



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

Francisco Eudes Oliveira Barrozo

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE
PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

Fortaleza

Agosto de 2010

Francisco Eudes Oliveira Barrozo

CONVERTOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

Dissertação submetida à Universidade Federal do Ceará como parte dos requisitos para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração:

Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas

Orientador: Prof. Dr. René Pastor
Torrico Bascopé

Coorientador: Prof. Dr. Ricardo Silva
Thé Pontes

Fortaleza

Agosto de 2010

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL EM CORRENTE PARA APLICAÇÃO EM VEÍCULOS ELÉTRICOS

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, na área de Eletrônica de Potência e Acionamento de Máquinas, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Ceará.

Francisco Eudes Oliveira Barrozo

Banca Examinadora:

Prof. René Pastor Torrico Bascopé, Dr.

Presidente

Prof. Edilson Mineiro Sá Junior, Dr.

Prof. Sérgio Daher, Dr.-Ing.

Prof. Francisco Kléber de Araújo Lima, Dr.

Fortaleza

Agosto de 2010

"A ciência não é apenas compatível com a espiritualidade; ela é uma profunda fonte de espiritualidade."

Carl Sagan

*A Deus,
Aos meus pais e
Às minhas tias,
Eu dedico esse trabalho.*

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, Raimundo Edmundo Barrozo e Marina Alves de Oliveira Barrozo, por tornarem toda a minha educação possível.

Agradeço às minhas duas tias Ana Maria e Nila pelo apoio fundamental em todas as etapas ao longo da minha vida e aos meus irmãos Esaú, Magali, Marinalva e Magnólia e à minha namorada Gardênia.

Agradeço especialmente ao professor René pelo empenho, seriedade e paciência ao longo do mestrado. E ao professor Ricardo Thé pela inspiração de professor e de engenheiro.

Agradeço a todos da turma do mestrado: Aloísio, Ana Lúcia, Brito, Dirceu, Eduardo, Eduardo Lenz, Livia, Rafael, Rodrigo, Toim, Samuel, Samuel Dias, Venício e Wilkley pela troca de conhecimentos e de amizade ao longo de todos os momentos desse trabalho e em especial aos amigos Daniel Lima e Hermínio pela ajuda imprescindível na montagem do projeto. Aos amigos que não mencionei por motivo de esquecimento vão aqui minhas sinceras desculpas.

Agradeço também a todos os funcionários do departamento de Engenharia Elétrica que contribuíram direto ou indiretamente para a conclusão desse trabalho especialmente os amigos Vasco e D. Socorro.

Ao LAMOTRIZ e ao GPEC por fornecerem o espaço físico, os equipamentos e componentes necessários ao projeto e às instituições FUNCAP e CAPES pelo incentivo da pesquisa e pelo apoio financeiro através das bolsas de estudo ao longo do mestrado.

Barrozo, F.E.O., “Conversor CC-CC Bidirecional em Corrente para Aplicação em Veículos Elétricos”- UFC, 2010, 96p

Este trabalho apresenta o estudo de um conversor CC-CC baseado em uma célula de comutação de três estados para aplicação em Veículos Elétricos (VEs). O conversor é projetado para funcionar em dois modos de operação: modo elevador (*boost*) e abaixador (*buck*). A topologia apresentada possibilita a bidirecionalidade de energia, havendo situações que esta é devolvida pela carga ao barramento formado por um grupo de baterias. Uma análise quantitativa e qualitativa do conversor é realizada; o conversor é projetado para uma potência de 10 kW, considerando uma carga linear. É realizada ainda uma modelagem e estudo de controle para o modo de operação *boost* a fim de se obter um barramento de tensão que acione um motor de tração do veículo elétrico. Para verificar o princípio de funcionamento do conversor foi implementado em laboratório, um protótipo de 1 kW.

Palavras chave: conversor bidirecional CC-CC, veículo elétrico, *boost*, *buck*.

Barrozo, F.E.O., “Bidirectional DC-DC Converter in Current for Application in Electrical Vehicle”- UFC, 2010, 96p

This work presents study of a DC-DC converter based on three states switching cell for application in Electric Vehicles (EVs). The converter is designed to operate in two modes: step up mode (boost) and step down mode (buck). The presented topology enables the bidirectionality of energy, with situations that is returned by the bus load formed by a group of batteries. A quantitative and qualitative analysis converter is done, the converter is designed for a output power of 10 kW, assuming a linear load. It is further performed a modeling and control study for the boost mode of operation in order to obtain a voltage bus to drive a traction motor of electric vehicle. To verify the working principle of the converter, was implemented in laboratory a prototype of 1kW.

Key works: dc-dc bidirectional converter, electric vehicles, boost, buck.

SUMÁRIO

SUMÁRIO.....	ix
LISTA DE FIGURAS	xiii
LISTA DE TABELAS	xv
LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS	xvi
LISTA DE SÍMBOLOS	xvii
INTRODUÇÃO.....	1
CAPÍTULO 1- CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS: UMA REVISÃO.....	3
1.1 Introdução	3
1.2 Conversores Bidirecionais Não Isolados.....	4
1.2.1 Topologia 1: Conversor Bidirecional Buck+Boost em Cascata	4
1.2.2 Topologia 2: Conversor CC-CC BUCK Multifásico.....	5
1.2.3 Topologia 3: Conversor Boost com Indutor Acoplado.....	7
1.2.4 Topologia 4: Conversor Bidirecional com Dois Módulos Capacitivos em Paralelo	8
1.2.5 Topologia 5 :Boost e Buck Bidirecional.....	10
1.3 Conversores Bidirecionais Isolados.....	11
1.3.1 Topologia 1: Conversor Bidirecional Ponte Completa Alimentado em Corrente	11
1.4 Sistemas de Acionamento para Veículos Elétricos	13
1.5 Técnicas de Equalização em Arranjo de Baterias	15
1.6 Tipos de Baterias para Veículos Elétricos (VEs)	16
1.6.1 Tipos de Bateria Disponíveis Atualmente.....	17
1.6.2 Questões Ambientais Envolvendo Baterias	18
1.7 Conclusão	19
CAPÍTULO 2- CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS-MODO BOOST.....	20
2.1 Introdução.....	20
2.2 Obtenção da Célula de Três Estados	20
2.3 O Conversor Proposto	22
2.4 Análise Qualitativa do Conversor no Modo <i>Boost</i>	23

2.4.1	<i>Descrição das Etapas de Operação</i>	24
2.4.2	<i>Principais Formas de Onda</i>	26
2.5	Análise Quantitativa	28
2.5.1	<i>Ganho Estático</i>	28
2.5.2	<i>Esforços de Tensão e Corrente no Indutor</i>	29
2.5.3	<i>Esforços de Tensão e Corrente no Autotransformador</i>	31
2.5.4	<i>Esforços de Tensão e Corrente nas Chaves S1 e S2</i>	32
2.5.5	<i>Esforços de Tensão e Corrente dos Diodos de S3 e S4</i>	33
2.5.6	<i>Esforços de Tensão e Corrente no Capacitor</i>	34
2.6	Conclusões.....	35
CAPITULO 3- CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS-MODO BUCK.....		36
3.1	Introdução	36
3.2	Análise Qualitativa do Conversor no Modo <i>Buck</i>	36
3.2.1	<i>Topologia do Conversor no Modo Buck</i>	36
3.2.2	<i>Descrição das Etapas de Operação</i>	37
3.2.3	<i>Principais Formas de Onda</i>	39
3.3	Análise Quantitativa	41
3.3.1	<i>Ganho Estático</i>	41
3.3.2	<i>Esforços de Tensão e Corrente no Indutor</i>	42
3.3.3	<i>Esforços de Tensão no Autotransformador</i>	44
3.3.4	<i>Esforços de Tensão e Corrente nas Chaves</i>	44
3.3.5	<i>Esforços de Tensão e Corrente nos Diodos S1 e S2</i>	45
3.4	Conclusões.....	47
CAPÍTULO 4- EXEMPLO DE PROJETO.....		48
4.1	Introdução	48
4.2	Projeto do Conversor no Modo <i>Boost</i>	48
4.2.1	<i>Dimensionamento do Indutor L</i>	50
4.2.2	<i>Dimensionamento do Autotransformador</i>	52
4.2.3	<i>Dimensionamento das Chaves S1 e S2</i>	54
4.2.4	<i>Dimensionamento dos D3 e D4</i>	55

4.2.5 Esforços de Corrente e Tensão no Capacitor.....	56
4.3 Projeto do Conversor no Modo <i>Buck</i>	57
4.3.1 Dimensionamento do Indutor <i>L</i>	59
4.3.2 Dimensionamento do Autotransformador	59
4.3.4 Dimensionamento das Chaves <i>S3</i> e <i>S4</i>	60
4.3.5 Dimensionamento dos Diodos <i>D1</i> e <i>D2</i>	61
4.3.6 Quadro Comparativo Entre os Valores Calculados Teoricamente e Simulados	62
4.4 Conclusões.....	62
CAPÍTULO 5- CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL	63
5.1 Introdução.....	63
5.2 Modelo Equivalente do Modo <i>Boost</i>	63
5.3 Estratégia de Controle	71
5.4 Projeto do Circuito de Controle no Modo <i>Boost</i>	72
5.4.1 Implementação da Malha de Corrente	73
5.4.2 Implementação da Malha de Tensão	77
5.5 Simulação no Modo <i>Boost</i>	82
5.6 Conclusão	84
CAPÍTULO 6- RESULTADOS EXPERIMENTAIS	85
6.1 Introdução.....	85
6.2 Protótipo do Conversor Proposto	85
6.2 Formas de Onda do Conversor no Modo <i>Boost</i>	86
6.3 Formas de Onda do Conversor no Modo <i>Buck</i>	89
6.4 Conclusão	92
CAPÍTULO 7- CONSIDERAÇÕES FINAIS E SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS.....	93
7.1 Considerações Finais	93
7.2 Sugestões para Trabalhos Futuros	94
REFERÊNCIAS	95

ANEXO A- PROTÓTIPO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL.....	97
ANEXO B- ESQUEMÁTICO DO PROTÓTIPO DO CONVERSOR.....	100

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1- Diagrama de blocos do sistema elétrico de um VE.	3
Figura 1.2- Conversor buck+boost em cascata.	4
Figura 1.3- Controle do conversor para os três modos de operação.	5
Figura 1.4- Conversor CC-CC <i>buck</i> multifásico.	6
Figura 1.5- Conversor boost com indutor acoplado.	7
Figura 1.6- Estágios de condução do conversor.	8
Figura 1.7- Conversor bidirecional com dois módulos capacitivos em paralelo.	9
Figura 1.8- Conversor bidirecional com dois estágios em paralelo.	9
Figura 1.9- Conversor <i>boost</i> CC bidirecional.	10
Figura 1.10- Conversor <i>buck</i> CC bidirecional.	11
Figura 1.11- Conversor ponte completa alimentada em corrente.	12
Figura 1.12- Circuito equivalente no modo abaixador.	12
Figura 1.13- Circuito equivalente no modo elevador.	13
Figura 1.14- <i>Choppers</i> (a) 2Q e (b) 4Q.	14
Figura 1.15- Conversor CC-CA.	14
Figura 1.16- Conversor assimétrico para o acionamento de um MRV.	15
Figura 1.17- Sistema de equalização de baterias.	16
Figura 2.1- a) Conversor Push-Pull alimentado em corrente; (b) Conversor Push-Pull com lado secundário referido ao lado primário; (c) Ligação de ambas as fontes de tensão ao mesmo potencial; (d) Célula B.	21
Figura 2.2- Estados de comutação da célula de 3 estados.	22
Figura 2.3- Topologias de conversores isolados formados a partir da célula B.	22
Figura 2.4- Conversor proposto.	23
Figura 2.5- Conversor proposto operando no modo <i>boost</i>	24
Figura 2.6- Etapas de operação do conversor no modo <i>boost</i>	26
Figura 2.7- Principais formas de onda do conversor no modo <i>boost</i>	27
Figura 2.8- Gráfico do ganho estático em função da razão cíclica.	29
Figura 2.9- Gráfico do ganho estático em função da razão cíclica parametrizado.	30
Figura 3.1- Conversor bidirecional operando no modo <i>buck</i>	37
Figura 3.2- Etapas de operação no modo <i>buck</i>	39
Figura 3.3- Principais formas de onda do conversor no modo <i>buck</i>	40
Figura 3.4- Ondulação de corrente parametrizada no indutor.	42
Figura 5.1- Circuito equivalente do conversor bidirecional operando no modo <i>boost</i> . .	63
Figura 5.2- Sinais de chaveamento dos conversores bidirecional e equivalente.	64
Figura 5.3- Modelo equivalente no modo <i>boost</i>	65
Figura 5.4- Modelo de pequenos sinais do conversor <i>boost</i>	65
Figura 5.5- Circuito de simulação do conversor bidirecional no modo <i>boost</i> para recolher dados e traçar o diagrama de Bode de $G_{il}(s)$ e $Z_1(s)$	68
Figura 5.7- Comparativo das curvas teóricas e de simulação dos diagramas de Bode de $G_{il}(s)$ do circuito bidirecional e circuito equivalente- (a) Ganho; (b) Fase.	70
Figura 5.8- Comparativo das curvas teóricas e de simulação dos diagramas de Bode de $Z_1(s)$ do circuito bidirecional e circuito equivalente- (a) Ganho; (b) Fase.	71

Figura 5.9- Estratégia de controle adotada para o modo <i>boost</i> .	72
Figura 5.10 - Diagrama de blocos do controle por corrente média no modo <i>boost</i> .	73
Figura 5.11- Diagrama de Bode da função de transferência em laço aberto da malha de corrente sem o compensador- (a) Ganho; (b) Fase.	74
Figura 5.12- Compensador PI com filtro.	75
Figura 5.13- Diagrama de Bode da função de transferência do compensador PI com filtro- (a) Ganho; (b) Fase.	76
Figura 5.14- Diagrama de Bode do sistema compensado. (a) Ganho; (b) Fase.	77
Figura 5.15- Malha de tensão para um conversor CC-CC.	78
Figura 5.16- Diagrama simplificado de blocos da malha de tensão.	78
Figura 5.17- Diagrama de Bode de laço aberto da malha de tensão sem compensador- (a) Ganho; (b) Fase.	79
Figura 5.18- Compensador PI com filtro da malha de tensão.	80
Figura 5.19-Diagrama de Bode do compensador de tensão.- (a) Ganho; (b) Fase.	81
Figura 5.20- Diagrama de Bode do sistema compensado- (a) Ganho; (b) Fase.	82
Figura 5.21- (a)Degrau positivo de carga para o circuito equivalente; (b)Degrau positivo de carga para o conversor bidirecional.	83
Figura 5.22- (a) Degrau negativo de carga para o conversor equivalente; (b) Degrau negativo de 100% para o conversor bidirecional.	83
Figura 6.1- Protótipo do conversor proposto 1 kW.	86
Figura 6.2- Corrente e tensão no indutor no modo <i>boost</i> .	87
Figura 6.3- Tensão e corrente nas chave S1 do conversor no modo <i>boost</i> .	87
Figura 6.4- Tensão e corrente no diodo da chave S3 do conversor no modo <i>boost</i> .	88
Figura 6.5- Corrente e tensão nos enrolamentos do autotransformador no modo <i>boost</i> .	89
Figura 6.6- Curva de rendimento do conversor no modo <i>boost</i> .	89
Figura 6.7- Corrente e tensão sobre o indutor do conversor para o modo <i>buck</i> .	90
Figura 6.8- Tensão e corrente na chave S3 no modo <i>buck</i> .	91
Figura 6.9- Corrente e tensão no diodo da chave S1 e S4 no modo <i>buck</i> .	91

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1- Comparativo dos principais armazenadores de energia	18
Tabela 4.1- Núcleo de ferrite escolhido.....	51
Tabela 4.2- Características do mosfet escolhido	55
Tabela 4.3- Características do diodo intrínseco do mosfet escolhido	56
Tabela 4.4-Quadro de esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor no modo <i>boost</i>	62
Tabela 4.5 Quadro de esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor no modo <i>buck</i>	62
Tabela 5.1-Parâmetros equivalentes do conversor bidirecional no modo <i>boost</i>	64
Tabela 5.2 - Resultados de simulação para o gráfico da função $G_{i1}(s)$ do conversor bidirecional	69
Tabela 5.3-Resultados de simulação para o gráfico da função $G_{i1}(s)$ do conversor equivalente.....	69
Tabela 5.4- Resultados de simulação para o gráfico da função $Z_1(s)$ do conversor bidirecional	69
Tabela 5.5- Resultados de simulação para o gráfico da função $Z_1(s)$ do conversor equivalente.....	70

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

Amp-Op	Amplificador Operacional
AWG	<i>American Wire Gauge</i>
Ah	<i>Ámper hora</i>
CA	Corrente Alternada
CAPES	Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior
CC	Corrente Contínua
FT	Função de Transferência
FTLA	Função de Transferência de Laço Aberto
FTMA	Função de Transferência de Malha Aberta
FTMF	Função de Transferência de Malha Fechada
FUNCAP	Fundação Cearense de Apoio à Pesquisa
MRV	Motor de Relutância Variável
LAMOTRIZ	Laboratório de Eficiência Energética em Sistemas Motrizes Industriais
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
UFC	Universidade Federal do Ceará
UC	Ultra Capacitor
SAE	Sistema de Armazenamento de Energia
VE	Veículo Elétrico
TC	Tap Central
TR	Transformador
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronics Engineers</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$C1, C2$	Capacitores de filtro dos conversores
Ca	Capacitância de descarga
Cap_{Ah}	Capacidade das baterias
$D1, D2, D3, D4$	Diodos dos conversores estáticos
D_1, D_2	Razão cíclica dos modos de operação <i>boost</i> e <i>buck</i>
D_1', D_2'	Complemento da razão cíclica dos conversores
$F_1(s)$	Ganho do modulador PWM
f_s	Frequência de comutação dos conversores estáticos
$FTLA_{scv}(s)$	FTLA sem compensador de tensão
$FTLA_{sci}(s)$	FTLA sem compensador de corrente
$FTLA_{cci}(s)$	FTLA com compensador de corrente
$FTLA_{ccv}(s)$	FTLA com compensador de tensão
G_i	Ganho do sensor de corrente
H_1, H_2, H_3	Ganho dos compensadores em dB
$I1$ e $I2$	Corrente de entrada e saída do conversor <i>buck</i> em cascata
I_1	Corrente média no barramento V1
I_2	Corrente média no barramento V2
I_c	Corrente no capacitor de filtro
I_D	Corrente nos diodos das chaves do conversor bidirecional
I_s	Corrente nas chaves do conversor bidirecional
I_T	Corrente nos enrolamentos do transformador
$i_{L_1}(t)$	Corrente instantânea através do indutor do conversor <i>boost</i>

$\hat{i}_{L_1}(t)$	Variação CA de corrente através do indutor do conversor <i>boost</i>
$i_{L_2}(t)$	Corrente instantânea através do indutor do conversor <i>buck</i>
L_1, L_2	Indutância de filtro do conversor bidirecional (para os dois modos)
NP e NS	Enrolamento primário e secundário do indutor de acoplamento
P_1, P_2, P_3 e P_4	Pólos dos compensadores
P_o	Potência média de saída para os conversores estáticos
P_1	Potência de entrada do modo <i>boost</i> , potencia de saída modo <i>buck</i>
P_2	Potência de entrada do modo <i>boost</i> , potencia de saída modo <i>buck</i>
Rd	Resistência de descarga
Rc	Resistência da carga
T	Período de Comutação das chaves do conversor bidirecional
$U1$ e $U2$	Tensão de Entrada e Saída do conversor <i>buck</i> em cascata
$Ugs1$ e $Ugs2$	Sinais de controle das chaves do conversor <i>buck</i> em cascata
$V1$ e $V2$	Tensão nos barramentos dos conversores
VD	Tensão de amplitude do modulador PWM
Δi_{L_1}	Ondulação de corrente através do indutor <i>boost</i>
Δi_{L_2}	Ondulação de corrente através do indutor <i>buck</i>
η	Rendimento dos conversores

INTRODUÇÃO

Antes dos veículos a combustão interna prevalecerem no mercado a partir do começo do século XX, os primeiros veículos comerciais eram totalmente elétricos. Agora com a crescente evolução tecnológica e uma maior preocupação ambiental, há uma forte tendência que os veículos elétricos (VEs) voltem, ocupando uma fatia significativa do mercado de venda dos veículos comerciais. Por essa razão, um grande número de novas tecnologias tem sido apresentado em congressos científicos visando à melhoria do desempenho dos carros bem como a sustentabilidade ambiental. Um exemplo disso é o VPPC (*Vehicle Power and Propulsion Conference*), congresso promovido pela IEEE que em 2011 completa sua 7ª edição

O subsistema que forma a parte elétrica de um VE são os elementos armazenadores de energia como as baterias, os conversores de acionamento e o motor de tração elétrico. A eletrônica de potência que estuda os conversores de acionamento para aplicação automotiva é a motivação deste trabalho. Deseja-se um conversor que atenda ao estágio de elevação do nível de tensão das baterias para o fornecimento confiável de um barramento CC para acionamento de um motor elétrico.

Elevar a tensão do barramento das baterias implica na diminuição da corrente elétrica nos condutores dos equipamentos elétricos desse sistema. A potência usada para tracionar um veículo é relativamente elevada, portanto a construção de um conversor CC-CC deve prever o processamento dessa potência em um espaço físico reduzido e considerar as mínimas perdas para um bom rendimento do sistema elétrico como todo.

O conversor do presente estudo é baseado em uma célula comutação de três estados e prevê ainda a bidirecionalidade de corrente em relação ao barramento de tensão da entrada e da saída. O conversor deve elevar a tensão do barramento de entrada e proporcionar o fluxo de energia do motor banco de baterias quando este funcionar como gerador em um momento de desaceleração ou de frenagem.

A topologia adotada leva em conta a elevada corrente de entrada do conversor, potência processada e elevado rendimento, bem como a otimização do peso e volume do conversor, fatores importantíssimos na concepção de um veículo elétrico. O trabalho trata as análises de funcionamento e projeto do conversor, objetivando sua viabilidade para essa aplicação específica.

O trabalho foi dividido como segue:

No capítulo 1 uma abordagem a algumas topologias de conversores bidirecionais é realizada. Destacando seu funcionamento, descrição de componentes e análise técnica. As vantagens e desvantagens em relação às topologias já existentes e a aplicação em veículos elétricos são consideradas. As topologias presentes nessa revisão envolvem conversores CC-CC isolados e não-isolados.

No capítulo 2 uma breve noção sobre o uso das principais fontes de armazenamento de energia para veículos elétricos é abordada, destacando conceitos e noções sobre baterias automotivas. Uma análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto operando no modo *boost* é realizada, ressaltando os cálculos de esforços de tensão e corrente nos seus componentes.

No capítulo 3 uma análise qualitativa e quantitativa do conversor proposto operando no modo *buck* é realizada, ressaltando os cálculos de esforços de tensão e corrente nos seus componentes.

No capítulo 4 um exemplo de projeto é desenvolvido, baseado na potência necessária para suprir o estágio de acionamento e o motor usado como tração de um veículo elétrico. O cálculo dos componentes adequados ao conversor é feito, separando o estudo nos dois modos de operação do conversor.

No capítulo 5 é apresentado o modelo equivalente do conversor bidirecional no modo *boost*, além do controle da tensão de saída e da corrente no indutor do conversor bidirecional baseado nesse modelo equivalente. O controle visa à uma implementação em futuros trabalhos.

No capítulo 6 é mostrado um comparativo entre os resultados experimentais e os resultados simulados de um protótipo, cuja potência de 1 kW foi adotada com o intuito de verificar-se o princípio de funcionamento do conversor.

O capítulo 7 encerra o trabalho tecendo as conclusões finais e sugerindo trabalhos futuros relacionados ao desenvolvimento do conversor proposto.

CAPÍTULO 1

CONVERSORES CC-CC BIDIRECIONAIS: UMA REVISÃO

1.1 Introdução

A Figura 1.1- Diagrama de blocos do sistema elétrico de um VE. mostra o diagrama de blocos do sistema de acionamento representativo de um veículo elétrico (VE), tal sistema contempla um conjunto de baterias, um estágio elevador de tensão compreendido por um conversor CC-CC, um segundo estágio compreendido por um conversor de acionamento do motor elétrico (*driver*) e um motor elétrico responsável pela tração do veículo.

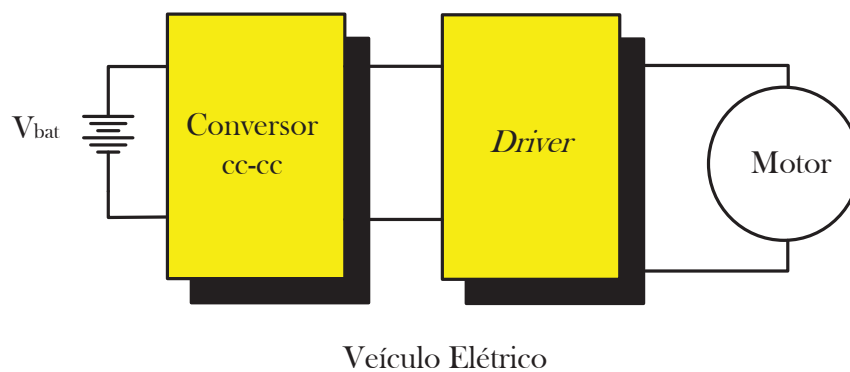


Figura 1.1- Diagrama de blocos do sistema elétrico de um VE.

Com o intuito de se obter referências em trabalhos realizados nessa área específica de conversores, uma revisão de algumas topologias de conversores CC-CC bidirecionais é apresentada. O interesse maior é a aplicação automotiva desses conversores. Nessa revisão tais conversores são divididos em isolados e não isolados, trazendo as descrições técnicas e o princípio de funcionamento de cada conversor. O ponto mais importante é a busca de parâmetros nessas topologias que atendam o uso de um conversor para acionamento de um motor elétrico para fins automotivos.

São apresentados os principais conversores usados no acionamento dos motores elétricos de tração (*drivers*) e a justificativa do uso de um conversor elevador para essa aplicação.

O capítulo ainda faz uma pequena abordagem dos principais tipos de baterias para aplicação em veículos elétricos e às desvantagens de se empregar um número elevado em um barramento de tensão CC.

1.2 Conversores Bidirecionais Não Isolados

A seguir são mostradas descrições, funcionamento e dados técnicos de topologias de conversores não isolados.

1.2.1 Topologia 1: Conversor Bidirecional Buck+Boost em Cascata

a) Descrição e Princípio de Funcionamento do Conversor

A primeira topologia analisada mostra um conversor *buck+boost* em cascata. Tal configuração oferece três modos de operação dependendo do controle de suas chaves: modo *buck-boost*, modo *buck* e modo *boost* [1]. O conversor é composto pelas chaves *S1*, *S2*, *S3* e *S4*, pelo indutor *L* e pelas capacitâncias *C1* e *C2* como mostrado na Figura 1.2.

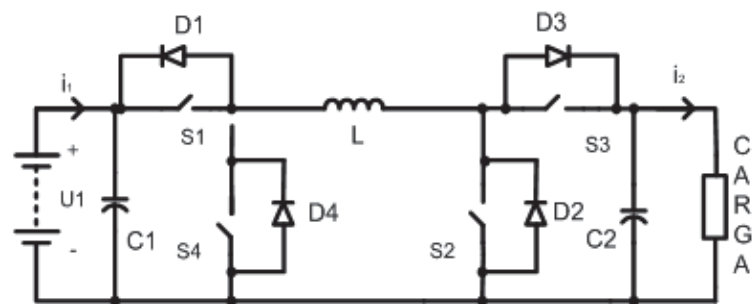


Figura 1.2- Conversor buck+boost em cascata.

A energia flui no sentido inverso, isto é, da carga para a bateria, quando as chaves *S3* e *S4* são fechadas simultaneamente. O conversor pode operar tanto com o controle de frequência fixa quanto no modo de condução crítica.

Os sinais U_{gs1} e U_{gs2} da Figura 1.3a acionam as chaves *S1* e *S2*. Quando o conversor opera no modo *buck-boost* as chaves *S1* e *S2* são controladas com o mesmo sinal PWM (*Pulse Width Modulation*). Nesse modo de controle, no momento em que U_{gs1} e U_{gs2} estão em nível alto, as chaves *S1* e *S2* são ligadas e o indutor recebe energia da entrada *U1*, enquanto o capacitor *C2* fornece energia para a carga. Em seguida os sinais U_{gs1} e U_{gs2} alcançam o nível baixo, as chaves *S1* e *S2* são bloqueadas e o indutor fornece energia a carga e ao capacitor *C2*.

No modo *buck*, onde a tensão de entrada é maior que a tensão de saída ($U1 > U2$) $S1$ é controlado pelo PWM mostrado na Figura 1.3b e as outras chaves permanecem abertas. Tal controle confere à topologia a caracterização de um conversor *buck*.

No modo *boost*, quando a tensão de entrada é menor que a tensão de saída ($U1 < U2$), $S1$ permanece conduzindo e $S3$ e $S4$ estão abertas, enquanto $S2$ é controlada pelo PWM mostrado na Figura 1.3c. Tal controle confere à topologia a caracterização de um conversor *boost*.

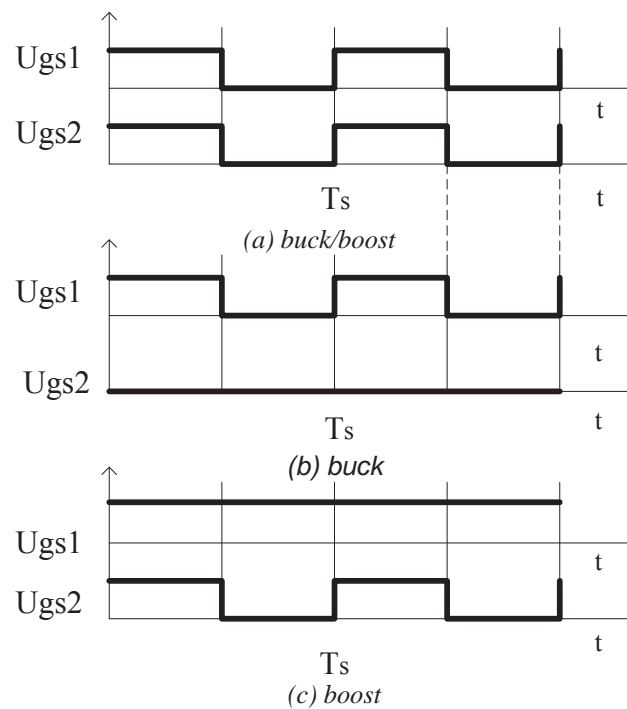


Figura 1.3- Controle do conversor para os três modos de operação.

b) Especificações Técnicas

O conversor proposto na revisão deste artigo foi testado com as seguintes especificações: tensão de entrada $U1=240$ a 360 V, potência média de saída $P_o=30$ kW, tensão de saída $U2=0$ a 1200 V, corrente de entrada $I1=0$ a 150 A e corrente de saída $I2=0$ a 500 A. Para o modo de controle de frequência fixa, a frequência de chaveamento foi de 20 kHz e para o modo de condução crítica foi de 20 a 50 kHz.

