

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

LUÍS GUSTAVO KREMER

**CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL (DAHB) PARA
UTILIZAÇÃO EM UM INVERSOR SOLAR HÍBRIDO**

JOINVILLE

2017

**UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

LUÍS GUSTAVO KREMER

**CONVERSOR CC-CC ISOLADO BIDIRECIONAL (DAHB) PARA
UTILIZAÇÃO EM UM INVERSOR SOLAR HÍBRIDO**

Trabalho de Conclusão apresentado ao curso de Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador:

Prof. Dr. Marcello Mezaroba

JOINVILLE

2017

RESUMO

O propósito do presente trabalho é o desenvolvimento e projeto de um conversor CC-CC bidirecional isolado, aplicado para inversores solares híbridos. A topologia escolhida foi a *Dual Active Half-Bridge* (DAHB), composta por duas estruturas meia-ponte conectados por meio de um transformador de alta frequência para proporcionar o isolamento entre as partes. A principal característica deste conversor é o controle do fluxo de potência por meio da defasagem entre os comandos de ambas as pontes, valendo-se da modulação conhecida como *single-phase shift*. Este trabalho apresenta uma revisão bibliográfica dos principais conversores CC-CC isolados e CC-CC bidirecionais isolados, aprofundando-se teoricamente no funcionamento do conversor DAHB. São apresentadas análises qualitativas e quantitativas do mesmo, bem como os esforços e o projeto do conversor. De forma a validar o funcionamento do conversor, são apresentados os resultados simulados e experimentais do protótipo implementado.

Palavras-chave: *Dual Active Half Bridge, Conversores CC-CC Bidirecionais, Conversores CC-CC Isolados, Conversores Solares Híbridos, Single-phase Shift.*

ABSTRACT

The main porpoise of this work is the development and project of a bidirectional isolated DC-DC converter, applied to hybrid solar inverters. The chosen topology was the Dual Active Half Bridge (DAHB), composed by two half-bridge structures connected by a high-frequency transformer to promote the isolation between both sides. The main characteristic of this converter is the control of the power flux trough the angular shift between the commands of both bridges, using a modulation commonly known as single-phase-shift. This work presents a theoretical revision of the main isolated DC-DC and bidirectional isolated DC-DC converter topologies, with a focus on the DAHB. Both qualitative and quantitative analyses are presented, as well as the project of the proposed converter. Aiming to validate the project and the behavior of the converter, simulated and experimental results of the built prototype are also presented.

Keywords: *Dual Active Half Bridge, Bidirectional DC-DC Converters, Isolated DC-DC Converters, Hybrid Photovoltaic Converters, Single-phase Shift.*

AGRADECIMENTOS

À minha família, por sempre me apoiar e incentivar durante toda a minha trajetória pessoal e acadêmica.

Ao professor Dr. Marcello Mezaroba, pela orientação, incentivo e conhecimentos transmitidos para que este trabalho se tornasse possível.

À banca examinadora, pelo tempo disposto para a avaliação deste trabalho.

À Universidade do Estado de Santa Catarina, em especial ao Núcleo de Processamento de Energia Elétrica (nPEE), que concedeu a estrutura e grande parte dos recursos necessários para a conclusão deste trabalho.

Aos membros do nPEE, que muitas vezes me auxiliaram em momentos de dúvidas e dificuldades.

A todos os professores que tive, pelos conhecimentos passados, possibilitando a minha formação e o embasamento técnico para a realização deste trabalho.

Aos amigos, pelo companheirismo e por todos os momentos compartilhados.

ÍNDICE DE FIGURAS

Figura 1 - Capacidade Mundial de Geração de Energia Solar	15
Figura 2 - Esquemático ilustrativo de um sistema fotovoltaico isolado.....	16
Figura 3 - Esquemático ilustrativo de sistema fotovoltaico conectado à rede	17
Figura 4 - Esquemático ilustrativo de um sistema híbrido.	18
Figura 5 - Configuração espera passiva.....	19
Figura 6 - Configuração Dupla Conversão	20
Figura 7 - Configuração Interativa com a Rede.....	21
Figura 8 - Esquemático do sistema proposto	22
Figura 9 - Inversores comerciais: Sunny Island e Sunwins HY-2K.....	23
Figura 10 - Circuito do conversor Flyback.....	24
Figura 11 - Circuito do conversor Forward	25
Figura 12 - Circuito do conversor Meia Ponte	26
Figura 13 - Circuito do conversor Ponte Completa.....	26
Figura 14 - Circuito do conversor Push-Pull.....	27
Figura 15 – Componentes de um conversor isolado CC-CC reversível	28
Figura 16 - Conversor Bidirecional Flyback.....	30
Figura 17 - Circuito do conversor bidirecional Push-Pull/Half-Bridge	30
Figura 18 - Circuito do Conversor Dual Active Bridge (DAB)	31
Figura 19 - Circuito do DAHB alimentado em corrente.	32
Figura 20 - Circuito do DAHB alimentado em tensão.....	32
Figura 21 - Circuito básico do conversor Dual Active Half Bridge.	35
Figura 22 - Impacto da diferença entre V_{ab} e V_{cd} na corrente $i_p(t)$	36
Figura 23 - Conversor DAHB com indicação das principais grandezas.	37
Figura 24 - Formas de onda preliminares do modo elevador.	38
Figura 25 - Primeira etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.	39
Figura 26 - Segunda etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.	40
Figura 27 - Terceira etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.	40
Figura 28 – Quarta etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.....	41

Figura 29 - Quinta etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.	42
Figura 30 - Sexta etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.....	42
Figura 31 - Sétima etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.....	43
Figura 32 - Oitava etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.	43
Figura 33 – Nona etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.	44
Figura 34 - Décima etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.....	45
Figura 35 - Formas de onda de corrente nos capacitores e transformador.	46
Figura 36 – Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores.	47
Figura 37 - Variação da potência de saída por D_0	56
Figura 38 – Conversor DAHB com indicação das principais grandezas.....	57
Figura 39 - Formas de ondas preliminares do modo abaixador.....	58
Figura 40 - Primeira etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.	59
Figura 41 - Segunda etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.	60
Figura 42 - Terceira etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador..	60
Figura 43 – Quarta etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador. ..	61
Figura 44 - Quinta etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador. ...	62
Figura 45 - Sexta etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.....	62
Figura 46 - Setima etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador....	63
Figura 47 - Oitava etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador. ...	64
Figura 48 - Nona etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador..	64
Figura 49 - Décima etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador...	65
Figura 50 - Formas de onda de corrente nos capacitores e transformador.	66
Figura 51 - Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores.....	67
Figura 52 - Variação da potência de saída por D_0	74
Figura 53 - Representação conceitual da comutação em ZVS.....	75
Figura 54 - Circuito ressonante durante o tempo-morto	76
Figura 55 - Representação conceitual dos valores de A_e e A_w	81
Figura 56 - Perdas volumétricas para o material IP12R.	86
Figura 57 - Energia perdida em bloqueio para o IGBT IRGP50B60PD	92
Figura 58 - Circuito térmico equivalente para escolha do dissipador.....	93
Figura 59 - Dimensões do dissipador térmico selecionado (HS10425).	96
Figura 60 – Formas de onda da tensão, corrente e comando no interruptor S_1	102
Figura 61 – Formas de onda da tensão, corrente e comando no interruptor S_3	103
Figura 62 – Tensão V_{ab} aplicada ao primário e tensão V_{cd} do secundário refletida.	103

