). Podem, assim, ser projetados para conduzir diversos níveis de corrente elétrica.

No contexto do sistema de gerenciamento da energia de um VE, os inversores e os conversores cc-cc podem funcionar conjuntamente ou de forma individual. Estes são associados de forma apropriada, com o propósito de atuarem tanto para a finalidade de efetuar a tração das rodas quanto para efetuar a recarga das baterias. Algumas configurações de sistemas elétricos de acionamento dos carros elétricos são mostradas na Figura 2.13.







(b) Baterias + 2 conversores cc-ca + 2 motores ca



(d) Baterias + supercapacitores + conversor cc-cc + conversor cc-ca + motor ca



(e) Baterias + conversor cc-cc + supercapacitores + conversor cc-cc + conversor cc-ca + motor ca

(f) Baterias + conversor cc-cc + supercapacitores + conversor cc-cc + célula combustível + conversor cc-cc + conversor cc-ca + motor ca

Fonte: Elaborada pelo autor.

É possível observar que basicamente são utilizados dois tipos de conversores estáticos: o conversor cc-cc, conectado diretamente à fonte de energia, e o conversor cc-ca, responsável pelo acionamento do motor de indução trifásico.

Os conversores estáticos cc-cc, também chamados de *chopper*, são circuitos eletrônicos que recebem um determinado nível de tensão contínua (cc) em seus terminais de entrada e regulam para outro valor de tensão, também contínua (cc), nos terminais de saída, conforme a necessidade do sistema. Pode-se destacar, por exemplo, duas topologias básicas de conversores cc-cc que são: o regulador chaveado elevador de tensão, também conhecido como *boost*, e o regulador chaveado abaixador de tensão, também denominado como *buck* (MARTINS; BARBI, 2008; RASHID, 1999). A Figura 2.14 (a) mostra o circuito de um conversor tipo *boost* enquanto a Figura 2.14 (b) mostra o circuito de um conversor tipo *buck*.



Um conversor cc-ca, também denominado inversor, é um circuito eletrônico que converte energia elétrica derivada de uma fonte de tensão contínua (cc) para tensão alternada (ca) de amplitude simétrica e frequência desejada, e é geralmente empregado para acionar um motor elétrico de corrente alternada (RASHID, 1999). A Figura 2.15 ilustra o diagrama do circuito de um inversor trifásico.





Fonte: Elaborada pelo autor.
Devido à necessidade de variação do fluxo de energia, convém que os conversores empregados em veículos elétricos sejam do tipo bidirecional. No Capítulo 3 são analisadas algumas topologias de conversores cc-cc bidirecionais.

2.3 Sistemas de fornecimento de energia

O desenvolvimento dos conversores também tem propiciado a associação de múltiplas fontes de energia elétrica em um mesmo veículo elétrico (exemplo visto no modelo "f" da Figura 2.13). As principais características dos dispositivos de armazenamento de energia que são determinantes para os VEs são a capacidade de potência (kW) e a energia armazenada (kWh). Existem vários tipos de dispositivos de armazenamento de energia que têm sido propostos para devida aplicação, tais como:

- a) baterias;
- b) células combustíveis;
- c) supercapacitores;
- d) volantes de inércia ou *flywheel*.

A demanda de potência e energia de um VE é variável durante o ciclo de condução, dado pelos processos de aceleração e frenagem. Com o uso de mais de uma fonte é possível otimizar o fornecimento de energia e garantir melhor funcionamento do referido veículo. Na Figura 2.16 é possível observar as diferenças de densidades de potência e energia de acordo com cada tecnologia disponível.



Figura 2.16 - Gráfico comparativo de densidades: potência x energia

Fonte: Moshirvaziri, 2012. Adapatado.

Atualmente, as baterias ainda têm sido utilizadas como a principal fonte de energia em um carro elétrico. Há diversos tipos de baterias com potencial de utilização. Em um estudo feito pela Agência Brasileira de Desenvolvimento Industrial (ABDI, 2009) é destacado que a crescente difusão do uso desses dispositivos, especialmente na indústria de celulares e *notebooks*, tem contribuído para o desenvolvimento de novas tecnologias que buscam o aumento da densidade energética e maior autonomia. Para a indústria automobilística, destacam-se quatro tipos de baterias:

- a) chumbo-ácido (PbA);
- b) níquel-hidreto metálico (NiMH);
- c) sódio (ZEBRA);
- d) íon-lítio.

Entre estas, as de uso mais promissor e que já incorporam muitos veículos elétricos são as de íon-lítio. O uso da nanotecnologia em baterias é uma das áreas mais prósperas para desenvolvimento tecnológico. O custo das baterias é um dos elementos essenciais para a viabilização comercial dos VEs. Em Castro e Ferreira (2010) é apresentado um quadro comparativo entre os principais tipos de baterias para veículos elétricos (Tabela 2.6).

	Energia	Vida útil	Custos	Segurança	Problemas
	(Wh/kg)	(ciclos)			
PbA	30-50	200-300	Х	Estável	Baixa energia
NiMH	60-80	300-500	3x	Estável	Opção
					intermediária
ZEBRA	100-110	>1000	3x	Estável	Desenvolvimento
					limitado a uma
					empresa
Íon-lítio NCA	100-130	>800	5x	Necessitam	Custo e
NMC	100-130	>1000		de proteção	segurança
LFP	90-110	>2000			

Tabela 2.6 - Comparativo entre baterias

Fonte: Castro e Ferreira, 2010.

A célula combustível é um dispositivo que converte energia química de um combustível (hidrogênio, gás natural, metanol, gasolina etc.) e um oxidante (ar ou oxigênio) em energia elétrica. A Figura 2.17 ilustra uma célula combustível hidrogênio/oxigênio.



Figura 2.17 – Representação de uma célula combustível hidrogênio/oxigênio

Fonte: Elaborada pelo autor.

As células combustíveis são classificadas de acordo com o eletrólito. Entre elas, podem-se citar (EHSANI *et al.*, 2008, ELLIS; SPAKOVSKY; NELSON, 2001):

- a) células a combustível de ácido fosfórico ou PAFC (phosphoric acid fuel cell);
- b) células a combustível alcalinas ou AFC (alcaline fuel cell);
- c) células a combustível de eletrólito polimérico sólido ou PEFC (*polymer electrolyte fuel cell*);
- d) células a combustível de óxido sólido ou SOFC (solid oxide fuel cell);
- e) célula a combustível de carbonatos fundidos ou MCFC (*molten carbonate fuel cell*).

Nos últimos anos o fomento desses sistemas tem aumentado muito para aplicação em veículos elétricos. Protótipos de automóveis que funcionam com células a combustível têm sido apresentados por várias empresas fabricantes nos Estados Unidos, na Europa e no Japão (GLOBAL..., 2013).

Como complemento às baterias, tem-se proposto o uso de supercapacitores, que são células de alta capacitância com um alto rendimento em ciclos de alta potência, porém com baixa energia (altas taxas de descarga). Os supercapacitores são produzidos a partir de nanotubos de carbono. Assim, as linhas tecnológicas apontam para o desdobramento entre esses dois dispositivos, supercapacitores e baterias, na formação de um sistema híbrido de energia para um veículo elétrico. Sendo o supercapacitor o elemento base para a aplicação do conversor a ser desenvolvido neste trabalho, este será visto com maior ênfase no Capítulo 3.

Por último, os volantes de inércia são sistemas em que a energia é armazenada mecanicamente (energia cinética). Esse tipo de sistema é também conhecido como *flywheel* e

com ele facilmente se converte energia mecânica em energia elétrica e vice-versa, utilizando um simples motor elétrico (EHSANI et al., 2008). Esse mecanismo propicia a eliminação dos picos de corrente e ajuda a prolongar a vida útil das baterias. Esse dispositivo é exemplificado na Figura 2.18.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Enfim, ao término deste capítulo fica evidente a grande retomada que os veículos de propulsão puramente elétrica vêm apresentando no cenário mundial. Já são diversos os modelos disponibilizados pela indústria automobilística e os novos investidores, bem como muitos os modelos desenvolvidos em pesquisas aplicadas. Porém, sua popularização ainda esbarra na falta de incentivos governamentais e no consequente custo elevado. O Brasil, particularmente, ainda não dispõe de uma estruturação propícia para ascensão desse modelo de transporte, comparativamente com países europeus, EUA, Japão, China e Índia, mas vem apontando algumas perspectivas futuras.

Com o estudo realizado, verificou-se a existência de vários modelos de veículos elétricos com diferentes níveis de potência (exemplos de 7,5 kW, 15 kW e 80 kW) e a adoção de diferentes tipos de dispositivos de armazenamento de energia, tendo a maioria ainda a bateria como o principal elemento. Nesse contexto, outro ponto importante observado foi o nível de tensão do barramento cc adotado em tais veículos. A Tabela 2.7 faz um resumo mostrando alguns dos modelos vistos e seus respectivos níveis de tensão do barramento cc. Enfatizando os pequenos veículos urbanos, objeto de motivação deste trabalho, verificou-se que estes possuem menor potência (com motores elétricos de 7,5 kW a 15 kW embarcados) e adotam um nível de tensão de bateria mais baixo em comparação com os modelos mais potentes. Entre os valores observados destacam-se níveis de tensão como 72 V, 96 V e 144 V (Tabela 2.7).

Fabricante de VE	Modelo VE	Barramento cc (V)	
BAOYA-EV	BY02-10 kW-1	96	
GreenWheel EV	GW28-A07P22-01	72	
Mahindra	REVA E2O	48	
VEZ do Brasil	SEED – GREEN CITY CARS	96	
ITAIPU Binacional e parceiros	VE ITAIPU	253	
Daher/ UFC	VPE20-BR	144	
Nissan	Leaf	365	

Tabela 2.7 - Níveis de tensão do barramento cc em modelos de VEs

Fonte: Elaborada pelo autor.

O avanço do segmento dos VEs tem-se dado graças às novas tecnologias empregadas nos equipamentos eletrônicos de acionamento e à crescente melhoria no desempenho dos dispositivos de fornecimento de energia, em que se destacam as novas baterias e os supercapacitores. Assim, o veículo elétrico tem aliado eficiência a crescente autonomia. Consequentemente, uma fatia de mercado do setor cada vez maior vem sendo atraída.

3 OS SUPERCAPACITORES E AS TOPOLOGIAS APLICÁVEIS DE CONVERSORES CC-CC

Este capítulo aborda uma revisão teórica sobre os supercapacitores e uma pesquisa dos tipos disponíveis no mercado, direcionado à aplicação como fonte de energia nos veículos automotivos de propulsão elétrica. Assim, são destacadas as características peculiares a esses dispositivos e apresentado um levantamento dos produtos atualmente comercializados. Mediante o estudo realizado também é constatado, e exposto no presente capítulo, que em novas versões de *softwares* de simulação o supercapacitor já vem sendo incorporado em suas bibliotecas como ferramenta de apoio em projetos de circuitos.

Também são analisadas algumas topologias de conversores cc-cc bidirecionais encontradas na literatura e passíveis de serem utilizadas em veículos elétricos. Com isso, busca-se identificar a topologia mais propícia para o objeto de estudo: projetar um conversor a ser aplicado em um módulo de supercapacitores para um veículo elétrico.

3.1 Características básicas dos supercapacitores

Os capacitores, dispositivos elétricos que há décadas estão disponíveis no mercado, são responsáveis pelo armazenamento de energia em pequena quantidade e podem ser descarregados e recarregados centenas de milhares de vezes. A nanotecnologia permitiu o surgimento de capacitores que armazenam centenas de vezes mais energia do que os capacitores tradicionais. Essa nova geração de armazenamento de energia, chamada de supercapacitores, é uma versão de alta energia dos capacitores comuns, ou seja, são dispositivos armazenadores de energia elétrica capazes de oferecer alta potência e alta energia quando comparados aos capacitores comuns e às baterias. Os supercapacitores recebem este nome por apresentarem capacitâncias da ordem de milhares de Faradays, algo impossível para capacitores convencionais (FERREIRA; POMÍLIO, 2005; HALPER; ELLENBOGEN, 2006). A Figura 3.1 mostra uma comparação entre diferentes tipos de capacitores.

Essa característica peculiar aos supercapacitores tem sido cada vez mais explorada, aliada à Eletrônica de Potência, na melhoria do desempenho dos veículos elétricos (VEs) (EHSANI *et al.*, 2008; FERREIRA; POMÍLIO, 2005). Em tais sistemas, os

supercapacitores (SCs) têm papel importante na manutenção do equilíbrio dos seus respectivos barramentos cc (LUKIC *et al.*, 2008).



Fonte: Miller, Miller e Smith, 2009. Adapatada.

Nos últimos anos, os supercapacitores vêm apresentando grandes evoluções. Esses dispositivos são caracterizados por sua resistência interna (ESR) muito baixa, permitindo-lhes fornecer corrente de pico na demanda e fazendo-os capazes de armazenar grandes quantidades de carga em curto intervalo de tempo. Utilizando-se alta tecnologia no processo de fabricação, foi criado esse sistema de armazenamento de energia de estado sólido feito à base de nanotubos de carbono. Assim, desenvolveu-se um material à base de óxidos que substitui totalmente o eletrólito líquido. Essas inovações realizaram-se em nanoescala, disponibilizando grande área de superfície para o acúmulo dos elétrons e o excepcional aumento da capacitância. E entre as estruturas já pesquisadas poucas dispõem de tanta área superficial em um espaço reduzido como os nanotubos de carbono (HALPER; ELLENBOGEN, 2006; MAXWELL..., 2009).

Os supercapacitores ou capacitores elétricos de dupla camada (EDLCs) são componentes que mantêm centenas de vezes mais energia do que um capacitor padrão, como uma bateria, mantendo a capacidade de carga e descarga rápidas (LS MTRON, 2013; LUKIC *et al.*, 2008; MAXWELL..., 2009; NESSCAP, 2010).

O armazenamento em um capacitor padrão é feito por meio do material dielétrico entre suas placas, que podem ser polarizadas sobre a aplicação de um campo elétrico. À medida que os dipolos internos se alinham dentro do dielétrico, um campo elétrico é estabelecido. Quanto maiores as placas de carga contida, maior a capacitância, e a energia armazenada, em joules, é igual a (HALPER; ELLENBOGEN, 2006; MAXWELL..., 2009):

$$E = \frac{1}{2} \cdot C \cdot V^2 \tag{3.1}$$

em que C é a capacitância (em Farads) e V é a tensão (em Volts).

De acordo com LS Mtron (2013), os supercapacitores atingem o mesmo resultado, mas por separação em massa e movimento de cargas. O mecanismo para mover cargas opostas para diferentes lados de um separador é de natureza eletroquímica e muito semelhante à tecnologia de bateria, porém, não é uma reação química e sim um fenômeno físico. A Figura 3.2 mostra um esquema da estrutura de um supercapacitor.



Fonte: LS Mtron, 2013. Adaptado.

A rapidez com que a energia armazenada pode ser liberada depende da resistência interna do dispositivo. A evolução de novos materiais tem permitido o desenvolvimento de dispositivos de baixa ESR (EHSANI *et al.*, 2008), proporcionando elevada densidade de potência e baixo tempo de carga e descarga do SC, ideais para aplicações que requerem descargas rápidas.

Ainda, conforme EHSANI *et al.* (2008) existem vários métodos para testar, medir e calcular a capacitância e a ESR, mas são todos baseados no mesmo pressuposto, em que o supercapacitor pode ser representado por um simples circuito RC. Em KLOETZL e GERLING (2011) e MARTIN e MARTIN (2008) também é possível observar esse pressuposto. A Figura 3.3 mostra essa equivalência.





Fonte: Ehsani *et al.*, 2008, p. 317. Adaptado.

Tendo em vista o circuito apresentado, o SC basicamente se caracteriza por sua capacitância através de seu potencial elétrico V_C , assim como a resistência série equivalente R_S (ESR), que é a responsável pelas perdas e a resisência de fuga do dielétrico R_L (EHSANI *et al.*, 2008; MARTIN; MARTIN, 2008).

A Tabela 3.1 mostra um quadro comparativo entre os componentes usados para armazenamento de energia (VINATECH, 2013; NESSCAP, 2010).

Características de atuação	Bateria	Capacitor convencional	Supercapacitor	
Tempo de carga	1 h a 5 h	10^{-6} s a 10^{-3} s	0,3 s a 30 s	
Tempo de descarga	0,3 h a 3 h	10^{-6} s a 10^{-3} s	0,3 s a 30 s	
Energia (Wh/kg)	10 a 100	< 0,1	1 a 10	
Vida útil (ciclos)	1000	>500000	>500000	
Potência específica (W/kg)	<1000	<100000	<10000	
Eficiência de carga/descarga	0,7 a 0,85	>0,95	0,85 a 0,98	

Tabela 3.1 - Comparativo entre tecnologias de armazenamento de energia

Fonte: Vinatech, 2013 e Nesscap, 2010. Adaptado.

Assim, após observar o desempenho do supercapacitor, destacam-se alguns benefícios em aplicações específicas, como em seu uso em veículos elétricos (FERREIRA; POMÍLIO, 2005; LS MTRON, 2013; MAXWELL..., 2009; MAXWELL..., 2013; NESSCAP, 2010; VINATECH, 2013):

- a) rápida carga e descarga (segundos);
- b) vida útil longa: EDLC (2,5 V, 2,7 V e 3 V) > 500000 ciclos;
- c) densidade de alta potência (10x bateria);
- d) alta eficiência (acima de 95%);
- e) ampla temperatura operacional (- $25 \circ C/70 \circ C$);
- f) ambientalmente correto.

Os supercapacitores estão tornando-se cada vez mais presentes nos dias atuais, tanto quanto os capacitores dielétricos convencionais. Há no mercado atualmente alguns fornecedores específicos de supercapacitores, tanto em células quanto em módulos. A Tabela 3.2 destaca uma comparação entre diferentes fabricantes e tipos de células de supercapacitores disponíveis no mercado (LS MTRON, 2013; MAXWELL..., 2013; NESSCAP, 2010; VINATECH, 2013).

Fabricante	Tensão/ capacitância (V/F)	Potência (kW/kg)	Energia (Wh/kg)
Maxwell	2,7 / 3000	12	6
Nesscap	2,7 / 5000	5,75	5,44
LsMtron	2,8 / 3000	11,2	5,02
VinaThech	3,0 / 500	8,5	7,8

Tabela 3.2 - Exemplos de supercapacitores disponíveis no mercado

Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 3.4 apresenta alguns modelos de módulos comercializados. Em (a) temse um módulo de 48 V e 166 F do fabricante Nesscap. Em (b), um módulo da Maxwell de 48 V e 165 F. A imagem (c) apresenta um módulo de 48,6 V e 166 F da LS Mtron. Todos eles foram desenvolvidos para aplicações típicas da indústria automotiva.





Fonte: (a) Nesscap, 2010; (b) Maxwell..., 2013; (c) LS Mtron, 2013.

Para Elon Musk (diretor executivo da Tesla Motors conforme visto no Capítulo 2) o futuro das fontes de armazenamento de energia está nos supercapacitores e não nas baterias. Esta afirmação foi feita por Musk no Fórum Cleantech, em São Francisco, EUA, em 2011. Este pesquisador já trabalhou com pesquisas voltadas para os supercapacitores na Universidade de Stanford, Califórnia, antes de ser diretor da Tesla. Elon Musk é um grande entusiasta dos veículos elétricos e essa declaração despertou curiosidade, visto que a Tesla Motors utiliza em seus veículos baterias a base de íons-lítio (PEGURIER, 2011).

Novas versões de *softwares* de simulação já trazem modelos desses dispositivos em suas bibliotecas. A nova versão do Matlab R2013b (MATHWORKS, 2013) apresenta, por exemplo, um modelo genérico do supercapacitor, conforme a Figura 3.5, por meio de um bloco a ser parametrizado.





Em MathWorks (2013), esse modelo é destacado com alguns pressupostos, tais como: resistência interna e capacitância são assumidas constantes durante a carga e os ciclos de descarga; o modelo não leva em conta efeito da temperatura; nenhum efeito de envelhecimento é tomado em consideração; a redistribuição de carga é a mesma para todos os valores de tensão. A Figura 3.6 apresenta as tabelas de parametrização do Bloco Supercapacitor.

Figura 3.6 -	- Parâmetros	do bloco	supercapacitor
0			1 1

Block Parameters: Supercapacitor	Block Parameters: Supercapacitor	Block Parameters: Supercapacitor	
Supercapacitor (mask)	Supercapacitor (mask)	 Supercapacitor (mask) 	
Implements a generic supercapacitor model that model electric double layer	Implements a generic supercapacitor model that model electric double layer	Implements a generic supercapacitor model that model electric double layer	
Parameters Stern-Tafel Parameters Charge Characteristics	Parameters Stern-Tafel Parameters Charge Characteristics	Parameters Stern-Tafel Parameters Charge Characteristics	
Rated capacitance (F)	Use predetermined parameters	Plot capacitance vs time	
500	Number of layers	Charge current (A)	
Equivalent DC series resistance (Ohms)	6	10.2	
2.1e-3	Molecular radius (m)	Time (s)	
Rated voltage (V)	1.23e-9	1988	
16	Overpotential (V)		
Surge voltage (V)	0.3		
17	Charge transfer coefficient alpha		
Number of series capacitors	0.3		
6			
Number of parallel capacitors			
1			
Initial voltage (V)			
16			
Leakage current (A)			
5.2e-3			
Operating temperature (Celsius)			
25			
OK Cancel Help Apply	OK Cancel Help Apply	OK Cancel Help Apply	

Fonte: MathWorks, 2013.

Após a parametrização, é possível plotar três gráficos e visualizar o comportamento do supercapacitor. O primeiro gráfico representa a capacitância em função de tempo, o segundo, a tensão em função do tempo e o terceiro, a corrente em função do tempo. A Figura 3.7 mostra o comportamento gráfico obtido depois de realizada à parametrização do bloco supercapacitor no Matlab R2013b, usando os valores característicos de um módulo de supercapacitores de 165 F e 48 V. A corrente de carga é fixada em 20 A.