1.2.2 Topologia 2: Conversor CC-CC BUCK Multifásico

a) Descrição e Princípio de Funcionamento do Conversor

O conversor mostrado na Figura 1.4 usa a técnica de intercalar conversores para aumentar o rendimento e reduzir os filtros e o tempo de resposta do sistema [2], os autores do presente artigo revisado assumiram cada braço intercalado como fases. Para os testes foram construídos dois protótipos: o primeiro protótipo com 16 fases, e o segundo com 32 fases. Cada fase, ou braço, possui um conversor com duas chaves e um indutor L , em ambos os protótipos as fases são conectadas em paralelo e são intercaladas usando controle digital. Tomando como referência a tensão de entrada (a tensão da bateria $V1$), cada fase pode ser vista como um conversor *buck*, com a corrente fluindo da bateria para a tensão de saída $V2$. Por outro lado, se tomada como referência a tensão $V2$ como sendo a tensão de entrada, com a corrente fluindo da carga para a bateria, cada fase pode ser vista como um conversor *boost*.

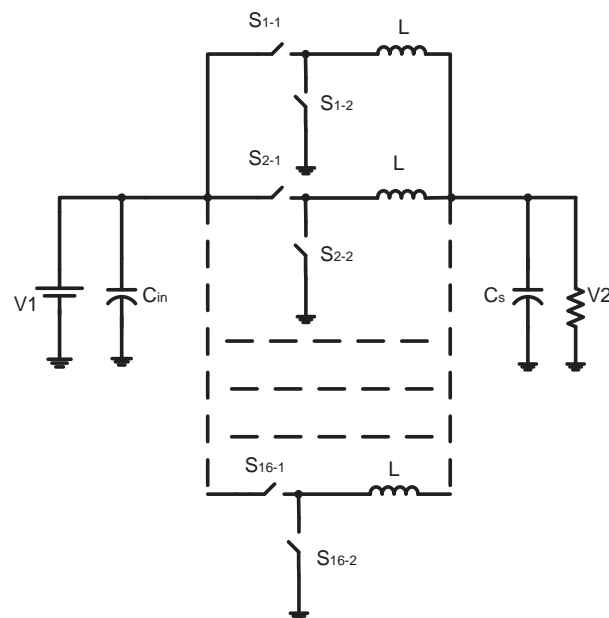


Figura 1.4- Conversor CC-CC *buck* multifásico.

b) Especificações Técnicas

Os protótipos da revisão deste artigo foram desenvolvidos para as seguintes condições: tensão da bateria 42 V, tensão de saída 14 V e potência de saída de 1 kW. A frequência de chaveamento é de 150 kHz para o conversor com 16 fases (protótipo I) e de 100 kHz para o conversor de 32 fases (protótipo II). O indutor usado para o protótipo I foi de 5,4 μH e para o protótipo II foi de 47 μH .

O rendimento a plena carga foi de 95,0% para o primeiro protótipo e de 93,5% para o segundo. A grande vantagem desse projeto, além do elevado rendimento, é o fato de

ser descartado o uso de dissipadores térmicos em sua construção devido ao esforço de corrente que cada braço deve suportar. Por outro lado, não foi possível o controle de corrente pelo número elevado de fases. E a utilização de um controle digital específico é considerada uma grande desvantagem.

1.2.3 Topologia 3: Conversor Boost com Indutor Acoplado

a) Descrição e Princípio de Funcionamento do Conversor

Essa arquitetura mostra um conversor baseado no *boost* com um indutor acoplado [3]. O conversor é composto pelas chaves $S1$ e $S2$; um indutor filtro L_p ; um indutor acoplado formado pelos enrolamentos N_p e N_s ; um filtro intermediário de descarga dado pelo capacitor C , um resistor de descarga R_d e capacitor C_d , um capacitor filtro C_o e o resistor de carga R_c , como visto na Figura 1.5. O uso do indutor acoplado garante que o conversor se comporta do ponto de vista da carga como um sistema de fase mínima. Isso significa que não há um zero no semi-plano direito, o qual poderia causar problemas de estabilidade.

Essa configuração possibilita a bidirecionalidade da energia devido à existência das chaves $S1$ e $S2$. A energia pode fluir desde a carga à entrada, dada pela bateria V_{in} , sem a necessidade de um controle, para tanto é suficiente que haja um acréscimo de tensão nominal na saída.

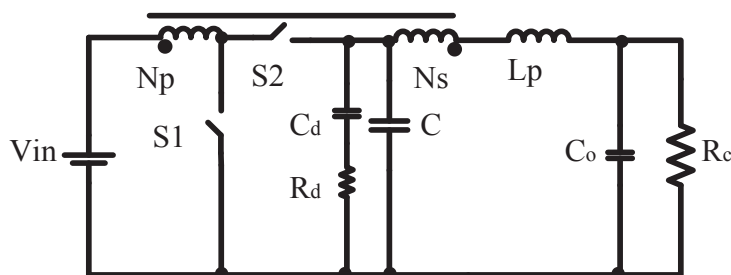


Figura 1.5- Conversor boost com indutor acoplado.

Os dois estágios de chaveamento são mostrados na Figura 1.6.

Durante o estado **ON**, a energia da indutância de magnetização do indutor acoplado é armazenada, a corrente proveniente da bateria V_{in} flui através do enrolamento primário N_p e é transferida para a carga pelo enrolamento N_s .

Durante o estado **OFF** a energia de desmagnetização é descarregada através do ramo da capacitância C_d e a corrente no indutor L_p continua fornecendo energia à carga.

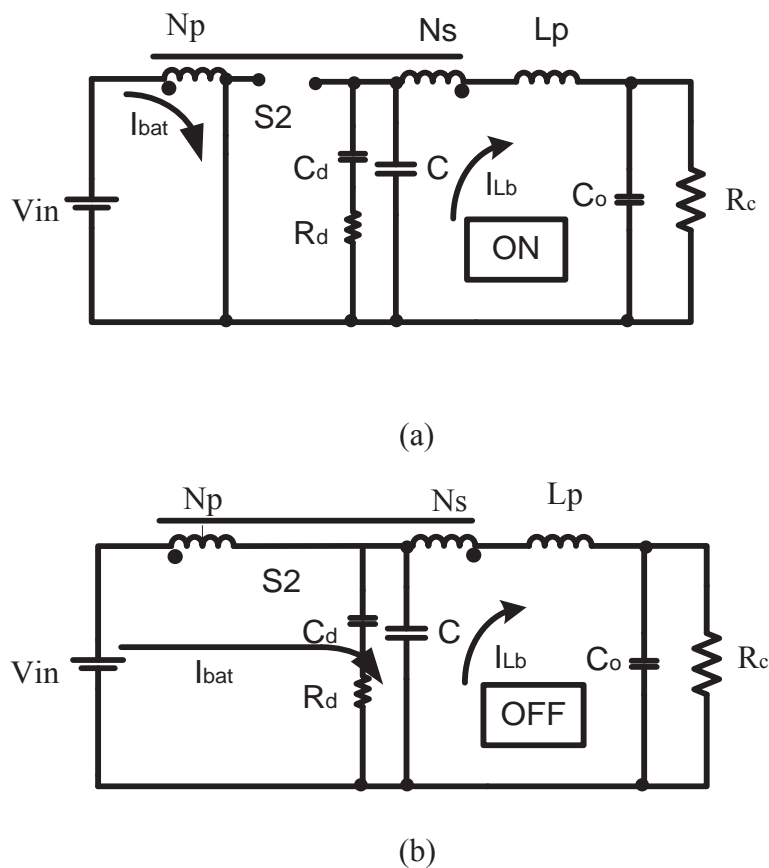


Figura 1.6- Estágios de condução do conversor.

b) Especificações Técnicas

O conversor possui uma faixa de tensão de entrada de 82 a 100 V, tensão de saída de 120 V com tolerância de mais ou menos 0,5%, frequência de chaveamento de 100 kHz, potência de saída de 1 kW e rendimento de aproximadamente 95%.

1.2.4 Topologia 4: Conversor Bidirecional com Dois Módulos Capacitivos em Paralelo

a) Descrição e Princípio de Funcionamento do Conversor

Essa topologia analisada mostra a aplicação de dois ultras capacitores (UC) em um conversor CC-CC bidirecional cascadeado com um inversor para acionamento de um motor [4]. Com isso, formando o sistema de armazenamento de energia (SAE), como mostra a Figura 1.7.

A restrição do uso de uma bateria em relação ao módulo de capacitores é que a bateria não é capaz de suprir uma quantidade de potência em um intervalo pequeno de tempo, enquanto que com o módulo de capacitores isso é possível. O conversor possui duas chaves $S1$ e $S2$, os diodos $D1$ e $D2$, um indutor L , capacitor C , os módulos de

ultras capacitores UC1 e UC2 e a bateria representada por V_{bat} . O conversor pode funcionar de dois modos: *boost* e *buck*. Durante o modo *boost*, $S1$ e $D2$ formam tal topologia e o módulo UC entrega energia ao barramento DC (bateria). Durante o modo *buck* a energia flui através da chave $S2$ enquanto esta permanece fechada. E o diodo $D2$ entra em roda livre quando $S2$ está aberta, carregando os módulos UC1 e UC2.

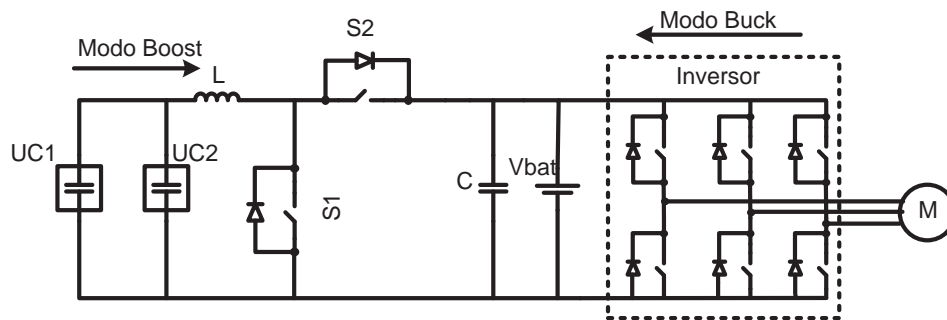


Figura 1.7- Conversor bidirecional com dois módulos capacitivos em paralelo.

Também foi desenvolvido, de modo semelhante à topologia mostrada na seção 1.2.2 uma topologia de conversores intercalados, como mostra a Figura 1.7.

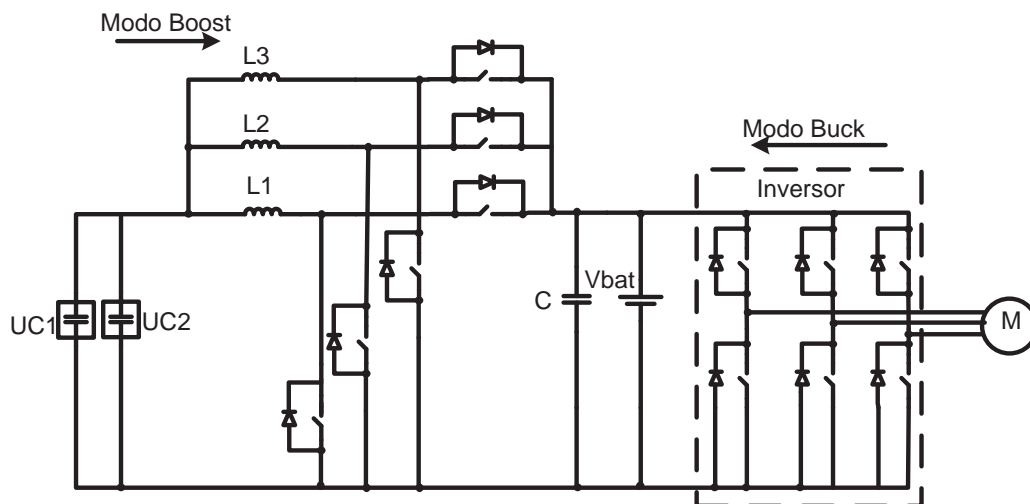


Figura 1.8- Conversor bidirecional com dois estágios em paralelo.

b) Especificações Técnicas

Foram usadas 10 células de 2,7 V em série totalizando 27 V. A tensão da bateria é de 48 V. Para a primeira topologia o rendimento foi de 91,22% e para a segunda

topologia foi de 92,06%. Foi concluído que para a segunda topologia a corrente de ondulação no indutor é menor.

1.2.5 Topologia 5 :Boost e Buck Bidirecional

a) Descrição e Princípio de Funcionamento do Conversor

Um método de controle para três protótipos de conversores bidirecionais é proposto em [5]. A seguir os conversores *boost* e *buck* operando de forma bidirecional são analisados. Ambos os conversores são compostos pelas chaves $S1$ e $S2$, pelo indutor L , pela fonte de tensão (bateria) e pelo capacitor C .

No conversor da Figura 1.9, o indutor L , o diodo $D1$ e a chave $S2$ constituem um conversor *boost*, com a corrente fluindo da bateria para a carga. A corrente flui também no sentido inverso com o acionamento da chave $S1$ e do diodo $D2$.

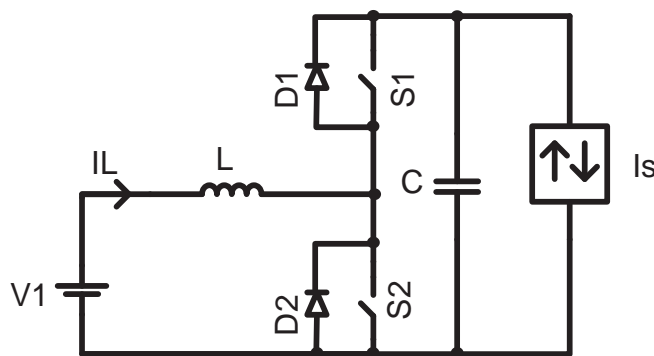


Figura 1.9- Conversor *boost* CC bidirecional.

Na Figura 1.10 a chave $S1$, o diodo $D2$ e o indutor L constituem um conversor *buck*, com a corrente fluindo da bateria para a carga. A corrente flui também no sentido contrário com o acionamento da chave $S2$ e do diodo $D1$.

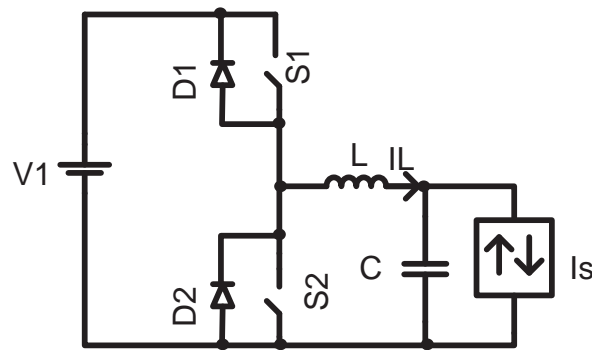


Figura 1.10- Conversor *buck* CC bidirecional.

b) Especificações Técnicas

Os modelos apresentavam tensão de saída de 80 V, tensão de entrada 40 V e máxima frequência de chaveamento de 56 kHz.

1.3 Conversores Bidirecionais Isolados

A seguir são mostradas descrições, funcionamento e dados técnicos de topologias de um conversor isolado.

1.3.1- Topologia 1: Conversor Bidirecional Ponte Completa Alimentado em Corrente

a) Descrição e Princípio de Funcionamento

Esse conversor analisado é composto por um conversor *buck*, levando-se em conta a disposição da tensão $V1$, a chave $S1$, o diodo $D2$ da chave $S2$ e o indutor L [6]. Este fica em cascata com um conversor ponte completa, composto pelas chaves $S3$, $S4$, $S5$ e $S6$, pelo transformador de alta frequência e pelas chaves $S7$, $S8$, $S9$ e $S10$.

A topologia apresentada é capaz de transferir energia tanto de $V1$ para $V2$ quanto no sentido inverso. A Figura 1.11 mostra a topologia usada no artigo.

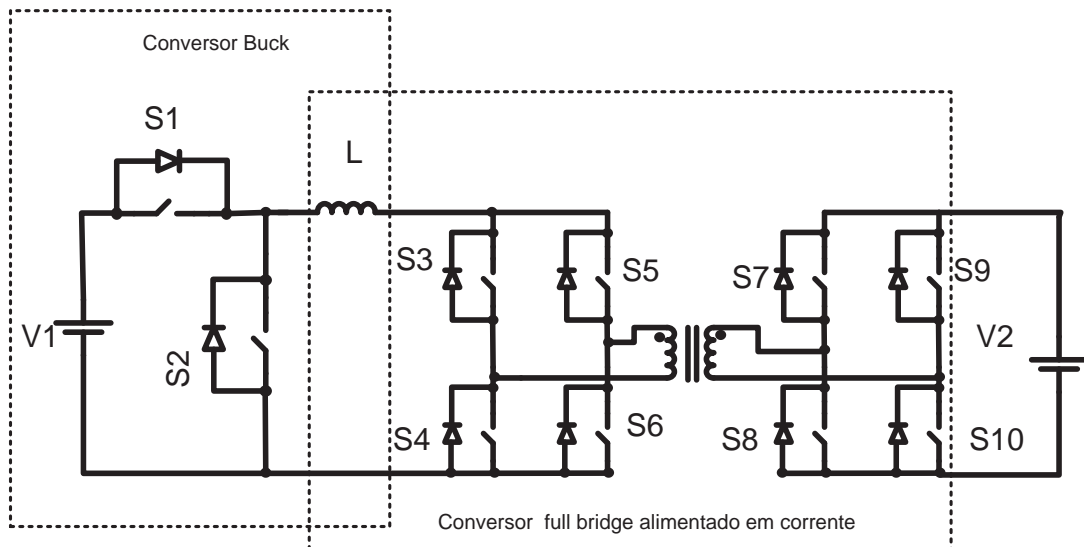


Figura 1.11- Conversor ponte completa alimentada em corrente.

O conversor pode operar em dois modos: elevador e abaixador.

A Figura 1.12 mostra o circuito equivalente do conversor operando no modo abaixador. Pode ser visto como um conversor *buck*, e um conversor CC-CC isolado também bidirecional.

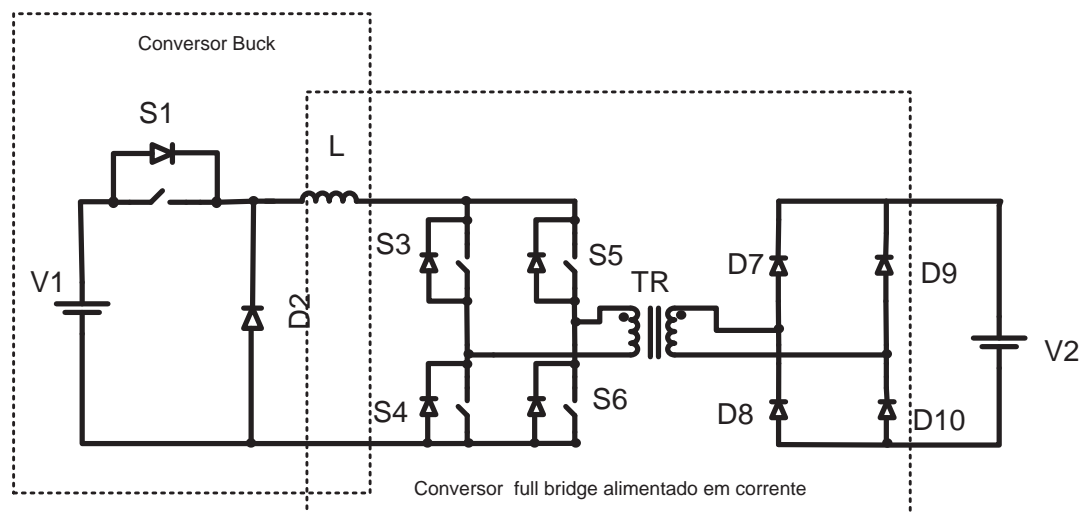


Figura 1.12- Circuito equivalente no modo abaixador.

A figura 1.12 mostra o circuito equivalente do conversor operando no modo elevador. Pode ser visto como um conversor CC-CC em série com um conversor *boost*.

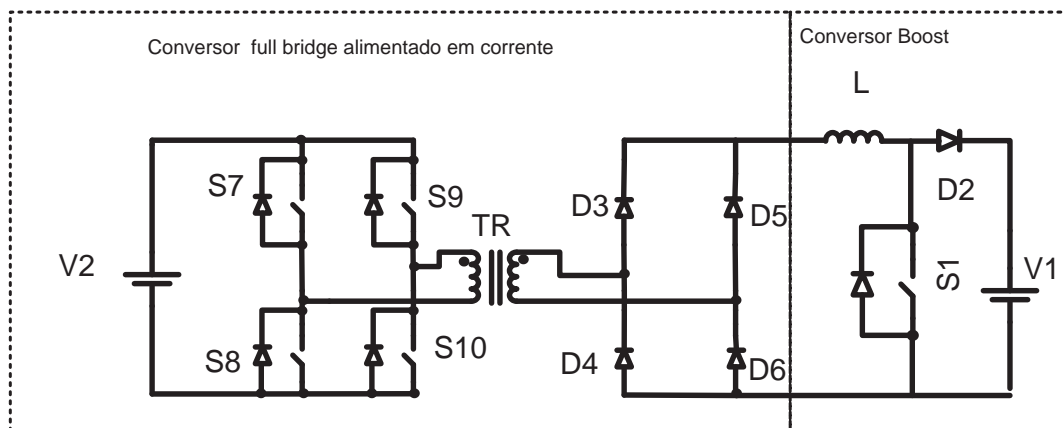


Figura 1.13- Circuito equivalente no modo elevador.

b) Especificações Técnicas

O conversor possui uma bateria $V1$ que varia de 10 a 16 V e $V2$ de 0 a 420 V; sua potência quando resfriada pode chegar a 1500 W e sem resfriamento alcança 400 W; a frequência das chaves é de 100 kHz para o *buck* e 50 kHz para a ponte controlada; e finalmente, rendimento em torno de 93%.

1.4 Sistemas de Acionamento para Veículos Elétricos

Nesta seção é realizado um breve estudo do estágio de acionamento dos diferentes tipos de motores elétricos usados nessa aplicação. Os sistemas de acionamento (*drivers*), de uma maneira geral, possibilitam a aceleração, o controle de tração e de velocidade e permitem ainda o fluxo inverso de energia.

Em aplicações de VE tracionados por motor CC, os conversores *chopper* que operam no segundo quadrante (2Q) são utilizados por possibilitarem a conversão da tensão CC de entrada em uma tensão CC variável durante o controle do motor, além disso, possibilitam a inversão de potência durante a frenagem regenerativa. *Choppers* que operam no quarto quadrante (4Q) são usados para o controle e reversão de velocidades em motores CC [7]. A Figura 1.14 mostra os dois *choppers* citados.

No *chopper* da Figura 1.14 (a), quando S1 conduz a tensão é aplicada à armadura do motor CC, por outro lado, quando S1 bloqueia a corrente de armadura decai, variando a velocidade do motor por meio da corrente de armadura. Na situação em que

S2 conduz, a corrente de armadura cresce e é devolvida a fonte por meio do diodo de S1 [8].

O *chopper* da Figura 1.14 (b) possibilita o controle da aceleração no sentido direto e inverso e regeneração também em dois sentidos.

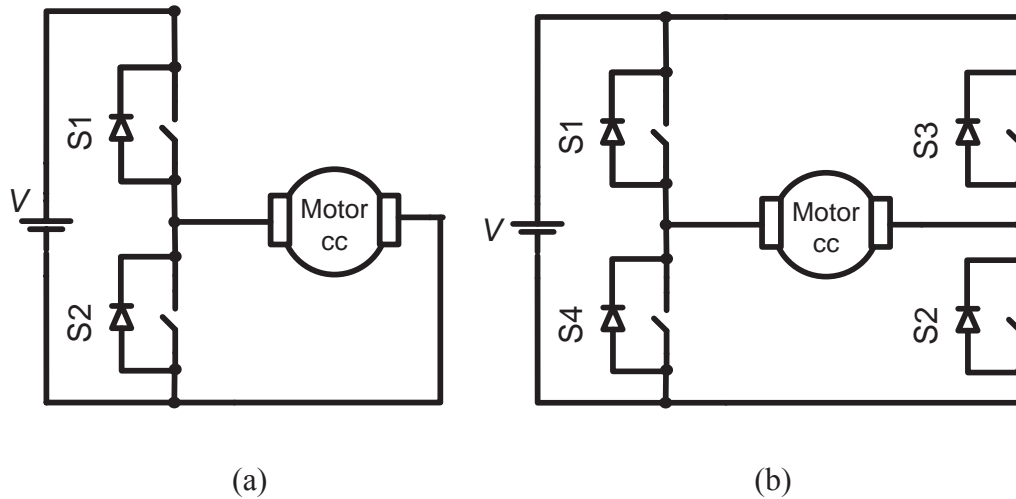


Figura 1.14- Choppers (a) 2Q e (b) 4Q.

Figura 1.15 é usado no acionamento de motores de indução por efetuarem o controle de velocidade através da variação de frequência e ainda de motores de ímã permanente.

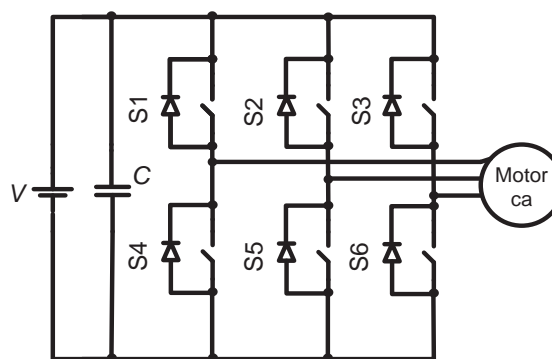


Figura 1.15- Conversor CC-CA.

A Figura 1.16 trata de um sistema de acionamento de um motor de relutância variável (MRV) de três fases. As chaves do *driver* são comandadas por um sensor de posição que indica o momento adequado de seu acionamento de acordo com a rotação e alinhamento dos pólos do motor. As indutâncias L1, L2 e L3 representam os enrolamentos das fases do motor e são alimentados por um barramento CC. Os

enrolamentos são energizados quando as chaves superiores e inferiores, correspondentes a cada fase, são acionadas quando as chaves se abrem e o fluxo de potência se inverte e alimenta o barramento CC.

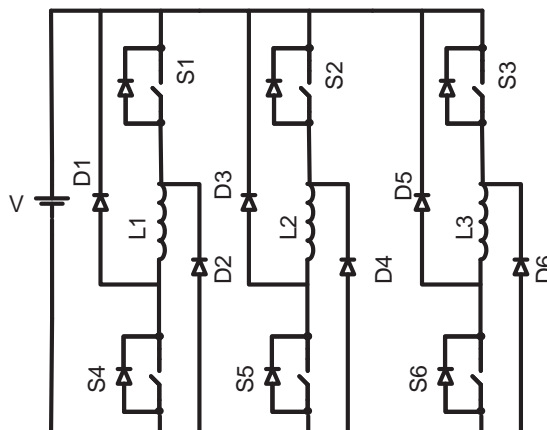


Figura 1.16- Conversor assimétrico para o acionamento de um MRV.

1.5 Técnicas de Equalização em Arranjo de Baterias

Além do tipo de bateria adequada ao projeto, autonomia e o nível de tensão são as principais preocupações no projeto do barramento de tensão de um veículo elétrico. Foi constatado que um número grande de baterias utilizadas em série e com as tensões não equalizadas diminui o ciclo de vida exponencialmente. [9]

A vida útil das baterias é um dos fatores que mais pesam na viabilidade econômica de um VE. Trabalhos realizados para a equalização das baterias tem se mostrado eficientes no aumento do número de ciclos e na diminuição dos danos causados por um grupo de baterias estocado [9]. A Figura 1.17 mostra um sistema que propõe um equalizador de baterias dividido em duas partes: um carregador do volume total das baterias conectadas em série e um sistema de equalização. Durante o carregamento do grupo, se houver uma sobrecarga em um dos módulos das baterias, detectado através de sensores de tensão, o carregador é desabilitado e o sistema de equalização é habilitado. Tal sistema usa um transformador de múltiplos enrolamentos e um capacitor de filtro.

Nesta dissertação, sugere-se a escolha do barramento em 96 V (8 baterias de 12 V de chumbo-ácido em série), baseando-se na dificuldade de equalizar-se a tensão em cada bateria para o não comprometimento de sua vida útil. Um número maior de

baterias poderia comprometer ainda mais o carregamento e a estocagem do grupo, dessa maneira justifica-se mais ainda o uso de um conversor elevador de tensão.

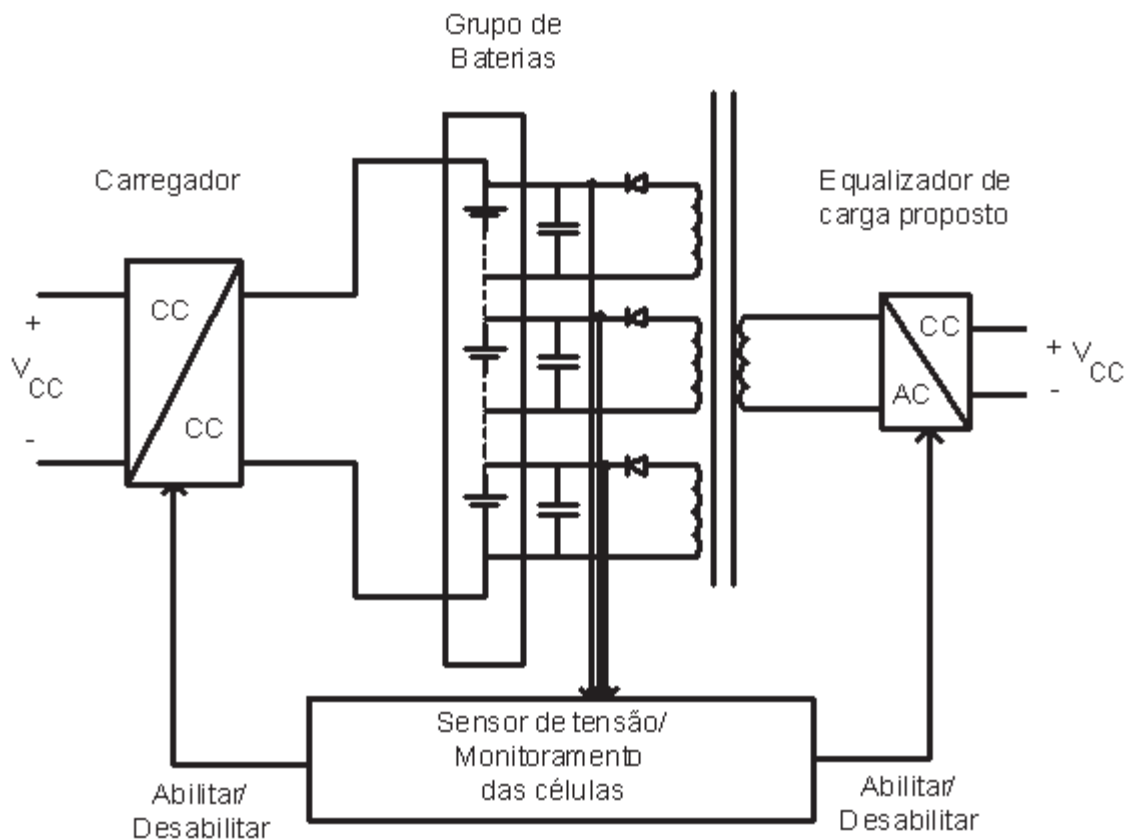


Figura 1.17- Sistema de equalização de baterias

1.6 Tipos de Baterias para Veículos Elétricos (VEs)

Informações básicas sobre baterias são importantes para avaliação de um projeto de construção de um veículo elétrico (VE). Parâmetros e algumas definições, bem como os tipos de bateria usados para essa aplicação são analisados. As baterias são responsáveis em média por um terço ou mais do peso de um veículo elétrico e por um quarto ou mais do custo do ciclo de vida [10]. Apesar de estudos realizados, ainda há muito a ser desenvolvido tecnologicamente para melhoria da energia armazenada nos veículos elétricos. O grande desafio é o aumento da vida útil, da capacidade de armazenamento de energia, diminuição do peso, tamanho e custo para se adequar aos veículos elétricos. Os tipos de baterias são descritos brevemente a seguir.