Figura 63 – Tensão V_{Ld} aplicada sobre a dispersão e corrente I_p no primário.	104
Figura 64 – Formas de onda das correntes através dos capacitores C_1 e C_2	104
Figura 65 – Formas de onda das correntes através dos capacitores C_3 e C_4	105
Figura 66 – Tensão V_{in} de entrada e corrente I_{in} de entrada.	105
Figura 67 – Tensão V_{out} de saída e corrente I_{out} de saída ampliada em 10x.	106
Figura 68 – Formas de onda da tensão, corrente e comando no interruptor S_1	107
Figura 69 – Formas de onda da tensão, corrente e comando no interruptor S_3	108
Figura 70 – Tensão V_{ab} aplicada ao primário e tensão V_{cd} do secundário refletida.	109
Figura 71 – Tensão V_{Ld} aplicada sobre a dispersão e corrente I_p no primário.	109
Figura 72 – Formas de onda das correntes através dos capacitores C_1 e C_2	110
Figura 73 – Formas de onda das correntes através dos capacitores C_3 e C_4	110
Figura 74 – Tensão V_{in} de entrada e corrente I_{in} de entrada.	111
Figura 75 – Tensão V_{out} de saída e corrente I_{out} de saída ampliada em 10x.	111
Figura 76 – Protótipo do conversor implementado em laboratório.	113
Figura 77 – Protótipo juntamente com o circuito gerador dos pulsos de comando.	114
Figura 78 – Esquemático da inserção do indutor auxiliar no lado de baixa tensão.	115
Figura 79 – Corrente através do secundário do transformador (CH1). Tensão coletor-emissor da chave S_4 (CH2). Tensão gate-emissor da chave S_4 (CH3).	116
Figura 80 – Corrente através do secundário do transformador (CH1). Tensão coletor-emissor da chave S_4 (CH2). Tensão gate-emissor da chave S_4 (CH3).	117
Figura 81 – Esquemático da montagem experimental do conversor (modo elevador).	118
Figura 82 – Corrente de entrada I_{in} no modo elevador (CH1). Tensão de entrada no modo elevador V_{in} (CH2).	119
Figura 83 – Corrente através do primário do transformador (CH1). Tensão dreno-source da chave S_2 (CH3). Tensão gate-source da chave S_2 (CH4).	119
Figura 84 – Corrente através do primário do transformador (CH1).	120
Figura 85 – Corrente através do secundário do transformador (CH1). Tensão coletor-emissor da chave S_4 (CH2). Tensão gate-emissor da chave S_4 (CH3).	121
Figura 86 – Corrente de saída I_{out} no modo elevador (CH2). Tensão de saída no modo elevador V_{out} (CH3).	121
Figura 87 – Esquemático da montagem experimental do conversor (modo abaixador).	122

Figura 88 – Corrente de entrada I_{in} no modo abaixador (CH1). Tensão de entrada no modo abaixador V_{in} (CH2).	123
Figura 89 – Corrente através do primário do transformador (CH1). Tensão dreno-source da chave S_2 (CH2). Tensão gate-source da chave S_2 (CH3).....	124
Figura 90 – Corrente através do primário do transformador (CH1).	124
Figura 91 – Corrente através do secundário do transformador (CH1). Tensão coletor-emissor da chave S_4 (CH2). Tensão gate-emissor da chave S_4 (CH3).	125
Figura 92 – Corrente de saída I_{out} no modo abaixador (CH1). Tensão de saída no modo abaixador V_{out} (CH2).	125
Figura 93 – Curva de rendimento do conversor DAHB operando no modo elevador.	126
Figura 94 – Corrente RMS (Primário do trafo) vs. Indutância de Dispersão.	128
Figura 95 – Layouts da placa de circuito impresso do lado de alta tensão.	134
Figura 96 – Layouts da placa de circuito impresso do lado de baixa tensão.	135
Figura 97 – Esquemático da placa de circuito impresso do lado de baixa tensão. .	136
Figura 98 – Esquemático da placa de circuito impresso do lado de alta tensão.....	137
Figura 99 – Arduino Uno e shield LCD utilizado para geração dos sinais de comando.	138

ÍNDICE DE TABELAS

Tabela 1 - Principais especificações do projeto do conversor DAHB.....	79
Tabela 2 - Principais esforços de tensão e corrente no transformador.	80
Tabela 3 - Principais características do núcleo do transformador.	82
Tabela 4 - Principais parâmetros do transformador obtidos via ensaio.	87
Tabela 5 – Principais esforços para os semicondutores da primeira ponte.....	88
Tabela 6 - Principais características do MOSFET IRFB4110.....	88
Tabela 7 – Perdas nas chaves e perdas totais na primeira ponte.....	90
Tabela 8 – Principais esforços para os semicondutores da segunda ponte.....	90
Tabela 9 - Principais características do IGBT IRGP50B60PD	91
Tabela 10 – Perdas nas chaves e perdas totais na segunda ponte.....	92
Tabela 11 – Seleção dos capacitores da primeira ponte.....	98
Tabela 12 – Principais perdas do conversor nos dois modos de operação.	99
Tabela 13 – Comparação dos esforços calculados e simulados (elevador).....	106
Tabela 14 – Comparação dos esforços calculados e simulados (abaixador).....	112
Tabela 15 – Resultados obtidos experimentalmente pelo modo elevador.	118
Tabela 16 – Resultados obtidos experimentalmente no modo abaixador.	122

LISTA DE SÍMBOLOS

- $\emptyset \rightarrow$ Razão de deslocamento entre o comando das duas pontes;
- $\eta \rightarrow$ Rendimento do conversor;
- $\delta_{\max} \rightarrow$ Profundidade de penetração da corrente nos enrolamentos;
- $A_e \rightarrow$ Área da perna central do núcleo E;
- $A_w \rightarrow$ Área da janela do carretel do transformador;
- $A_e A_w \rightarrow$ Produto entre as áreas A_e e A_w ;
- $A_e A_{w\min} \rightarrow$ Valor mínimo para o produto entre as áreas A_e e A_w ;
- $B_{\max} \rightarrow$ máxima densidade de fluxo magnético no núcleo;
- $C_{1,2,3,4} \rightarrow$ Capacitores do circuito de potência;
- $C_{oss1,2,3,4} \rightarrow$ Capacitâncias de saída dos Mosfets do conversor;
- $D \rightarrow$ Razão cíclica;
- $D_{\emptyset} \rightarrow$ Razão entre os ângulos do comando das duas pontes;
- $D_{1,2,3,4} \rightarrow$ Diodos antiparalelo dos interruptores;
- $d_{\max} \rightarrow$ Diâmetro máximo do fio dos enrolamentos do transformador;
- $DAB \rightarrow$ *Dual Active Bridge*;
- $DAHB \rightarrow$ *Dual Active Half Bridge*;
- $E_{1,2,3,4,5,6} \rightarrow$ Etapas de operação do conversor;
- $f_s \rightarrow$ Frequência de chaveamento;
- $G(\emptyset) \rightarrow$ Ganho estático do conversor;
- $I_{Lm} \rightarrow$ Corrente através da indutância de magnetização do trafo;
- $i_{0,1,2,3} \rightarrow$ correntes iniciais nas etapas de operação do conversor;
- $i_{c1,2,3,4}(t) \rightarrow$ correntes instantâneas através dos capacitores;
- $I_{c1,2,3,4med} \rightarrow$ correntes médias através dos capacitores;
- $I_{c1,2,3,4rms} \rightarrow$ correntes eficazes através dos capacitores;
- $i_{D1,2,3,4}(t) \rightarrow$ correntes instantâneas através dos diodos antiparalelo;
- $I_{D1,2,3,4med} \rightarrow$ correntes médias através dos diodos antiparalelo;
- $I_{D1,2,3,4rms} \rightarrow$ correntes eficazes através dos diodos antiparalelo;

