

HÉLIO OLIVEIRA TRIGUEIRO

**CONVERTOR CC-CC PUSH-PULL TRIFÁSICO
BIDIRECIONAL**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba – UFPB, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Romero Leandro Andersen

JOÃO PESSOA

2018

HÉLIO OLIVEIRA TRIGUEIRO

**CONVERTOR CC-CC PUSH-PULL TRIFÁSICO
BIDIRECIONAL**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba – UFPB, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Romero Leandro Andersen

JOÃO PESSOA

2018

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

T828c Trigueiro, Hélio Oliveira.
Conversor CC-CC push-pull trifásico bidirecional /
Hélio Oliveira Trigueiro. - João Pessoa, 2019.
106 f. : il.

Orientação: Romero Leandro Andersen.
Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Conversor push-pull. 2. Bidirecionalidade. 3. Fluxo
de potência. 4. Conversor CC-CC trifásico. I. Andersen,
Romero Leandro. II. Título.

UFPB/BC

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

CONVERSOR CC-CC PUSH-PULL TRIFÁSICO BIDIRECIONAL

Elaborado por

HÉLIO OLIVEIRA TRIGUEIRO

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA


PROF. DR. ROMERO LEANDRO ANDERSEN (Presidente)


PROF. DR. ALEXANDRE CÉZAR DE CASTRO


PROF. DR. KLEBER CARNEIRO DE OLIVEIRA

João Pessoa/PB, 14 de dezembro de 2018.

Aos meus pais Habacuc e Edileuza, e
minha irmã Halana.
Aos meus amigos Geraldo Júnior,
Felipe Queiroz e Vinícius Nunes.

Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por me fornecer saúde e determinação para concluir esta jornada.

Aos meus pais, Habacuc e Edileuza, por sempre acreditarem em mim, e por todo o suporte dado para a realização dos meus sonhos.

À minha irmã, Halana, pelo amor e amizade.

Aos meus familiares, que sempre me apoiaram, incentivaram e entenderam os momentos de ausência. Em especial a minha tia, Normélia, por todo carinho e orações.

Ao professor e orientador Romero pelos ensinamentos, conselhos e grande dedicação para a realização deste trabalho.

À FAPESQ pelo apoio financeiro.

Por fim, agradeço a todos os amigos que me ajudaram, companheiros de vida, os quais contribuíram para construção de quem sou hoje.

Resumo

Com o contínuo crescimento em processos de microgeração, estudos de veículos elétricos e sistemas que necessitam do processo de conversão da tensão elétrica, tornam-se necessários estudos dos vários elementos que compõem estes sistemas. Um deles é o conversor CC-CC, o qual irá adaptar a tensão originada de um sistema gerador para um valor que pode ser maior ou menor que o original, a depender do sistema projetado. Assim, neste trabalho, será apresentado o estudo de um conversor CC-CC com bidirecionalidade, sendo então capaz de operar com dois sentidos de fluxo de potência: do lado de baixa tensão para o lado de alta tensão e vice-versa. A topologia do conversor escolhida foi do *push-pull* trifásico, com o controle feito por controladores PI e modulação PWM. Resultados de simulação validam o sistema proposto, além da apresentação de um estudo experimental.

Palavras-Semicondutor: Conversor Push-Pull, bidirecionalidade, fluxo de potência, conversor CC-CC trifásico.

Abstract

With the continuous growth in microgeneration processes, studies of electric vehicles and systems that require the process of conversion of the electric voltage, studies of the various elements that compose those systems are necessary. One of them is the DC-DC converter, which will adapt the voltage from a generator system to a value that may be higher or lower than the original, depending on the designed system. Thus, in this work, the study of a DC-DC converter with bidirectionality will be presented, being able to operate with two directions of power flow: from the low voltage side to the high voltage side and vice versa. The topology of the converter chosen was the three-phase push-pull, with the control made by PI controllers and PWM modulation. Simulation results validate the proposed system, also an experimental study is shown.

Keywords: Push-Pull converter, bidirectionality, power flow, three-phase DC-DC converter.

Lista de figuras

Figura 1 – Investimentos em Fontes Renováveis pelo mundo. Fonte (SAWIN et al., 2017) ..	20
Figura 2 – Conversor proposto por James, <i>et al.</i> (2009)	22
Figura 3 – Estrutura do conversor proposto em Rathore (2015)	23
Figura 4 – Topologia proposta por Andersen (2010)	23
Figura 5 - Conversor CC-CC push-pull trifásico bidirecional proposto	26
Figura 6 - Sinais de comando das nove semicondutores do conversor	28
Figura 7 – Primeira etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão.....	29
Figura 8 – Segunda etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão.....	29
Figura 9 – Terceira etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão	29
Figura 10 – Quarta etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão.....	30
Figura 11 – Quinta etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão.....	30
Figura 12 – Sexta etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão.....	31
Figura 13 – Formas de onda teóricas de tensão e corrente no indutor L, tensão e corrente na semicondutor S_1 e corrente no capacitor C, operando na região R2	31
Figura 14 – Primeira etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão.....	32
Figura 15 – Segunda etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão.....	32
Figura 16 – Terceira etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão	33
Figura 17 – Quarta etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão.....	33
Figura 18 – Quinta etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão.....	34
Figura 19 – Sexta etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão.....	34
Figura 20 - Conversor proposto operando como elevador de tensão	36
Figura 21 - Transformador produzido para montagem do protótipo.....	44
Figura 22 - Indutor produzido para o protótipo	46
Figura 23 - Divisão das perdas para o conversor estudado	51
Figura 24 – Circuito elétrico equivalente simplificado a partir da tensão V_{S1}	52
Figura 25 - Circuito elétrico equivalente da tensão de saída a partir dos valores médios.....	53

Figura 26 – Malha do compensador, adaptado de Barbi (2015)	54
Figura 27 – Compensadores usados para o controle de corrente (a) e tensão (b)	54
Figura 28 – Diagrama de blocos do circuito com compensador de corrente	55
Figura 29 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do compensador de corrente	56
Figura 30 - Diagrama de blocos para o controlador de tensão	58
Figura 31 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do compensador de tensão	59
Figura 32 – Circuito simulado com os controles de corrente e tensão	60
Figura 33 – (a) Tensão e (b) corrente no indutor L, (c) tensão e (d) corrente no interruptor S_1 e (e) corrente no capacitor C	61
Figura 34 – Resposta do compensador de corrente à mudança de referência	62
Figura 35 – Tensão de saída do conversor quando submetido a degraus de carga	63
Figura 36 – (a) Corrente no indutor e (b) tensão no lado de alta tensão quando ocorre inversão do fluxo de potência devido à injeção de corrente no lado de alta tensão.....	63
Figura 37 – Circuitos para geração do tempo morto em cada comando das semicondutores do secundário.....	65
Figura 38 – Operação para inserção do tempo morto nos comandos das semicondutores de mesmo braço.....	65
Figura 39 – Verificação das tensões no capacitor de grampeamento e nos semicondutores S_1 , S_2 e S_3	66
Figura 40 – Simulação do conversor com o tempo morto e grampeador dissipativo	67
Figura 41 – Corrente no indutor L, simulação com tempo morto e grampeador de tensão	68
Figura 42 – Tensão de saída do conversor quando submetido a degraus de carga, simulação com tempo morto e grampeador de tensão.....	68
Figura 43 – (a) Corrente no indutor e (b) tensão na carga, quando ocorre inversão do fluxo de potência devido à injeção de corrente no lado de alta tensão em 0,32 s, com grampeador de tensão e tempo morto.....	69
Figura 44 - Placas de circuito impresso correspondentes à parte de potência do conversor	70
Figura 45 - Sensor LAH 50-P usado para medição da corrente i_L	71
Figura 46 - Esquema de ligação do sensor de corrente usado	72

Figura 47 - Sensor de tensão LV 20-P.....	72
Figura 48 - Esquemático de ligação para uso do sensor de tensão.....	73
Figura 49 - Esquemático de ligação das placas de potência.....	73
Figura 50 - Imagem real do protótipo referente à parte de potência	74
Figura 51 - Modelo do driver para isolamento das tensões de gatilho usado.....	74
Figura 52 - Esquemático para o circuito de isolamento das tensões de gatilho	76
Figura 53 – Desenho da placa de circuito impresso para os drivers SKHI22BR	76
Figura 54 - Placa com os drivers SKHI22BR confeccionada	77
Figura 55 - Microcontrolador usado para geração dos sinais de comando de todos os semicondutores	78
Figura 56 - Lógica para reduzir o número de leituras erradas no conversor AD	78
Figura 57 - Esquemático de comandos das semicondutores do conversor.....	79
Figura 58 - Esquemático para construção da placa de circuito impresso da parte de controle e de geração dos sinais de comando do sistema.....	80
Figura 59 – Desenho da placa de circuito impresso da placa de comando e controle.....	81
Figura 60 – Placa de comandos e controle, conectada ao dsPIC.....	81
Figura 61 - Protótipo completo construído.....	82
Figura 62 - Bancada usada durante a etapa experimental	83
Figura 63 - Conexão dos diodos MUR860 para reduzir o efeito de recuperação reversa do diodo intrínseco dos semicondutores sobre o conversor	84
Figura 64 – Tensão de gatilho v_{gs1} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p1} (em verde) e tensão (em rosa) no semicondutor S_1 , sem sinais de gatilho, modo elevador de tensão	85
Figura 65 - Tensão de gatilho v_{gs2} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p2} (em verde) e tensão (em rosa) no semicondutor S_2 , sem sinais de gatilho, modo elevador de tensão	85
Figura 66 - Tensão de gatilho v_{gs3} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p3} (em verde) e tensão (em rosa) no semicondutor S_3 , sem sinais de gatilho, modo elevador de tensão	86
Figura 67 – Correntes nas bobinas L_{p1} (verde), L_{p2} (azul) e L_{p3} (rosa) e tensão v_{gs1} (em amarelo), sem sinais de gatilho, modo elevador de tensão.....	86

Figura 68 – Tensão v_{gs1} (em amarelo) e correntes nas bobinas L_{s1} , L_{s2} e L_{s3} , sem sinais de gatilho, modo elevador de tensão	87
Figura 69 – Tensão de gatilho v_{gs1} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p1} (em verde) e tensão (em rosa) no semicondutor S_1 , com sinais de comando, modo elevador de tensão	89
Figura 70 - Tensão de gatilho v_{gs2} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p2} (em verde) e tensão (em rosa) no semicondutor S_2 , com sinais de comando, modo elevador de tensão	89
Figura 71 - Tensão de gatilho v_{gs3} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p3} (em verde) e tensão (em rosa) no semicondutor S_3 , com sinais de comando, modo elevador de tensão	89
Figura 72 – Correntes nas bobinas L_{p1} (verde), L_{p2} (azul) e L_{p3} (rosa) e tensão v_{gs1} (em amarelo), com sinais de comando, modo elevador de tensão.....	90
Figura 73 – Correntes nas bobinas L_{s1} (em verde), L_{s2} (em azul) e L_{s3} (em rosa) e tensão v_{gs1} (em amarelo), com sinais de comando, modo elevador de tensão	90
Figura 74 - Curva de rendimento do conversor	92
Figura 75 – Tensão (em amarelo) e corrente (em verde) na carga, quando o conversor é submetido ao degrau que retira 20% de sua carga, modo elevador de tensão.....	92
Figura 76 – Tensão (em amarelo) e corrente (em verde) na carga, quando o conversor é submetido ao degrau que insere 20% de carga, modo elevador de tensão.....	93
Figura 77 – Corrente na bobina L_{p1} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs4} , sem sinais de comando, modo abaixador de tensão	94
Figura 78 - Corrente na bobina L_{p2} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs5} , sem sinais de comando, modo abaixador de tensão	94
Figura 79 - Corrente na bobina L_{p3} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs6} , sem sinais de comando, modo abaixador de tensão	94
Figura 80 – Correntes I_{Lp1} (em verde), I_{Lp2} (em azul) e I_{Lp3} (em rosa), tensão de gatilho v_{gs4} , sem sinais de comando, modo abaixador de tensão	95
Figura 81 - Correntes nas bobinas L_{s1} (em verde), L_{s2} (em azul) e L_{s3} (em rosa) e tensão de gatilho v_{gs4} , sem sinais de comando, modo abaixador de tensão	95
Figura 82 – Corrente na bobina L_{p1} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs4} , com sinais de comando, modo abaixador de tensão	96
Figura 83 - Corrente na bobina L_{p2} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs5} , com sinais de comando, modo abaixador de tensão	96

Figura 84 - Corrente na bobina L_{p3} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs6} , com sinais de comando, modo abaixador de tensão	96
Figura 85 – Correntes I_{Lp1} (em verde), I_{Lp2} (em azul) e I_{Lp3} (em rosa), tensão de gatilho v_{gs4} , com sinais de comando, modo abaixador de tensão	97
Figura 86 - Correntes nas bobinas L_{s1} (em verde), L_{s2} (em azul) e L_{s3} (em rosa) e tensão de gatilho v_{gs4} (em amarelo), com sinais de comando, modo abaixador de tensão.....	97

Lista de tabelas

Tabela 1 – Regiões de operação do conversor proposto por Andersen (2010).....	24
Tabela 2 – Lógica combinacional usada para comandar cada semicondutor do lado de alta tensão	27
Tabela 3 – Lista dos componentes adquiridos para montagem do protótipo	51
Tabela 4 – Lista dos componentes para a simulação do push-pull bidirecional, com controle de corrente e tensão	59
Tabela 5 - Especificações técnicas do sensor LAH 50-P	71
Tabela 6 - Especificações técnicas do sensor LV 20-P	72
Tabela 7 - Configuração do tempo morto no driver SKHI22BR	75
Tabela 8 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 200 W.....	87
Tabela 9 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 400 W.....	87
Tabela 10 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 600 W.....	87
Tabela 11 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 800 W.....	88
Tabela 12 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e com os comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 200 W.....	90
Tabela 13 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 400 W.....	91
Tabela 14 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 600 W.....	91
Tabela 15 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 800 W.....	91

Simbologia

Símbolos usados para referenciar elementos de circuitos

Sigla	Significado
C	Capacitor
D	Diodo
L	Indutor
L_d	Indutância de dispersão
L_p	Bobina primária do transformador
L_s	Bobina secundária do transformador
R	Resistor
S	Semicondutor

Símbolos usados em equações matemáticas

Sigla	Significado	Unidade
L_1	Indutância do indutor L	H
C_2	Capacitância do capacitor C	F
D	Razão cíclica	-
i_1	Corrente no lado de baixa tensão	A
i_2	Corrente no lado de alta tensão	A
i_C	Corrente média no capacitor C	A
i_{Cef}	Corrente eficaz no capacitor C	A
i_L	Corrente no indutor L	A
$I_{Lmáx}$	Corrente máxima no indutor L	A
I_{Lmed}	Corrente média no indutor L	A
$I_{Lmín}$	Corrente mínima no indutor L	A
$I_{SmaxPrim}$	Corrente máxima teórica nos semicondutores do lado de baixa tensão	A
$I_{SmedPrim}$	Corrente média teórica nos semicondutores do lado de baixa tensão	A
n	Relação de espiras do transformador	-
N_L	Número de espiras do indutor L	-
N_p	Número de espiras no lado primário do transformador trifásico	-

N_p	Número de espiras no lado primário do transformador trifásico	-
P_1	Potência processada no lado de baixa tensão	W
P_2	Potência processada no lado de alta tensão	W
P_C	Perdas no capacitor C	W
R_{SE}	Resistência série equivalente do capacitor C	Ω
V_1	Tensão no lado de baixa tensão	V
V_2	Tensão no lado de alta tensão	V
V_C	Tensão sobre o capacitor C	V
V_{gra}	Tensão de grampeamento	V
V_L	Tensão sobre o indutor L	V
v_g	Sinal de comando do semicondutor	V
V_{gs}	Tensão <i>gate-source</i> do semicondutor	V
$V_{Sm\acute{a}xPrim}$	Tensão máxima teórica nos semicondutores do lado de baixa tensão	V
T_S	Período de comutação	s
ΔI	Ondulação de corrente	A
ΔV	Ondulação de tensão	V

Acrônimos e abreviaturas

Acrônimo	Significado
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
dsPIC	<i>Digital Signal Peripheral Interface Controller</i>
FTMA	Função de Transferência em Malha Aberta
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MOSFET	<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>
MRV	Motor de Relutância Variável
PI	Proporcional Integral
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
ZCS	<i>Zero-Current Switching</i>
ZVS	<i>Zero-Voltage Switching</i>

Sumário

1. INTRODUÇÃO GERAL	20
1.1 Revisão Bibliográfica.....	21
1.2 Objetivos	24
1.3 Estrutura e organização do trabalho	24
2. ESTUDO DO CONVERSOR CC-CC <i>PUSH-PULL</i> TRIFÁSICO BIDIRECIONAL	26
2.1 Introdução.....	26
2.2 Descrição do circuito	26
2.3 Modulação	27
2.4 Etapas de operação.....	27
2.4.1 Modo elevador de tensão	28
2.4.2 Modo abaixador de tensão	32
2.5 Ganho estático do conversor.....	34
2.6 Expressão da indutância L_1	35
2.7 Expressão da capacitância C_2	36
2.8 Conclusões sobre o estudo teórico do conversor proposto	37
3. DIMENSIONAMENTO DO CONVERSOR	38
3.1 Especificações de projeto	38
3.2 Escolha do capacitor C	39
3.3 Projeto dos MOSFETs e diodos	39
3.4 Projeto do transformador trifásico	41
3.5 Projeto do indutor L	44
3.6 Perdas do conversor	46
3.7 Rendimento teórico	50
3.8 Conclusões sobre o dimensionamento do conversor	51
4. MODELAGEM E PROJETO DOS CONTROLADORES	52
4.1 Introdução	52
4.2 Planta de corrente, $H_i(s)$	52

4.3	Planta de tensão, $H_v(s)$	53
4.4	Os compensadores.....	53
4.5	Projeto dos controladores.....	55
5.	SIMULAÇÕES DO CONVERSOR CC-CC <i>PUSH-PULL</i> TRIFÁSICO BIDIRECIONAL	60
5.1	Introdução	60
5.2	Resultados de simulação apenas com os compensadores de tensão e de corrente.....	61
5.3	Circuito para grampeamento de tensão e adição de tempo morto	64
5.3.1	Inserção do tempo morto	64
5.3.2	Circuito grampeador de tensão	65
5.3.3	Resposta do conversor a degraus de carga e inversão do fluxo de potência junto com grampeador de tensão e tempo morto	66
5.4	Conclusões sobre as simulações realizadas	69
6.	CONSTRUÇÃO DO PROTÓTIPO.....	70
6.1	Placas de potência	70
6.1.1	Sensor de corrente.....	71
6.1.2	Sensor de tensão	72
6.1.3	Montagem das placas.....	73
6.2	Circuito para isolamento das tensões de gatilho nos MOSFETs do lado de alta tensão	74
6.2.1	Configuração do <i>driver</i> SKHI22BR	75
6.2.2	Construção da placa.....	75
6.2.3	Funcionamento	75
6.3	Geração dos sinais de comando	77
6.4	Placa de comandos e controle	79
6.5	Conclusões sobre a montagem do protótipo	82
7.	ESTUDO EXPERIMENTAL	83
7.1	Bancada	83
7.2	Modo elevador de tensão	84
7.2.1	Resultados sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão	85
7.2.2	Resultados com os comandos nos semicondutores do lado de alta tensão	88
7.2.3	Degraus de carga.....	91
7.2.4	Curva de rendimento.....	92
7.3	Modo abaixador de tensão	93
7.3.1	Resultados sem comandos nos semicondutores do lado de baixa tensão.....	93
7.3.2	Resultados com os comandos nos semicondutores do lado de baixa tensão.....	93
7.4	Conclusões sobre o estudo experimental.....	97

8. CONCLUSÕES GERAIS	99
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	100
ANEXO I	102

1. Introdução Geral

O uso de fontes renováveis de energia vem alcançando percentuais de crescimento cada vez maiores nos últimos anos. São diversos motivos que incentivam investimentos nessa área, como menores impactos ambientais, a geração distribuída, veículos elétricos, facilidade de manutenção, crescente preço dos combustíveis fósseis, entre vários outros fatores socioambientais e econômicos. A Figura 1 mostra o crescimento dos investimentos na área que mesmo com a queda no ano de 2016, este mercado segue em vista mundialmente, com criação de mais de 1,5 milhão de empregos diretos e indiretos com relação a 2015, passando para o total de 9,8 milhões (SAWIN *et al.*, 2017).

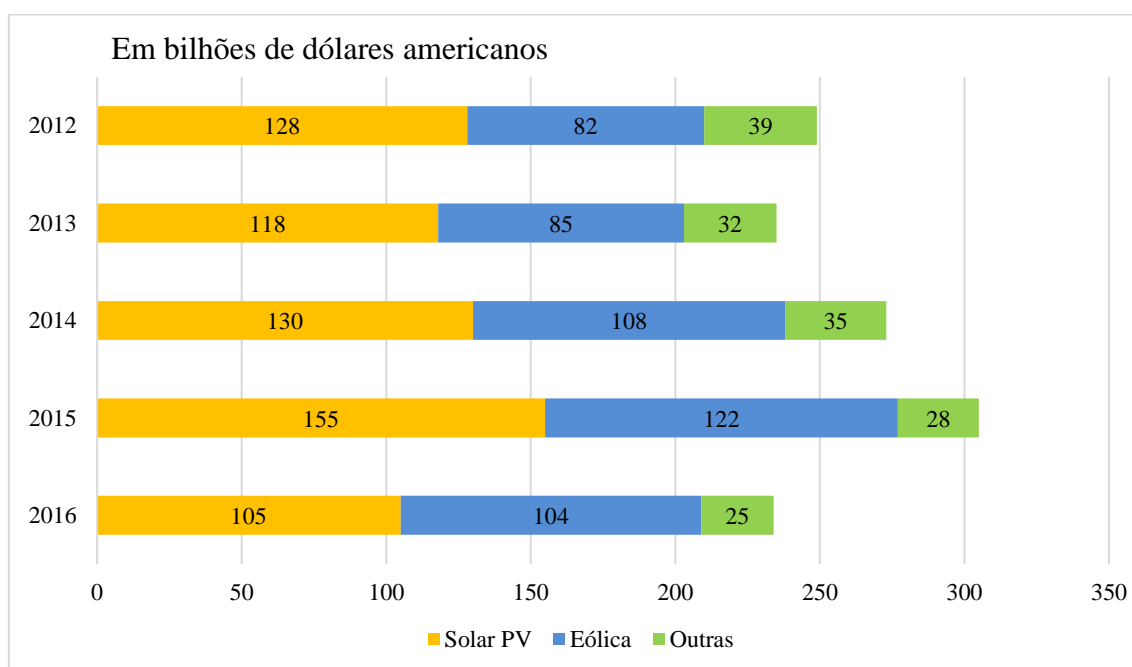


Figura 1 – Investimentos em Fontes Renováveis pelo mundo. Fonte (SAWIN *et al.*, 2017)

Nesse contexto, os circuitos conversores são essenciais pois permitem aplicações onde envolva a necessidade de elevação ou diminuição da tensão. Assim, quando são usadas baterias como elemento armazenador de energia, se torna necessário o uso desses circuitos, os quais irão adaptar a tensão alcançada na geração para que esta seja utilizável em diversas aplicações.

Para este trabalho foi escolhida uma topologia de conversor CC-CC trifásica, por apresentar algumas vantagens quando comparado à sua versão monofásica: redução dos elementos passivos, melhor distribuição das perdas nos semicondutores por distribuição da corrente entre as fases, condutores de menor seção, redução do tamanho do

transformador devido ao melhor aproveitamento da estrutura e redução em custos por submeter os componentes a menores esforços, quando comparadas às topologias monofásicas para a mesma potência (ANDERSEN, 2013; KWON, 2013; LARICO, 2012).

Entretanto, uma possível desvantagem seria o elevado esforço de tensão nos semicondutores. Assim, geralmente são empregados circuitos para limitação dessa tensão extra, como grampeadores passivos (OLIVEIRA, 2011) ou ativos (KWON, 2013; CHA, 2008). Uma desvantagem de grampeamento com componentes passivos seria a dissipação de energia no resistor, diminuindo a eficiência do conversor. Técnicas de comutação *Zero-Voltage-Switching (ZVS)* e/ou *Zero-Current-Switching (ZCS)* podem ser aplicadas para minimizar as perdas, melhorando a eficiência do conversor (RATHORE, 2016; ANDERSEN, 2013).

Quanto ao sentido do fluxo de potência, os conversores CC-CC podem ser unidirecionais ou bidirecionais. Os conversores CC-CC bidirecionais são aqueles que operam com ambos os sentidos do fluxo de potência. Como exemplo, a característica de bidirecionalidade do sistema permite o controle preciso durante os processos de carga e descarga em sistemas de armazenamento da energia (PRASANNA, 2012).

Assim, um conversor CC-CC push-pull bidirecional trifásico é proposto, podendo ser alimentado em corrente ou tensão, a depender do sentido do fluxo de potência. As possíveis aplicações incluem sistemas de células a combustível, veículos elétricos e sistemas fotovoltaicos. Resultados de simulação e um estudo experimental são apresentados neste trabalho.

1.1 Revisão Bibliográfica

Um dos mais antigos trabalhos sobre a topologia *push-pull* como conversor CC-CC foi feito por Sokal e Redl em 1980 (SOKAL; REDL, 1980), no qual apresentou a versão monofásica unidirecional. Além deste, a topologia *push-pull* foi estudada por vários pesquisadores, a exemplo de trabalhos como os de Kosenko (2016) e Lim (2012).

Já para o conversor proposto por Barrozo (2010), as etapas de operação no modo *buck* são apresentadas, com destaque para o controle dos semicondutores que proporcionarão a bidirecionalidade de energia. Essa situação ocorrerá também quando houver mudança no sentido da corrente do indutor, funcionando assim como um

carregador de bateria em veículos elétricos, de maneira semelhante ao apresentado por Rosembach (2003), mas abordando uma topologia diferente da *push-pull*.

Outro conversor proposto na literatura sobre a topologia *push-pull* (JAMES; *et al.*, 2009), visualizado na Figura 2, visa elevar a tensão cedida pelas baterias em veículos elétricos 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. Considerando seu modo de condução contínua, esse conversor é alimentado pela tensão V_1 formada por um grupo de baterias e possui 4 semicondutores S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , um indutor de filtro L , um autotransformador T_r e um capacitor de filtro C , com quatro etapas de operação: duas para o modo *buck* e duas para o modo *boost*.

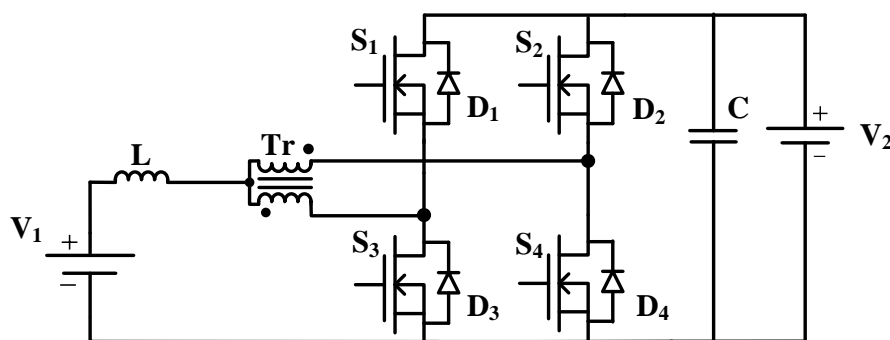


Figura 2 – Conversor proposto por James, *et al.* (2009)

O trabalho de Rathore (2015) apresenta o conversor *push-pull* monofásico, com sua topologia apresentada na Figura 3.

É importante destacar que Rathore (2015) escolheu por alimentar em corrente seu conversor *push-pull* monofásico devido a menor ondulação da corrente de entrada, quando comparado ao controle de tensão.

Além disso, os conversores alimentados em corrente podem proporcionar um controle preciso da carga e descarga do sistema de armazenamento da energia (RATHORE; PRASANNA, 2012; RATHORE, 2015). Entretanto, uma possível desvantagem seria o elevado esforço de tensão nos semicondutores. Assim, geralmente são empregados circuitos para limitação dessa tensão extra, como grampeadores ou

circuitos *snubbers*. Uma desvantagem de grampeamento com componentes passivos seria a dissipação de energia no resistor, diminuindo a eficiência do conversor.

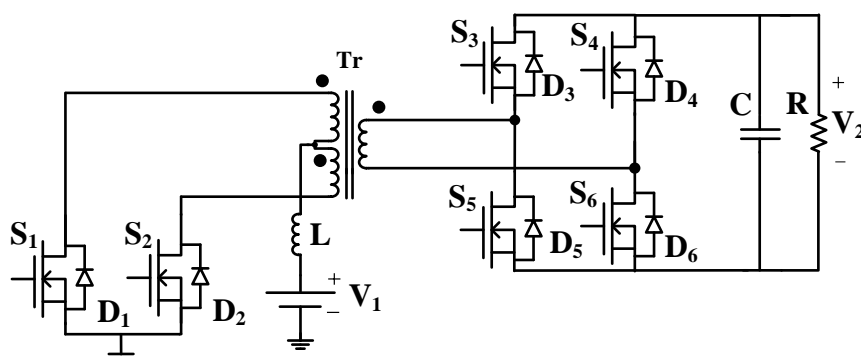


Figura 3 – Estrutura do conversor proposto em Rathore (2015)

O conversor proposto foi baseado no conversor *CC-CC push-pull* trifásico unidirecional, visualizado na Figura 4, proposto por Andersen e Barbi (2009). Regiões de operação foram definidas no trabalho de Andersen (2010), as quais este conversor poderia trabalhar. Estas regiões são definidas pela razão cíclica nos semicondutores S_1 , S_2 e S_3 , apresentadas na Tabela 1.