Figura 3.7 – Gráficos de simulação: (a) capacitância x tempo (b) tensão x tempo (c) corrente x tempo

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o carregamento do supercapacitor, tem-se (3.2):

$$I = C \cdot \frac{dv}{dt} \tag{3.2}$$

Logo, reorganizando a equação, obtém-se (3.3):

$$\frac{l}{c} = \frac{dv}{dt} \tag{3.3}$$

Para o módulo de supercapacitores desejado (165 F e 48 V), exemplificando o carregamento completo deste a partir de uma fonte de corrente de 20 A, tem-se (3.4):

$$\frac{l}{c} = \frac{20}{165} = 121,21 \, mV/s \tag{3.4}$$

Em seguida, é possível verificar o tempo de carga dividindo a tensão nominal do módulo pela taxa acima obtida. Essa verificação é mostrada em (3.5):

$$\frac{48}{0,12121} = 396 \ s = 6,6 \ min \tag{3.5}$$

O resultado alcançado é análogo ao encontrado na simulação da ferramenta do Matlab efetuada anteriormente. A Maxwell Technologies (2009) destaca que, devido ao mecanismo de armazenamento de energia do supercapacitor não ser uma reação química, a carga/descarga pode ocorrer com a mesma velocidade. Ainda em relação ao comportamento desses componentes, é necessário destacar que para seu correto funcionamento e para lidar com energia total em todos os momentos, aos módulos de supercapacitores é permitido descarregar a 50% da máxima tensão (FERREIRA *et al.*, 2007; MARTIN e MARTIN, 2008). Isto representa uma variação de 75% da energia acumulada. A Figura 3.8 exemplifica este argumento.



Fonte: Elaborada pelo autor.

3.3 Topologias de conversores cc-cc

Os conversores cc-cc bidirecionais, juntamente com os dispositivos de armazenamento de energia, têm-se estabelecido como alternativa favorável para os sistemas de conversão de energia dos veículos elétricos, melhorando a eficiência e o desempenho e diminuindo o custo.

Esses conversores são adequados para promover o fluxo de energia elétrica nos dois sentidos. Ou seja, dependendo do estado de operação, eles são capazes de trocar de função entre entrada e saída, pois, em uma aceleração do veículo, a energia precisa fluir do módulo de fornecimento de energia para o motor elétrico assim como, em uma redução de velocidade, a energia resultante da desaceleração do veículo deverá retornar para a fonte de fornecimento de energia elétrica. A Figura 3.9 apresenta a arquitetura básica de um conversor cc-cc bidirecional.



Figura 3.9 – Arquitetura de conversores cc-cc bidirecionais

Fonte: Elaborada pelo autor.

Os conversores cc-cc chaveados podem ser classificados como não isolados e isolados. Nesses conversores utilizam-se dois elementos essenciais na composição de uma topologia estabelecida: o indutor e o transformador de isolamento. No caso das topologias de conversores cc-cc não isolados não há isolação elétrica entre a entrada e a saída do conversor e o indutor é, em geral, o elemento fundamental para o armazenamento de energia em um determinado período de chaveamento. Já para as topologias de conversores cc-cc isolados, além da isolação galvânica entre a entrada e a saída proporcionada pela utilização do transformador, esses conversores podem funcionar como elevador ou abaixador de tensão conforme o ganho determinado pela relação de transformação dos enrolamentos primário e secundário do transformador.

3.3.1 Conversor cc-cc bidirecional síncrono

O conversor cc-cc bidirecional síncrono com características *boost* e *buck* é visto na Figura 3.10. Trata-se de um modelo clássico de conversor cc-cc não isolado. Nessa topologia, ambos os interruptores são compostos de um transistor e um diodo antiparalelo. Eles podem conduzir corrente em ambas as direções, mas podem suportar a tensão em uma única direção. O fluxo de energia é permitido nos dois sentidos: a partir da esquerda para direita e vice-versa (KAZIMIERCZUK, 2008).





Fonte: Elaborada pelo autor.

O acionamento dos dois transistores deve ser feito de forma complementar, para controle de fluxo de energia. Os transistores do tipo MOSFETs são bastante empregados nesse tipo de aplicação, visto que seu canal conduz nos dois sentidos, geralmente com uma queda de tensão menor do que o diodo antiparalelo. Assim, o uso do transistor S2 de forma complementar ainda exerce a função de diminuir as perdas por condução. Conforme a literatura, essa estratégia de acionamento é denominada de retificação síncrona (GARCIA, 2010; MANIKTALA, 2006).

Ainda para essa topologia, há a possibilidade de operação do conversor no denominado "modo de condução contínua forçado". Pelo fato do conversor operar com comando complementar das chaves S1e S2, poderá haver inversão no sentido da corrente no indutor, mas esta nunca se manterá em zero, ou seja, não é possível que o conversor opere no modo de condução descontínua (GARCIA, 2010; MANIKTALA, 2006). O ganho estático de tensão do conversor, empregando a modulação por largura de pulso (PWM), é (4.1):

$$\frac{V2}{V1} = \frac{1}{1-D}$$
(4.1)

onde D é a razão cíclica.

A vantagem desse conversor é sua simplicidade: possui apenas um indutor e um capacitor como componentes passivos e dois transistores que garantem a operação bidirecional em corrente. A corrente de entrada não apresenta descontinuidades e sua ondulação pode ser reduzida pelo aumento da indutância do indutor.

Para operações com potência relativamente elevada ou alto ganho de tensão, no entanto, as perdas por conversão tendem a se elevar significativamente nesse conversor. Deve-se notar, por exemplo, que toda a corrente de entrada é conduzida pelo único indutor.

Assim, a operação em potências maiores requer um circuito com dispositivos mais robustos. Tal topologia apresenta baixa eficiência energética quando operado com um alto ganho de tensão.

3.3.2 Conversor cc-cc bidirecional interleaved

O conversor cc-cc *interleaved*, ou intercalado, tem sido objeto de vários estudos e aplicações em projetos que envolvem o uso de fontes de energias para veículos elétricos. É possível destacar nesse meio a ampla utilização de sua versão bidirecional: o conversor cc-cc bidirecional *interleaved* (AVELINO *et al.*, 2013; ANJANA; KURUVILA; JOHN, 2013; LIUM, 2007; ZHANG, 2008). A Figura 3.11 mostra uma estrutura com três fases ou braços intercalados.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Trata-se também de um conversor não isolado, e seu ganho estático é igual ao do conversor cc-cc bidirecional clássico visto anteriormente, escrito novamente por (4.2):

$$\frac{V2}{V1} = \frac{1}{1-D}$$
(4.2)

Esse conversor caracteriza-se pela distribuição da corrente entre os indutores dos braços e sua menor ondulação, devido ao intercalamento dos braços, ou seja, à defasagem de acionamento promovida entre as fases. Outro fator importante é a utilização de chaves e de indutores menores, visto a distribuição da corrente entre os braços, e a consequente obtenção de menores perdas. Assim, em uma potência mais elevada, é possível ter um melhor rendimento do conversor.

Em relação ao acionamento das chaves, esse modelo é caracterizado de forma similar ao conversor visto no item anterior. Também vale destacar que essa topologia pode ser encontrada com n fases, usualmente 2, 3 ou 4.

3.3.3 Conversor cc-cc interleaved double dual boost

O conversor cc-cc *interleaved double dual boost* também se destaca como opção para aplicação em veículos elétricos, entre os modelos não isolados (DANG *et al.*, 2006; GARCIA; POMÍLIO; SPIAZZI, 2013; KRAJANGPAN; NEAMMANEE, 2011). A Figura 3.12 apresenta a estrutura dessa topologia. Este é constituído de dois conversores cc-cc bidirecionais em corrente, sendo um invertido em relação ao outro.





Fonte: Elaborada pelo autor.

O acionamento dos conversores cc-cc bidirecionais inerentes a essa topologia também se dá de forma intercalada. Dessa forma, a corrente de entrada possui menor ondulação e passa a ser distribuída entre os dois conversores existentes. Essa estrutura é propícia quando se deseja obter maior ganho no sistema, pois seu ganho estático é dado por (4.3):

$$\frac{V2}{V1} = \frac{1+D}{1-D}$$
(4.3)

No entanto, destaca-se a presença agora de dois capacitores de saída, diferentemente das topologias anteriores. Assim, a tensão de saída é dada pela soma das tensões de cada conversor menos a tensão da fonte de alimentação. Portanto, para seu correto funcionamento, requer-se um equilíbrio entre os dois conversores. Isto acarreta maior complexidade no sistema de controle.

3.3.4 Conversor cc-cc bidirecional com célula de comutação de três estados

O conversor cc-cc bidirecional com célula de comutação de três estados (célula B) é outra topologia encontrada na literatura com características propícias para nossos propósitos em sua versão bidirecional (BARROZO *et al.*, 2010; BASCOPÉ; BARBI, 2000). Este é formado por duas células de comutação simples interligadas por um autotransformador, produzindo a célula B. A Figura 3.13 expõe o modelo topológico descrito.



Figura 3.13 – Conversor cc-cc bidirecional com célula de comutação de três estados

Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, para se obter o conversor cc-cc bidirecional a partir da célula B, substituise a célula de comutação simples presente no conversor cc-cc bidirecional pela célula de comutação B. O ganho estático é dado pela expressão (4.4):

$$\frac{V2}{V1} = \frac{1}{1-D}$$
(4.4)

Logo, o ganho apresentado é comum ao *boost* clássico, ou seja, não apresenta alto ganho. Essa estrutura também possibilita a divisão da corrente entre as chaves. Outra característica é que a ondulação no indutor é o dobro da frequência de chaveamento e com isso seu volume cai pela metade, comparado ao *boost* convencional. Porém, observa-se que, nessa topologia, além do indutor de filtro, é necessário um autotransformador.

3.3.5 Conversor cc-cc full-bridge bidirecional

Outra opção que pode ser praticada é o uso de uma topologia do tipo isolada. Logo, o conversor cc-cc *full-bridge* bidirecional pode ser destacado como opção. A estrutura dessa topologia é mostrada na Figura 3.14.



Figura 3.14 – Conversor cc-cc full-bridge bidirecional

Fonte: Elaborada pelo autor.

A relação *n* de espiras do transformador deve ser calculada em função da tensão de entrada (SAKKA; MIERLO; GUALOUS, 2011).

$$n = \frac{N_s}{N_p} = \frac{1}{2D} \cdot \frac{V2}{V1}$$
(4.5)

Como vantagens, essa topologia, por meio de seu transformador, propicia a isolação elétrica entre V1 e V2 e promove um ganho de tensão desejado de acordo com sua relação de transformação. Como desvantagens, pode ser notado o maior número de componentes e o consequente aumento de peso e volume ocupado.

A Tabela 3.3 dispõe um quadro comparativo das topologias investigadas em termos de quantidade de componentes.

Conversores	Conversor	Conversor	Conversor	Conversor	Conversor
	cc-cc	cc-cc	cc-cc	cc-cc	cc-cc
	bidirecional	bidirecional	interleaved	bidirecional	full-bridge
	síncrono	interleaved*	double dual	com célula de	bidirecional
			boost	comutação de	
Componentes				três estados	
Indutor	1	2	2	1	1
Chave	2	4	4	4	8
Capacitor	1	1	2	1	1
Transformador	-	_	-	1	1

Tabela 3.3 – Comparativo quantitativo de componentes entre conversores

* Para esta topologia foi considerada apenas duas fases

Fonte: Elaborada pelo autor.

O quantitativo de componentes é um dos critérios avaliados para o desenvolvimento do conversor desejado, tendo em vista a observância de parâmetros como complexidade, volume e peso. Assim, por meio da Tabela 3.3 é possível observar o número de componentes empregados em cada topologia apresentada.

Neste capítulo enfatizou-se um estudo direcionado aos supercapacitores no intuito de conhecer mais sobre suas características peculiares e identificar os produtos atualmente disponíveis no mercado aplicáveis aos veículos elétricos. Com isso, foi possível conhecer melhor esse dispositivo e seus potenciais fornecedores com vistas à aquisição de um módulo SC para fins da pesquisa e aplicação, pelo desenvolvimento de um conversor cc-cc dedicado a um veículo elétrico.

Também foi possível notar, ao longo dos estudos realizados, a existência de uma gama de topologias de conversores cc-cc que podem exercer a função desejada de transferência de energia de forma bidirecional para aplicação em um veículo elétrico. Dessa forma, visto as características dos modelos topológicos apresentados e levando-se em consideração os aspectos fundamentais para a escolha da topologia do conversor a ser aplicada, conforme destacado no Capítulo 1, optou-se pelo uso da topologia do conversor cc-cc bidirecional *interleaved*, também chamado intercalado. Essa escolha deu-se pelo atendimento dos aspectos desejados e por sua grande aplicação comprovada no uso de supercapacitores em veículos elétricos. A Figura 3.15 exemplifica o sistema proposto onde é enfatizada a topologia adotada para o projeto do conversor pretendido. No capítulo 4, analisa-se a aplicação dessa estrutura no desenvolvimento do projeto.





Fonte: Elaborada pelo autor.

4 PROJETO DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL

O objetivo deste capítulo é apresentar o projeto do conversor cc-cc proposto. Assim, inicia-se o capítulo com uma apresentação das características essenciais do conversor. Em seguida, por meio de análises qualitativas e quantitativas, é possível verificar o comportamento e os esforços de corrente e tensão previstos. Com isso, é feito todo o dimensionamento do conversor, sua modelagem dinâmica e a projeção do circuito de controle a ser implementado.

4.1 Características do conversor proposto

No sistema proposto é previsto a utilização de um módulo de supercapacitores que, juntamente com o banco de baterias, forma um sistema híbrido de armazenamento de energia. Em tal sistema, o conversor deve ser capaz de carregar e descarregar o módulo de supercapacitores. Assim, o conversor cc-cc bidirecional é essencial. Conforme visto no capítulo anterior, existem muitas soluções que podem ser utilizadas para esse fim, e há vasta literatura disponível sobre o tema (LIUM, 2007). Previsto o uso do conversor em um veículo elétrico, propriedades como peso, volume e confiabilidade são fundamentais para o projeto.

Nessa perspectiva, o conversor que possui vários braços para transportar a corrente evidenciou características favoráveis. Em primeiro lugar, a corrente é distribuída ao longo dos braços do conversor, reduzindo, assim, a corrente nas chaves e nos indutores e as perdas ôhmicas. Em segundo lugar, os braços do conversor podem ser usados de uma forma intercalada, o que reduz a ondulação da corrente nos supercapacitores, permitindo o uso de indutores menores.

A estrutura de potência do dispositivo proposto é composta por um conversor cccc bidirecional intercalado de duas fases. Neste capítulo, o conversor proposto é estudado a fundo, considerando o modo de condução contínua. Este é alimentado pela tensão V1 fornecida por um módulo de supercapacitores de 165 F e 48 V, possui quatro chaves (S1, S2, S3 e S4), dois indutores (L1 e L2) e capacitor de filtro (C).

O conversor cc-cc bidirecional intercalado é mostrado na Figura 4.1. Apresenta duas fases defasadas entre si em 180°, ou seja, o acionamento das chaves correspondentes em

cada fase (S1 e S2) é realizado com uma diferença da metade do período de comutação. Ainda, as duas chaves existentes em cada fase operam de forma complementar (S1-S3 e S2-S4). Assim, essa estrutura permite o fluxo de energia em ambos os sentidos, da esquerda para a direita e vice-versa.



Figura 4.1 - Conversor cc-cc bidirecional intercalado de duas fases

Quando as chaves atuam de forma complementar nesta topologia, não é possível que o conversor opere no modo de condução descontínua. Ou seja, é possível que haja a inversão no sentido das correntes nos indutores, mas estas nunca vão manter-se em zero. Por esse motivo a operação desse conversor com comando complementar para as chaves é chamada de "forced continuous conduction mode" (FCCM) ou "modo de condução contínua forçado" (MCCF) (MANIKTALA, 2006). Esse modo de condução é exemplificado na Figura 4.2.



Fonte: Maniktala, 2006, p. 76. Adaptado.

O conversor opera como boost quando a energia é transferida dos supercapacitores para o barramento cc e como buck quando a energia é transferida no sentido inverso para os supercapacitores.

Fonte: Elaborada pelo autor.

A conversão de potência com o uso de estruturas entrelaçadas tem sido explorada em aplicações de elevadas potências em que o sistema adquire a vantagem da redução do *ripple* e uma distribuição de potência entre as células das topologias conectadas em paralelo. Embora a distribuição de potência entre as células seja por si só um importante objetivo, os benefícios proporcionados pela redução do *ripple* justificam o aumento da utilização das técnicas de intercalamento nas mais diversas aplicações (BELTRAME, 2009).

4.2 Etapas de operação no modo de condução contínua

4.2.1 Análise qualitativa do conversor

A partir desta seção, apresenta-se o estudo do conversor proposto: o conversor cccc bidirecional intercalado de duas fases. A análise qualitativa consiste da descrição das etapas de operação e das principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes.

O conversor opera em modo de condução contínua (MCC) em uma faixa de variação de potência aplicando sinais de tensão PWM na porta dos transistores de potência. Ressalte-se que a análise foi feita na região onde D>0,5 (com operação no modo *boost*) e ainda que as duas chaves existentes em cada fase operem de forma complementar.

4.2.1.1 Primeira etapa $(t_1 - t_0)$: S1 e S2 em condução, S3 e S4 bloqueadas

Nesse momento, as chaves S1 e S2 entram em condução. Com isso, as chaves S3 e S4 e seus respectivos diodos antiparalelos permanecem bloqueadas. Nessa situação, a fonte V1 fornece energia aos indutores L1 e L2 através da corrente I1. Essa corrente é dividida igualmente entre os indutores. As correntes IL1 e IL2 crescem linearmente, armazenando energia sem transferência para a carga. O circuito da etapa marcando os caminhos de corrente é mostrado na Figura 4.3. As expressões da corrente através dos indutores são dadas por (4.1) e (4.2):

$$V1 - L1 \cdot \frac{dIL1}{dt} = 0 \tag{4.1}$$

$$V1 - L2 \cdot \frac{dIL2}{dt} = 0 \tag{4.2}$$

Figura 4.3 – Primeira etapa (t1 - t0)



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.2.1.2 Segunda etapa $(t_2 - t_1)$: S1 e S4 em condução, S2 e S3 bloqueadas

No instante t=t₁, as chaves S1 e S4 entram em condução e as chaves S2 e S3 encontram-se bloqueadas. Como L1 é igual a L2, a corrente I1 é igualmente dividida nesses indutores. Uma parte da corrente I1 é transferida para a saída através da chave S4 e seu respectivo diodo antiparalelo, e a outra parte flui através da chave S1. Durante essa etapa, a corrente IL1 cresce linearmente e, assim, é armazenada energia no indutor L1. A energia armazenada pelo indutor L2 é transferida para a carga. Essa etapa é finalizada com a chave S1 ainda em condução e S4 recebendo o sinal de bloqueio. A segunda etapa de funcionamento é ilustrada na Figura 4.4. As expressões dessa etapa são (4.3) e (4.4):

$$V1 - L1 \cdot \frac{dIL1}{dt} = 0 \tag{4.3}$$

$$V1 - L2 \cdot \frac{dIL2}{dt} - V2 = 0 \tag{4.4}$$

61



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.2.1.3 Terceira etapa (t₃ - t₂): S1 e S2 em condução, S3 e S4 bloqueadas

O funcionamento desta etapa é idêntico ao da primeira etapa. O caminho de circulação da corrente é destacado na Figura 4.5, que ilustra esta terceira etapa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A etapa de t=t₃ é similar à segunda etapa, mas agora as chaves S2 e S3 conduzem e as chaves S1 e S4 permanecem bloqueadas. Nesse caso, a corrente IL2 cresce linearmente e, assim, é armazenada energia no indutor L2. A energia armazenada pelo indutor L1 é transferida para a carga. Essa etapa é finalizada com a chave S2 em condução e S3 recebendo o sinal de bloqueio. O circuito da etapa marcando os caminhos de corrente é mostrado na Figura 4.6. O funcionamento do conversor durante essa etapa é dado pelas expressões (4.5) e (4.6).

$$V1 - L1 \cdot \frac{dIL1}{dt} - V2 = 0$$
(4.5)

$$V1 - L2 \cdot \frac{dIL1}{dt} = 0 \tag{4.6}$$

Figura 4.6 – Quarta etapa (t4 - t3)



Fonte: Elaborada pelo autor.

4.2.2 Principais formas de onda

As principais formas de onda de tensão e corrente nos diferentes dispositivos são mostradas na Figura 4.7. Tais formas de onda desenhadas têm como referência os sinais PWM1 e PWM2 das chaves S1 e S2, respectivamente, para um período de comutação T.

Fazendo-se uso e análise dessas formas de ondas, determina-se o ganho estático e os esforços de corrente e tensão nos componentes constituintes do conversor.



Figura 4.7 – Principais formas de ondas

A razão cíclica do conversor é expressa por (4.7). Assim, DT é o tempo em que as chaves S1 e S2 permanecem fechadas e T é o período de comutação das chaves.

$$D = \frac{t_{ON}}{T} \tag{4.7}$$

Logo (4.8):

$$t_{ON} = D \cdot T \tag{4.8}$$

A frequência de comutação das chaves é dada por (4.9):

$$f = \frac{1}{T} \tag{4.9}$$

Deseja-se, agora, analisar a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada. Sabendo-se que a tensão média nos indutores é nula para um período de chaveamento, então as áreas ou variações do fluxo magnético em cada etapa de operação são iguais. Assim, a partir da curva de tensão no indutor (VL1 ou VL2) da Figura 4.7, obtém-se a expressão (4.10):

$$V1 \cdot D \cdot T = (V2 - V1) \cdot (1 - D) \cdot T$$
(4.10)

Logo, tem-se a expressão do ganho estático do conversor dada por (4.11):

$$\frac{V2}{V1} = \frac{1}{1 - D} \tag{4.11}$$

O que leva a confirmar que o conversor funciona como um conversor *boost* clássico. Em função da razão cíclica com D>0,5, o gráfico do ganho estático do conversor é mostrado na Figura 4.8.