1.6.1 Tipos de Bateria Disponíveis Atualmente

- **Chumbo Ácido de Ciclo Profundo**

É o tipo que se adéqua a maioria das aplicações em VE, e a mesma se diferencia em relação à bateria de chumbo ácido comum, porque possui a vantagem de ter vários ciclos profundos, ou seja, pode descarregar várias vezes completamente e oferecer uma corrente constante, enquanto a outra não. Tem a capacidade de duração de 400 a 800 ciclos e a comum de até 300 ciclos. [10]

- **Níquel Cádmio**

As baterias de Níquel cádmio (Ni-Cd) são usadas na fabricação de veículos elétricos de alguns países do Japão e Europa; são mais caras que as de chumbo ácido devido o custo do cádmio, possuem densidade de energia maior e um ciclo de vida de 1000 cargas. Embora elas possam ser carregadas rapidamente, têm uma tendência a sobreaquecimento. Outros pontos negativos são o efeito memória e fato do cádmio ser altamente tóxico.

- **Níquel Metal Hidrado**

O (NiMH) destaca-se em relação ao uso do cádmio por possuir um material reciclável não tóxico, sendo viável ambientalmente; possui o dobro da autonomia e do ciclo das baterias de chumbo ácido; sua manutenção é fácil e o carregamento é de aproximadamente de 15 minutos, permitindo uma grande quantidade de cargas e recargas.

- **Lítio Íon**

Possui baixo efeito memória em relação à bateria de níquel-cádmio e energia específica de 100 Wh/kg, potência específica de 300 W/kg e uma vida útil de 1000 ciclos. As grandes desvantagens são o alto custo e a necessidade de um sistema de ventilação.

Outros tipos de bateria estão sendo desenvolvidas e até usadas para a aplicação em VE: lítio-polímero, ar de zinco, ar de alumínio, ultracapacitores.

A Tabela 1.1 mostra um comparativo das principais características de alguns dos armazenadores de energia citados nesta seção [11].

Tabela 1.1- Comparativo dos principais armazenadores de energia

Propriedades chaves de elementos de armazenamento de energia				
Tipo	Célula [V]	W/kg	\$/kWh	\$/kW
Chumbo ácido	2,2	600	200	8
Níquel	1,2	1200	750	30
Lítio íon	3,6	2000	1000	40
Ultra Capacitor	2,5	2000	4000	100

1.6.2 Questões Ambientais Envolvendo Baterias

Além do peso e volume ocupados pelos grupos de baterias presentes nos carros elétricos, um grande problema é o seu descarte, aumentando a discussão sobre a sustentabilidade dos VE. Apesar da diminuição da emissão de gás carbono por parte dos veículos híbridos, que funcionam com motor de combustão e com motor elétrico, e dos veículos totalmente elétricos, os impactos ambientais e sanitários causados pelo descarte das baterias podem comprometer o rótulo dos veículos elétricos de sistemas ecologicamente corretos. O modo como as baterias são recarregadas também pode influenciar na sustentabilidade dos veículos elétricos se estas não forem recarregadas por sistemas alternativos de energia. Uma solução seria a existência de centros dedicados ao armazenamento e ao carregamento de baterias.

O descarte de baterias no lixo comum pode acontecer por falta de conhecimento dos riscos que representam à saúde humana e ao ambiente, ou por carência de alternativa de descarte. Esses produtos contêm metais pesados, como mercúrio, chumbo, cádmio, níquel, entre outros, potencialmente perigosos à saúde. Esses metais, sendo bioacumulativos depositam-se no organismo, afetando suas funções orgânicas. No Brasil, até a década de 1990, não se cogitava sobre a questão da contaminação ambiental por pilhas e baterias usadas. No entanto, desde 1999, o país possui legislação específica que dispõe sobre as pilhas e baterias que contêm mercúrio, chumbo e cádmio (Resoluções Conama: nº 257, de 30/06/99; e nº 263, de 12/11/99). Mas essa medida legal, embora necessária e em vigor, mostra-se insuficiente para solucionar, na prática, o problema do descarte inadequado desses resíduos desde sua publicação, muita polêmica

está na generalização de que todas as pilhas e baterias usadas devem ser classificadas como resíduos perigosos [12].

1.7 Conclusão

Os artigos que fizeram parte da revisão bibliográfica dos conversores bidirecionais apresentam topologias que permitem o fluxo bidirecional de energia, com alternativas visando sempre um maior rendimento do conversor proposto, estabilidade do sistema e soluções de controle do conversor.

A aplicação automotiva dos conversores revisados foi enfatizada, levando-se em conta sempre o rendimento e a potência dos protótipos. Apesar da maioria dos protótipos dos conversores citados não oferecerem uma potência suficiente para tracionar os motores dos VE, alguns dos conversores citados poderiam ser viáveis ao trabalho de dissertação. A topologia escolhida, baseada na célula de comutação de três estados, também se revela uma solução simples de implementação como se verá a seguir.

Outro ponto importante foi a conclusão de que um número elevado de baterias, além de comprometer o peso e volume de um VE, dificulta a equalização de tensão do grupo, justificando assim o estágio de elevação através de um conversor elevador de tensão.

CAPÍTULO 2

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS- MODO *BOOST*

2.1 Introdução

Nesse capítulo é estudada a concepção do conversor bidirecional proposto nesse trabalho a partir de uma célula de comutação de três estados [13-14]. Uma análise quantitativa e qualitativa do conversor proposto é apresentada para um dos seus modos de funcionamento, destacando as etapas de operação, as principais formas de onda, o ganho estático, os esforços de tensão e corrente no indutor, autotransformador, chaves e capacitor filtro.

Devido a bidirecionalidade do conversor, as análises são feitas separando o conversor em dois modos de operação: modo *boost* e modo *buck*. Nesse capítulo concentram-se os estudos do conversor no modo *boost* e o capítulo seguinte é feito o estudo no modo *buck*.

2.2 Obtenção da Célula de Três Estados

A partir de um conversor é possível obter uma célula de comutação a fim de gerar novas topologias de conversores isolados. Uma célula é obtida quando a fonte de tensão e a carga do conversor são retiradas, gerando uma combinação de elementos indutivos, capacitivos e chaves, permanecendo conectados da mesma forma como se encontravam anteriormente. Os conversores isolados *Push-Pull* alimentado em tensão, *Push-Pull* alimentado em corrente, conversor de *Weinberg*, conversor de *Weinberg* modificado e o conversor *Flyback* são as topologias para obter as células de comutação A, B, C, D e E. A seguir, é mostrada a obtenção da célula B a partir do conversor *Push-Pull* alimentado em corrente:

- O circuito do conversor *Push-Pull* clássico alimentado é mostrado na Fig.2.1a. O circuito é formado por um indutor L na entrada, duas chaves S1 e S2 no lado primário, dois diodos D1 e D2 no lado secundário e um transformador TR;

- O lado secundário do conversor é referido ao primário, como mostra a Fig.2.1b;
- O terminal negativo da fonte de saída, que estava conectado ao tap central (TC) do transformador, é conectado ao terminal negativo da fonte de entrada para operar como um conversor clássico não isolado, mostrado na Fig.2.1c;
- A célula B é obtida na Fig.2.1d com a eliminação da fonte de tensão de entrada V_e e fonte de saída V_s , resultando em um elemento de três terminais a-b-c.

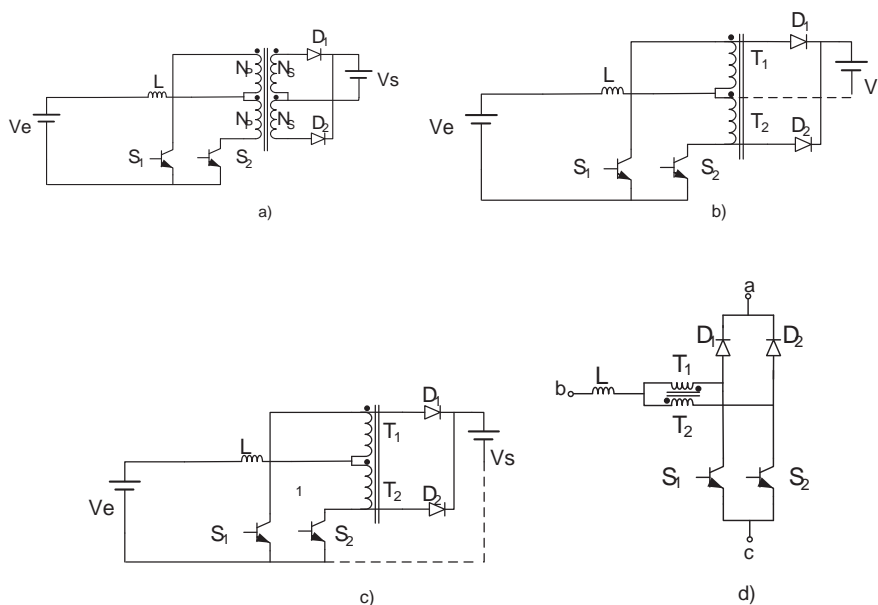


Figura 2.1- a) Conversor Push-Pull alimentado em corrente; (b) Conversor Push-Pull com lado secundário referido ao lado primário; (c) Ligação de ambas as fontes de tensão ao mesmo potencial; (d) Célula B

A célula B gerada possui três estados de comutação, definidos pelas chaves passivas (diodos $D1$ e $D2$) e ativas ($S1$ e $S2$). As chaves possuem dois estados, ligadas ON e desligadas OFF, considerando que $S1-D1$ e $S2-D2$ funcionam de maneira complementar para que não haja um curto-circuito na topologia. Os três estados são mostrados na Figura 2.2. No estado 1, as duas chaves ativas estão ligadas e as duas passivas desligadas; no estado 2 há duas possibilidades de combinação, sendo que uma chave ativa está ligada e uma passiva desligada; o estado 3 é o oposto de 1, as chaves ativas estão desligadas e as passivas estão ligadas.

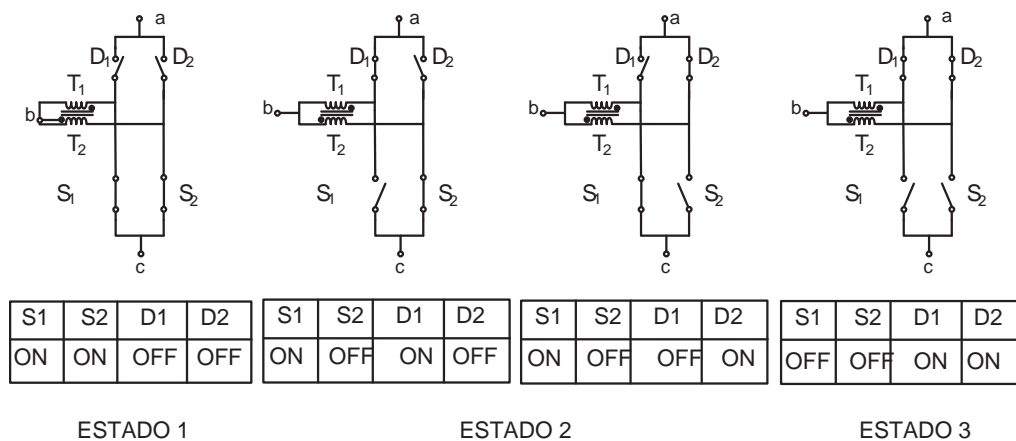


Figura 2.2- Estados de comutação da célula de 3 estados.

Para o processamento de potências mais elevadas, redução de peso e volume uma nova família de conversores CC-CC não isolados pode ser gerada a partir de células de comutação, substituindo a célula de cada conversor isolado básico pela célula B, três novos conversores são mostrados na Figura 2.3.

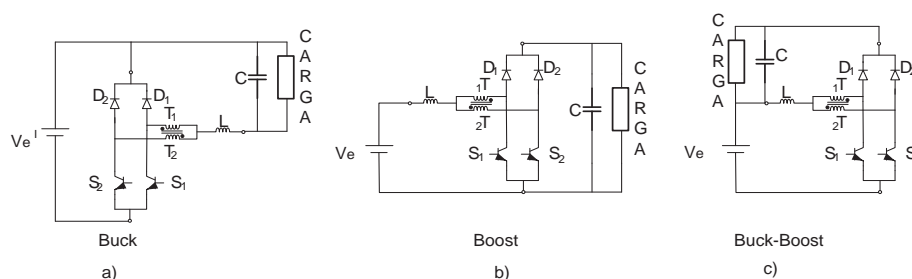


Figura 2.3- Topologias de conversores isolados formados a partir da célula B.

2.3 O Conversor Proposto

O conversor proposto neste trabalho visa elevar a tensão cedida pelas baterias para um nível de tensão CC apropriado. Tal conversão fornece um barramento de tensão que será usado para um conversor no acionamento de um motor de relutância variável (MRV), tração do veículo elétrico. A topologia adotada leva em conta a elevada corrente de entrada do conversor, potência processada e elevado rendimento, bem como a otimização do peso e volume do conversor, fatores importantíssimos na concepção de um veículo elétrico. A viabilidade desse conversor para essa aplicação específica já foi comprovada em [15].

Há a necessidade de previsão da situação em que a carga fornece energia para a bateria no momento de frenagem regenerativa. Tomando o conversor *boost* formado a partir da célula B, é possível a construção de uma nova topologia. A troca das chaves passivas por chaves ativas gera a topologia de um conversor bidirecional CC-CC, visto na Figura 2.4.

Nessa seção o conversor proposto é estudado a fundo, considerando o modo de condução contínua. Este é alimentado pela tensão $V1$ formada por um grupo de baterias de 96 V, possui 4 chaves $S1, S2, S3$ e $S4$, um indutor de filtro L , um autotransformador Tr e um capacitor de filtro C .

O conversor proposto mostrado na Fig. 2.4, pode operar no modo *boost* e no modo *buck* como já foi indicado anteriormente.

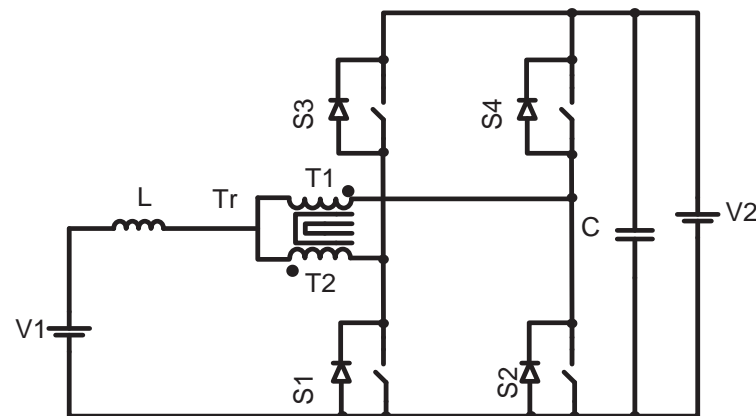


Figura 2.4- Conversor proposto

2.4 Análise Qualitativa do Conversor no Modo *Boost*

A partir desta seção é apresentado o estudo do conversor proposto no modo *boost* (Figura 2.5). A análise qualitativa consiste da descrição das etapas de operação e principais formas de onda de tensão e corrente nos componentes. [13-14]

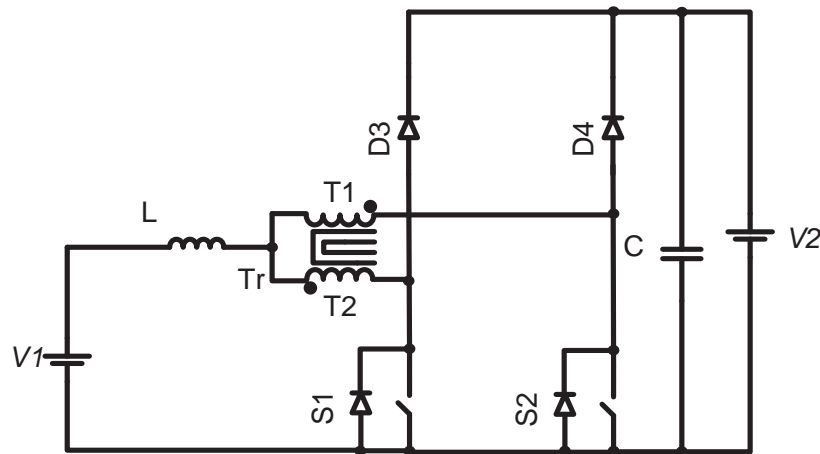


Figura 2.5- Conversor proposto operando no modo *boost*.

2.4.1 Descrição das Etapas de Operação

As etapas de operação do conversor são divididas de acordo com os sinais de controle das chaves $S1$ e $S2$, considerando a razão cíclica dos sinais maior que 0,5.

No modo *boost* são controladas as chaves $S1$ e $S2$. As chaves $S3$ e $S4$ funcionam passivamente, ou seja, seus diodos intrínsecos atuam quando polarizados diretamente. São mostradas na Figura 2.6 quatro etapas de operação dividindo-se o período de acordo com a combinação da posição das chaves citadas.

Primeira Etapa ($t_0 \leq t < t_1$)

No instante $t = t_0$ a chave $S1$ entra em condução. Com isso o diodo intrínseco da chave $S3$ é bloqueado. A chave $S2$ permanece conduzindo e o diodo intrínseco da chave $S4$ permanece bloqueado. Nessa situação a fonte de tensão $V1$ fornece energia ao indutor L através do autotransformador e as chaves $S1$ e $S2$. A corrente de entrada do indutor I_{L1} é dividida igualmente em I_{T1} e I_{T2} , percorrendo os enrolamentos do autotransformador Tr e passando pelas chaves $S1$ e $S2$, correntes I_{S1} e I_{S2} respectivamente. Como $T1$ e $T2$ têm o mesmo número de espiras, a tensão induzida no autotransformador é zero. A corrente de entrada cresce linearmente armazenando energia no indutor L . Nessa etapa a fonte de tensão não cede energia para a saída, quem fornece energia a carga é o capacitor filtro C . A expressão da corrente através do indutor é dada por:

$$L \cdot \frac{dI_L}{dt} - V_1 = 0 \quad (2.1)$$

Segunda Etapa ($t_1 \leq t < t_2$)

A chave S2 é bloqueada e o diodo da chave S4 é polarizado diretamente. Nessa etapa a carga recebe energia da fonte e do indutor. O indutor L inverte sua polaridade a fim de manter sua corrente constante; ela flui através do autotransformador dividindo-se em seguida para a chave fechada S1, corrente I_{S1} , e para o diodo de S4 polarizado diretamente depois da abertura de S2, corrente I_{D4} . Com a condução desse diodo, a fonte de energia carrega o capacitor I_C e a carga I_2 . A expressão que descreve a corrente no indutor nessa etapa é dada por:

$$-L \cdot \frac{dI_L}{dt} - V_1 + \frac{V_2}{2} = 0 \quad (2.2)$$

Terceira Etapa ($t_2 \leq t < t_3$)

Nesta etapa ocorre a mesma situação da primeira; as duas chaves permanecem fechadas e a carga é alimentada pelo capacitor C , carregado no estágio anterior. A diferença é que S2 entra em condução enquanto S1 estava fechada desde a etapa anterior.

Quarta Etapa ($t_3 \leq t < t_4$)

A chave S1 recebe sinal de bloqueio e o diodo da chave S3 é polarizado diretamente. De maneira similar a segunda etapa ocorre a transferência de energia da fonte e do indutor L a carga e capacitor C .

No modo *boost* ocorre transferência de energia de $V1$ para $V2$ quando uma das chaves inferiores (S1 e S2) é aberta. Por outro lado, o armazenamento de energia no indutor L acontece quando as duas chaves S1 e S2 estão fechadas simultaneamente.

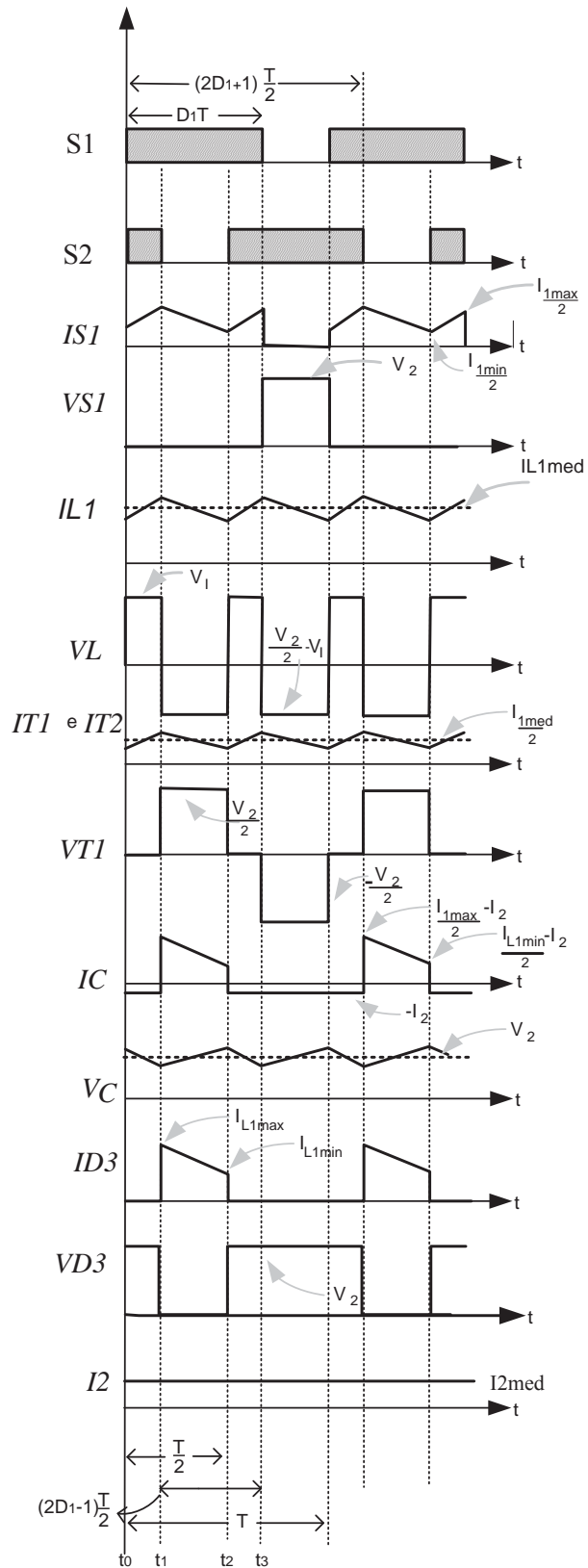


Figura 2.7- Principais formas de onda do conversor no modo *boost*.

2.5 Análise Quantitativa

A análise quantitativa no modo *boost*, detalha todo o equacionamento dos esforços de corrente e tensão nos componentes e o ganho estático do conversor.

2.5.1 Ganho Estático

A expressão (2.5) mostra os intervalos em função da razão cíclica.

$$\begin{cases} (t_1 - t_2) = (2D_1 - 1) \frac{T}{2} \\ (t_2 - t_1) = (1 - D_1)T \\ (t_3 - t_2) = (2D_1 - 1) \frac{T}{2} \\ (T - t_3) = (1 - D_1)T \end{cases} \quad (2.5)$$

A partir da variação do fluxo magnético no indutor L em dois intervalos de comutação destaca-se a expressão (2.6).

$$\Delta\Phi_{(t_1-t_0)} = \Delta\Phi_{(t_2-t_1)} \quad (2.6)$$

Substituindo os valores de tensão no indutor nos dois primeiros intervalos na expressão (2.6), obtém-se:

$$V_1(t_1 - t_0) = (V_2 - \frac{V_1}{2})(t_2 - t_1) \quad (2.7)$$

Expressando os intervalos de operação em função da razão cíclica D_1 , obtém-se:

$$V_1 D_1 T - V_1 \frac{T}{2} = (\frac{V_2}{2} - V_1)(T - D_1 T) \quad (2.8)$$

Desenvolvendo a expressão (2.8), obtém-se a relação da tensão de saída e tensão de entrada do conversor dada pela expressão (2.9). Esta expressão é conhecida por ganho estático.

$$G_{v1} = \frac{V_2}{V_1} = \frac{1}{1 - D_1} \quad (2.9)$$

Considerando a potência de saída igual à potência de entrada, o ganho de corrente é dado pela expressão (2.10).

$$G_{A1} = \frac{I_1}{I_2} = \frac{1}{1 - D_1} \quad (2.10)$$

Em função da razão cíclica com $D_1 > 0,5$ o gráfico do ganho estático do conversor é mostrado na Figura 2.8.

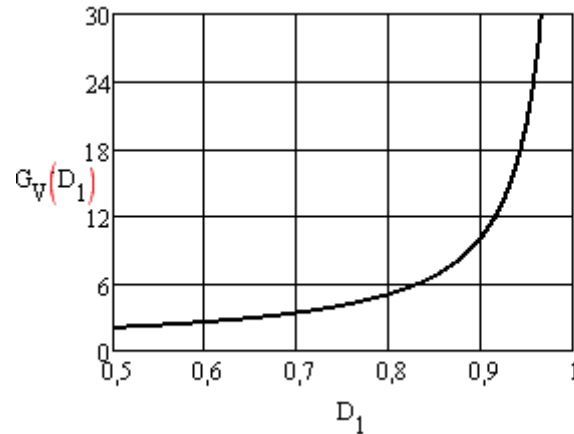


Figura 2.8- Gráfico do ganho estático em função da razão cíclica.

2.5.2 Esforços de Tensão e Corrente no Indutor

Nessa seção o cálculo da variação da corrente no indutor L , a indutância e os esforços de corrente e tensão são mostrados. Observando as curvas da corrente e tensão no indutor, a sua ondulação é calculada. A expressão da tensão no indutor é dada por (2.11).

$$L \cdot \frac{\Delta I_{L1}}{\Delta t} = V_L \quad (2.11)$$

Para o intervalo de $t_0 < t < t_1$, substituindo o valor da tensão nesse intervalo e expressando o valor do intervalo em função da razão cíclica, a expressão (2.12) é obtida.

$$\Delta I_{L1} = \frac{(2D_1 - 1)(1 - D_1)TV_2}{2L} \quad (2.12)$$

Parametrizado, obtém-se a expressão (2.12) obtém a expressão (2.13), com ela é possível traçar o gráfico variando D_1 de 0,5 a 1,0 e achar o ponto máximo em função da razão cíclica.

$$\beta = \frac{2L\Delta I_{L1}}{TV_2} = (2D_1 - 1)(1 - D_1) \quad (2.13)$$

Pode se observar na Figura 2.9 que o ponto máximo ocorre para $D_1 = 0,75$.

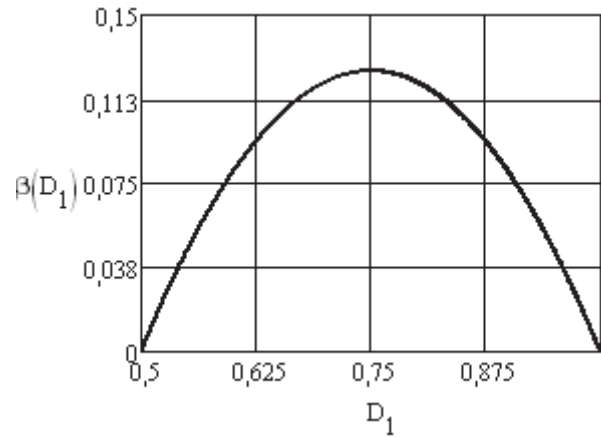


Figura 2.9- Gráfico do ganho estático em função da razão cíclica parametrizado.

Da expressão (2.12) destaca-se a expressão para indutância dada por (2.14).

$$L = \frac{(2D_1 - 1)(1 - D_1)TV_2}{2\Delta I_{L1}} \quad (2.14)$$

E em função da tensão no indutor V_1 a expressão (2.15) é obtida.

$$L = \frac{(2D_1 - 1)TV_1}{2\Delta I_{L1}} \quad (2.15)$$

Substituindo o valor de 0,75 do gráfico da Figura 2.9, obtém-se a menor indutância para a máxima variação de corrente na expressão (2.16). Normalmente nos projetos essa expressão determina a indutância L do conversor.

$$L = \frac{TV_2}{16\Delta I_{L1}} \quad (2.16)$$

Através da corrente instantânea no indutor mostrada na expressão (2.17) são calculadas a corrente eficaz e média.

$$i_{L1}(t) = \begin{cases} I_{L1\min} + \frac{V_1}{L}t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_{L1\max} - \frac{V_1(2D_1 - 1)}{2L(1 - D_1)}t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_{L1\min} + \frac{V_1}{L}t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_{L1\max} - \frac{V_1(2D_1 - 1)}{2L(1 - D_1)}t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.17)$$

Considerando a ondulação de corrente no indutor entre 10% e 15% da corrente de entrada, adota-se a corrente instantânea do indutor igual à corrente média do indutor.

$$i_{L1}(t) = I_{L1med} = I_1 \quad (2.18)$$

A corrente eficaz no indutor é definida pela expressão (2.19).

$$I_{L1ef} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{(2D_1-1)\frac{T}{2}} I_1^2 dt + \frac{2}{T} \int_0^{(1-D_1)T} I_1^2 dt} \quad (2.19)$$

Desenvolvendo a expressão (2.19), obtém-se:

$$I_{L1ef} = I_{L1med} = I_1 \quad (2.20)$$

A corrente de pico que circula através do indutor é dada em função da corrente de entrada I_1 e da ondulação da corrente no indutor, expressão (2.21).

$$I_{L1\max} = I_1 + \frac{\Delta I_{L1}}{2} \quad (2.21)$$

Usando as expressões (2.10) e (2.12) obtém-se a máxima corrente no indutor, dada por:

$$I_{L1\max} = I_{L1P} = I_1 + \frac{V_1 T (2D_1 - 1)}{4L} \quad (2.22)$$

2.5.3 Esforços de Tensão e Corrente no Autotransformador

A corrente instantânea através dos enrolamentos do autotransformador é dada por (2.23).

$$i_T(t) = \begin{cases} \frac{I_{L1\min}}{2} + \frac{V_1}{2L}t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_{L1\max}}{2} - \frac{V_1(2D_1 - 1)}{4L(1 - D_1)}t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_{L1\min}}{2} + \frac{V_1}{2L}t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_{L1\max}}{2} - \frac{V_1(2D_1 - 1)}{4L(1 - D_1)}t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.23)$$

A tensão máxima sobre o autotransformador é definida em (2.24).

$$V_{T1} = V_{T2} = \frac{V_2}{2} \quad (2.24)$$

A corrente eficaz no autotransformador é definida pela expressão (2.25).

$$I_{Tef} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{(2D_1-1)\frac{T}{2}} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt + \frac{2}{T} \int_0^{(1-D_1)T} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt} \quad (2.25)$$

Desenvolvendo a expressão (2.25) obtém-se:

$$I_{Tef} = \frac{I_1}{2} \quad (2.26)$$

Corrente máxima de pico que circula através dos enrolamentos do transformador é obtida pela expressão (2.27).

$$I_{Tp} = \frac{I_1}{2} + \frac{V_1 T (2D_1 - 1)}{8L} \quad (2.27)$$

2.5.4. Esforços de Tensão e Corrente nas Chaves S1 e S2

A equação (2.28) mostra a corrente instantânea através da chave S1.