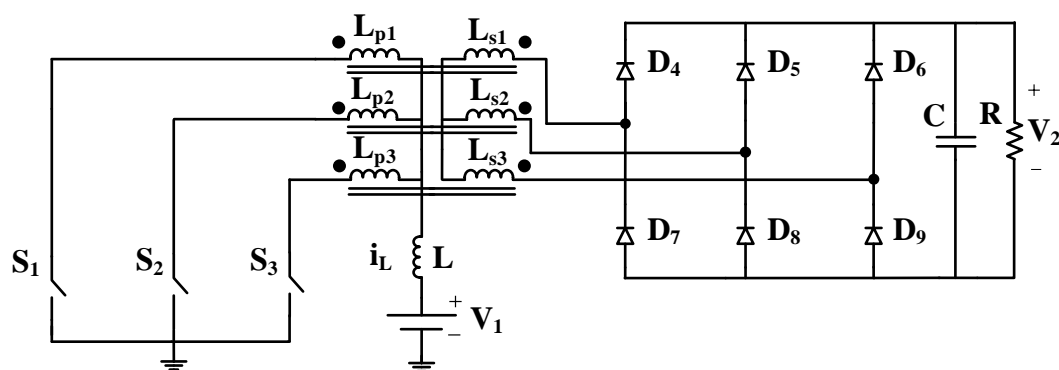


Figura 4 – Topologia proposta por Andersen (2010)

Quando a razão cíclica é menor que $1/3$, seu conversor entra numa região na qual não há simultaneidade dos comandos entre os semicondutores S_1 , S_2 e S_3 , ocasionando na falta de um caminho para desmagnetização do indutor. Portanto esta região foi chamada de R1 e é classificada como proibida. A região R2 foi a que apresentou menores esforços de tensão nos semicondutores quando comparados com a região R3 (ANDERSEN, 2009). Portanto, o conversor apresentado aqui foi projetado para operar em R2.

Tabela 1 – Regiões de operação do conversor proposto por Andersen (2010)

Região	Razão cíclica	Simultaneidade
R1	$0 \leq D \leq 1/3$	Não
R2	$1/3 \leq D \leq 2/3$	Sim, até 2 semicondutores
R3	$2/3 \leq D \leq 1$	Sim, até 3 semicondutores

No trabalho de Rathore (2016), o autor propõe a versão bidirecional do conversor mostrado na Figura 4, projetado para operar na região R3. Entretanto, mesmo se referindo como “conversor trifásico”, o mesmo fez o uso de três transformadores monofásicos para a verificação experimental.

Como já mencionado, os conversores CC-CC são um amplo campo de estudos no ramo da Eletrônica de Potência e muitos conversores estão presentes na literatura. O conversor proposto neste trabalho será com um transformador trifásico e projetado para operar em R2, pelas vantagens que esta região possui.

1.2 Objetivos

Este trabalho propõe o estudo teórico e verificação de um conversor *push-pull* bidirecional trifásico, o qual pode ser aplicado em projetos que envolvam elementos acumuladores de energia e necessidade de fluxo de potência bidirecional. Será dado ênfase aos modos de controle e modulação para o fluxo de potência, a fim também de mostrar a eficiência nos dois sentidos de fluxo do sistema, além da melhor distribuição das perdas, equilíbrio entre as correntes de fase e menores ondulação de corrente e de tensão. O custo também será menor, uma vez que os componentes não precisam ser tão robustos quando comparado às versões monofásicas de outros conversores CC-CC *push-pull*.

1.3 Estrutura e organização do trabalho

Além do atual capítulo introdutório, este trabalho está estruturado pelos seguintes tópicos:

- O Capítulo 2 apresenta o estudo teórico do conversor abordado aqui, com equacionamento, etapas de operação e características gerais de sua estrutura.

- O Capítulo 3 abordará o dimensionamento do conversor, através do projeto do transformador trifásico, indutor de entrada, cálculo das perdas nos semicondutores e elementos passivos e o rendimento teórico esperado deste conversor proposto.
- O Capítulo 4 mostra os procedimentos para modelagem e projeto dos controladores de corrente e tensão usados.
- O Capítulo 5 trabalha simulações do conversor aqui proposto, apresentando ao fim seus resultados.
- O Capítulo 6 mostra todo o procedimento para construção do protótipo, circuitos e componentes usados.
- O Capítulo 7 apresenta o estudo experimental extraído com base no protótipo construído.
- Por fim, o Capítulo 8 aborda as conclusões extraídas deste trabalho.

2. Estudo do Conversor CC-CC *Push-Pull* Trifásico Bidirecional

2.1 Introdução

Neste capítulo será apresentada a análise do conversor proposto neste trabalho. Primeiramente é feita a apresentação da estrutura do conversor, seguido de suas etapas de operação tanto para o modo elevador como abaixador de tensão. Também serão apresentadas as formas de onda de tensão e corrente em alguns componentes, que irão auxiliar no equacionamento teórico. O modelo de semicondutor adotado foi com característica unidirecional e diodo em paralelo. Serão desprezadas as indutâncias de dispersão, perdas no chaveamento e foi assumido que os componentes são ideais.

2.2 Descrição do circuito

O conversor proposto possui um indutor de entrada L , em série com a fonte do lado de baixa tensão, V_1 , conectado ao ponto central da ligação estrela do primário do transformador trifásico. Três semicondutores no lado primário são conectados à mesma referência da fonte de entrada. Já no lado secundário, de alta tensão, encontram-se mais seis semicondutores que junto com os semicondutores do lado primário, irão permitir que o fluxo de potência seja bidirecional. A Figura 5 ilustra o conversor proposto. Quando o fluxo de potência estiver no sentido do lado de baixa tensão para o lado de alta tensão, o conversor estará com alimentação em corrente; e quando estiver no sentido de alta tensão para de baixa tensão, estará alimentado em tensão. As indutâncias L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} representam as indutâncias de dispersão do transformador.

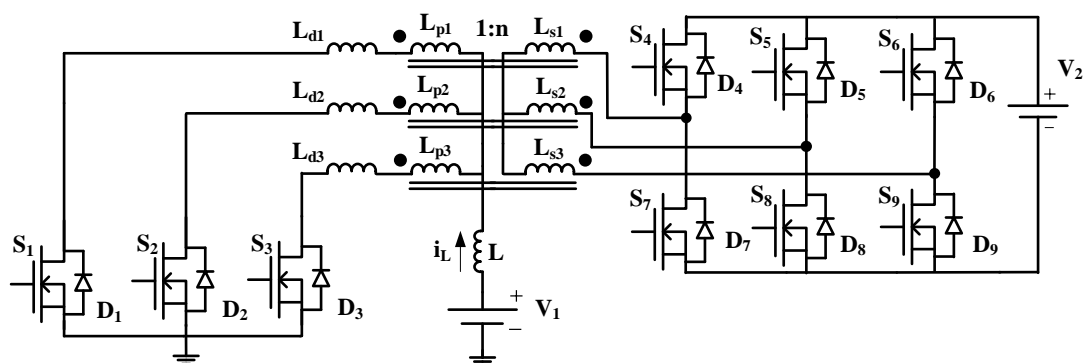


Figura 5 - Conversor CC-CC push-pull trifásico bidirecional proposto

2.3 Modulação

Os semicondutores usados no conversor deste trabalho foram comandados de acordo com os sinais apresentados na Figura 6. D é a razão cíclica definida para os três semicondutores do lado de baixa tensão (defasados de 120° entre si), enquanto que para os seis semicondutores do lado de alta tensão seus sinais de comando, ou tesões de gatilho v_{gx} , foram obtidos por lógica combinacional a partir dos três semicondutores primários, como detalhado na Tabela 2.

Tabela 2 – Lógica combinacional usada para comandar cada semicondutor do lado de alta tensão

SINAL DE COMANDO	OPERAÇÃO LÓGICA
v_{g4}	$\overline{v_{g1}}$
v_{g5}	$\overline{v_{g2}}$
v_{g6}	$\overline{v_{g3}}$
v_{g7}	$v_{g1} \cdot \overline{v_{g3}}$
v_{g8}	$v_{g2} \cdot \overline{v_{g1}}$
v_{g9}	$v_{g3} \cdot \overline{v_{g2}}$

Por simplificação durante a análise, as indutâncias de dispersão do transformador L_{d1} , L_{d2} e L_{d3} serão desprezadas. Assim, o conversor apresentado aqui possui seis etapas de operação para o modo elevador de tensão e outras seis para o modo abaixador de tensão, mantendo os sinais de comando apresentados na Figura 6 para ambos os modos. Portanto, serão detalhadas as etapas de operação do conversor operando no modo elevador de tensão e depois como abaixador de tensão.

2.4 Etapas de operação

As seis etapas de funcionamento do conversor no modo elevador de tensão estão descritas a seguir. Os semicondutores são comandados de acordo com os sinais da Figura 6. O estudo das formas de onda das correntes e tensões em cada componente é importante, a fim de auxiliar o entendimento de como o conversor proposto se comporta durante seu funcionamento.

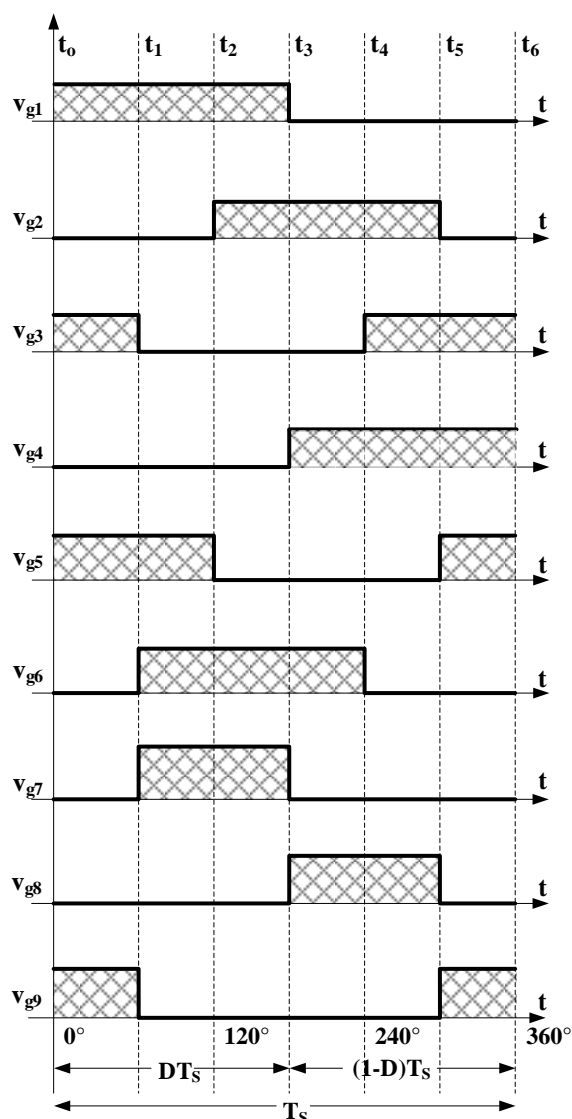


Figura 6 - Sinais de comando das nove semicondutores do conversor

2.4.1 Modo elevador de tensão

2.4.1.1 Primeira etapa de operação, $t_0 < t < t_1$

Inicia assim que o semicondutor S_1 é comandado a conduzir. Assim, o indutor L recebe a energia da fonte V_1 e sua corrente cresce linearmente. A corrente do lado de baixa tensão é dividida igualmente entre os semicondutores S_1 e S_3 , e a do lado de alta tensão passa pelos diodos D_5, D_7 e D_9 . A Figura 7 ilustra melhor esta etapa.

2.4.1.2 Segunda etapa de operação, $t_1 < t < t_2$

Inicia quando o semicondutor S_3 é comandado ao bloqueio, havendo a desmagnetização do indutor L e o decréscimo linear de sua corrente i_L . O caminho da

corrente para o lado de alta tensão agora é feito pelos diodos D_5 , D_6 e D_7 . A Figura 8 ilustra esta etapa.

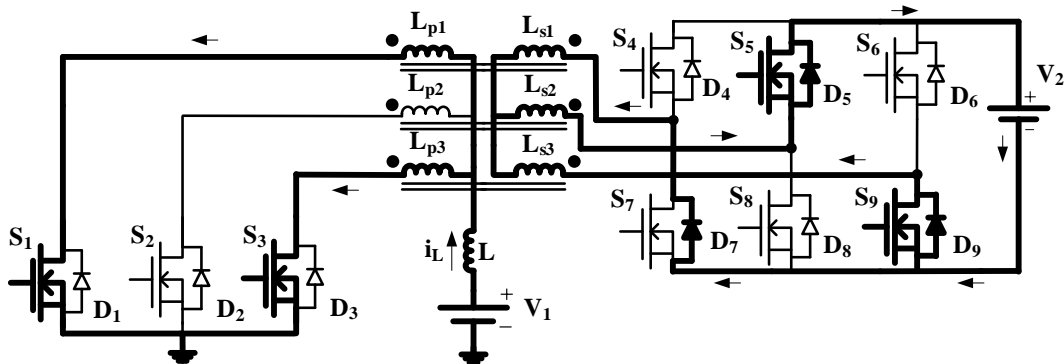


Figura 7 – Primeira etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão

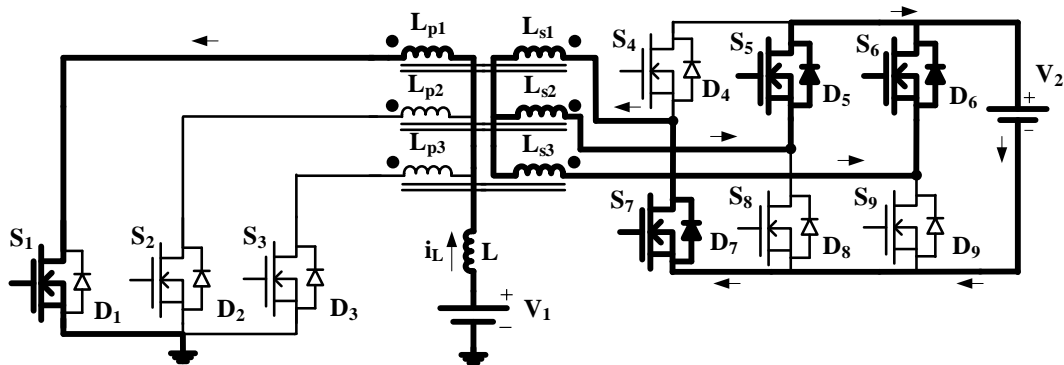


Figura 8 – Segunda etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão

2.4.1.3 Terceira etapa de operação, $t_2 < t < t_3$

Observando a Figura 9, essa etapa inicia quando o semicondutor S_2 é comandado a conduzir; o indutor L recebe a energia vinda da fonte V_1 e sua corrente volta a crescer. Agora são os diodos D_6 , D_7 e D_8 que proporcionam o caminho da energia para o lado de alta tensão.

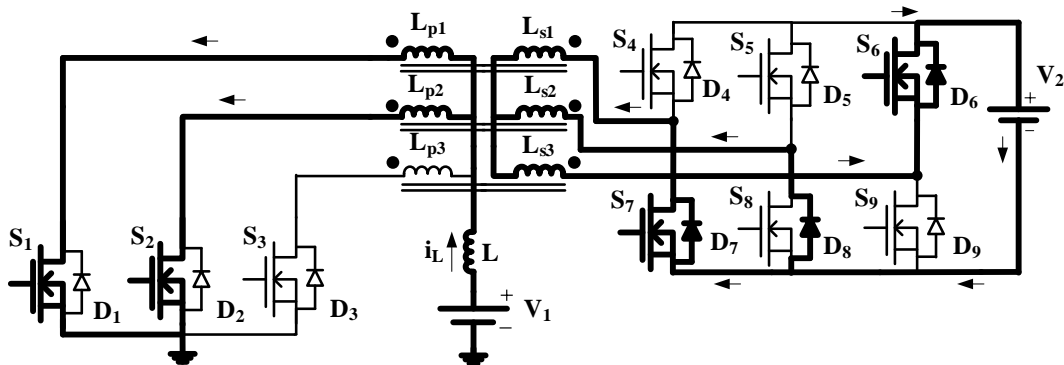


Figura 9 – Terceira etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão

2.4.1.4 Quarta etapa de operação, $t_3 < t < t_4$

É iniciada quando o semicondutor S_1 é comandado ao bloqueio, havendo novamente a desmagnetização do indutor L e o decrescimento linear de sua corrente i_L . A corrente para o lado de alta tensão é conduzida através dos diodos D_4 , D_6 e D_8 . A Figura 10 ilustra melhor esta etapa.

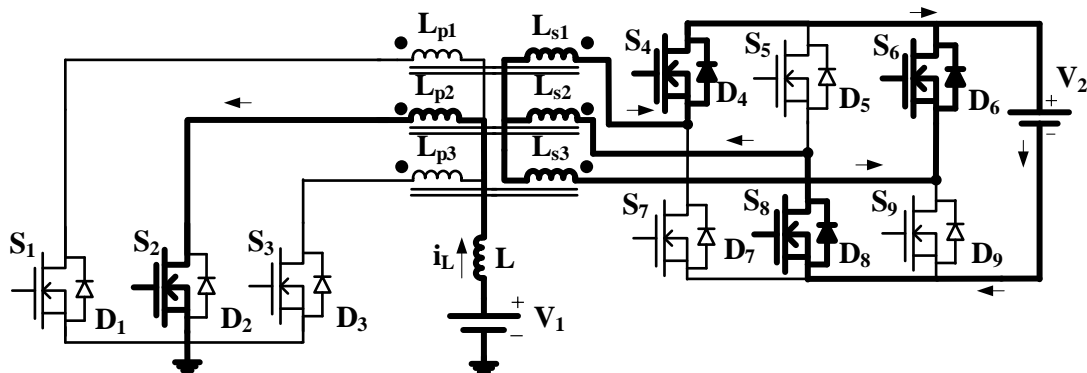


Figura 10 – Quarta etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão

2.4.1.5 Quinta etapa de operação, $t_4 < t < t_5$

Inicia quando o semicondutor S_3 é comandado a conduzir. O indutor L é magnetizado e sua corrente cresce linearmente por causa da energia fornecida por V_1 . O lado de alta tensão recebe energia através dos diodos D_4 , D_8 e D_9 , como visualizado na Figura 11.

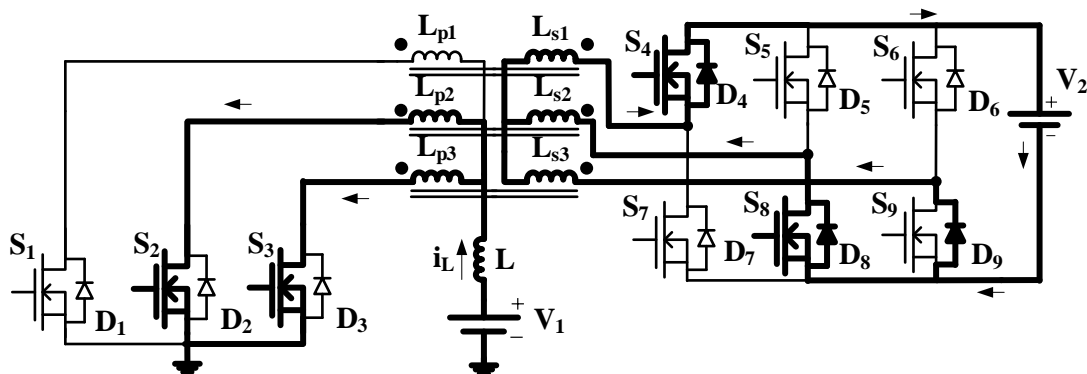


Figura 11 – Quinta etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão

2.4.1.6 Sexta etapa de operação, $t_5 < t < t_6$

Esta última etapa inicia quando S_2 é comandado ao bloqueio, havendo a última etapa de desmagnetização do indutor L e o decrescimento de sua corrente. O caminho da

corrente no lado de alta tensão agora é feito pelos diodos D_4 , D_5 e D_9 , como visualizado na Figura 12.

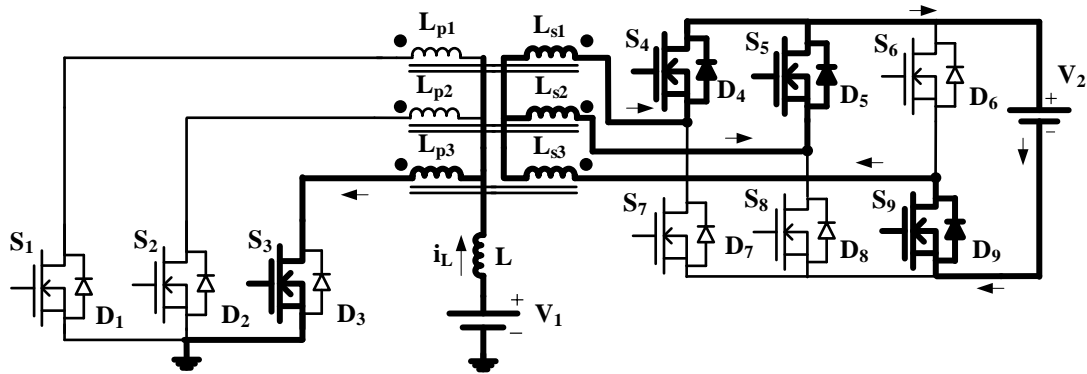


Figura 12 – Sexta etapa de operação do conversor no modo elevador de tensão

Após a 6ª etapa de operação, completa-se um período de comutação e um novo período é iniciado a partir da 1ª etapa. As principais formas de onda durante as seis etapas estão ilustradas na Figura 13, as quais servirão para determinar alguns parâmetros necessários para o protótipo. O capacitor C inserido no lado de alta tensão será mais detalhado na seção 2.7, importando agora apenas a forma de onda de sua corrente, i_C .

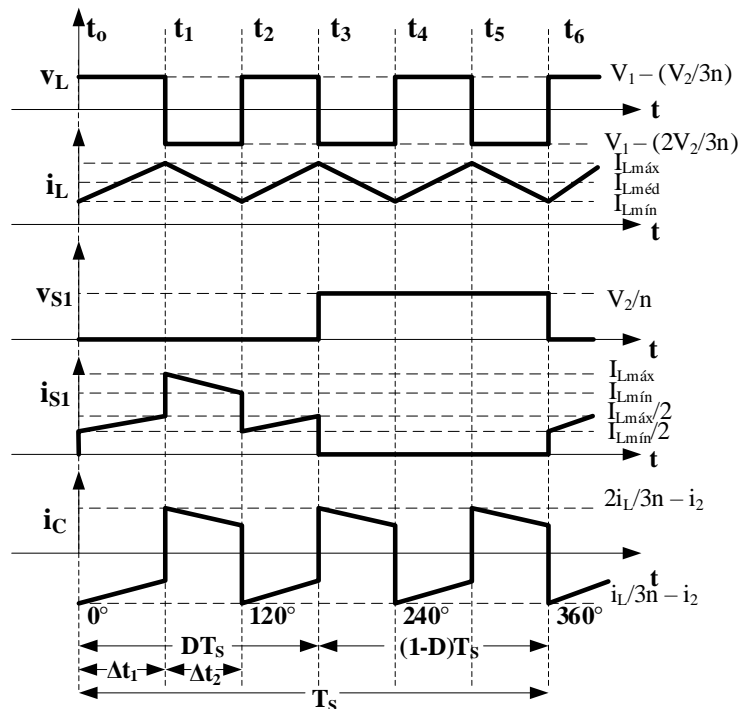


Figura 13 – Formas de onda teóricas de tensão e corrente no indutor L , tensão e corrente na semicondutor S_1 e corrente no capacitor C , operando na região R2

2.4.2 Modo abaixador de tensão

A seguir são descritas as seis etapas de funcionamento do conversor operando como abaixador de tensão. Os semicondutores são comandados de acordo com os sinais da Tabela 2.

2.4.2.1 Primeira etapa de operação, $t_0 < t < t_1$

Inicia assim que o semicondutor S_1 é comandado a conduzir. O indutor L está em sua fase de desmagnetização e sua corrente decresce linearmente. A corrente do lado de baixa tensão é dividida entre os diodos D_1 e D_3 , e a do lado de alta tensão passa apenas pelos semicondutores S_5 e S_9 . A Figura 14 ilustra melhor esta etapa.

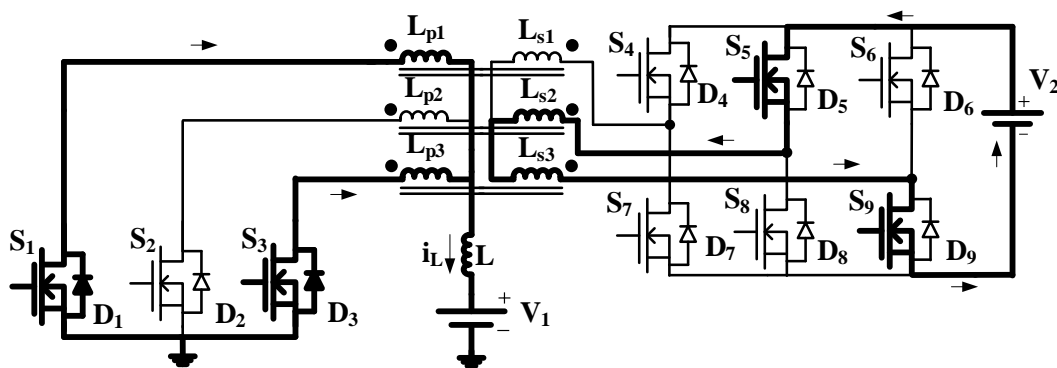


Figura 14 – Primeira etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão

2.4.2.2 Segunda etapa de operação, $t_1 < t < t_2$

Inicia quando o semicondutor S_3 é comandado ao bloqueio e a corrente do lado de baixa tensão será conduzida pelo diodo D_1 , havendo a magnetização do indutor L e o crescimento linear de sua corrente i_L . O caminho da corrente no lado de alta tensão é feito pelos semicondutores S_5 , S_6 e S_7 . A Figura 15 ilustra esta etapa.

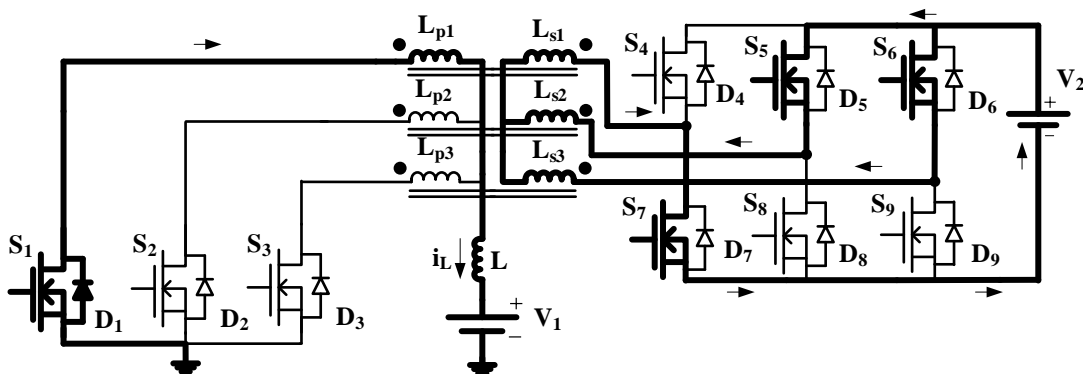


Figura 15 – Segunda etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão

2.4.2.3 Terceira etapa de operação, $t_2 < t < t_3$

Observando a Figura 16, essa etapa inicia quando o semicondutor S_2 é comandado a conduzir e a corrente agora é dividida entre os diodos D_1 e D_2 ; o indutor L desmagnetiza e sua corrente volta a decrescer. Agora são apenas os semicondutores S_6 e S_7 que proporcionam o caminho da energia para lado de alta tensão.

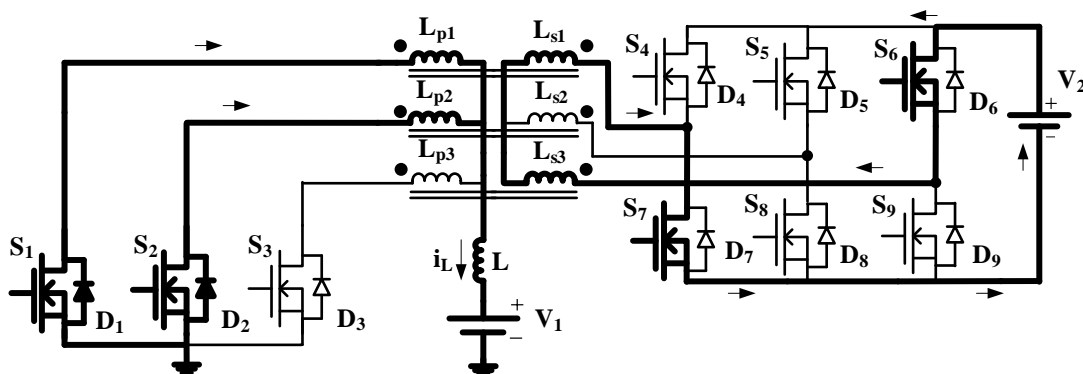


Figura 16 – Terceira etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão

2.4.2.4 Quarta etapa de operação, $t_3 < t < t_4$

É iniciada quando o semicondutor S_1 é comandado ao bloqueio e a corrente do lado de baixa tensão é conduzida apenas pelo diodo D_2 , havendo novamente a magnetização do indutor L e o crescimento linear de sua corrente i_L . A corrente no lado de alta tensão é conduzida através dos semicondutores S_4 , S_6 e S_8 . A Figura 17 ilustra melhor esta etapa.

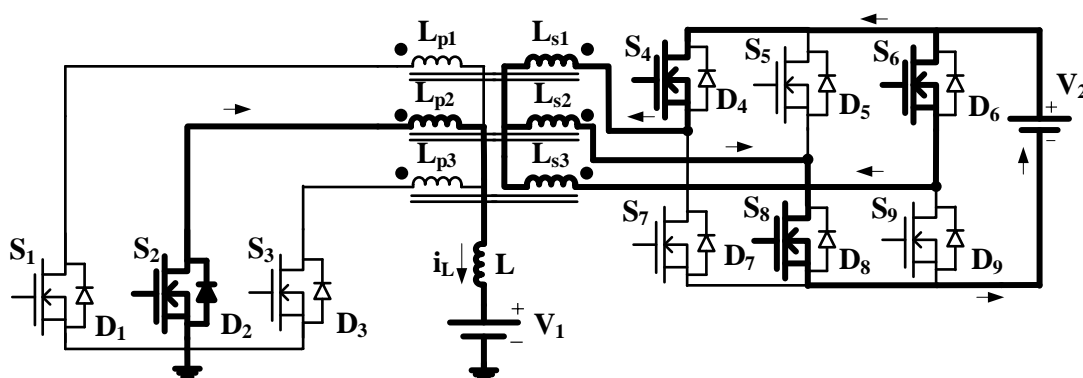


Figura 17 – Quarta etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão

2.4.2.5 Quinta etapa de operação, $t_4 < t < t_5$

Inicia quando o semicondutor S_3 é comandado a conduzir e a corrente no lado de baixa tensão é conduzida pelos diodos D_2 e D_3 . O indutor L é desmagnetizado e sua

corrente decresce linearmente. A corrente no lado de alta tensão é conduzida através dos semicondutores S_4 e S_8 , como visualizado na Figura 18.