Figura 4.8 – Gráfico do ganho estático em função da razão cíclica

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3 Determinação de esforços de corrente e tensão nos componentes

Para a determinação dos esforços de corrente e tensão nos diferentes componentes que integram o conversor cc-cc bidirecional intercalado de duas fases, deve-se entender seu princípio de funcionamento apresentado na seção anterior. Para conseguir essa finalidade, as equações têm sua origem a partir das formas de onda.

4.3.1 Esforços de tensão e corrente nos indutores

A corrente média de entrada que se divide através dos indutores L1 e L2 é dada por (4.12):

$$I1 = \frac{P1}{V1} \tag{4.12}$$

Onde P1 é a potência média de entrada do conversor. A corrente média nos indutores pode ser encontrada usando a expressão (4.13):

$$IL1_{med} = IL2_{med} = IL_{med} = \frac{I_1}{2} = \frac{IL_{max} + IL_{min}}{2}$$
(4.13)

Substituindo-se a expressão (4.11) do ganho estático na expressão (4.1), determina-se a ondulação de corrente no indutor L1 (4.14):

$$\Delta IL1 = \frac{V2 \cdot D \cdot T \cdot (1 - D)}{L1} = \frac{V2 \cdot D \cdot (1 - D)}{f \cdot L1}$$

$$\tag{4.14}$$

Como L2 é igual a L1, sua ondulação também será igual à de L1. Assim, tem-se (4.15):

$$\Delta IL1 = \Delta IL2 = \Delta IL \tag{4.15}$$

A máxima corrente de pico nos indutores é (4.16):

$$IL_{max} = IL_{med} + \frac{\Delta IL}{2} \tag{4.16}$$

A corrente eficaz nos indutores é determinada por (4.17):

$$IL_{ef} = \sqrt{f \left[\int_{0}^{DT} \frac{\left[\left(\frac{IL_{max} - IL_{min}}{DT} \right) t + IL_{min} \right]^{2} dt + \int_{0}^{T} \frac{IL_{min} - IL_{max}}{(1 - D)T} (t - DT) + IL_{max} \right]^{2} dt \right]}$$
(4.17)

Ao desenvolver a equação (4.17), observa-se que (4.18):

$$IL_{ef} \cong IL_{med} \tag{4.18}$$

Por meio de parametrização, rearranjando os termos da expressão (4.14), obtém-se o parâmetro β , expresso como (4.19):

$$\beta = \frac{f\Delta IL}{V2} = D \cdot (1 - D) \tag{4.19}$$

Com esse parâmetro é possível traçar um gráfico e achar o ponto de máxima ondulação em função da razão cíclica. Pode-se observar na Figura 4.9 que o ponto máximo ocorre para D=0,5. Da expressão (4.14) destaca-se também a expressão para indutância, que é dada por (4.20):

$$L1 = L2 = L = \frac{V2}{4 \cdot f \cdot \Delta IL} \tag{4.20}$$



Figura 4.9 – Gráfico da razão cíclica em função da razão cíclica parametrizado

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.3.2 Esforços de tensão e corrente nas chaves

A tensão máxima sobre as chaves S1, S2, S3 e S4, sem considerar as sobretensões causadas por elementos parasitas, é dada por (4.21):

$$VS1 = VS2 = VS3 = VS4 = V2 \tag{4.21}$$

Para a análise dos esforços de corrente nas chaves é desprezado o fato de que haverá chaves e seus respectivos diodos antiparalelo conduzindo simultaneamente, provocando, assim, a divisão de corrente entre esses componentes, seja no modo *boost* ou no modo *buck*.

Dessa forma, a corrente média nas chaves S1 e S2 é definida pela expressão (4.22):

$$IS_{med_S1,S2} = f \int_{0}^{DT} \left[\left(\frac{IL_{max} - IL_{min}}{DT} \right) t + IL_{min} \right] dt \cong D \cdot IL_{med}$$
(4.22)

A corrente eficaz nas chaves S1 e S2 é definida pela expressão (4.23):

$$IS_{ef_S1,S2} = \sqrt{f \int_0^{DT} \left[\left(\frac{IL_{max} - IL_{min}}{DT} \right) t + IL_{min} \right]^2 dt} \cong \sqrt{D} \cdot IL_{med}$$
(4.23)

A corrente média nas chaves S3 e S4 é definida pela expressão (4.24):

$$IS_{med_S3,S4} = f \int_{DT}^{T} \left[\left(\frac{IL_{min} - IL_{max}}{(1-D)T} \right) (t - DT) + IL_{max} \right] dt \cong (1-D) \cdot IL_{med}$$
(4.24)

A corrente eficaz nas chaves S3 e S4 é definida pela expressão (4.25):

$$IS_{ef_S3,S4} = \sqrt{f \int_{DT}^{T} \left[\left(\frac{IL_{min} - IL_{max}}{(1 - D)T} \right) (t - DT) + IL_{max} \right]^2 dt} \cong \sqrt{1 - D} \cdot IL_{med}$$
(4.25)

A corrente máxima que passa através das chaves é dada por (4.26):

$$IS_{max} = IL_{max} \tag{4.26}$$

4.3.3 Esforços de tensão e corrente nos diodos

A tensão máxima sobre os diodos das chaves é dada por (4.27):

$$V_{Drev} = -V2$$

(4.27)

Da mesma forma que foi considerada na análise de esforços de corrente nas chaves, aqui também é desprezado o caso da ocorrência de condução simultânea de diodos e suas respectivas chaves. Portanto, inicialmente é definida a corrente média nos diodos D3 e D4 pela expressão (4.28):

$$ID_{med_D3,D4} = f \int_{DT}^{T} \left[\left(\frac{IL_{min} - IL_{max}}{(1-D)T} \right) (t-DT) + IL_{max} \right] dt \cong (1-D) \cdot IL_{med}$$
(4.28)

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (4.29):

$$ID_{ef_{D3,D4}} = \sqrt{f \int_{DT}^{T} \left[\left(\frac{IL_{min} - IL_{max}}{(1 - D)T} \right) (t - DT) + IL_{max} \right]^2 dt} \approx \sqrt{1 - D} \cdot IL_{med}$$
(4.29)

Observa-se que os equacionamentos encontrados para os diodos D3 e D4 são análogos aos encontrados para suas respectivas chaves S3 e S4. Essa observação também é válida para os diodos D1 e D2 e suas respectivas chaves S1 e S2. A corrente máxima de pico que circula através dos diodos é dada por (4.30):

$$ID_{max} = IL_{max} \tag{4.30}$$

4.3.4 Esforços de tensão e corrente no capacitor

Nesta seção, o cálculo da variação da tensão no capacitor de filtro C e os esforços de corrente e tensão são apresentados. A carga, para este estudo, é considerada linear. Como as duas fases individuais são operadas em paralelo, a frequência da ondulação na tensão de saída é duas vezes a frequência de comutação de cada conversor de fase única. A variação de tensão no capacitor é dada pela expressão (4.31):

$$\Delta V = \frac{I2 \cdot D}{2 \cdot f \cdot C} \tag{4.31}$$

Uma vez assumido o valor da ondulação de saída, calcula-se a capacitância de filtro pela expressão (4.32):

$$C = \frac{I2 \cdot D}{2 \cdot f \cdot \Delta V} \tag{4.32}$$

A tensão máxima sobre o capacitor C é dada por (4.33):

$$VC = V2 \tag{4.33}$$

A corrente eficaz no capacitor é definida pela expressão (4.34):

$$IC_{ef} = \sqrt{(I2)^2 + (1-D) \cdot 2 \cdot \left[\frac{\Delta IL^2}{12} + IL_{med}^2 - 2 \cdot IL_{med} \cdot I2\right]}$$
(4.34)

O valor máximo da ondulação de corrente no capacitor C é dado pela expressão (4.35):

$$\Delta IC_{max} = IL_{max} \tag{4.35}$$

Ao comparar o conversor bidirecional proposto com o *boost* clássico, nota-se que este possui maior número de componentes, entretanto, a corrente que circula pelas chaves é cerca da metade, diminuindo assim as perdas por condução.

Em razão da característica de bidirecionalidade, o conversor proposto pode operar no modo *boost* e no modo *buck*. A compreensão dessa topologia operando no modo *buck* é similar ao *buck* clássico e sua operação é simples e complementar à do modo *boost* em vários aspectos, tais como o chaveamento das chaves, a razão cíclica e o ganho estático. Assim, para o projeto do conversor considerando os dois modos de operação, é necessário apenas o desenvolvimento do projeto para um dos modos, devido à semelhança dos esforços de tensão e corrente nos seus componentes.
4.4 Dimensionamento do conversor proposto

No conversor com n braços intercalados, a redução do *ripple* de entrada é inversamente proporcional ao número de células em paralelo. Sendo assim, para sistemas com mesma amplitude no *ripple* da corrente de entrada, os indutores do conversor intercalado podem ser dimensionados para uma amplitude de *ripple n* vezes maior.

O período de comutação dos braços do conversor intercalado é *n* vezes menor que o período de comutação do conversor *boost* convencional.

Aos supercapacitores é permitido descarga até 50% da máxima tensão, a fim de lidar com energia total em todos os momentos, conforme visto no Capítulo 3.

Especificações:

P2 = 2 kW	Potência nominal de saída.
V1 = 48 V	Tensão nominal do módulo de supercapacitores
V2 = 96 V	Tensão nominal do barramento cc.

Considerações:

f = 20 kHz	Frequência de chaveamento.
$\Delta V2 = 2\% V2$	Ondulação da tensão no barramento cc.
$\Delta L1 = \Delta L2 = 10\% I1$	Ondulação máxima da corrente nos indutores.
$V1_{MIN} = 0,5V1$	Descarga máx. permitida para o módulo de supercapacitores.
$\eta = 96\%$	Rendimento do conversor.

A ondulação proposta nos indutores é função da máxima corrente de entrada. As duas fases defasadas entre si previstas na estrutura do conversor provocam cancelamento parcial na ondulação da corrente na entrada.

Para a máxima corrente de entrada ser calculada, deve-se considerar a tensão mínima permitida no descarregamento do módulo de supercapacitores.

Inicialmente, a partir das considerações feitas, calcula-se a potência de entrada (4.36):

$$P1 = \frac{P2}{\eta} = \frac{2000}{0.96} = 2,083 \ kW \tag{4.36}$$

A máxima corrente média de entrada é dada por (4.37):

$$I1 = \frac{P1}{V1_{MIN}} = \frac{2083}{24} = 86,8 A \tag{4.37}$$

Logo, a ondulação para os indutores L1 e L2 em função da máxima corrente de entrada é dada por (4.38):

$$\Delta IL1 = \Delta IL2 = \Delta IL = 0,1 \cdot I1 = 0,1 \cdot 86,8 = 8,68 A \tag{4.38}$$

A corrente I2 no barramento cc é (4.39):

$$I2 = \frac{P2}{V2} = \frac{2000}{96} = 20,83 A \tag{4.39}$$

Para fazer a escolha adequada dos componentes, calculam-se os esforços de tensão e corrente a que são submetidos.

O ganho estático M do conversor levando-se em consideração o rendimento é expresso por (4.40):

$$M = \frac{V2}{\eta \cdot V1} = \frac{96}{0,96 \cdot 48} = 2,083 \tag{4.40}$$

Dessa forma, a razão cíclica nominal é dada pela expressão (4.41):

$$D = M - 1/M = 2,083 - 1/2,083 = 0,52$$
(4.41)

A razão cíclica máxima é dada em função da tensão mínima permitida no módulo de supercapacitores e é enunciada por (4.42):

$$D_{max} = 1 - \frac{\eta \cdot V 1_{min}}{V2} = 1 - \frac{0.96 \cdot 24}{96} = 0.76$$
(4.42)

Observando-se as características técnicas do módulo de supercapacitores, em que a tensão em seus terminais não deve exceder a tensão nominal V1 de 48 V, destaca-se que o conversor deve operar com D entre 0,5 e 0,76.

Os cálculos do dimensionamento dos componentes são realizados considerando a faixa de variação da razão cíclica e a máxima corrente de entrada no intuito de submeter tais componentes aos maiores esforços de corrente e tensão.

4.4.1 Dimensionamento dos indutores

Inicialmente, é calculada a corrente média nos indutores pela expressão (4.13):

$$IL_{med} = \frac{I1}{2} = \frac{86,8}{2} = 43,4 \,A$$

A corrente máxima nos indutores, usando a expressão (4.16), é:

$$IL_{max} = IL_{med} + \frac{\Delta IL}{2} = 43.4 + \frac{8.68}{2} = 47.74 A$$

Aplicando a expressão (4.20), tem-se o valor da indutância para L1 e L2:

$$L1 = L2 = L = \frac{V2}{4 \cdot f \cdot \Delta L} = \frac{96}{4 \cdot 20000 \cdot 8,68} = 138,24 \,\mu H$$

O valor da corrente eficaz nos indutores é dado pela expressão (4.18):

$$IL_{ef} \cong IL_{med} \cong 43,4 A$$

Com os valores apresentados, é realizado o projeto físico dos indutores. Segundo McLyman (2004), são aplicados basicamente dois grupos de materiais nos núcleos magnéticos usados em projetos de Eletrônica de Potência:

a) materiais cerâmicos homogêneos, compostos de óxidos de ferro e outros elementos como Zinco (Zn), Níquel (Ni), Manganês (Mn). Comumente são

chamados de ferrites e têm como característica a alta resistividade e a baixa densidade de fluxo de saturação. São bastante utilizados em aplicações de alta frequência;

b) materiais ferromagnéticos, formado por ligas de ferro com outros elementos como Níquel (Ni), Silício (Si), Alumínio (Al). Esses materiais possuem característica de alta densidade de fluxo de saturação. São empregados em circuitos de alta potência e circuitos osciladores de RF.

Os materiais magnéticos são distinguidos por sua permeabilidade. Essa propriedade nada mais é do que o grau de magnetização de um determinado material em relação a um dado campo magnético. A permeabilidade absoluta é simbolizada pela letra grega μ (4.43):

$$\mu = B/H \tag{4.43}$$

em que B é a densidade do fluxo magnético no material e H é a força magnetizante. A densidade do fluxo magnético é medida em teslas (T), a força do campo magnético, em ampères por metro (A/m) e a permeabilidade, em henrys por metro (H/m), ou newton por ampère ao quadrado (N/A²), no sistema internacional de unidades (SI). O fenômeno que promove o atraso entre a densidade de fluxo e campo magnético é denominado histerese magnética. O ciclo de histerese de um material ferromagnético dá a relação entre a indução B e o campo H para um ciclo fechado de inversão de magnetização. A forma do ciclo de histerese depende do material. Outros fatores que também influenciam a forma do ciclo são a frequência de excitação e as condições de tratamento do material (McLYMAN, 2004).

Para o projeto dos indutores, são apresentados na Tabela 4.1 os principais parâmetros utilizados.

 Solu III Timelpuis purumetros dos madiores	
Parâmetro	Valor
Temperatura média no indutor	40 °C
Fator de utilização K	0,57
Temperatura máxima no indutor	100 °C
Densidade de fluxo magnético B_{max}	0,3 T
Densidade de corrente J_{max}	400 A/cm^2

Tabela 4.1 - Principais parâmetros dos indutores

Fonte: Elaborada pelo autor.

Os indutores são projetados empregando núcleo toroidal de *Iron Power* fabricado pela MicroMetals. Estes permitem melhorar o desempenho do conversor cc-cc bidirecional

Figura 4.10 - Núcleo toroidal de tipo Iron Power

Fonte: Elaborada pelo autor.

Onde:

DE: diâmetro externo;

DI: diâmetro interno;

Ht: altura;

At: área transversal.

Inicialmente é calculada a energia armazenada no indutor por meio da expressão (4.44):

$$E = 0.5 \cdot L \cdot I^2 = 0.094 J \tag{4.44}$$

Com a energia armazenada e os parâmetros apresentados na Tabela 4.1, é calculado o núcleo dos indutores. Para isso, é utilizado o produto das áreas dado por (4.45):

$$AtAw = \frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K} = \frac{2 \cdot 0,094 \cdot 10^4}{0,3 \cdot 400 \cdot 0,57} = 27,485 \ cm^4$$
(4.45)

Para a expressão, At é a área transversal do núcleo e Aw é a área da janela do núcleo. O produto de At \cdot Aw indica o quanto de enrolamento é necessário para permitir a passagem do fluxo magnético.

O núcleo utilizado para o projeto dos indutores é o T300-52D, fabricado pela MicroMetals. As principais informações relacionadas a esse núcleo são mostradas em MicroMetals (2007). A Figura 4.11 destaca a curva de histerese típica do material magnético - 52 utilizado no projeto dos indutores, com grande aplicação em Eletrônica de Potência.



Fonte: MicroMetals, 2007.

Na tabela 4.2 são apresentadas as principais características do núcleo escolhido.

Tabela 4.2 - Características do núcleo T300-52D

Núcleo	$\frac{\mathbf{Al}}{(nH/N^2)}$	DE (<i>cm</i>)	DI (<i>cm</i>)	Ht (<i>cm</i>)	At (cm ²)	l (cm)	Vol (cm^3)	MLT (<i>cm/N</i>)
T300-52D	160	7,72	4,9	2,54	3,38	19,8	67	10,5

Fonte: MicroMetals, 2007.

A MicroMetals dispõe em seu *site* um *software* aplicativo adicional para projetos de indutores: o *Inductor Design Software* 2010 (MICROMETALS, 2010). Utilizando os parâmetros de projeto e fazendo uso dessa ferramenta, podem-se obter algumas curvas características do projeto. Assim, confrontando as propriedades características destacadas em MicroMetals (2007) e no uso do aplicativo, constata-se que, para atingir a indutância necessária ao valor de corrente especificado ao indutor, projetado através do núcleo T300-52D, é necessário construir o indutor com uma indutância inicial de 310 μH.

O número de espiras necessárias é dado por (4.46):

$$N = \left[\frac{L(nH)}{Al(nH/N^2)}\right]^{1/2}$$
(4.46)

Onde a indutância L é dada em Nanohenry (nH). Logo:

$$N = \left[\frac{310000(nH)}{160(nH/N^2)}\right]^{1/2} \cong 45$$

A força magnetizante cc (H) pode ser calculada pela expressão (4.47):

$$H = \frac{0.4 \cdot \pi \cdot N \cdot IL_{med}}{l} = \frac{0.4 \cdot 3.14 \cdot 45 \cdot 43.4}{19.8} = 124 \ Oe$$
(4.47)

Com o valor obtido na equação (4.47) pode-se obter a porcentagem de permeabilidade inicial $\%\mu$ 0, por meio da curva de porcentagem de permeabilidade inicial em função da força magnetizante para o material -52. A referida curva é ilustrada na Figura 4.12.



Figura 4.12 – Curva de permeabilidade inicial (%) em função da força magnetizante para o material -52

Fonte: MicroMetals, 2010. Adaptado.

Pelo gráfico, encontra-se a porcentagem de permeabilidade inicial $\%\mu0$ igual a 31. Adiante, a área da janela do núcleo T300-52D pode ser calculada por (4.48):

$$Aw = \pi \cdot \left(\frac{DI}{2}\right)^2 = 18,848 \ cm^2 \tag{4.48}$$

A área disponível para preenchimento do enrolamento, fazendo uso do fator de utilização K, é de 10,74 cm². Agora, efetuando a divisão desse valor pelo número de espiras tem-se a área disponível por enrolamento de exatamente 0,238 cm². Escolheu-se o fio AWG 13, que possui uma área com isolação de 0,029793 cm², possibilitando que seja utilizado um conjunto de quatro fios. A Tabela 4.3 apresenta as principais características do fio AWG 13.

13
0,183
0,026243
0,195
0,029793
0,000066
0,000080
11,809

Tabela 4.3 – Características do fio AWG 13

Fonte: Barbi, 2007. Adaptado.

Dando seguimento, o parâmetro *Mean Length Turn* (MLT) apresentado na Tabela 4.2 informa o comprimento médio do fio por volta no núcleo. Assim, o comprimento total de cada fio é dado por (4.49):

$$l_{Total} = MLT \cdot N = 10,5 \cdot 45 = 472,5 \ cm \tag{4.49}$$

A resistência para cada fio é dada por (4.50):

$$R_{Esp} = l_{Total} \cdot R_{20^{\circ}C} = 472,5 \cdot 0,000066 = 0,0312 \,\Omega \tag{4.50}$$

Como são quatro fios em paralelo, a resistência total é (4.51):

$$R_{Esp_Total} = \frac{R_{Esp}}{4} = \frac{0,0312}{4} = 7,8 \ m\Omega \tag{4.51}$$

Assim, as perdas totais no enrolamento podem ser calculadas por (4.52):

$$P_{cobre} = R_{Esp_Total} \cdot I^2 = 14,7 \, W \tag{4.52}$$

Agora, deve-se inicialmente calcular por meio da equação (4.53) o pico da variação CA da densidade de fluxo magnético B' (MICROMETALS, 2007) para encontrar as perdas no núcleo.

$$B' = \frac{L \cdot \Delta I L \cdot 10^8}{2 \cdot A t \cdot N} \tag{4.53}$$

Onde a indutância L a ser adotada aqui (100µH) é o valor mínimo atingido com a corrente máxima projetada para os indutores (núcleo T300-52D). Deste modo tem-se:

$$B' = \frac{100 \cdot 10^{-6} \cdot 8,68 \cdot 10^8}{2 \cdot 3,38 \cdot 45} = 285,34 \ Gauss$$

Com o valor de B' e os parâmetros apresentados na Tabela 4.4, calculam-se as perdas no núcleo por unidade de volume, conforme a equação (4.54) apresentada em MICROMETALS (2007).