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} \frac{I_{L1\min}}{2} + \frac{V_1}{2L}t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_{L1\max}}{2} - \frac{V_1(2D_1 - 1)}{4L(1 - D_1)}t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_{L1\min}}{2} + \frac{V_1}{2L}t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.28)$$

A tensão máxima sobre as chaves $S1$ e $S2$, sem considerar as sobretensões causadas por elementos parasitas, é dada por (2.29).

$$V_{S1} = V_{S2} = V_2 \quad (2.29)$$

A corrente média nas chaves é definida pela expressão (2.30).

$$I_{Smed} = \frac{2}{T} \int_0^{(2D_1-1)\frac{T}{2}} \frac{I_1}{2} dt + \frac{1}{T} \int_0^{(1-D_1)T} \frac{I_1}{2} dt \quad (2.30)$$

Desenvolvendo a expressão (2.30), obtém-se:

$$I_{Smed} = \frac{I_1 D_1}{2} \quad (2.31)$$

A corrente eficaz nas chaves é definida pela expressão (2.32).

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{(2D_1-1)\frac{T}{2}} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt + \frac{1}{T} \int_0^{(1-D_1)T} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt} \quad (2.32)$$

Desenvolvendo a expressão (2.32), obtém-se:

$$I_{Sef} = \frac{I_1}{2} \sqrt{D_1} \quad (2.33)$$

A corrente máxima de pico que circula através das chaves é dada pela expressão (2.34).

$$I_{pS} = \frac{I_1}{2} + \frac{V_1 T (2D_1 - 1)}{8L} \quad (2.34)$$

2.5.5 Esforços de Tensão e Corrente dos Diodos de $S3$ e $S4$

A corrente instantânea através do diodo de $S3$ é dada por (2.35).

$$i_{D3}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_{L1max}}{2} - \frac{V_1(2D_1 - 1)}{4L(1 - D_1)} t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.35)$$

A tensão máxima sobre os diodos das chaves $S3$ e $S4$ é dada por (2.36).

$$V_{D3} = V_{D4} = V_2 \quad (2.36)$$

A corrente média nos diodos é definida pela expressão (2.37).

$$I_{D3med} = \frac{1}{T} \int_0^{(1-D_1)T} \frac{I_1}{2} dt \quad (2.37)$$

Desenvolvendo a expressão (2.37), obtém-se:

$$I_{D3med} = \frac{I_1(1-D_1)}{2} \quad (2.38)$$

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (2.39).

$$I_{D3ef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{(1-D_1)T} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt} \quad (2.39)$$

Desenvolvendo a expressão (2.39), obtém-se:

$$I_{D3ef} = \frac{I_1 \sqrt{(1-D_1)}}{2} \quad (2.40)$$

A corrente máxima de pico que circula através dos diodos é dada pela expressão

$$I_{D3p} = \frac{I_1}{2} + \frac{V_1 T (2D_1 - 1)}{8L} \quad (2.41)$$

2.5.6 Esforços de Tensão e Corrente no Capacitor

Nessa seção o cálculo da variação da tensão no capacitor de filtro C e os esforços de corrente e tensão são mostrados. Observando as curvas da corrente e tensão no capacitor, a sua ondulação é calculada. A carga para este estudo é considerada linear, tal consideração é plausível levando-se em conta que a corrente do *driver* do motor fornece a este uma corrente constante.

A corrente instantânea do capacitor é dada pela expressão (2.42)

$$i_c(t) = \begin{cases} -I_2 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_{L1max}}{2} - \frac{V_1(2D_1-1)}{4L(1-D_1)}t - I_2 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ -I_2 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_{L1max}}{2} - \frac{V_1(2D_1-1)}{4L(1-D_1)}t - I_2 & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (2.42)$$

A variação de tensão no capacitor é dada pela expressão (2.43).

$$\Delta V = \frac{1}{C} \int_0^{(1-D_1)T} \left(\frac{I_1}{2} - I_2 \right) dt \quad (2.43)$$

Desenvolvendo a expressão (2.43), obtém-se:

$$\Delta V = \frac{1}{2} I_2 \frac{(I_1 - 2I_2)(1 - D_1)}{CF_s} \quad (2.44)$$

A capacitância de filtro é então calculada pela expressão (2.45)

$$C \geq \frac{1}{2} \frac{(I_1 - 2I_2)(1 - D_1)}{\Delta VF_s} \quad (2.45)$$

Tensão máxima sobre o capacitor C é dada por (2.46).

$$V_c = V_2 \quad (2.46)$$

A corrente eficaz no capacitor é definida pela expressão (2.47).

$$I_{cef} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{\frac{(2D_1-1)T}{2}} -I_2^2 dt + \frac{2}{T} \int_0^{(1-D_1)T} \left(\frac{I_1}{2} - I_2 \right)^2 dt} \quad (2.47)$$

Resolvendo a expressão (2.47) resulta na expressão (2.48).

$$I_{efC} = I_1 \sqrt{\left[\frac{I_2^2}{2(1-D)^2} + \frac{V_1^2 T^2 (2D-1)}{96L^2} \right] (2D-1)(1-D)} \quad (2.48)$$

A variação de corrente no capacitor é dada pela expressão (2.49).

$$\Delta I_C = \frac{I_1}{2} + \frac{V_1 T (2D-1)}{8L} \quad (2.49)$$

2.6 Conclusões

Foi proposto um conversor bidirecional em corrente para processar elevadas potências. O conversor é constituído a partir da célula de comutação de três estados cuja geração foi explicada passo a passo. Devido à característica de bidirecionalidade o conversor proposto pode operar no modo *boost* e no modo *buck*.

Se comparado ao *boost* clássico, o conversor bidirecional possui o número de componentes maior, entretanto a corrente que circula pelas chaves é cerca da metade, diminuindo assim as perdas por condução.

CAPITULO 3

CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL BASEADO NA CÉLULA DE COMUTAÇÃO DE TRÊS ESTADOS- MODO *BUCK*

3.1 Introdução

Este capítulo destaca o conversor proposto operando no modo *buck*. As mesmas análises do capítulo anterior são feitas para esse modo, tomando por base a preocupação de entendê-lo como um conversor independente, embora os dois modos *boost* e *buck* compreendam a topologia proposta de forma conjunta.

A partir do conversor proposto, as etapas de operação no modo *buck* são descritas. Os mesmos componentes são usados, agora para este modo, com destaque para as chaves *S3* e *S4* que são controladas proporcionando assim a bidirecionalidade de energia. Essa situação ocorrerá quando houver mudança no sentido da corrente do indutor, funcionando assim como um carregador de bateria.

Uma análise quantitativa e qualitativa desse modo é apresentada, destacando as etapas de operação, as principais formas de onda, o ganho estático, os esforços de tensão e corrente no indutor, autotransformador, chaves e capacitor de filtro.

3.2 Análise Qualitativa do Conversor no Modo *Buck*

A análise qualitativa consiste da apresentação da topologia no modo *buck*, a descrição das etapas de operação e o desenho das principais formas de onda de tensão e corrente dos componentes.

3.2.1 Topologia do Conversor no Modo *Buck*

Como a aplicação automotiva deste conversor é o foco deste trabalho, o máximo de energia deve ser racionada e aproveitada para uma maior eficiência de um veículo elétrico. Um controle inteligente poderia identificar o momento exato em que a tensão do barramento *V2* ultrapassar um certo valor da tensão nominal, desta maneira, permitindo a inversão do sentido da corrente através do indutor *L*. As chaves superiores *S3* e *S4* e os diodos *D1* e *D2* que são internos as chaves *S1* e *S2* caracterizam o conversor como um *buck*. O conversor operando no modo *buck* é mostrado na Figura 3.1.

A tensão de entrada do conversor em modo *buck* é a tensão de saída do modo *boost* V_2 (barramento CC); a entrada do conversor nesse modo é a tensão de entrada da topologia (tensão da bateria). Em resumo, os termos entrada e saída são mantidos como referência a bateria e ao barramento respectivamente.

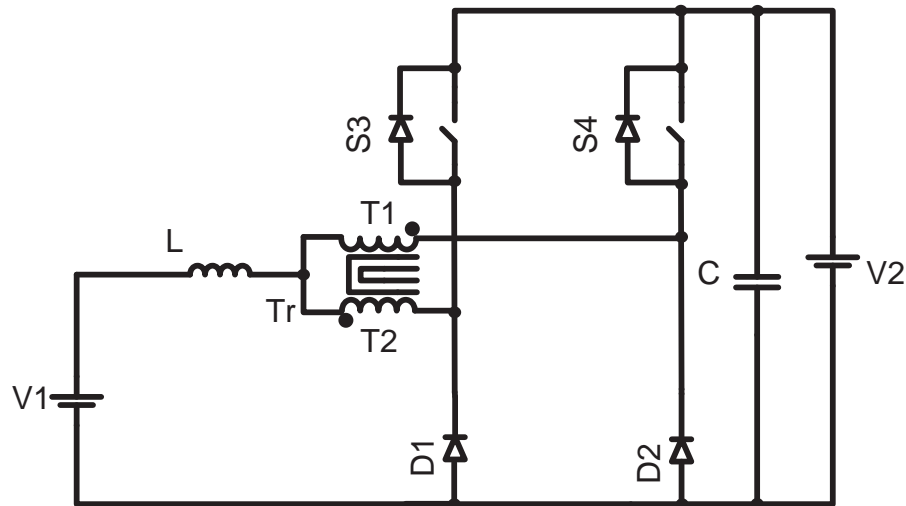


Figura 3.1- Conversor bidirecional operando no modo *buck*.

3.2.2 Descrição das Etapas de Operação

As etapas de operação do conversor no modo *buck*, mostradas topologicamente na Figura 3.2, são definidas de acordo com os sinais de controle mostrados na Figura 3.3. A análise é feita para razão cíclica menor que 0,5, ou seja, o complemento da razão cíclica do modo *boost*.

No modo *buck* o controle PWM do conversor é aplicado nas chaves S_3 e S_4 , enquanto as chaves S_1 e S_2 são consideradas desligadas.

Primeira Etapa ($t_0 \leq t < t_1$)

No instante $t_0 = 0$, a chave S_3 recebe sinal de comando e permanece em estado de condução, enquanto S_4 permanece em estado de bloqueio. A corrente I_2 , proveniente do barramento V_2 , se junta à corrente do capacitor I_c e flui através da chave S_3 , passando pelo enrolamento do autotransformador I_{T_2} , até chegar ao indutor carregando o grupo de baterias V_1 através de I_{L_2} .

O diodo da chave $S2$ é polarizado diretamente e recebe a corrente I_{D2} vinda da bateria, completando o circuito. A corrente I_{D2} **circula** pelo o outro enrolamento de Tr , somando-se a corrente I_{T2} para carregar o indutor linearmente com a corrente I_{L2} . A equação que descreve a malha fechada é dada por:

$$-L \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} - V_1 + \frac{V_2}{2} = 0 \quad (3.1)$$

Segunda Etapa ($t_1 \leq t < t_2$)

Nessa etapa a chave $S3$ é bloqueada, enquanto $S4$ permanece em bloqueio e o diodo da chave $S1$ entra em condução. A fonte de entrada ($V2$) é isolada da fonte de saída ($V1$) e somente fornece energia ao capacitor C . A corrente I_{L2} no indutor permanece no mesmo sentido e sua polaridade de tensão é invertida; agora o indutor é descarregado linearmente cedendo energia para a bateria. A corrente I_{L2} entra em roda livre pelos diodos das chaves $S1$ e $S2$ passando pelos enrolamentos do autotransformador, retornando para o indutor. A equação diferencial da corrente no indutor é dada por:

$$L \cdot \frac{dI_{L2}}{dt} - V_1 = 0 \quad (3.2)$$

Terceira Etapa ($t_2 \leq t < t_3$)

No instante t_2 a chave $S4$ entra em condução e permanece nesse estado em toda a etapa; a chave $S3$ permanece bloqueada e o diodo da chave $S2$ é polarizado reversamente. Agora a fonte $V2$ transfere sua energia à fonte $V1$ através da chave $S4$ e do enrolamento $T1$ do autotransformador. Esta etapa é similar à primeira etapa, portanto, a expressão que descreve a variação de corrente através do indutor é a mesma.

Quarta Etapa ($t_3 \leq t < t_4$)

No instante t_3 a chave $S4$ recebe sinal de bloqueio e permanece nesse estado durante esse intervalo, enquanto a chave $S3$ também se encontra bloqueada. O indutor L entrega sua energia a fonte $V1$ e colocando os diodos das chaves $S1$ e $S2$ em roda livre. Esta etapa é similar a segunda etapa de operação do conversor.

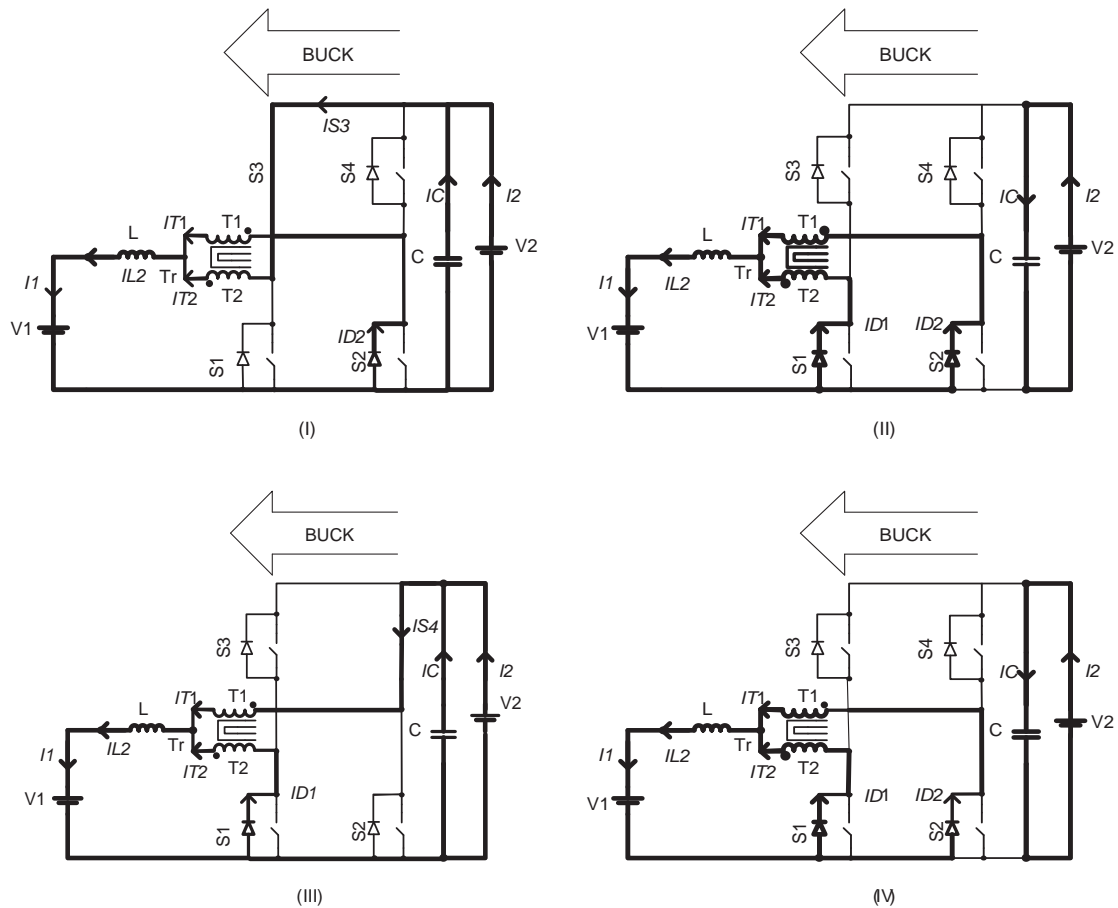


Figura 3.2- Etapas de operação no modo *buck*.

3.2.3 Principais Formas de Onda

As principais formas de onda teóricas são mostradas na Figura 3.3, analisando-as pode-se determinar o ganho estático e os esforços nos componentes do conversor.

Os intervalos em função da razão cíclica são mostrados na expressão (3.3).

$$\begin{cases} (t_1 - t_0) = D_2 T \\ (t_2 - t_1) = (1 - 2D_2) \frac{T}{2} \\ (t_3 - t_2) = D_2 T \\ (T - t_3) = (1 - 2D_2) \frac{T}{2} \end{cases} \quad (3.3)$$

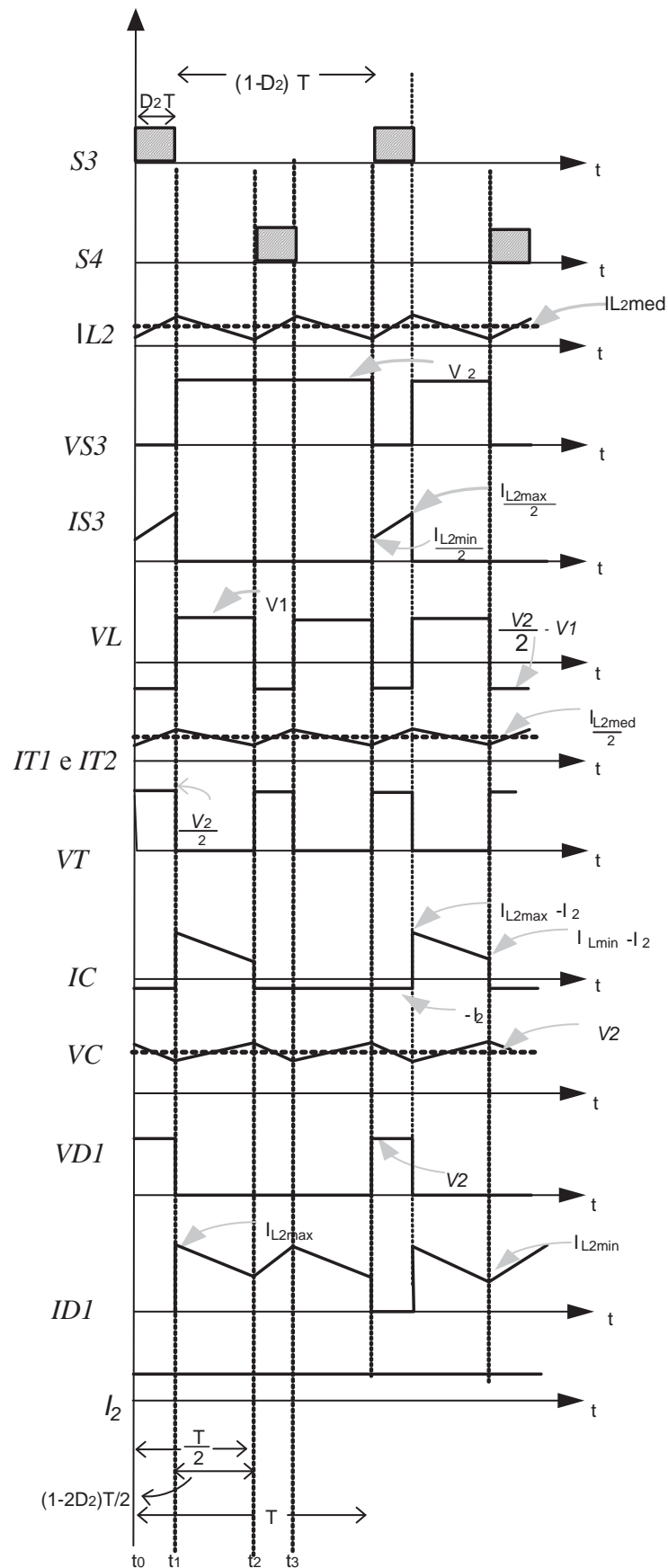


Figura 3.3- Principais formas de onda do conversor no modo *buck*.

3.3. Análise Quantitativa

A análise quantitativa detalha todo o equacionamento de parâmetros dos componentes do conversor para o modo *buck*, destacando o ganho estático e os esforços de tensão e corrente nos componentes.

3.3.1 Ganho Estático

A partir da variação do fluxo magnético no indutor L em um intervalo de comutação e utilizando as formas de onda, encontra-se o ganho estático do conversor, através da expressão (3.4).

$$\Delta\Phi_{(t_1-t_0)} = \Delta\Phi_{(t_2-t_1)} \quad (3.4)$$

Substituindo os valores de tensão no indutor nos dois primeiros intervalos na expressão (3.4), obtém-se a expressão (3.5).

$$\left(\frac{V_2}{2} - V_1\right)(t_1 - t_0) = V_1(t_2 - t_1) \quad (3.5)$$

Expressando os intervalos em função da razão cíclica D_2 obtém-se a expressão (3.6).

$$\left(\frac{V_2}{2} - V_1\right)D_2T = V_1(1 - 2D_2)\frac{T}{2} \quad (3.6)$$

Desenvolvendo a expressão(3.6), obtém-se a relação da tensão de saída e tensão de entrada do conversor dada pela expressão (3.7). Esta expressão é denominada de ganho estático.

$$G_{V_2} = \frac{V_1}{V_2} = D_2 \quad (3.7)$$

O ganho estático do conversor proposto neste modo é o mesmo do conversor *buck* clássico. Considerando a potência de entrada igual à potência de saída, obtém-se a expressão em função das correntes dada pela expressão (3.8).

$$G_{A_2} = \frac{I_2}{I_1} = D_2 \quad (3.8)$$

3.3.2 Esforços de Tensão e Corrente no Indutor

Nessa seção o cálculo da variação da corrente no indutor L , a indutância e os esforços de corrente e tensão são apresentados. Observando as formas de onda de corrente e tensão no indutor, a sua ondulação é calculada. A expressão da tensão no indutor é dada por (3.9).

$$L \cdot \frac{\Delta I_{L2}}{\Delta t} = V_L \quad (3.9)$$

Para o intervalo de $t_0 < t < t_1$, substituindo o valor da tensão nesse intervalo e expressando o valor do intervalo em função da razão cíclica, a expressão (3.10) é obtida.

$$\Delta I_{L2} = \frac{(1 - 2D_2)D_2 TV_2}{2L} \quad (3.10)$$

Parametrizando a expressão (3.10) obtém-se a expressão (3.11). Com esta expressão é possível traçar o gráfico variando D_2 de 0 a 0,5 e achar o ponto máximo em função da razão cíclica.

$$\beta = \frac{2L \Delta I_{L2}}{TV_2} = (1 - 2D_2)D_2 \quad (3.11)$$

Pode-se observar na Figura 3.4 que o ponto máximo ocorre para $D_2 = 0,25$.

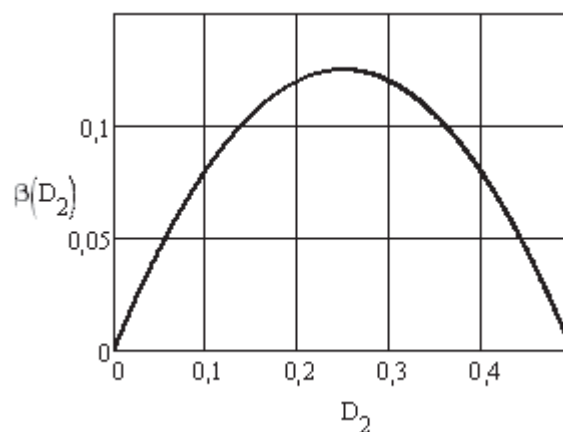


Figura 3.4- Ondulação de corrente parametrizada no indutor.

A partir da expressão (3.10), o cálculo da indutância é expresso em (3.12).

$$L = \frac{(1 - 2D_2)D_2TV_2}{2\Delta I_{L2}} \quad (3.12)$$

Substituindo o valor de 0,25, dado na Figura 3.4, que corresponde ao ponto máximo da curva, obtém-se a menor indutância que garante a máxima variação de corrente, como expressa (3.13).

$$L = \frac{TV_2}{16\Delta I_{L2}} \quad (3.13)$$

Através da corrente instantânea no indutor mostrada na expressão (3.14) são calculadas a corrente eficaz e média.

$$i_{L2}(t) = \begin{cases} I_{L2\min} + \frac{V_1(1 - 2D_2)}{2LD_2}t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ I_{L2\max} - \frac{V_1}{TL}t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ I_{L2\min} + \frac{V_1(1 - 2D_2)}{2LD_2}t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ I_{L2\max} - \frac{V_1}{TL}t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.14)$$

Considera-se também para esse modo que a corrente instantânea seja igual à corrente média devido à sua pequena ondulação, como expressa (3.15). No modo *buck* a corrente no indutor tem o sentido contrário ao da corrente no modo *boost*.

$$i_{L2}(t) = I_{Lmed} = I_1 \quad (3.15)$$

A corrente eficaz no indutor é definida pela expressão (3.16).

$$I_{L2ef} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{(1-2D_2)\frac{T}{2}} I_1^2 dt + \frac{2}{T} \int_0^{D_2T} I_1^2 dt} \quad (3.16)$$

Desenvolvendo a expressão (3.16) obtém-se:

$$I_{L2ef} = I_1 \quad (3.17)$$

A corrente de pico que circula através do indutor é dada em função da corrente I_1 e da ondulação da corrente no indutor, como expressa (3.18).

$$I_{L2p} = I_1 + \frac{\Delta I_{L2}}{2} \quad (3.18)$$

Usando a expressão (3.12) obtém-se:

$$I_{L2p} = I_1 + \frac{V_1 T (1 - 2D_2)}{4L} \quad (3.19)$$

3.3.3 Esforços de Tensão no Autotransformador

Corrente instantânea através dos enrolamentos do autotransformador é dada por (3.20).

$$i_T(t) = \begin{cases} \frac{I_{L2\min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_2)}{4LD}t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_{L2\max}}{2} - \frac{V_1}{2TL}t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_{L2\min}}{2} + \frac{V_1(1-2D_2)}{4LD_2}t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_{L2\max}}{2} - \frac{V_1}{2TL}t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.20)$$

A tensão máxima sobre os enrolamentos do autotransformador é expressa por:

$$V_{T1} = V_{T2} = \frac{V_2}{2} \quad (3.21)$$

A corrente eficaz no autotransformador é definida pela expressão (3.22).

$$I_{Tef} = \sqrt{\frac{2}{T} \int_0^{(1-2D_2)T} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt + \frac{2}{T} \int_0^{D_2T} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt} \quad (3.22)$$

Desenvolvendo a expressão (3.22), obtém-se:

$$I_{Tef} = \frac{I_1}{2} \quad (3.23)$$

A corrente máxima de pico que circula através das chaves é dada pela expressão (3.24).

$$I_{Tp} = \frac{I_1}{2} + \frac{V_1 T (1 - 2D_2)}{8L} \quad (3.24)$$

3.3.4. Esforços de Tensão e Corrente nas Chaves

A corrente instantânea através das chaves S3 e S4 é dada por (3.25).

$$i_s(t) = \begin{cases} \frac{I_{L2\min}}{2} - \frac{V_1(1-2D_2)}{4LD}t & t_0 \leq t \leq t_1 \\ 0 & t_1 \leq t \leq t_2 \\ 0 & t_2 \leq t \leq t_3 \\ 0 & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.25)$$

A tensão máxima sobre as chaves $S3$ e $S4$, considerando o sistema livre de elementos parasitas, é dada por (3.26).

$$V_{S3} = V_{S4} = V_2 \quad (3.26)$$

A corrente média nas chaves é definida pela expressão (3.27).

$$I_{Smed} = \frac{1}{T} \int_0^{D_2T} \frac{I_1}{2} dt \quad (3.27)$$

Desenvolvendo a expressão (3.27) obtém-se:

$$I_{Smed} = \frac{I_1 D_2}{2} \quad (3.28)$$

A corrente eficaz nas chaves é definida pela expressão (3.29).

$$I_{Sef} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D_2T} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt} \quad (3.29)$$

Desenvolvendo a expressão (3.29) obtém-se:

$$I_{Sef} = \frac{I_1 \sqrt{D_2}}{2} \quad (3.30)$$

A corrente de pico que circula através das chaves é dada pela expressão (3.31).

$$I_{Sp} = \frac{I_1}{2} + \frac{V_1 T (1-2D_2)}{8L} \quad (3.31)$$

3.3.5 Esforços de Tensão e Corrente nos Diodos de $S1$ e $S2$

A corrente instantânea através do diodo de $S1$ e $S2$ é dada por (3.32).

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} 0 & t_0 \leq t \leq t_1 \\ \frac{I_{L2\max}}{2} - \frac{V_1}{2TL}t & t_1 \leq t \leq t_2 \\ \frac{I_{L2\max}}{2} - \frac{V_1(1-2D_2)}{4L}t & t_2 \leq t \leq t_3 \\ \frac{I_{L2\max}}{2} - \frac{V_1}{2TL}t & t_3 \leq t \leq T \end{cases} \quad (3.32)$$

A tensão máxima sobre os diodos, também sem considerar a ação de elementos parasitas, é dada por:

$$V_{D3} = V_{D4} = V_2 \quad (3.33)$$

A corrente média nos diodos é definida pela expressão (3.34).

$$I_{Dmed} = \frac{1}{2T} \int_0^{D_2T} I_1 dt + \frac{2}{2T} \int_0^{(1-2D_2)\frac{T}{2}} I_1 dt \quad (3.34)$$

Desenvolvendo a expressão (3.34), obtém-se:

$$I_{Dmed} = \frac{I_1(1-D_2)}{2} \quad (3.35)$$

A corrente eficaz nos diodos é definida pela expressão (3.36).

$$I_{Def} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^{D_2T} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt + \frac{2}{T} \int_0^{(1-2D_2)\frac{T}{2}} \left(\frac{I_1}{2}\right)^2 dt} \quad (3.36)$$

Desenvolvendo a expressão (3.36), obtém-se:

$$I_{Def} = \frac{I_1 \sqrt{(1-D_2)}}{2} \quad (3.37)$$

A corrente de pico que circula através dos diodos é dada pela expressão (3.38).

$$I_{Dp} = \frac{I_1}{2} + \frac{V_1 T (1-2D_2)}{8L} \quad (3.38)$$

3.4 Conclusões

O conversor operando no modo *buck* atende a possibilidade de um fluxo inverso de energia e permite o carregamento do barramento de baterias formado por V1. A compreensão dessa topologia operando nesse modo é similar ao *buck* clássico e sua operação é simples e complementar ao do modo *boost* em vários aspectos, tais como o chaveamento das chaves ativas e passivas, a razão cíclica e o ganho estático.

A análise qualitativa destacou as formas de onda do conversor e as etapas de operação para esse modo e favorece o entendimento do conversor para aplicação em VE. A análise quantitativa permitiu o cálculo dos parâmetros dos componentes no modo *buck*; percebe-se a simetria entre os dois modos de operação, principalmente entre as razões cíclicas, que são complementares. O cálculo para o dimensionamento da indutância é o mesmo para os dois modos de operação.

A determinação das especificações dos componentes é importante para o projeto de um exemplo de projeto que será realizado no próximo capítulo.