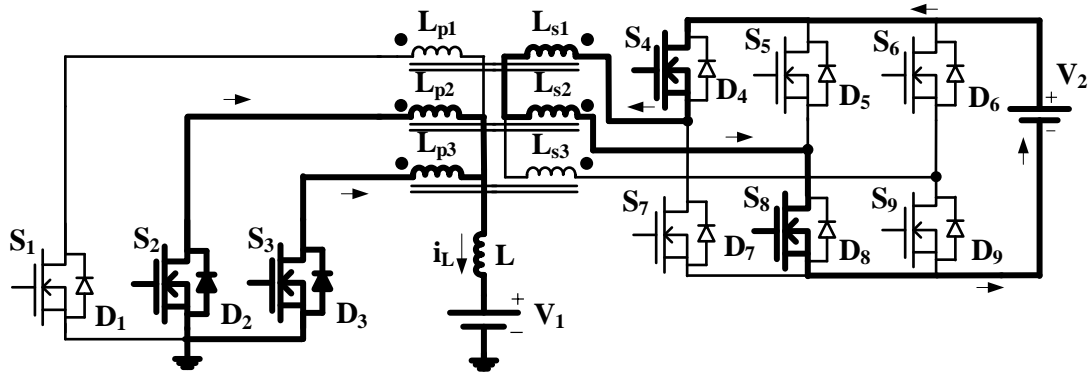


Figura 18 – Quinta etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão

2.4.2.6 Sexta etapa de operação, $t_5 < t < t_6$

Esta última etapa inicia quando S_2 é comandada ao bloqueio e assim a corrente no lado de baixa tensão será conduzida apenas pelo diodo D_3 . Aqui ocorre a última etapa de magnetização do indutor L e o crescimento de sua corrente. O caminho da corrente no lado de alta tensão agora é feito pelos semicondutores S_4 , S_5 e S_9 , como visualizado na Figura 19.

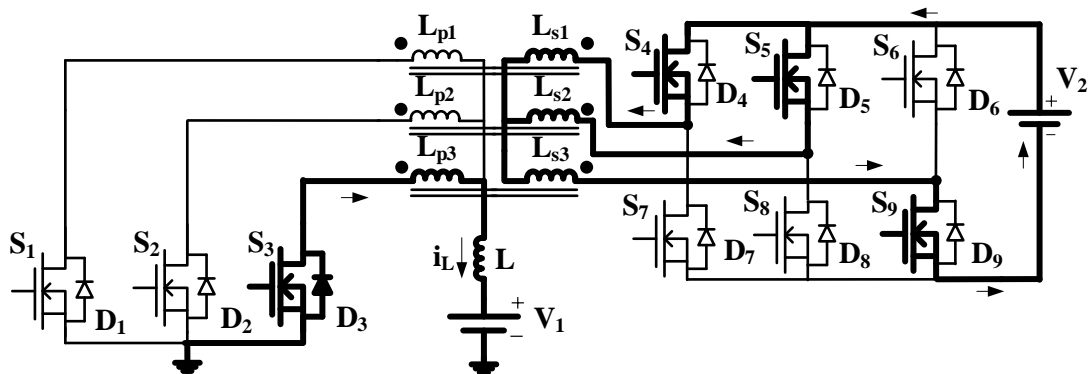


Figura 19 – Sexta etapa de operação do conversor no modo abaixador de tensão

2.5 Ganho estático do conversor

Como demonstrado no trabalho de Andersen (2010), os valores dos intervalos de tempo Δt_1 e Δt_2 apresentados na Figura 13 são expressos, em função do período de comutação T_s e da razão cíclica D , pelas Equações (1) e (2).

$$\Delta t_1 = D \cdot T_s - \frac{T_s}{3} = \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot T_s \quad (1)$$

$$\Delta t_2 = \frac{T_s}{3} - \Delta t_1 = \frac{T_s}{3} - D \cdot T_s + \frac{T_s}{3} = \left(\frac{2}{3} - D\right) \cdot T_s \quad (2)$$

Ainda pela Figura 13, percebe-se que a tensão no indutor se repete a cada um terço de T_s . Assim, só precisa ser feita a análise do valor médio para as etapas de operação 1 e 2. Portanto, sabendo que o valor médio da tensão V_L é zero, se pode extrair (igualando as áreas) a Equação (3).

$$V_{\Delta t_1} \cdot \Delta t_1 = V_{\Delta t_2} \cdot \Delta t_2 \quad (3)$$

$$\left(V_1 - \frac{V_2}{3 \cdot n}\right) \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot T_s = -\left(V_1 - \frac{2 \cdot V_2}{3n}\right) \cdot \left(\frac{2}{3} - D\right) \cdot T_s \quad (4)$$

Fazendo as simplificações, chega-se a expressão do ganho estático, dada pela Equação (5).

$$\frac{V_2}{V_1} = \frac{n}{1 - D} \quad (5)$$

Rearranjando os termos em função da razão cíclica, se obtém a Equação (6).

$$D = 1 - \frac{n \cdot V_1}{V_2} \quad (6)$$

Observando o resultado da Equação (5), conclui-se que se trata do ganho estático do conversor *boost* tradicional monofásico, acrescido da relação de espiras do transformador, n .

2.6 Expressão da indutância L_1

Para o intervalo de tempo da primeira etapa de operação, a tensão sobre o indutor L pode ser expressa pela Equação (7).

$$V_L = L_1 \cdot \frac{\Delta I}{\Delta t_1} = \left(V_1 - \frac{V_2}{3 \cdot n}\right) \quad (7)$$

Rearranjando os termos tem-se a expressão que determina o valor da indutância mínima, L_1 , que o indutor L deve ter.

$$L_1 = \frac{\left(V_1 - \frac{V_2}{3 \cdot n}\right) \cdot \Delta t_1}{\Delta I} \quad (8)$$

Substituindo o valor de Δt_1 da Equação (1) na Equação (8), resulta na Equação (9).

$$L_1 = \frac{\left(V_1 - \frac{V_2}{3 \cdot n}\right) \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right) \cdot T_s}{\Delta I} \quad (9)$$

Sendo a frequência de comutação dada por $f_s = 1/T_s$, chega-se à Equação (10).

$$L_1 = \frac{\left(V_1 - \frac{V_2}{3 \cdot n}\right) \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right)}{(\Delta I) \cdot f_s} \quad (10)$$

Com ΔI sendo o valor da ondulação de corrente.

2.7 Expressão da capacitância C_2

Para esta análise, a fonte V_2 foi substituída por uma carga RC em paralelo, conforme o circuito da Figura 20, ainda desprezando as indutâncias de dispersão L_d .

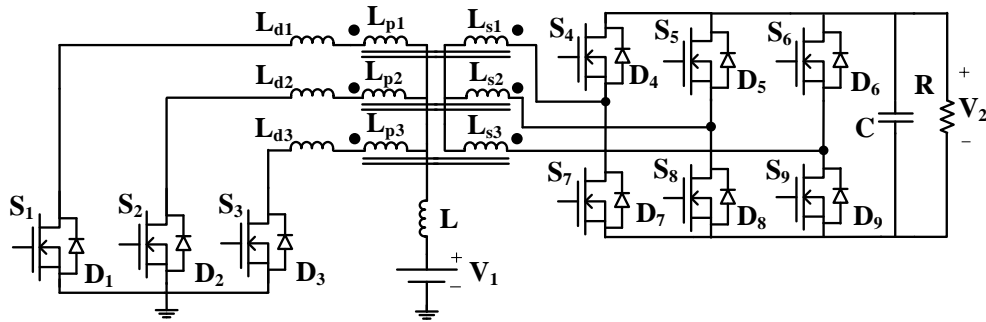


Figura 20 - Conversor proposto operando como elevador de tensão

Analisando também para um período de comutação, a corrente no capacitor para a primeira etapa de operação pode ser expressa pela Equação (11).

$$i_c = C_2 \cdot \frac{\Delta V}{\Delta t_1} \quad (11)$$

Neste instante, como apresentado por Andersen (2010), a corrente i_c vale

$$i_c = \left(i_2 - \frac{i_L}{3 \cdot n}\right) \quad (12)$$

Substituindo as Equações (1) e (11) na Equação (12) resulta:

$$C_2 = \frac{\left(i_2 - \frac{i_L}{3 \cdot n}\right) \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right)}{(\Delta V) \cdot f_s} \quad (13)$$

Com ΔV sendo a ondulação de tensão.

2.8 Conclusões sobre o estudo teórico do conversor proposto

Pelas etapas de operação descritas, observa-se que o conversor possui capacidade de operar em aplicações cujo fluxo de potência é unidirecional ou bidirecional.

As Equações (6), (10) e (13) deduzidas irão determinar os valores ideais de razão cíclica D , da indutância L_1 e da capacitância C_2 , respectivamente, na etapa de dimensionamento do conversor, apresentada no capítulo seguinte.

3. Dimensionamento do conversor

Os componentes escolhidos foram baseados nos cálculos dos valores de corrente e tensão eficazes sobre eles, além de resistência intrínseca, temperatura suportada e material de composição. O passo a passo foi baseado no trabalho de Andersen (2010), para o conversor push-pull trifásico operando na região R2, a mesma região de operação do conversor proposto aqui.

3.1 Especificações de projeto

Foram adotadas as seguintes especificações:

- Rendimento mínimo desejado: $\eta = 0,9$
- Tensão da fonte: $V_1 = 48 \text{ V}$.
- Tensão média no lado de alta: $V_2 = 400 \text{ V}$
- Potência no lado de alta tensão: $P_2 = 1 \text{ kW}$
- Potência de no lado de baixa tensão:

$$P_1 = \frac{P_2}{\eta} = \frac{1000}{0,9} = 1,11 \text{ kW} \quad (14)$$

- Corrente de entrada:

$$I_{Lef} = \frac{P_1}{V_1} = \frac{1111}{48} = 23,1 \text{ A} \quad (15)$$

- Corrente no lado de alta tensão:

$$i_2 = \frac{P_2}{V_2} = \frac{1000}{400} = 2,5 \text{ A} \quad (16)$$

- Frequência de comutação: $f_s = 40 \text{ kHz}$;
- Ondulação máxima da tensão no lado de alta tensão: $\Delta V = 0,5\% \cdot V_2$;
- Ondulação máxima da corrente de entrada: $\Delta I = 10\% \cdot I_{Lef}$;
- Relação de espiras: $n = 4$;
- Razão cíclica dada pela Equação (6).

$$D = 1 - \frac{n \cdot V_1}{V_2} = 1 - \frac{4 \cdot 48}{400} = 0,52 \quad (17)$$

- Indutância L_1 , dada pela Equação (10), calculada na Equação (18).

$$L_1 = \frac{\left(V_1 - \frac{V_2}{3 \cdot n}\right) \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right)}{(\Delta I) \cdot f_s} = \frac{\left(48 - \frac{400}{3 \cdot 4}\right) \cdot \left(0,52 - \frac{1}{3}\right)}{\left(\frac{1000}{48} \cdot 0,1\right) \cdot 40.000} = 33 \mu\text{H} \quad (18)$$

- Capacitância C_2 dada pela Equação (13):

$$C_2 = \frac{\left(i_2 - \frac{i_L}{3 \cdot n}\right) \cdot \left(D - \frac{1}{3}\right)}{\Delta V \cdot f_s} = \frac{\left(2,5 - \frac{1000}{3 \cdot 4}\right) \cdot \left(0,52 - \frac{1}{3}\right)}{400 \cdot 0,005 \cdot 40.000} = 1,8 \mu\text{F} \quad (19)$$

3.2 Escolha do capacitor C

1. Corrente eficaz no capacitor C:

$$I_{Cef} = \frac{i_2 \cdot \sqrt{(3 \cdot D - 1) \cdot (2 - 3 \cdot D)}}{3 \cdot (1 - D)} = \frac{2,5 \cdot \sqrt{(3 \cdot 0,52 - 1) \cdot (2 - 3 \cdot 0,52)}}{3 \cdot (1 - 0,52)} \quad (20)$$

$$I_{Cef} = 0,9 \text{ A}$$

2. Tensão média no capacitor C: $V_C = V_2 = 400 \text{ V}$;
3. Resistência série equivalente máxima:

$$R_{SEmax} = \frac{3 \cdot (1 - D) \cdot \Delta V}{i_2} = \frac{3 \cdot (1 - 0,52) \cdot 0,005 \cdot 400}{2,5} = 1,152 \Omega \quad (21)$$

Assim, com capacitância mínima de $1,8 \mu\text{F}$, corrente eficaz de $0,9 \text{ A}$, resistência série equivalente máxima de $1,152 \Omega$ e tensão média suportada mínima de 400 V , foi escolhido o capacitor da *United Chemi-Con* série *KMM*, com as seguintes características:

- Tensão média suportada: $V_C = 400 \text{ V}$;
- Corrente eficaz suportada a 105°C : $I_{CefMax} = 1,44 \text{ A}$;
- Resistência série equivalente: $R_{SE} = 0,068 \Omega$;
- Capacitância: $330 \mu\text{F}$.

Para garantir suportabilidade do componente, foi feita associação de 2 capacitores em série ligados em paralelo a outros 2 dois capacitores também em série. Assim, dobra-se a capacidade de tensão e correntes suportados, dando maior robustez ao projeto.

3.3 Projeto dos MOSFETs e diodos

Escolha dos MOSFETs do lado de baixa tensão

1. Tensão máxima teórica esperada dada pela Equação (22).

$$V_{S_{maxPrim}} = \frac{V_2 + \frac{\Delta V_2 \cdot V_2}{2}}{n} = \frac{400 + \frac{0,005 \cdot 400}{2}}{4} = 100,25 \text{ V} \quad (22)$$

2. Corrente máxima esperada:

$$I_{S_{maxPrim}} = i_L + \frac{\Delta I \cdot i_L}{2} = 24,3 \text{ A} \quad (23)$$

3. Corrente média:

$$I_{S_{medPrim}} = \frac{i_L}{3} = 7,7 \text{ A} \quad (24)$$

4. Corrente eficaz:

$$I_{S_{efPrim}} = \frac{i_L}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{(1-D)} = \frac{23,1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1-0,52} = 11,34 \text{ A} \quad (25)$$

Foi escolhido um MOSFET com as características suportáveis acima descritas e com baixa resistência *drain-source*, para tornar as perdas por comutação as mínimas possíveis. Assim, o MOSFET escolhido foi da *Infineon Technologies AG*, com as seguintes características:

- Tensão máxima suportada: 300 V;
- Corrente eficaz suportada: 57 A;
- Resistência *drain -source*: 0,029 Ω ;
- *Rising time*: $t_{rl} = 6,4$ ns;
- *Falling time*: $t_{fl} = 7,6$ ns.

Escolha dos MOSFETs superiores do lado de alta tensão

1. Tensão máxima teórica esperada para o lado do secundário:

$$V_{S_{maxSec}} = V_2 + \frac{\Delta V_2 \cdot V_2}{2} = 400 + \frac{0,005 \cdot 400}{2} = 401 \text{ V} \quad (26)$$

2. Corrente máxima esperada:

$$I_{S_{maxSup}} = \frac{i_2}{3 \cdot (1-D)} = \frac{2,5}{3 \cdot (1-0,52)} = 1,7 \text{ A} \quad (27)$$

3. Corrente média nos MOSFETs superiores:

$$I_{S_{medSup}} = \frac{i_2}{3} = 0,83 \text{ A} \quad (28)$$

4. Corrente eficaz nos MOSFETs superiores:

$$I_{S_{efSup}} = \frac{i_2}{3 \cdot \sqrt{1-D}} = \frac{2,5}{3 \cdot \sqrt{1-0,52}} = 1,2 \text{ A} \quad (29)$$

O MOSFET escolhido agora foi com as novas especificações descritas acima. Assim, o escolhido foi da *Vishay*®, com as seguintes características:

- Tensão máxima suportada: 600 V;
- Corrente eficaz suportada: 29 A;
- Resistência *drain -source*: $R_{dsSec} = 0,104 \Omega$;
- *Rising time*: $t_{r2} = 20$ ns;
- *Falling time*: $t_{f2} = 35$ ns.

Escolha dos MOSFETs inferiores do lado de alta tensão

1. Tensão máxima teórica esperada: $V_{S_{maxSec}} = 401$ V

2. Corrente máxima esperada:

$$I_{S_{maxInf}} = \frac{2 \cdot i_2}{3 \cdot (1 - D)} = \frac{2 \cdot 2,5}{3 \cdot (1 - 0,52)} = 3,47 \text{ A} \quad (30)$$

3. Corrente média:

$$I_{S_{medInf}} = \frac{i_2}{3} = 0,83 \text{ A} \quad (31)$$

4. Corrente eficaz:

$$I_{S_{effInf}} = \frac{i_2}{3 \cdot (1 - D)} \cdot \sqrt{\frac{5 - 7 \cdot D}{2}} \quad (32)$$

$$I_{S_{effInf}} = \frac{2,5}{3 \cdot \sqrt{1 - 0,52}} \cdot \sqrt{\frac{5 - 7 \cdot 0,52}{2}} = 1,43 \text{ A} \quad (33)$$

Com estas especificações, fez-se a escolha pelos mesmos MOSFETs usados no grupo superior.

3.4 Projeto do transformador trifásico

Como já mencionado, o conversor estudado neste trabalho foi projetado para operar apenas na região R2. Assim, o procedimento a seguir foi baseado no já demonstrado por Andersen (2010).

Esforços no transformador:

1. Tensão eficaz em uma bobina primária:

$$V_{L_{pef}} = \frac{V_1 \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot (1 - D)} = \frac{48 \cdot \sqrt{2}}{3 \cdot (1 - 0,52)} = 47,14 \text{ V} \quad (34)$$

2. Corrente eficaz em uma bobina primária:

$$I_{L\text{pef}} = \frac{i_L \cdot \sqrt{1-D}}{\sqrt{2}} = \frac{23,1}{\sqrt{2}} \cdot \sqrt{1-0,52} = 11,34 \text{ A} \quad (35)$$

3. Corrente média em uma bobina primária:

$$I_{L\text{pmed}} = \frac{i_L}{3} = \frac{23,1}{3} = 7,7 \text{ A} \quad (36)$$

4. Tensão eficaz em uma bobina secundária:

$$V_{L\text{sef}} = \frac{V_1 \cdot \sqrt{2}}{3} = \frac{400 \cdot \sqrt{2}}{3} = 188,56 \text{ V} \quad (37)$$

5. Corrente eficaz em uma bobina secundária:

$$I_{L\text{sef}} = \frac{i_2}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{7-9 \cdot D}}{3(1-D)} = \frac{2,5}{\sqrt{2}} \cdot \frac{\sqrt{7-9 \cdot 0,52}}{3(1-0,52)} = 1,87 \text{ A} \quad (38)$$

Projeto físico:

1. Fator de ocupação da área da janela pela bobina primária: $k_p = 0,25$

2. Fator de ocupação do cobre dentro do carretel: $k_w = 0,4$

3. Densidade de corrente máxima: $J_{\text{max}} = 450 \text{ A/cm}^2$

4. Densidade de fluxo máxima: $B_{\text{max}} = 0,18 \text{ T}$

5. Produto das áreas em função da potência:

$$A_e A_w = \sqrt{2} \cdot \frac{P_2}{9 \cdot k_p \cdot k_w \cdot J_{\text{max}} \cdot B_{\text{max}} \cdot f_s \cdot \eta} \quad (39)$$

$$A_e A_w = \sqrt{2} \cdot \frac{1000}{9 \cdot 0,25 \cdot 0,4 \cdot 450 \cdot 0,18 \cdot 40.000 \cdot 0,9} = 4,85 \text{ cm}^4 \quad (40)$$

6. Núcleos disponíveis: NC-100/57/25 e NI-100/24/25 da Thornton, os quais atendem às especificações. Suas características são:

- Área da janela do carretel: $A_w = 13 \text{ cm}^2$
- Área efetiva: $A_e = 6,45 \text{ cm}^2$
- Comprimento médio da espira: $l_{\text{espmed}} = 18 \text{ cm}$
- Comprimento magnético efetivo: $l_e = 30,819 \text{ cm}$

7. Número de espiras do lado secundário:

$$N_s = \frac{2}{9} \cdot \frac{V_2}{A_e \cdot B_{\text{max}} \cdot f_s} = \frac{2}{9} \cdot \frac{400}{6,45 \cdot 0,18 \cdot 40.000} = 20 \quad (41)$$

8. Número de espiras do primário calculado pela Equação (42).

$$N_p = \frac{N_s}{n} = \frac{20}{4} = 5 \quad (42)$$

9. Área de cobre total da seção de um chicote de condutores para uma bobina primária:

$$S_{ep} = \frac{i_{Lpef}}{J_{max}} = \frac{11,34}{450} = 0,025 \text{ cm}^2 \quad (43)$$

10. Área de cobre total da seção de um chicote de condutores para uma bobina secundária:

$$S_{es} = \frac{i_{Lsef}}{J_{max}} = \frac{1,87}{450} = 0,0042 \text{ cm}^2 \quad (44)$$

11. Diâmetro máximo de cobre do condutor:

$$d_{max} = 2 \cdot \frac{7,5 \text{ cm}}{\sqrt{\frac{f_s}{Hz}}} = 0,75 \text{ mm} \quad (45)$$

12. Condutor escolhido: AWG 22. Suas características são:

- Diâmetro do fio: $d_{cobre22} = 0,6438 \text{ mm}$
- Área da secção transversal: $S_{cobre22} = 0,3255 \text{ mm}^2$
- Área da secção transversal isolado: $S_{isolado} = 0,4013 \text{ mm}^2$
- Resistividade: $\rho_{cobre22} = 0,000708 \text{ } \Omega/\text{cm}$

13. Número de condutores para o chicote do primário:

$$n_{cond_p} = \frac{S_{ep}}{S_{cobre22}} = \frac{0,025 \text{ cm}^2}{0,3255 \text{ mm}^2} = 8 \quad (46)$$

14. Número de condutores para o chicote do secundário:

$$n_{cond_s} = \frac{S_{es}}{S_{cobre22}} = \frac{0,0042 \text{ cm}^2}{0,3255 \text{ mm}^2} = 2 \quad (47)$$

15. Comprimento do chicote do primário:

$$l_{chicote_p} = l_{esped} \cdot N_p = 0,18 \cdot 7 = 1,26 \text{ m} \quad (48)$$

16. Comprimento do chicote do secundário:

$$l_{chicote_s} = l_{esped} \cdot N_s = 0,18 \cdot 28 = 5,04 \text{ m} \quad (49)$$

17. Área ocupada pelos enrolamentos na janela do carretel no transformador trifásico:

$$A_{wmin} = \frac{2 \cdot (N_p \cdot n_{cond_p} \cdot S_{isolado} + N_s \cdot n_{cond_s} \cdot S_{isolado})}{k_w} \quad (50)$$

$$A_{w\min} = \frac{2 \cdot (5 \cdot 8 \cdot 0,4013 + 20 \cdot 2 \cdot 0,4013)}{0,4} = 1,6 \text{ cm}^2 \quad (51)$$

18. Possibilidade de execução:

$$Ex_T = \frac{A_{w\min}}{A_w} = \frac{1,6}{13} = 0,123 \quad (52)$$

O baixo valor da possibilidade de execução indica que o transformador pode ser confeccionado para o núcleo escolhido. Concluindo assim o projeto físico do transformador. A Figura 21 ilustra o transformador produzido.



Figura 21 - Transformador produzido para montagem do protótipo

3.5 Projeto do indutor L

O indutor também foi projetado, e seu procedimento de cálculo está descrito a seguir, baseado também no trabalho de Andersen (2010) e com as especificações seguintes:

- Indutância desejada: $L_1 = 33 \mu\text{H}$
- Corrente eficaz: $I_{Lef} = 23,1 \text{ A}$
- Ondulação de corrente: $\Delta I = 10\% \cdot I_{Lef} = 2,3 \text{ A}$
- Corrente máxima de pico:

$$I_{Lpico} = I_{Lef} + \Delta I = 23,1 + 2,3 = 25,4 \text{ A} \quad (53)$$

- Densidade de fluxo máxima: $B_{\max} = 0,3 \text{ T}$

- Fator de utilização da área do núcleo: $k_w = 0,7$
- Densidade de corrente máxima: $J_{\max} = 450 \text{ A/cm}^2$
- Frequência de chaveamento: $f_s = 40 \text{ kHz}$

Escolha do núcleo e do condutor

1. Produto das áreas:

$$A_e A_w = \frac{L_1 \cdot I_{\text{pico}} \cdot I_{\text{Lef}}}{B_{\max} \cdot J_{\max} \cdot k_w} = \frac{33 \cdot 10^{-6} \cdot 25,4 \cdot 23,1}{0,3 \cdot 450 \cdot 0,7} = 2 \text{ cm}^4 \quad (54)$$

O núcleo escolhido foi o E-42/15 cujas características são:

- Área efetiva: $A_e = 1,81 \text{ cm}^2$
- Área da janela do carretel: $A_w = 1,57 \text{ cm}^2$
- Produto das áreas: $A_e A_w = 2,84 \text{ cm}^4$

2. Cálculo do número de espiras:

$$N_L = \frac{L_1 \cdot i_{\text{pico}}}{B_{\max} \cdot A_e} = \frac{33 \cdot 10^{-6} \cdot 25,4}{0,3 \cdot 1,81} = 16 \quad (55)$$

3. Correção da densidade de fluxo máxima:

$$B_{\max} = \frac{L_1 \cdot i_{\text{pico}}}{N_L \cdot A_e} = \frac{33 \cdot 10^{-6} \cdot 25,4}{16 \cdot 1,81} = 0,285 \text{ T} \quad (56)$$

4. Cálculo do comprimento entreferro:

$$l_{\text{entreferro}} = \frac{N_L^2 \cdot \mu_0 \cdot A_e}{L_1} = \frac{16^2 \cdot 4\pi \cdot 10^{-7} \cdot 1,81}{33 \cdot 10^{-6}} = 1,8 \text{ mm} \quad (57)$$

5. Cálculo da bitola do condutor

$$d_{\max} = 2 \cdot \frac{7,5 \text{ cm}}{\sqrt{\frac{f_s}{\text{Hz}}}} = 0,75 \text{ mm} \quad (58)$$

Novamente o condutor escolhido foi o AWG 22.

6. Número de condutores:

$$S_{\text{cobre}} = \frac{i_{\text{ef}}}{J_{\max}} = \frac{23,1}{450} = 5,11 \text{ mm}^2 \quad (59)$$

$$n_{\text{condL}} = \frac{S_{\text{cobre}}}{S_{\text{fio}}} = \frac{5,11}{0,3255} = 16 \quad (60)$$

7. Resistência térmica do núcleo:

$$R_{t_{\text{nucleo}}} = 23,1 \cdot (A_e A_w)^{-0,37} = 15,6 \text{ K/W} \quad (61)$$

8. Elevação de temperatura calculada pela Equação (62).

$$\Delta T = (P_{\text{cobre}} + P_{\text{núcleo}}) \cdot R_{t_{\text{núcleo}}} = (3,2 + 0,006) \cdot 15,6 = 51 \text{ K} \quad (62)$$

9. Possibilidade de execução:

$$A_{w_{\text{min}}} = \frac{N_L \cdot S_{\text{isolado}} \cdot n_{\text{condL}}}{k_w} = \frac{16 \cdot 0,4013 \cdot 16}{0,7} = 1,5 \text{ cm}^2 \quad (63)$$

$$A_{w_{\text{núcleo}}} = A_w = 1,57 \text{ cm}^2 \quad (64)$$

$$EX = \frac{A_{w_{\text{min}}}}{A_{w_{\text{núcleo}}}} = \frac{1,5}{1,57} = 0,935 \quad (65)$$

Assim, o núcleo escolhido é válido para a confecção do indutor. Na Figura 22 pode ser visualizado o indutor confeccionado.



Figura 22 - Indutor produzido para o protótipo

3.6 Perdas do conversor

Perdas no capacitor C:

As perdas totais somando os quatro capacitores usados, representados por C, podem ser calculadas pela Equação (65), onde SER é a resistência série equivalente do componente e $I_{C_{\text{ef}}}$ é a corrente eficaz que passa pelo mesmo.

$$P_C = R_{SE} \cdot I_{C_{\text{ef}}}^2 = 0,64 \cdot 0,9^2 = 0,5 \text{ W} \quad (65)$$

Perdas no circuito grampeador

Para proteger os semicondutores do lado primário de sobretensão, foi escolhido um circuito grampeador de tensão do tipo diodo-resistor-capacitor, o qual será

apresentado com mais detalhes no Capítulo 5. A tensão de grampeamento sobre os semicondutores do primário foi ajustada em 210 V. Assim, o resistor de grampeamento foi definido em 2 k Ω e o cálculo das perdas geradas por ele é detalhada nesta seção.

1. Tensão sobre o resistor de grampeamento:

$$V_{R_{\text{gra}}} = V_{\text{gra}} - V_1 = 210 - 48 = 162 \text{ V} \quad (66)$$

2. Perdas no resistor de grampeamento:

$$P_{R_{\text{gra}}} = \frac{V_{R_{\text{gra}}}^2}{R_{\text{gra}}} = \frac{162^2}{2000} = 13,1 \text{ W} \quad (67)$$

Com relação ao capacitor de grampeamento, foi escolhido um feito com polipropileno, por possuir resistência interna tão baixa que pode ser desprezada a perda gerada por ele.

Já as perdas sobre os diodos, são calculadas a seguir para o diodo SiC Shottky da *CREE*TM, escolhido por sua corrente zero de recuperação reversa e capacidade de comutar muito rápido, podendo então serem desprezadas as perdas de comutação.

- Resistência intrínseca do diodo: desprezível.
- Corrente média que passará em cada diodo:

$$i_{\text{dMed}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{V_{\text{gra}}}{R_{\text{gra}}} = \frac{1}{3} \cdot \frac{210}{1000} = 0,07 \text{ A} \quad (68)$$

- Tensão de condução a 175 °C: $V_{\text{FD}} = 1,7 \text{ V}$
- Tensão de bloqueio: $V_{\text{bloqD}} = V_{\text{gra}} = 210 \text{ V}$
- Capacitância na recuperação reversa a 175 °C: $Q_{\text{rr}} = 10 \text{ nC}$

3. Perdas por condução:

$$P_{\text{condD}} = r_d \cdot i_{\text{def}}^2 + V_F \cdot i_{\text{dMed}} = 0 \cdot i_{\text{def}}^2 + 1,7 \cdot 0,07 \cong 0,1 \text{ W} \quad (69)$$

4. Perdas por comutação:

$$P_{\text{comutD}} = Q_{\text{rr}} \cdot V_{\text{bloq}} \cdot f_s = 10 \cdot 10^{-9} \cdot 210 \cdot 40.000 = 0,084 \text{ W} \quad (70)$$

5. Perdas nos diodos:

$$P_{\text{totaisD}} = 3 \cdot (P_{\text{condD}} + P_{\text{comutD}}) = 3 \cdot (0,1 + 0,084) \cong 0,5 \text{ W} \quad (71)$$

Assim, será dissipado cerca de 0,5 W nos três diodos do grampeador.