Tabela 4.4 - Parâmetros intrínsecos ao material -52

Material	а	b	с	d
-52	$1 \cdot 10^{9}$	$1,1\cdot 10^{8}$	$2,1 \cdot 10^{6}$	6,9·10 ⁻¹⁴

Fonte: MicroMetals, 2007.

$$P_{Vol_nucleo} = \frac{f}{\frac{a}{B'^3} + \frac{b}{B'^{2,3}} + \frac{c}{B'^{1,65}}} + \left(d \cdot f^2 \cdot B'^2\right) = 44,14 \ mW/cm^3 \tag{4.54}$$

Por fim, calcula-se o produto do volume do núcleo utilizado pelo valor definido em (4.54) para obter as perdas no núcleo de acordo com (4.55):

$$P_{n\acute{u}cleo} = \frac{P_{Vol_nucleo}.Vol}{1000} = \frac{44,14\cdot67}{1000} = 2,96 W$$
(4.55)

Por conseguinte, as perdas totais dos indutores L1 e L2 são (4.56):

$$P_{LTotal} = 2(P_{cobre} + P_{núcleo}) = 2(14,7+2,96) = 35,32 W$$
(4.56)

Com o uso da ferramenta computacional, pode-se obter a curva da indutância em função da variação de corrente que flui pelo indutor, conforme ilustra a Figura 4.13.



Fonte: MicroMetals, 2010. Adaptado.

Dessa forma, no gráfico acima é possível observar a indutância necessária ao valor de corrente especificado para os indutores construído com o núcleo T300-52D. Certifica-se, assim, a necessidade da construção destes com indutância inicial de 310 μ H, visto a variação da referida indutância ocorrida com a variação da corrente, caracterizada pelo núcleo utilizado.

4.4.2 Dimensionamento das chaves

Agora serão calculados os esforços e determinadas as chaves do projeto. Inicialmente, encontra-se a máxima tensão nas chaves que é dada pela expressão (4.21):

VS1 = VS2 = VS3 = VS4 = VS = V2 = 96 V

A corrente média nas chaves S1 e S2 é dada pela expressão (4.22):

 $IS_{med S1,S2} = 0,76 \cdot 43,4 = 32,98 A$

A corrente eficaz nas chaves S1 e S2 é dada pela expressão (4.23):

 $IS_{ef_S1,S2} = \sqrt{0,76} \cdot 43,4 = 37,89 \, A$

A corrente média nas chaves S3 e S4 é dada pela expressão (4.24):

$$IS_{med S3,S4} = (1 - 0,76) \cdot 43,4 = 10,4 A$$

A corrente eficaz nas chaves S1 e S2 é dada pela expressão (4.25):

$$IS_{ef_S3,S4} = \sqrt{1 - 0.76} \cdot 43.4 = 21.3 A$$

A corrente máxima que passa pelas chaves é dada por (4.26):

 $IS_{max} = 47,74 \text{ A}$

As chaves utilizadas são do tipo *Metal-Oxide-Semiconductor Field Effect Transistor* (MOSFET). As características da chave adotada são vistas na Tabela 4.5:

	Tensão dreno-fonte V_{DS}	150 V
	Corrente no dreno a 25 °C I_C	171 A
D	Resistência dreno-fonte <i>R</i> _{DS(on)}	4,8 mΩ
100	Tempo de subida da corrente de coletor t_r	119 ns
GDS	Tempo de descida da corrente de coletor t_f	84 ns
TO-247AC IRFP4568PbF	Resistência térmica junção-cápsula R _{thjc}	0,29 °C/W
	Resistência térmica cápsula-dissipador R _{thcd}	0,24 °C/W
	Resistência térmica junção-ambiente R _{thja}	40 °C/W

Tabela 4.5 - Características principais do MOSFET IRFP4568PbF

Fonte: Folha de dados IRF (2008).

A folha de dados do MOSFET IRFP4568PbF utilizado pode ser encontrado no *site* da IRF (INTERNATIONAL RECTIFIER, 2008). O uso da terceira (S3) e quarta (S4) chaves de forma complementar também cumpre a função de reduzir as perdas de condução, pois o canal do MOSFET conduz em ambas as direções com queda de tensão menor do que a dos diodos correspondentes (D3 e D4) (MANIKTALA, 2006).

A partir dos valores obtidos, são calculadas as perdas nas chaves. A perda por condução em S1 e S2 é dada pela expressão (4.57):

$$P_{S1,S2_con} = R_{DSon} \cdot \left(IS_{ef_S1,S2} \right)^2$$
(4.57)

 $\label{eq:considerando o caso extremo da temperatura de junção máxima T_j de 100 \ ^{\circ}\text{C},$ têm-se:

$$P_{S1,S2_con} = 10,6 \cdot 10^{-3} \cdot (37,89)^2 = 15,2 \text{ W}$$

A perda por comutação em S1 e S2 é dada pela expressão (4.58):

$$P_{S1,S2_com} = \frac{f}{2} (t_r + t_f) \cdot IS_{ef_S1,S2} \cdot VS_{max}$$
(4.58)

Por isso:

 $P_{S1,S2_{com}} = 10 \cdot 10^3 \cdot (119 \cdot 10^{-9} + 84 \cdot 10^{-9}) \cdot 37,89 \cdot 96 = 7,38 W$

Dessa forma, as perdas máximas em cada chave (S1 e S2) são (4.59):

$$P_{S1,S2_total} = P_{S1,S2_con} + P_{S1,S2_com} = 22,58 W$$
(4.59)

A perda por condução em S3 e S4 é dada pela expressão (4.60):

$$P_{S3,S4_con} = R_{DSon} \cdot (IS_{ef_S3,S4})^2$$
(4.60)

Logo, para a temperatura de junção máxima T_{j} de 100 °C tem-se:

 $P_{S3,S4_con} = 10,6 \cdot 10^{-3} \cdot (21,3)^2 = 4,8 \text{ W}$

A perda por comutação em S3 e S4 é dada pela expressão (4.61):

$$P_{S3,S4_com} = \frac{f}{2} (t_r + t_f) \cdot IS_{ef_S3,S4} \cdot VS_{max}$$
(4.61)

Por isso:

 $P_{S3,S4_com} = 10 \cdot 10^3 \cdot (119 \cdot 10^{-9} + 84 \cdot 10^{-9}) \cdot 21,3 \cdot 96 = 4,15 \, W$

Dessa forma, as perdas em cada chave são (4.62):

$$P_{S3,S4_total} = P_{S3,S4_con} + P_{S3,S4_com} = 8,95 \text{ W}$$
(4.62)

4.4.3 Dimensionamento dos diodos

O diodo usado é o intrínseco ao MOSFET adotado, cujas características podem ser verificadas na folha de dados. A seguir, ilustram-se os cálculos dos esforços nos diodos que são internos às suas respectivas chaves.

A tensão máxima sobre os diodos das chaves é dada pela expressão (4.27):

 $V_{Drev} = -96 V$

A corrente média nos diodos D3 e D4 expressa em (4.28) é:

 $ID_{med} = 10,41 A$

A corrente eficaz nos diodos D3 e D4 é dada pela expressão (4.29):

 $ID_{ef} = 21,29 A$

A corrente máxima nos diodos é calculada pela expressão (4.30):

 $ID_{max} = 47,74 A$

Levando-se em consideração a adoção de MOSFETs e o funcionamento complementar das chaves, as perdas pelos diodos intrínsecos são desprezadas.

4.4.4 Dimensionamento do capacitor

A seguir o dimensionamento do capacitor C de filtro é calculado, juntamente com seus esforços de corrente e tensão. Para esse dimensionamento, é utilizado o valor de ondulação de 2% da tensão V2 como previsto.

Com a expressão (4.32) é feito o cálculo da capacitância:

 $C = \frac{20,83 \cdot 0,75}{2 \cdot 20000 \cdot 1,92} = 203,38 \,\mu F$

A tensão máxima sobre o capacitor C é dada por (4.33):

VC = 96 V

O valor eficaz da corrente no capacitor é dado pela expressão (4.34):

 $IC_{ef} = 21,75 A$

A ondulação máxima de corrente através do capacitor C é dado pela expressão (4.35):

 $\Delta IC_{MAX} = 47,65 A$

Também deve ser considerada a resistência série equivalente do capacitor cuja expressão é dada por (4.63):

$$RSE \le \frac{\Delta V}{\Delta IC_{MAX}} \tag{4.63}$$

Logo:

$$RSE \le \frac{1,92}{47,65} \le 0,04 \ \Omega$$

Para o projeto, foram empregados sete capacitores em paralelo de 680 μ F/ 250 V (B43505 – A2687 – M7/ EPCOS). Um capacitor de poliéster de 10 μ F (B32524/ K 250 V/ MKT-MO/ EPCOS) também foi colocado em paralelo junto aos capacitores eletrolíticos e próximo às chaves no intuito de reduzir as sobretensões nas chaves e proteger contra possíveis danos.

4.4.5 Dimensionamento do dissipador

Com a potência dissipada nas chaves calculada anteriormente, é feito o dimensionamento do dissipador a ser empregado no conversor. A Figura 4.14 mostra o circuito térmico equivalente das quatro chaves MOSFET IRFP4568PbF utilizadas no conversor. Inicialmente, adotou-se a temperatura ambiente T_{amb} de 40 °C e a temperatura de junção máxima T_j de 100 °C. A resistência térmica entre cápsula e dissipador R_{thcd} é de 0,24 °C/W.

Figura 4.14 - Equivalente elétrico para circuito térmico



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o dimensionamento, primeiro é calculada a temperatura no dissipador para cada chave de acordo com (4.64) e (4.65):

$$T_{d_{S1}} = T_{d_{S2}} = T'_{d_{S}} = T_J - (R_{thjc} + R_{thcd}) \cdot P_{S1,S2_total}$$
(4.64)

$$T_{d_{S3}} = T_{d_{S4}} = T''_{d_{S}} = T_J - (R_{thjc} + R_{thcd}) \cdot P_{S3,S4_total}$$
(4.65)

Logo:

$$T'_{d_s} = 100 - (0,29 + 0,24) \cdot 22,58 = 88,03 \,^{\circ}\text{C}$$

$$T''_{d S} = 100 - (0,29 + 0,24) \cdot 8,95 = 95,25 \,^{\circ}\text{C}$$

Assume-se o menor valor entre T'_{d_S} e T''_{d_S} . Em seguida é calculada a resistência térmica do dissipador-ambiente R_{thda} , conforme (4.66):

$$R_{thda} = \frac{T'_{d_S} - T_{amb}}{2 \cdot P_{S1,S2_total} + 2 \cdot P_{S3,S4_total}} = \frac{88,03 - 40}{45,16 + 17,9} = 0,76 \,^{\circ}C/W$$
(4.66)

O dissipador escolhido deve possuir uma resistência térmica R_{thda} menor que o valor calculado. Portanto, o dissipador KM 1500 foi adotado no projeto. Este apresenta dimensões de 172 mm x 32 mm x 200 mm (largura x espessura x comprimento) e R_{thda} de 0,60 °C/W. No Apêndice A é apresentada a estimativa total de perdas do conversor.

4.5 Modelagem dinâmica do conversor

Para o conversor proposto faz-se necessária a implementação de um circuito de controle a fim de manter a tensão V2 (barramento cc) constante em 96 V, mesmo com variações de tensão em V1, na qual é conectado a um módulo de supercapacitores (SC). Inicialmente, para qualquer técnica de controle de conversores, é necessário modelar o conversor.

Para efeito de projeto do controlador, um conversor intercalado com n fases pode ser simplificado em um circuito equivalente com uma única fase (ZHANG, 2008). O circuito equivalente de fase única é mostrado na Figura 4.15. Ainda em Zhang é destacado que o número de fases só afeta o indutor equivalente no modelo simplificado e não influencia a derivação da etapa de potência do modelo do circuito proposto. Vale ressaltar que o modelo derivado pode ser estendido para qualquer conversor de fases múltiplas.

Figura 4.15 – Circuito equivalente do conversor proposto Db V1 V1 Sa Da C V2 V2V



Para um conversor com n fases, a indutância equivalente L' é igual a cada indutância L das fases dividida por n. A frequência de comutação f do conversor equivalente é igual a n vezes a frequência de comutação f. Tem-se como premissa para análise do projeto o equilíbrio de corrente entre as duas fases existentes no circuito proposto.

Assim, para a modelagem do projeto proposto é utilizado o método das variáveis de estado, em que é obtido um modelo de variáveis médias, desenvolvido por Middlebrook e Cuk em 1976 e 1977 (*apud* POMÍLIO, 2010) e visto em Garcia (2013). Tal método resulta em um modelo linear para a etapa de potência, englobando o filtro de saída. Fazendo-se a linearização em torno do ponto de operação, esse modelo é validado para pequenas perturbações. O modelo do conversor no espaço de estados é descrito por (4.67):

$$\dot{x} = Ax + Bu \tag{4.67}$$

Para obter as funções de transferência no conversor, operando no modo de condução contínua, as duas variantes da topologia estão indicadas na Figura 4.16.



Fonte: Elaborada pelo autor.

$$x = \begin{bmatrix} I_{L'} \\ V_C \end{bmatrix}$$
(4.68)

E o vetor de entrada é determinado por (4.69):

$$u = [V1] \tag{4.69}$$

As duas configurações topológicas para o circuito têm seus sinais de controles efetuados em Sa e Sb:

a) na primeira, Sa está conduzindo e Sb está bloqueada;

b) na segunda, Sa está bloqueada e Sb em condução.

Durante cada subintervalo, o circuito linear é descrito por seu vetor de estado x, o qual é composto pela corrente do indutor L' e pela tensão sobre o capacitor C. Assim, na forma matricial, tem-se (4.70) e (4.71):

$$(1^{\circ})\begin{bmatrix}\dot{x_1}\\\dot{x_2}\end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R'}{L'} & 0\\ 0 & -\frac{1}{RoC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1\\x_2\end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L'}\\0 \end{bmatrix} V 1$$
(4.70)

$$(2^{\circ}) \begin{bmatrix} \dot{x_1} \\ \dot{x_2} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R'}{L'} & -\frac{1}{L'} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{RoC} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L'} \\ 0 \end{bmatrix} V 1$$
(4.71)

Conforme a técnica utilizada (espaço de estados médio) obtém-se o sistema em função da razão cíclica, operando com controle PWM (POMÍLIO, 2010), dado por (4.72):

$$A = \begin{bmatrix} -\frac{R'}{L'} & -\frac{(1-D)}{L'} \\ \frac{(1-D)}{C} & -\frac{1}{RoC} \end{bmatrix} e B = \begin{bmatrix} \frac{1}{L'} \\ 0 \end{bmatrix}$$
(4.72)

Para a teoria empregada, o modelo de pequenos sinais que relaciona as variáveis de estado à razão cíclica é encontrado ao separar as variáveis em um nível médio que se soma

a uma pequena perturbação. Assim, as variáveis são decompostas em (4.73), (4.74), (4.75) e (4.76):

$$x = X + \tilde{x} \tag{4.73}$$

$$y = Y + \tilde{y} \tag{4.74}$$

$$d = D + \tilde{d} \tag{4.75}$$

$$u = U \tag{4.76}$$

O sistema é então expresso por (4.77):

$$\dot{x} = AX + BU + A\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\tilde{d}$$
(4.77)

Em regime permanente, para o conversor em equilíbrio, tem-se (4.78):

$$AX + BU = 0 \tag{4.78}$$

Logo, o ponto de operação do sistema é dado por (4.79):

$$X_{po} = -A^{-1} \cdot BU \tag{4.79}$$

Admitindo a aproximação de pequenos sinais, o sistema linear equivalente perto do ponto de equilíbrio é dado por (4.80):

$$\dot{x} = A\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X + (B_1 - B_2)U]\tilde{d}$$
(4.80)

onde A1 e A2 são obtidos em (4.71) e (4.72), respectivamente. Para o ponto de equilíbrio X_{po} , este é expresso como (4.81):

$$X_{po} = -\frac{R_0 L' C}{R' + R_0 (1 - D)^2} \begin{bmatrix} -\frac{1}{R_0 C} & \frac{(1 - D)}{L'} \\ -\frac{(1 - D)}{C} & -\frac{R'}{L'} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{L'} \\ 0 \end{bmatrix} V 1$$
(4.81)

Logo, o ponto de equilíbrio definido em função da razão cíclica é dado por (4.82):

$$X_{po} = \begin{bmatrix} \frac{1}{R' + R_0 (1 - D)^2} \\ \frac{(1 - D)R_0}{R' + R_0 (1 - D)^2} \end{bmatrix} V_1 = \begin{bmatrix} I_{L'po} \\ V_{Cpo} \end{bmatrix}$$
(4.82)

Os valores de tensão inicial do módulo de supercapacitores e dos componentes projetados são empregados. Assim, o conjunto de pontos de equilíbrio para a tensão no capacitor e corrente no indutor equivalente, de acordo com X_{po}, é apresentado na Figura 4.17, para razão cíclica variando de zero a um. Os valores empregados do conversor são:

$$V1 = 48 V$$

L' = 138/2 = 69 μH
R'= 4 mΩ
C = 4760 μF
Ro = 4,6 Ω

Figura 4.17 - Equilíbrio do conversor em função da variação da razão cíclica







(b) Tensão em função da razão cíclica

Fonte: Elaborada pelo autor.

Daí é obtido o ponto de operação nominal:

$$I_{L'po} = 43,303 \text{ A}$$

 $V_{Cpo} = 97,606 \text{ V}$
 $D = 0,51$

O sistema linearizado em torno do ponto de operação, dado em (4.80), é simplificado, visto que B1 e B2 são iguais, conforme se pode verificar em (4.71) e (4.72), respectivamente. Logo, tem-se (4.83):

$$\dot{x} = A\tilde{x} + [(A_1 - A_2)X]\tilde{d}$$
(4.83)

As funções de transferência que relacionam as variáveis de estado e a razão cíclica são determinadas por meio da equação (4.84) conforme Garcia (2013).

$$H(s) = (sI - A)^{-1}(A_1 - A_2)X_{po}$$
(4.84)

Onde se dispõe de (4.85) e (4.86):

$$(sI - A)^{-1} = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{R'}{L'} + \frac{1}{R_0C}\right)s + \frac{R'}{R_0CL'} + \frac{(1 - D)^2}{L'C}} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{R_0C} & -\frac{(1 - D)}{L'} \\ \frac{(1 - D)}{C} & s + \frac{R'}{L'} \end{bmatrix}$$
(4.85)

$$A_{1} - A_{2} = \begin{bmatrix} -\frac{R'}{L'} & 0\\ 0 & -\frac{1}{R_{0}C} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & -\frac{1}{L}\\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R_{0}C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L'}\\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix}$$
(4.86)

Então (4.87):

$$H(s) =$$

$$=\frac{1}{s^{2} + \left(\frac{R'}{L'} + \frac{1}{R_{0}C}\right)s + \frac{R'}{R_{0}CL'} + \frac{(1-D)^{2}}{L'C}} \begin{bmatrix} s + \frac{1}{R_{0}C} & -\frac{(1-D)}{L'} \\ \frac{(1-D)}{C} & s + \frac{R'}{L'} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L'} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{L'po} \\ V_{Cpo} \end{bmatrix}$$
(4.87)

Dessa forma, as funções de transferência são determinadas por (4.88):

$$H(s) = \begin{bmatrix} \frac{(R_0 C V_{Cpo})s + [V_{Cpo} + R_0(1 - D)I_{L'po}]}{(R_0 L'C)s^2 + (R'R_0 C + L)s + [R' + R_0(1 - D)^2]} \\ -R_0 L'I_{L'po}s - I_{L'po}R'R_0 + R_0(1 - D)V_{Cpo} \\ \hline (R_0 L'C)s^2 + (R'R_0 C + L')s + [R' + R_0(1 - D)^2] \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} Gid\\ Gvd \end{bmatrix}$$
(4.88)

A função de transferência que relaciona a corrente no indutor com a razão cíclica expressa em (4.89) é empregada no projeto do controlador de corrente. O diagrama de Bode dessa função é mostrado na Figura 4.18.

$$Gid(s) = \frac{\left(R_0 C V_{Cpo}\right)s + \left[V_{Cpo} + R_0(1-D)I_{L'po}\right]}{\left(R_0 L'C\right)s^2 + \left(R'R_0 C + L\right)s + \left[R' + R_0(1-D)^2\right]}$$
(4.89)



Figura 4.18 - Diagrama de Bode da função de transferência da corrente para razão cíclica

Fonte: Elaborada pelo autor.

A função de transferência que relaciona a tensão no capacitor de saída com a corrente no indutor é dada em (4.90), alcançada a partir de (4.88).

$$Gvi(s) = \frac{-R_0 L I_{L'po} s - I_{L'po} R R_0 + R_0 (1 - D) V_{Cpo}}{(R_0 C V_{Cpo}) s + [V_{Cpo} + R_0 (1 - D) I_{L'po}]}$$
(4.90)

Essa função é empregada no projeto do controlador de tensão. O diagrama de Bode da função de transferência é mostrado na Figura 4.19.



Figura 4.19 - Diagrama de Bode da função de transferência da tensão para corrente

Fonte: Elaborada pelo autor.

4.6 Projeto do circuito de controle

É preciso estudar e projetar uma estratégia de controle que satisfaça as especificações instituídas no referido projeto. A operação de controle do conversor é fundamentada nas medidas da tensão e corrente do SC (V1 e I1) e da tensão do barramento cc (V2):

- a) para a tensão do barramento cc menor ou igual a 96 V e a tensão do SC maior ou igual a 24 V, é ativada a operação *boost*, ocorrendo transferência de energia dos SCs para o barramento cc (de V1 para V2);
- b) para a tensão do barramento cc maior que 96 V (decorrente de efeito regenerativo) e a tensão no módulo SC menor que 48 V, é ativada a operação *buck* como fonte de corrente, ocorrendo transferência de energia do barramento cc para os SCs (de V2 para V1).