CAPÍTULO 4

EXEMPLO DE PROJETO

4.1 Introdução

Nesse capítulo um exemplo de um projeto para o conversor bidirecional é apresentado. Os esforços de cada componente são calculados baseados nas equações desenvolvidas nos capítulos 2 e 3 visando a adequação do projeto de um barramento que alimentará o motor de relutância variável. O estudo será dividido em duas seções para detalhar os procedimentos nos dois modos de operação: *boost* e *buck*.

4.2 Projeto do Conversor no Modo *Boost*

As equações do capítulo dois são usadas para o projeto do modo *boost*, respeitando as considerações e especificações do projeto.

Especificações do projeto do conversor no modo *boost*:

$$P_2 = 10 \text{ kW} \quad \text{Potência de Saída.}$$

$$V_1 = 96 \text{ V} \quad \text{Tensão nominal de entrada (8 baterias de 12 V).}$$

$$V_{1\min} = 84 \text{ V} \quad \text{Mínima tensão de entrada (8 baterias com tensão mínima de 10,5 V).}$$

$$V_{1\max} = 108 \text{ V} \quad \text{Máxima tensão de entrada (8 baterias com tensão máxima de 13,5 V).}$$

$$V_2 = 220 \text{ V} \quad \text{Tensão de saída nominal.}$$

Considerações do projeto do conversor no modo *boost*:

$$f_s = 20 \text{ kHz} \quad \text{(Frequência de chaveamento).}$$

$$\eta = 0,90\% \quad \text{(Rendimento do conversor).}$$

$$\Delta I_{L1} = 10\% I_1 \quad \text{(Máxima ondulação de corrente no indutor L).}$$

$$\Delta V_2 = 1\% V_2 = 0,96 \text{ V} \quad \text{(Máxima ondulação de tensão de saída).}$$

Como a ondulação proposta é função da máxima corrente de entrada, esta deve ser calculada.

A potência de entrada é dada pela expressão (4.1).

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} \quad (4.1)$$

Utilizando a expressão (4.1) obtém-se a potência de entrada.

$$P_1 = 11,11 \text{ kW}$$

A máxima corrente média de entrada é dada pela expressão (4.2).

$$I_1 = \frac{P_1}{V_{1\min}} \quad (4.2)$$

Utilizando a expressão (4.2) obtém-se a máxima corrente de entrada.

$$I_1 = 132,27 \text{ A}$$

Portanto, a ondulação de corrente é igual a $\Delta I_{L1} = 13,23 \text{ A}$.

Para a escolha adequada dos componentes os esforços de tensão e corrente a que eles são submetidos são calculados.

Corrente de saída

A corrente de saída é calculada através da expressão (4.3).

$$I_2 = \frac{P_2}{V_2} = 45,45 \text{ A} \quad (4.3)$$

Razão cíclica nominal

A razão cíclica nominal é dada pela expressão (4.4).

$$D_1 = \frac{V_2 - V_1}{V_2} = 0,56 \quad (4.4)$$

Razão cíclica máxima

A razão cíclica nominal é dada pela expressão (4.5).

$$D_{1\max} = \frac{V_2 - V_{1\min}}{V_2} = 0,61$$

Razão cíclica mínima

A razão cíclica nominal é dada pela expressão (4.5).

$$D_{1\min} = \frac{V_2 - V_{1\min}}{V_2} = 0,51 \quad (4.5)$$

A fim de submeter os componentes aos maiores esforços de corrente, os cálculos do dimensionamento do conversor para esse modo serão realizados considerando a razão cíclica máxima e a máxima corrente de entrada.

4.2.1 Dimensionamento do Indutor L

A seguir o dimensionamento do indutor L é feito, junto com seus esforços de tensão e projeto físico do elemento magnético.

a) Cálculo dos esforços

O cálculo da indutância é dado pela expressão (2.16).

$$L = \frac{50 \times 10^{-6} \cdot 220}{16 \cdot 13,22} = 51,9 \mu H$$

O valor da corrente média é dado pela expressão (2.18).

$$I_{Lmed} = 132,27 \text{ A}$$

O valor eficaz da corrente no indutor é dado pela expressão (2.20).

$$I_{Lef} = 132,27 \text{ A}$$

O valor máximo da corrente no indutor é dado pela expressão (2.22).

$$I_{pL} = 132,27 + \frac{96 \cdot 50^{-6} (2 \cdot 0,61 - 1)}{4 \cdot 51,9 \cdot 10^{-6}} = 137,04 \text{ A}$$

b) Projeto físico do indutor

Com base nos dados encontrados em [16] e [17], efetua-se o dimensionamento do indutor.

$$A_e A_{wL} = \frac{LI_{pL} I_{efL}}{k_w J_{\max} B_{\max}} \cdot 10^4 = 88,53 \text{ cm}^4 \quad (4.6)$$

Onde:

$A_e A_{wL}$ Produto das áreas do núcleo do indutor;

$k_w = 0,7$ Fator de utilização da janela do núcleo ;

$J_{\max} = 500 \text{ A/cm}^2$ Máxima densidade de corrente no condutor;

$B_{\max} = 0,3 \quad T$ Máxima densidade de fluxo magnético.

O núcleo de ferrite escolhido foi o NEE 76/50/50, ou dois núcleos NEE 76/50/25 colados. Os dados do núcleo são mostrados na Tabela 4.1.

Tabela 4.1- Núcleo de ferrite escolhido

Núcleo de Ferrite 76/50/50 IP-12	
Área da perna central A_e	25,9 cm^2
Área da janela A_w	9,67 cm^2
Produto das áreas $A_e \cdot A_w$	249,6 cm^4
Volume do núcleo V_e	330,3 cm^3

O número de espiras do indutor é calculado através da expressão (4.7).

$$N_L = \frac{L \cdot I_{pL}}{A_e \cdot B_{\max}} \cdot 10^4 = 9 \text{ espiras} \quad (4.7)$$

O entreferro é dado pela expressão (4.8).

$$l_g = \frac{\mu_0 N_L^2 A_e}{L} \cdot 10^{-2} = 0,5 \text{ cm} \quad (4.8)$$

Onde:

$$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m} \quad \text{É a constante de permeabilidade magnética do ar.}$$

A seção do condutor a ser utilizado no enrolamento do indutor é dada pela expressão (4.9).

$$S_L = \frac{I_{Lef}}{J_{\max}} = 0,265 \text{ cm}^2 \quad (4.9)$$

Para o projeto do indutor é escolhido o fio esmaltado AWG 20 com as seguintes seções: $S_f = 0,0051676 \text{ cm}^2$ sem isolamento, $S_{fiso} = 0,006244 \text{ cm}^2$ com isolamento. De acordo com a seção do condutor são associados fios em paralelo de acordo com a expressão (4.10).

$$n_L = \frac{S_L}{S_f} = 51 \text{ fios} \quad (4.10)$$

Para o cálculo do fator de utilização da janela do núcleo é utilizada a expressão

$$ku_L = \frac{n_L N_L S_{fiso}}{Aw} = 0,30 \quad (4.11)$$

Como o valor calculado é menor que o valor assumido de 0,7, conclui-se que a montagem do indutor não apresentará problemas de espaço.

4.2.2 Dimensionamento do Autotransformador

A seguir são calculados os valores dos esforços de corrente e tensão no autotransformador e projetado dos seus enrolamentos e núcleo.

a) Cálculo dos esforços de tensão e corrente

A máxima tensão nos enrolamentos do autotransformador é dada pela expressão(2.24).

$$V_{T1} = V_{T2} = 110 \text{ V}$$

A corrente eficaz em cada enrolamento é dada pela expressão (2.26).

$$I_{Tef} = \frac{132,27}{2} = 66,13 \text{ A}$$

A corrente de pico que circula através dos enrolamentos do autotransformador é obtida através da expressão (2.27)

$$I_{pT} = \frac{132,27}{2} + \frac{84 \cdot 50^{-6} (2 \cdot 0,61 - 1)}{8 \cdot 51,9 \cdot 10^{-6}} = 68,52 \text{ A}$$

b) Projeto físico do autotransformador

O autotransformador é projetado considerando-se que o valor da corrente de magnetização é desprezível em relação à corrente da carga; que sua relação de transformação é unitária e que o autotransformador processa 50 % da potência nominal do conversor.

A expressão (4.12) determina o núcleo do autotransformador.

$$A_e A_{W_T} = \frac{P_T / 2}{k_t k_w k_p J_{\max} \Delta B_{\max} 2 F_s} \cdot 10^4 = 76,22 \quad \text{cm}^4 \quad (4.12)$$

Onde:

$A_e A_{W_L}$ Produto das áreas do núcleo do autotransformador;

$k_t = 1$ Fator de topologia ;

$k_w = 0,4$ Fator de utilização da janela do núcleo ;

$k_p = 0,41$ Fator de utilização do primário ;

$J_{\max} = 500 \quad \frac{\text{A}}{\text{cm}^2}$ Máxima densidade de corrente no condutor;

$\Delta B_{\max} = 0,2 \quad \text{T}$ Máxima excursão de densidade de fluxo magnético.

O núcleo do autotransformador escolhido foi o mesmo utilizado para o indutor, detalhado na Tabela 4.1.

O número de espiras do enrolamento primário do autotransformador é calculado através da expressão (4.13).

$$N_{P1} = \frac{V_2 / 2}{2 A_e \Delta B_{\max} F_s} = 5 \text{ espiras} \quad (4.13)$$

O número de espiras do enrolamento secundário do transformador é calculado pela expressão (4.14).

$$N_{P2} = n \cdot N_{P1} = 5 \text{ espiras} \quad (4.14)$$

Onde n é a relação de transformação do transformador e o valor é unitário.

Para a montagem são usadas 6 espiras no primário e no secundário do transformador. Esta consideração é feita para reduzir a corrente magnetizante do autotransformador.

A seção dos condutores é dada por (4.15).

$$S_{T1} = \frac{I_{efT}}{J_{\max}} = 0.132 \text{ cm}^2 \quad (4.15)$$

Para o projeto do autotransformador é escolhido o fio esmaltado AWG 20 com as seguintes seções: $S_f = 0,005176 \text{ cm}^2$ sem isolamento, $S_{fiso} = 0,006244 \text{ cm}^2$ com

isolamento. De acordo com a seção do condutor são associados fios em paralelo de acordo com a expressão (4.16.).

$$n_T = \frac{S_{T1}}{S_f} = 26 \text{ fios} \quad (4.16)$$

Para o cálculo do fator de utilização da janela do núcleo é utilizada a expressão (4.17).

$$ku_T = 2 \cdot \frac{n_L N_L S_{fiso}}{A_w} = 0,35 \quad (4.17)$$

Como o valor calculado é menor que o valor assumido de 0,4, conclui-se que a montagem do transformador não apresentará problemas de espaço.

4.2.3 Dimensionamento das Chaves S1 e S2

A seguir, são calculados os esforços e escolhidas as chaves.

A máxima tensão nas chaves é dada pela expressão (2.29).

$$V_{S1} = V_{S2} = 220 \text{ V}$$

A corrente média nas chaves é dada pela expressão (2.31)

$$I_{Smed} = \frac{135,27 \cdot 0,61}{2} = 40,88 \text{ A}$$

A corrente eficaz nas chaves é dada pela expressão (2.33).

$$I_{Sef} = \frac{132,27}{2} \sqrt{0,61} = 52 \text{ A}$$

A máxima corrente de pico repetitiva que circula através das chaves é dada pela expressão (2.34).

$$I_{Sp} = \frac{132,27}{2} + \frac{84 \cdot 50 \cdot 10^{-6} (2 \cdot 0,61 - 1)}{8 \cdot 51,9 \cdot 10^{-6}} = 68,52 \text{ A}$$

As chaves para esse modo de operação são especificadas na tabela 4.2, cuja folha de dados é especificada em [18].

Tabela 4.2- Características do mosfet escolhido

Mosfet-Modelo IXTK 102N30P	
Máxima tensão dreno fonte V_{DSS}	300 V
Máxima corrente de dreno $I_D @ 100^\circ C$	102 A
Resistência dreno-fonte R_{dson}	33m Ω
Resistência térmica junção- cápsula $R_{\theta JC}$	0,18 °C/W
Resistência térmica cápsula- dissipador $R_{\theta CD}$	0,15°C/W
Tempo de subida t_r	28 ns
Tempo de descida t_f	30 ns

A partir dos valores são calculadas as perdas nas chaves. A perda por condução para cada interruptor é dada pela expressão(4.18).

$$P_C = R_{dson} \cdot I_{efS}^2 = 89,23 \text{ W} \quad (4.18)$$

A fim de diminuir-se as perdas, optou-se pelo paralelismo de duas chaves diminuindo R_{dson} à metade, portanto $P_C = 44,62 \text{ W}$.

A perda por comutação é dada pela expressão (4.19).

$$P_{com} = \frac{F_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{efS} \cdot V_S = 6,63 \text{ W} \quad (4.19)$$

4.2.4 Dimensionamento dos D3 e D4

A seguir são mostrados os cálculos dos esforços nos diodos D3 e D4 que são internos às chaves S1 e S2:

A máxima tensão nos diodos é dada pela expressão (2.36).

$$V_{MD3} = V_{MD4} = 220 \text{ V}$$

A corrente média nos diodos é dada pela expressão (2.38).

$$I_{medD} = \frac{132,27(1 - 0,61)}{2} = 25,25 \text{ A}$$

A corrente eficaz nas chaves é dada pela expressão (2.40).

$$I_{efD} = \frac{132,27}{2} \sqrt{(1 - 0,61)} = 40,87 \text{ A}$$

A corrente de pico nos diodos é dada pela expressão (2.41).

$$I_{pD} = \frac{132,275}{2} + \frac{84 \cdot 50 \cdot 10^{-6} (2 \cdot 0,61 - 1)}{8 \cdot 51 \cdot 10^{-6}} = 68,52 \text{ A}$$

O diodo usado é o intrínseco ao mosfet adotado, cujas características são mostradas na tabela 4.3 [17].

Tabela 4.3- Características do diodo intrínseco do mosfet escolhido

Diodo	
Máxima tensão de pico repetitivo V_{RMM}	300 V
Máxima corrente média direta $I_{F(AV)}$	102 A
Resistência térmica junção- cápsula $R_{\theta JC}$	0,18 °C/W
Resistência térmica cápsula-dissipador $R_{\theta CD}$	0,15°C/W
Queda de tensão em condução direta V_F	1,5 V
Resistência de condução R_T	8 mΩ
Carga total da capacitância Q_C	3,3μC

A seguir são consideradas as perdas por condução e comutação do diodo:

As perdas por condução são calculadas através da expressão (4.20).

$$P_C = I_{Def}^2 R_T + I_{Dmed} V_F = 89 \text{ W} \quad (4.20)$$

Considerando os mosfets em paralelo as perdas por condução dos diodos assumiram o valor de $P_C = 37,9 \text{ W}$.

As perdas por comutação são calculadas através da expressão (4.21).

$$P_{com} = Q_C V_D F_c = 14,52 \text{ W} \quad (4.21)$$

4.2.5 Esforços de Corrente e Tensão no Capacitor

A seguir o dimensionamento do capacitor filtro é feito, junto com seus esforços de corrente e tensão.

O cálculo da capacitância é dado pela expressão (2.45).

$$C \geq \frac{1}{2} \frac{(132,27 - 2 \cdot 45,45)(1 - 0,61)}{0,96 \cdot 20 \cdot 10^3} = 179,5 \cdot 10^{-6} \text{ F}$$

O valor eficaz da corrente no capacitor é dado pela expressão (2.48).

$$I_{cef} = \sqrt{\left[\frac{45,45^2}{2(1-0,61)^2} + \frac{84^2 50^{-12} 0,61(2 \cdot 0,61 - 1)}{96 \cdot 51,9 \cdot 10^{-6}} \right]} (2 \cdot 0,61 - 1)(1 - 0,61) = 25,32 A$$

O valor máximo da ondulação no capacitor é dado pela expressão (2.49).

$$\Delta I_c = \frac{45,45}{2} + \frac{84(2 \cdot 0,61 - 1)}{8 \cdot 51 \cdot 10^{-6}} = 68,52 A$$

A resposta do sistema depende da resistência equivalente do capacitor, esta causa uma redução súbita de tensão de saída no período transitório, cuja expressão é dada por [15]:

$$R_{SE} \leq \frac{\Delta V_c}{\Delta I_c} = 0,014 \Omega \quad (4.22)$$

O resultado do capacitor encontrado é adequado a aplicações cuja corrente eficaz é baixa. Para fazer uso do capacitor calculado seria necessário o paralelismo de capacitores para dividir a corrente eficaz. Capacitores de polipropileno metalizado se adequariam a essa situação, contudo sua resistência série geralmente conduz a uma frequência de ressonância (frequência de corte) próxima ao valor da frequência de cruzamento, tornando o sistema mais instável. Por motivo de disponibilidade em laboratório, foi escolhido o capacitor de modelo Epcos B43456, tipo eletrolítico de capacitância, tensão e resistência série de $4.700 \mu F$, $400 V$, e $24 m\Omega$ respectivamente [18].

4.3 Projeto do Conversor no Modo *Buck*

As equações do capítulo três são usadas para o projeto no modo *buck*, respeitando as considerações e especificações de projeto. Nesse modo os parâmetros de entrada do modo *boost* serão os parâmetros de saída do modo *buck* e vice-versa.

Especificações do projeto do conversor no modo *buck*:

Considerando a potência de saída P_1 do modo *buck* igual a 11,11 kW.

$P_1 = 11,11 kW$ Potência de Saída.

$V_2 = 220 V$ Tensão nominal do barramento cc.

$V_1 = 96 \text{ V}$ Tensão nominal da bateria.

Considerações do projeto do conversor no modo *buck*:

$f_s = 20 \text{ kHz}$ (Frequência de chaveamento).

$\Delta IL = 10\% I_1$ (Máxima ondulação de corrente no indutor L).

$P_2 = 11,11 \text{ kW}$ Potência de Entrada.

A corrente de saída é a corrente que circula através do indutor

$$I_1 = \frac{P_1}{V_{1\min}} \quad (4.23)$$

Utilizando a expressão (4.2) obtém-se a máxima corrente de saída no modo *buck*.

$$I_1 = 132,5 \text{ A}$$

Portanto a ondulação de corrente é igual a $\Delta I_{L2} = 13,23 \text{ A}$.

Para a escolha adequada dos componentes os esforços de tensão e corrente a que eles são submetidos são calculados.

Corrente de entrada

A corrente de entrada é calculada através da expressão (4.24).

$$I_2 = \frac{P_2}{V_2} = 50,5 \text{ A} \quad (4.24)$$

Razão cíclica nominal

A razão cíclica nominal é dada pela expressão (4.25).

$$D_2 = \frac{V_1}{V_2} = 0,436 \quad (4.25)$$

Razão cíclica mínima

A razão cíclica mínima é dada pela expressão (4.26).

$$D_{2\min} = \frac{V_{1\min}}{V_2} = 0,382 \quad (4.26)$$

Razão cíclica máxima

A razão cíclica máxima é dada pela expressão (4.27).

$$D_{2\max} = \frac{V_{1\max}}{V_2} = 0,491 \quad (4.27)$$

4.3.1 Dimensionamento do Indutor L

A seguir o dimensionamento do indutor L é feito e seus esforços de tensão e corrente são calculados.

a) Cálculo dos esforços

O cálculo da indutância é dado pela expressão (3.13).

$$L = \frac{50 \times 10^{-6} \cdot 220}{16 \cdot 13,22} = 51,97 \cdot 10^{-6} \text{ H}$$

O valor da corrente média é dado pela expressão (3.15).

$$I_1 = 132,27 \text{ A}$$

O valor eficaz da corrente no indutor é dado pela expressão (3.17).

$$I_{efL} = 132,27 \text{ A}$$

O valor máximo de pico de corrente no indutor é dado pela expressão (3.19).

$$I_{pL} = 132,27 + \frac{84(1 - 2 \cdot 0,38)}{4 \cdot 51,27 \cdot 10^{-6}} = 135,21 \quad \text{A}$$

b) Projeto físico do indutor

Foi mostrado que a corrente no indutor nesse modo de operação é o mesmo que o do modo *boost*. Dessa forma o projeto do indutor deverá ser o mesmo. Mostrado na Tabela 4.1.

4.3.2 Dimensionamento do Autotransformador

A seguir são calculados os esforços de corrente e tensão no autotransformador e projetado seus enrolamentos e núcleo.

a) Cálculo dos esforços

A máxima tensão nos enrolamentos do autotransformador é dada pela expressão (3.21).

$$V_{T1} = V_{T2} = 110 \text{ V}$$

A corrente eficaz nas chaves é dada pela expressão (3.23).

$$I_{eIT} = \frac{132,27}{2} = 66,13 \text{ A}$$

A corrente de pico que circula através dos enrolamentos do transformador é obtida através da expressão (3.24).

$$I_{pT} = \frac{132,27}{2} + \frac{84(1 - 2 \cdot 0,38)}{8 \cdot 51,275 \cdot 10^{-6}} = 68,52 \text{ A}$$

b) Projeto do autotransformador

Os esforços de corrente e tensão são iguais as do conversor no modo *boost*, portanto, o mesmo projeto é adotado.

4.3.4 Dimensionamento das Chaves S3 e S4

A seguir, são calculados os esforços de corrente e tensão para escolher as chaves.

A máxima tensão nas chaves é dada pela expressão (3.26).

$$V_{S3} = V_{S4} = 220 \text{ V}$$

A corrente média nas chaves é dada pela expressão (3.28).

$$I_{medS} = \frac{135,27 \cdot 0,38}{2} = 40,88 \text{ A}$$

A corrente eficaz nas chaves é dada pela expressão (3.30).

$$I_{efs} = \frac{132,27}{2} \sqrt{0,38} = 52 \text{ A}$$

A máxima corrente de pico repetitiva que circula através das chaves é dada pela expressão (3.31).

$$I_{pS} = \frac{132,27}{2} + \frac{84 \cdot 50 \cdot 10^{-6} (1 - 2 \cdot 0,38)}{8 \cdot 51 \cdot 10^{-6}} = 68,52 \text{ A}$$

Como os esforços de corrente nas chaves nos dois modos são próximos, o mosfet especificado na tabela 4.2 satisfaz adequadamente.

A partir dos valores são calculadas as perdas nas chaves. A perda por condução para cada chave é dada pela expressão (4.28)

$$P_C = R_{dSon} \cdot I_{S1ef}^2 = 54,2 \text{ W} \quad (4.28)$$

A fim de diminuir-se as perdas, optou-se pelo paralelismo de duas chaves diminuindo R_{dSon} à metade, portanto $P_C = 27,12 \text{ W}$.

A perda por comutação é dada pela expressão (4.29)

$$P_{com} = \frac{F_s}{2} \cdot (t_r + t_f) \cdot I_{Sef} \cdot V_S = 5,73 \text{ W} \quad (4.29)$$

4.3.5 Dimensionamento nos Diodos D1 e D2

A seguir são mostrados os cálculos dos esforços nos diodos D1 e D2 que são intrínsecos as chaves S1 e S2:

A máxima tensão nos diodos é dada pela expressão (3.33).

$$V_{D3} = V_{D4} = 220 \text{ V}$$

A corrente média nos diodos é dada pela expressão (3.35)

$$I_{Dmed} = \frac{132,27(1-0,38)}{2} = 40,88 \text{ A}$$

A corrente eficaz nas chaves é dada pela expressão (3.37).

$$I_{Def} = \frac{132,27}{2} \sqrt{(1-0,38)} = 52 \text{ A}$$

A corrente de pico nos diodos é calculada pela expressão (3.38)

$$I_{Dp} = \frac{132,27}{2} + \frac{84 \cdot 50 \cdot 10^{-6} (1-2 \cdot 0,38)}{8 \cdot 51 \cdot 10^{-6}} = 68,52 \text{ A}$$

A mesma consideração em relação ao outro modo é feita, ou seja, o diodo intrínseco ao mosfet é usado, descrito na Tabela 4.3.

A seguir são consideradas as perdas por condução e comutação do diodo:

As perdas por condução são calculadas através da expressão (4.30).

$$P_{cD} = I_{efD}^2 \cdot R_T + I_{med} \cdot V_F = 70,22 \text{ W} \quad (4.30)$$

Considerando os mosfets em paralelo as perdas por condução dos diodos assumiram o valor de $P_C = 62 \text{ W}$.

As perdas por comutação são calculadas através da expressão (4.31).

$$P_{com} = Q_C \cdot V_{D1max} \cdot F_c = 14.52 \text{ W} \quad (4.31)$$

4.3.6 Quadro Comparativo Entre os Valores Calculados Teoricamente e Simulados

As Tabela 4.4 e 4.5 mostram os valores de cada componente, comparando os valores calculados teoricamente e os valores obtidos através de simulação. Os valores com “X” não foram calculados teoricamente, desse modo não foram simulados.

Tabela 4.4-Quadro de esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor no modo *boost*

	Modo boost									
	Indutor		Transformador		Chaves		Diodos		Capacitor	
	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado
Tensão (V)	X	X	110	110,3	220	220,6	220	220	220	220
Imédia (A)	132,27	131,20	X	X	40,88	40,5	25,25	25,06	X	X
Ieficaz (A)	132,27	132,17	66,13	66,17	52	51,92	40,87	40,77	25,32	25,80
I pico (A)	137,04	136,48	68,52	68,34	68,52	68,34	68,52	68,41	X	X

Tabela 4.5 Quadro de esforços de tensão e corrente nos componentes do conversor no modo *buck*.

	Modo Buck							
	Indutor		Transformador		Chaves		Diodos	
	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado	Teórico	Simulado
Tensão (V)	X	X	110	110,5	220	220	220	220
Imédia (A)	132,27	131,58	X	X	25,25	25,7	40,88	40,66
Ieficaz (A)	132,27	131,73	66,13	65,8	40,86	40,73	52,00	51,78
I pico (A)	137,04	136,28	68,52	68,2	68,52	68,24	68,52	68,25

4.4 Conclusões

Foram calculados os principais esforços dos componentes do conversor proposto. Os valores obtidos e as considerações levantadas a fim de minimizar as perdas são essenciais para a escolha dos componentes, além da disponibilidade dos mesmos.

Os dimensionamentos do indutor e do autotransformador foram os mesmos para os dois modos, portanto não houve nenhuma ressalva a esse respeito. As chaves usadas foram as mesmas para os dois modos e seus diodos intrínsecos são utilizados no dois modos. Por fim, um quadro mostrou o resumo e o comparativo dos valores calculados teoricamente e simulados dos esforços dos componentes da topologia. Os valores se aproximam bastante, validando os resultados e as expressões desenvolvidas teoricamente.

CAPÍTULO 5

CONTROLE DO CONVERSOR CC-CC BIDIRECIONAL

5.1 Introdução

Neste capítulo o conversor proposto é modelado para a determinação das funções de transferência necessárias ao projeto das malhas de controle no modo de operação *boost*. Visando à estabilidade do conversor nesse modo de operação, a técnica de controle por modo corrente média (*average current mode control*) é adotada.

5.2 Modelo Equivalente do Modo *Boost*

Como visto no capítulo 3, o conversor neste modo se assemelha ao *boost* clássico, assim considerando essa semelhança, a representação equivalente é obtida a partir do conversor *boost* clássico. A Figura 5.1 mostra o circuito equivalente com a chave operando a uma frequência igual ao dobro das chaves do conversor bidirecional proposto.

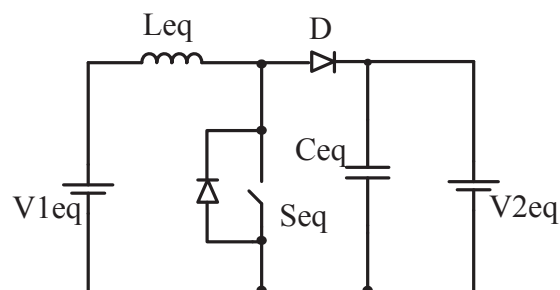


Figura 5.1- Circuito equivalente do conversor bidirecional operando no modo *boost*.

A Figura 5.2 mostra os sinais PWM de controle das chaves do conversor bidirecional, onde S1 e S2 controlam as chaves S1 e S2 do conversor bidirecional e Seq da chave do conversor equivalente.

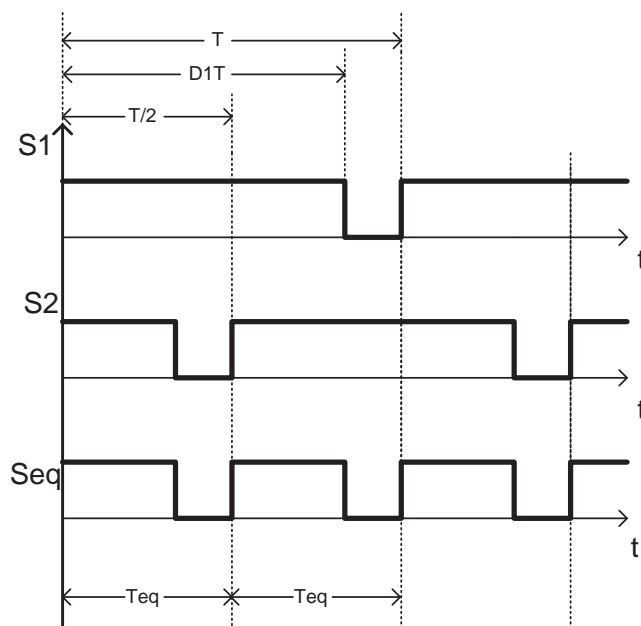


Figura 5.2- Sinais de chaveamento dos conversores bidirecional e equivalente.

Observando os sinais da Figura 5.2 conclui-se que $T_{eq} = \frac{T}{2}$, $f_{eq} = 2f$ e $D_{1eq} = 2D_1 - 1$. A Tabela 5.1 mostra os parâmetros equivalentes do conversor bidirecional considerando o novo período, frequência e razão cíclica com base no sinal equivalente mostrados na Figura 5.2. Esses resultados são imprescindíveis à obtenção do controle do conversor equivalente e bidirecional.

Tabela 5.1-Parâmetros equivalentes do conversor bidirecional no modo *boost*.

Equações	D_1	$D_{1eq} = 2D_1 - 1$	$D'_{1eq} = 1 - D_{1eq}$	$f_{eq} = 2f_s$	$T_{eq} = \frac{T}{2}$	$V_{2seq} = V_1 \left(\frac{1}{1 - D_{eq}} \right)$
Valores	0,56	0,127	0,873	40 kHz	25 μ s	110 V

Equações	$r_v = \left(\frac{V_2}{V_{2eq}} \right)$	$L_{eq} = L$	$C_{eq} = r_v^2 C$	$R_{seq} = \frac{R_s}{r_v^2}; R_{se} = 24 m\Omega$	$R_{eq} = \frac{R}{r_v^2}; R = 4.84$
Valores	2	51,9 mH	18,8 mF	6 m Ω	1,216 Ω

A partir do circuito equivalente do modo *boost* e utilizando-se a técnica de modelagem da chave PWM de Vorpérian [20], obtém-se as funções de transferência de interesse. A figura 5.3 mostra os terminais ativo, comum e passivo da chave PWM no conversor *boost*, enquanto a Figura 5.4 mostra o modelo de pequenos sinais para o conversor equivalente *boost*.