Perdas por condução e comutação das semicondutores do lado do primário

- Tensão sobre o MOSFET quando está bloqueado: $V_{\text{dsOFF1}} = V_{\text{gra}} = 210 \text{ V}$
- Resistência *drain-source* para 100 °C: $R_{\text{DSPrim100}} = 0,058 \Omega$

1. Perdas por condução:

$$P_{\text{condPrim}} = R_{\text{DSPrim100}} \cdot i_{\text{SefPrim}}^2 = 0,058 \cdot 11,34^2 \cong 7,5 \text{ W} \quad (72)$$

2. Perdas por comutação dada pela Equação (73).

$$P_{\text{comutPrim}} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_{r1} + t_{f1}) \cdot i_{\text{dON1}} \cdot V_{\text{dsOFF1}} \quad (73)$$

$$P_{\text{comutPrim}} = \frac{40.000}{2} \cdot (6,4 + 7,6) \cdot 10^{-9} \cdot 8 \cdot 210 \cong 0,5 \text{ W} \quad (74)$$

3. Perdas totais (somando os 3 MOSFETs do primário):

$$P_{\text{totalPrim}} = 3 \cdot (P_{\text{condPrim}} + P_{\text{comutPrim}}) = 3 \cdot (7,5 + 0,5) = 23,7 \text{ W} \quad (75)$$

Perdas por condução e comutação nas semicondutores superiores

- Corrente do diodo quando está em condução: $i_{\text{dON2}} = i_{\text{SmedSup}} = 0,83 \text{ A}$
- Tensão sobre o MOSFET quando está bloqueado: $V_{\text{dsOFF2}} = V_2 = 400 \text{ V}$

1. Resistência *drain-source* para 100 °C segundo o fabricante: $R_{\text{dsSec100}} = 0,177 \Omega$

2. Perda por condução, MOSFETs superiores:

$$P_{\text{condSup}} = R_{\text{dsSec100}} \cdot i_{\text{SefSup}}^2 = 0,177 \cdot 1,2^2 = 0,25 \text{ W} \quad (76)$$

3. Perda por comutação, MOSFETs superiores:

$$P_{\text{comutSup}} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_{r2} + t_{f2}) \cdot i_{\text{dON2}} \cdot V_{\text{dsOFF2}} \quad (77)$$

$$P_{\text{comutSup}} = \frac{40.000}{2} \cdot (20 + 35) \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 400 = 0,44 \text{ W} \quad (78)$$

4. Perdas totais (somando os 3 MOSFETs superiores do secundário):

$$P_{\text{totalSup}} = 3 \cdot (P_{\text{condSup}} + P_{\text{comutSup}}) = 3 \cdot (0,25 + 0,44) = 2,1 \text{ W} \quad (80)$$

Perdas por condução e comutação nas semicondutores inferiores

1. Perdas por condução, MOSFETs inferiores:

$$P_{\text{condInf}} = R_{\text{dsSec100}} \cdot i_{\text{SefInf}}^2 = 0,177 \cdot 1,43^2 = 0,36 \text{ W} \quad (81)$$

2. Perdas por comutação, MOSFETs inferiores:

$$P_{\text{comutInf}} = \frac{f_s}{2} \cdot (t_{r2} + t_{f2}) \cdot i_{\text{dON2}} \cdot V_{\text{dsOFF2}} \quad (82)$$

$$P_{\text{comutInf}} = \frac{40.000}{2} \cdot (20 + 35) \cdot 10^{-9} \cdot 1 \cdot 400 = 0,44 \text{ W} \quad (83)$$

3. Perdas totais (somando os 3 MOSFETs inferiores do secundário):

$$P_{\text{totalInf}} = 3 \cdot (P_{\text{condInf}} + P_{\text{comutInf}}) = 3 \cdot (0,36 + 0,44) = 2,4 \text{ W} \quad (84)$$

Portanto, somando as perdas em todos os MOSFETs, resulta:

$$P_{\text{MOSFETs}} = P_{\text{totalSup}} + P_{\text{totalInf}} + P_{\text{totalPrim}} = 2,1 + 2,4 + 23,7 = 28,2 \text{ W} \quad (85)$$

Perdas no transformador:

As perdas no transformador são classificadas em perdas no cobre e perdas magnéticas, as quais foram calculadas com auxílio de uma nova planilha de cálculos.

- Coeficiente de perdas por histerese: $K_h = 4 \cdot 10^{-5}$
- Coeficiente de perdas por correntes parasitas: $K_f = 4 \cdot 10^{-10}$

1. Volume efetivo:

$$V_e = l_e \cdot A_e = 30,8 \cdot 6,45 = 198 \text{ cm}^3 \quad (86)$$

2. Perdas no cobre:

$$R_{\text{cobre}_p} = \frac{\rho_{\text{cobre22}} \cdot l_{\text{chicote}_p}}{n_{\text{cond}_p}} = \frac{0,000708 \cdot 126}{8} = 0,011 \Omega \quad (87)$$

$$R_{\text{cobre}_s} = \frac{\rho_{\text{cobre22}} \cdot l_{\text{chicote}_s}}{n_{\text{cond}_s}} = \frac{0,000708 \cdot 504}{2} = 0,178 \Omega \quad (88)$$

$$P_{\text{totaisCobre}} = 3 \cdot (R_{\text{cobre}_p} \cdot i_{L1\text{pef}}^2 + R_{\text{cobre}_s} \cdot i_{L1\text{sef}}^2) \quad (89)$$

$$P_{\text{totaisCobre}} = 3 \cdot (0,011 \cdot 11,34^2 + 0,178 \cdot 1,87^2) = 6,173 \text{ W} \quad (90)$$

3. Perdas magnéticas:

$$\text{Perdas}_{\text{totaisNucleo}} = B_{\text{max}}^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_e \quad (91)$$

$$\text{Perdas}_{\text{totaisNucleo}} = 0,18^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 40.000 + 4 \cdot 10^{-10} \cdot 40.000^2) \cdot 198 = 7,3 \text{ W} \quad (92)$$

4. Perdas totais:

$$P_{\text{transformador}} = P_{\text{totaisCobre}} + P_{\text{totaisNucleo}} = 6,17 + 7,3 = 13,5 \text{ W} \quad (93)$$

Assim, 13,5 W é o valor total esperado de perdas que estarão no transformador projetado.

Perdas no indutor:

1. Perdas no cobre:

a. Comprimento da espira: $l_{\text{espira}} = 8,7 \text{ cm}$

b. Comprimento do fio:

$$l_{\text{fio}} = N_L \cdot l_{\text{espira}} = 16 \cdot 8,7 = 1,4 \text{ m} \quad (94)$$

c. Resistência do fio dada pela Equação (95).

$$R_{\text{fio}} = \frac{\rho_{\text{cobre22}} \cdot l_{\text{espira}} \cdot N_L}{n_{\text{condL}}} = \frac{0,000708 \cdot 8,7 \cdot 16}{16} = 6,16 \text{ m}\Omega \quad (95)$$

d. Perdas do cobre:

$$P_{\text{cobre}} = R_{\text{fio}} \cdot i_{\text{ef}}^2 = 6,16 \cdot 10^{-3} \cdot 23^2 = 3,2 \text{ W} \quad (96)$$

2. Perdas magnéticas:

a. Variação da densidade de fluxo:

$$\Delta B = \frac{L \cdot \Delta I_L}{N_L \cdot A_e} = \frac{33 \cdot 10^{-6} \cdot 2,3}{16 \cdot 1,81} = 0,026 \text{ T} \quad (97)$$

b. Coeficiente de perdas por histerese: $K_h = 4 \cdot 10^{-5}$

c. Coeficiente de perdas por correntes parasitas: $K_f = 4 \cdot 10^{-10}$

d. Volume do núcleo: $V_{\text{nucleo}} = 17,1 \text{ cm}^3$

e. Perdas no núcleo:

$$\begin{aligned} P_{\text{nucleo}} &= \Delta B^{2,4} \cdot (K_h \cdot f_s + K_f \cdot f_s^2) \cdot V_{\text{nucleo}} = \\ &= 0,026^{2,4} \cdot (4 \cdot 10^{-5} \cdot 40.000 + 4,5 \cdot 10^{-10} \cdot 40.000^2) \cdot 17,1 = 6 \text{ mW} \end{aligned} \quad (98)$$

3.7 Rendimento teórico

Somando todos os resultados, obtêm-se 58,5 W de perdas nos MOSFETs, diodos, capacitor C, indutor e transformador, sendo por isso a escolha dos MOSFETs de baixa resistência (R_{DS}), sendo este o principal componente responsável pelo rendimento total do conversor. As perdas ficaram definidas da maneira listada a seguir:

- MOSFETs do lado primário: 23,7 W;
- MOSFETs do lado secundário: 4,5 W;
- Circuito grampeador: 13,1 W;
- Capacitor C: 0,5 W;
- Transformador: 13,5 W;
- Indutor: 3,2 W.

Uma vez com todos os componentes definidos e suas perdas calculadas, agora basta somá-las para obter o quanto de potência ativa será gasta no processo de conversão. Assim, o rendimento esperado do conversor pode ser calculado pela Equação (99).

$$\eta = 100 \cdot \frac{P_{\text{saída}}}{P_{\text{saída}} + \text{Perdas}} = 100 \cdot \frac{1000}{(1000 + 58,5)} \cong 94,5\% \quad (99)$$

A seguir, serão apresentadas as conclusões com os resultados apresentados neste capítulo.

3.8 Conclusões sobre o dimensionamento do conversor

Com base nos valores alcançados, espera-se que o protótipo atinja um rendimento próximo ao apresentado, o qual se mostrou aceitável (94,5%). Assim, com as especificações dos componentes definidas e avaliadas nos cálculos apresentados, pode-se montar a Tabela 3 com todos os componentes adquiridos até esta etapa.

Tabela 3 – Lista dos componentes adquiridos para montagem do protótipo

TIPO DO COMPONENTE	IDENTIFICAÇÃO E VALOR NO CIRCUITO	COMPONENTE ADQUIRIDO
RESISTOR	$R_{gra} = 2 \text{ k}\Omega$	-
CAPACITOR	$C = 330 \text{ }\mu\text{F}$ $C_{gra} = 3,3 \text{ }\mu\text{F}$	EKMM401VSN331MQ50S ECW-FD2W335K
MOSFET	S_1 a S_3 S_4 a S_9	IRFP4332PBF SIHG30N60E-GE3
DIODO	D_{gra1} , D_{gra2} e D_{gra3}	C3D04060A

Concluindo aqui o estudo das perdas e definição dos componentes, com a Figura 23 mostrando a divisão teórica das perdas para o sistema.

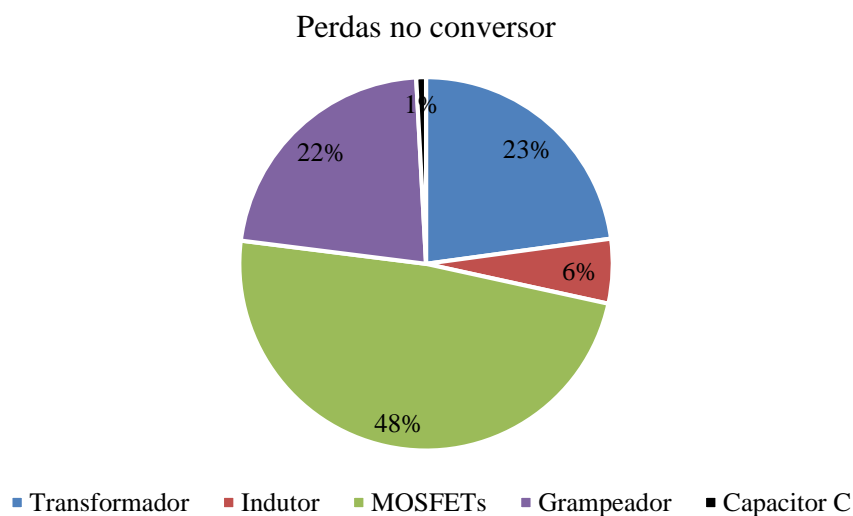


Figura 23 - Divisão das perdas para o conversor estudado

4. Modelagem e Projeto dos Controladores

4.1 Introdução

Com o estudo do funcionamento teórico concluído, partiu-se agora para o projeto dos controladores de tensão e corrente com base no circuito da Figura 5.

4.2 Planta de corrente, $H_i(s)$

Fazendo a análise do conversor *push-pull* trifásico bidirecional a partir de seu circuito elétrico simplificado, Figura 24, será extraída a expressão matemática que define a planta de corrente a ser usada posteriormente no controle de corrente, $H_i(s)$.

Assim, aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões para um período de comutação, tem-se pelo valor médio instantâneo:

$$L_1 \cdot \frac{d i_L}{d t} = V_i - \frac{(1 - D) \cdot V_2}{n} \quad (100)$$

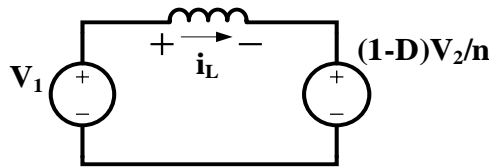


Figura 24 – Circuito elétrico equivalente simplificado a partir da tensão V_{S1}

Sabendo que para uma pequena variação na corrente i_L haverá variação na razão cíclica D (BARBI, 2015), desenvolve-se:

$$L_1 \cdot \frac{d (i_L + \Delta I)}{d t} = V_i - \frac{[1 - (D + \Delta D)] \cdot V_2}{n} \quad (101)$$

$$L_1 \cdot \frac{d i_L}{d t} + L_1 \cdot \frac{d \Delta i_L}{d t} = V_i - \frac{(1 - D - \Delta D) \cdot V_2}{n} = V_i - \frac{(1 - D) \cdot V_2}{n} + \frac{\Delta D \cdot V_2}{n} \quad (102)$$

Vendo que os termos em negrito da Equação (102) correspondem à igualdade da Equação (100), então ocorre a simplificação para a Equação (103):

$$L_1 \cdot \frac{d \Delta i_L}{d t} = \frac{\Delta D \cdot V_2}{n} \quad (103)$$

Aplicando Laplace e rearranjando os termos, resulta em na Equação (104).

$$\frac{\Delta I_L}{\Delta D} = H_i(s) = \frac{V_2}{n \cdot L_1 \cdot s} \quad (104)$$

4.3 Planta de tensão, $H_v(s)$

Para obtenção do modelo da planta de tensão sem compensação, foi tomado como base o circuito equivalente considerando apenas os valores médios das grandezas. Este circuito está representado na Figura 25.

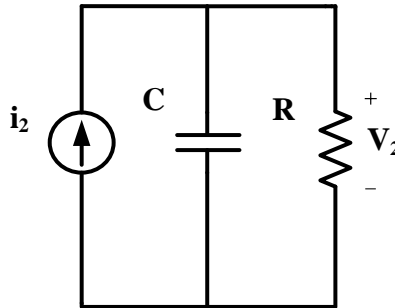


Figura 25 - Circuito elétrico equivalente da tensão de saída a partir dos valores médios

Aplicando a Lei de Kirchhoff das Correntes, tem-se:

$$i_2 = C_2 \cdot \frac{d V_2}{d t} + \frac{V_2}{R} \quad (105)$$

Aplicando a transformada de Laplace e rearranjando os termos resulta na Equação (BARBI, 2015):

$$\frac{V_2(s)}{I_2(s)} = H_v(s) = \frac{R}{s \cdot R \cdot C_2 + 1} \quad (106)$$

4.4 Os compensadores

O controlador escolhido foi do tipo proporcional integral, PI com filtro, com adição de um polo para atenuar as altas frequências, representado na Figura 26. Foi usado um sensor de corrente para medir a corrente no indutor, i_L e um sensor de tensão para medir V_2 . A função de transferência do compensador é representada pela Equação (107).

$$C(s) = \frac{R_{1c} \cdot C_{1c} \cdot s + 1}{s \cdot R_{1c} \cdot (C_{1c} + C_{2c}) \cdot \left[\left(\frac{R_{2c} \cdot C_{1c} \cdot C_{2c}}{C_{1c} + C_{2c}} \right) \cdot s + 1 \right]} \quad (107)$$

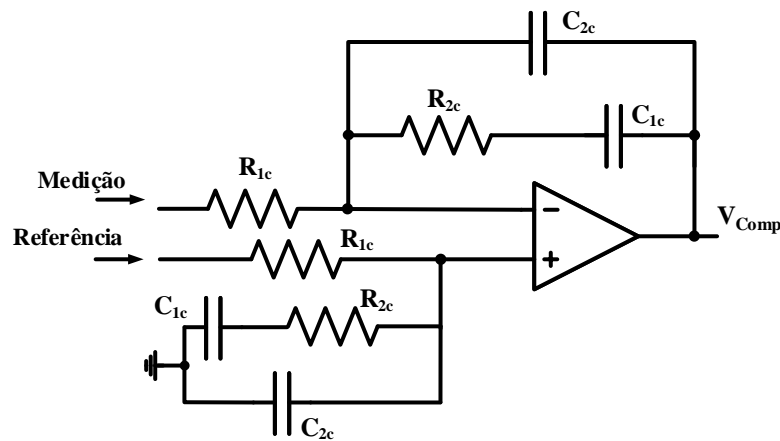


Figura 26 – Malha do compensador, adaptado de Barbi (2015)

O controle da tensão de saída torna-se necessário quando há variação no lado de alta tensão, gerando deslocamento do ponto de operação da estrutura. Assim, por se mostrar adequado neste estudo, escolheu-se o mesmo compensador para o controle da tensão no lado de alta tensão, cuja função de transferência é semelhante à Equação (107). A Figura 27 ilustra os dois circuitos.

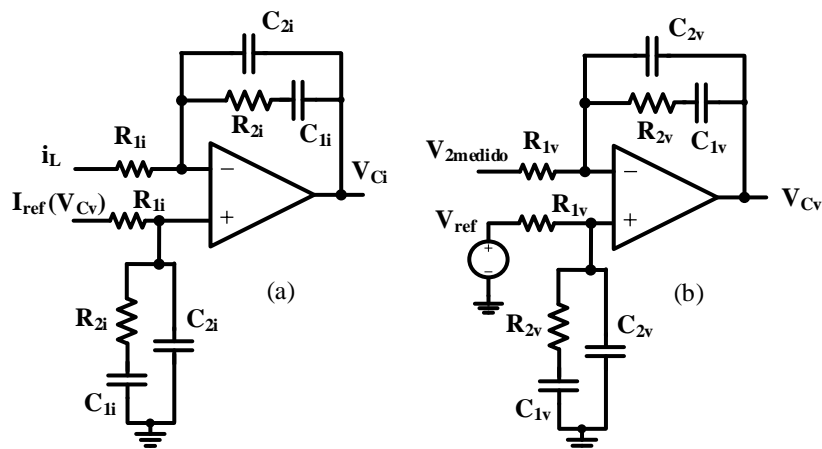


Figura 27 – Compensadores usados para o controle de corrente (a) e tensão (b)

A estratégia de controle usada, abordada por Barbi (2015), consiste na alteração da amplitude da corrente de referência I_{ref} , através do erro compensado (V_{comp}) produzido pelo controlador de tensão $C_v(s)$, resultante da comparação do valor médio da tensão do lado de alta tensão, V_2 , com uma tensão de referência V_{Ref} . Assim, variações de carga não provocam mais variações significativas em V_2 .

4.5 Projeto dos controladores

Foi elaborada uma planilha de cálculos com todas as equações demonstradas anteriormente, e mantidas as especificações apresentadas no Capítulo 3. Assim, baseando-se nos procedimentos de Barbi (2015), foi elaborado um novo passo a passo.

Cálculos dos parâmetros do compensador de corrente

- Tensão de pico da onda dente de serra: $V_{\text{serra}} = 2,33 \text{ V}$;
- Capacitor C: $330 \mu\text{F}$;
- Ganho do PWM: $G_{\text{PWM}} = 1/2,33 = 0,43$;
- Ganho do sensor de corrente: $G_i = 0,1$;
- Frequência de cruzamento: $f_{ci} = 1 \text{ kHz}$;
- Frequência do zero: $f_{zi} = 160 \text{ Hz}$;
- Frequência do polo 1: $f_{p1i} = 0 \text{ Hz}$;
- Frequência do segundo polo: $f_{p2i} = 15 \text{ kHz}$;
- Função de transferência da planta sem compensação: Equação (104);
- Resistor R_{1i} escolhido com valor de $220 \text{ k}\Omega$.

Pela Figura 28, tem-se que a função de transferência em malha aberta do compensador de corrente é dada por:

$$\text{FTMA}_i(s) = C_i(s) \cdot H_i(s) \cdot G_{\text{PWM}} \cdot G_i \quad (108)$$

Sendo $C_i(s)$ a função de transferência do compensador dada na Equação (107).

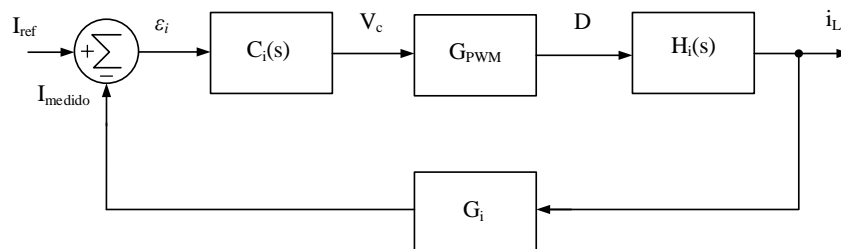


Figura 28 – Diagrama de blocos do circuito com compensador de corrente

- Resistor R_{2i} é calculado pelo ganho na faixa plana:

$$|\text{FTMA}_i(s)|_{s=j\omega_c} = |C_i(s)_{s=j\omega_c} \cdot H_i(s)_{s=j\omega_c} \cdot G_{\text{PWM}} \cdot G_i| = 1 \quad (109)$$

$C_i(s)_{\text{faixa plana}} = R_{2i}/R_{1i}$ e $H_i(s)_{s=j\omega_c} = V_2/(2\pi \cdot n \cdot f_{ci} \cdot L_1)$. Fazendo as substituições e rearranjando os termos fica expressa a Equação (110).

$$R_{2i} = \frac{2\pi \cdot f_{ci} \cdot L_1 \cdot R_{1i}}{V_2 \cdot G_i \cdot G_{PWM}} = \frac{2\pi \cdot 1 \cdot 10^3 \cdot 33 \cdot 10^{-6} \cdot 220 \cdot 10^3}{400 \cdot 0,1 \cdot 0,43} = 10 \text{ k}\Omega \quad (110)$$

- Capacitor C_{1i} é calculado pela frequência do zero:

$$2\pi \cdot f_{zi} = \frac{1}{R_{2i} \cdot C_{1i}} \therefore C_{1i} = \frac{1}{2\pi \cdot R_{2i} \cdot f_{zi}} = \frac{1}{2\pi \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 160} = 94 \text{ nF} \quad (111)$$

- Capacitor C_{2i} é calculado pela frequência no segundo polo:

$$2\pi \cdot f_{p2} = \frac{C_{1i} + C_{2i}}{R_{2i} \cdot C_{1i} \cdot C_{2i}} \therefore C_{2i} = \frac{C_{1i}}{2\pi \cdot f_{p2} \cdot R_{2i} \cdot C_{1i} - 1} \quad (112)$$

$$C_{2i} = \frac{94 \cdot 10^{-9}}{(2\pi \cdot 15.000 \cdot 10 \cdot 10^3 \cdot 15,4 \cdot 10^{-9}) - 1} = 1 \text{ nF} \quad (113)$$

Voltando à Equação (105), a função de transferência em malha aberta do compensador de corrente é:

$$FTMA_i(s) = \frac{R_{2i} \cdot C_{1i} \cdot s + 1}{s \cdot R_{1i} \cdot (C_{1i} + C_{2i}) \cdot \left[\left(\frac{R_{2i} \cdot C_{1i} \cdot C_{2i}}{C_{1i} + C_{2i}} \right) \cdot s + 1 \right]} \cdot \frac{V_2}{L_1 \cdot n \cdot s} \cdot G_{PWM} \cdot G_I \quad (114)$$

Substituindo os valores encontrados e fazendo as simplificações, obtém-se:

$$FTMA_i(s) = \frac{0,01708 \cdot s + 17,17}{2,9 \cdot 10^{-11} \cdot s^3 + 2,747 \cdot 10^{-6} \cdot s^2} \quad (115)$$

O diagrama de Bode da função de transferência acima está representado na Figura 29, mostrando a estabilidade do compensador e o cruzamento em 0 dB na frequência de 1 kHz, de acordo com o projetado.

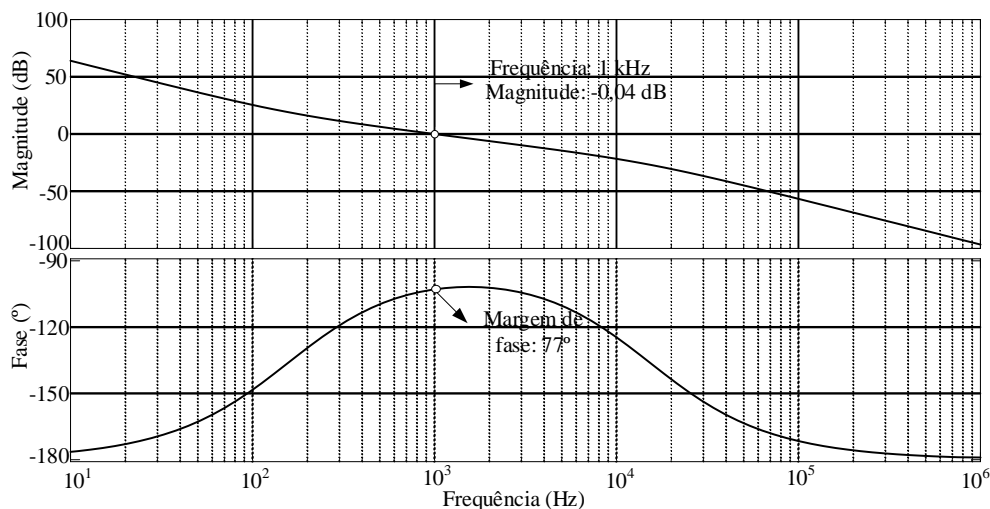


Figura 29 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do compensador de corrente

Cálculos dos parâmetros do compensador de tensão

- Função de transferência da planta sem compensação:

$$H_v(s) = \frac{R}{s \cdot R \cdot C_2 + 1} \quad (116)$$

- Referência do compensador de tensão (400V): $V_{ref} = 2 \text{ V}$;
- Frequência de cruzamento: $f_{cv} = 1 \text{ Hz}$;
- Frequência do zero (para a faixa plana ficar antes da f_{cv}): $f_{zv} = 0,9 \text{ Hz}$;
- Frequência do polo 1: $f_{p1v} = 0 \text{ Hz}$;
- Frequência do segundo polo: $f_{p2v} = 4 \text{ Hz}$;
- Ganho do sensor de tensão: $G_v = 0,005$;
- Relação entre i_2 e i_L :

$$G_{pk} = \frac{i_2}{i_L} = \frac{2,5}{20,83} \cong 0,12 \quad (117)$$

- Ganho do compensador de corrente em regime permanente (o compensador de corrente é muito mais rápido que o de tensão, permitindo a aproximação):

$$G_{Ci} = \frac{i_L}{I_{ref}} = \frac{20,8}{2,08} = 10 \quad (118)$$

- Capacitor $C_{1v} = 330 \text{ nF}$;
- Resistor R_{2v} é calculado pela frequência do zero:

$$R_{2v} = \frac{1}{2\pi \cdot f_{zv} \cdot C_{1v}} = \frac{1}{2\pi \cdot 0,9 \cdot 330 \cdot 10^{-9}} = 560 \text{ k}\Omega \quad (119)$$

- Capacitor C_{2v} é calculado pela frequência do polo:

$$C_{2v} = \frac{C_{1v}}{2\pi f_{p2v} R_{2v} C_{1v} - 1} = \frac{330 \cdot 10^{-9}}{2\pi \cdot 4 \cdot 560 \cdot 10^3 \cdot 330 \cdot 10^{-9}} = 100 \text{ nF} \quad (120)$$

Pela Figura 30, tem-se que a função de transferência em malha aberta do compensador de tensão é dada por:

$$FTMA_v(s) = C_v(s) \cdot G_{Ci} \cdot G_{pk} \cdot H_v(s) \cdot G_v \quad (121)$$

Como a frequência de cruzamento está na faixa plana do compensador, então

$$|FTMA_v| = 1 \quad (122)$$

$$|C_v(s) \cdot G_{Ci} \cdot G_{pk} \cdot H_v(s) \cdot G_v| = 1 \quad (123)$$

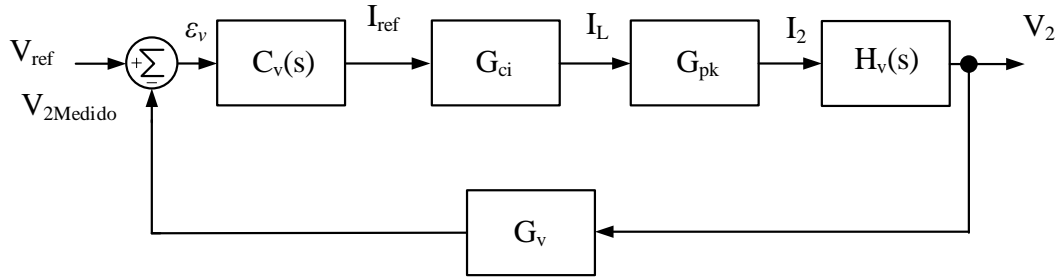


Figura 30 - Diagrama de blocos para o controlador de tensão

Agora, para $s = 2\pi f_{cv}$, o ganho da planta de tensão para a frequência de cruzamento vale:

$$G_{Hv} = H_v(s)_{s=2\pi\omega_c} = \frac{R}{2\pi \cdot f_{cv} \cdot R \cdot C_{2v} + 1} = \frac{160}{2\pi \cdot 1 \cdot 160 \cdot 100 \cdot 10^{-9} + 1} = 120 \quad (124)$$

E o ganho do compensador de tensão para a frequência de cruzamento vale:

$$G_{Cv} = \frac{1}{G_i \cdot G_{pk} \cdot G_{Hv} \cdot G_v} = 1,4 \quad (125)$$

E o valor de R_{2v} pode ser determinado:

$$C_v = \frac{R_{2v}}{R_{1v}} \rightarrow R_{1v} = \frac{R_{2v}}{C_v} = \frac{560 \cdot 10^3}{1,4} = 400 \text{ k}\Omega \quad (126)$$

Concluindo os parâmetros do novo compensador.