Há disponíveis na literatura algumas técnicas de controle usadas nos conversores (KAZIMIERCZUK, 2008). Objetivando a estabilidade do conversor, é empregada a técnica de controle por modo corrente média (*average current mode control*). Para sua implementação, optou-se pela realização digital dos controladores.

A Figura 4.20 mostra o diagrama de blocos desse controle, onde é observada a presença das duas malhas de controle: a primeira é a malha interna de corrente, que controla a

corrente através dos indutores; e a segunda é a malha externa de tensão, que controla a tensão sobre o capacitor C. O controlador escolhido para ambas as malhas foi um PI. São empregadas as funções de transferência da planta calculadas anteriormente na modelagem.



Figura 4.20 - Diagrama de blocos do controle por corrente média

Fonte: Elaborada pelo autor.

Para a implementação digital é feita a discretização dos controladores, por meio da transformação bilinear. Este método é uma técnica padrão utilizada no processamento digital de sinais e na teoria de controle discreto para transformar um sistema contínuo em seu equivalente discreto. Para isso, é necessário o uso da equação (4.91). Esta é uma função no domínio discreto, a qual se faz uma transformação direta do plano s para o plano z. Assim, o referido método consiste basicamente em promover o mapeamento da metade esquerda do plano s no interior do círculo unitário do plano z (APOLINÁRIO, 2013; KLEPL, 1986).

$$z = \frac{1 + \frac{Ta}{2} \cdot W'}{1 - \frac{Ta}{2} \cdot W'}$$

$$\tag{4.91}$$

onde Ta é o tempo de amostragem e W' é variável de Laplace (s). Os procedimentos adotados para a discretização dos controladores têm como base a metodologia apresentada em Ximenes (2012). A Figura 4.21 representa de forma simplificada o controlador discreto. A seguir é mostrado o projeto dos controladores passo a passo.



Figura 4.21 - Diagrama simplificado para o sistema de controle no domínio discreto

4.6.1 Controlador de corrente

Inicialmente, a moduladora PWM é definida por Fm(s) e igual a 1/1500. A Tabela 4.6 mostra os parâmetros necessários para o projeto do controlador discreto. A função de transferência do conversor cc-cc é obtida a partir da substituição dos parâmetros do conversor em (4.89), que resulta em (4.92):

$$Gid(s) = \frac{2,137 \cdot s + 195,211}{(1,511 \cdot 10^{-6}) \cdot s^2 + (1,566 \cdot 10^{-4}) \cdot s + 1,108}$$
(4.92)

Tabela 4.6 - Parâmetros para projeto do controlador de corrente

Parâmetro	Valor
Frequência de chaveamento (<i>f</i>)	20 kHz
Frequência de cruzamento ($f_{ci} ou \omega_{ci}$)	2 kHz ou $1,25 \cdot 10^4$ rad/s
Frequência do zero do controlador ($f_{zci} ou \omega_{zci}$)	800 Hz ou 5,024 $\cdot 10^3$ rad/s
Tempo de amostragem da malha de corrente (<i>Tai</i>)	50 µs
Ganho do sensor de corrente $Hi(s)$	10

Fonte: Elaborada pelo autor.

De acordo com as orientações da teoria de controle, valores até 1/4 da frequência de chaveamento são aceitáveis para a frequência de cruzamento da função de transferência de laço aberto (BARBI, 2007). Assim, o valor adotado para f_{ci} é de 1/10 da frequência de chaveamento (Tabela 4.6). Definindo a função de transferência de laço aberto, tem-se (4.93):

$$FTLAscid(s) = Gid(s) \cdot Fm(s) \cdot Hi(s) =$$

$$= 6,67 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{2,137 \cdot s + 195,211}{(1,511 \cdot 10^{-6}) \cdot s^2 + (1,566 \cdot 10^{-4}) \cdot s + 1,108}$$
(4.93)

Agora, obtém-se a função de transferência de laço aberto discretizada (4.94) utilizando o método de discretização *zoh* por meio da função c2d do Matlab: c2d(FTLAscid,Tai,'zoh').

$$FTLAscidz(z) = \frac{0,4711 \cdot z - 0,469}{z^2 - 1,993 \cdot z + 0,9948}$$
(4.94)

O diagrama de Bode para FTLAscidz(z) é esboçado na Figura 4.22.





Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se na figura um ganho de -2,33 dB e fase de -108°. Assim, um avanço de fase deve ser promovido pelo controlador discretizado para uma margem de fase aceitável (OGATA, 2010).

O próximo passo a ser dado é a obtenção da função no plano W' a partir do mapeamento de FTLAscidz(z). Executa-se, então, a função d2c do Matlab em (4.94), utilizando o método *tustin* por meio de d2c(FTLAscidz,'tustin'). A função expressa em (4.95) é utilizada para o projeto do controlador.

$$FTLAscidw(W') = \frac{-0.2358 \cdot s^2 + 9409 \cdot s + 8.615 \cdot 10^5}{s^2 + 103.7 \cdot s + 7.335 \cdot 10^5}$$
(4.95)

É aplicado ao controle um controlador do tipo proporcional-integral (PI), cuja função de transferência no plano W' é dada por (4.96):

$$Ciw(W') = K_{ci} \cdot \frac{W' + \omega_{zci}}{W'}$$
(4.96)

onde K_{ci} é ganho do controlador. Devido a distorções de frequência causadas pela transformação para o plano W, é realizada uma correção conforme (4.97) e (4.98):

$$\omega_{cic} = \left(\frac{2}{Tai}\right) \cdot tan(\pi \cdot Tai \cdot f_{ci}) \tag{4.97}$$

$$\omega_{zcic} = \left(\frac{2}{Tai}\right) \cdot tan(\pi \cdot Tai \cdot f_{zci}) \tag{4.98}$$

Assim, tem-se:

$$\omega_{cic} = 1,3 \cdot 10^4 \ rad/s$$

 $\omega_{zcic} = 5,053 \cdot 10^3 \ rad/s$

O cálculo do ganho do controlador K_{ci} é feito de acordo com (4.99):

$$K_{ci} = \frac{1}{\left|\frac{W' + \omega_{zcic}}{W'} \cdot FTLAscidw(W')\right|_{W' = \omega_{cic}}}$$
(4.99)

Resolvendo-se essa equação, alcança-se o valor de Kci:

 $K_{ci} = 1,2163$

Depois disso, obtém-se a função de transferência do controlador de corrente no plano W' dada por (4.100) substituindo os valores de w_{zcic} e K_{ci} em (4.96).

$$Ciw(W') = 1,2163 \cdot \frac{W' + 5,053 \cdot 10^3}{W'} = \frac{1,2163 \cdot W' + 6146}{W'}$$
(4.100)

De posse do controlador no plano W, o passo seguinte compreende a transformação desse controlador para o plano z. Essa transformação pode ser rapidamente obtida através da aplicação do comando c2d do Matlab em (4.100), utilizando o método *tustin*, isto é, c2d(Ciw,Tai,'tustin'). A equação do controlador de corrente projetado é vista em (4.101):

$$Ciz(z) = \frac{1,37 \cdot z - 1,063}{z - 1} \tag{4.101}$$

Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto controlado, observa-se na Figura 4.23 que o gráfico do ganho corta o eixo exatamente na frequência de cruzamento de 2000 Hz e apresenta a margem de fase de 50,8° (limite aceitável entre 45° e 90°).





Fonte: Elaborada pelo autor.

Para o controlador de tensão o mesmo procedimento é realizado. Inicialmente, a função de transferência do conversor cc-cc é obtida a partir da substituição dos parâmetros em (4.90), que resulta em (4.102):

$$Gvi(s) = \frac{-0.014 \cdot s + 219,207}{2,137 \cdot s + 195,211}$$
(4.102)

A Tabela 4.7 mostra os parâmetros necessários para o projeto do controlador discreto.

Tabela 4.7- Parâmetros para projeto do controlador de tensão

Parâmetro	Valor
Frequência de chaveamento (f)	20 kHz
Frequência de cruzamento ($f_{cv} ou \omega_{cv}$)	50 Hz ou 314,159 rad/s
Frequência do zero do controlador (f_{zcv} ou ω_{zcv})	50 Hz ou 314,159 rad/s
Tempo de amostragem da malha de tensão (<i>Tav</i>)	500 µs
Ganho do sensor de tensão $Hv(s)$	10

Fonte: Elaborada pelo autor.

A malha de tensão deve ser mais lenta que a malha de corrente para garantir que o controlador de tensão não cause oscilações e instabilidade ao controlador de corrente. Desta forma, a frequência de cruzamento f_{cv} da malha de tensão deve ser bem mais baixa que a frequência de cruzamento f_{ci} da malha de corrente (MARQUES, 2012). Logo, o valor adotado para f_{cv} da função de transferência de laço aberto é de 50 Hz (Tabela 4.7). Definindo a função de transferência de laço aberto, tem-se (4.103):

$$FTLAscvi(s) = Giv(s) \cdot Hv(s) \cdot \frac{1}{Hi(s)} = 1 \cdot \frac{-0,014 \cdot s + 219,207}{2,137 \cdot s + 195,211}$$
(4.103)

Agora, obtém-se a função de transferência de laço aberto discretizada (4.104) utilizando-se o método de discretização *zoh* por meio da função c2d do Matlab: c2d(FTLAscvi,Tai,'zoh').

$$FTLAscviz(z) = \frac{-0,006551 \cdot z - 0,05669}{z - 0,9554}$$
(4.104)

O diagrama de Bode para FTLAscviz(z) é esboçado na Figura 4.24.





Fonte: Elaborada pelo autor.

Observa-se na Figura 4.24 um ganho de -10 dB e uma fase de -79,5°. Assim, um avanço de fase também deve ser promovido pelo controlador discretizado para uma margem de fase aceitável (OGATA, 2010).

Em sequência, o próximo passo a ser dado é a obtenção da função no plano W' a partir do mapeamento de FTLAscviz(z). Executa-se, então, a função d2c do Matlab em (4.104) utilizando o método *tustin*, ou seja, d2c(FTLAscviz,'tustin'). A função expressa em (4.105) é utilizada para o projeto do controlador.

$$FTLAscviw(W') = \frac{-0,03234 \cdot W' + 102,6}{W' + 91,33}$$
(4.105)

É aplicado ao controle um controlador do tipo proporcional-integral (PI), cuja função de transferência no plano W' é dada por (4.106).

$$Cvw(W') = K_{cv} \cdot \frac{W' + \omega_{zcv}}{W'}$$
(4.106)

$$\omega_{cvc} = \left(\frac{2}{Tav}\right) \cdot tan(\pi \cdot Tav \cdot f_{cv}) \tag{4.107}$$

$$\omega_{zcvc} = \left(\frac{2}{Tav}\right) \cdot tan(\pi \cdot Tav \cdot f_{zcv}) \tag{4.108}$$

Tem-se:

 $\omega_{cvc} = 314,807 \ rad/s$

 $\omega_{zcvc} = 314,807 \ rad/s$

O cálculo do ganho do controlador K_{cv} é feito de acordo com (4.109):

$$K_{cv} = \frac{1}{\left|\frac{W' + \omega_{zcvc}}{W'} \cdot FTLAscviw(W')\right|_{W' = \omega_{cvc}}}$$
(4.109)

Resolvendo-se essa equação, alcança-se o valor de K_{cv}:

$$K_{cv} = 2,248$$

Depois disso, obtém-se a função de transferência do controlador de corrente no plano W' dada por (4.110), substituindo os valores de ω_{zcvc} e K_{cv} em (4.106).

$$Cvw(W') = 2,248 \cdot \frac{W' + 314,807}{W'} = \frac{2,248 \cdot W' + 707,686}{W'}$$
 (4.110)

De posse do controlador no plano W', o passo seguinte compreende a transformação desse controlador para o plano z. Essa transformação pode ser rapidamente obtida pela aplicação do comando c2d do Matlab em (4.110), utilizando o método *tustin*, isto é, c2d(Cvw,Tav,'tustin'). A equação do controlador de corrente projetado é vista em (4.111):

$$Cvz(z) = \frac{2.425 \cdot z - 2.071}{z - 1} \tag{4.111}$$

Esboçando o diagrama de Bode para o sistema em laço aberto controlado, observa-se na Figura 4.25 que o gráfico do ganho corta o eixo exatamente na frequência de cruzamento de 50 Hz e apresenta a margem de fase de 55,5° (limite aceitável entre 45° e 90°).





Fonte: Elaborada pelo autor.

Ao final do capítulo é possível destacar todo o procedimento necessário para o desenvolvimento do conversor desejado. A análise qualitativa permitiu visualizar as formas de onda do conversor e as etapas de operação favorecendo o seu entendimento para aplicação em veículos elétricos. A análise quantitativa permitiu o cálculo dos parâmetros dos componentes em que se pôde destacar, por meio da literatura (KAZIMIERCZUK, 2008), a simetria entre os dois modos de operação (*boost* e *buck*), principalmente entre as razões cíclicas, que são complementares. Assim, todo o dimensionamento foi executado objetivando a produção do protótipo. Por fim, foi realizada a modelagem dinâmica por meio do modelo simplificado do conversor e projetado um circuito com controladores do tipo PI. No Capítulo 5 são apresentados os resultados alcançados.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E EXPERIMENTAL

Neste capítulo 5, os resultados de simulação e experimentais são apresentados. A simulação é realizada a partir do programa PSIM e os resultados experimentais são obtidos com a montagem e ensaios do protótipo. Inicialmente são verificados os resultados das simulações do conversor em malha aberta e fechada. Posteriormente, os resultados dos ensaios do protótipo são apresentados, tanto em malha aberta quanto fechada.

5.1 Resultados de simulação

Nesta seção são verificados os resultados obtidos com a simulação do conversor cc-cc bidirecional intercalado com duas fases operando em MCC. Os circuitos de potência e acionamento das chaves do conversor são apresentados na Figura 5.1. Para a simulação do conversor é utilizado o *simplified* C *block*, do programa PSIM.





Fonte: Elaborada pelo autor.

Na simulação em malha aberta, são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente nos elementos do circuito de potência do conversor para averiguação dos esforços. Os valores obtidos na simulação são decorrentes do ajuste fixado da razão cíclica para uma determinada tensão V1, conforme condições de funcionamento previsto para o conversor.

Nas Figuras 5.2, 5.3 e 5.4 são apresentas as formas de onda retiradas da simulação na operação *boost* do conversor para uma potência de 2 kW entregue à carga na saída. Na Tabela 5.1 apresentam-se os dados utilizados nas simulações, tendo em vista três níveis de tensão para V1.

······································					
Tensão V1 (%)	Tensão V1 (V)	Razão cíclica (D)			
100	48	0,52			
75	36	0,64			
50	24	0,76			

Tabela 5.1 – Dados utilizados na simulação em malha aberta

Fonte: Elaborada pelo autor.

Inicialmente, a Figura 5.2 destaca as principais formas de onda de tensão e corrente para o conversor em funcionamento com uma tensão inicial V1 do módulo SC totalmente carregado, ou seja, com 48 V em seus terminais.







(c) Esforços de tensão e corrente no capacitor C

Fonte: Elaborada pelo autor.

Agora, a Figura 5.3 destaca as principais formas de onda de tensão e corrente para o conversor em funcionamento com o nível de tensão V1 do módulo SC em 75%, ou seja, com 36 V em seus terminais.



Figura 5.3 – Formas de onda no conversor com 75% da tensão V1 (36 V) e razão cíclica de 0,64

(b) Esforços de tensão e corrente nas chaves



(c) Esforços de tensão e corrente no capacitor C

Fonte: Elaborada pelo autor.

Por fim, a Figura 5.4 destaca as principais formas de onda de tensão e corrente para o conversor em funcionamento com o nível de tensão V1 do módulo SC em 50%, ou seja, com 24 V em seus terminais.



Figura 5.4 – Formas de onda no conversor com 50% da tensão V1 (24 V) e razão cíclica de 0,76

⁽c) Esforços de tensão e corrente no capacitor C

Fonte: Elaborada pelo autor.
Nas formas de onda vistas nas últimas três figuras, é possível observar o comportamento da tensão e da corrente nos elementos do circuito de potência do conversor à medida que é promovida a variação da tensão V1 e se deseja manter constante a tensão V2, variando, assim, a razão cíclica. A Tabela 5.2 mostra um resumo dos esforços (valores eficazes e médios) nos elementos de circuito obtidos nas simulações realizadas.

Esforços	V1 – 100%	V1 – 75%	V1-50%
(eficaz/ médio)	D=0,52	D=0,64	D=0,76
VSCef/ VSCmed	48 V	36 V	24 V
VL1 <i>ef</i>	49,45 V	47,36 V	41,54 V
VL2 <i>ef</i>	49,45 V	47,36 V	41,54 V
IL1 <i>ef</i> / IL1 <i>med</i>	22,53 A	29,76 A	43,85 A
IL2ef/ IL2med	22,53 A	29,76 A	43,85 A
VS1ef	68,97 V	59,49 V	46,92 V
VS2ef	68,97 V	59,49 V	46,92 V
VS3ef	71 V	78,03 V	83,52 V
VS4ef	71 V	78,03 V	83,52 V
IS1ef/ IS1med	16,32 A/ 11,63 A	23,77 A/ 18,86 A	38,02 A/ 33,16 A
IS2ef/ IS2med	16,32 A/ 11,63 A	23,77 A/ 18,86 A	38,02 A/ 33,16 A
IS3ef/ IS3med	15,54 A/ 10,74 A	17,79 A/ 10,73 A	21,05 A/ 10,25 A
IS4ef/ IS4med	15,54 A/ 10,74 A	17,79 A/ 10,73 A	21,05 A/ 10,25 A
ICef	5 A	13,23 A	21,47 A
VCef/ VCmed	99 V	98,12 V	95,8 V

Tabela 5.2 – Resumo dos esforços nos elementos de circuito

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.1.2 Simulação em malha fechada

Na simulação do conversor em malha fechada busca-se validar o projeto dos controladores discretos de corrente e de tensão visto nos Capítulo 4. A implementação desses controladores é feita por meio de códigos em linguagem C, utilizando o *simplified* C *block* do programa PSIM (Apêndice B). Posteriormente, esses códigos também são utilizados como

base na programação do processador do protótipo. Os ensaios são realizados considerando V1 igual a 48 V.

Dessa forma, o primeiro ensaio é realizado aplicando-se ao conversor um degrau de carga de 0 W de 1 kW. A Figura 5.5(a) mostra o gráfico obtido. Também é observada a resposta do sistema aplicando-se degrau de carga de 250 W a 1250 W. A Figura 5.5 (b) esboça o gráfico obtido nesse ensaio. Destaca-se, nesses ensaios, a operação do conversor no modo *boost*.



(b) Degrau de carga de 250 W a 1250 W e vice-versa

Fonte: Elaborada pelo autor.

Em seguida, os procedimentos são realizados com o acréscimo do banco de baterias de 96 V colocado na saída do conversor, alimentando conjuntamente a carga. As

respostas do sistema para os dois procedimentos podem ser observadas na Figura 5.6. Também foi observada uma terceira situação na qual o conversor é submetido a um degrau de carga de 500 W a 2 kW (Figura 5.6(c)). O conversor também opera no modo *boost* nesses procedimentos.



Figura 5.6 – Resposta do sistema realimentado frente ao degrau de carga com banco de baterias na saída do conversor





(c) Degrau de carga de 500 W a 2 kW e vice-versa

Para verificação do modo *buck* de operação por meio da simulação, é necessário que o banco de bateria seja tido com uma tensão de 96,5 V, ou seja, a tensão da bateria passa a ser maior que a tensão V2 (96 V) ajustada do conversor. Assim, o fluxo de energia é invertido quando não há presença de carga. A Figura 5.7 mostra o comportamento do sistema frente a um degrau de carga de 0 W a 1 kW e de 0 W a 2 kW, evidenciando a mudança do sentido das correntes I1 e I2 no conversor.



(a) Degrau de carga de 0 W a 1 kW e vice-versa

Fonte: Elaborada pelo autor.



(b) Degrau de carga de 0 W a 2 kW e vce-versa

Como é possível observar na figura, as correntes I1 e I2 encontram-se inicialmente negativas. Isto mostra que o fluxo inicial de corrente se dá de V2 para V1 (modo *buck*). Ao ser aplicada a carga no circuito, esse fluxo se inverte, passando agora o conversor a alimentar a carga. Ao retirar a carga, as correntes retornam a circular no sentido negativo.

5.2 Resultados experimentais

Os resultados experimentais são obtidos a partir do protótipo desenvolvido, visto na Figura 5.8. Para a realização dos devidos procedimentos e validação do funcionamento do conversor foi usado uma fonte cc e baterias em substituição ao módulo de supercapacitores. Devido ao tempo demandado pelo processo de compra, importação e entrega do referido módulo e a necessidade de cumprimento do prazo para conclusão do presente trabalho não foi possível realizar a etapa final de experimentação com o módulo previsto. No entanto, os procedimentos adotados são perfeitamente válidos para o atendimento das análises de funcionamento do conversor proposto.

Inicialmente, foi projetada e confeccionada a placa de potência do conversor conforme Anexo G. Para a montagem do circuito de acionamento e controle foram utilizadas placas modulares.



Figura 5.8 – Protótipo do conversor cc-cc bidirecional intercalado de duas fases

- 1 Conexão com módulo de supercapacitores (V1)
- 2 Indutores L1 e L2
- 3 Circuito de potência
- 4 Drivers das chaves
- 5 Controlador digital de sinais (dsPIC30f4011)

- 6 Placa de interface serial
- 7 Fonte de alimentação
- 8 Conexão com barramento cc (V2)
- 9 IHM
- 10 Programador PICKit3

A seguir são listados alguns critérios do projeto considerados para a montagem do

protótipo:

- a) utilização de somente um sensor de corrente de efeito *hall* na entrada do conversor, objetivando a simplificação e controle do circuito;
- b) utilização de um microprocessador do tipo dsPIC para realizar o acionamento das chaves e o controle do conversor;
- c) medição da tensão V1 e da tensão V2 através de circuitos divisores de tensão;
- d) uso da IHM para auxílio nos ensaios praticados;
- e) medição da tensão de alimentação do circuito de controle (V12) para implementação de proteção do circuito.