I_{DM} → Corrente de Pico máxima;
 I_{in} → Corrente média de entrada do conversor (lado de baixa tensão);
 I_{out} → Corrente média de saída do conversor (lado de alta tensão);
 $i_p(t)$ → Corrente instantânea através do primário do transformador;
 I_{prms} → Corrente eficaz através do primário do transformador;
 $i_s(t)$ → Corrente instantânea através do secundário do transformador;
 I_{srms} → Corrente eficaz através do secundário do transformador;
 $i_{S1,2,3,4}(t)$ → correntes instantâneas através dos interruptores;
 $I_{S1,2,3,4med}$ → correntes médias através dos interruptores;
 $I_{S1,2,3,4rms}$ → correntes eficazes através dos interruptores;
 J_{max} → máxima densidade de corrente do condutor;
 K_p → Fator de utilização do primário do transformador;
 K_u → Possibilidade de execução do transformador;
 K_w → Fator de enrolamento do transformador;
 L_{aux} → Indutância auxiliar adicionada experimentalmente;
 L_m → Indutância de magnetização do trafo;
 L_d → Indutância de dispersão do trafo;
 L_{d_real} → Indutância de dispersão real mensurada no protótipo.
 $m_{0,1,2,3}$ → Coeficientes angulares dos segmentos de reta das correntes do primário do transformador;
 N → Relação de espiras do trafo;
 N_p → Número de espiras do primário do transformador;
 $N_{paralelo}$ → Número de espiras em paralelo no primário do trafo;
 N_s → Número de espiras do secundário do transformador;
 $N_{sparalelo}$ → Número de espiras em paralelo no secundário do trafo;
 $P_{dvolumétricas}$ → Perdas por grama do IP12R para 23°C.
 P_{LL} → Perdas de carga no transformador
 P_{med} → Potência média transferida pelo trafo durante um período de chaveamento;
 P_N → Perdas no núcleo do transformador;
 P_{nucleo} → Peso do núcleo do transformador;
 P_{out} → Potência de saída do conversor;
 $P_{trafototal}$ → Perdas totais no transformador;
 OS → Perdas nos interruptores;
 P_{Son} → Perdas nos interruptores em condução;

P_{Soff} → Perdas nos interruptores durante a comutação;
 PCU → *Power Conditioning Unit*;
 r → Raio estimado de uma espira do transformador;
 $R_{\text{DS(on)}}$ → Resistência entre dreno e fonte;
 R_{in} → Resistência equivalente de entrada do conversor;
 R_{out} → Resistência equivalente de saída do conversor;
 R_{primario} → Resistência por espira do primário do transformador;
 $R_{\text{secundario}}$ → Resistência por espira do secundário do transformador;
 $S_{1,2,3,4}$ → Interruptores do circuito de potência;
 S_{cuAWG24} → Área da seção de cobre do fio de bitola AWG24;
 $S_{\text{cuprimario}}$ → Área da seção de cobre necessária para o primário;
 $S_{\text{cusecundario}}$ → Área da seção de cobre necessária para o secundário;
 SPS → *Single-phase Shift*;
 $T_{\text{J(max)}}$ → Temperatura máxima de junção;
 $t_{0,1,2,3,4,5,6}$ → Instantes de tempo principais no funcionamento do conversor;
 T_s → Período de chaveamento;
 UPS → Fontes de Alimentação Ininterruptas;
 V_{ab} → Tensão aplicada no primário do trafo;
 V_{abmax} → Máxima tensão aplicada no primário do trafo;
 $V_{\text{c1,2,3,4}}$ → Tensões aplicadas aos capacitores do conversor;
 V_{cd} → Tensão aplicada no secundário refletida no primário do trafo;
 V_{cdmax} → máxima tensão aplicada no primário do trafo;
 $V_{\text{D1,2,3,4}}$ → máxima tensão aplicada nos diodos antiparalelo;
 V_{DSS} → Tensão de *Breakdown*;
 V_{in} → Tensão aplicada ao lado de baixa tensão (48V) do conversor;
 V_{Ld} → Tensão aplicada na indutância de dispersão do trafo ($V_{\text{ab}} - V_{\text{cd}}$);
 V_{out} → Tensão aplicada ao lado de alta tensão (350V) do conversor;
 $V_{\text{S1,2,3,4}}$ → máxima tensão aplicada nos interruptores;
 ZVS → *Zero-voltage Switching*.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Classificação dos Sistemas Fotovoltaicos	14
1.2	Descrição do Sistema Estudado	21
1.3	Conversores CC-CC Isolados	23
1.4	Conversores CC-CC Isolados Reversíveis	27
1.5	Considerações Finais do Capítulo	32
2	ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA	34
2.1	1º Modo de Operação do DAHB - Elevador	37
	2.1.1 Etapas de operação e funcionamento	37
	2.1.2 Esforços de tensão e corrente	48
	2.1.2.1 Esforços sobre os interruptores	50
	2.1.2.2 Esforços sobre os diodos	51
	2.1.2.3 Esforços sobre os capacitores	53
	2.1.2.4 Esforços sobre o transformador	54
	2.1.3 Determinação do Ganho Estático	55
2.2	2º Modo de Operação do DAHB	57
	2.2.1 Etapas de operação e funcionamento	57
	2.2.1 Esforços de tensão e corrente	68
	2.2.1.1 Esforços sobre os interruptores	69
	2.2.1.2 Esforços sobre os diodos	70
	2.2.1.3 Esforços sobre os capacitores	71
	2.2.1.4 Esforços sobre o transformador	73
	2.2.2 Determinação do Ganho Estático	73
2.3	Análise da Comutação	75
2.4	Análise Teórica das Perdas	76
2.5	Considerações Finais do Capítulo	77
3	PROJETO DO CONVERSOR DUAL ACTIVE HALF BRIDGE	78
3.1	Especificações do Projeto	79
3.2	Projeto Físico do Transformador	79
	3.2.1 Determinação do Núcleo	80
	3.2.2 Determinação do Número de Espiras	82
	3.2.3 Possibilidade de Execução	84
	3.2.4 Perdas no Transformador	84
	3.2.5 Resultados do Ensaio do Transformador	86

3.3	Dimensionamento dos Interruptores.....	87
3.3.1	Escolha dos semicondutores da Ponte 1	87
3.3.2	Perdas dos semicondutores da Ponte 1.....	88
3.3.3	Escolha dos semicondutores da Ponte 2	90
3.3.4	Perdas nos semicondutores da Ponte 2.....	91
3.4	Dimensionamento dos Dissipadores	93
3.5	Dimensionamento dos Divisores Capacitivos.....	96
3.6	Circuito de Comando.....	98
3.7	Rendimento do Conversor.....	99
3.8	Considerações Finais do Capítulo	100
4	SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL	101
4.1	Resultados Simulados (Modo Elevador)	101
4.2	Resultados Simulados (Modo Abaixador)	107
4.3	Considerações Finais do Capítulo	112
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	113
5.1	Considerações Iniciais sobre os Resultados Experimentais	115
5.2	Resultados Experimentais para o Modo de Operação Elevador	117
5.3	Resultados Experimentais para o Modo de Operação Abaixador	122
5.4	Considerações Finais do Capítulo	126
6	CONCLUSÕES.....	129
7	REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	132
	ANEXO A – Layout e Esquemático das Placas de Circuito Impresso	134
	ANEXO B – Código implementado para geração dos sinais de comando.....	138

1 INTRODUÇÃO

O substancial crescimento da demanda energética nos últimos anos, fundamentada em uma matriz energética composta principalmente por fontes poluentes, têm levantado questões concernentes a capacidade de a sociedade atual manter um ambiente sustentável sem reduzir seus padrões de vida.

A engenharia vem apresentado algumas opções, visando amenizar este problema. Uma das possibilidades de maior interesse para a engenharia elétrica é a produção energética a partir de fontes alternativas, tais como a energia solar.

Antes pouco expressivas devido ao elevado custo e baixa eficiência, agora, as energias alternativas têm se apresentado cada vez mais competitivas. Devido ao aumento dos apoios governamentais e da queda do preço dos módulos fotovoltaicos o custo de produção da energia solar para aplicações residenciais (<10kW) decaiu cerca de 6%-7% ao ano, entre 1998 e 2013, nos Estados Unidos, segundo (FELDMAN, BARBOSE, *et al.*, 2014).