Voltando à Equação (121), a função de transferência em malha aberta do compensador de tensão é:

$$FTMA_v(s) = \frac{R_{2v} \cdot C_{1v} \cdot s + 1}{s \cdot R_{1v} \cdot (C_{1v} + C_{2v}) \cdot \left[\left(\frac{R_{2v} \cdot C_{1v} \cdot C_{2v}}{C_{1v} + C_{2v}} \right) \cdot s + 1 \right]} \cdot G_{Ci} \cdot G_{pk} \cdot \frac{R}{sRC_2 + 1} \cdot G_v \quad (127)$$

Substituindo os valores encontrados e fazendo as simplificações, obtém-se a Equação (128).

$$FTMA_v(s) = \frac{0,17 \cdot s + 0,96}{3,456 \cdot 10^{-4} \cdot s^3 + 1,523 \cdot 10^{-2} \cdot s^2 + 0,1645 \cdot s} \quad (128)$$

O diagrama de Bode da função de transferência da Equação (128) está representado na Figura 31, mostrando a estabilidade do compensador de tensão e o cruzamento próximo de 0 dB na frequência de cruzamento de 1 Hz.

Os valores dos componentes usados na simulação estão listados na Tabela 4.

Assim, ficam determinados os compensadores de tensão e corrente, os quais serão testados também em simulação no capítulo seguinte.

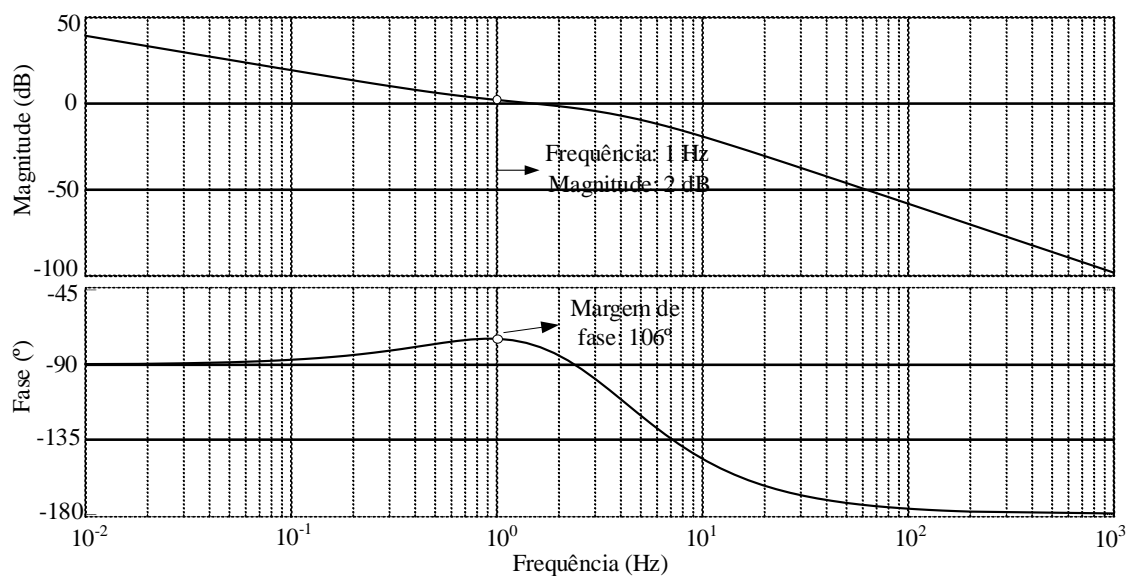


Figura 31 – Diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta do compensador de tensão

Tabela 4 – Lista dos componentes para a simulação do push-pull bidirecional, com controle de corrente e tensão

COMPONENTE	COMPONENTES DOS COMPENSADORES		
	Sigla	Valor	Unidade
RESISTOR	R_{1V}	380	$k\Omega$
	R_{2V}	560	$k\Omega$
	R_{1i}	220	$k\Omega$
	R_{2i}	10	$k\Omega$
CAPACITOR	C	330	μF
	C_{1V}	330	nF
	C_{2V}	100	nF
	C_{1i}	94	nF
	C_{2i}	1	nF
	INDUTOR	L	33

5. Simulações do conversor CC-CC *push-pull* trifásico bidirecional

5.1 Introdução

A partir das expressões encontradas, foi realizada uma simulação para verificação das formas de onda apresentadas na Figura 13 e verificar o funcionamento dos compensadores. O novo circuito simulado pode ser visualizado na Figura 32. Percebe-se a indutância de dispersão desprezada e o uso do bloco Limitador para garantir o funcionamento do conversor na região R2.

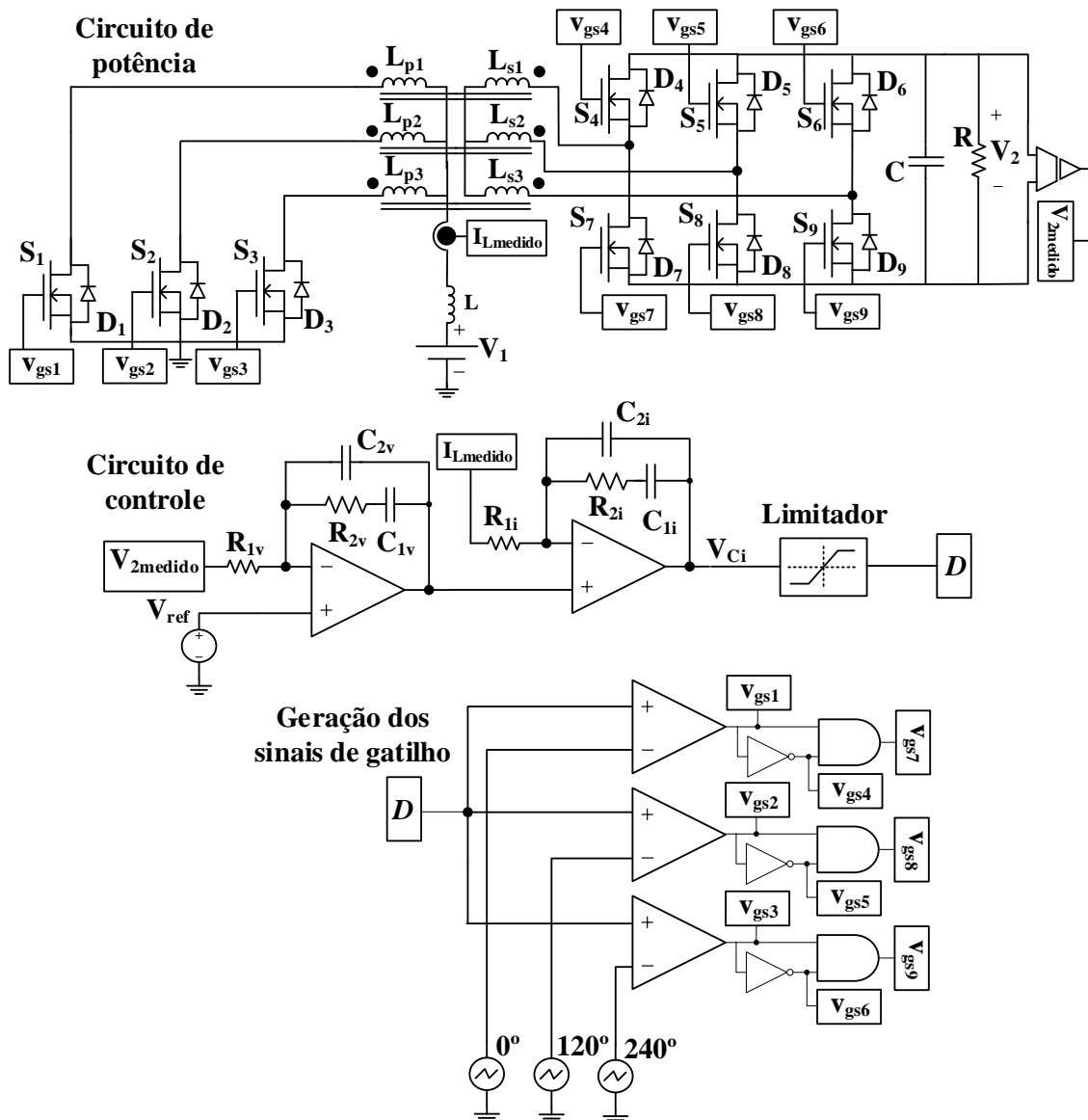


Figura 32 – Circuito simulado com os controles de corrente e tensão

5.2 Resultados de simulação apenas com os compensadores de tensão e de corrente

Com base nas formas de onda de tensão e corrente no indutor e tensão sobre o semicondutor S_1 , observadas na Figura 33, percebe-se que estão de acordo com as formas teóricas apresentadas no Capítulo 2 (Figura 13).

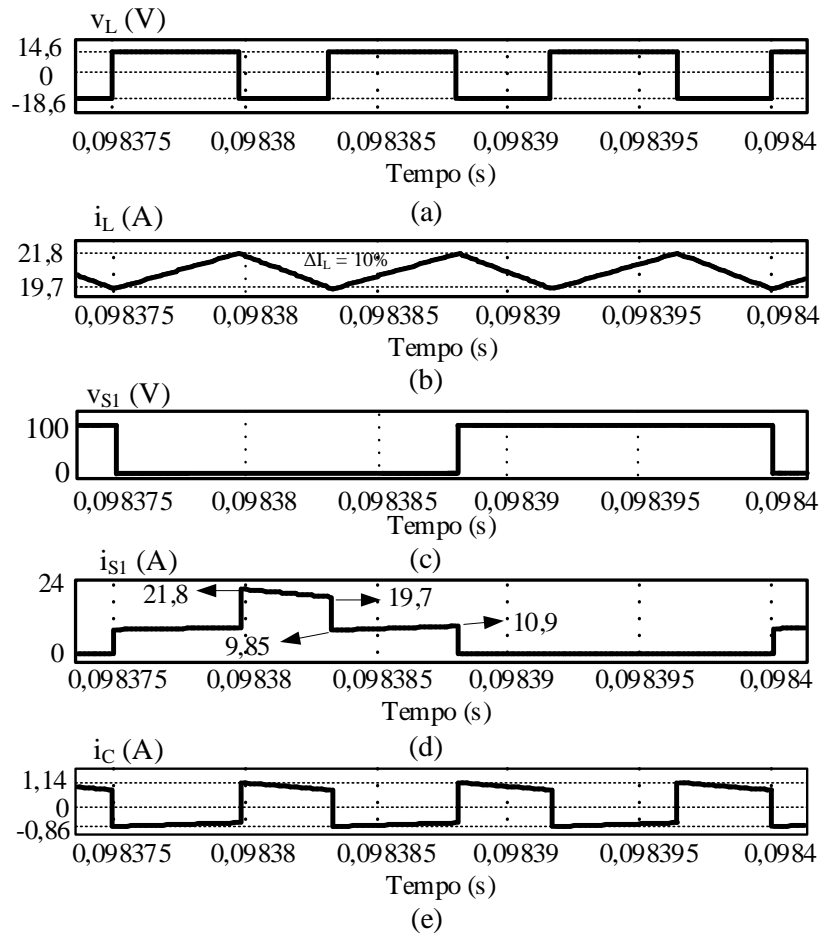


Figura 33 – (a) Tensão e (b) corrente no indutor L , (c) tensão e (d) corrente no interruptor S_1 e (e) corrente no capacitor C

Com relação ao estudo do comportamento da malha de corrente, como pode ser visto na Figura 34, foram aplicados dois degraus na referência de corrente, a fim de observar o comportamento do controlador e a bidirecionalidade do fluxo de potência. Os degraus foram inseridos no sistema da maneira enumerada a seguir:

1. Em $t = 160$ ms, foi inserido um degrau de modo a reduzir a corrente de referência para metade de seu valor inicial. Esta nova referência foi seguida, como esperado, logo estabilizando o novo valor de I_L , com o fluxo de potência

na direção do lado de baixa tensão para o lado de alta tensão do conversor, operando em seu modo elevador ou *boost*.

2. Em $t = 320$ ms, foi aplicado um novo degrau de corrente, reduzindo agora a referência para um valor negativo. Novamente observa-se boa resposta do compensador, mesmo com a inversão do fluxo de potência, com o sentido da corrente do lado de alta tensão para o lado de baixa tensão do conversor, o qual passou a operar no modo abaixador ou *buck*.

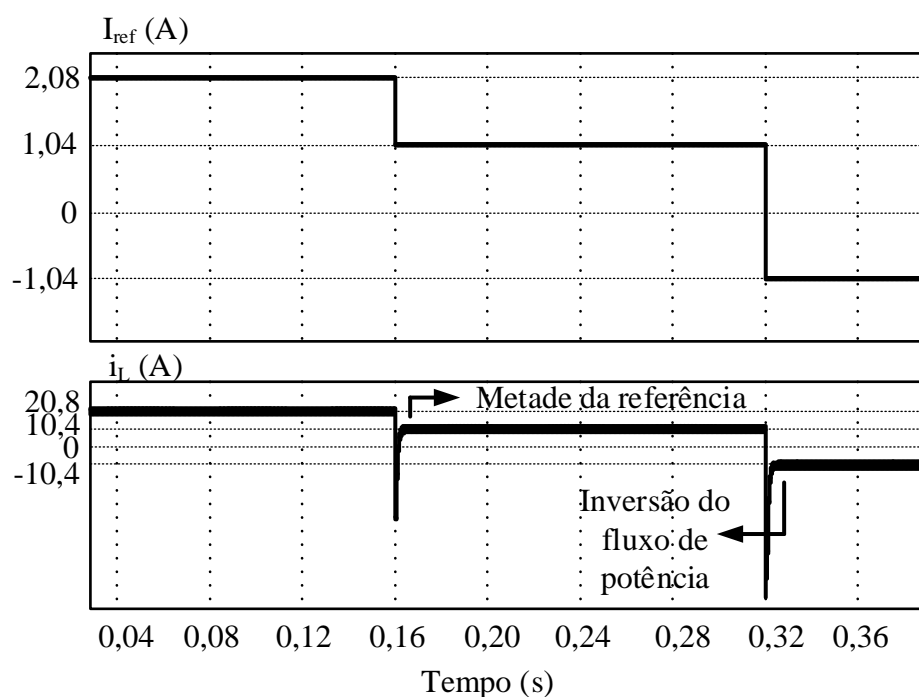


Figura 34 – Resposta do compensador de corrente à mudança de referência

Portanto, fica evidenciada a bidirecionalidade do conversor, uma vez que basta a corrente de referência mude de sentido para que o fluxo de potência também mude.

Uma vez comprovado o funcionamento da malha de corrente, partiu-se para testar a malha de tensão. Também foram testadas duas situações, descritas a seguir:

1. Inserção e retirada de degrau de carga, correspondente a 50% do valor nominal, com resultado na Figura 35.
2. Injeção de corrente no lado de alta tensão, Figura 36. Em ambos os casos, como observado nas respectivas figuras, o compensador de tensão apresentou resultados adequados, comprovando o funcionamento do compensador para os dois controles trabalhados.

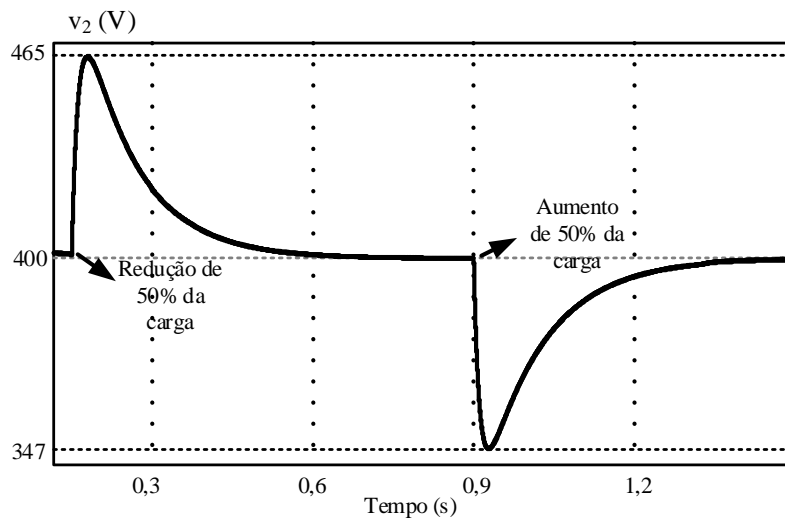


Figura 35 – Tensão de saída do conversor quando submetido a degraus de carga

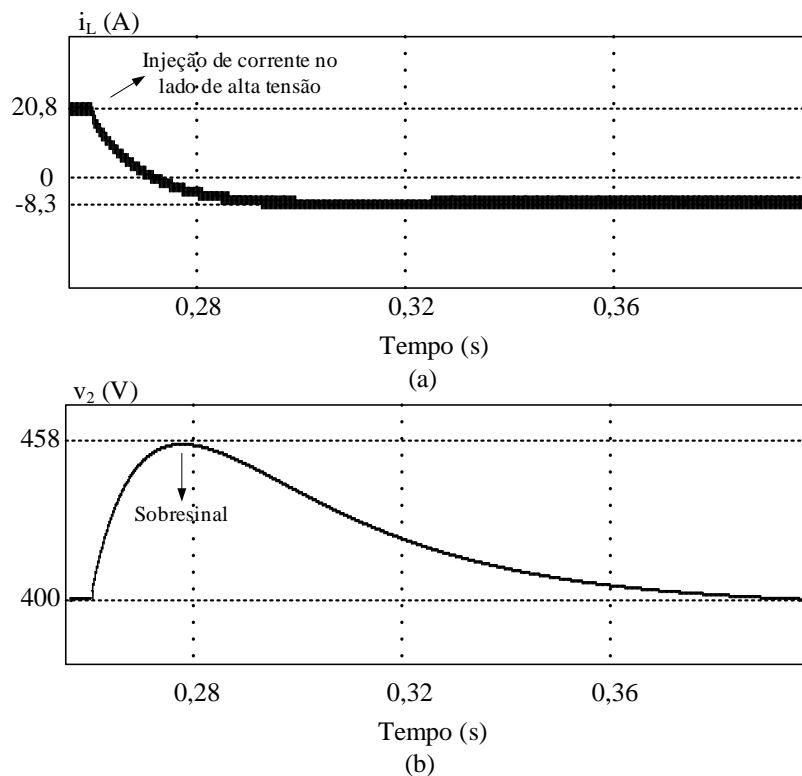


Figura 36 – (a) Corrente no indutor e (b) tensão no lado de alta tensão quando ocorre inversão do fluxo de potência devido à injeção de corrente no lado de alta tensão

Uma vez que a corrente média do lado de alta tensão, i_2 , vale 2,5 A, então ao injetar corrente no lado de alta tensão no valor de 3,5 A, espera-se que o compensador de tensão imponha a inversão do fluxo de potência para a manutenção da regulação da tensão no lado de alta tensão em 400 V. Assim, no indutor, haverá a inversão do sentido da corrente, que terá valor médio como definido na Equação (129).

$$i_L = q \cdot (I_R - I_{\text{injetada}}) \quad (129)$$

Onde q é o ganho estático de tensão, dado por V_2/V_1 , e I_R é a corrente no resistor de carga. Pela Equação (29), se obtém o valor esperado da corrente no lado de baixa tensão:

$$i_L = 8,33 \cdot (2,5 - 3,5) = - 8,33 \text{ A} \quad (130)$$

Sendo este valor confirmado na Figura 36.

5.3 Circuito para grampeamento de tensão e adição de tempo morto

Alguns circuitos ou condições que estarão presentes na fase experimental já podem ser previstos em simulação, como o tempo morto para evitar curto de braço e o com circuito grampeador de tensão, para dissipar a energia acumulada nas indutâncias de dispersão e proteger os semicondutores do lado primário de sobretensões.

5.3.1 Inserção do tempo morto

Com a simulação da seção anterior funcionando adequadamente, foi dado início ao estudo para a adição do tempo morto nas semicondutores do mesmo braço. É necessário assegurar que dois semicondutores de um mesmo braço não sejam acionados ao mesmo tempo, evitando um efeito de curto de braço no momento do acionamento das semicondutores. O tempo morto é medido desde o instante em que um semicondutor comuta para seu estado bloqueado até o instante em que o semicondutor oposto comuta para o seu estado de condução, garantindo o bom funcionamento e segurança do acionamento.

Como pode ser visto na Figura 37, foi usado o bloco monoestável configurado para um pulso de 500 ns que será o tempo morto adotado, iniciado junto com o comando da respectiva semicondutor S_x . Com sua saída invertida, fez-se a operação E com o sinal original, resultando no sinal de comando com início atrasado em 500 ns. Assim, evita-se a situação de curto de braço no futuro experimento de bancada. Esta operação é melhor entendida na Figura 38, a qual foi aplicada em todos os semicondutores do lado de alta tensão.

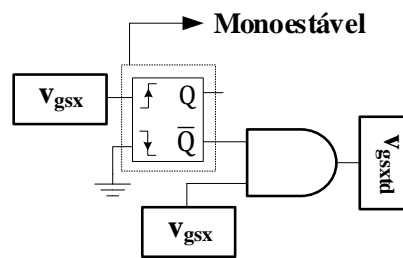


Figura 37 – Circuitos para geração do tempo morto em cada comando das semicondutores do secundário

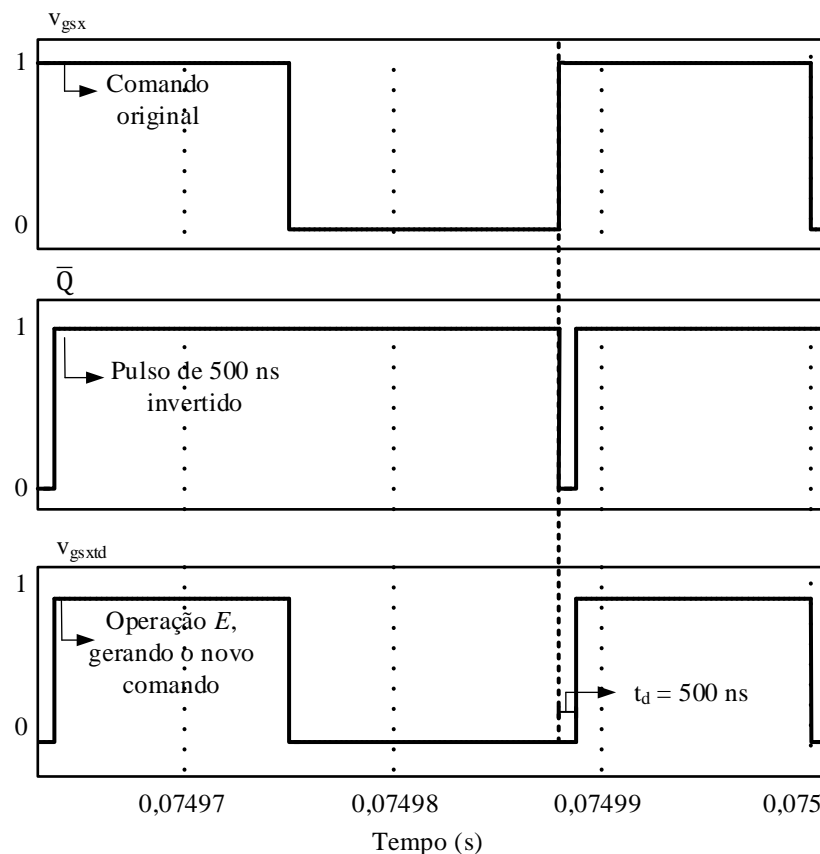


Figura 38 – Operação para inserção do tempo morto nos comandos das semicondutores de mesmo braço

5.3.2 Circuito grampeador de tensão

Já o circuito grampeador foi necessário para dissipar a energia armazenada nas indutâncias de dispersão do transformador inseridas nesta etapa de simulação, evitando sobretensão nas semicondutores em sua fase de bloqueio. Foi adotando $0,6 \mu\text{H}$ para a indutância presente em cada fase, chamadas de L_d . O circuito completo simulado está na Figura 40.

Percebem-se as indutâncias L_d , assim como o circuito de grampeamento necessário para não permitir sobretensões nos semicondutores S_1 , S_2 e S_3 , pois suas tensões passam a ser determinadas pela tensão do capacitor de grampeamento C_{gra} . A capacitância de C_{gra} foi escolhida de modo que a tensão sobre ele fosse aproximadamente constante, podendo isso ser observado juntamente com o grampeamento das tensões nos semicondutores S_1 , S_2 e S_3 , na Figura 39, mantendo ao valor de 210 V.

Agora, o circuito foi novamente testado às situações de degrau de carga e inversão do fluxo de potência através de injeção de corrente no lado de alta tensão, sendo os resultados detalhados na seção seguinte.

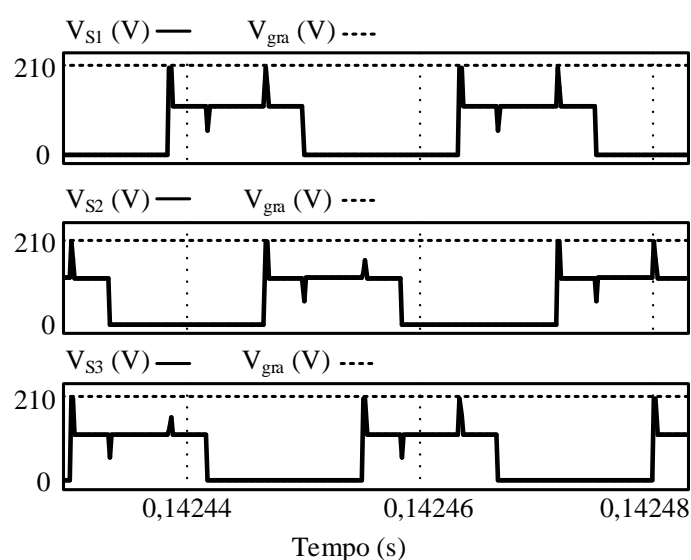


Figura 39 – Verificação das tensões no capacitor de grampeamento e nos semicondutores S_1 , S_2 e S_3

5.3.3 Resposta do conversor a degraus de carga e inversão do fluxo de potência junto com grampeador de tensão e tempo morto

Nesta seção será apresentada a simulação do conversor *push-pull* trifásico bidirecional junto com o tempo morto e circuito para grampeamento das tensões nos semicondutores do primário. Assim, podem ser tiradas as seguintes conclusões:

- Aplicando várias novas referências, o conversor mostrou-se trabalhar adequadamente, com sua corrente de entrada sendo controlada pelo compensador projetado, respondendo rapidamente aos novos valores (Figura 41).

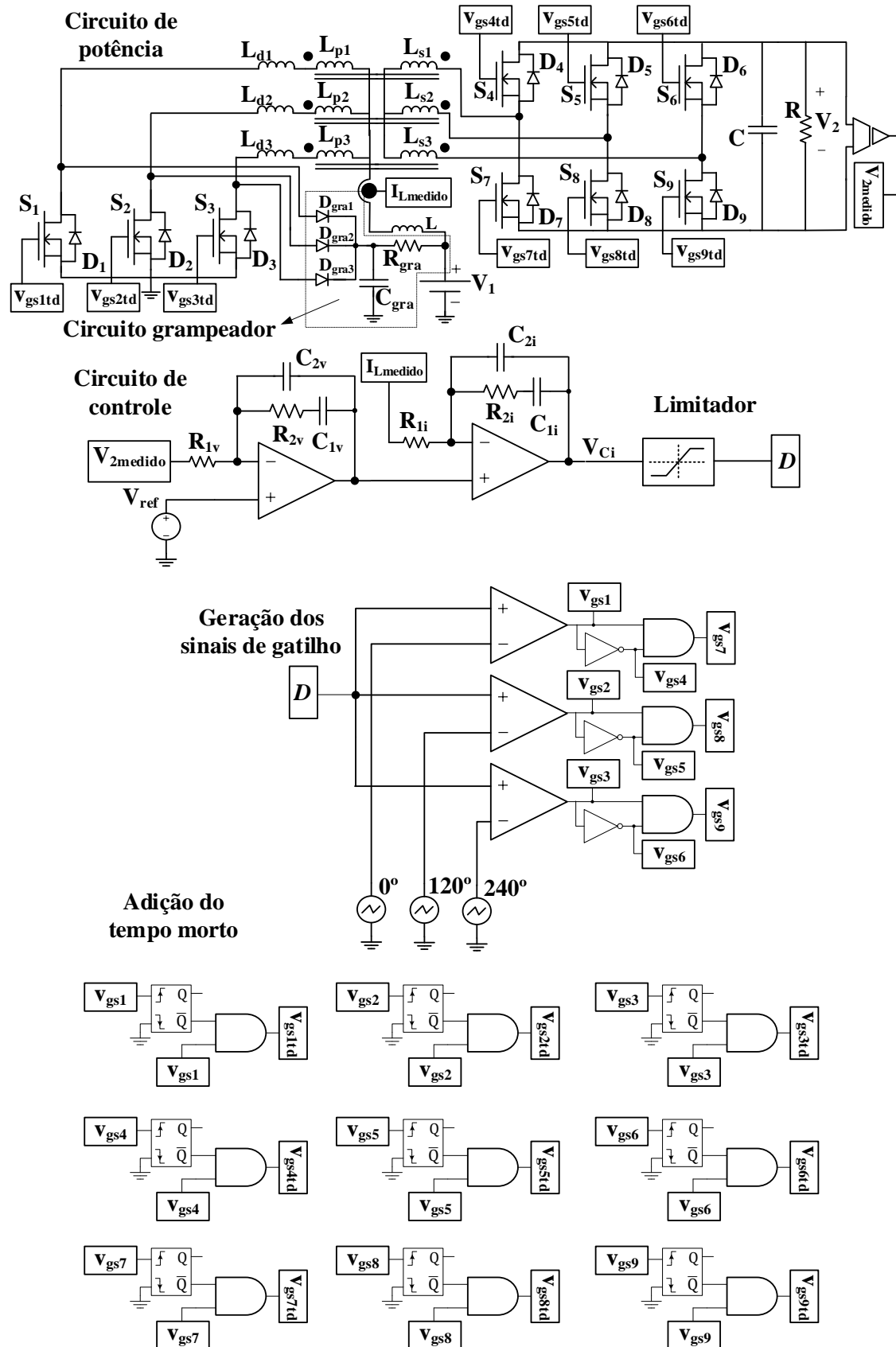


Figura 40 – Simulação do conversor com o tempo morto e grameador dissipativo

- Aplicando degraus de carga, o compensador de tensão conseguiu manter a tensão de saída em 400 V, como visualizado na Figura 44.
- A bidirecionalidade do conversor foi comprovada em todas as situações, mostrando como ambos os controladores funcionaram como o esperado e obedeceram às especificações de projeto.