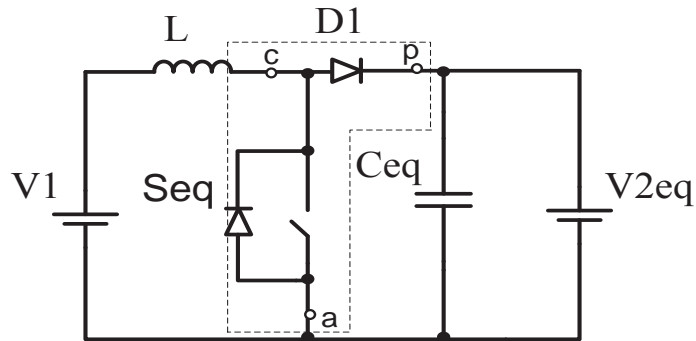


Figura 5.3- Modelo equivalente no modo *boost*.

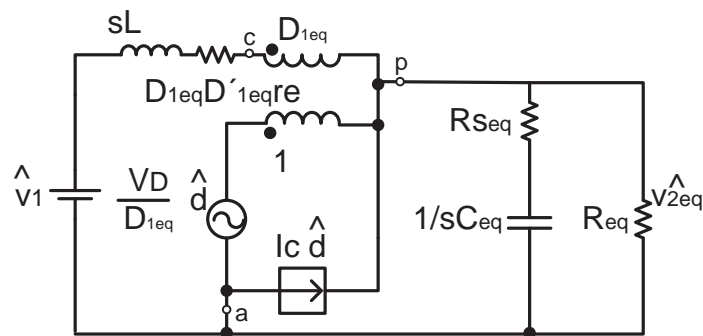


Figura 5.4- Modelo de pequenos sinais do conversor *boost*.

São de interesse o controle da corrente no indutor equivalente I_{L1} e o controle da tensão de saída do conversor, portanto usando o método de Vorperian, as funções de transferências necessárias para o controle do conversor equivalente são calculadas.

Considerando o sinal da tensão de entrada igual a zero, $\hat{v}_1 = 0$, a função de transferência que controla a corrente em função da razão cíclica é dada pela expressão (5.1).

$$G_{i1}(s) = \frac{\hat{i}_{L1}}{\hat{d}_1} = \frac{\frac{V_1}{D_{1eq}} \left(1 + \frac{R_{eq} D_{1eq}}{R_{eq} D_{1eq} + R_c} + s(R_{eq} + R_{ceq}) C_{eq} \right)}{R_{eq} D_{1eq} (R_{eq} D_{1eq} + R_c) / R_{eq} + R_c + s(L_{eq} + R_{eq} R_{ceq} C_{eq} D_{1eq}) + s^2 (R_{eq} + R_{ceq} L_{eq} C_{eq})} \quad (5.1)$$

A função de transferência que relaciona a tensão de saída com a razão cíclica é dada por (5.2).

$$\frac{\hat{v}_2}{\hat{d}_1} = \frac{\frac{V_{2eq}}{(R_{eq} D'_{1eq} + R_{seq}) D'_{1eq}} (R_{eq}^2 D_{1eq}^2 - s(R_{eq} + R_{seq})L)(1 + sR_{seq}C_{eq})}{R_{eq} D_{eq} (R_{eq} D'_{1eq} + R_{seq}) / R_{eq} + R_{seq} + s(L + R_{eq} R_{seq} C_{eq} D'_{1eq}) + s^2 (R_{eq} + R_{seq})L C_{eq}} \quad (5.2)$$

A função de transferência que relaciona a tensão de saída e a corrente no indutor é dada por

$$Z_1(s) = \frac{\hat{v}_2}{\hat{i}_{L1}} = \frac{\frac{V_1}{(R_{eq} D'_{1eq} + R_{seq}) D'_{1eq}} (R_{eq}^2 D_{1eq}^2 - s(R_{eq} + R_{seq})L)(1 + sR_{seq}C_{eq})}{\frac{V_1}{D'_{1eq}} \left(1 + \frac{R_{eq} D'_{1eq}}{R_{eq} D'_{1eq} + R_{seq}} + s(R_{eq} + R_{seq})C_{eq} \right)} \quad (5.3)$$

Para validar o circuito equivalente escolhido com todos seus elementos e valores equivalentes e também as funções de transferência $G_{i1}(s)$ e $Z_1(s)$, uma comparação é realizada. Os diagramas de Bode das equações (5.1) e (5.3) são comparados aos diagramas de Bode traçados com o auxílio de simulações no software ORCAD.

Para a comparação, os circuitos dos conversores bidirecional e equivalente são simulados. Durante a simulação, a razão cíclica D_1 do conversor bidirecional no modo *boost* é somada a um pequeno sinal senoidal \hat{d}_1 ; a razão cíclica do conversor equivalente D_{1eq} é somada a um pequeno sinal senoidal \hat{d}_{1eq} . Os valores dos pequenos sinais correspondem a 1% da própria razão cíclica.

Para obtenção do diagrama de Bode do Ganho de $G_{i1}(s)$, a frequência do sinal senoidal é variada. Para cada frequência do sinal senoidal ajustada, são medidos os ganhos da corrente do indutor (\hat{i}_{L1} e \hat{i}_{L1eq}), que correspondem aos valores de pico a pico da corrente no indutor simulada.

Os valores de pico a pico da tensão (\hat{v}_2 e \hat{v}_{2eq}) são obtidos para determinar $Z_1(s)$, medindo-se para cada frequência ajustada o ganho da função $Z_1(s)$, que corresponde à

$$\text{divisão de } \begin{pmatrix} \hat{v}_2 & \hat{v}_{2eq} \\ \hat{i}_{L1} & \hat{i}_{L1eq} \end{pmatrix} .$$

Ainda para cada valor de frequência ajustada, é medido o valor de defasagem da corrente do indutor (\hat{i}_{L1} e \hat{i}_{L1eq}) em relação aos sinais senoidal \hat{d}_1 e \hat{d}_{1eq} correspondentes, obtendo assim o diagrama de Bode relativo à Fase de $G_{i1}(s)$. A defasagem entre a tensão de saída (\hat{v}_2 e \hat{v}_{2eq}) e o sinal de corrente no indutor (\hat{i}_{L1} e \hat{i}_{L1eq}) corresponde a Fase de $Z_1(s)$.

A Figura 5.5 mostra o circuito de simulação do conversor bidirecional operando no modo *boost* com um pequeno sinal de 11,2mV de pico a pico e frequência de 500 Hz, enquanto a Figura 5.6 mostra o circuito de simulação do conversor bidirecional operando no modo *boost* com um sinal de perturbação de 2,53mV de pico a pico e frequência de 500 Hz..

Para a obtenção do diagrama de Bode o valor da corrente é convertido em decibéis (dB). Após varias simulações os resultados são mostrados nas Tabela 5.2 a Tabela 5.5.

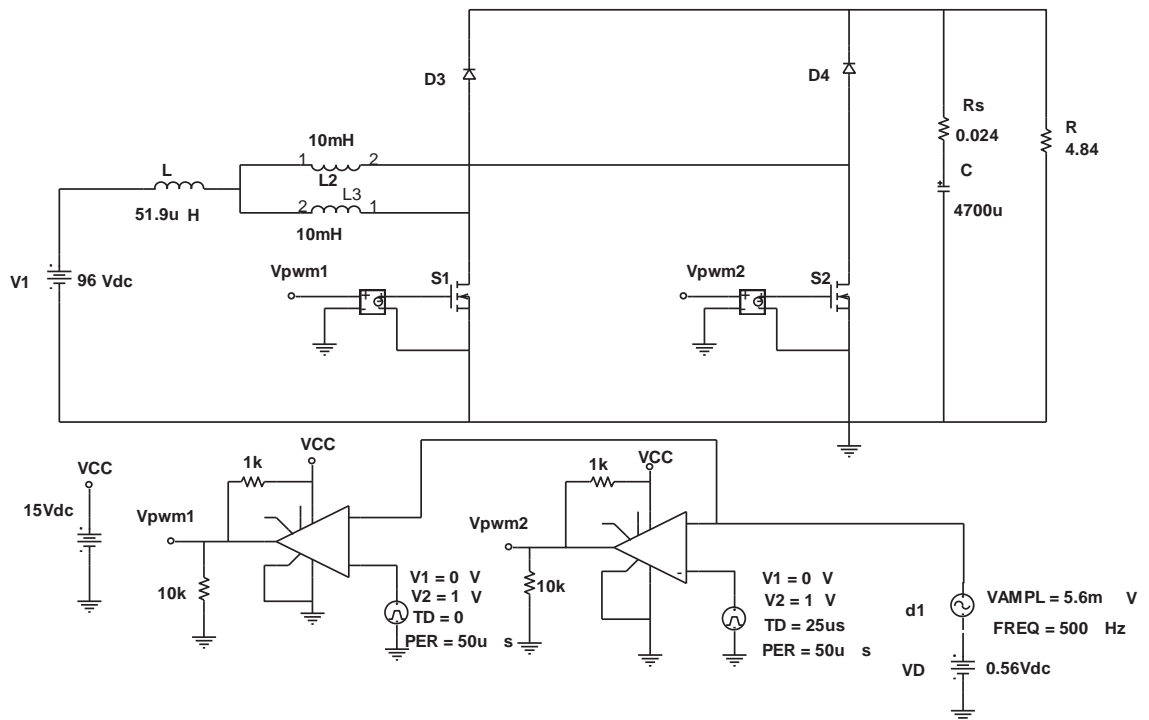


Figura 5.5- Circuito de simulação do conversor bidirecional no modo *boost* para recolher dados e traçar o diagrama de Bode de $G_{il}(s)$ e $Z_1(s)$

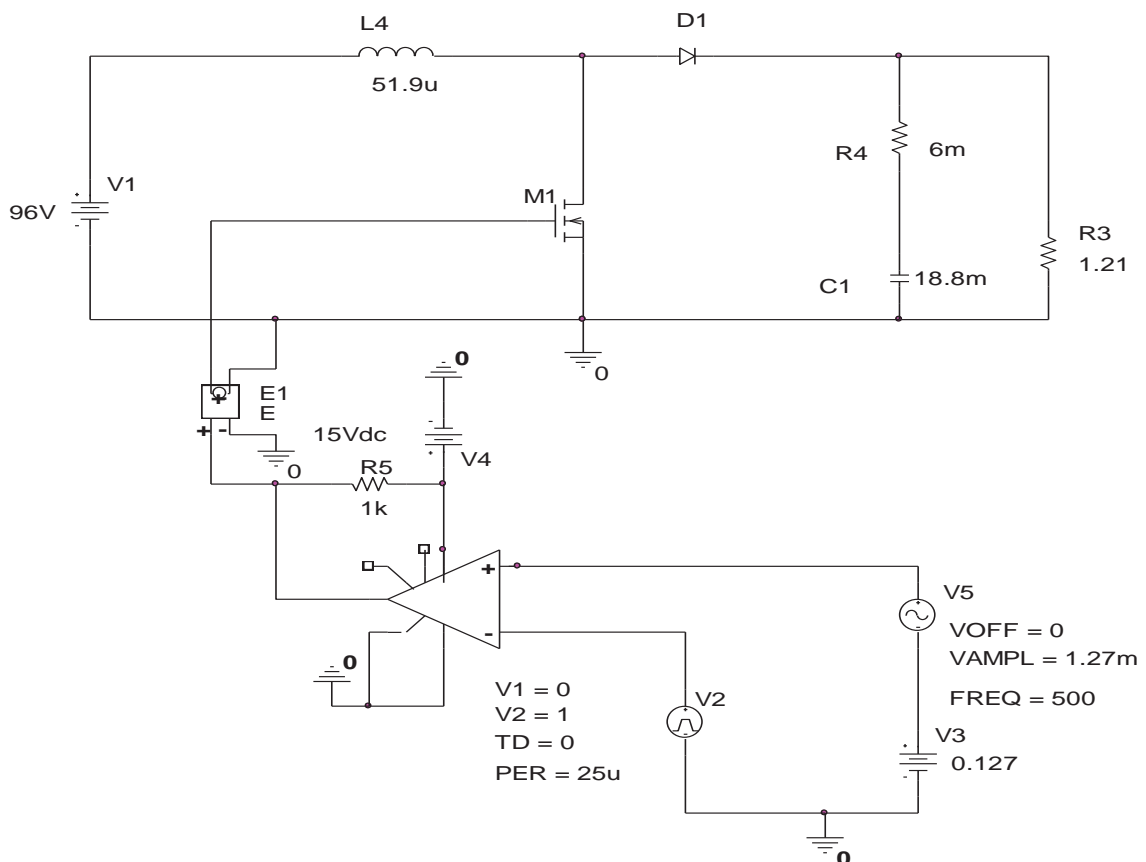


Figura 5.6- Circuito de simulação do conversor equivalente no modo *boost* para recolher dados e traçar o diagrama de Bode de $G_{il}(s)$ e $Z_1(s)$

A tabela 5.2 mostra os resultados para a função $G_{i1}(s)$ conversor bidirecional.

Tabela 5.2 - Resultados de simulação para o gráfico da função $G_{i1}(s)$ do conversor bidirecional

F(Hz)	\hat{d}_1 (V)	\hat{i}_{L1} (A)	Ganho de G_{i1} (dB)	Fase (°)
30	0,0112	18,3	64,26	62,4
50	0,0112	23,01	66,25	69,6
100	0,0112	75,6	76,59	59,5
150	0,0112	165,18	83,37	-28,4
200	0,0112	71,276	76,07	74,66
300	0,0112	33,72	69,57	-86,6
500	0,0112	18,64	64,42	-90
1000	0,0112	7,64	56,68	-90
2000	0,0112	4,084	51,24	-90

A tabela 5.3 mostra os resultados para a função $G_{i1}(s)$ do conversor equivalente.

Tabela 5.3-Resultados de simulação para o gráfico da função $G_{i1}(s)$ do conversor equivalente

F(Hz)	\hat{d}_{1eq} (V)	\hat{i}_{L1eq} (A)	Ganho de G_{i1}(dB)	Fase (°)
20	0,0024	2,35	59,32	45,67
50	0,0024	4,00	63,94	63,94
100	0,0024	10,00	71,9	65,88
150	0,0024	18,61	77,30	-27,97
200	0,0024	9,70	71,64	-75,60
300	0,0024	4,86	65,64	-86,30
500	0,0024	2,50	59,86	-90,00
1000	0,0024	1,10	52,73	-90,00
2000	0,0024	0,35	42,78	-90,00

A tabela 5.4 mostra os resultados para a função $Z_{i1}(s)$ do conversor bidirecional.

Tabela 5.4- Resultados de simulação para o gráfico da função $Z_{i1}(s)$ do conversor bidirecional

F(Hz)	\hat{d}_1 (V)	\hat{v}_2 (V)	Ganho de Z_{i1}(dB)	Fase (°)
30	0,0112	5,60	-10,29	-69,76
50	0,0112	6,70	-10,72	-84,60
100	0,0112	10,81	-16,89	-85,00
150	0,0112	15,85	-20,36	-82,00
200	0,0112	4,97	-23,13	-81,00
300	0,0112	1,55	-26,75	-81,21
500	0,0112	0,56	-30,45	-83,00
1000	0,0112	0,13	-35,59	-88,00
2000	0,0112	0,04	-40,40	-87,84

A tabela 5.5 mostra os resultados para a função $Z1(s)$ do conversor equivalente.

Tabela 5.5- Resultados de simulação para o gráfico da função $Z1(s)$ do conversor equivalente

$F(\text{Hz})$	$\hat{d}_{1eq} (\text{V})$	$\hat{v}_{2eq} (\text{A})$	Ganho de $Z1(\text{dB})$	Fase ($^\circ$)
20	0,0024	0,46	-14,23	-30,00
50	0,0024	0,46	-18,88	-65,80
100	0,0024	0,67	-23,46	-90,00
150	0,0024	0,86	-26,73	-90,00
200	0,0024	0,37	-28,46	-90,00
300	0,0024	0,12	-32,29	-90,00
500	0,0024	0,03	-37,85	-90,00
1000	0,0024	0,01	-40,82	-90,00
2000	0,0024	0,002	-44,58	-90,00

A Figura 5.7 mostra o comparativo da curvas teóricas e de simulação do diagrama de Bode da função de transferência. $G11(s)$. O diagrama de Bode é composto pelas curvas de ganho e de fase.

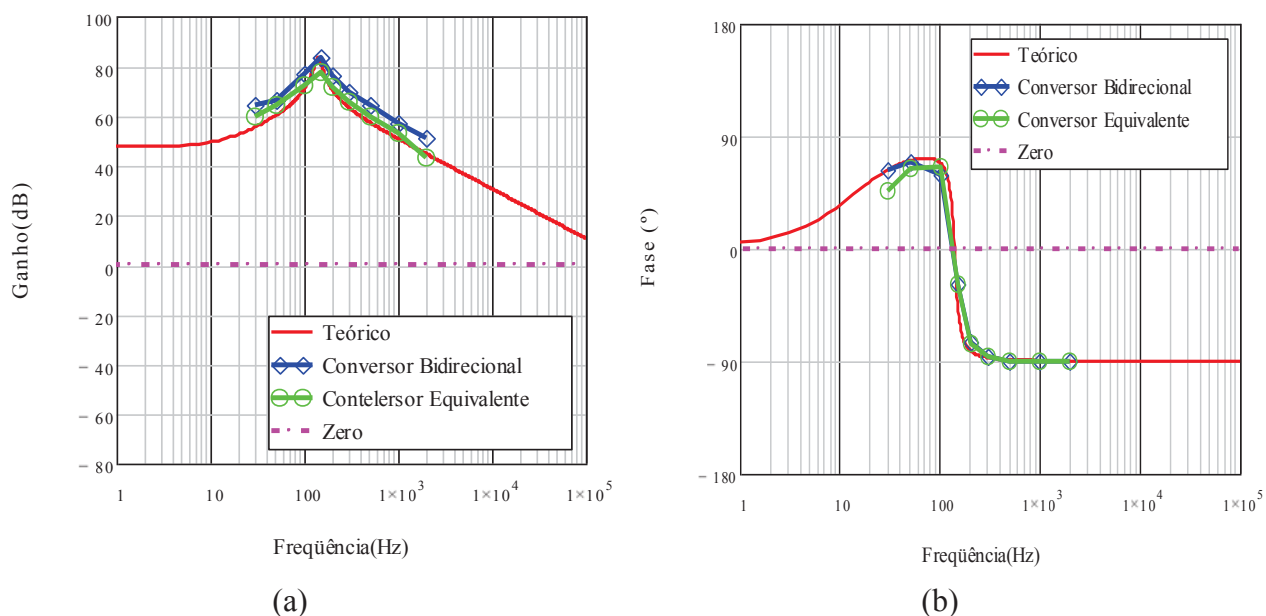


Figura 5.7- Comparativo das curvas teóricas e de simulação dos diagramas de Bode de $G11(s)$ do circuito bidirecional e circuito equivalente- (a) Ganho; (b) Fase.

A Figura 5.8 mostra a mesma comparação, agora dos diagramas de Bode para a função de transferência $Z1(s)$.

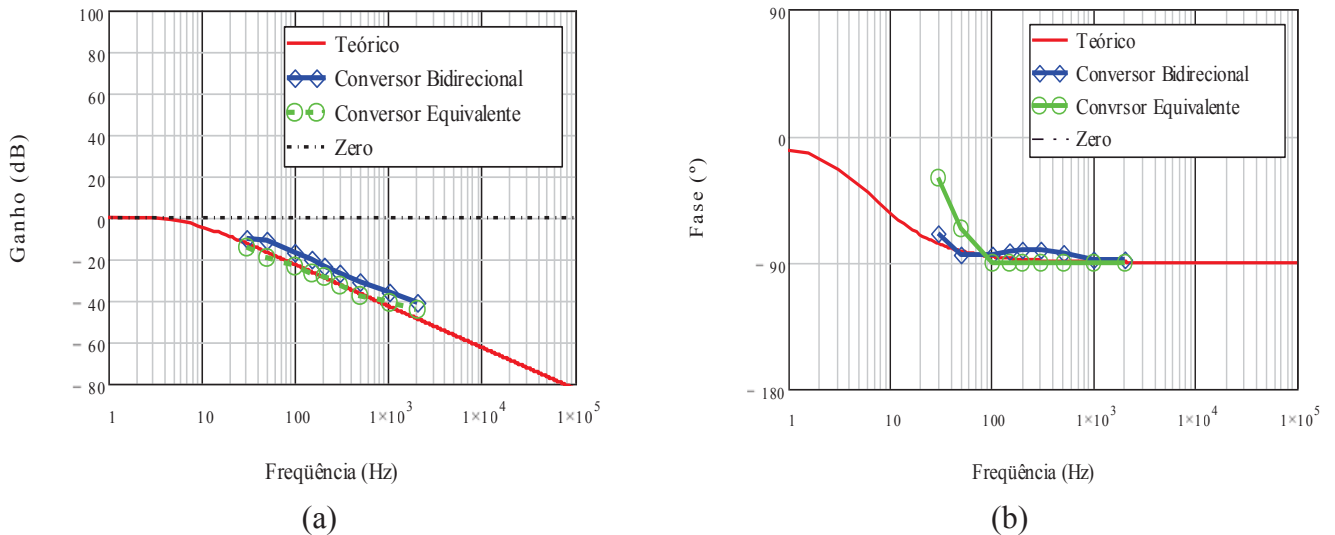


Figura 5.8- Comparativo das curvas teóricas e de simulação dos diagramas de Bode de $Z1$ (s) do circuito bidirecional e circuito equivalente- (a) Ganho; (b) Fase.

Diante dos diagramas de Bode mostrados, pode-se concluir que o modelo do conversor equivalente *boost* representa quase fielmente o conversor bidirecional operando neste modo. Os gráficos também mostram que as funções de transferências obtidas pelo método da chave PWM são válidas.

5.3 Estratégia de Controle

A estratégia deve prever a bidirecionalidade da corrente no indutor do conversor. De forma simples, a estratégia de controle foi pensada para comportar os dois modos de operação. No modo *boost* é usada a técnica de controle por corrente média e o citado controle aciona somente as chaves $S1$ e $S2$. Os sinais no modo *boost* são defasados em 180° e a razão cíclica, D_1 , dos mesmos é maior que 0,5. Neste modo as chaves $S3$ e $S4$ são mantidas bloqueadas. A energia armazenada no indutor é transferida à saída pelos diodos intrínsecos das chaves $S3$ e $S4$.

No modo *buck* é controlado somente a tensão sobre o capacitor C . Ou seja, para este modo é usada a técnica de controle por modo tensão. Os sinais que acionam as chaves $S3$ e $S4$ também são defasados em 180° com razão cíclica, D_2 , menor que 0,5.

A Figura 5.9 ilustra o diagrama de blocos da estratégia de controle do conversor bidirecional no modo *boost*.

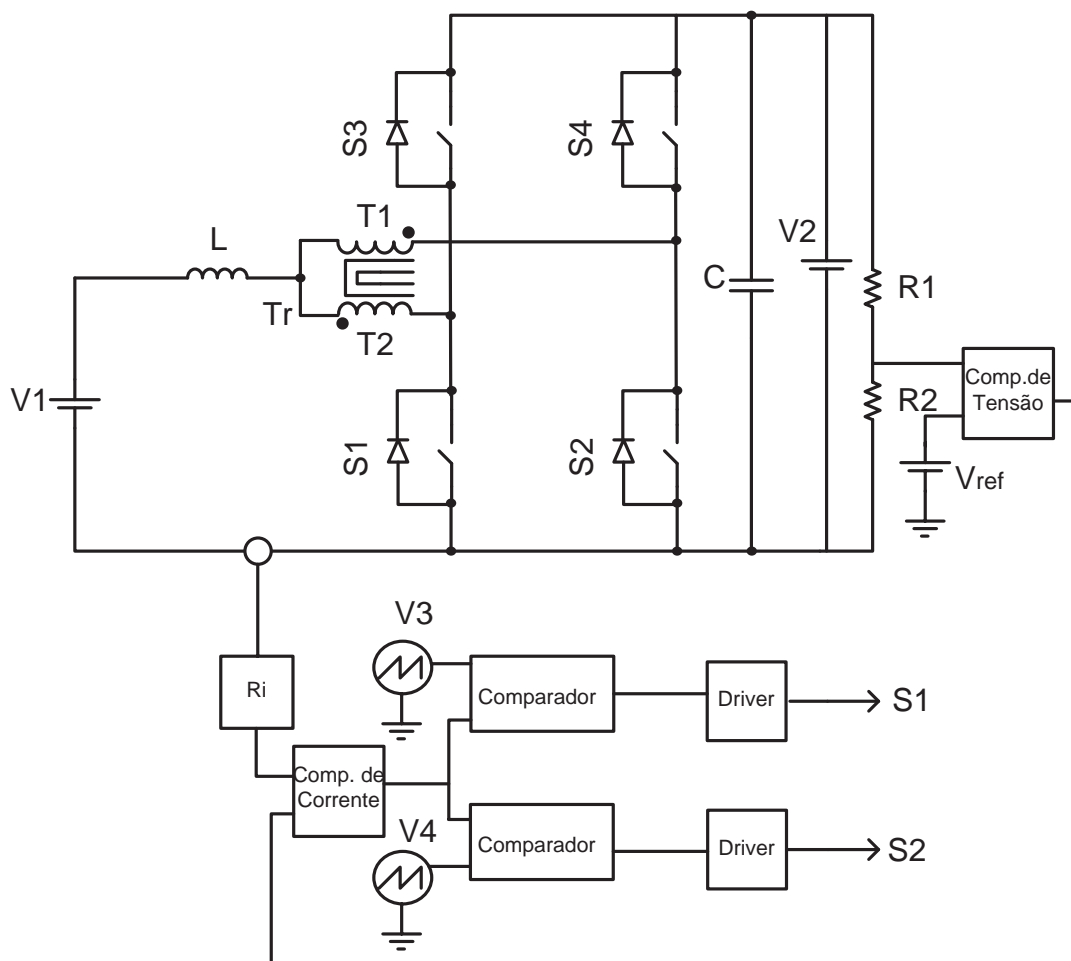


Figura 5.9- Estratégia de controle adotada para o modo *boost*.

5.4 Projeto do Circuito de Controle no Modo *Boost*

Como citado anteriormente, o circuito de controle usa a técnica de controle pelo modo corrente média. Este controle apresenta duas malhas, uma malha de corrente interna e uma malha de tensão externa, sendo projetadas nesta seção.

A Figura 5.10 mostra o diagrama de blocos do controle por modo corrente média, onde observa-se a presença das duas malhas de controle. A malha de corrente controla a corrente através do indutor e a malha de tensão controla a tensão sobre o capacitor C. A malha de corrente é composta pelos seguintes blocos:

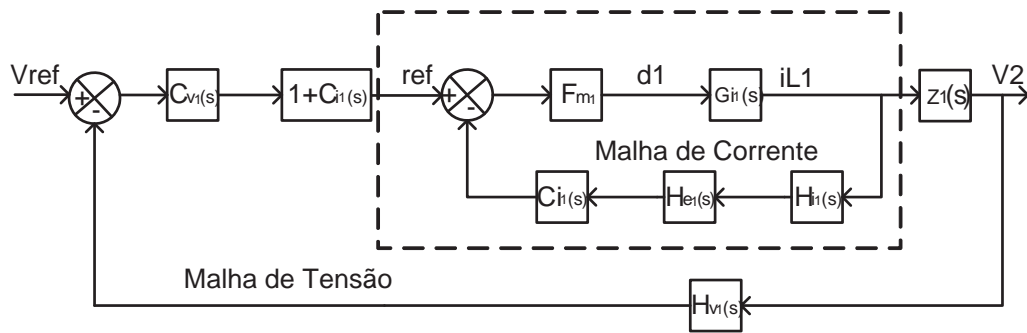


Figura 5.10 - Diagrama de blocos do controle por corrente média no modo *boost*.

F_{m1}(s): função de transferência do modulador PWM.

G_{ii}(s): função de transferência da planta.

H_{ei}(s): função de transferência para adicionar robustez do sistema.

H_{ii}(s): função de transferência do elemento de medição de corrente.

C_{ii}(s): função de transferência do compensador de corrente.

A malha de tensão é descrita pelos seguintes blocos:

H_{vi}(s): função de transferência do elemento de medição de tensão.

Z_i(s): função de transferência que relaciona tensão de saída e a corrente no indutor.

C_{vi}(s): função de transferência do compensador de tensão.

5.4.1 Implementação da Malha de Corrente

Considerando o exemplo de projeto do capítulo 4, a malha de corrente é implementada para processar uma potência de 10 kW.

Neste exemplo de projeto é usada uma tensão de referência de $V_{ref} = 3$ V. Para o sensor de corrente é considerado um resistor shunt de $R_{SH} = 0,00125 \Omega$, capaz de suportar uma corrente de 132A. O ganho do amplificador operacional diferencial da medição de corrente é dado pela expressão (5.4).

$$K_{dif} = \frac{V_{ref}}{R_{SH} I_{max}} = 18,14 \quad (5.4)$$

A função de transferência do elemento de medição é dada por (5.5).

$$H_{i1}(s) = K_{dif} R_{SH} = 0,023 \quad (5.5)$$

A amplitude do sinal de tensão dente de serra, V_D , é igual a 5V. A função de transferência do elemento modulador do sinal PWM é dada por

$$F_{m1}(s) = \frac{1}{V_D} = 0,2 \quad (5.6)$$

A função de transferência de amostragem $H_e(s)$, dada pela expressão (5.7) possui dois zeros no semi-plano direito do plano complexo, que possibilita a escolha de componentes para melhorar a robustez do sistema.

$$H_e(s) = 1 - \frac{s}{2f_{eq}} + \frac{s^2}{(\pi f_{eq})^2} = 1 - \frac{s}{2 \cdot 40 \cdot 10^3} + \frac{s^2}{(\pi \cdot 40 \cdot 10^6)^2} \quad (5.7)$$

A função de transferência em laço aberto da malha de corrente sem compensador é dada por (5.8).

$$FTLA_{sci}(s) = G_{i1}(s) \cdot F_{M1}(s) \cdot H_{e1}(s) \cdot H_{i1}(s) \quad (5.8)$$

A Figura 5.11 figura mostra o diagrama de Bode de $FTLA_{sci}(s)$.

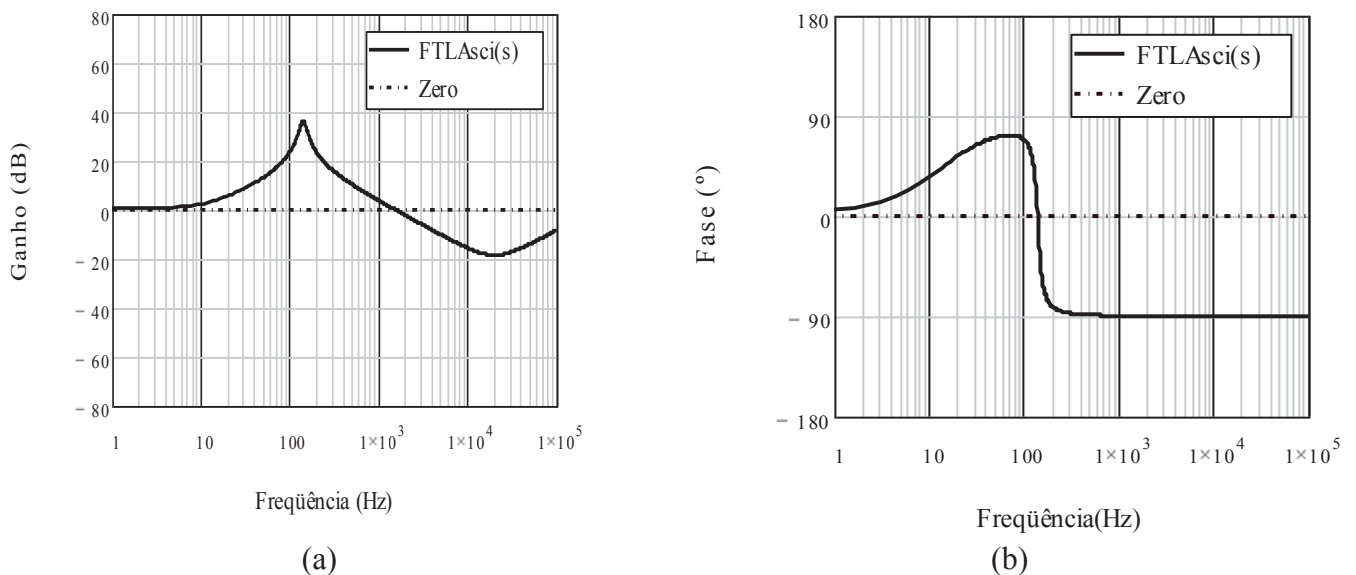


Figura 5.11- Diagrama de Bode da função de transferência em laço aberto da malha de corrente sem o compensador- (a) Ganho; (b) Fase.