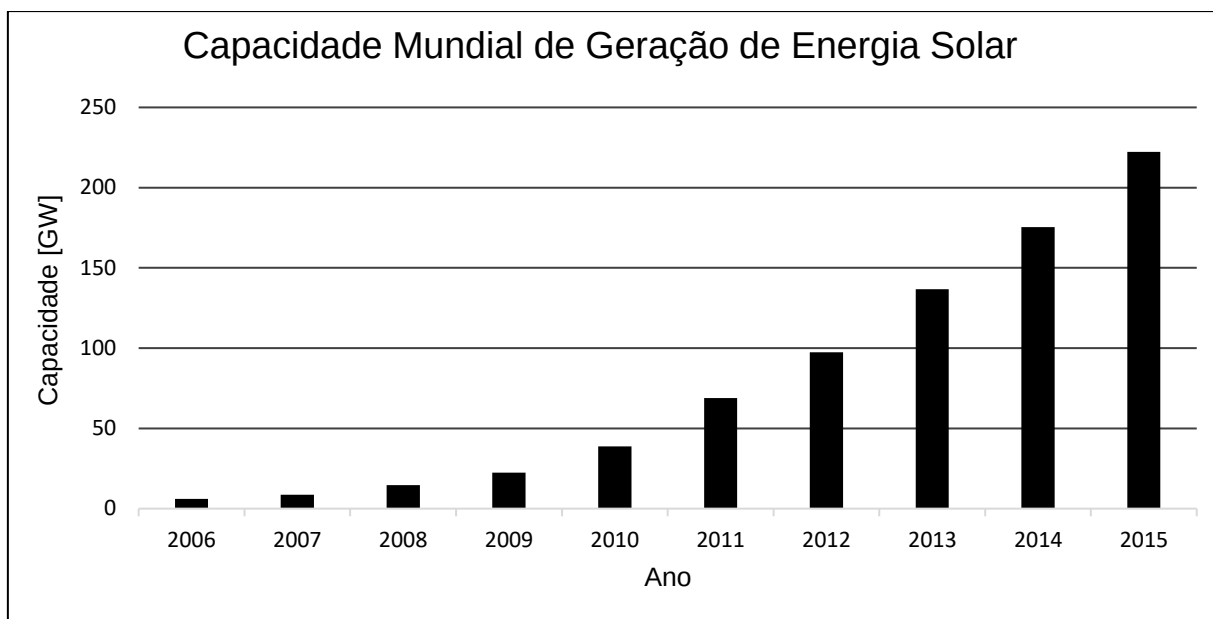
O crescimento e a proliferação dos sistemas fotovoltaicos são visivelmente representativos. A Figura 1, que apresenta a capacidade mundial de geração de energia solar por ano entre 2006 e 2015, ilustra muito bem este crescimento.

Neste contexto, a participação da eletrônica de potência tem sido fundamental para garantir não apenas a redução de custos e aumento de eficiência, mas também a conversão da energia elétrica aos padrões estabelecidos pelas normas internacionais e nacionais, almejando sempre robustez e confiabilidade, de forma a continuar possibilitando a expansão destas tecnologias.

1.1 Classificação dos Sistemas Fotovoltaicos

Os sistemas fotovoltaicos são bastante versáteis e apresentam diversas aplicações residenciais, comerciais e industriais, podendo estes sistemas serem conectados ou não à rede elétrica.

Figura 1 - Capacidade Mundial de Geração de Energia Solar



Fonte: produção do próprio autor, 2016, adaptado de (INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY, 2016).

Dependendo das exigências funcionais e de operação da aplicação desejada, os sistemas de processamento de energia solar podem variar quanto a sua estrutura. Dessa forma, esses sistemas são geralmente classificados em três categorias, explicadas a seguir:

Sistemas Isolados (*stand-alone*): os sistemas fotovoltaicos isolados são caracterizados por não possuírem conexão com a rede elétrica, sendo geralmente instalados em regiões remotas ou de difícil acesso à rede. Dessa forma, para que possa ser suprida a demanda durante períodos de baixa irradiância solar, muitas vezes opta-se pelo uso de baterias, garantindo a disponibilidade de energia por tempos prolongados. A Figura 2 apresenta o esquemático de um sistema isolado, conforme proposto por (EL CHAAR, 2015).

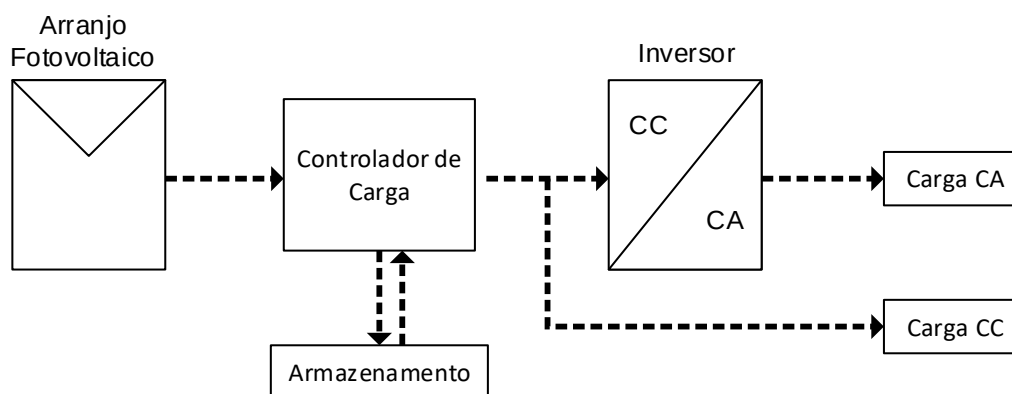
Estes sistemas são compostos por arranjos fotovoltaicos, dispositivos de armazenamento e controladores de cargas, podendo ou não apresentarem inversores.

Os arranjos fotovoltaicos são formados por um conjunto de módulos fotovoltaicos, que podem estar conectados em série, paralelo, ou de forma mista, dependendo das características do sistema. Os módulos são compostos por um conjunto de células solares. Estas células são os elementos básicos responsáveis pela transformação da energia solar em energia elétrica, segundo o efeito fotoelétrico.

As principais tecnologias empregadas atualmente são as células monocristalinas, policristalinas e filmes finos (NAYAR, ISLAM, *et al.*, 2015).

Os sistemas de armazenamento são compostos por bancos de baterias, usualmente dos tipos chumbo-ácido ou níquel-cádmio (NAYAR, ISLAM, *et al.*, 2015). Os controladores de carga são responsáveis pelo carregamento e descarregamento das baterias, procurando uma performance que eleve a vida útil destas.

Figura 2 - Esquemático ilustrativo de um sistema fotovoltaico isolado

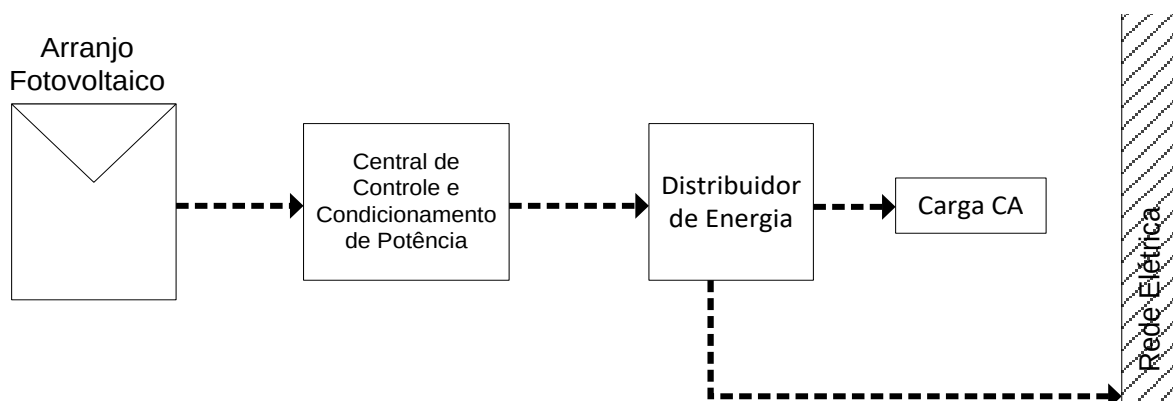


Fonte: produção do próprio autor, adaptado de (EL CHAAR, 2015).

Sistemas conectados à Rede Elétrica (*grid-connected*): são sistemas fotovoltaicos que possuem conexão com a rede elétrica, injetando potência diretamente nesta a partir de um inversor *grid-tie*. Estes sistemas interagem com a rede, onde, em casos de inadequação dos níveis de tensão e frequência ou em situações de falta ou ilhamento, devem ser desconectados da rede, de acordo com (BELLINASSO, 2016). Tais sistemas não possibilitam a alimentação das cargas em caso de falta da rede elétrica ou de impossibilidade de fornecimento por parte do arranjo fotovoltaico. A Figura 3 apresenta um esquemático de um sistema fotovoltaico conectado à rede.