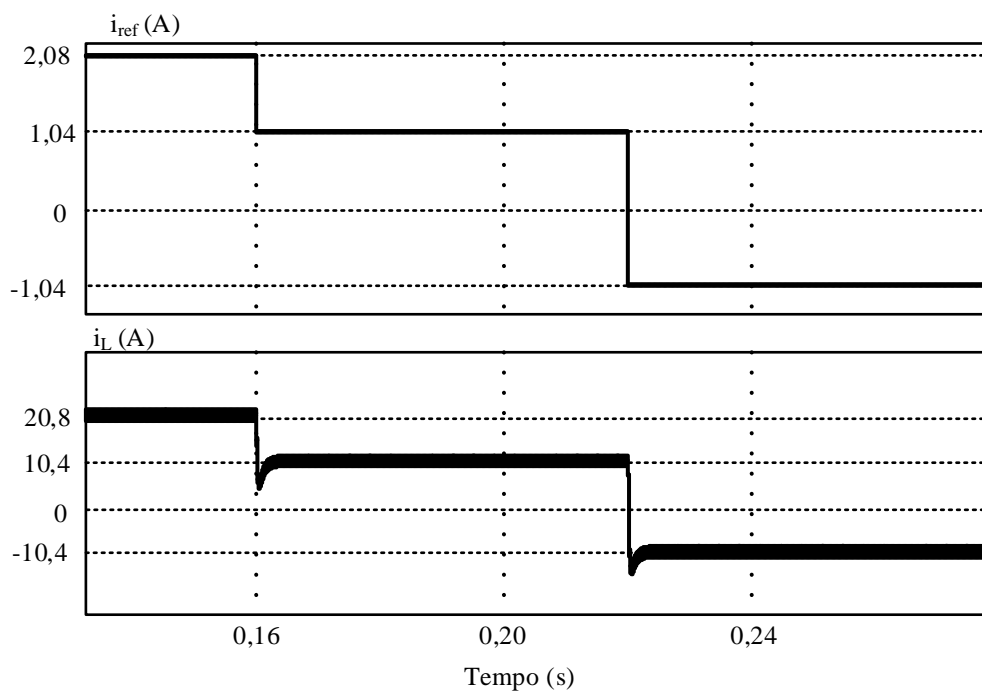


Figura 41 – Corrente no indutor L, simulação com tempo morto e grampeador de tensão

- Foi possível ajustar os parâmetros do grampeador de tensão de maneira que a tensão nos semicondutores ficou limitada em 210 V e dissipando cerca de 20 W.

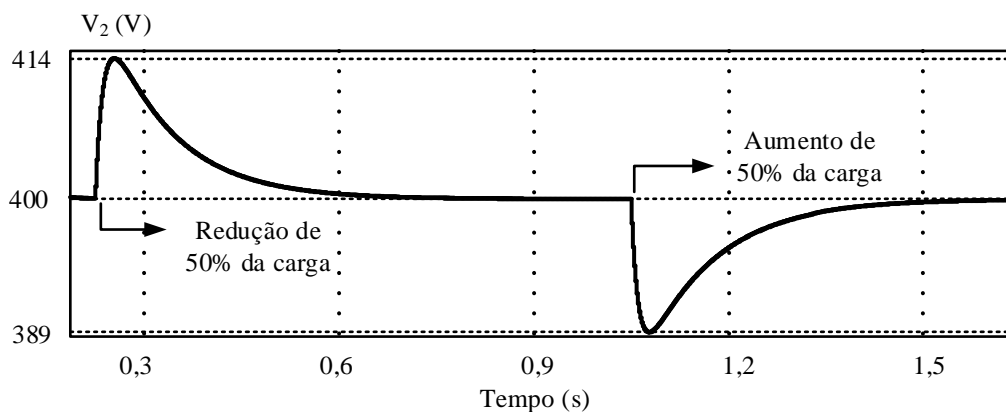


Figura 42 – Tensão de saída do conversor quando submetido a degraus de carga, simulação com tempo morto e grampeador de tensão

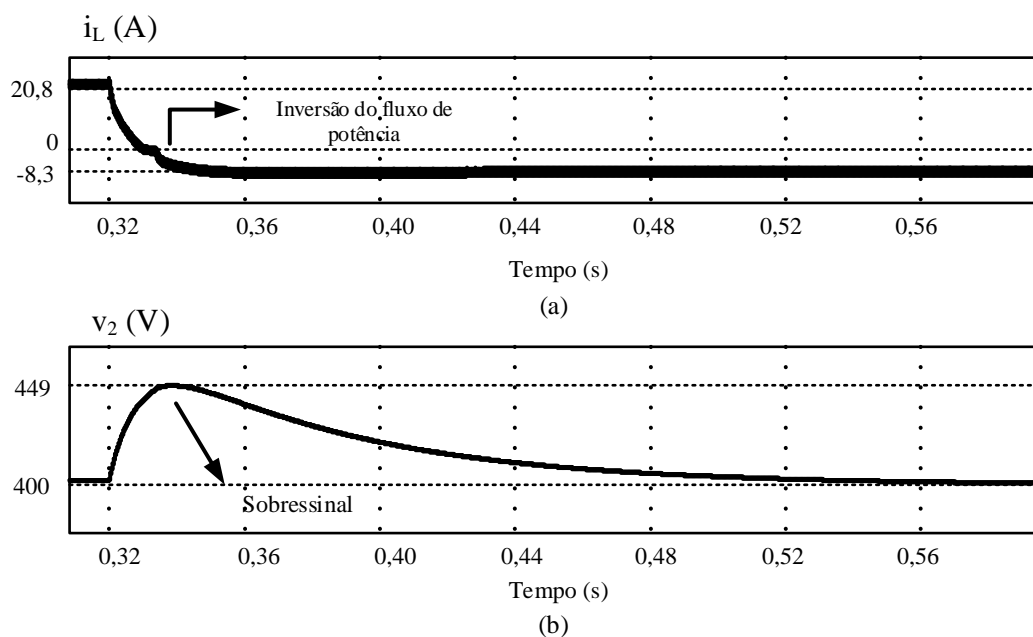


Figura 43 – (a) Corrente no indutor e (b) tensão na carga, quando ocorre inversão do fluxo de potência devido à injeção de corrente no lado de alta tensão em 0,32 s, com grameador de tensão e tempo morto

5.4 Conclusões sobre as simulações realizadas

Neste capítulo foram abordadas simulações do conversor proposto neste trabalho, abrangendo várias características que também antecedem o futuro protótipo.

Como apresentado em cada seção deste capítulo, observou-se a boa resposta do conversor em várias situações de teste, a exemplo dos degraus de carga e inversão do fluxo de potência por injeção de corrente e manipulação na referência de corrente, mantendo sempre a tensão de saída em 400 V. Também foram constatadas a eficiência dos circuitos de controle, grameamento ativo e inserção do tempo morto.

Assim, pelos resultados apresentados, conclui-se que o conversor está pronto para ser dado início à construção do protótipo.

6. Construção do protótipo

Como última etapa deste trabalho, foi construído um protótipo a fim de reafirmar os resultados obtidos por simulação. Cada etapa para construção será detalhada nas sessões deste capítulo. Todos os cabos usados em conexões de sinais são do tipo blindado, com a camada isolada para condução de sinais e sua malha conectada à referência do sistema. Este procedimento ajuda na eliminação de ruídos que podem interferir no funcionamento do conversor.

6.1 Placas de potência

Foram construídas duas placas de circuito impresso para a parte de potência do conversor: uma para o lado de baixa tensão e outra para o lado de alta tensão.

Na placa do lado de baixa tensão foram colocados, além das conexões do transformador, o sensor de corrente e o circuito para grameamento da tensão sobre os semicondutores. O indutor encontra-se à esquerda, fora da placa. Para a placa de alta tensão, foram colocados o sensor de tensão e os capacitores de modo que a capacitância equivalente ficasse com valor igual à C . Todos os MOSFETs receberão seus sinais de comandos através de conectores tipo kk. A Figura 44 ilustra o modelo de desenho das placas, sendo das trilhas em verde localizadas no lado *top* e as vermelhas no lado *bottom*.

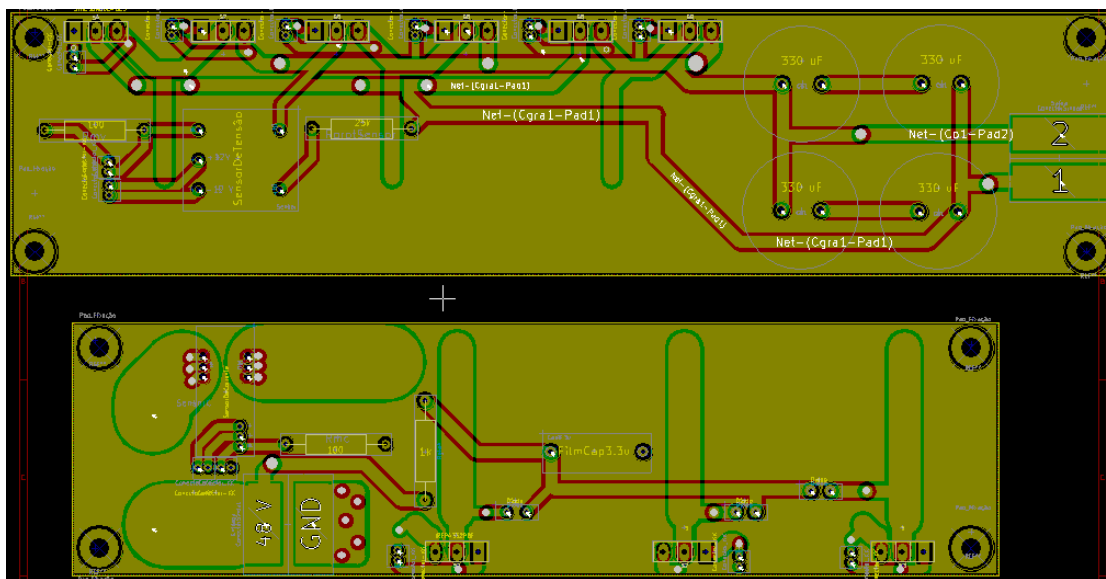


Figura 44 - Placas de circuito impresso correspondentes à parte de potência do conversor

6.1.1 Sensor de corrente

Devido à alta corrente que irá circular no lado de baixa tensão, tornou-se necessário o uso de um sensor de corrente, cuja função é fornecer uma amostra da corrente i_L para que esta siga a referência imposta pela malha de controle.

O sensor escolhido foi o LAH 50-P da empresa *Liaisons Electroniques et Mecaniques USA*, com capacidade de medir até 50 A em corrente contínua. A Figura 45 ilustra o sensor em detalhes e a Tabela 5 as características do componente.



Figura 45 - Sensor LAH 50-P usado para medição da corrente i_L

Tabela 5 - Especificações técnicas do sensor LAH 50-P

ESPECIFICAÇÕES	VALOR
Corrente eficaz nominal de entrada (I_{NP})	50 A
Corrente eficaz nominal de saída (I_{NSi})	25 mA
Relação de conversão (K_{Ni})	1 : 2000
Tensão de alimentação	± 12 V ou ± 15 V
Resistência de medição (R_{Mi})	0 a 335 Ω

O valor do resistor R_{Mi} pode ser determinado de acordo com a Equação (131), onde G_i é o valor do ganho desejado para a leitura da corrente.

$$R_{Mi} = \frac{G_i}{K_{Ni}} = \frac{0,1}{1/2000} = 200 \Omega \quad (131)$$

A tensão de alimentação escolhida foi de valor ± 15 V, completando a configuração do sensor para que o mesmo opere como desejado. O esquemático de ligação está na Figura 46.

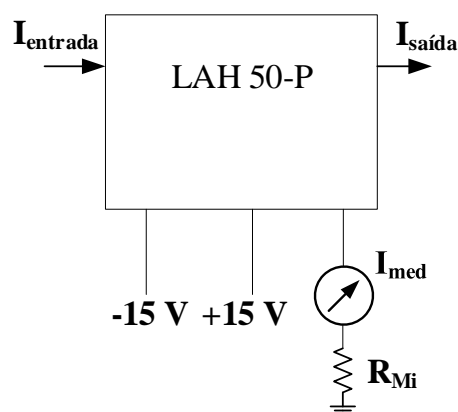


Figura 46 - Esquema de ligação do sensor de corrente usado

6.1.2 Sensor de tensão

Para medição da tensão V_2 foi escolhido um outro sensor, o LV 20-P, fabricado pela mesma empresa. A Figura 47 ilustra o sensor escolhido e a Tabela 6 descreve suas características.

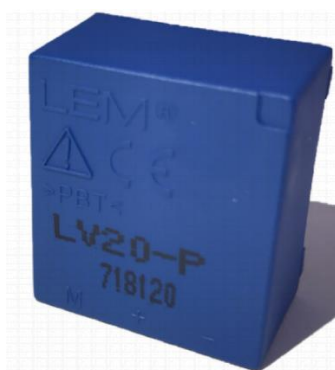


Figura 47 - Sensor de tensão LV 20-P

Tabela 6 - Especificações técnicas do sensor LV 20-P

ESPECIFICAÇÕES	VALOR
Tensão eficaz nominal de entrada (V_{NP})	50 A
Corrente eficaz nominal de entrada (I_{NPV})	10 mA
Corrente máxima de entrada	14 mA
Corrente eficaz nominal de saída (I_{NSV})	25 mA
Relação de conversão (K_{NV})	2500 : 1000
Tensão de alimentação	± 12 V ou ± 15 V
Resistor primário (R_{PV})	-
Resistência de medição (R_{MV})	30 a 350 Ω

Os resistores R_{PV} e R_{MV} são dimensionados de acordo com a corrente eficaz nominal de entrada no sensor, I_{NPV} , e o ganho desejado para a leitura da tensão V_2 . Assim,

Por último, a Figura 50 ilustra o protótipo em sua versão física finalizada.

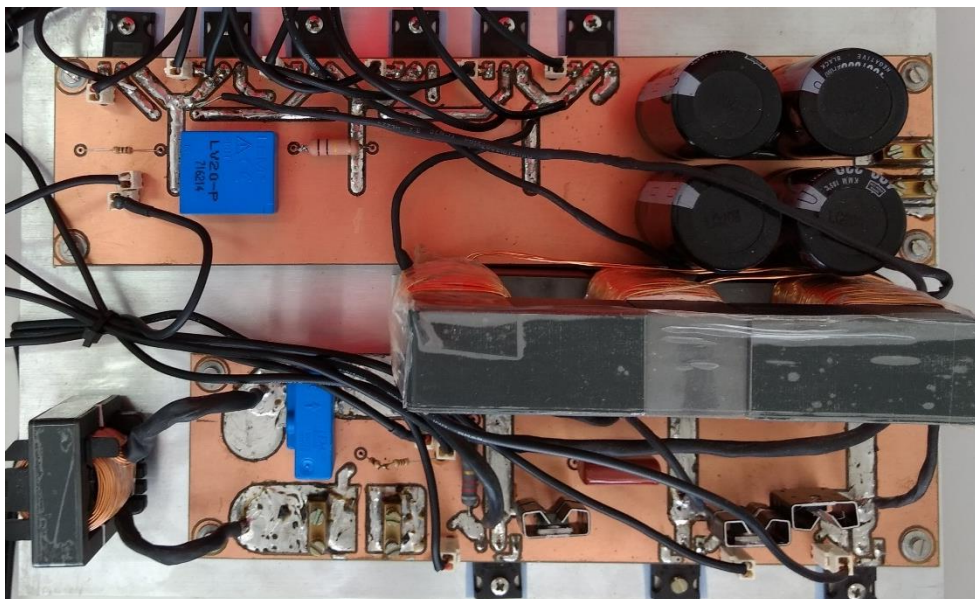


Figura 50 - Imagem real do protótipo referente à parte de potência

6.2 Circuito para isolamento das tensões de gatilho nos MOSFETs do lado de alta tensão

Para os seis semicondutores do lado de alta tensão fez-se necessário o uso de um circuito auxiliar para isolar as referências de tensão em seus comandos, uma vez que não é possível usar a mesma referência para todas devido à causa de um curto-circuito nas mesmas. Para isso, foi escolhido o driver SKHI22BR para isolar os comandos dos semicondutores de mesmo braço, totalizando 3 unidades do componente, ilustrado na Figura 51.



Figura 51 - Modelo do driver para isolamento das tensões de gatilho usado

O driver é alimentado com tensão de +15 V e sua referência deve ser a mesma que a da geração das tensões de gatilho, aqui geradas pelo dsPIC, abordado na sessão seguinte.

6.2.1 Configuração do *driver* SKHI22BR

De acordo com seu datasheet, o driver SKHI22BR possui várias configurações de operação, como tempo morto em cada comando, proteção contra curto-circuito e análise da tensão dreno-fonte.

O tempo morto escolhido durante sua operação foi zero, sendo este designado como parâmetro durante a geração dos sinais de comando pelo microcontrolador, devido a melhor flexibilidade de valores e manuseio de operações. As configurações possíveis deste parâmetro estão resumidas na Tabela 7. Assim, a configuração escolhida foi com as entradas SELECT, TD1 e TD2 aterradas.

Tabela 7 - Configuração do tempo morto no driver SKHI22BR

SELECT	TD1	TD2	Tempo (μ S)
ABERTO OU +5 V	GND	GND	1,3
ABERTO OU +5 V	GND	Aberto ou +5 V	2,3
ABERTO OU +5 V	Aberto ou +5 V	GND	3,3
ABERTO OU +5 V	Aberto ou +5 V	Aberto ou +5 V	4,3
GND	X	X	0

A análise da tensão dreno-fonte é feita pela conexão do pino VCE (Figura 52) com o dreno do MOSFET que receberá o sinal de comando. Assim, como a alimentação do driver precisa ser antes da alimentação do protótipo, foi necessário desabilitar esta função, ficando então esta conexão em aberto.

6.2.2 Construção da placa

O esquemático para ligação do driver pode ser montado e está ilustrado na Figura 52, sendo os capacitores de 330 pF cerâmicos e os resistores de 18 k Ω e 15 Ω especificados de acordo com seu *datasheet*.

6.2.3 Funcionamento

O driver irá receber os sinais v_{gx} vindos do microcontrolador e irá isolá-los em dois sinais de referências distintas, possibilitando aplicar as tensões v_{gsx} em cada

semicondutor do lado de alta tensão. A tensão para o modo de condução será de +15 V e a tensão para bloqueio será de -7 V.

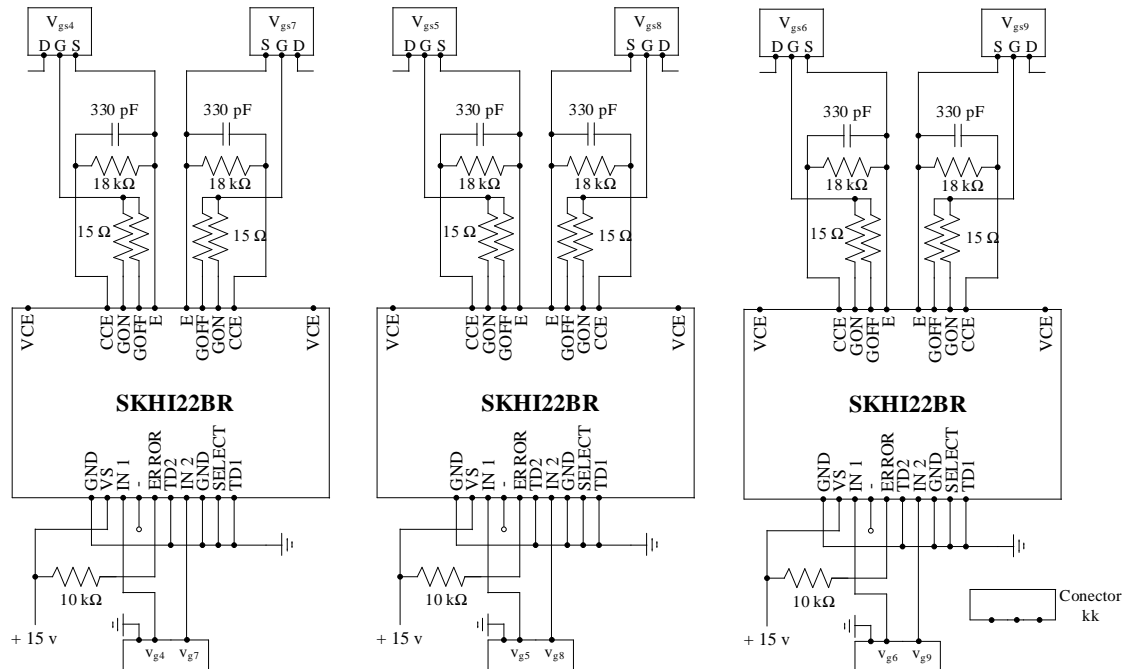


Figura 52 - Esquemático para o circuito de isolamento das tensões de gatilho

A placa de circuito impresso pode agora ser desenhada, ilustrada na Figura 53.

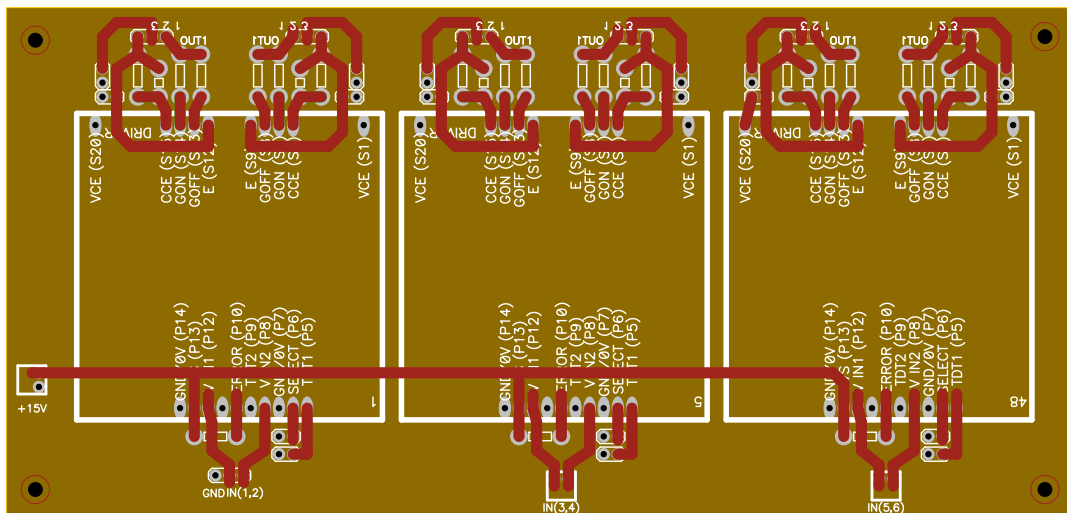


Figura 53 – Desenho da placa de circuito impresso para os drivers SKHI22BR

A placa de circuito impresso construída pode ser visualizada na Figura 54.

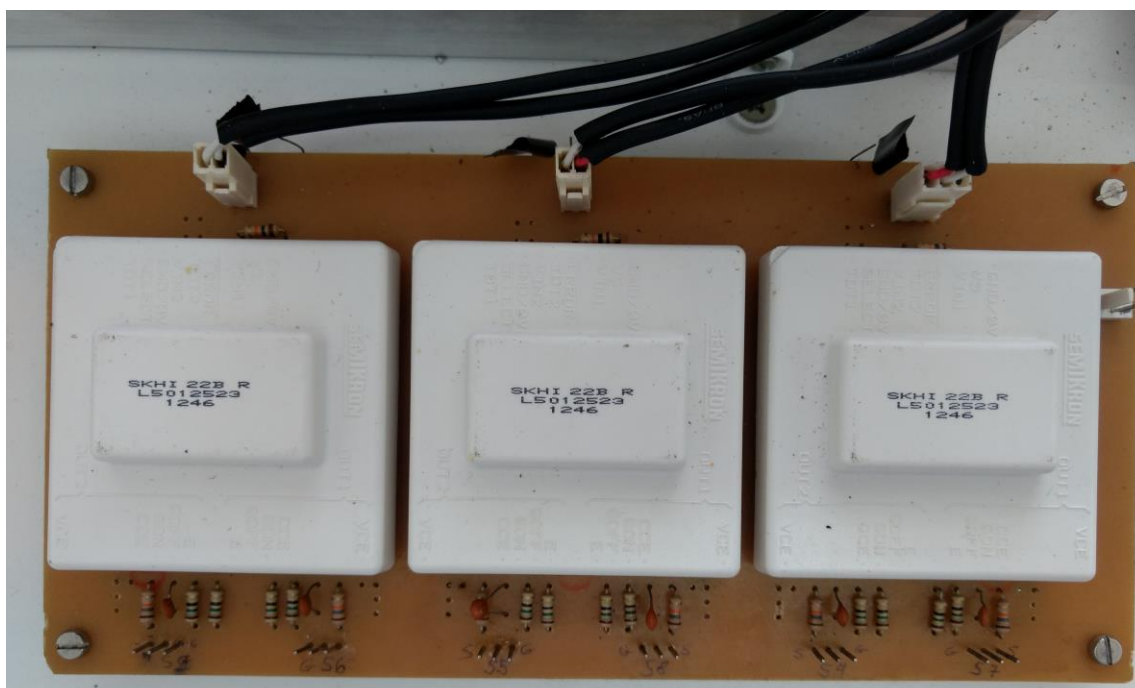


Figura 54 - Placa com os drivers SKHI22BR confeccionada

Entretanto, o driver possui a característica interna de gerar um atraso de $1,1 \mu\text{s}$, ao comparar o sinal de entrada com o sinal de saída. Assim, esta diferença precisa ser corrigida durante a geração dos sinais de comando no microcontrolador, para que não haja sobreposição dos sinais v_{g1} , v_{g2} e v_{g3} com seus respectivos complementares isolados v_{gs4} , v_{gs5} e v_{gs6} . Esta adaptação está detalhada na sessão seguinte.

Concluindo assim esta etapa de isolamento das tensões de gatilho nos semicondutores do lado de alta tensão.

6.3 Geração dos sinais de comando

Para gerar os nove comandos necessários, foi usado o microcontrolador dsPIC33EP512MU810 ilustrado na Figura 55.

Cada PWM gerado pelo dsPIC foi configurado com razões cíclicas e fases independentes, mas de modo a obter a lógica de modulação apresentada no Capítulo 2.

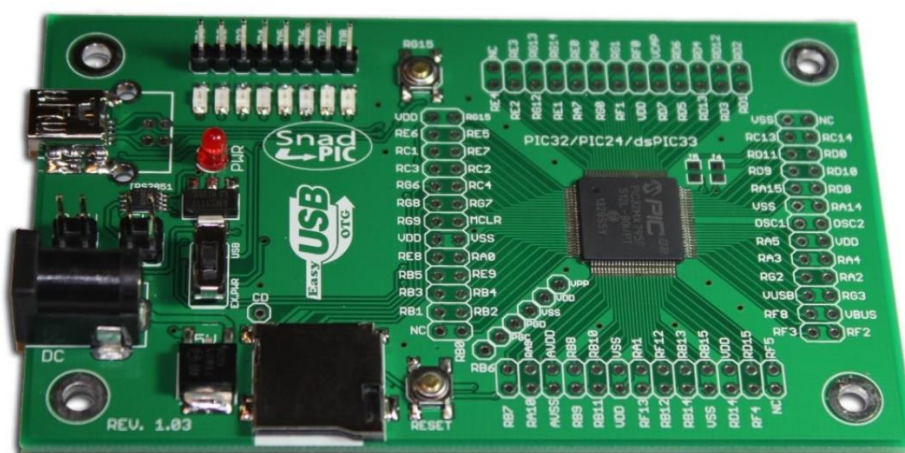


Figura 55 - Microcontrolador usado para geração dos sinais de comando de todos os semicondutores

Para diminuir a influência de ruídos presentes no protótipo, foram usadas duas estratégias aplicadas durante as leituras do conversor AD: média de leituras e eliminação de pontos muito distantes do anterior. Isso fará que a razão cíclica de cada semicondutor seja melhor calculada, proporcionando sinais de comando menos propícios a erros. A Figura 56 ilustra a ideia apresentada. O código usado para a programação do dsPIC também está detalhado nesta sessão.

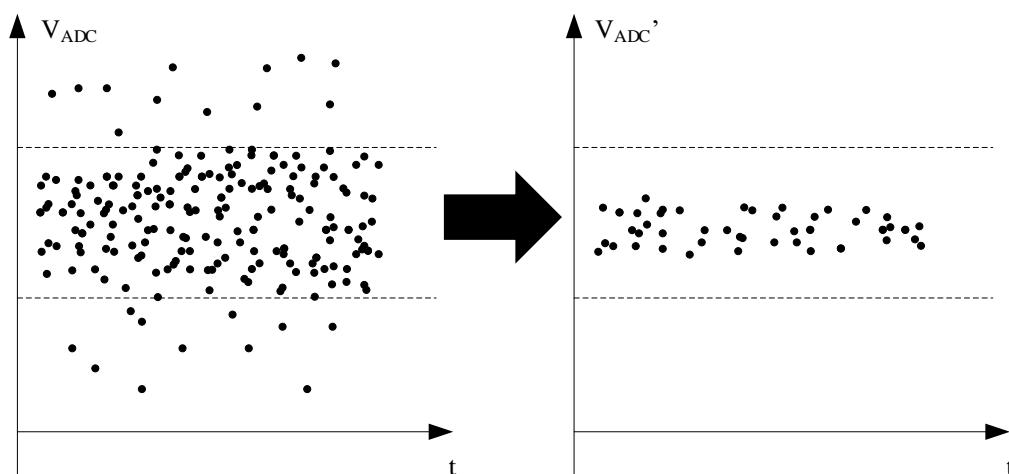


Figura 56 - Lógica para reduzir o número de leituras erradas no conversor AD

O código usado na programação do dsPIC para a geração dos sinais de gatilho pode ser visto no Anexo I.