O próximo passo é o projeto do compensador para o sistema. Seguindo algumas recomendações [21] realiza-se o projeto do compensador da malha de corrente. O compensador será do tipo PI com filtro mostrado na Figura 5.12.

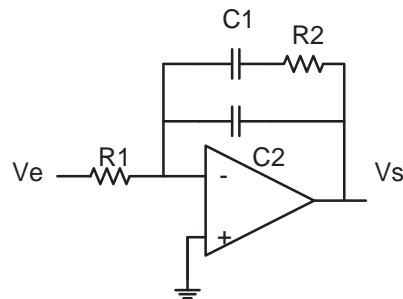


Figura 5.12- Compensador PI com filtro.

A frequência de cruzamento da malha de corrente compensada deve ser menor que 1/4 da frequência de chaveamento equivalente para que o conversor tenha uma resposta rápida e estável, portanto a frequência de cruzamento adotada é dada por [16]:

$$f_{c1} = \frac{f_{eq}}{6} = 6,67 \text{ kHz} \quad (5.9)$$

O ganho correspondente para colocar na frequência de cruzamento desejada é igual a:

$$H_{FCi} = 20 \log |FTLA_{iSC} (2\pi f_{ic})| = -12,52 \text{ dB} \quad (5.10)$$

Para o dimensionamento das resistências do compensador, o ganho em valor absoluto é calculado.

$$A_i = 10^{\frac{-12,52}{20}} = 4,22 \quad (5.11)$$

A relação de ganho entre as resistências é dada por

$$A_i = \frac{R1}{R2} \quad (5.12)$$

Considerando $R1 = 10 \text{ k}\Omega$, $R2 = 42,27 \text{ k}\Omega$.

Para diminuir o nível de ruído proveniente da comutação, o zero do compensador é colocado uma década abaixo da metade da frequência de chaveamento equivalente [16].

$$f_{iz} = \frac{1}{10} \cdot \frac{f_{eq}}{2} = 2 \text{ kHz} \quad (5.13)$$

Um pólo é colocado na origem para diminuir o erro estático [16].

$$f_{p1i} = 0 \quad (5.14)$$

O outro pólo é colocado acima da metade da frequência de chaveamento equivalente a fim de compensar o zero criado pela resistência série do filtro de saída, neste caso as frequências foram consideradas iguais [16].

$$f_{p1i} = 0 \text{ e } f_{p2i} = f_{eq} = 40 \text{ kHz} \quad (5.15)$$

As capacitâncias do compensador assumem então os seguintes valores:

$$C1 = \frac{1}{2\pi R2 f_{zi}} = 1,88 \text{ nF} \quad (5.16)$$

$$C2 = \frac{C1}{2\pi R2 C1 f_{p2i} - 1} = 99,07 \text{ pF} \quad (5.17)$$

A função de transferência do compensador é dada pela expressão:

$$C_{ii}(s) = \frac{1}{R1C2} \cdot \frac{s + \frac{1}{R2 \cdot C1}}{s \left(s + \frac{C1 + C2}{C2 \cdot C1 \cdot R2} \right)} \quad (5.18)$$

O diagrama de Bode do compensador é mostrado na Figura 5.13.

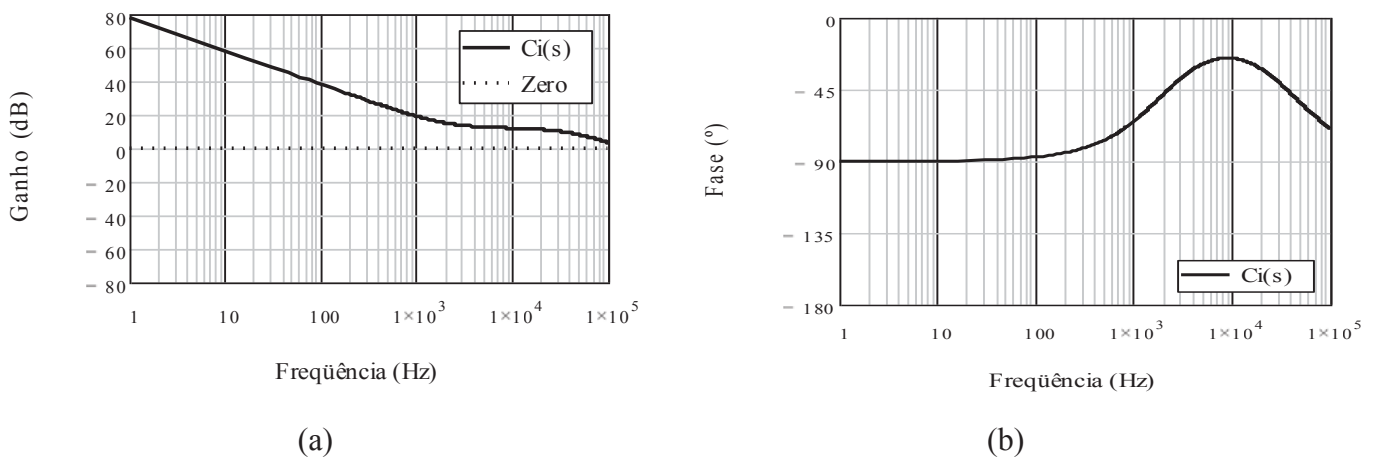


Figura 5.13- Diagrama de Bode da função de transferência do compensador PI com filtro- (a) Ganho; (b) Fase.

A função de transferência de laço aberto com o compensador é dada pela expressão (5.19):

$$FTLA_{cci}(s) = C_{i1}(s) \cdot G_{i1}(s) \cdot F_{M1}(s) \cdot H_{e1}(s) \cdot H_{i1}(s) \quad (5.19)$$

O diagrama de Bode do sistema compensado é mostrado na Figura 5.14.

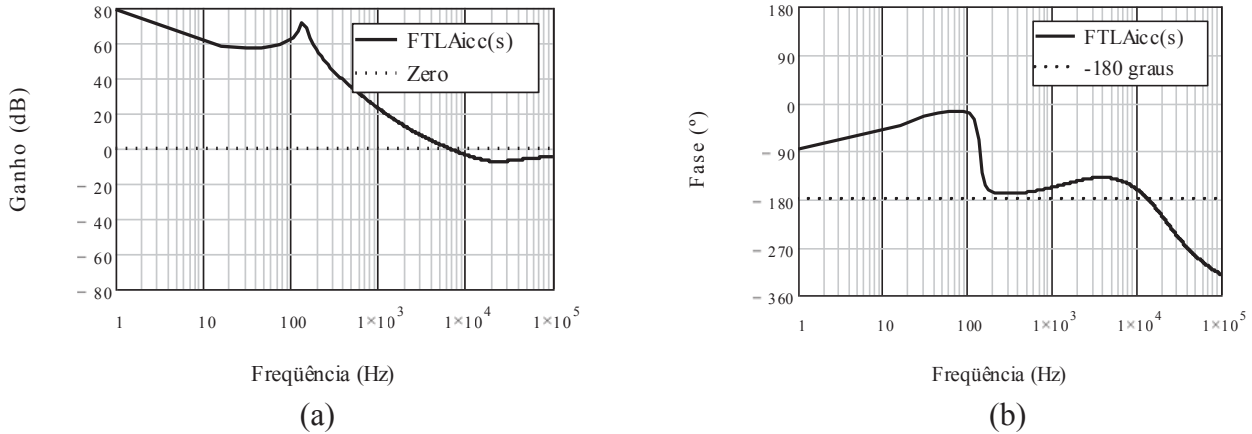


Figura 5.14- Diagrama de Bode do sistema compensado. (a) Ganho; (b) Fase.

A margem de fase do sistema compensado foi de $33,4^\circ$ do sistema. Recomenda-se uma margem de fase entre 45° e 90° , entretanto o ângulo de fase é maior que -180° tornando o sistema estável [16].

5.4.2 Implementação da Malha de Tensão

A partir do diagrama de blocos da a função de transferência da malha fechada de corrente é dada pela expressão (5.20).

$$A(s) = \frac{G_{i1}(s) \cdot F_{M1}(s)}{1 + G_{i1}(s) \cdot F_{M1}(s) \cdot H_e(s) \cdot H_i(s) \cdot C_{i1}(s)} \quad (5.20)$$

Substituindo o bloco do malha fechada de corrente, o diagrama de blocos se apresenta como mostrado na Figura 5.15.

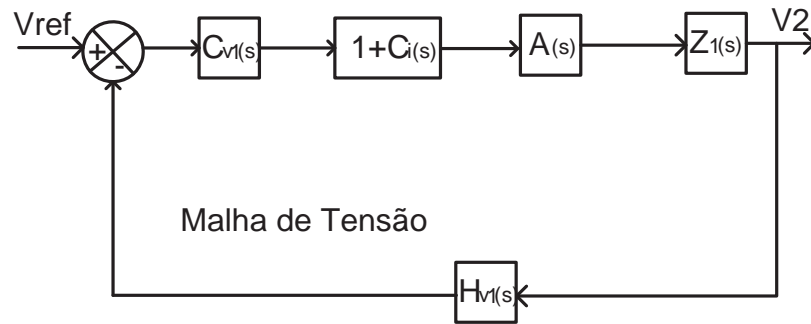


Figura 5.15- Malha de tensão para um conversor CC-CC.

Considerando o bloco $1 + C_i(s)$, desenvolve-se : $A_1(s) = (1 + C_i(s)) \cdot A(s)$. Para que haja desacoplamento entre as duas malhas a frequência de cruzamento da malha de tensão f_{cv} de ser baixa, portanto, é considerado que $s \rightarrow 0$ resultando na expressão (5.21).

$$\lim_{s \rightarrow 0} A_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} (1 + C_i(s)) \cdot A(s) \quad (5.21)$$

Substituindo a expressão (5.21) resulta (5.22).

$$\lim_{s \rightarrow 0} A_1(s) = \lim_{s \rightarrow 0} \left[1 + C_i(s) \cdot \left(\frac{G_i(s) \cdot F_M(s)}{1 + G_{i1}(s) \cdot F_M(s) \cdot H_e(s) \cdot H_i(s) \cdot C_i(s)} \right) \right] \quad (5.22)$$

Simplificando a expressão (5.22) obtém-se (5.23).

$$\lim_{s \rightarrow 0} A_1(s) = \frac{1}{H_i(s)} \quad (5.23)$$

O diagrama de blocos da malha de tensão é simplificado como mostra a Figura 5.16.

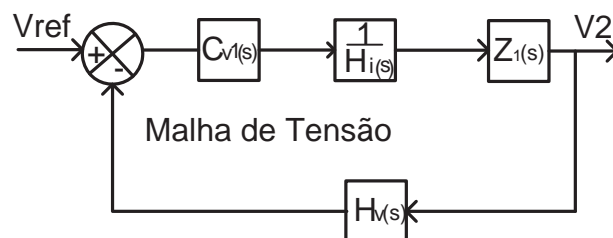


Figura 5.16- Diagrama simplificado de blocos da malha de tensão.

Considera-se a tensão de referência para medição da tensão de saída como sendo $V_{refT} = 3 \text{ V}$, portanto a função de transferência do elemento de medição de tensão é dada por (5.24).

$$H_v(s) = \frac{V_{ref}}{V_{2eq}} = 0,027 \quad (5.24)$$

Baseando-se no diagrama de blocos da Figura 5.16, a função de transferência de laço aberto sem o compensador é dada pela expressão (5.25).

$$FTLA_{scv}(s) = \frac{1}{H_{il}(s)} \cdot H_{v1}(s) \cdot Z_1(s) \quad (5.25)$$

A partir da função de transferência de malha aberta sem o compensador é representado mediante o diagrama de Bode mostrado na Figura 5.17.

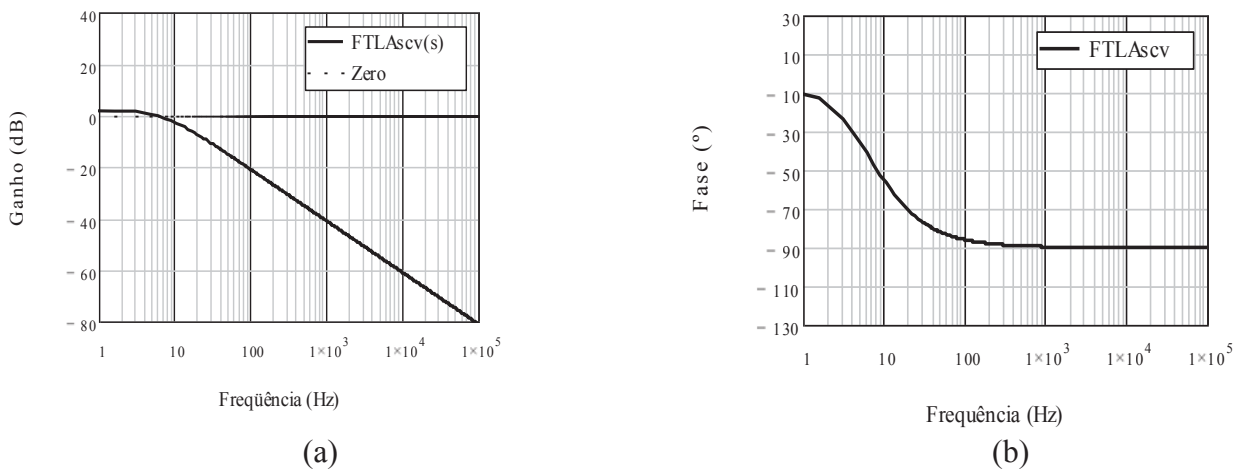


Figura 5.17- Diagrama de Bode de laço aberto da malha de tensão sem compensador- (a) Ganho; (b) Fase.

Para a malha de tensão, também é adotado um compensador do tipo PI com filtro, mostrado na Figura 5.18.

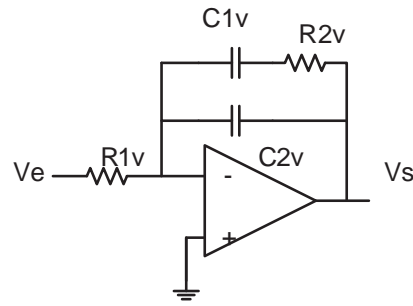


Figura 5.18- Compensador PI com filtro da malha de tensão.

A frequência de cruzamento é definida pelo tipo de carga. Considerando a carga linear, optou-se por uma frequência de cruzamento de:

$$f_{vc} = 100 \text{ Hz} \quad (5.26)$$

O ganho correspondente a frequência de cruzamento é igual a:

$$H_{FCv} = 20 \log \left| FTL A_{vSC} (2\pi f_{vc}) \right| = -21,04 \text{ dB} \quad (5.27)$$

O ganho em valor absoluto é dado por:

$$A_v = 10^{\frac{|-21,04|}{20}} = 11,28 \quad (5.28)$$

A relação entre as resistências do compensador e o ganho é dada por:

$$A_v = \frac{R2v}{R1v} \quad (5.29)$$

Considerando $R1_v = 56 \text{ k}\Omega$, o outro resistor é igual a $R2_v = 632 \text{ k}\Omega$.

Os critérios de alocação dos pólos e do zero do compensador utilizados seguiram a orientação de [15].

O zero do compensador é colocado uma década abaixo a frequência de cruzamento.

$$f_{zv} = \frac{f_{cv}}{10} = 10 \text{ Hz} \quad (5.30)$$

Um pólo é colocado na origem para diminuir o erro estático: [16]

$$f_{p1v} = 0 \quad (5.31)$$

O outro pólo é colocado uma década acima da frequência de cruzamento.

$$f_{p2v} = 10 f_{cv} = 1 \text{ kHz} \quad (5.32)$$

As capacitâncias do compensador assumem então os seguintes valores:

$$C1_v = \frac{1}{2\pi R2_v f_{zv}} = 25 \text{ nF} \quad (5.33)$$

$$C2_v = \frac{C1_v}{2\pi R2_v C1_v f_{p2v} - 1} = 254 \text{ pF} \quad (5.34)$$

A função de transferência do compensador é dada pela expressão (5.35):

$$C_{v1}(s) = \frac{1}{R1_v C2_v} \cdot \frac{s + \frac{1}{R2_v C1_v}}{s \left(s + \frac{C1_v + C2_v}{C1_v C2_v R2_v} \right)} \quad (5.35)$$

O diagrama de Bode do compensador da malha de tensão é mostrado na Figura 5.19.

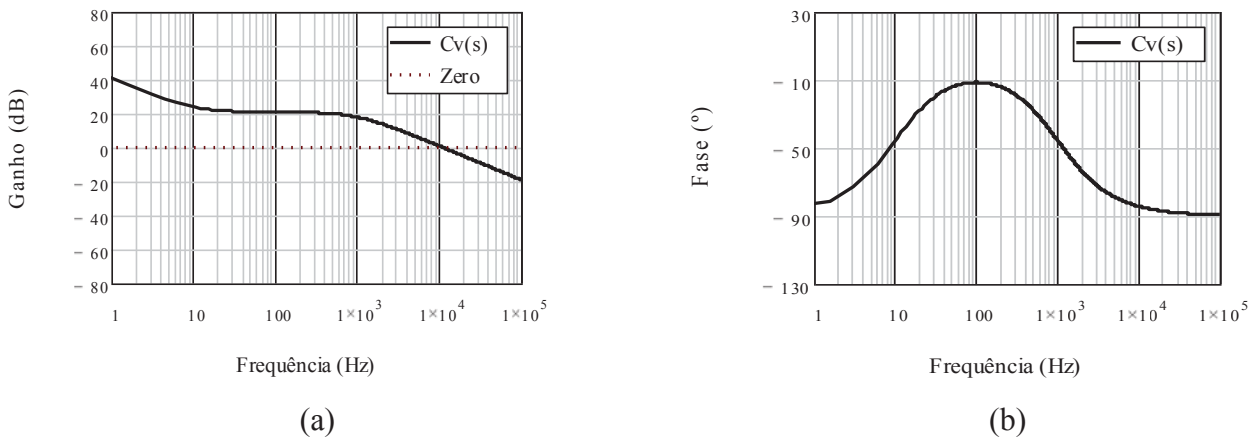
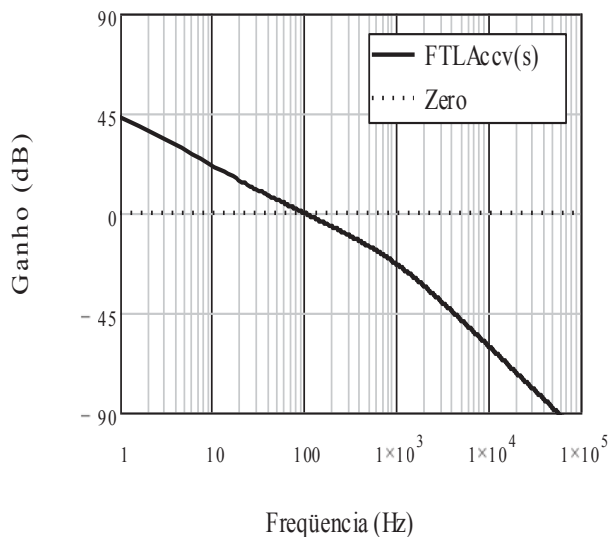


Figura 5.19-Diagrama de Bode do compensador de tensão.- (a) Ganho; (b) Fase.

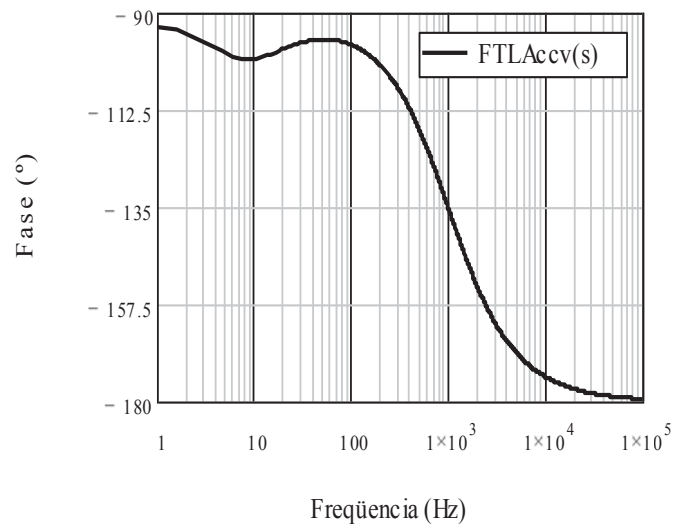
A função de transferência de laço aberto com compensador de tensão é dada pela expressão (5.36):

$$FTLA_{ccv}(s) = \frac{C_v(s) \cdot Z_1(s) \cdot H_v(s)}{H_i(s)} \quad (5.36)$$

O diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto compensada é mostrado na Figura 5.20.



(a)



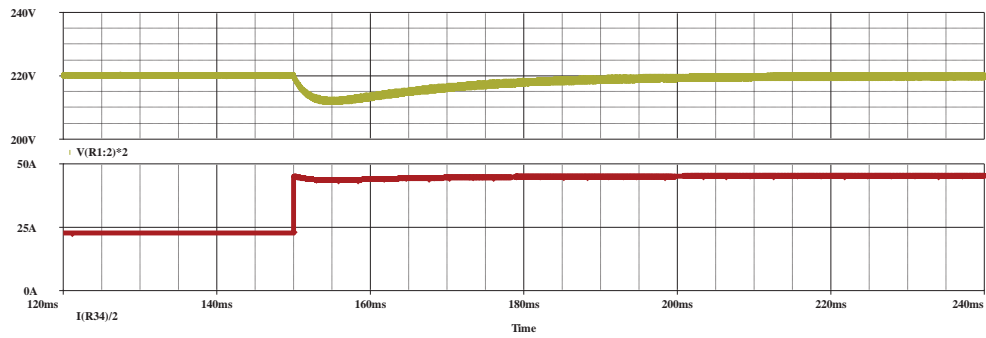
(b)

Figura 5.20- Diagrama de Bode do sistema compensado- (a) Ganho; (b) Fase.

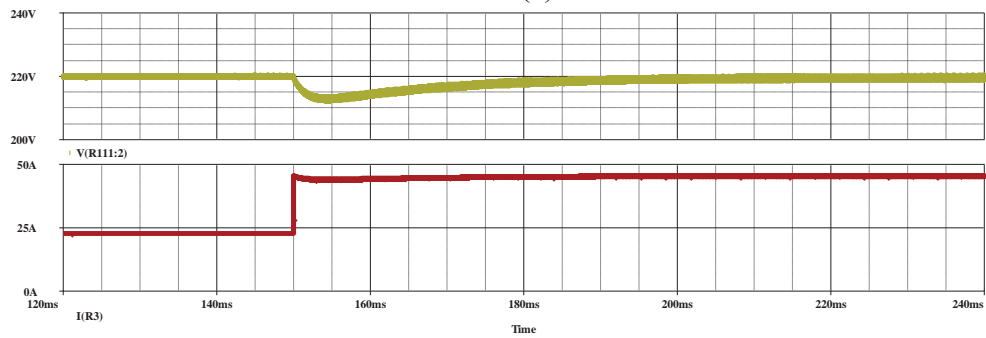
A margem de fase obtida foi de $82,58^\circ$, portanto está no intervalo entre 45° e 90° , recomendado para garantir a estabilidade do sistema [16].

5.5 Simulação no Modo *Boost*

A Figura 5.21 e a Figura 5.22 mostram o comportamento dinâmico a degraus de carga aplicados, tanto no conversor original como no conversor equivalente. A simulação foi realizada usando o *software* ORCAD. A Figura 5.21 mostra o comportamento da tensão de saída V_2 quando ocorre um degrau na corrente de saída I_2 no valor de 50% da carga nominal. Já a Figura 5.22 mostra o comportamento da tensão de saída V_2 quando ocorre uma redução abrupta na corrente de saída também no valor de 50% da corrente nominal.

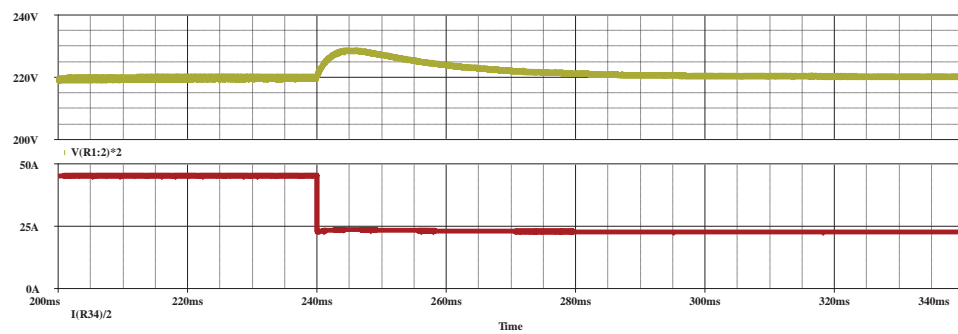


(a)

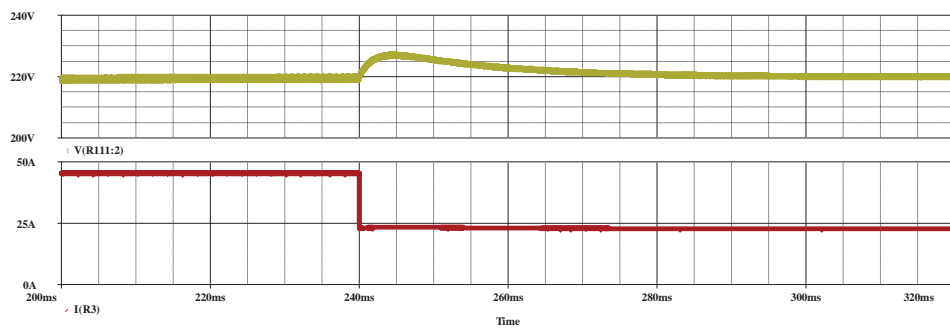


(b)

Figura 5.21- (a)Degrau positivo de carga para o circuito equivalente; (b)Degrau positivo de carga para o conversor bidirecional.



(a)



(b)

Figura 5.22- (a) Degrau negativo de carga para o conversor equivalente; (b) Degrau negativo de 100% para o conversor bidirecional.

Os resultados apresentados mostram a semelhança dinâmica entre o conversor original e o conversor equivalente, portanto o original pode ser representado fielmente pelo conversor *boost* clássico, utilizado para o uso dos critérios de projeto do sistema de controle.

5.6 Conclusão

Foi constatado neste capítulo que o conversor bidirecional no modo *boost* pode ser aproximado pelo conversor *boost* clássico para a realização da modelagem. As funções de transferência do modelo, considerando sua frequência o dobro da frequência do conversor bidirecional, podem ser usadas para o controle do conversor original, sendo comprovadas através de simulações.

As simulações da dinâmica da carga mostram a eficácia do controle de corrente média, adotado para o conversor bidirecional.

CAPÍTULO 6

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

6.1 Introdução

Embora o conversor deste trabalho seja projetado para uma potência de 10 kW, visando ao acionamento de um motor de relutância variável do veículo elétrico, foi considerada a montagem de um protótipo de 1 kW para simplificar os resultados e validar o princípio de funcionamento do conversor. Este capítulo aborda os resultados de simulação baseados na potência desse protótipo, mostrando as principais formas de onda do conversor para os dois modos de operação em malha aberta e encerra o trabalho tecendo as conclusões finais a respeito do conversor.

6.2 Protótipo do Conversor Proposto

Como visto no capítulo 4, 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. Um protótipo (Figura 6.1) foi projetado para tensão $V_1=96$ V, $V_2=220$ V, $f_s=20$ kHz, razão cíclica $D_1=0,56$ e $D_2=0,44$. O indutor utilizado possui uma indutância de 250 μ H. Para as chaves foram utilizadas as mesmas das especificadas no capítulo 4. Utilizou-se para o capacitor do barramento de V_2 dois capacitores eletrolíticos da EPCOS em paralelo de 680 μ F e tensão 400 V cuja resistência série é de 50 m Ω .

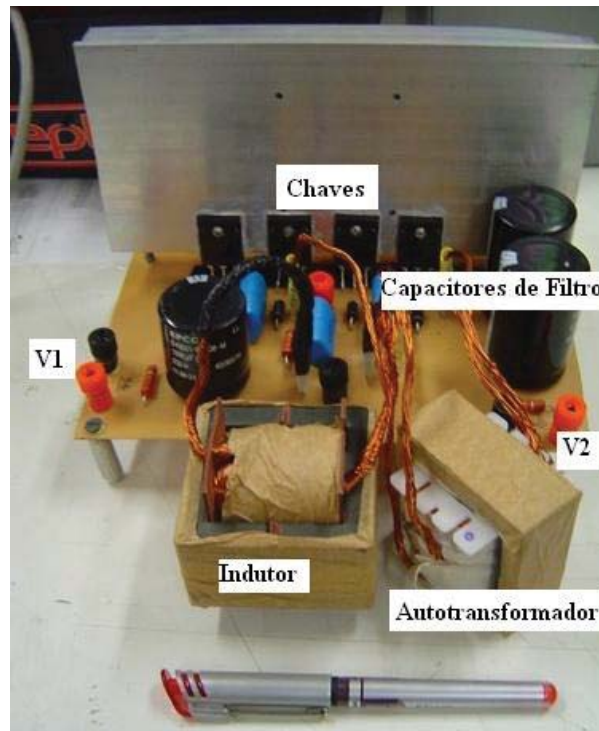


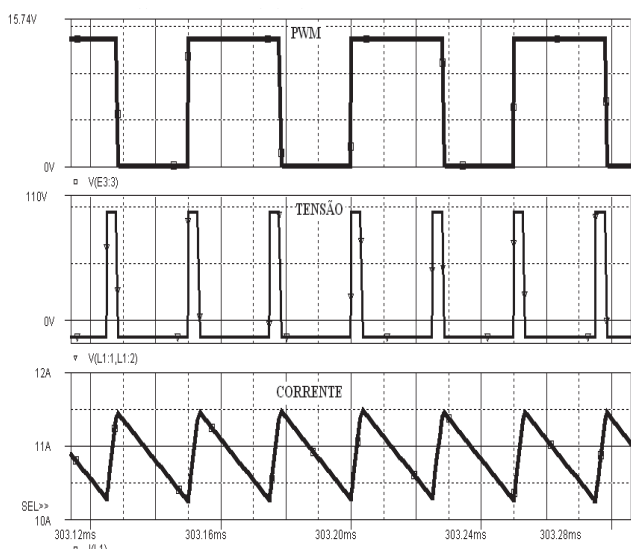
Figura 6.1- Protótipo do conversor proposto 1 kW.