Além dos componentes anteriormente descritos, os sistemas conectados à rede possuem uma unidade de condicionamento de potência (*power conditioning unit* – PCU), que contém, além do inversor e dos controladores de carga, a interface com a rede, responsável pela interação do sistema fotovoltaico com o sistema elétrico da concessionária. A PCU é responsável pelo monitoramento e proteção do sistema, além de ilhar o circuito em caso de faltas.

Figura 3 - Esquemático ilustrativo de sistema fotovoltaico conectado à rede

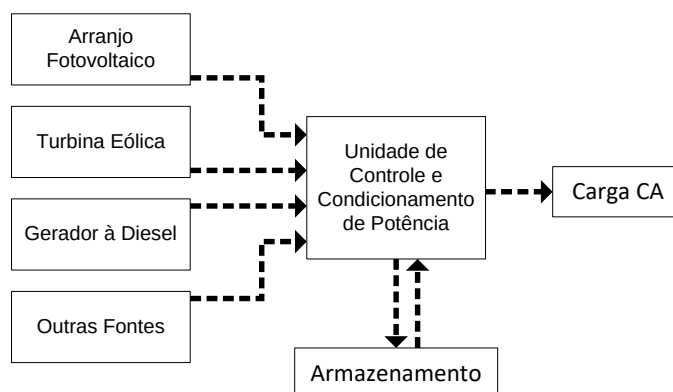


Fonte: produção do próprio autor, 2016, adaptado de (EL CHAAR, 2015).

Estes sistemas, por estarem conectados à rede elétrica, devem seguir rigorosas especificações para se enquadrarem nas normas pertinentes, tais como a IEC62116, que estabelece os procedimentos de ensaio de anti-ilhamento para inversores de sistemas fotovoltaicos conectados à rede elétrica. Algumas normas nacionais, estabelecidas pela Associação Brasileira de Normas Técnicas (ABNT) também normatizam acerca dos sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Entre as principais, pode-se citar a NBR16149, que apresenta as características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição; e a NBR16150, que estabelece os procedimentos de ensaios de conformidade para esses sistemas. Essas disposições legais também devem ser respeitadas pelos sistemas híbridos, que serão apresentados a seguir.

Sistemas Híbridos: de acordo com (BELLINASSO, 2016), alguns sistemas podem apresentar características tanto dos sistemas isolados (stand-alone) como dos conectados à rede (grid-tie), dessa forma, tais sistemas possibilitam a interação de diversas fontes de energia, tais como a rede, os módulos fotovoltaicos e os dispositivos de armazenamento de energia. Tais sistemas podem ainda incluir outras formas de geração de energia, como turbinas eólicas e geradores a diesel, constituindo assim um sistema mais eficiente e confiável. A Figura 4 apresenta um esquemático de um sistema híbrido com diversas fontes de geração de energia.

Figura 4 - Esquemático ilustrativo de um sistema híbrido.



Fonte: produção do próprio autor, 2016, adaptado de (NAYAR, ISLAM, *et al.*, 2015).

O uso de baterias em sistemas híbridos visa o fornecimento ininterrupto de energia, especialmente em momentos nos quais o uso da rede elétrica esteja impossibilitado, como em casos de blecaute. Nestas situações, os painéis podem operar de forma conjunta com as baterias, auxiliando no abastecimento das cargas. Como a rede está sendo usada para o carregamento das baterias, faz-se necessário o emprego de um conversor bidirecional de energia. Estes conversores, segundo (BELLINASSO, 2016), são conhecidos como multifuncionais, podendo operar de três formas distintas em aplicações fotovoltaicas, dependendo da conexão à rede e da alimentação das cargas.

Modo conectado à rede como inversor: neste modo de operação, o conversor fornece energia à rede elétrica de forma convencional, semelhante aos conversores *grid-tie*;

Modo conectado à rede como retificador: neste modo de operação, é possível o carregamento das baterias a partir da rede elétrica, dessa forma, o conversor estará atuando como retificador;

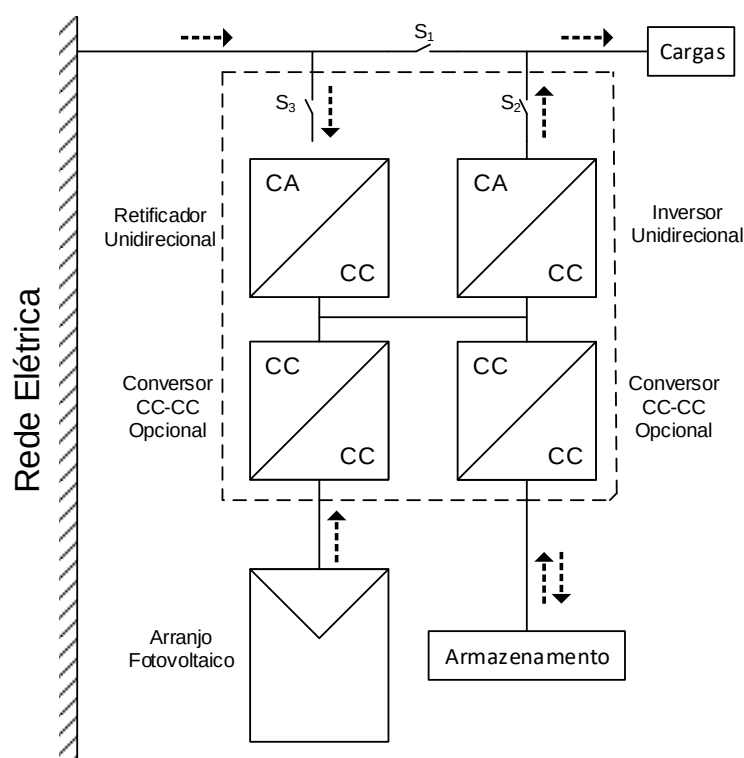
Modo autônomo: neste modo de operação, o sistema está desconectado da rede, operando de forma semelhante aos sistemas *stand-alone*. Neste caso, tanto os arranjos fotovoltaicos como as baterias podem alimentar as cargas.

Entre as principais desvantagens dos conversores multifuncionais estão a elevação dos custos e complexidade, se comparados com os conversores unidirecionais utilizados em sistemas isolados ou conectados à rede. Também é apresentado por (BELLINASSO, 2016) uma classificação dos conversores multifuncionais de acordo com suas possíveis configurações:

Configuração Espera Passiva: A Figura 5 apresenta um esquemático da configuração espera passiva. De acordo com (BELLINASSO, 2016), nesta configuração, o inversor de saída somente opera em casos de interrupção de energia, uma vez que as cargas são usualmente alimentadas pela rede.

Nesta configuração, o inversor está apto a fornecer energia à rede a partir do inversor. A tensão e a frequência de carga são impostas pela rede elétrica.

Figura 5 - Configuração espera passiva.

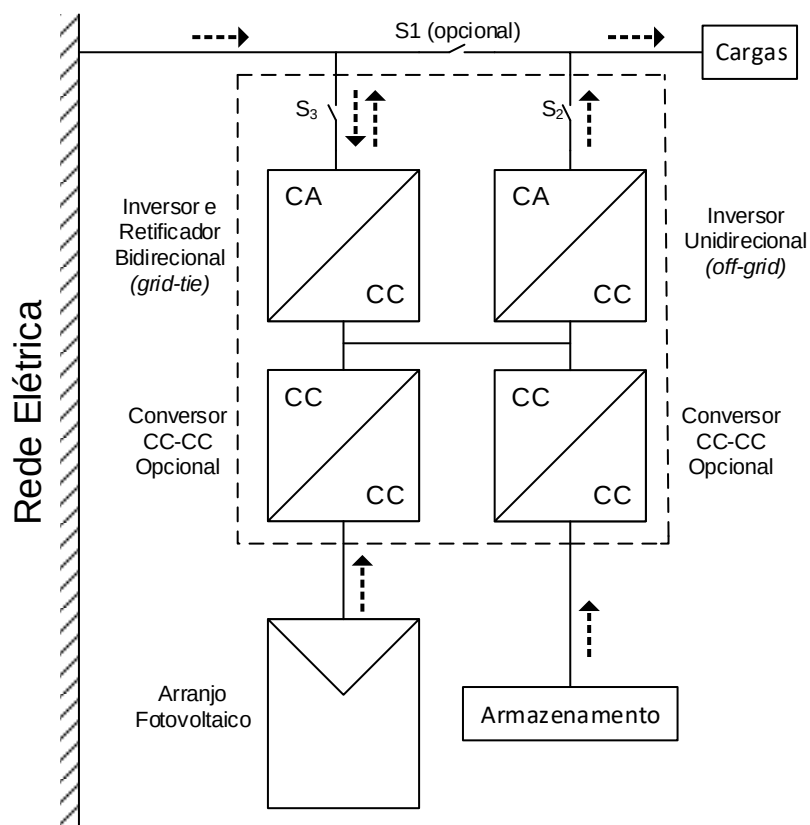


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (BELLINASSO, 2016).