A Figura 5.9 ilustra os circuitos de medições adotados no projeto.



Para a implementação do circuito de controle foi feita a opção pela utilização de um dsPIC (Digital Signal Controller, ou DSC) da Microchip. Assim, o processador dsPIC30f4011 foi adotado para executar as estratégias de controle aqui expostas. A Figura 5.10 mostra a distribuição geral dos pinos do dsPIC e a respectiva configuração dos principais pinos utilizados do microcontrolador para o desenvolvimento do projeto.





Fonte: Folha de dados do dsPIC30F4011/4012 (MICROCHIP, 2005). Adaptado.

A Tabela 5.3 mostra algumas das principais características do dsPIC30f4011.

CONTROLADOR DIGITAL DE SINAIS DE 16 BITS DSPIC30F4011		
40		
2,5 V a 5,5 V		
30 MIPS (Millions of Instructions Per Second)		
Flash		
Harvard modificada		
512 kHz ou 7,37 MHz		
2 UART, 1 SPI e 1 I2C		
17 bits x 17 bits em um ciclo		
25 mA		
Nove canais de entrada analógica e seis canais de		
saída PWM complementares ou independentes		
Proteção do código programável		
Operações de DSP realizadas em apenas um ciclo		
de <i>clock</i>		
-40 °C a 100 °C		
Baixo consumo de energia		

Tabela 5.3 – Características do dsPIC30f4011

Fonte: Folha de dados do dsPIC30F4011/4012 (MICROCHIP, 2005). Adaptado.

Duas características importantes exploradas no referido dsPIC que foram usadas para permitir o correto funcionamento do conversor são destacadas abaixo:

- a) geração de dois sinais PWM com defasagem de 180° e seus respectivos sinais complementares (PWMCON, PTMOD) com tempo morto ativo (DTCON), necessário para evitar consequente curto de fase e favorecer a bidirecionalidade (MICROCHIP, 2005);
- b) conversores A/D (ADCON) atualizado em sincronismo com o PWM (MICROCHIP, 2005).

A Figura 5.11 destaca o diagrama do *dead time*, ou tempo morto, configurável no dsPIC30f4011 e aplicado para acionamento das quatros chaves do conversor.

Figura 5.11 - Diagrama do tempo morto (TM)



A Figura 5.12 mostra de forma simplificada o diagrama de ensaios do conversor. Nela, é possível destacar o uso dos programas PSIM e MPLAB para a simulação e execução direta dos testes de validação. A lógica de funcionamento do algoritmo executado pelo microcontrolador foi desenvolvida em linguagem de programação C e compilada usando o aplicativo C30. No Apêndice B são apresentados os códigos de controle. Como ressaltado na seção anterior, os códigos dos controladores são baseados nos códigos utilizados em simulação.



Figura 5.12 - Diagrama do sistema implementado

Fonte: Elaborada pelo autor.

A seguir são apresentadas as formas de onda experimentais obtidas nos ensaios realizados no protótipo. As chaves são acionadas por sinais PWM de amplitude igual a 14 V em uma frequência de 20 kHz. O primeiro ensaio realizado foi a medição dos sinais PWM de

acionamento das chaves para confirmação do sincronismo desejado. A Figura 5.13 destaca os sinais PWM complementares das chaves S1 e S3, onde é possível observar a complementariedade desejada com o tempo morto ativado.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Já na Figura 5.14 é possível observar o defasamento de 180° entre os sinais gerados. Em (a) é constatado o defasamento dos sinais PWM referente às chaves S1 e S2 e em (b), o defasamento dos sinais PWM referente às chaves S3 e S4.





Os procedimentos experimentais de operação do conversor são semelhantes aos procedimentos realizados em simulação. Ou seja, o conversor é avaliado tanto em malha aberta quanto em malha fechada, fazendo uso de cargas de teste. Para os ensaios em malha aberta, utilizou-se uma fonte cc de laboratório, enquanto que, em malha fechada, fez-se uso também de bancos de baterias.

Devido a limitações da fonte de tensão estabilizadora de laboratório utilizada (corrente máxima de 50 A), os seguintes procedimentos experimentais foram adotados:

- a) ensaio com carga de 2 kW somente com tensão V1 fixa em 48 V, pois abaixo dessa tensão a corrente exigida ultrapassa a corrente máxima de 50 A da fonte;
- b) ensaio com carga de 1 kW e variação da tensão V1 em até 50% (24 V).

Assim, por conta da limitação da fonte cc não foi possível realizar os testes com tensão V1 mínima (24 V) e corrente I1 máxima (86,8 A) para potência nominal do conversor de 2 kW. A Tabela 5.4 relaciona o material utilizado em laboratório para realização dos ensaios experimentais. No Anexo H é apresentada a estrutura de laboratório utilizada.

	······································	
Equipamentos	Função	Quantidade
Tectronix DPO 3014	Osciloscópio para aquisição de sinais gráficos	1
Tectronix TCP 303	Ponteira de corrente	2
Tectronix P6139A	Ponteira de tensão	2
Tectronix P5200	Ponteira de tensão isolada	1
Fonte 30 V/ 5 A	Alimentação do circuito de controle	1
Fonte 250 V/ 50 A	Alimentação do circuito de potência	1
PZ4000 – Yokogawa	Analizador de potência	1
WT130 – Yokogawa	Analizador de potência	1
Banco de baterias 48 V	Fonte de energia armazenada	2
Banco de baterias 96 V	Fonte de energia armazenada	1
$\mathbf{E}_{1} = (1, 1, \dots, 1, \dots, 1, \dots, 1, \dots, 1)$		

Tabela 5.4 - Relação de equipamentos utilizados nos ensaios experimentais

Fonte: Elaborada pelo autor.

5.2.1 Operação no modo boost

Nesse modo de operação, a princípio em malha aberta, são apresentados os gráficos obtidos dos ensaios tendo em consideração os três níveis de tensão V1, conforme apresentado na Tabela 5.1 da seção anterior. Antes desse processo, a Figura 5.15 apresenta a curva de rendimento obtido a partir do ensaio realizado com acréscimo de carga até atingir potência nominal do conversor, alimentado com tensão V1 fixa em 48 V. Para condição de máxima corrente I1 não foi possível verificar o rendimento devido a limitação da fonte cc.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, esse processo do ensaio em malha aberta é dado em três etapas e é exemplificado pela Figura 5.16.



Fonte: Elaborada pelo autor.

A primeira etapa, então, é realizada. A Figura 5.17 mostra os valores de tensão e corrente na entrada e na saída para V1 de 48 V (100%), conforme Tabela 5.5.

ĺ	V1 (V)	P1 (W)	P2 (W)	Rendimento (%)
	48	1060	1034	97,54

Fonte: Elaborada pelo autor.



Figura 5.17 – Gráficos de tensão e corrente na entrada e na saída do conversor para V1 igual a 48 V

Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 5.18 são mostradas as correntes nos indutores L1 e L2, onde é possível observar o defasamento existente entre as duas correntes.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na Figura 5.19 ilustra-se o gráfico das tensões nas chaves S1 e S2 relacionado a esta primeira etapa.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Na segunda etapa, o passo dado é a diminuição da tensão V1 para 75% de sua capacidade, ou seja, 36 V, conforme Tabela 5.6. Assim, mais uma vez o procedimento de medição da tensão e corrente no conversor é efetuado. A Figura 5.20 ilustra o comportamento obtido das tensões e correntes de entrada e de saída.

Tabela 5.6 – Segunda etapa modo boostV1 (V)P1 (W)P2 (W)Rendimento (%)361067102496Fonto: Eleborada palo autor

Figura 5.20 – Gráficos de tensão e corrente na entrada e na saída do conversor para V1 igual a 36 V



(a) Escalas: tensões V1 e V2 (20 V/div); tempo (20 µs/div)

Fonte: Elaborada pelo autor.



A terceira e última etapa do ensaio em malha aberta no modo *boost* é feito com a redução de V1 para 24 V (50%) conforme Tabela 5.7. A Figura 5.21 ilustra os gráficos de tensão e corrente do sistema.

Tabela 5.7 – Terceira etapa modo <i>boost</i>				
V1 (V)	P1 (W)	P2 (W)	Rendimento (%)	
24	1059	991	93,57	

Fonte: Elaborada pelo autor.







Após o término das três etapas, é possível verificar a curva de rendimento do conversor em relação à variação de tensão V1 para uma potência P1 em torno de 1 kW. A Figura 5.22 mostra essa curva. Assim, constata-se uma queda de rendimento do conversor à medida que é solicitado um maior ganho estático, promovido pela queda de tensão V1. O rendimento mínimo atingido foi de 93,57%.



Fonte: Elaborada pelo autor.

Agora são destacados os resultados experimentais alcançados com o conversor operando no modo *boost* em malha fechada. O processo é exemplificado nos diagramas de blocos simplificados da Figura 5.23 e desenvolvido em duas etapas. Como fonte de energia armazenada foi utilizada baterias em V1 na execução dos ensaios. Os procedimentos passo-apasso rigorosamente executados para realização dos referidos ensaios podem ser vistos no Anexo H.





(a) 1ª etapa: ensaio sem banco de baterias na saída V2 do conversor



Fonte: Elaborada pelo autor.

Para a primeira etapa deste processo (Figura 5.23(a)), com controlador ativo, são efetuados dois procedimentos:

- a) no primeiro é aplicado ao conversor um degrau de carga de 0 W a 1 kW;
- b) no segundo é aplicado um degrau de carga de 250 W a 1250 W.

A Figura 5.24 mostra os gráficos obtidos no primeiro procedimento da primeira etapa onde é possível observar o comportamento da tensão V2 e das correntes I1 e I2.

Figura 5.24 – Resposta do sistema realimentado frente ao degrau de carga de 0 W a 1 kW e vice-versa



(a) Escalas: tensão V2 (20 V/div); Corrente I1 e Corrente I2 (10 A/div); tempo (20 ms/div)



(b) Escalas: tensão V2 (20 V/div); corrente I1 e corrente I2 (10 A/div); tempo (20 ms/div) Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 5.25 expõe os gráficos obtidos no segundo procedimento da primeira etapa onde também é possível observar o comportamento da tensão V2 e das correntes I1 e I2.



(a) Escalas: tensão V2 (20 V/div); corrente I1 e corrente I2 (10 A/div); tempo (20 ms/div)



(b) Escalas: tensão V2 (20 V/div); corrente I1 e corrente I2 (10 A/div); tempo (20 ms/div)



(c) Escalas: tensão V2 (20 V/div); corrente I1 e corrente I2 (10 A/div); tempo (100 ms/div) Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 5.26 apresenta os gráficos obtidos na segunda etapa executada, em que se insere ao sistema um banco de baterias na saída do conversor (Figura 5.23(b)). Para a realização desse ensaio o controlador do conversor foi ajustado para manter a tensão V2 em 98,5 V, igualmente ao valor obtido no banco, tornando o sistema inicialmente equilibrado. Novamente é visto o comportamento da tensão V2 e das correntes I1 e I2.



(a) Escalas: tensão V2 (20 V/div); corrente I1 e corrente I2 (10 A/div); tempo (20 ms/div)



(b) Escalas: tensão V2 (20 V/div); corrente I1 e corrente I2 (10 A/div); tempo (20 ms/div) Fonte: Elaborada pelo autor.

5.2.2 Operação no modo buck

Para o modo *buck* de operação também são efetuados os procedimentos experimentais em malha aberta e fechada. Nas condições iniciais de ensaio, em malha aberta, é aplicada uma tensão aos terminais V2 de 96 V e fixada a razão cíclica de modo a obter 48 V

em V1, em que é conectada uma carga de teste. Esse processo é ilustrado pela Figura 5.27.



Fonte: Elaborada pelo autor.

O ensaio em malha aberta no modo *buck* é realizado conforme Tabela 5.8. A Figura 5.28 mostra os valores de tensão e corrente do sistema ao ser aplicado uma tensão V2 de 96 V por meio da fonte cc.

Tabela 5.8 - Etapa	a modo <i>buck</i>
--------------------	--------------------

	V2 (V)	P1 (W)	P2 (W)	Rendimento (%)
	96	529	544	97,2
Fe	onte: Elabora	da pelo auto	r.	





(b) Escalas: correntes 11 e 12 (5 A/div); tempo (20 μ s/div Fonte: Elaborada pelo autor.

A Figura 5.29 também destaca o comportamento da tensão e da corrente nos indutores L1 e L2 para esse modo de operação.



(b) Escalas: correntes I1 e I2 (5 A/div); tempo (20 µs/div) Fonte: Elaborada pelo autor.

Destacam-se agora os resultados experimentais alcançados com o conversor operando no modo *buck* em malha fechada. O processo é exemplificado pelos diagramas de blocos simplificados da Figura 5.30 e também desenvolvido em duas etapas.





(a) 1ª etapa: ensaio com banco de batarias e carga na saída V2 do conversor

(b) 2^a etapa: ensaio com banco de batarias na saída V2 do conversor e carga na entrada V1

Fonte: Elaborada pelo autor.

Os procedimentos passo-a-passo para realização dos referidos ensaios também podem ser vistos no Anexo H. Para verificação do modo *buck* de operação, é novamente ajustado o controlador para manutenção da tensão V2 em 96 V. Visto que o banco de bateria encontra-se com uma tensão de 98,5 V, esta passa a ser maior que a tensão V2 do conversor. Assim, o fluxo de energia passa a ser invertido.

Para a primeira etapa desse modo (Figura 5.30(a)), tem-se o banco de baterias e a carga conectados na saída do conversor. A Figura 5.31 mostra o comportamento do sistema frente a um degrau de carga de 0 W a 1 kW aplicado, evidenciando a mudança do sentido das correntes I1 e I2 no conversor.



(a) Escalas: tensão V2 (20 V/div); corrente I1 e corrente I2 (10 A/div); tempo (20 ms/div)



(b) Escalas: tensão V2 (20 V/div); corrente I1 e corrente I2 (10 A/div); tempo (20 ms/div) Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, observa-se pelos gráficos da figura acima que as correntes I1 e I2 estão inicialmente negativas, com o conversor funcionando no modo *buck*. Com a entrada da carga

de 1 kW (Figura 5.31(a)), o fluxo inverte-se e as respectivas correntes passam a fluir no sentido positivo. Ao retirar-se a carga, o fluxo retoma o sentido negativo (Figura 5.31(b)). Durante esse processo, a tensão V2 mantém-se estabilizada.

Finalmente, buscando-se atingir uma corrente mais elevada para esse modo de operação uma segunda etapa experimental foi realizada. Nesta, a carga foi conectada aos terminais V1 do conversor e em V2 foi mantido apenas o banco de baterias (Figura 5.30(b)). De início, o banco permanece desconectado, não havendo assim fluxo de corrente pelo conversor. Após interligar-se o banco de baterias, é observada prontamente a ocorrência das correntes I1 e I2 fluindo em sentido negativo, de modo a alimentar a carga existente em V1. Ao desconectar novamente o banco de baterias, as referidas correntes voltam ao nível zero. A tensão V2 manteve-se estabilizada durante a etapa praticada. A Figura 5.32 destaca essa etapa final dos ensaios experimentais.



(a) Escalas: tensão V2 (20 V/div); corrente I1 e corrente I2 (10 A/div); tempo (100 ms/div) Fonte: Elaborada pelo autor.

Assim, com os resultados obtidos neste Capítulo 5 foi possível validar o funcionamento do conversor cc-cc bidirecional intercalado de duas fases, cujas especificações foram apresentadas no capítulo anterior. Inicialmente, com os resultados das simulações, foi possível comprovar tanto a compatibilidade dos esforços teóricos nos componentes do circuito de potência quanto a dinâmica de controle no sistema dada pela implementação dos controladores. Para os ensaios experimentais, foi desenvolvido o protótipo do conversor de 2 kW e alguns procedimento foram adotados. Por meio desses procedimentos experimentais, foi possível verificar os esforços praticados, o rendimento foi satisfatório do conversor e, por fim, a bidirecionalidade do sistema com o controle efetuado foi verificado. Por meio dos ensaios

transitórios confirmou-se que a tensão do barramento V2 permaneceu dentro dos valores permissíveis para os limiares dos componentes utilizados e com os tempos de resposta compatíveis com os resultados das simulações, dada a especificação dos controladores vista no Capítulo 4.

CONCLUSÕES FINAIS

No presente trabalho apresentou-se todo o estudo, detalhamento construtivo e experimentação de um conversor cc-cc bidirecional operando de forma intercalada, com a finalidade de obter-se elevado rendimento no processamento da energia disponibilizada por módulos de supercapacitores para aplicação em veículos elétricos.

Para esse fim, a princípio foi realizado um estudo sobre dois temas conexos: a atualidade dos veículos elétricos e seus sistemas elétricos embarcados e os supercapacitores. Através deste estudo foi possível avaliar três pontos importantes:

- nível de tensão do barramento cc empregado em veículos elétricos;
- disponibilidade de módulos supercapacitores no mercado para aplicação automotiva como fonte de energia;
- topologias aplicáveis de conversores cc-cc.

Dessa forma, avaliado o primeiro ponto foi constatada uma diversidade de níveis de tensão adotados em veículos elétricos disponíveis no mercado (nível elevado para VEs mais potentes e com ótimo desempenho e nível mais baixo para VEs com potência menor e velocidade limitada). Assim, como o objeto de motivação desse trabalho são os pequenos veículos urbanos (aposta promissora do setor automotivo como meio alternativo de transporte com preços mais acessíveis) a tensão adotada para a saída do conversor projetado foi de 96 V.

Por meio do segundo ponto constatou-se que a indústria fornecedora de supercapacitores vem disponibilizando módulos para aplicação específica em veículos elétricos. Logo, um módulo característico de supercapacitores com capacitância de 165 F e tensão de 48 V foi tomado como base na elaboração do projeto proposto.

E através do terceiro ponto foram identificadas algumas topologias de conversores cc-cc mais recorrentes a aplicação pretendida e pôde-se, por fim, definir a estrutura a ser desenvolvida: o conversor cc-cc bidirecional intercalado de duas fases.

A partir de então, procederam-se as análises qualitativa e quantitativa para o dimensionamento e construção do conversor cc-cc proposto para uma potência de 2 kW. A modelagem foi realizada por meio do modelo reduzido do conversor usando o método das variáveis de estado. Com as funções de transferências obtidas, foi projetado o controle pelo método da corrente média usando-se controladores do tipo PI. A implementação digital foi efetuada mediante a discretização do sistema e posterior programação em linguagem C do dsPIC30F4011 utilizado.

Por meio de simulações e ensaios experimentais, foi possível validar o funcionamento do conversor, em que os resultados alcançados foram compatíveis com a teoria concebida. Os procedimentos foram realizados tanto em malha aberta quanto fechada. Os esforços de tensão e corrente nos componentes se apresentaram de acordo com as especificações do projeto. Foi possível observar queda de rendimento do conversor à medida que se promoveu a redução da tensão V1 (48 V, 36 V e 24 V), porém, os resultados são satisfatórios acima de 90%.

Mediante o controle digital implementado, foi possível constatar o funcionamento bidirecional durante os ensaios transitórios, confirmando a manutenção da estabilidade do barramento V2 dentro dos valores permissíveis para os limiares dos componentes utilizados e com tempos de resposta compatíveis aos projetados. Com isso, foi verificado o desempenho dinâmico das malhas de controle em diferentes situações.

Assim, a dissertação atingiu seu objetivo proposto e a continuidade da pesquisa na aplicação em um veículo elétrico será importante para contribuir com a busca de alternativas que proporcione o desenvolvimento e o fácil acesso a um meio de transporte confiável e dentro das perspectivas sustentáveis.

Abaixo são listadas algumas sugestões para trabalhos futuros a partir do projeto elaborado nesta dissertação:

- a) aquisição do módulo de supercapacitores e realização dos ensaios aplicados;
- b) aprimoramento do sistema de controle para melhor gerenciamento do fluxo de energia nos dois modos de operação do conversor;
- c) reelaboração do projeto com três fases intercaladas e com controle de corrente individualizado;
- d) integração do protótipo a um sistema completo de acionamento de um veículo elétrico a ser desenvolvido.

REFERÊNCIAS

ABDI (Agência Brasileira de Desenvolvimento Industrial). Estudo prospectivo setorial automotivo: relatório final. Brasília, 2009.

ABVE (Associação Brasileira do Veículo Elétrico). **Legislação para veículos elétricos no Brasil**, [2013a]. Disponível em: http://www.abve.org.br/incentivos.asp. Acesso em: 19 ago. 2013.

ABVE. **Roteiro para difusão de veículos elétricos no Brasil:** RVE "*Road Map*", 2013b. Disponível em:

http://www.abve.org.br/downloads/road%20map%202013%2030%20setembro%20_%20fin al.pdf>. Acesso em: 05 mar. 2014.

ABVE. **Veículos elétricos licenciados no Brasil**. ABVE, [2014]. Disponível em: http://www.abve.org.br/estatisticas.asp>. Acesso em: 27 jul. 2014.

ANDORINHA, N. **Sistema de comando de uma trotineta elétrica (SiCTE)**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) – Instituto Politécnico de Setúbal, Setúbal, 2012.

ANJANA, S.; KURUVILA, J.; JOHN, N. A novel multidevice interleaved boost converter for fuel cell hybrid electric vehicles. **International Journal of Electrical, Electronics and Data Communication**, v. 1, n. 2, 2013.

APOLINÁRIO, M. F. **Conversor estático cc-cc não isolado boost bidirecional aplicado a um veículo elétrico de escala real**. 2013. Monografia (Graduação em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2013.

AVELINO, W.O. *et al.* Electric go-kart with battery-ultracapacitor hybrid energy storage system. *In*: TRANSPORTATION ELECTRIFICATION CONFERENCE AND EXPO, 2013, Detroit. **Anais...** Detroit: IEEE, 2013. Disponível em: http://ieeexplore.ieee.org/stamp/stamp.jsp?tp=&arnumber=6573499>. Acesso em: 28 ago. 2013.