Com isso fica concluída a etapa de como todos os sinais de comando foram gerados através do microcontrolador dsPIC.

6.4 Placa de comandos e controle

Os sensores de tensão e de corrente presentes nas placas de potência irão fornecer suas medições para a placa de controle, a qual irá gerar o valor para ajuste da razão cíclica de cada PWM através do conversor AD do dsPIC já abordado.

Cada sinal de comando produzido pelo dsPIC passará primeiro por um *buffer* (CD74ACT541E) e os comandos dos semicondutores do lado de baixa tensão passarão pelo driver UCC27324, enquanto os sinais dos semicondutores do lado de alta tensão passarão pela placa com os *drivers* comerciais já apresentada para isolamento dos seus sinais de gatilho.

Também foram usados um capacitor eletrolítico de $1\ \mu\text{F}$, C_{elet} , e outro cerâmico de $100\ \text{nF}$, C_{cer} , em paralelo com a alimentação de $12\ \text{V}$ dos *drivers* UCC27324, para redução de ruídos no circuito. O potenciômetro 3296 de $10\ \text{k}\Omega$ foi usado para geração da tensão de referência de valor $2\ \text{V}$. O CI LM324 com amplificadores operacionais foi usado nos circuitos de controle de corrente e tensão. A Figura 57 ilustra a ideia de como esta placa será montada.

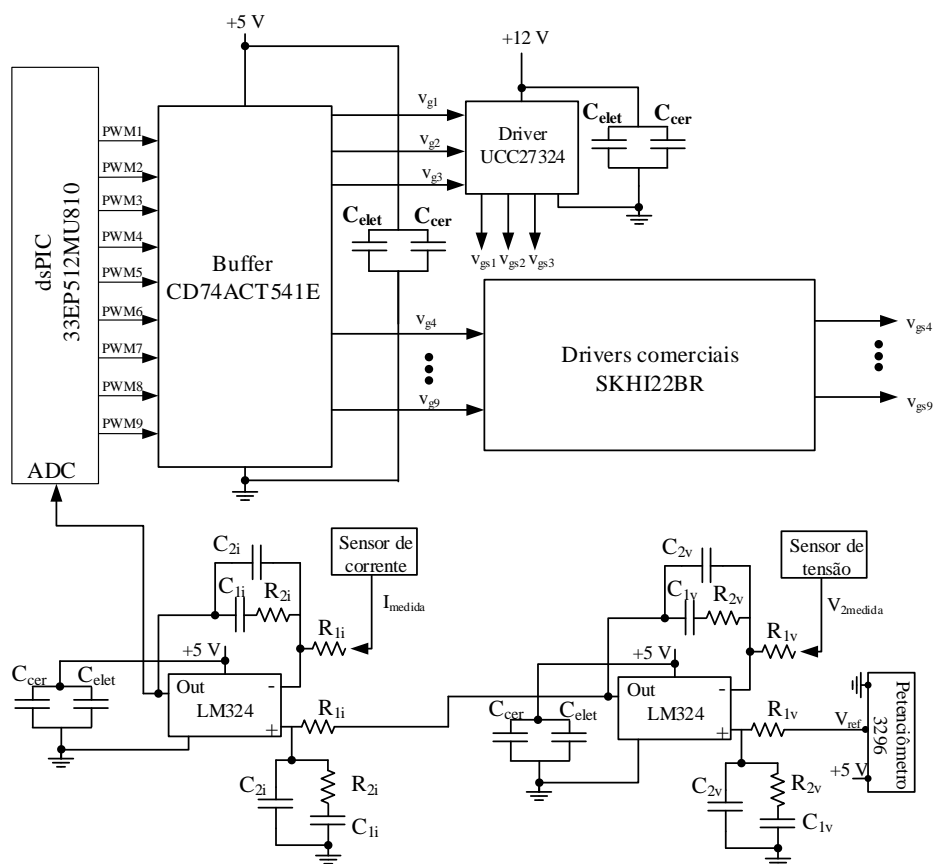


Figura 57 - Esquema de comandos das semicondutores do conversor

A Figura 58 ilustra o esquemático anterior de maneira mais detalhada.

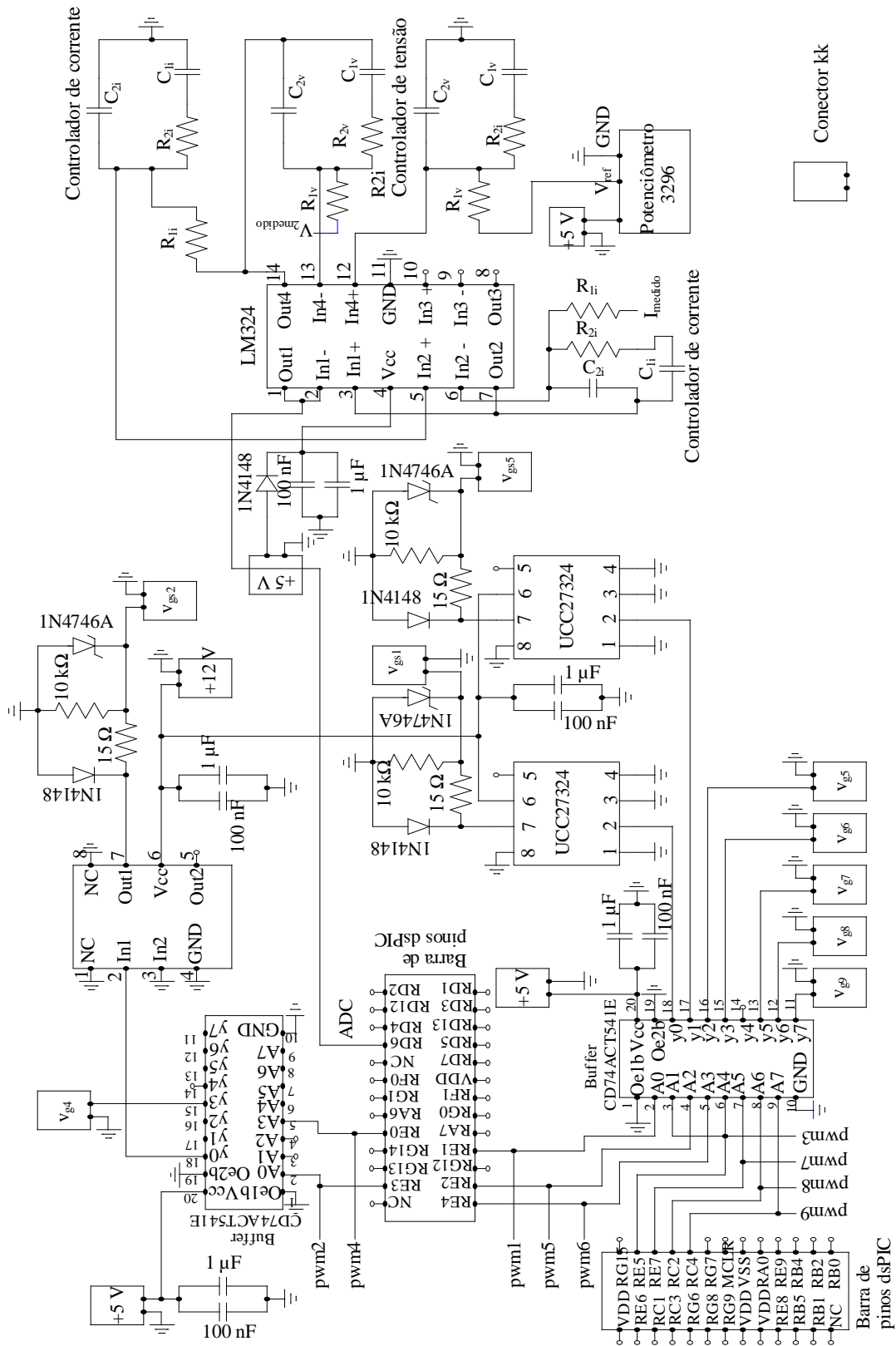


Figura 58 - Esquemático para construção da placa de circuito impresso da parte de controle e de geração dos sinais de comando do sistema

6.5 Conclusões sobre a montagem do protótipo

Com todas as partes construídas, pode ser concluído o processo de construção do protótipo, visualizado na Figura 61. No capítulo seguinte será abordado como os resultados experimentais foram extraídos, assim como a análise dos mesmos.

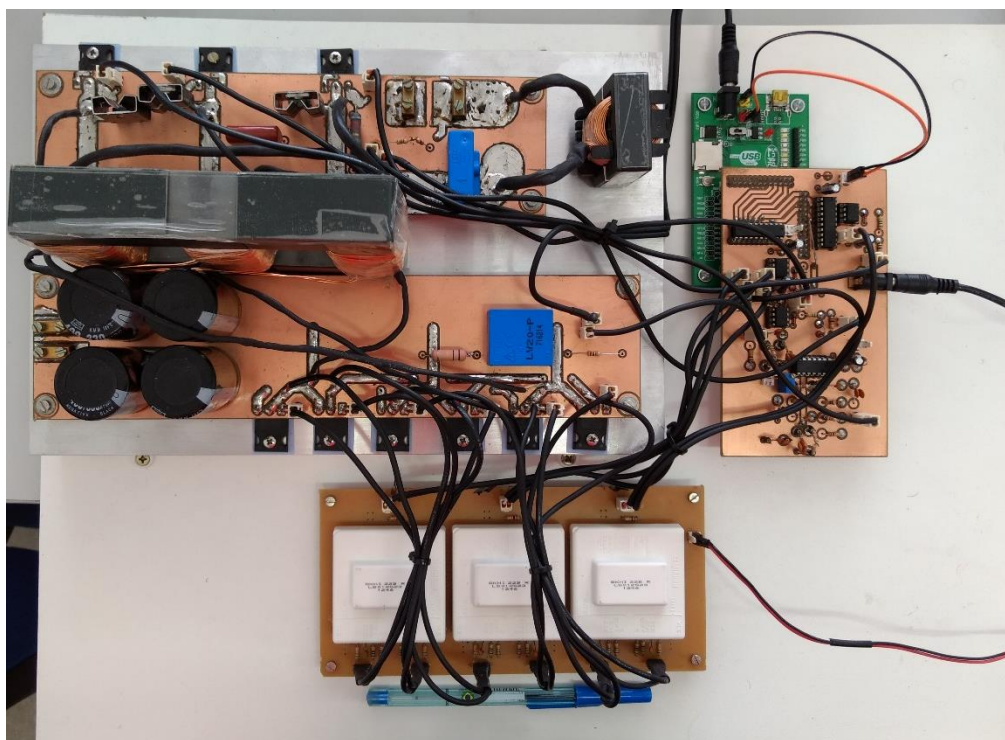


Figura 61 - Protótipo completo construído

7. Estudo experimental

Com o protótipo construído, foi dado início ao processo de extração de resultados experimentais. Esse processo foi feito de maneira gradual separado em níveis de tensão de saída e potência processada, abordados neste capítulo, até alcançar os resultados finais.

7.1 Bancada

A bancada usada para elaboração do estudo experimental pode ser visualizada na Figura 62. Como observado, foram usadas duas fontes: uma para alimentação +15 V e -15 V dos sensores de corrente e tensão e outra para a alimentação de +15 V da placa com os drivers comerciais. À esquerda, tem-se a carga conectada ao lado de alta tensão do circuito, a qual pode variar até 1 kW, para o estudo do conversor operando como elevador de tensão (sentido do fluxo de potência do lado de baixa tensão para o de alta tensão). Duas pequenas fontes CC de 12 V foram usadas para alimentação do dsPIC e da placa de controle, localizadas à direita. Para a alimentação de entrada, foi usado um varivolt trifásico (mas usado como monofásico) conectado à rede com sua saída conectada a um transformador 220V/110V, para ser possível da escolha da tensão de entrada imposta. Por fim, quatro multímetros farão o monitoramento das tensões e correntes de saída e entrada dos lados e alta e de baixa tensão.



Figura 62 - Bancada usada durante a etapa experimental

Durante a etapa experimental, inicialmente percebeu-se que as correntes em cada fase do lado de baixa tensão estavam circulando entre os semicondutores durante as etapas de operação em que há dois semicondutores em condução (etapas 1, 3 e 5), causando corrente negativa por fase e conseqüentemente mal funcionamento do conversor. Este problema ocorreu devido à corrente de recuperação reversa do diodo intrínseco de cada MOSFET do lado de alta tensão ser alta (e o tempo de recuperação reversa de 400 a 600 ns, segundo o fabricante). Como solução, foram inseridos os diodos MUR860 (tempo de recuperação reversa de 50 ns e 500 μ A de corrente instantânea reversa) conectados em cada MOSFET como apresentado na Figura 63.

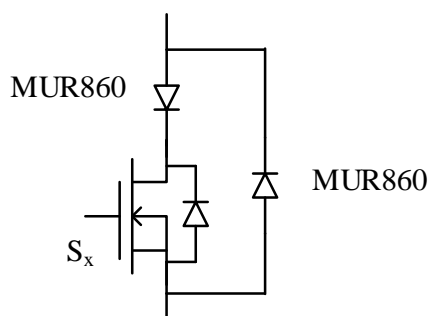


Figura 63 - Conexão dos diodos MUR860 para reduzir o efeito de recuperação reversa do diodo intrínseco dos semicondutores sobre o conversor

Com isso, o problema de retorno das correntes apresentado foi bastante reduzido e chegou-se aos resultados apresentados neste capítulo.

7.2 Modo elevador de tensão

Primeiramente foi feito o estudo de como o conversor opera em seu modo elevador de tensão, com processo gradual da elevação da tensão de entrada a fim de obter tensões de saída cada vez maiores e com mais carga conectada.

A referência do controlador de tensão foi ajustada para que o mesmo atuasse quando a tensão de saída fosse superior a 400 V. Assim, a potência processada pode ser calculada pela Equação (134).

$$P_2 = \frac{V_2^2}{R} = \frac{400^2}{160} \cong 500 \text{ W} \quad (134)$$

Com isso, resultados para esta etapa já podem ser extraídos, como verificação das correntes e tensões sobre os semicondutores com os compensadores de tensão e corrente atuando.

7.2.1 Resultados sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão

As Figura 64 a 66 mostram algumas formas de onda nos semicondutores do lado de baixa tensão. Observando as tensões V_{S1} , V_{S2} e V_{S3} , percebe-se uma tensão máxima de aproximadamente 100 V, indicando que o circuito grampeador está funcionando adequadamente. Além disso, as formas de onda de corrente em cada semicondutor estão semelhantes às apresentadas no estudo teórico (Figura 13).

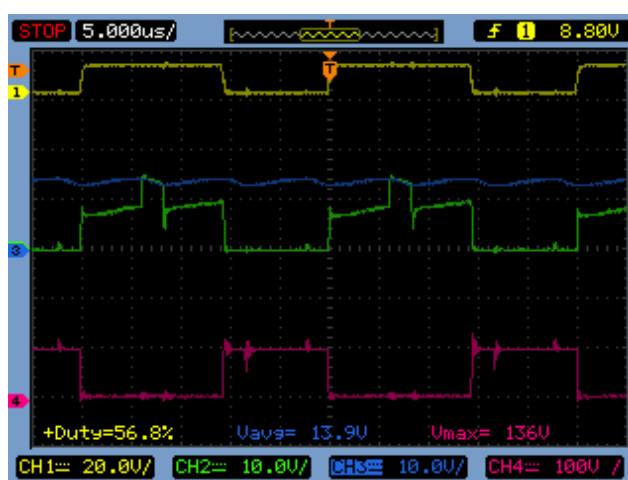


Figura 64 – Tensão de gatilho v_{gs1} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p1} (em verde) e tensão (em rosa) no semicondutor S_1 , sem sinais de gatilho, modo elevador de tensão

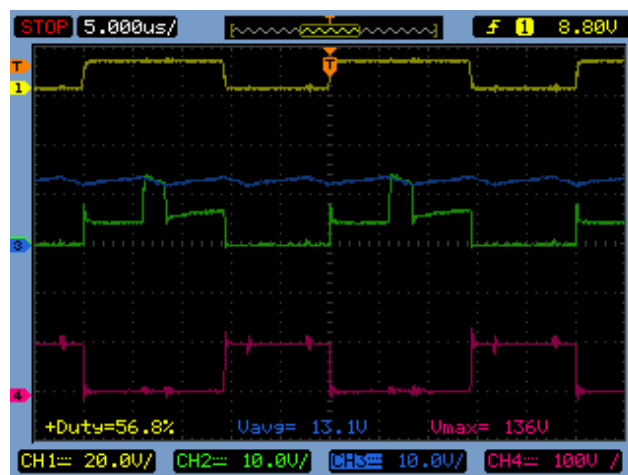


Figura 65 - Tensão de gatilho v_{gs2} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p2} (em verde) e tensão (em rosa) no semicondutor S_2 , sem sinais de gatilho, modo elevador de tensão

Observando as Figura 67 e 68, percebe-se que as correntes i_{S1} , i_{S2} e i_{S3} são semelhantes, indicando um balanceamento de fases adequado.

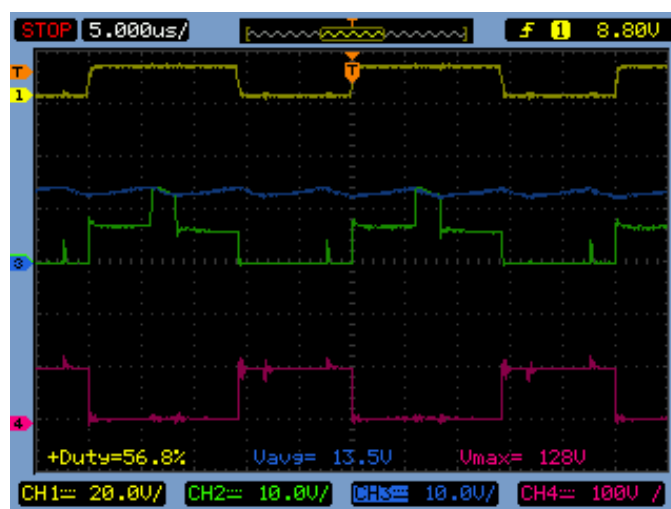


Figura 66 - Tensão de gatilho v_{gs3} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p3} (em verde) e tensão (em rosa) no semicondutor S_3 , sem sinais de gatilho, modo elevador de tensão

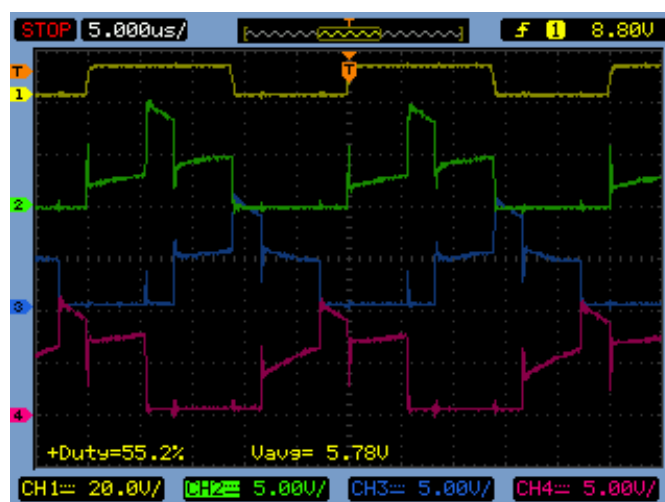


Figura 67 – Correntes nas bobinas L_{p1} (verde), L_{p2} (azul) e L_{p3} (rosa) e tensão v_{gs1} (em amarelo), sem sinais de gatilho, modo elevador de tensão

Também foram feitos ensaios com diferentes valores de potência processada iniciando em 200 W e incrementos também de 200 W até o valor máximo alcançado de 800 W, a fim de calcular os valores de rendimento do conversor, com base nas medições das tensões e correntes nos lados de baixa e de alta tensão. As Tabela 8 a 11 apresentam os valores encontrados.

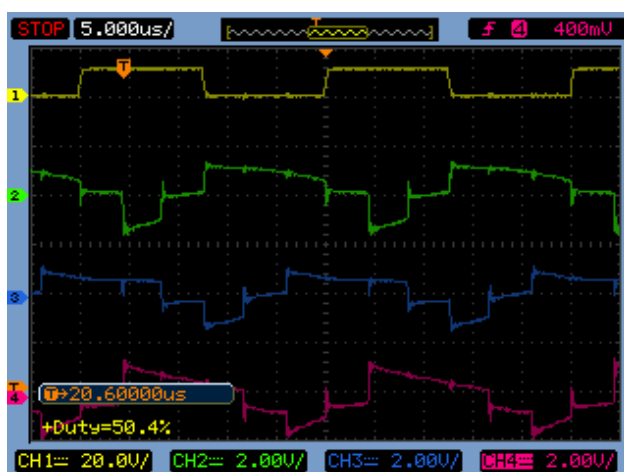


Figura 68 – Tensão v_{gs1} (em amarelo) e correntes nas bobinas L_{s1} , L_{s2} e L_{s3} , sem sinais de gatilho, modo elevador de tensão

Tabela 8 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 200 W.

MEDIÇÃO	VALOR	POTÊNCIA	RENDIMENTO
V_1	44,50 V	$P_1 = 230$ W	$\eta = 85,6$ %
I_1	5,16 A		
V_2	402,80 V	$P_2 = 197$ W	
I_2	0,49 A		

Tabela 9 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 400 W.

MEDIÇÃO	VALOR	POTÊNCIA	RENDIMENTO
V_1	44,90 V	$P_1 = 436,4$ W	$\eta = 89,7$ %
I_1	9,72 A		
V_2	400,70 V	$P_2 = 391,5$ W	
I_2	0,977 A		

Tabela 10 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 600 W.

MEDIÇÃO	VALOR	POTÊNCIA	RENDIMENTO
V_1	45,50 V	$P_1 = 635,6$ W	$\eta = 90,8$ %
I_1	13,97 A		
V_2	397,10 V	$P_2 = 677,4$ W	
I_2	1,45 A		

Tabela 11 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 800 W.

MEDIÇÃO	VALOR	POTÊNCIA	RENDIMENTO
V_1	45,9 V	$P_1 = 878,5 \text{ W}$	$\eta = 90,8 \%$
I_1	19,14 A		
V_2	403,04 V	$P_2 = 798,3 \text{ W}$	
I_2	1,98 A		

Observando os valores de rendimento calculados, pode-se concluir que com o aumento da potência processada, as perdas no conversor se tornam menos significativas, aumentando seu rendimento. A potência processada não foi elevada até 1 kW como projetado devido a limitações de tempo e laboratoriais.

7.2.2 Resultados com os comandos nos semicondutores do lado de alta tensão

Agora o conversor foi testado com os semicondutores do lado de alta tensão sendo comandados de acordo com as tensões de gatilho apresentadas no Capítulo 2. Assim, novas conclusões podem ser feitas, com base no observado das Figura 69 a 73: os trechos em que a corrente circula entre os semicondutores, como abordado sobre a inserção dos diodos MUR860, se dá novamente devido ao diodo intrínseco do semicondutor possuir tempo de recuperação reversa e pico de corrente reversa inadequados para esta aplicação, podendo então esse problema ser resolvido substituindo os semicondutores por outros com melhor configuração (o qual não foi feito devido a problemas de tempo). Outra conclusão é que o conversor manteve sua característica de funcionamento semelhante à quando estava sem os sinais de comando, podendo-se dizer então que os sinais foram configurados corretamente.

A análise do rendimento também foi feita, sendo os resultados apresentados nas Tabela 12 a 15. Assim, pode-se concluir que com o conversor manteve o aumento esperado de rendimento, com o aumento da potência processada, e valores próximos aos obtidos quando sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão. Comparando aos valores de rendimentos apresentados sem os comandos nos semicondutores no lado de alta tensão, percebe-se que há uma diferença entre os dois casos, devido a inserção dos mesmos no sistema, aumentando as perdas por condução e comutação.

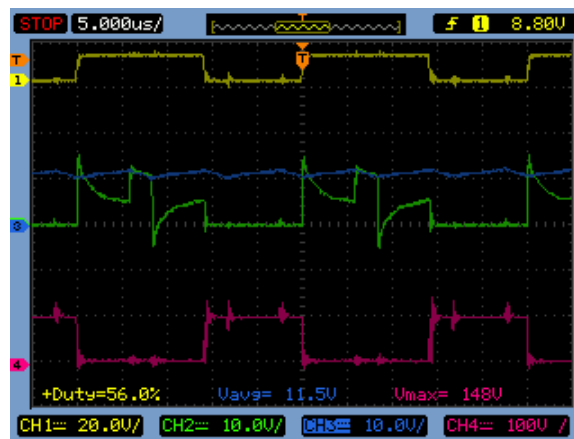


Figura 69 – Tensão de gatilho v_{gs1} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p1} (em verde) e tensão (em rosa) no semiconductor S_1 , com sinais de comando, modo elevador de tensão

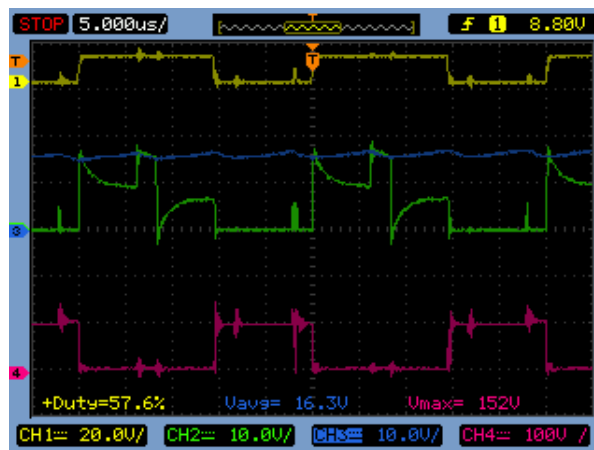


Figura 70 - Tensão de gatilho v_{gs2} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p2} (em verde) e tensão (em rosa) no semiconductor S_2 , com sinais de comando, modo elevador de tensão

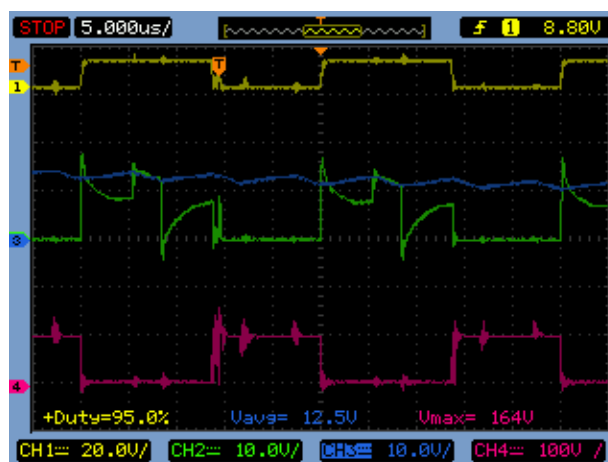


Figura 71 - Tensão de gatilho v_{gs3} (em amarelo), corrente no indutor L (em azul), corrente na bobina L_{p3} (em verde) e tensão (em rosa) no semiconductor S_3 , com sinais de comando, modo elevador de tensão

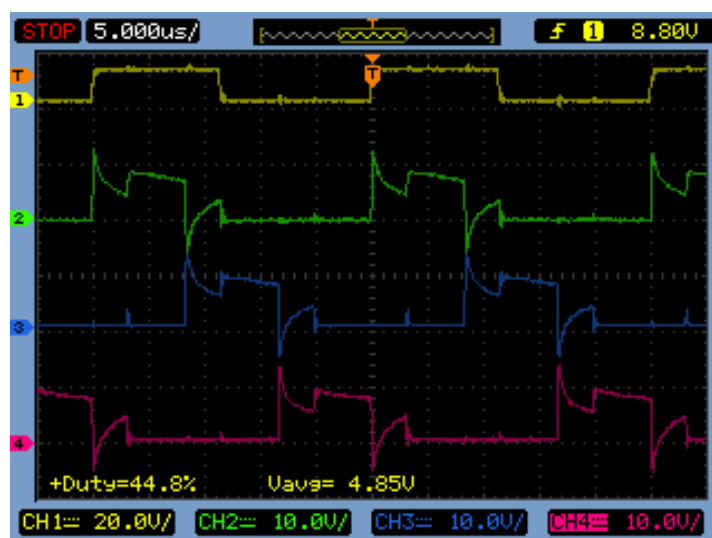


Figura 72 – Correntes nas bobinas L_{p1} (verde), L_{p2} (azul) e L_{p3} (rosa) e tensão v_{gs1} (em amarelo), com sinais de comando, modo elevador de tensão

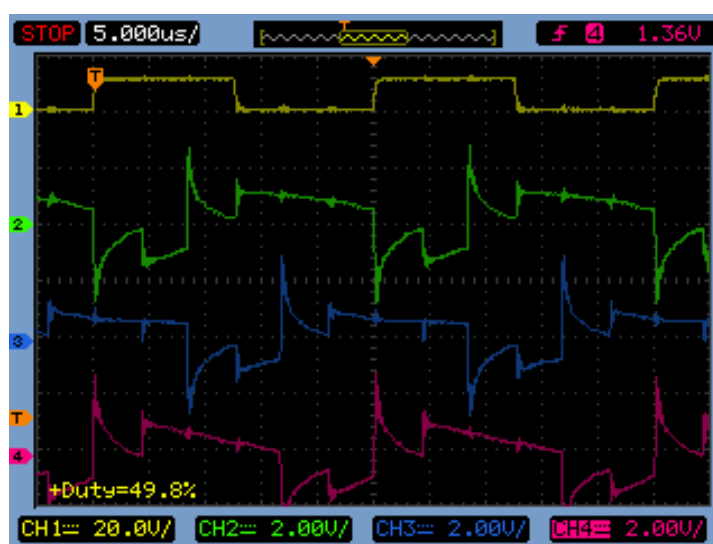


Figura 73 – Correntes nas bobinas L_{s1} (em verde), L_{s2} (em azul) e L_{s3} (em rosa) e tensão v_{gs1} (em amarelo), com sinais de comando, modo elevador de tensão

Tabela 12 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e com os comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 200 W.

MEDIÇÃO	VALOR	POTÊNCIA	RENDIMENTO
V_1	44,60 V	$P_1 = 239,5 \text{ W}$	$\eta = 84,0\%$
I_1	5,37 A		
V_2	406,6 V	$P_2 = 201,3 \text{ W}$	
I_2	0,50 A		

Tabela 13 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 400 W.