Configuração Dupla Conversão: nesta configuração, como as cargas são alimentadas pelo inversor, tanto a tensão quanto a frequência são impostas pelo conversor, e não mais pela rede. Dessa forma, a energia da rede passa por dois estágios de conversão antes de ser fornecida às cargas. Tais estágios adicionais são

uma desvantagem da configuração devido à redução da eficiência. Além disso, deve-se salientar o fato de que a potência transferida é limitada às condições nominais de fornecimento do conversor. A Figura 6 apresenta a configuração dupla conversão. A chave S_1 é opcional, podendo ser ativada em caso de problemas em um dos inversores.

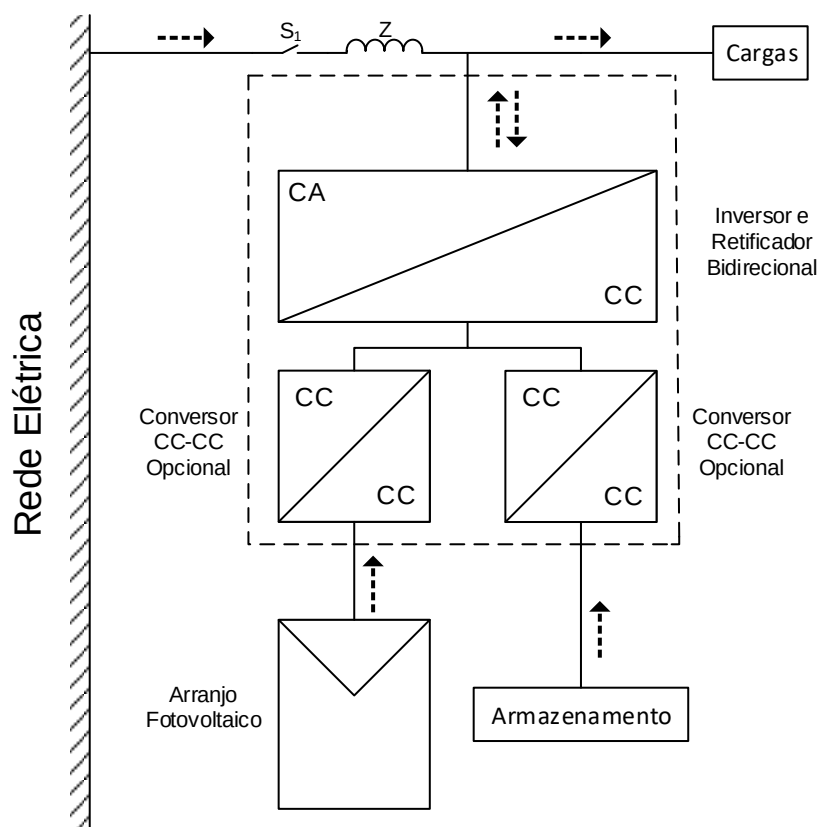
Figura 6 - Configuração Dupla Conversão



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (BELLINASSO, 2016).

Configuração Interativa com a Rede: de acordo com (BELLINASSO, 2016), esta configuração possui apenas um conversor bidirecional CC-CA, conforme apresentado na Figura 7. Para esta configuração, a tensão e a frequência são geralmente impostas pela rede. Como pode ser observado na Figura 7, uma impedância pode ser adicionada em série com a chave S_1 , de forma a reduzir a distorção harmônica proveniente da rede, reduzir a corrente de curto-circuito prevista e até mesmo para regular a tensão nas cargas prioritárias.

Figura 7 - Configuração Interativa com a Rede



Fonte: produção do próprio autor, 2016, adaptado de (BELLINASSO, 2016).

1.2 Descrição do Sistema Estudado

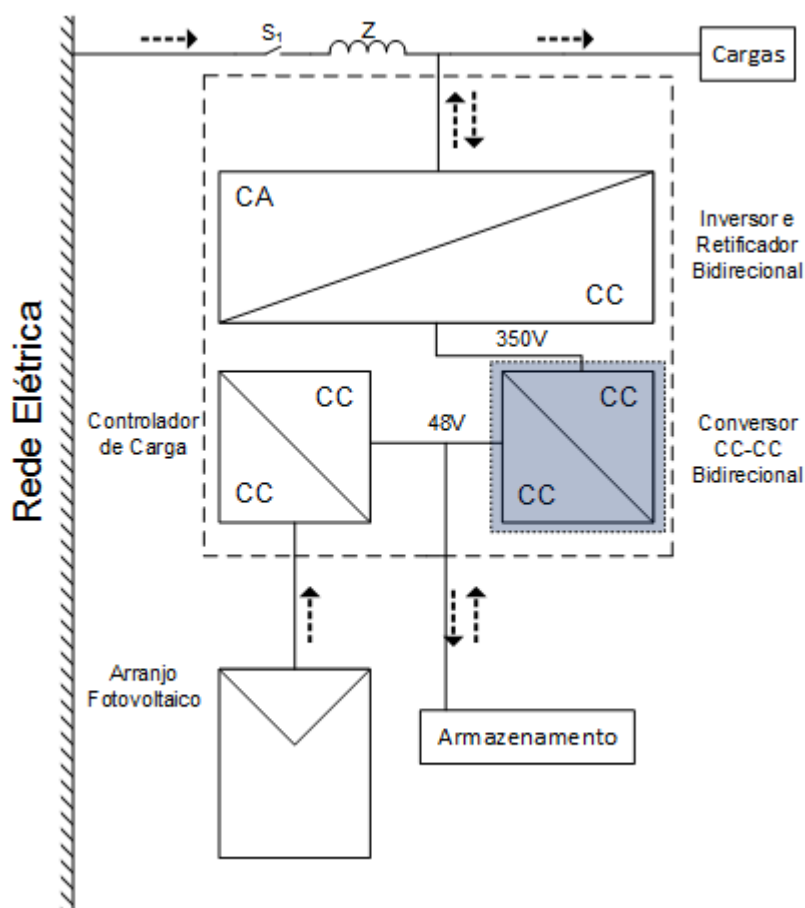
Com base no crescimento e no grande potencial dos sistemas fotovoltaicos, (conforme visto anteriormente) e juntamente com o aumento da aplicabilidade, cada vez mais torna-se necessário o desenvolvimento de sistemas versáteis. Desta forma, este trabalho tem como objetivo principal desenvolver um conversor isolado CC-CC reversível de alto ganho para aplicações de baixa potência em sistemas fotovoltaicos.

Este conversor deverá atuar como um conversor multifuncional, ou seja, em um sistema que poderá operar de forma conectada ou ilhada, sendo compatível tanto em aplicações em regiões isoladas quanto conectado à rede elétrica, de forma a garantir o suprimento de energia por tempo estendido a partir das baterias, podendo estas serem carregadas pela rede.

O sistema proposto inicialmente é apresentado na Figura 8, sendo composto em seu estágio inicial pelos arranjos fotovoltaicos e o controlador de carga, que possibilita a realização do rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT – *Maximum Power Point Tracking*). Este controlador de carga, cuja saída (48 VDC) será

conectada ao banco de baterias e à um conversor CC-CC isolado reversível. Este conversor, que será o foco principal deste trabalho, formará um barramento CC de alta tensão (350V), onde estará conectado um inversor CC-CA, cuja saída será em 127/220VAC, devendo prover potências de até 1kW.

Figura 8 - Esquemático do sistema proposto



Fonte: produção do próprio autor, 2016.