BAOYA-VE. **Baoya**. Shandong Baoya New Energy Vehicle, 2011. Disponível em: http://www.baoya-ev.com/enbaoya/index.aspx>. Acesso em: 01 set. 2013.

BARAN, R.; LEGEY, L.F. Veículos elétricos: história e perspectivas no Brasil. **BNDES** Setorial, Rio de Janeiro, 33, p. 207-224, 2010.

BARBI, I. Eletrônica de Potência: projeto de fontes chaveadas. Florianópolis: [s.n.], 2007.

BARROZO, F.E.O. *et al.* Conversor bidirecional baseado na célula de três estados para aplicação em veículos elétricos. *In*: INDUSTRY APPLICATIONS (INDUSCON), 9., 2010, São Paulo. **Anais...** São Paulo, 2010.

BASCOPÉ, G.; BARBI, I. Generation of a family of non-isolated dc/dc PWM converters using new three-state switching cells. *In*: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 31., 2000. **Anais...** [S.1.]: IEEE, 2000.

BELTRAME, F. **Análise comparativa de conversores monofásicos aplicados à correção de fator de potência**. 2009. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.

BRASIL. Senado Federal. **Projeto de Lei do Senado PLS 255/2010**. Concede benefícios fiscais referentes ao Imposto sobre Produtos Industrializados, ao Imposto de Importação, à Contribuição para o PIS/PASEP e à Contribuição para o Financiamento da Seguridade Social incidentes sobre operações com veículos híbridos ou movidos a tração elétrica, suas partes e acessórios. Disponível em:

">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/getPDF.asp?t=83153&tp=1>">http://www.senado.gov.br/atividade/materia/">>"/</asp?t=1"">http://www.senado.gov.br

BRASIL. Câmara dos Deputados. **Projeto de Lei PL 2092/2011**. Estabelece incentivos à fabricação e utilização de veículos automóveis elétricos no Brasil e dá outras providências. Disponível em:

http://www.camara.gov.br/proposicoesWeb/fichadetramitacao?idProposicao=516874. Acesso em: 19 ago. 2013.

CASTRO, B.H.R.; FERREIRA, T.T. Veículos elétricos: aspectos básicos, perspectivas e oportunidades. **BNDES Setorial**, Rio de Janeiro, 32, p. 267-310, 2010.

CEMIG (Companhia Energética de Minas Gerais). Alternativas energéticas: uma visão CEMIG. Belo Horizonte: CEMIG, 2012.

DAHER, S. **VPE20-BR**: veículo puramente elétrico com autonomia de 20 km – Brasileiro. Fortaleza, 2009. Material apresentado em aula de graduação do Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

DANG, B.V. *et al.* New high power: high ratio non isolated dc-dc boost converter for fuel cell applications. *In*: POWER ELECTRONIC SPECIALISTS CONFERENCE, 37, 2006. **Anais...** [S.1.]: IEEE, 2006.

EHSANI, M. *et al.* Modern electric, hybrid electric, and fuel cell vehicles. 2. ed. Boca Raton: CRC Press, 2008.

ELLIS, M.W.; SPAKOVSKY, M.R.V.; NELSON, D.J. Fuel cell systems: efficient, flexible energy conversion for the 21st century. **Proceedings of the IEEE**, v. 89, n. 12, dez. 2001.

EPCOS. Aluminum electrolytic capacitors. Snap-in capacitors. **B43505**: data sheet. EPCOS, 2008. Disponível em: http://www.epcos.com. Acesso em: 17 set. 2013.

ERBER, Pietro. Veículos elétricos: estimativas de difusão e sua utilização. **Associação Brasileira do Veículo Elétrico**, 21 set. 2011. Disponível em: http://www.abve.org.br/destaques/2011/destaque11052.asp. Acesso em: 19 ago. 2013.

ERICSON, R.W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power eletronics**. 2. ed. Norwell: Kluwer Academic Publishers, 2000.

FELDMANN, P.R. Carro elétrico é o futuro. Menos no Brasil. São Paulo, **Revista Cesvi**, ano 16, n. 83, p. 16-17, jan./fev. 2013. Entrevista concedida a Alexandre Carvalho do Santos.

FERREIRA, A.A.; POMÍLIO, J.A. Estado da arte sobre a aplicação de supercapacitores em Eletrônica de Potência. **Eletrônica de Potência**, v. 10, n. 2, novembro 2005.

FERREIRA, A.A. *et al.* Metodologia para dimensionar múltiplas fontes de suprimento de energia de veículos elétricos. *In*: SEMINÁRIO DE VEÍCULOS ELÉTRICOS, 5., 2007, Rio de Janeiro. **Anais...** Rio de Janeiro: ABVE, 2007.

GARCIA, F.S. **Conversores cc-cc elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados**. 2010. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Universidade Estadual de Campinas, Campinas, 2010.

GARCIA, F.S.; POMÍLIO, J.A.; SPIAZZI, G. Modeling and control design of the interleaved double dual boost converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 8, ago. 2013.

GLOBAL EV OUTLOOK: Understanding the electric vehicle landscape to 2020. International Energy Agency, 2013. Disponível em: <http://www.iea.org/publications/globalevoutlook_2013.pdf>. Acesso em: 19 ago. 2013.

GREENWHEEL EV. GreenWheel EV. [2013?]. Disponível em: http://www.greenwheelev.com/index.html. Acesso em: 01 set. 2013.

HALPER, M.S.; ELLENBOGEN, J.C. **Supercapacitors**: a brief overview. McLean: MITRE, 2006.

ITAIPU. Projeto veículo elétrico. Itaipu, KWO, 2008. Disponível em: https://www.itaipu.gov.br/ve/. Acesso em: 29 ago. 2013.

INTERNATIONAL RECTIFIER®. **Datasheet**: IRFP4568PbF. Set. 2008. Disponível em: http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irfp4568pbf.pdf>. Acesso em: 17 set. 2013.

KAZIMIERCZUK, M.K. **Pulse-width modulated dc–dc power converters**. Chichester: Wiley, 2008.

KLEPL, M. Evaluation of digital control law design in the W'-plane. *In*: AMERICAN CONTROL CONFERENCE, 1986, Seattle. **Proceedings...** Nova York: IEEE, 1986.

KLOETZL, J.; GERLING, D. An interleaved buck-boost-converter combined with a supercapacitor-storage for the stabilization of automotive power nets. *In*: VEHICLE POWER AND PROPULSION CONFERENCE, 2011, Chicago. **Anais...** Chicago: IEEE, 2011.

KRAJANGPAN, K.; NEAMMANEE, B. High Performance Double-Interleaved Dual Boost Converter and 3 Phase Grid Connected Converter for Wind Turbine. Journal of Energy and Power Engineering, v. 5, n. 5, p. 438-446, 2011.

LIUM, F. **30 kW power boost system for drive trains for electric vehicles based on supercapacitor technologies**. 2007. Dissertação (Mestrado em Energia e Meio-Ambiente) – Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, 2007. LS MTRON. Ultracapacitor: innovative power solution provider. LS Mtron, 2013. Disponível em: http://www.lsmtron.com. Acesso em: 13/10/13.

LUKIC, S.M. *et al.* Energy storage systems for automotive applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 6, jun. 2008.

MAHINDRA. **Mahindra**. Mahindra, 2013. Disponível em: http://www.mahindra.com. Acesso em: 24 set. 2013.

MANIKTALA, S. Switching power supplies A to Z. [S.1.]: Elsevier, 2006.

MARQUES, D. D. **Conversor Bidirecional CC-CC de Alto Ganho para Aplicação de Sistemas Autônomos de Geração de Energia Elétrica**. 2012. 148 p. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

MARTINS, D.C.; BARBI, I. Conversores cc-cc básicos não isolados. Florianópolis: [s.n.], 2008.

MARTIN, H.; MARTIN, J. **Battery-supercapacitor energy storage**. 2008. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Department of Energy and Environment, Division of Electric Power Engineering, Chalmers University of Technology, Göteborg, 2008.

MATHWORKS. **Supercapacitor**. MathWorks, [2013]. Disponível em: <<u>http://www.mathworks.com/help/physmod/sps/powersys/ref/supercapacitor.html></u>. Acesso em: 05 nov. 2013.

MAXWELL TECHNOLOGIES. **Product guide**: Maxwell Technologies boostcap ultracapacitors. Maxwell Technologies, 2009. Disponível em: <http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/docs/1014627_boostcap_product_guide.p df>. Acesso em: 18 ago. 2013.

MAXWELL TECHNOLOGIES. An overview of ultracapacitor technologies. Maxwell Technologies, 2013. Disponível em: http://www.maxwell.com/ultracapacitors. Acesso em: 18 ago. 2013.

McLYMAN, C.W.T. **Transformer and inductor design handbook**. [1978]. Nova York: Dekker, 2004.

MCT (Ministério da Ciência e Tecnologia). **Mais duas áreas serão incorporadas ao Sibratec**, 22 mar. 2010. Disponível em: http://www.mct.gov.br/index.php/content/view/317633.html. Acesso em: 10 mar. 2014.

MICROCHIP. **DsPIC30F4011/4012 data sheet**: high performance digital signal controllers. Microchip, 2005. Disponível em: <http://ww1.microchip.com/downloads/en/devicedoc/70135C.pdf >. Acesso em: 18 fev. 2014.

MICROMETALS. **PC Series**. Issue L: power conversion & line filter applications, 2007. Disponível em: http://www.micrometals.com/parts_index.html. Acesso em 04 jan. 2014.

MICROMETALS. Inductor design software, 2010. Software. Disponível em: http://www.micrometals.com/software_index.html. Acesso em: 04 jan. 2014.

MILLER, J.M.; MILLER, J.N.J.; SMITH, R. **Maxwell Technologies white paper**: ultracapacitor assisted electric drives for transportation. Maxwell, [2009]. Disponível em: < http://www.maxwell.com/products/ultracapacitors/docs/200904_whitepaper_electricdrives.pd f >. Acesso em: 18 ago. 2013.

MOSHIRVAZIRI, M. Ultracapacitor/battery hybrid energy storage systems for electric vehicles. 2012. Dissertação (Mestrado) – Department of Electrical and Computer Engineering, University of Toronto, Toronto, 2012.

NA CONTRAMÃO do mundo, Brasil ignora carro elétrico. **Metro**, São Paulo, 7 maio 2013. Disponível em: http://www.readmetro.com/en/brazil/metro-sao-paulo/20130507/. Acesso em: 18 ago. 2013.

NESSCAP ULTRACAPACITORS. **Product overview**: ultracapacitors are ten times more powerful than batteries and contains thousand times more energy than electrolytic capacitors. Nesscap, 2010.

Disponível em: http://www.nesscap.com/product/overview.jsp. Acesso em: 13 out. 2013.

OGATA, K. Engenharia de controle moderno. 5. ed. São Paulo: Pearson Prentice-Hall, 2010.

ORTÚZAR, M.E. Design, implementation and evaluation of an auxiliary energy system for electric vehicles, based on ultracapacitors and buck-boost converter. 2005. Tese (Doutorado em Ciências de Engenharia) – Escuela de Ingenieria, Pontificia Universidad Catolica de Chile, Santiago de Chile, 2005.

PEGURIER, E. Tesla: ultracapacitores substituirão baterias de lítio. **O Eco**, 24 mar. 2011. Disponível em: http://www.ecocidades.com/2011/03/24/tesla-ultracapacitores-substituirao-baterias-de-litio/. Acesso em: 10 abr. 2014.

POMÍLIO, J.A. **Fontes chaveadas**. Apostila da disciplina Fontes Chaveadas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, Universidade Estadual de Campinas. Campinas: FEEC, 2010. Disponível em: http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/fontchav.html. Acesso em: 01 out. 2013.

RASHID, M.H. **Eletrônica de Potência**: circuitos, dispositivos e aplicações. Trad. Carlos Alberto Favato. Rev. técnica Antônio Pertence Júnior. São Paulo: Makron, 1999.

REVISTA CESVI BRASIL. O carro e o meio ambiente. São Paulo, ano 16, n. 83, jan./fev. 2013.

SAKKA, M.A.; MIERLO, J.V.; GUALOUS, H. Dc/dc converters for electric vehicles. *In*: SOYLU. S. (Ed.). **Electric vehicles**: modelling and simulations. Rijeka: INTECH, 2011.

SIEMENS. *Smart grid*: a rede elétrica inteligente do futuro. Siemens, 2013. Disponível em: http://www.siemens.com.br/desenvolvimento-sustentado-em-megacidades/smart-grid.html. Acesso em: 28 fev. 2014.

TESLA MOTORS. **About Tesla**. Tesla Motors, 2014. Disponível em: http://www.teslamotors.com/about>. Acesso em: 18 jan. 2014.

VEZ DO BRASIL. **SEED Green City Cars**. VEZ do Brasil, 2013. Disponível em: http://www.vezdobrasil.com.br/sobre-o-carro-eletrico/modelo-seed-green-city-cars/. Acesso em: 29 ago. 2013.

VINATECH. **Vinatech**. Vinatech, 2013. Disponível em: http://www.supercapacitorvina.com/product/edlc.html. Acesso em: 13 out. 2013.

XIMENES, S. C. **Projeto de um conversor cc-ca trifásico para interligar um sistema fotovoltaico à rede elétrica**. 2012. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2012.

ZHANG, J. Bidirectional dc-dc power converter design optimization, modeling and control. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Virginia Polytechnic Institute and State University, Blacksburg, 2008.

ANEXO A - PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DOS MODELOS BY-E-CAR-02

PARÂMETROS BÁSICOS				
Chassi	Metal	Metal		
Dimensão	3190*1670*1530 mm			
Distância entre eixos	2050 mm			
Faixa (D/T)	1440/1430 mm			
Distância mínima chão	150 mm			
Peso líquido	800 kg			
Sistema de suspensão	Suspensão independer	te Macpherson/ Semi-	Trailing Arm	
(D/T)				
Sistema de frenagem	Disco/ tambor			
(D/T)				
Sistema de	Freio de mão			
estacionamento (D/T)				
Tipo de roda (D/T)	165/70R14			
Tipo de tração	Tração roda dianteira			
Número de Passageiros	2 pessoas			
	ESPECIFIC	CAÇÕES		
BY02-10 KW-1 BY02-10 KW-2 BY02-7,5 K		BY02-7,5 KW		
SISTEMA DE POTÊNCIA				
Motor / Controlador	96 V/ 10 kW - CA	96 V/ 10 kW - CA	72 V/ 7,5 kW - CA	
Bateria	3,2 V 100AH*30-Li	12 V 120AH*8-	6 V 200AH*12-GEL	
		GEL		
Carregador	2 kW 2 kW 2 kW			
DESEMPENHO				
Vel. máxima	80 km/h	75 km/h	65 km/h	
Alcance	150 km	130 km	140 km	
Max. subida	25%	25%	25%	
Tempo de recarga	6-8 h	8-10 h	8-10 h	
Transmissão	Automática	Automática	Automática	

Fonte: BAOYA-EV (2013).

ANEXO B - PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DOS MODELOS BY-E-CAR-08

PARÂMETROS BÁSICOS			
Chassi	Metal		
Dimensão	3618*1563*1533 mm		
Distância entre eixos	2335 mm		
Faixa (D/T)	1360/1355 mm		
Distância mínima chão	150 mm		
Peso líquido	790 kg		
Sistema de suspensão (D/T)	Suspensão independente Ma	cpherson/ Semi-Trailing Arm	
Sistema de frenagem (D/T)	Disco/ tambor		
Sistema de estacionamento (D/T)	Freio de mão		
Tipo de roda (D/T)	155/65R13		
Tipo de tração	Tração roda dianteira		
Número de Passageiros	4 pessoas		
ESPECIFICAÇÕES			
	BY08 – 10 KW	BY08 – 7,5 KW	
SISTEMA DE POTÊNCIA			
Motor / Controlador	96 V/ 10 kW - CA	72 V/ 7,5 kW - CA	
Bateria	12V - 120Ah*8-GEL	12 V - 150Ah*6-GEL	
Carregador	2 kW	2 kW	
DESEMPENHO			
Vel. máxima	85 km/h	75 km/h	
Alcance	130 km	120 km	
Max. subida	25%	25%	
Tempo de recarga	8-10h	8-10h	
Transmissão	5 marchas	5 marchas	
	Manual/Automática	Manual/Automática	

Fonte: BAOYA-EV (2013).

ANEXO C - PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DO MODELO EVION

MODELO	GW28-A07P22-01	
Capacidade nominal de	5	
Passageiros		
Dimensões	3650 mm*1600 mm*1700 mm	
(altura*comprimento*largura)		
Distância entre eixos	2335 mm	
Faixa (dianteira / traseira)	1360 mm/ 1355 mm	
Peso	1190 kg	
Controlador	Inversor com sistema DSP de controle	
Bateria	72V/150Ah AGM (bateria de lítio e bateria de chumbo-	
	ácido como opção)	
Motor	Motor CA trifásico	
Potência nominal do motor	7,5 kW	
Sistema de Condução	Tração dianteira do motor frontal	
Direção	EPS	
Freio de serviço	Duplo circuito de freio hidráulico e Elétrico	
	com sistema de assistência à vácuo	
Freio de estacionamento	Tipo de cabo de aço mecânico	
Carregador	Carregador de bordo	
Potência Auxiliar	12 V	
Suspensão dianteira	Suspensão independente Macpherson	
Suspensão traseira	Braço de fuga flexível e torção eixo de viga	
	Tipo de suspensão dependente	
Pneu	165/ 65R13	
Max. capacidade de escalada	30%	
Alcance	150 km	
Vel. máxima	55 km/h	

Fonte: GREENWHEEL EV (2013).

ANEXO D - PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DO MODELO REVA E2O

DADOS TÉCNICOS		
Tipo	Duas portas	
Capacidade de Passageiros	4 adultos	
Motor	Motor de indução trifásico	
Potência	19 kW	
Torque	53 N-m (0 – 3400 rpm)	
Bateria	48 V Íon- Lítio	
Mecanismo de direção	Cremalheira e pinhão	
Transmissão	Totalmente altomática	
Suspensão dianteira	Macpherson – ar pressorizado	
Suspensão traseira	Amortecedor com ar pressorizado e molas	
	elicoidais	
Freio dianteiro	Disco 215 mm	
Freio traseiro	Tambor: 180 mm	
Pneu (dianteiro e traseiro)	155/ 70 R13	

Fonte: MAHINDRA (2013).
ANEXO E - PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DO MODELO SEED – GREEN CITY CARS

PARÂMETROS BÁSICOS		
Carroceria	Fiberglass de alta resiliência	
Chassi	tubular em aço 1020 e solda mig	
Dimensões (altura*comprimento*largura)	1334*2508*1566 mm	
Distância entre eixos	1770 mm	
Direção	mecânica	
Peso líquido	750 kg	
Sistema de suspensão (D/T)	• MacPherson independente nas 4 rodas	
Sistema de frenagem (D/T)	• disco	
Sistema de estacionamento (D/T)		
Tipo de roda (D/T)	Alumínio aro 14, com pneus 165 65 R14	
Tipo de tração	• traseira (eixo diferencial)	
Número de Passageiros	2 pessoas	
ESPECIFICAÇÕES		
SISTEMA DE POTÊNCIA		
Motor / Controlador	• AC, 50 CV(PPO), 96 V/ Controlador	
	com sistema de frenagem regenerativa	
Bateria	tracionárias de 12 V	
DESEMPENHO		
Vel. máxima	120 km/h	
Alcance	100 km	

Fonte: VEZ do Brasil, 2013.

ANEXO F - PARÂMETROS BÁSICOS E ESPECIFICAÇÕES DO MODELO VE ITAIPU

PARÂMETROS BÁSICOS		
MODELO	Fiat Palio Weekend	
Dimensões (altura*comprimento*largura)	1433*3827*1834 mm	
Distância entre eixos	2373 mm	
Peso líquido	1029 Kg	
Sistema de suspensão (D/T)	Dianteiro: McPherson com rodas independentes, braços oscilantes inferiores tranversais e barra estabilizadora Amortecedores Hidráulicos, telescópios de duplo efeito Elemento elástico: Molas helicoidais Traseiro: Com rodas independentes, braços oscilantes longitudinais e barra estabilizadora Amortecedores Hidráulicos, telescópios de duplo efeito	
	Elemento elástico: Molas helicoidais	
Sistema de frenagem (D/T)	Dianteiro: A disco ventilado (Ø de 257 mm) com pinça flutuante Traseiro: A disco tambor (Ø de 185 mm) com sapatas autocentrantes e regulagem automática	
Sistema de estacionamento (D/T)	Hidráulico com comando no pedal	
Tipo de tração	Dianteira	
ESPECI	VICACÕES	
SISTEMA DE POTÊNCIA		
Motor / Controlador	Elétrico assíncrono trifásico/ 15 kW/ 50 Nm/ 9000 RPM	
Bateria	• Níquel Zebra (Zero Emission Battery Research Activity) 253 V/ Temperatura ambiente: -40°C a +50°C/ Temperatura interna: 260°C/ Peso: 165 kg/ Dimensões: 680 x 609 x 292 mm/ Capacidade: 76 Ah/ Corrente de carga: 16 A/ Tempo de recarga total: 8 horas	
DESEMPENHO		
Vel. máxima	Velocidade máxima: 110 km/h	
Alcance	120 km/ Aceleração 0 a 50 km/h: em 7s/ 0 a 100 km/h: em 28s	

Fonte: Itaipu, 2008.