MEDIÇÃO	VALOR	POTÊNCIA	RENDIMENTO
V ₁	44,90 V	P ₁ = 450 W	$\eta = 88,2 \%$
I ₁	10,02 A		
V ₂	404,20 V	P ₂ = 397 W	
I ₂	0,98 A		

Tabela 14 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 600 W.

MEDIÇÃO	VALOR	POTÊNCIA	RENDIMENTO
V ₁	45,40 V	P ₁ = 664,2 W	$\eta = 89,7 \%$
I ₁	14,63 A		
V ₂	403,40 V	P ₂ = 596,2 W	
I ₂	1,48 A		

Tabela 15 - Medições de tensão e corrente no conversor, operando como elevador de tensão e sem comandos nos semicondutores do lado de alta tensão, processando 800 W.

MEDIÇÃO	VALOR	POTÊNCIA	RENDIMENTO
V ₁	46,18 V	P ₁ = 889,9 W	$\eta = 90,1\%$
I ₁	19,27 A		
V ₂	402,31 V	P ₂ = 801,7 W	
I ₂	1,99 A		

7.2.3 Degraus de carga

Também foi testado o comportamento do conversor quando submetido a degraus de carga. Com tensão no lado de alta tensão de 150 V e processando 140 W, o conversor foi primeiramente submetido a retirada de 20% de sua carga. A Figura 75 ilustra a tensão na carga sobe no momento que ocorre o degrau que retira 20% de sua carga. Percebe-se que a tensão logo é regulada.

A Figura 76 agora ilustra o comportamento do conversor quando há inserção de carga, com degrau correspondente à 20% do valor nominal processado. Mais uma vez, percebe-se uma resposta adequada do conversor, regulando a tensão do lado de alta tensão para os 150 V esperados.

7.2.4 Curva de rendimento

Com os valores de rendimento calculados, é possível construir o gráfico para visualizar o rendimento do conversor a medida que a potência processada aumenta. Esse gráfico pode ser visualizado na Figura 74.

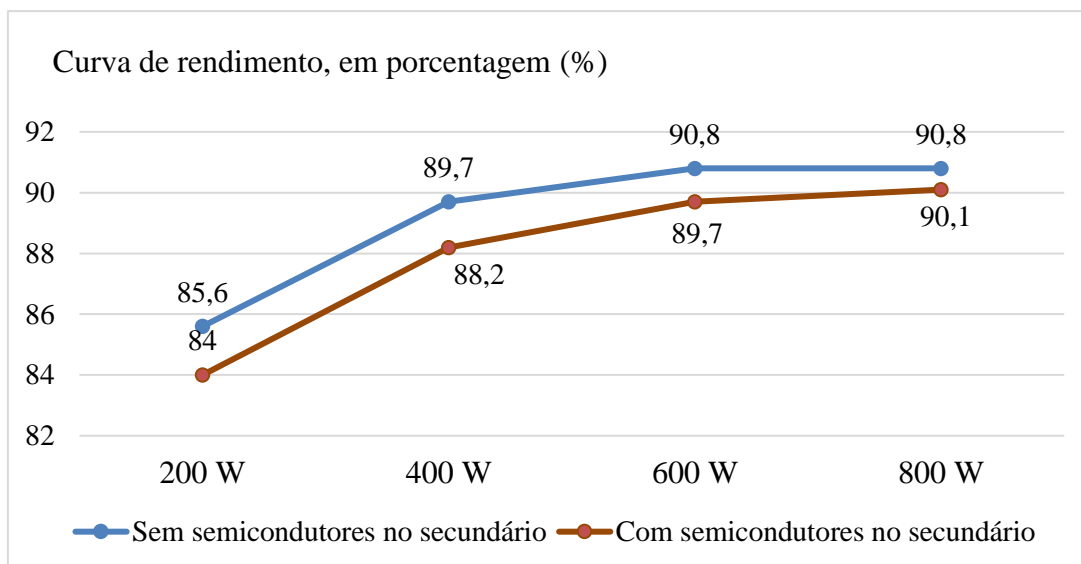


Figura 74 - Curva de rendimento do conversor

Pelo comportamento da curva, possivelmente o ponto de máximo rendimento é em torno de 800 W (80% da potência nominal). Uma vez que o rendimento teórico esperado foi de 94%, esta diferença pode ser explicada devido ao acréscimo dos 18 diodos MUR860 que não estavam previstos. Assim, a escolha de semicondutores mais adequados poderia eliminar essa necessidade e aumentar o rendimento do conversor.

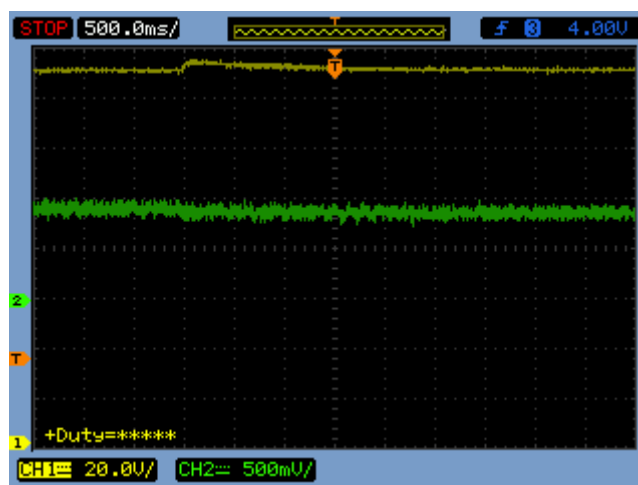


Figura 75 – Tensão (em amarelo) e corrente (em verde) na carga, quando o conversor é submetido ao degrau que retira 20% de sua carga, modo elevador de tensão

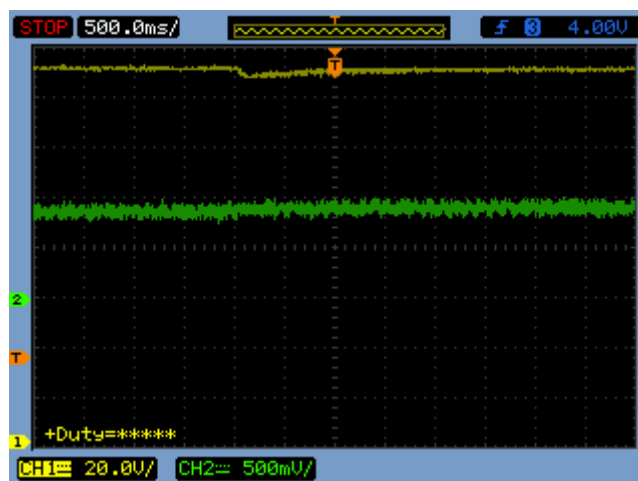


Figura 76 – Tensão (em amarelo) e corrente (em verde) na carga, quando o conversor é submetido ao degrau que insere 20% de carga, modo elevador de tensão

7.3 Modo abaixador de tensão

Agora, o conversor será analisado operando como abaixador de tensão, ou seja, com o fluxo de potência no sentido do lado de alta tensão para o lado de baixa tensão. Para isso, a carga que estava conectada no lado de alta tensão foi inserida no lugar da fonte V_1 , e esta conectada onde estava a carga.

Com tensão $V_2 = 100 \text{ V}$ e carga de $16,67 \Omega$, a tensão no lado de baixa tensão foi de $11,2 \text{ V}$, sendo o ganho estático então de aproximadamente $q = 9$.

7.3.1 Resultados sem comandos nos semicondutores do lado de baixa tensão

Observando as Figura 77 a 79, percebe-se que a corrente no indutor possui valor médio negativo, assim como as correntes de cada bobina do lado primário do transformador, mostrando que o conversor está operando como abaixador de tensão.

Além disso, observando também as Figura 80 e 81, percebe-se que as formas de onda se assemelham às esperadas na etapa teórica. Possivelmente, as diferenças obtidas foram devido à baixa potência processada.

7.3.2 Resultados com os comandos nos semicondutores do lado de baixa tensão

Observando as Figura 82 a 86, percebe-se que a corrente no indutor continua com seu valor médio negativo.

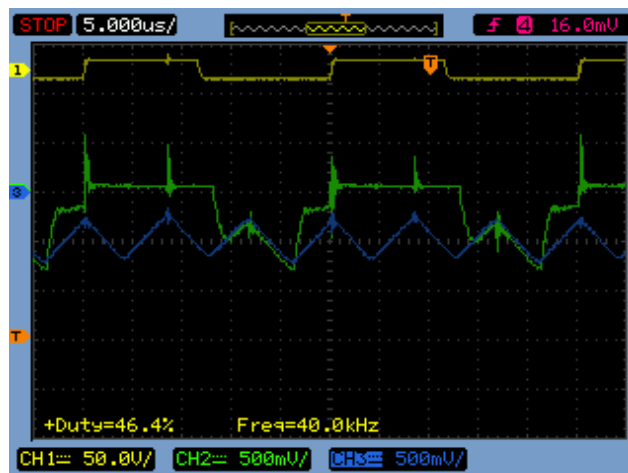


Figura 77 – Corrente na bobina L_{p1} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs4} , sem sinais de comando, modo abaixador de tensão

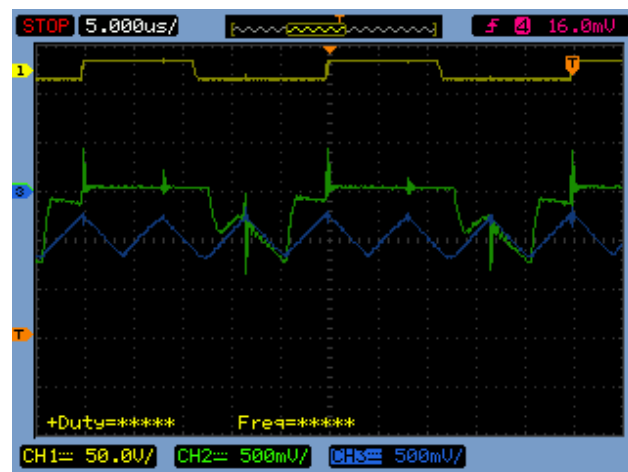


Figura 78 - Corrente na bobina L_{p2} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs5} , sem sinais de comando, modo abaixador de tensão

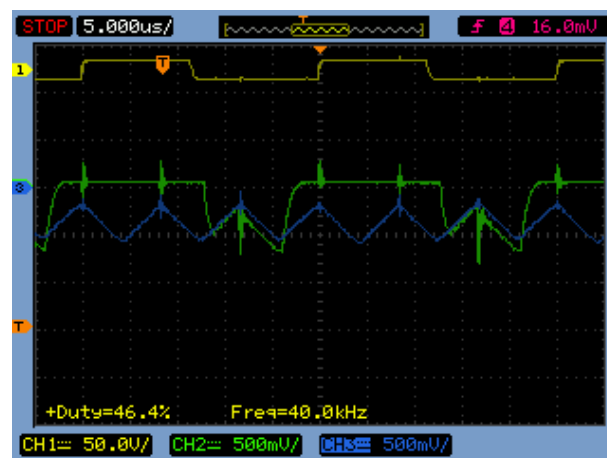


Figura 79 - Corrente na bobina L_{p3} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs6} , sem sinais de comando, modo abaixador de tensão



Figura 80 – Correntes I_{Lp1} (em verde), I_{Lp2} (em azul) e I_{Lp3} (em rosa), tensão de gatilho v_{gs4} , sem sinais de comando, modo abaixador de tensão



Figura 81 - Correntes nas bobinas L_{s1} (em verde), L_{s2} (em azul) e L_{s3} (em rosa) e tensão de gatilho v_{gs4} , sem sinais de comando, modo abaixador de tensão

Entretanto, pode ser observado agora que a inserção dos comandos nos semicondutores do lado de baixa tensão faz com que volte a ocorrer o efeito descrito que levou ao uso dos diodos MUR860, voltando a fortalecer a ideia de que os efeitos de corrente de pico e tempo de recuperação reversa do diodo intrínseco de cada semiconductor causam esses problemas. Com isso, conclui-se que também são necessários MOSFETs de característica ultrarrápida e com menor corrente de recuperação reversa para que o conversor opere adequadamente como abaixador de tensão.

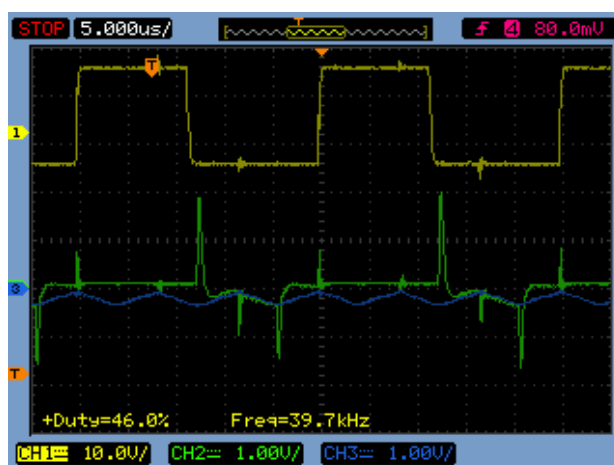


Figura 82 – Corrente na bobina L_{p1} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs4} , com sinais de comando, modo abaixador de tensão

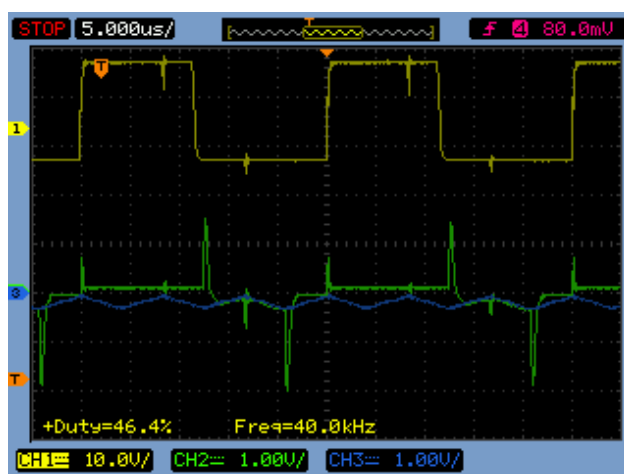


Figura 83 - Corrente na bobina L_{p2} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs5} , com sinais de comando, modo abaixador de tensão

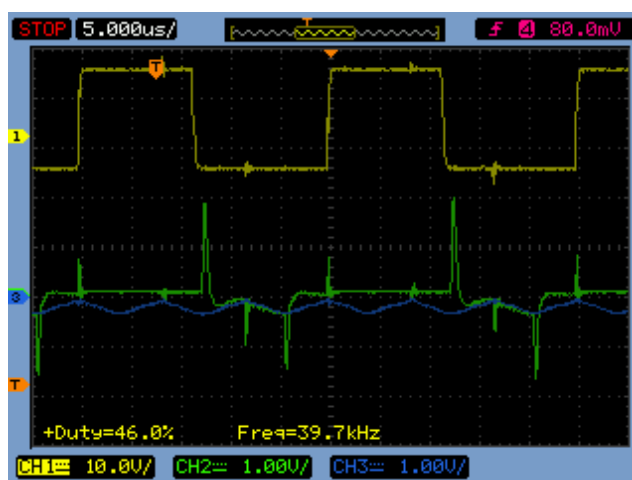


Figura 84 - Corrente na bobina L_{p3} (em verde), corrente no indutor L (em azul) e tensão de gatilho v_{gs6} , com sinais de comando, modo abaixador de tensão

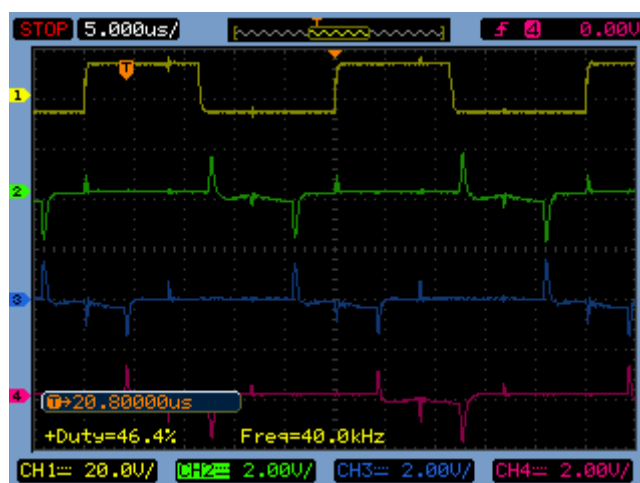


Figura 85 – Correntes I_{Lp1} (em verde), I_{Lp2} (em azul) e I_{Lp3} (em rosa), tensão de gatilho v_{gs4} , com sinais de comando, modo abaixador de tensão



Figura 86 - Correntes nas bobinas L_{s1} (em verde), L_{s2} (em azul) e L_{s3} (em rosa) e tensão de gatilho v_{gs4} (em amarelo), com sinais de comando, modo abaixador de tensão

7.4 Conclusões sobre o estudo experimental

A partir dos resultados apresentados, conclui-se que o conversor possui a capacidade de operar como elevador e como abaixador de tensão, com as formas de ondas de tensão e correntes semelhantes às apresentadas durante o estudo teórico.

Também, conclui-se que os compensadores de corrente e tensão funcionaram de maneira adequada, regulando a tensão de saída em torno de 400 V, ao aplicar 45 V na fonte do lado de baixa tensão. Com estes valores, pode ser encontrado o ganho estático de aproximadamente 8,8, próximo ao valor teórico de 8,33, como apresentado no Capítulo 4. Como abaixador de tensão, esse ganho foi de aproximadamente 9.

Com potência processada de aproximadamente 800 W, operando como elevador de tensão, o conversor apresentou um rendimento de cerca de 91%. Caso a potência fosse aumentada até seu valor nominal de 1 kW, seu ponto de máximo rendimento poderia ser determinado. Entretanto, possivelmente o ponto de máximo rendimento seria em torno de 80% da potência nominal, como já apresentado.

Ainda como elevador de tensão, o conversor também apresentou uma resposta adequada quanto aos degraus de carga, mantendo a tensão no lado de alta tensão regulada em 150 V.

Já como abaixador de tensão, o conversor conseguiu operar com o sentido do fluxo de potência do lado de alta para o lado de baixa tensão. Possivelmente, devido a limitações laboratoriais e de tempo, com o aumento da potência processada, as formas de onda seriam melhor definidas, aproximando-se ainda mais dos formatos apresentados na etapa teórica.

Por último, fica evidenciada a importância no uso de MOSFETs com característica ultrarrápida, para que o conversor apresente um funcionamento adequado.

8. Conclusões gerais

Neste trabalho foi proposto um conversor CC-CC *push-pull* trifásico bidirecional com nove semicondutores. Foram descritos os modos de operação tanto como elevador de tensão como também abaixador de tensão, mostrando-se capaz de manter bom funcionamento nos dois modos, como observado na etapa de simulação.

Dos resultados extraídos nas etapas de modulação e controle, percebeu-se através de simulações que os compensadores funcionaram adequadamente para variações de carga e mudança no sentido do fluxo de potência. Além disso, a tensão de saída se manteve regulada em 400 V. Portanto, o conversor mostrou-se funcionar adequadamente em sua característica de bidirecionalidade.

Com relação aos cálculos usados para determinação de componentes e confecção dos magnéticos, serviram para a escolha dos componentes, discriminados na Tabela 3. Entretanto, como observado na etapa experimental, os MOSFETs precisariam ser substituídos por semicondutores de característica ultrarrápida, para que o conversor consiga operar de maneira mais adequada.

Com as perdas calculadas através de dados fornecidos pelos fabricantes de seus respectivos componentes, foi calculado um rendimento teórico maior que 94%, sendo que a maior parcela as perdas estão divididas entre os semicondutores e o grameador dissipativo. Já o rendimento encontrado no estudo experimental, foi alcançado valor próximo a 91%, ao processar uma potência de aproximadamente 800 W, no modo elevador de tensão.

A partir do protótipo construído, foi feito um estudo experimental a fim de obter confirmação do estudo teórico e de simulação apresentados. Como observado, o conversor operou de maneira semelhante à esperada, com os circuitos de grameamento e de controle da corrente e tensão funcionando de maneira adequada, para operação do conversor como elevador de tensão. Já como abaixador de tensão, o conversor também se mostrou capaz de operar, com formas de onda também semelhantes às esperadas.

Este trabalho pode ser continuado de modo a elevar a potência processada para até 1 kW, a fim de validar todos os resultados analisados em simulação e comparar com os apresentados na etapa experimental. No modo abaixador, foram feitos apenas testes iniciais, podendo assim ser ainda melhor estudado. Além disso, uma possível aplicabilidade em sistema com armazenamento de energia, como o fotovoltaico.

Referências Bibliográficas

- ANDERSEN, R. L. **Conversores Push-Pull PWM Trifásicos Alimentados em Corrente**. Tese de Doutorado – Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Florianópolis, 2010.
- ANDERSEN, R. L.; BARBI, I. **A Three-Phase Current-Fed Push–Pull DC–DC Converter**. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 2, p. 358–368, 2009.
- ANDERSEN, R. L.; BARBI, I. **A ZVS-PWM Three-Phase Current-Fed Push–Pull DC–DC Converter**. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 3, p. 838–847, 2013.
- BARBI, I.; NOME F. J. **A ZVS Clamping mode-current-fed push-pull dc-dc converter**. In: *Proc. IEEE ISIE, 1998*, vol. 2, p. 617–621, 1998.
- BARBI, I. **Retificadores Monofásicos com Correção Ativa do Fator de Potência Empregando o Conversor Boost**. Apostila. Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – Santa Catarina, 2015.
- BARROZO, F. E. O. **Conversor CC-CC bidirecional em corrente para aplicação em veículos elétricos**. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal do Ceará, Fortaleza – Ceará. p.54-59, 2010.
- BELTRAME, R. C. **Metodologia de síntese de topologias ZVT simplificadas aplicadas a pólos PWM bidirecionais**. Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2009.
- BORGONOVO, D. **Modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos empregando a transformada de Park**. Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis – Santa Catarina. 2001.
- CHOI, S.; KWON, M.; PARK, J. **A Bidirectional Three-Phase Push-Pull Converter With Dual Asymmetrical PWM Method**. In: *IFEEC*, vol. 1, p. 161-167, 2013.
- CHOI, S.; LEE, S. **A three-phase current-fed push-pull DC-DC converter with active clamp for fuel cell applications**. In: *APEC*, vol 25, p. 1934-1941, 2010.
- JAMES, P.; *et al.* **DC-DC Converter for Hybrid and All Electric Vehicles**. In: *24th International Battery, Hybrid and Fuel Cell Electric Vehicle Symposium and Exhibition*, vol. 24, p. 1462-1470, 2009.
- KOSENKO, R.; CHUB, A.; BLINOV, A. **Full-soft-switching high step-up bidirectional isolated current-fed push-pull DC-DC converter for battery energy storage applications**. In: *IECON 2016 - 42nd Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*, Florença – Itália, p. 6548-6553, 2016.

KRISMER, F.; BIELA, J.; KOLAR, J. W. **A comparative evaluation of isolated bidirectional DC/DC converters with wide input and output voltage range.** Fourtieth IAS Annual Meeting in Industry Applications Conference, p. 599-606, 2005.

LIM, T. C. *et al.* **Energy recovery snubber circuit for a DC-DC push-pull converter.** *IET Power Electronics*, v. 5, n. 6, p. 863-872, 2012.

OLIVEIRA, S. V. G.; BARBI, I. **A three-phase step up dc-dc converter with a three-phase high-frequency transformer for dc renewable power sources applications.** *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Vol. 58, No. 8; pp. 3567 – 3580, 2011.

RATHORE, A. K.; PRASANNA U. **Comparison of soft-switching voltage-fed and current-fed bi-directional isolated Dc/Dc converters for fuel cell vehicles.** In: *IEEE ISIE*, p. 252-257, 2012.

RATHORE, A. K.; XUEWEI, P. **Bidirectional Naturally Clamped Soft-switching Current-fed Push-Pull DC/DC Converter.** In: *IECOM2015*, Yokohama. p. 1-3, 2015.

RATHORE, A. K.; BAL, S; SRINIVASAN, D. **Naturally Clamped Snubberless Soft-Switching Bidirectional Current-fed Three-Phase Push-Pull DC/DC Converter for Microgrid Application.** *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 5, n. 2 p. 1577-1587, 2016.

ROSEMBACK, R. H. **Conversor CC-CC bidirecional buck-boost atuando como controlador de carga de baterias em um sistema fotovoltaico.** Dissertação de Mestrado – Universidade Federal de Juiz de Fora, Juiz de Fora – Minas Gerais. p. 49-55, 2003.

SAWIN, J. L. et al (2017). **Advancing The Global Renewable Energy Transition – Highlights of the REN21.** 7th International Renewable Energy Conference, Cidade do México, México. pp. 7-8.

SOKAL, N.; REDL, R. **Push-Pull Current-Fed Multiple Output DC-DC Power Converter with Only One Inductor and with 0 to 100% Switch Duty Ratio.** In: *Proceedings of the 1980 Power Electronics Specialists Conference*. Atlanta. p. 1-2, 1980.

Anexo I

```
//Código para programação do dsPIC
#include <stdlib.h>
#if defined(__PIC24E__)
    #include <p24Exxxx.h>
#elif defined(__dsPIC33E__)
    #include <p33Exxxx.h>
#endif

void InicializarPlaca(void);

int main(void){

    //Média de pontos + eliminação por diferença

    unsigned int Dfase, D1, D1anterior, somaD1 = 0, D120, Dintervalo, periodo3, td = 120;
    unsigned int medidas = 15, contador = 0;

    InicializarPlaca();
    ConfigurarADC();

    PTPER = 3000; //3000 para PWM de 40 kHz
    STPER = 3000; // para os PWMs secundários
    periodo3 = PTPER/3;
    D120 = periodo3;
    unsigned int adiantar = 130; //1,1 us de atraso gerados pelo driver

    // Configurar razão cíclica individual e tempo morto desabilitado
    PWMCON1 = PWMCON2 = PWMCON3 = 0b0000000010000000;
    PWMCON4 = PWMCON5 = PWMCON6 = 0b0000000010000000;
```

```
//Configurar os PWMs secundários também como independentes e sem tempo morto
IOCON1 = IOCON2 = IOCON3 = 0b1100110000000000;
IOCON4 = IOCON5 = IOCON6 = 0b1100110000000000;

/* 1:1 Prescaler */
PTCON2 = 0x0000;
STCON2 = 0x0000;

/* Habilitar os módulos PWM */
PTCON = 0b1000000000000000;
STCON = 0b1000000000000000;

/* Defasagem, "adiantar" aqui está servindo para compensar o atraso dos drivers */
PHASE1 = 0 - adiantar; //0°, S1
PHASE2 = 2*periodo3 - adiantar; //-120°, S3
PHASE3 = periodo3 - adiantar; //+120°, S2

D1anterior = readADC()*9.52/2.33; //iniciar com uma leitura prévia para a lógica
while(1){
    D1 = readADC()*9.52/2.33; //Armazena o valor convertido pelo ADC
    while(abs(D1 - D1anterior) > 500){ //aqui elimina as leituras que ficarem
        D1 = readADC()*9.52/2.33; //muito longe do valor anterior.
    } //esse cálculo faz a leitura ficar entre zero e 2,33 V
    contador++;
    somaD1 += D1;

    if(contador == medidas){

        D1 = somaD1 / medidas; //fazer a média de várias leituras

        //Limitar a razão cíclica na região R2
        if(D1 < periodo3+td){
```

```

    D1 = periodo3+td;
}
else if(D1 > 2*periodo3-td){
    D1 = 2*periodo3-td;
}

PDC1 = PDC2 = PDC3 = D1-td; //razão cíclica dos semicondutores
//S1,S2 e S3

SDC1 = SDC2 = SDC3 = STPER - D1-td; //razão cíclica
//complementar, semicondutores S4, S5 e S6
SPHASE1 = STPER - D1; //Subtrair D1 desloca pra direita. Fase
//de S4
SPHASE2 = SPHASE1 - periodo3; // fase de S6
SPHASE3 = SPHASE1 + periodo3; // fase de S5

//Razões cíclicas e fases dos semicondutores inferiores:
Dfase = D1 - D120;
Dintervalo = D1 - Dfase;
PDC4 = PDC5 = PDC6 = Dintervalo-td;

//Fases dos semicondutores inferiores:
PHASE4 = STPER - (STPER - SDC1 - Dintervalo) + td; //Fase de
//S7
PHASE5 = PHASE4 - periodo3; //Fase de S8
PHASE6 = PHASE4 + periodo3 - STPER; // Fase de S9

somaD1 = 0; //zera para recomençar a soma
contador = 0;

}
D1anterior = D1;

```

```
    }

    return 0;
}

void InicializarPlaca(void)
{
    // Configuração
    PLLFBD = 58;                // M=60

    CLKDIVbits.PLLPOST = 0;    // N1=2
    CLKDIVbits.PLLPRE = 0;    // N2=2
    OSCTUN = 0;                // Oscilador FRC

    // Desabilitar Watch Dog Timer
    RCONbits.SWDTEN = 0;

    // Iniciar Clock Switch ao Primário
    __builtin_write_OSCCONH(0x03);

    // Oscilador com PLL (NOSC=0b011)
    __builtin_write_OSCCONL(0x01); // Iniciar chaveamento
    while(OSCCONbits.COSC != 0b011);

    // Aguardar mudança no clock para continuar
    while(OSCCONbits.LOCK != 1)
    { };
}

void ConfigurarADC(void)
{
    /*Os pinos da placa são configurados como Digital I/O */
```

```
ANSELA = ANSELB = ANSELC = ANSELD = ANSELE = ANSELG = 0x0000;

/* Configurando o ADC */
AD1CON1 = 0b1000000011101100;//Habilitar o AD, modo de 10 bits, receber a
//próxima amostra assim que a anterior acabar
AD1CON2 = 0x0000;//Usar os canais de leitura apenas para amostras do AD
AD1CON3 = 0b00000001000000010; //AVdd e AVss são usadas como tensões de
// referência; uma amostra é lida em 2*TAD seg
AD1CON4 = 0x0000;//Configurado pra não usar DMA e armazenar o resultado da
conversão em ADC1BUF0

/* Configurado pra não utilizar nenhum tipo de scaneamento */
AD1CSSH = 0x0000;
AD1CSSL = 0x0000;
}

int readADC(void)
{
    /* Configuração dos pinos de entrada */
    AD1CHS0 = 0x00016;//Configura o pino RA6 como pino de entrada
    ANSELAbits.ANSA6 = 1;// Assegura que RA6 é analógico
    /* Início da amostragem */
    AD1CON1bits.SAMP = 1;// Inicia a amostragem
    while (!AD1CON1bits.DONE);// Espera a conversão ser concluída
    return ADC1BUF0;//Retorna o valor obtido na conversão
} //Fim do código
```