Sistemas semelhantes já estão disponíveis comercialmente: A fabricante chinesa Sunwins disponibiliza um inversor híbrido para aplicações fotovoltaicas, o *Sunwins HY-2K*, de 2kW, onde a alimentação das baterias é feita em 48 VDC, com conexão à rede em até 127VAC.

A fabricante alemã SMA produziu uma linha de inversores de bateria conhecida como *Sunny Island*, que consiste em um conversor Cuk bidirecional conectado à um banco de baterias (60VDC em condições nominais de operação) e à um barramento CC (380V), que por sua vez é conectado à um inversor full-bridge com saída nominal

em 230AC (SMA SOLAR TECHNOLOGY). Estes conversores são apresentados na Figura 9.

Embora os exemplos comerciais citados apresentem algumas diferenças quanto ao sistema proposto neste trabalho, eles apresentam valores de referência importantes no que se refere aos níveis de tensão usualmente aplicados.

Figura 9 - Inversores comerciais: Sunny Island e Sunwins HY-2K



Fonte: SMA SOLAR TECHNOLOGY. **Solar System Smart – Battery Inverter**. Disponível em: <<http://www.sma.de/en/home-systems/solar-system-smart.html#c106723>>. Acesso em 24 ago. 2016; e SUNWINS TECHNOLOGIES (SUZHOU) CO. **Storage Inverter Sunwins HY-2K**. Disponível em: <<http://www.saruisolar.com/product/energystorageinverter/27.html>>. Acesso em 24 ago. 2016.

Como o foco deste trabalho será o projeto do conversor CC-CC isolado reversível (conforme visto na Figura 8), agora será apresentada uma revisão teórica dos conversores CC-CC isolados e conversores CC isolados bidirecionais, ressaltando as características dos conversores flyback, forward, push-pull, meia-ponte (half-bridge) e ponte-completa (full-bridge). A seguir serão introduzidas as topologias isoladas bidirecionais, como o Duplo Flyback, Push-Pull/Half Bridge, Dual Active Bridge e Dual Active Half Bridge alimentado em corrente ou tensão.

1.3 Conversores CC-CC Isolados

Conversores CC-CC são circuitos eletrônicos comutados que possibilitam a conversão de tensões e correntes contínuas de entrada em tensões e correntes contínuas de saída de diferentes níveis.

Uma forma de categorizar estes conversores é quanto à isolação, podendo estes serem isolados ou não-isolados. Os primeiros são caracterizados por

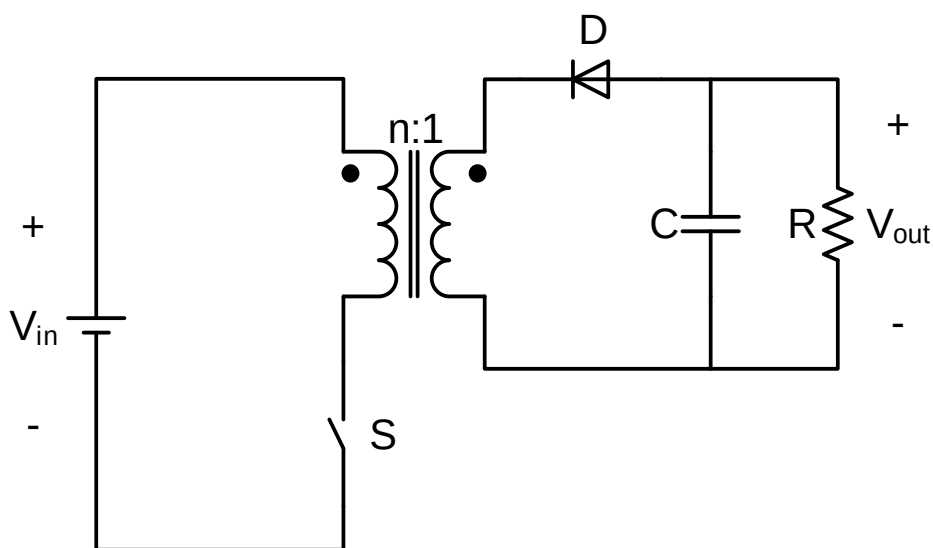
apresentarem isolação galvânica entre a entrada e a saída a partir de elementos de acoplamento magnético, tais como indutores acoplados ou transformadores. Os não-isolados, por sua vez, são circuitos que não apresentam tal característica.

De acordo com (KAZIMIERCZUK, 2008), alguns dos principais benefícios obtidos a partir da presença da isolação são o aumento da segurança devido a isolação elétrica entre a entrada e a saída (muitas vezes requeridas por normas) e a possibilidade de uso do transformador para realizar a adequação do nível de tensão. Além disso, o transformador pode ser utilizado como um elemento armazenador de energia e permite também a criação de múltiplas saídas com quaisquer polaridades. Considerando-se que a aplicação deste transformador é em altas frequências, seu volume pode ser consideravelmente reduzido, viabilizando ainda mais a sua implementação.

Abaixo serão apresentadas algumas das principais topologias e características de conversores CC-CC isolados:

Conversor Flyback: trata-se da topologia mais simples entre os conversores isolados, sendo este uma versão isolada do conversor buck-boost. A Figura 10 apresenta o circuito do conversor flyback.

Figura 10 - Circuito do conversor Flyback

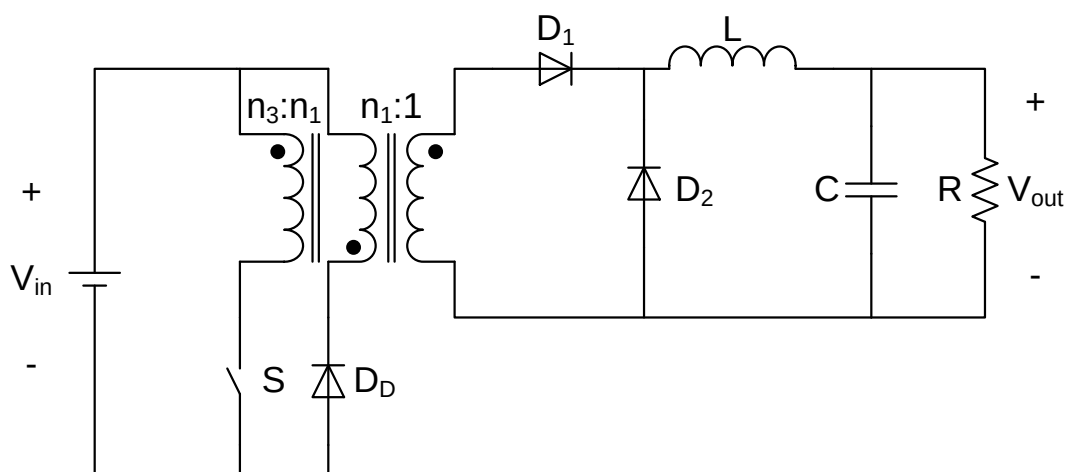


Fonte: produção do próprio autor, 2016, adaptado de (KAZIMIERCZUK, 2008)

De acordo com (KAZIMIERCZUK, 2008), os conversores flyback geralmente são empregados em aplicações de baixa potência. Neste circuito, como o transformador é utilizado como elemento de armazenamento de energia magnética, não se faz necessário o uso de indutores adicionais. Além das características acima citadas, de acordo com (BARBI, 2001), os conversores flyback apresentam baixo custo, aceitam grande variação na resistência de saída e apresentam rápida resposta.

Forward: este conversor é uma topologia derivada do conversor buck ou abaixador. Segundo (KAZIMIERCZUK, 2008), os conversores Forward são utilizados em aplicações de baixa e média potência. Os esforços de tensão são bastante elevados para o dispositivo comutador nesta topologia.

Figura 11 - Circuito do conversor Forward



Fonte: produção do próprio autor, 2016, adaptado de (BARBI, 2001)

Neste circuito, o transformador não necessariamente precisa ser utilizado com a finalidade de armazenar energia magnética. No entanto, o núcleo magnético é subaproveitado devido à circulação de corrente CC no primário. Uma das desvantagens dos conversores forward é a presença de uma corrente pulsante na entrada, fato que pode ser resolvido com a adição de um filtro LC.