6.2 Formas de Onda do Conversor no Modo *Boost*

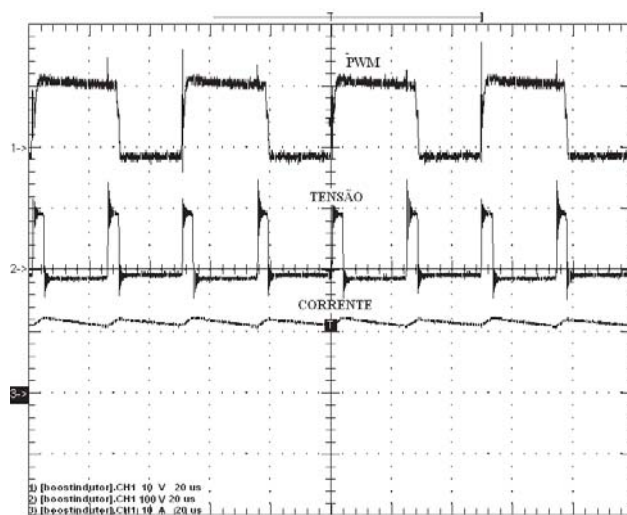
A seguir são mostradas as formas de onda simuladas no software Orcad e as formas de onda observadas no osciloscópio dos componentes mais importantes do protótipo de 1 kW. As chaves são acionadas por sinais PWM de amplitude igual a 15 V em uma frequência de 20 kHz e razão cíclica de acordo com o modo de operação.

A Figura 6.2 mostra a simulação e o resultado experimental do comportamento da corrente e da tensão sobre o indutor. A corrente cresce linearmente enquanto as duas chaves estão acionadas simultaneamente, neste momento sua tensão é igual a $V1 = 96$ V, em seguida a corrente no indutor decresce e a tensão sob este é igual a -14 V. O valor médio da corrente no indutor é de aproximadamente 11 A. As escalas para as formas de onda experimentais do sinal PWM, da chave S1, da tensão no indutor, da corrente no indutor e do tempo são: 10 V/div, 100 V/div, 10 A/div e 20 μ s/div, respectivamente.

Vale destacar o curto período de tempo que o indutor leva para carregar-se em relação ao período de carga e descarga e que a frequência da tensão e da corrente é o dobro da frequência do sinal PWM.



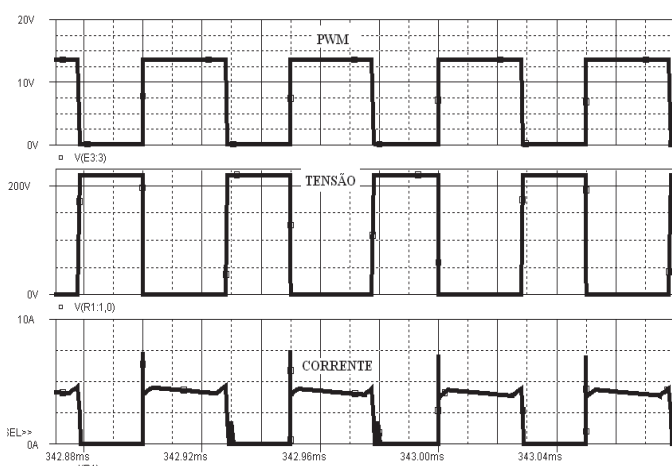
Simulado



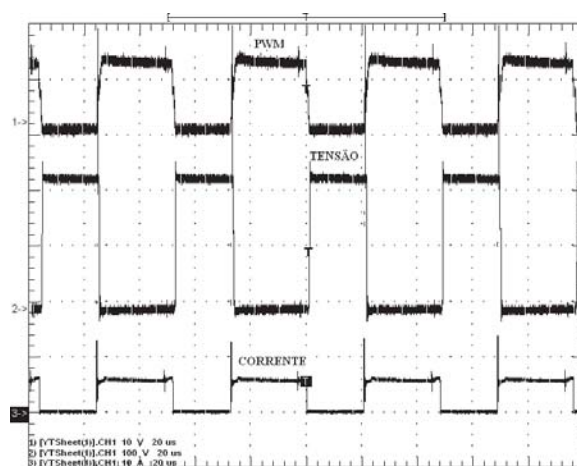
Experimental

Figura 6.2- Corrente e tensão no indutor no modo *boost*.

A Figura 6.3 mostra a corrente e tensão na chave S1 do conversor no modo *boost*. As formas de onda observadas em S2 são as mesmas observadas em S1, porém são deslocadas de 180° entre si. O intervalo que a chave S1 recebe o sinal PWM de 15 V, a tensão sobre ela é nula e aproximadamente a metade da corrente do indutor a percorre, por outro lado, no intervalo que S1 é bloqueada ela recebe a tensão da saída de $V_2 = 220$ V. As escalas para as formas de onda experimentais do sinal PWM da chave S1, da tensão sobre S1, da corrente através de S1e do tempo são 10 V/div, 100 V/div, 10 A/div e 20 μ s/div, respectivamente.



Simulado



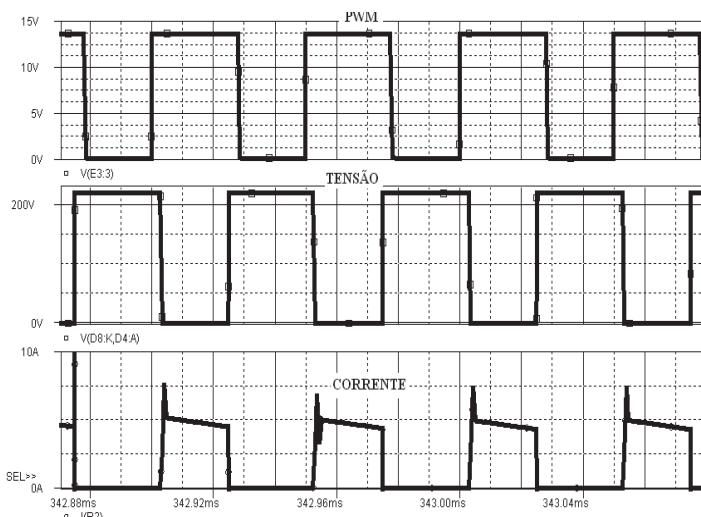
Experimental

Figura 6.3- Tensão e corrente nas chave S1 do conversor no modo *boost*.

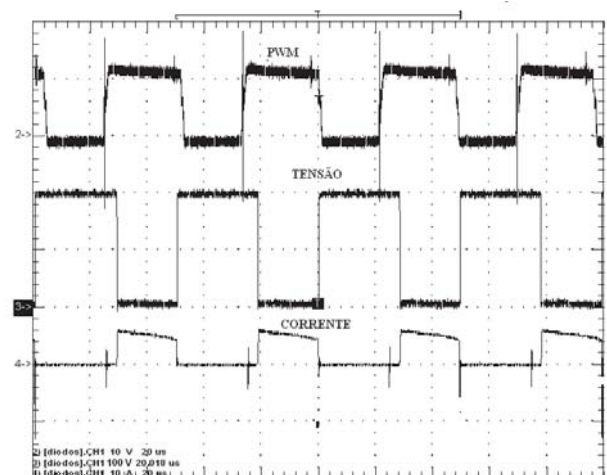
A Figura 6.4- Tensão e corrente no diodo da chave S3 do conversor no modo *boost*.

mostra a tensão e corrente no diodo D3 intrínseco à chave S3 do conversor no modo *boost*. A forma de onda do diodo D4 intrínseco à S4 é similar à mostrada, porém deslocada de 180° .

Os diodos são submetidos a uma tensão máxima de 220 V e por eles também é percorrida aproximadamente a metade da corrente média que circula através do indutor. As escalas para as formas de onda experimentais do sinal PWM da chave S1, da tensão e da corrente em D3 e do tempo são: 10 V/div, 100 V/div, 10 A/ div e 20 μ s/div, respectivamente.



Simulado

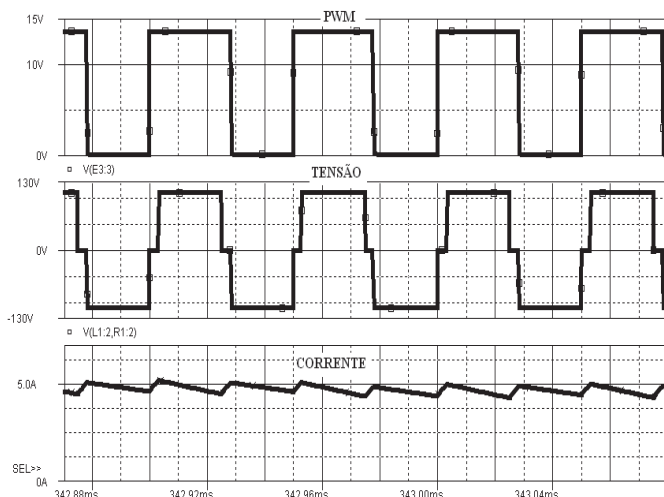


Experimental

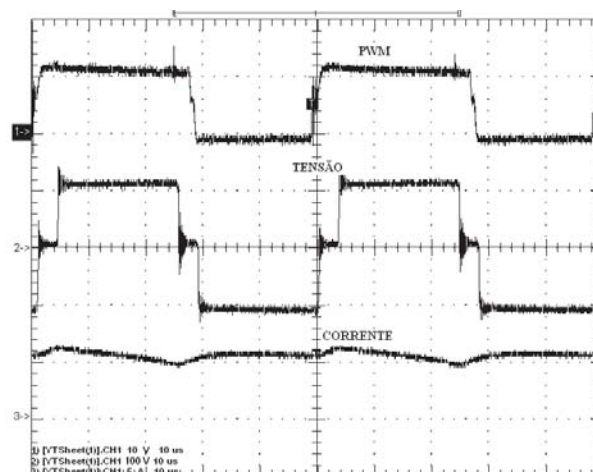
Figura 6.4- Tensão e corrente no diodo da chave S3 do conversor no modo *boost*.

Por último a Figura 6.5 mostra a corrente e a tensão em um dos enrolamentos do autotransformador no modo *boost*. A corrente nos dois enrolamentos é praticamente idêntica, isso é necessário para que não haja uma tensão induzida nos enrolamentos do autotransformador. A figura mostra a corrente em um dos seus enrolamentos e a tensão média da forma de onda é nula.

As escalas para as formas de onda experimentais do sinal PWM da chave S1, da tensão e da corrente no enrolamento do autotransformador e do tempo são 10 V/div, 100 V/div, 10 A/ div e 20 μ s/div, respectivamente.



Simulado



Experimental

Figura 6.5- Corrente e tensão nos enrolamentos do autotransformador no modo *boost*.

A Figura 6.6 mostra a curva de rendimento do conversor no modo *boost* com a potência de saída P2 sendo variada de 100 a 1000 W. A curva foi traçada utilizando-se como carga um conjunto de lâmpadas de 150 W/220 V e como tensão de entrada uma fonte CC cuja entrada varia de 0 a 220V e a corrente varia de 0 a 20 A. Para a medição da potência, foi utilizado um wattímetro trifásico digital Yokogawa modelo WT130.

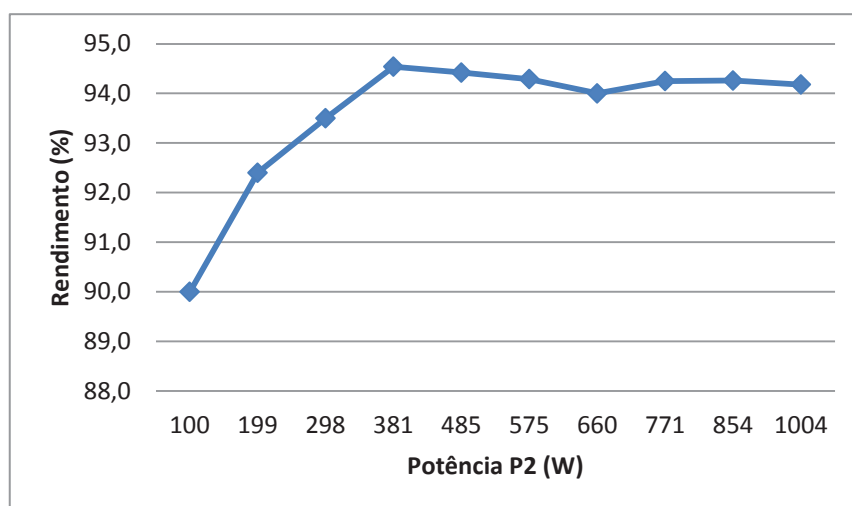


Figura 6.6- Curva de rendimento do conversor no modo *boost*.

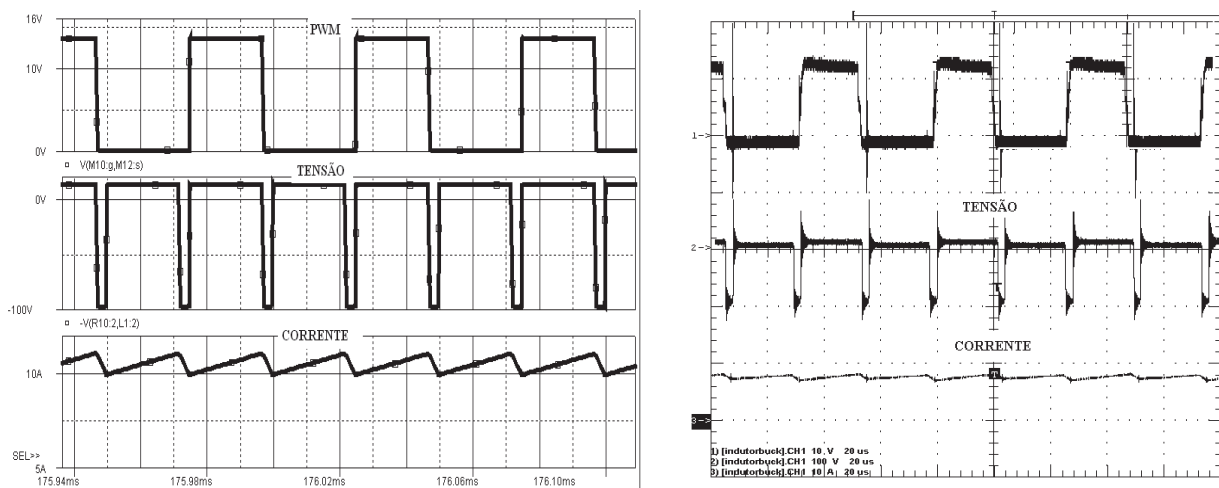
6.3 Formas de Onda do Conversor no Modo *Buck*

Para a obtenção dos resultados no modo *buck*, utilizou-se para o chaveamento de S3 e S4 sinais PWM deslocados de 180°, de frequências iguais a 20 kHz e amplitude de 15 V cuja razão cíclica é complementar ao utilizado no modo *boost*. A seguir são

mostradas as formas de onda das tensões e correntes nos principais componentes do protótipo para esse modo.

A Figura 6.7 mostra a tensão e corrente sobre o indutor. O indutor é carregado quando pelo menos uma das chaves é acionada com o sinal PWM, assim para esse modo o indutor passa a maior parte do ciclo de carga e descarga carregando-se.

As escalas para as formas de onda experimentais do sinal PWM, da chave S3, da tensão, da corrente no indutor e do tempo são 10 V/div, 100 V/div, 10 A/div e 20 μ s/div, respectivamente. A Figura 6.7 mostra a curva da tensão invertida em relação à curva teórica da Figura 3.3, ou seja, mostra a tensão $-V_L$ do indutor.



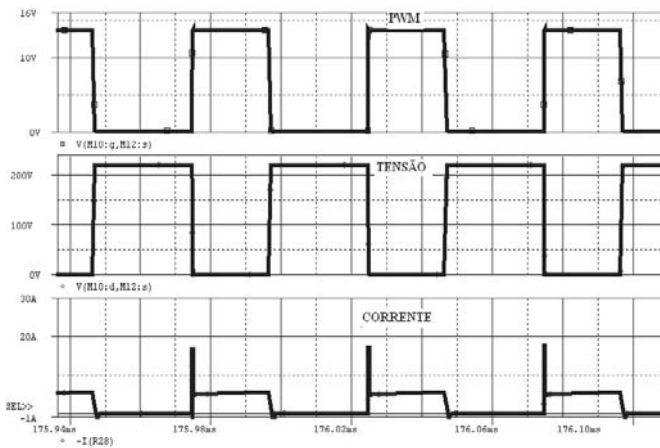
Simulado

Experimental

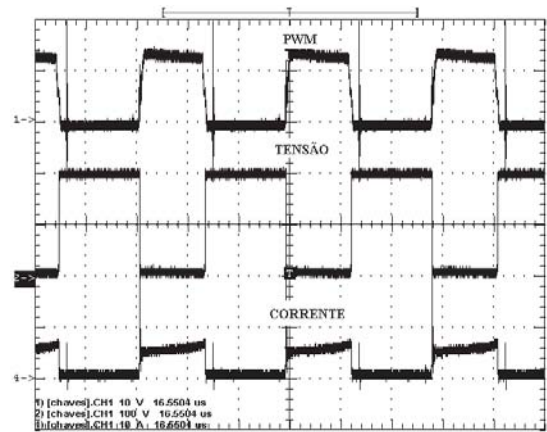
Figura 6.7- Corrente e tensão sobre o indutor do conversor para o modo *buck*.

A Figura 6.8 mostra a forma de onda da tensão na chave S3 do conversor no modo *buck*. As formas de onda observadas em S4 são as mesmas observadas em S3, porém são deslocadas de 180° entre si.

Nesse modo de operação as chaves recebem também a tensão máxima de $V_2=220$ V de maneira análoga a do outro modo de operação. As escalas para as formas de onda experimentais do sinal PWM da chave S3, da tensão, da corrente e do tempo são 10 V/div, 100 V/div, 10 A/div e 20 μ s/div, respectivamente.



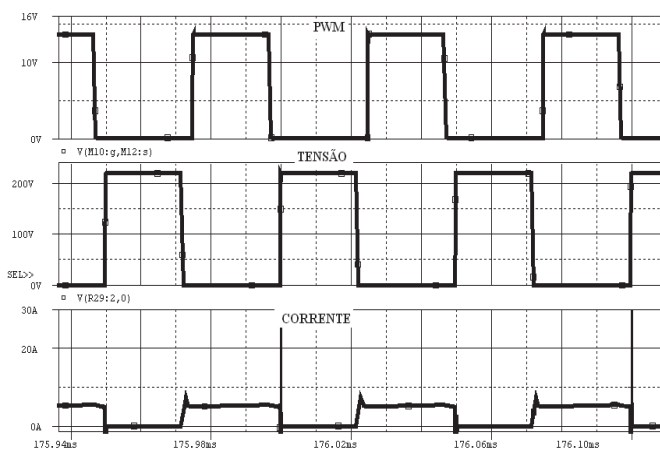
Simulado



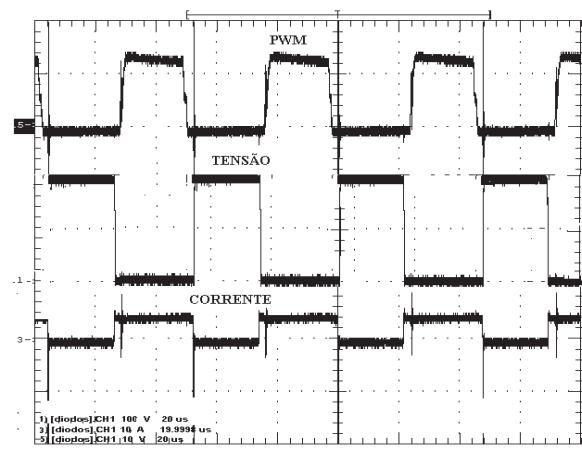
Experimental

Figura 6.8- Tensão e corrente na chave S3 no modo *buck*.

A Figura 6.9 mostra a corrente e a tensão nos diodos das chaves S1 e S2 no modo *buck*. As tensões máximas nos diodos D1 e D2 são de 220 V e a corrente é aproximadamente igual a metade da corrente no indutor.



Simulado



Experimental

Figura 6.9- Corrente e tensão no diodo da chave S1 e S4 no modo *buck*.

6.4 Conclusão

Através da montagem do protótipo, foi verificado de fato o funcionamento do conversor em ambos os modos de operação, descrito de forma qualitativa nos capítulos anteriores. As formas de onda obtidas experimentalmente correspondem às formas de onda simuladas e às mostradas teoricamente nos capítulos 2 e 3, respectivamente para o modo *boost* e *buck*. Através do protótipo é possível verificar os esforços de tensão e corrente a que foram submetidos os elementos do conversor proposto e fazer ensaios de carga no mesmo.

A curva de rendimento para o modo *boost* mostrou uma média de 93,6% e se comparado aos conversores mostrados no capítulo de revisão o conversor proposto torna-se satisfatório

CAPÍTULO 7

CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

7.1 Considerações Finais

- No capítulo de revisão, foram mostradas topologias que se assemelham ao conversor estudado nessa dissertação, tais conversores apresentavam potência e rendimento elevados, características imprescindíveis à aplicação em (VEs). Os conversores apresentados na revisão apresentam ainda a possibilidade do fluxo reverso de energia, ou seja, fluxo da carga para a entrada, tornando-os bidirecionais. O princípio de funcionamento e o controle desses conversores variavam em complexidade, salientando que o rendimento dependia de algumas condições de carga e tendem a ser mais elevados com a condição de resfriamento forçado destes.
- É necessário o aumento da tensão do barramento que alimenta o motor de tração de um (VE), porém um elevado número de baterias torna-o mais pesado além de dificultar o processo de futuras recargas. Assim foi sugerido um conjunto de baterias que forneça um barramento de 96 V e seja ligado a um estágio elevador, possibilitando ao motor uma corrente nominal menor e, por conseguinte, favorecendo o processo industrial de fabricação desse motor. O objetivo do estudo desse trabalho foi projetar um conversor que fosse capaz de elevar a tensão das baterias de 96 a 220 V para uma potência de 10 kW.
- O conversor proposto, baseado na célula de comutação de três estados possibilita a divisão de esforços nos seus componentes no que se refere às correntes que percorrem as chaves. A simplicidade de montagem é evidente devido ao número pequeno de componentes. A operação e montagem para os dois modos de operação podem ser feita de modo separado de acordo com o desejo de se aumentar ou diminuir a tensão de entrada. Neste caso sua aplicação é bidirecional funcionando como elevador e abaixador dependendo do sentido de fluxo da corrente. Os mesmos componentes são usados no projeto para os dois modos de operação, portanto não há a preocupação quando houver a mudança de sentido da energia.

- O conversor pode ser modelado de forma equivalente ao *boost* e *buck* clássicos. Como o conversor na maior parte do tempo de seu funcionamento operará no modo *boost*, a modelagem para esse modo foi realizada levando-se em conta o conversor *boost* clássico. Após levanta-se as funções de transferência através do modelo da chave PWM, as funções de transferência e a modelagem foram validadas através de simulações. Foi projetado para esse modo o controle da tensão V_2 e corrente no indutor usando o método de controle de corrente média. A estratégia de controle para a integração desses dois modos não foi estudada, contudo é sugerido um controle inteligente de modo que haja uma escolha de um dos modos de operação dependendo da tensão no barramento V_2 . Se essa ultrapassar um certo valor, situação em que há a regeneração de energia, o modo *boost* deverá ser desabilitado, habilitando-se o modo *buck* de modo que a energia de uma possível frenagem possa carregar o conjunto de baterias V_1 .
- A curva de rendimento traçada para o modo *boost* é fundamental para caracterizar o conversor, uma vez que na maior parte do tempo o conversor operará neste modo. A curva mostrou um rendimento médio de 93,6% e se comparado aos conversores mostrados no capítulo de revisão o conversor proposto torna-se satisfatório levando-se em conta a capacidade de processar elevadas potências e sua simplicidade de operação.

7.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

A seguir são sugeridos trabalhos que visam à continuidade e à implementação de melhorias relativas a essa dissertação. Alguns desses não puderam ser realizados por motivo de falta de estrutura de laboratório ou pela limitação de tempo, mas seriam importantes para a consolidação desse projeto.

- Montagem do protótipo do conversor para uma potência de 10 kW usando módulos semicondutores;
- Implementação do controle para os dois modos de operação;
- Integração dos dois modos por meio de um controle inteligente;
- Projeto dos magnéticos utilizando aço silício de grão orientado;
- Integração de todos os subsistemas do acionamento de um VE.

REFERÊNCIAS

- [1] Na Su, Dehong Xu, Min Chen, Junbing Tao, “*Study of Bi-Directional buck-boost Converter with Different Control Methods*”, IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC), September 3-5, 2008, Harbin, China.
- [2] Oscar García, Pablo Zumel, Angel de Castro, José A. Cobos, “*Automotive DC–DC Bidirectional Converter Made with Many Interleaved Buck Stages*”, IEEE Transactions On Power Electronics, Vol. 21, No. 3, May 2006.
- [3] E. Sanchis-Kilders, A. Ferreres, E. Maset, J.B. Ejea, V. Esteve, J. Jordán, A. Garrigós, J. Calvente, “*Soft Switching Bidirectional Converter for Battery Discharging-Charging*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2006. APEC '06. Twenty-First Annual IEEE.
- [4] Zahra Amjadi, Sheldon S. Williamson, “*Novel Control Strategy Design for Multiple Hybrid Electric Vehicle Energy Storage Systems*”, Applied Power Electronics Conference and Exposition, 2009. APEC 2009. Twenty-Fourth Annual IEEE.
- [5] S.A Bock, J.R Pinheiro, H. Gründling, H.L Hey, H.Pinheiro, “*Existence and Stability of Sliding Modes in Bi-directional DC-DC Converters Systems*”, Power Electronics Specialists Conference, 2001. PESC. 2001 IEEE 32nd Annual.
- [6] O. García, L.A. Flores, J.A. Oliver, J.A Cobos, J. de la Peña, “*Bi-Directional DC-DC Converter for Hybrid Vehicles*”, Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th.
- [7] T. W. Ching, “*Soft-switching Converters for Electric Vehicle Propulsion*”, Journal of Asian Electric Vehicles, Volume 5, Number 2, December 2007.
- [8] Rashid, M. H. “*Eletrônica de Potência: Circuitos, Dispositivos e Aplicações*”. São Paulo, Makron Books, 1999.
- [9] Nasser H. Kutkut, Herman L. N. Wiegman, Deepak M. Divan and Donald W. Novotny, “*Design Considerations for Charge Equalization of an Electric Vehicle Battery System*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 35, N°. 1, January/February 1999.
- [10] “*Handbook of automotive Power Electronic and Motor Drivers*”, Chicago, Illinois, USA 2005.
- [11] Robert Spotnitz, “*Advance EV and HEV Batteries*”, Pleasanton, CA, USA.
- [12] Nívea Maria Vega Longo Reidler e Wanda Maria Risso Günther, “*Impactos Ambientais e Sanitários Causados por Descarte Inadequado de Pilhas e Baterias Usadas*”.
- [13] Grover, V. T. B. “*Nova Família de Conversores CC-CC PWM Não Isolados Utilizando células de Comutação de Três Estados*”, Florianópolis, 2001. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis.
- [14] Grover, V. T. Bscopé and Ivo Barbi. “*Generation of a Family of Non-Isolated DC-DC PWM Converters Using New Three-State Switching Cells*”, in IEEE Power Electronic Specialists Conference, 2000, PESC'00, Vol.2, 18-23 June 2000, pp. 858-863.

- [15] P. James, A. Forsyth, G. Calderon-Lopez, V. Pickert “*DC-DC Converter for Hybrid and All Electric Vehicles*”
- [16] BARBI, Ivo. “*Eletrônica de Potência: Projeto de Fontes Chaveadas*”. Edição do Autor, Florianópolis, 2001
- [17] THORNTON, “*Catálogo de Núcleos de Ferrite*”. www.thornton.com.br, 15 de julho de 2010.
- [18] IXYS, www.ixys.com, 29 de julho de 2010.
- [19] EPCOS, “*Aluminum Electrolytic Capacitors Data Sheet B43456*”, www.epcos.com, 15 de julho de 2010.
- [20] Vorpérian, V., “*Simplified Analysis of PWM Converters Using the Model of the PWM switch*”, VPEC Seminar Tutorials, Blacksburg, Virginia, 1989.
- [21] Wei Tang, Fred C. Lee e Raymond B. Ridley, “*Small-Signal Modeling of Average Current-Mode Control*”, IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 8 No. 2, April, 1993.

ANEXO A

PROTÓTIPO DO CONVERSOR BIDIRECIONAL

A seguir, as Tabelas A.1 e A.2 mostram as especificações e as considerações de projeto de um protótipo do conversor bidirecional estudado neste trabalho. Para facilitar a aquisição das principais formas de onda e para comprovar seu princípio de funcionamento a potência utilizada foi de 1 kW.

Tabela A.6- Especificações do protótipo para o modo *boost*.

Modo <i>boost</i>	
Potência de saída	P2= 1 kW
Tensão de Entrada Nominal	V1= 96 V
Tensão de Entrada Mínima	V1min= 84 V
Tensão de Entrada Máxima	V1max= 108 V
Tensão de Saída Nominal	V2= 220 V
Razão Cíclica	$D_1 = 0,56$
Frequência de Chaveamento	$f_s = 20 \text{ kHz}$

Tabela A.2- Especificações do protótipo para o modo *buck*.

Modo <i>Buck</i>	
Potência de saída	P1= 1 kW
Tensão de Entrada Máxima	V2= 220 V
Tensão de Entrada Mínima	V1= 96 V
Razão Cíclica	$D_2 = 0,44$
Frequência de Chaveamento	$f_s = 20 \text{ kHz}$

Conforme visto no capítulo 4, é suficiente considerar-se o modo *boost* para fins de projeto para determinar as especificações dos componentes e dos elementos magnéticos.

A tabela A.3 mostra as especificações dos componentes utilizados na montagem do protótipo.

Tabela A.3- Dados dos componentes do protótipo do conversor.

Indutor	Indutância	500 μ H
	Núcleo	NEE 65/33/26 IP- 12
	Número de espiras	45
	Número de condutores em paralelo	10 condutores AWG 23
Autotransformador	Núcleo	NEE 55/28/21 IP- 12
	Número de espiras	Primário 38
		Secundário 38
	Número de condutores em paralelo	5 condutores AWG 23
Chaves S1, S2, S3 e S4	Referência	IXTK 102N30P
	Máxima tensão dreno fonte V_{DSS}	300 V
	Máxima corrente de dreno $I_D @ 100^\circ C$	102 A
	Resistência dreno-fonte R_{dson}	33m Ω
Diodo (Intrínseco às chaves)	Máxima tensão de pico repetitivo V_{RMM}	300 V
	Máxima corrente média direta $I_{F(AV)}$	102 A
	Queda de tensão em condução direta V_F	1,5 V
	Resistência de condução R_T	8 m Ω
Diodos Snubbers	Modelo	UF-5404
	Tensão	Tensão reversa 1000 V
	Corrente	Corrente média 3 A
	Tipo	Potência

Resistores Snubber	Resistência	33 k Ω
	Potencia	3 W
Capacitores Snubber	Capacitância	220 nF
	Tensão	200 V

ANEXO B ESQUEMÁTICO DO PROTÓTIPO DO CONVERSOR