ANEXO G - PROJETO DA PLACA DE POTÊNCIA DO CONVERSOR CC-CC **BIDIRECIONAL INTERCALADO DE DUAS FASES**



Layout da placa de potência

ANEXO H – PROTÓTIPO DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL INTERCALADO DE DUAS FASES



Procedimentos de inicialização e desligamento do sistema		
Fonte de energia armazenada Fonte cc Fonte cc Banco de baterias	Fonte de energia armazenada Fat Carga Carga 2 ⁸ Etapa	
Procedimento de inicialização	Procedimento de desligamento	
i i occumento de inicianzação		
1- Acionamento da fonte cc e ajuste da tensão para 50	1- Conexão de carga mínima inicial na saída do	
1- Acionamento da fonte cc e ajuste da tensão para 50 V	1- Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3)	
 1- Acionamento da fonte cc e ajuste da tensão para 50 V 2 - Conexão de carga mínima inicial na saída do 	 Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré- 	
 1- Acionamento da fonte cc e ajuste da tensão para 50 V 2 - Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) 	 Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré- inserção 	
 1- Acionamento da fonte cc e ajuste da tensão para 50 V 2 - Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) 3 - Energização do conversor 	 Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré- inserção Desligamento da fonte cc 	
 1- Acionamento da fonte cc e ajuste da tensão para 50 V 2 - Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) 3 - Energização do conversor 4 - Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré- 	 Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré- inserção Desligamento da fonte cc Abertura das chaves Ch1 e Ch2 de conexão das 	
 1- Acionamento da fonte cc e ajuste da tensão para 50 V 2 - Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) 3 - Energização do conversor 4 - Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré-inserção 	 Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré- inserção Desligamento da fonte cc Abertura das chaves Ch1 e Ch2 de conexão das baterias e abertura das chaves Ch11 e Ch22 	
 1- Acionamento da fonte cc e ajuste da tensão para 50 V 2 - Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) 3 - Energização do conversor 4 - Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré-inserção 5 - Fechamento das chaves Ch1 e Ch2 de conexão das 	 Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré- inserção Desligamento da fonte cc Abertura das chaves Ch1 e Ch2 de conexão das baterias e abertura das chaves Ch11 e Ch22 Desligamento do conversor 	
 1- Acionamento da fonte cc e ajuste da tensão para 50 V 2 - Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) 3 - Energização do conversor 4 - Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré-inserção 5 - Fechamento das chaves Ch1 e Ch2 de conexão das baterias e abertura das chaves Ch11 e Ch22 	 1- Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) 2 - Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré-inserção 3 - Desligamento da fonte cc 4 - Abertura das chaves Ch1 e Ch2 de conexão das baterias e abertura das chaves Ch11 e Ch22 5 - Desligamento do conversor 	
 1- Acionamento da fonte cc e ajuste da tensão para 50 V 2 - Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) 3 - Energização do conversor 4 - Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré-inserção 5 - Fechamento das chaves Ch1 e Ch2 de conexão das baterias e abertura das chaves Ch11 e Ch22 6 - Inicialização do conversor 	 1- Conexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) 2 - Fechamento das chaves Ch11 e Ch22 de pré-inserção 3 - Desligamento da fonte cc 4 - Abertura das chaves Ch1 e Ch2 de conexão das baterias e abertura das chaves Ch11 e Ch22 5 - Desligamento do conversor 6 - Conferência do sistema 	

Ensaios modo <i>boost</i>	
Primeira etapa	Segunda etapa
1 – Procedimento de inicialização	1 – Ajuste do controlador do conversor para
	manutenção da tensão V2 em 98,5 V
2 - Abertura da chave Ch2 de conexão das baterias	2 - Fechamento da chave Ch22 de pré-inserção
3 – Desconexão de carga mínima inicial na saída do	3 – Fechamento da chave Ch2 de conexão das baterias
conversor (Ch3)	e abertura da chave Ch22
4 – Procedimento 01: aplicação de degrau de carga de	4 - Procedimento: aplicação de degrau de carga de 250
0 W a 1 kW e vice-versa (Ch4)	W a 1250 W e vice-versa (Ch3 e Ch4)
5 – Procedimento 02: aplicação de degrau de carga de	5 - Procedimento de desligamento
250 W a 1250 W e vice-versa (Ch3 e Ch4)	
Ensaios modo buck	
Primeira etapa	Segunda etapa
Primeira etapa 1 – Procedimento de inicialização	Segunda etapa 1 – Retirada das cargas de V2 e conexão das mesmas
Primeira etapa 1 – Procedimento de inicialização	Segunda etapa 1 – Retirada das cargas de V2 e conexão das mesmas em V1 (Ch3 e Ch4)
Primeira etapa 1 – Procedimento de inicialização 2 - Ajuste do controlador do conversor para	Segunda etapa1 – Retirada das cargas de V2 e conexão das mesmas em V1 (Ch3 e Ch4)2 – Procedimento de inicialização (exceto item 2)
Primeira etapa1 – Procedimento de inicialização2 - Ajuste do controlador do conversor para manutenção da tensão V2 em 96 V	Segunda etapa1 – Retirada das cargas de V2 e conexão das mesmasem V1 (Ch3 e Ch4)2 – Procedimento de inicialização (exceto item 2)
Primeira etapa 1 – Procedimento de inicialização 2 - Ajuste do controlador do conversor para manutenção da tensão V2 em 96 V 3 – Desconexão de carga mínima inicial na saída do	Segunda etapa1 - Retirada das cargas de V2 e conexão das mesmas em V1 (Ch3 e Ch4)2 - Procedimento de inicialização (exceto item 2)3 - Abertura da chave Ch2 de conexão das baterias
Primeira etapa 1 – Procedimento de inicialização 2 - Ajuste do controlador do conversor para manutenção da tensão V2 em 96 V 3 – Desconexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3)	Segunda etapa1 – Retirada das cargas de V2 e conexão das mesmas em V1 (Ch3 e Ch4)2 – Procedimento de inicialização (exceto item 2)3 - Abertura da chave Ch2 de conexão das baterias
Primeira etapa 1 – Procedimento de inicialização 2 - Ajuste do controlador do conversor para manutenção da tensão V2 em 96 V 3 – Desconexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3) 4 - Procedimento: aplicação de degrau de carga de 0	Segunda etapa1 – Retirada das cargas de V2 e conexão das mesmas em V1 (Ch3 e Ch4)2 – Procedimento de inicialização (exceto item 2)3 - Abertura da chave Ch2 de conexão das baterias4– Desligamento da fonte cc
Primeira etapa1 – Procedimento de inicialização2 - Ajuste do controlador do conversor para manutenção da tensão V2 em 96 V3 – Desconexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3)4 - Procedimento: aplicação de degrau de carga de 0 W a 1 kW e vice-versa (Ch4)	Segunda etapa1 – Retirada das cargas de V2 e conexão das mesmas em V1 (Ch3 e Ch4)2 – Procedimento de inicialização (exceto item 2)3 - Abertura da chave Ch2 de conexão das baterias4– Desligamento da fonte cc
Primeira etapa1 – Procedimento de inicialização2 - Ajuste do controlador do conversor para manutenção da tensão V2 em 96 V3 – Desconexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3)4 - Procedimento: aplicação de degrau de carga de 0 W a 1 kW e vice-versa (Ch4)5 - Procedimento de desligamento	Segunda etapa1 - Retirada das cargas de V2 e conexão das mesmas em V1 (Ch3 e Ch4)2 - Procedimento de inicialização (exceto item 2)3 - Abertura da chave Ch2 de conexão das baterias4- Desligamento da fonte cc5 - Fechamento da chave Ch2 de conexão das baterias
Primeira etapa1 – Procedimento de inicialização2 - Ajuste do controlador do conversor para manutenção da tensão V2 em 96 V3 – Desconexão de carga mínima inicial na saída do conversor (Ch3)4 - Procedimento: aplicação de degrau de carga de 0 W a 1 kW e vice-versa (Ch4)5 - Procedimento de desligamento	Segunda etapa1 - Retirada das cargas de V2 e conexão das mesmas em V1 (Ch3 e Ch4)2 - Procedimento de inicialização (exceto item 2)3 - Abertura da chave Ch2 de conexão das baterias4- Desligamento da fonte cc5 - Fechamento da chave Ch2 de conexão das baterias6 - Abertura da chave Ch2 de conexão das baterias

Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE A – ESTIMATIVA TOTAL DAS PERDAS

Para a estimativa total das perdas máximas no conversor projetado é analisado o valor promovido por cada elemento diante dos esforços máximos atribuído ao circuito (V1 mínimo de 24 V e consequente corrente I1 máxima para potência nominal de 2 kW) e posteriormente feito o somatório.

Para os indutores as perdas foram calculadas no Capítulo 4 através da expressão (4.56) resultando em:

$$P_{LTotal} = 35,32 W \tag{A.1}$$

Através dos valores encontrados pelas expressões (4.59) e (4.62), também visto no Cápitulo 4, são dadas as perdas totais nas quatro chaves do circuito (A.2):

$$P_{S_total} = 22,58 W + 22,58 W + 8,95 W + 8,95 W = 63 W$$
(A.2)

Também é considerada a perda causada pelo capacitor a partir da potência dissipada na resistência série do mesmo. O valor é encontrado a partir da equação (A.3), a seguir:

$$P_{Rc} = Rc \cdot \left(IC_{ef} \right)^2 \tag{A.3}$$

onde a resistência série Rc é encontrada a partir da folha de dados do capacitor adotado (EPCOS, 2013) e a corrente eficaz IC_{ef} do referido capacitor C é dada por (4.34). Assim, o valor encontrado é:

$$P_{Rc} = 10.8 \cdot 10^{-3} \cdot (21.75)^2 = 5.1 \text{ W}$$

Por fim, em decorrência da presença do circuito *snubber* implementado no circuito de potência (tipo RDC grampeador), é contabilizada também a perda dissipada no resistor *snubber*. A referida potência dissipada é calculada através de (A.4):

$$P_{sn} = \left[\frac{1}{2} \cdot Csn \cdot (Vsn_{max})^2 - \frac{1}{2} \cdot Csn \cdot (Vsn_{min})^2\right] \cdot f$$
(A.4)

Onde:

- *Csn* é a capacitância *snubber* do circuito;
- *Vsn_{max}* é a tensão máxima no capacitor *snubber*;
- *Vsn_{min}* é a tensão mínima no capacitor *snubber*;
- $f \notin a$ frequência de chaveamento.

O valor adotado da capacitância *snubber* é de 47 nF. A tensão máxima e mínima no capacitor *snubber* é dado por (A.5) e (A.6), respectivamente:

$$Vsn_{max} = 1,15 \cdot V_{CE} = 1,15 \cdot 150 = 172,5 V$$

$$Vsn_{min} = 1,13 \cdot V_{CE} = 1,13 \cdot 150 = 169,5 V$$
(A.6)

Logo, aplicando (A.4) tem-se:

 $P_{sn} = 0,482 W$

Dessa forma, a estimativa total das perdas máximas no conversor é obtido mediante a somatória mostrada em (A.7):

$$P_{total} = 35,32 + 63 + 5,1 + 0,482 = 103,9 W$$
(A.7)

Este valor representa um percentual de 5,2% da potência especificada para o conversor projetado (2 kW). Portanto, a estimativa de rendimento do conversor em condições extremas é 94,8%. A seguir, a Figura A.1 apresenta o percentual de perdas por elemento do conversor.



Fonte: Elaborada pelo autor.

APÊNDICE B - CÓDIGOS DE PROGRAMAÇÃO

Para a implementação digital do circuito de controle são utilizados os controladores discretizados no Capítulo 4. Desta forma, são utilizadas as equações a diferença para desenvolvimento do código de programação. Em (B.1) é mostrado a equação a diferença para o controlador PI de corrente:

$$Ci(n) = Ci(n-1) + A \cdot erro(n) - B \cdot (n-1)$$
(B.1)

onde A e B são obtidos da equação do controlador de corrente projetado no Cápitulo 4, vista em (4.101). Assim:

- A =1,37
- B = 1,063

Em (B.2) é mostrado a equação a diferença para o controlador PI de tensão: $Cv(n) = Cv(n-1) + A \cdot erro(n) - B \cdot (n-1)$ (B.2)

onde A e B são obtidos da equação do controlador de tensão projetado no Cápitulo 4, vista em (4.120). Assim:

- A =2,425
- B = 2,701

Os códigos de programação dos controladores utilizados tanto para simulação através do *simplified C block* (PSIM) quanto implementação no dsPIC30f4011 são apresentados a diante. Posteriormente é mostrado o código do programa principal utilizado no processador do protótipo.

O programa do controlador de corrente é visto abaixo:

#define CI_ERRORmax	50
static int CI_MAX_OUT = 1200; static int CI_MIN_OUT = 40;	
static int CI_KP = 1;	

```
static int CI_KI = 3;
```

```
static int CI_OUT, CI_OUT_TMP;
static int CI_SI = 0;
static int CI_ERROR;
static int CI FAWUP=0;
int CI(int CI REF, int CI FEED)
{
// ----- erro -----
 CI_ERROR = CI_REF - CI_FEED;
// _____
 if(CI_ERROR>50) CI_ERROR = 50;
 if(CI_ERROR<-50) CI_ERROR = -50;
 CI_OUT_TMP = (CI_SI/12) + (CI_KP*CI_ERROR);
 if(CI_OUT_TMP>CI_MAX_OUT) CI_OUT = CI_MAX_OUT;
 else
 if(CI_OUT_TMP<CI_MIN_OUT) CI_OUT = CI_MIN_OUT;
               CI_OUT = CI_OUT_TMP;
 else
 if(CI_ERROR>0){
   if(CI_OUT_TMP>0)CI_FAWUP=1; else CI_FAWUP=0;
 }
 else
 if(CI ERROR<0){
  if(CI_OUT_TMP<0)CI_FAWUP=1; else CI_FAWUP=0;
 }
 else CI_FAWUP=0;
 if(!((CI_OUT!=CI_OUT_TMP)&&(CI_FAWUP))){
   CI_SI = CI_SI + (CI_KI^*CI_ERROR);
   if(CI_SI>25000)CI_SI=25000;
   if(CI_SI<-25000)CI_SI=-25000;
 }
 return(CI_OUT);
 // FIM DE CI()
```

O programa do controlador de tensão é visto abaixo:

#define CE_ERRORmax	50
static int CE_MAX_OUT = 400; static int CE_MIN_OUT = -200;	
static int CE_KP = 2;	
static int CE_KI = 4;	
<pre>static int CE_OUT, CE_OUT_TM static int CE_SI = 0; static int CE_ERROR; static int CE_FAWUP=0; int CE(int CE_REF, int CE_FEED { // erro CE_ERROR = CE_REF - CE_F //</pre>	IP; D) TEED;

```
if(CE_ERROR>50) CE_ERROR = 50;
if(CE_ERROR<-50) CE_ERROR = -50;
CE_OUT_TMP = (CE_SI/12) + (CE_KP*CE_ERROR);
if(CE OUT TMP>CE MAX OUT) CE OUT = CE MAX OUT;
else
if(CE_OUT_TMP<CE_MIN_OUT) CE_OUT = CE_MIN_OUT;
else
             CE_OUT = CE_OUT_TMP;
if(CE_ERROR>0){
 if(CE_OUT_TMP>0)CE_FAWUP=1; else CE_FAWUP=0;
}
else
if(CE_ERROR<0){
 if(CE_OUT_TMP<0)CE_FAWUP=1; else CE_FAWUP=0;
}
else CE_FAWUP=0;
if(!((CE_OUT!=CE_OUT_TMP)&&(CE_FAWUP))){
 CE_SI = CE_SI + (CE_KI*CE_ERROR);
 if(CE_SI>25000)CE_SI=25000;
 if(CE_SI<-25000)CE_SI=-25000;
}
return(CE OUT);
// FIM DE CE()
```

Programa principal:

```
#include "p30f4011.h"
FOSC(0xBFE7); // 0xBFE5 (XT-PLL-x4) 0xBFE6 (XT-PLL-x8) 0xBFE7 (XT-PLL-x16) 0xBFF3 (HS/2
PLLx16)
_FWDT(WDT_OFF);
                        ----- VARIAVEIS GLOBAIS
//-----
unsigned int AdBuf_A0;
unsigned int AdBuf_A1;
unsigned int AdBuf_A2;
unsigned int AdBuf_A3;
unsigned int AdBuf_A4;
#define LIM_CE_MAX_OUT
                             400
#define LIM_CE_MIN_OUT -300
#define I_MAX_INST
                             430
#define I_MIN_INST
                      -430
int V12=0;
                        // V12 igual a tensão de alimentação circuito de controle
int V_in=0, V_in_avg=0; // V_in igual a tensão V1
int V_out=0, V_out_avg=0; // V_out igual a tensão V2
int Iin=0;
int VINMAX=600;
int I REF=5;
int V_REF=1000;
int V12 min = 115;
int V_out_max = 1100;
```

```
int FLAG\_CE\_ON = 1;
int FLAG_CI_ON = 1;
int Dmanual = 0;
int FLAG\_ERROR = 0;
unsigned char i con=0;
unsigned char flag con=0;
unsigned char ON OFF=0;
unsigned int Per tmp;
unsigned int debug;
#define PINTESTE01_IS_OUTPUT TRISEbits.TRISE8=0
#define PINTESTE01_HIGH
                          LATEbits.LATE8=1
#define PINTESTE01_LOW
                           LATEbits.LATE8=0
unsigned char xTEST01;
#define DEBUG01 xTEST01++;if(xTEST01&0x01)PINTESTE01_HIGH;else PINTESTE01_LOW;
#define PINTESTE02_IS_OUTPUT TRISBbits.TRISB8=0
#define PINTESTE02_HIGH
                          LATBbits.LATB8=1
                          LATBbits.LATB8=0
#define PINTESTE02_LOW
unsigned char xTEST02;
#define DEBUG02 xTEST02++;if(xTEST02&0x01)PINTESTE02_HIGH;else PINTESTE02_LOW;
//----- VARIAVEIS GLOBAIS
void trata_serial(void);
void FAST_MAIN(void);
#include "DELAY.C"
#include "LTECV4_30F_C30.c"
#include "CFG_MOTOR_PWM.c"
#include "CE.c"
#include "CI.c"
#include "telas.c"
#include "SERIAL.c"
void configure_AD(void)
{
       ADPCFG=0xFFC3;
       IFS0bits.ADIF=0;
       ADCON3bits.SAMC=12;
       ADCON3bits.ADCS=12;
       ADCON3bits.ADRC=0;
       ADCON2bits.VCFG=1;
       ADCON2bits.SMPI=0;
       ADCON2bits.CHPS=2;
       ADCON1bits.SIMSAM=1:
       ADCON2bits.BUFM=0;
       ADCON2bits.BUFS
       ADCON2bits.ALTS=0;
       ADCHSbits.CH0NA=0;
       ADCON2bits.CSCNA=0;
       ADCHSbits.CH123NA=0;
       ADCHSbits.CH123SA=1;
       ADCHSbits.CH0SA=2;
       ADCSSL=0x0006;
       ADCON1bits.SSRC=3;
       ADCON1bits.ASAM=1;
       ADCON1bits.FORM=0;
```

```
ADCON1bits.ADON=1;
}
void Cfg_Ints(void)
{
  IEC0bits.ADIE = 1;
  IPC9 = 0x7000;
  IPC1 = 0x7000;
}
void Cfg_Timers(void)
{
//
       T3CON = 0x8000;
}
int main (void)
{
 unsigned char c;
 PINTESTE01_IS_OUTPUT;
 PINTESTE02_IS_OUTPUT;
 Cfg_LCD();
 configure_AD();
 LATBbits.LATB2=0;
 LATBbits.LATB3=0:
 LATBbits.LATB4=0;
 LATBbits.LATB5=0;
 Cfg_Ints();
 Cfg_Timers();
 Cfg_UART();
 Cfg_PWM();
 MACRO_PWMs_ON;
 epal_lcd("testando PWM !!!!");
 delay__ms(250);
 linha2();
 while(1){
  c = le_teclado4(0);
  seletor_telas(c);
void __attribute__((interrupt, auto_psv)) _ADCInterrupt(void)
{
       IFSObits.ADIF = 0; //
       DEBUG02
       AdBuf_A0 = ADCBUF0; // V12
       AdBuf_A1 = ADCBUF1; // Vin
       AdBuf_A2 = ADCBUF2; // Vout
       AdBuf_A3 = ADCBUF3; // Iin
       Iin = (512 - AdBuf_A3);
  V_out_avg += AdBuf_A2;
  V_in_avg += AdBuf_A1;
       i_con++;
  if(i_con>=10){
```

```
i_con=0;
    V_out = V_out_avg/10; V_out_avg = 0;
    V_in = V_in_avg/10; V_in_avg = 0;
    flag_con=1;
       }
       if((CI OUT==PWM MAX)&&(Iin<20))FLAG ERROR |= 0x08;
       if(Iin > I_MAX_INST)FLAG_ERROR |= 0x20;
       if(Iin < I_MIN_INST)FLAG_ERROR |= 0x40;
       if(FLAG_ERROR){
               ON_OFF=0;
       }
       if(ON_OFF==1){
        if(FLAG_CI_ON){
         CI(I_REF,Iin);
               if(CI_OUT >= PWM_MIN){
                      set_pwm(CI_OUT);
               }
               else{
                      set_pwm(0);
               }
  }
       }
       else{
               MACRO_PWMs_OFF;
    I REF = 0;
               CI_SI = 0; CI_OUT = 0;
               CE_SI = 0; CE_OUT = 0;
    Dmanual = 0;
  RTDHFint();
} // Close AD interrupt
void __attribute__((interrupt, auto_psv)) _PWMInterrupt(void)
{
 IFS2bits.PWMIF = 0; //
// DEBUG01
}
void FAST_MAIN(void)
{
  int CE_OUT_TMP;
 if(flag_con){
//-----
 flag_con=0;
  DEBUG01
  V_out = (V_out*28)/11;
  V12 = (AdBuf_A0*10)/29;
       if(V_out>=V_out_max)FLAG_ERROR |= 0x01;
       if(V12<V12_min)FLAG_ERROR |= 0x02;
       if(V_in>VINMAX)FLAG_ERROR |= 0x04;
       if((V_out+100) < (V_in))FLAG_ERROR |= 0x10;
```


trata_serial();

//-----

} }