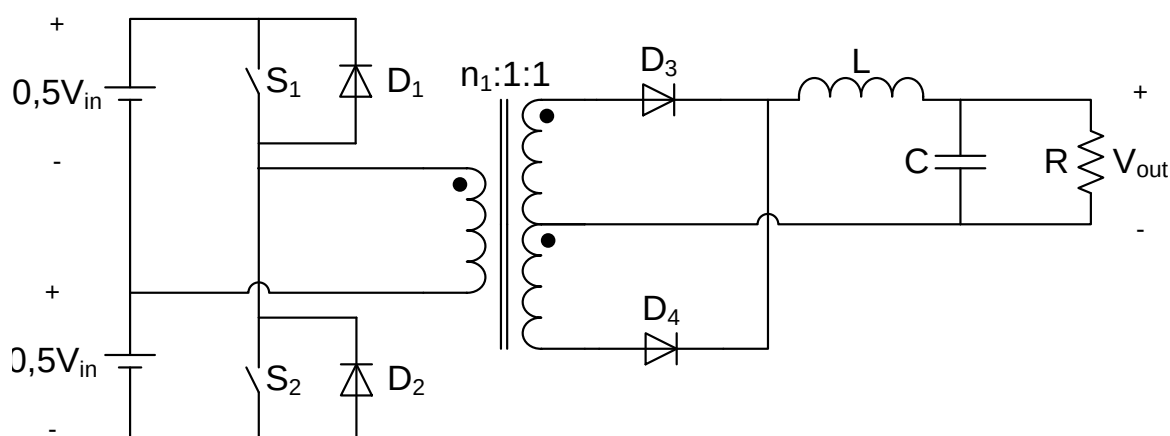
Meia Ponte (half-bridge): este conversor é composto por dois dispositivos comutadores, um transformador e um retificador. Os conversores meia-ponte são

usualmente empregados em aplicações de média e alta potência, de acordo com (KAZIMIERCZUK, 2008).

Uma de suas principais vantagens reside no fato de os esforços de tensão nos dispositivos comutadores serem baixos (se comparado à outras topologias); além disso, devido a possibilidade de serem adicionados capacitores de acoplamento, a componente CC da corrente é nula no primário do transformador, levando assim a uma melhor utilização do mesmo. Sua principal desvantagem (se comparado aos conversores flyback e forward), é a exigência de um dispositivo comutador adicional.

A Figura 12 apresenta o circuito básico do conversor meia ponte.

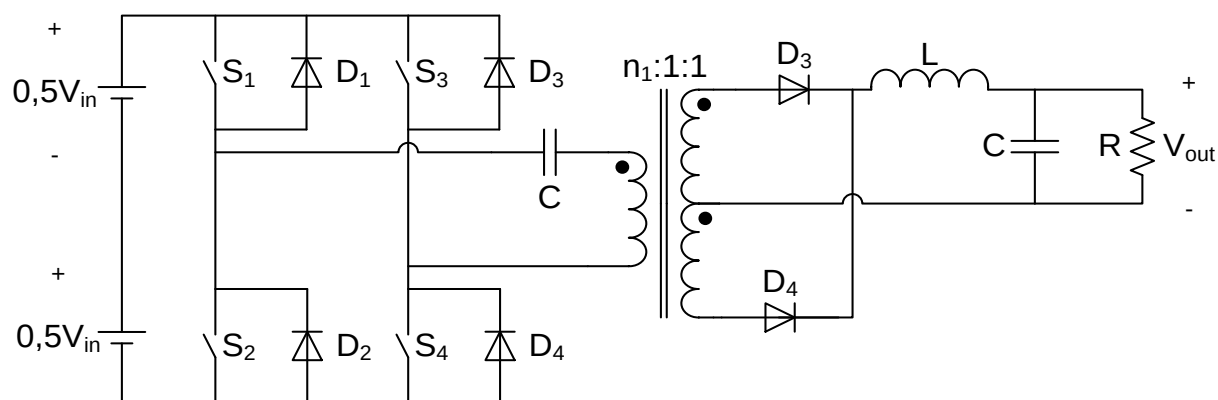
Figura 12 - Circuito do conversor Meia Ponte



Fonte: produção do próprio autor, 2016, adaptado de (BARBI, 2001).

Ponte Completa (full-bridge): A Figura 13 apresenta o circuito do conversor ponte completa.

Figura 13 - Circuito do conversor Ponte Completa

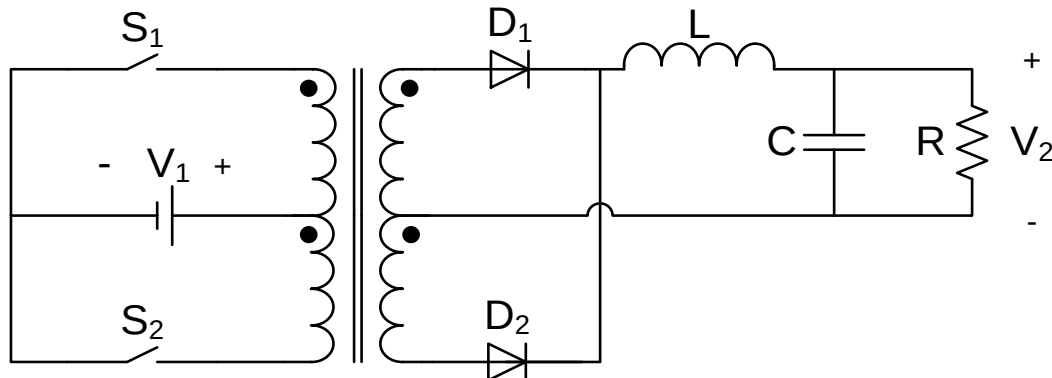


Fonte: produção do próprio autor, 2016, adaptado de (BARBI, 2001).

Trata-se de uma adaptação do conversor meia-ponte, apresentando duas pernas comutadoras ao invés de apenas uma. De acordo com (KAZIMIERCZUK, 2008), os conversores ponte completa são empregados em aplicações que exijam potências elevadas. Algumas características desta topologia são semelhantes aos conversores meia ponte, tal como o baixo esforço de tensão nos dispositivos comutadores, e a eficiente utilização do núcleo do transformador com a adição de capacitores de acoplamento.

Push-Pull: de acordo com (KAZIMIERCZUK, 2008), os conversores push-pull são utilizados em aplicações de média potência. Os esforços de tensão nos dispositivos comutadores são bastante elevados, dessa forma, geralmente são empregados em circuitos de baixa tensão (BARBI, 2001). Como há a presença de uma componente contínua na corrente do primário do transformador, existe a possibilidade de saturação do núcleo. A Figura 14 apresenta o circuito do conversor.

Figura 14 - Circuito do conversor Push-Pull



Fonte: produção do próprio autor, 2016, adaptado de (KAZIMIERCZUK, 2008)

1.4 Conversores CC-CC Isolados Reversíveis

Uma segunda forma de categorização dos conversores CC-CC é feita de acordo com os possíveis sentidos de fluxo de potência. Conversores CC-CC unidirecionais permitem somente o fluxo de energia da entrada para a saída. Por outro lado, os conversores bidirecionais possibilitam o fluxo de potência em ambas as direções, de acordo com as necessidades do projeto.

Assim, os conversores CC-CC ditos bidirecionais isolados apresentam tanto a possibilidade do fluxo de potência nos dois sentidos, como também todas as qualidades inerentes dos conversores isolados, anteriormente apresentadas. Este grupo de conversores possui diversas aplicações práticas, tais como automotiva (veículos elétricos), fontes de alimentação ininterruptas (UPS), células de combustível e processamento de energias renováveis (KRISMER, 2010).

Os conversores CC-CC bidirecionais isolados podem ser esquematizados pelo diagrama apresentado na Figura 15. Segundo (KRISMER, 2010), os filtros em ambas as portas têm a função de suavizar as tensões e correntes dos terminais; o conversor CC-CA fornece energia para o transformador de alta frequência, enquanto que o conversor CA-CC alimenta os terminais de saída. Ambos os conversores devem admitir fluxo de energia em ambas as direções. Alguns dos circuitos mais utilizados para estes conversores são as estruturas ponte-completa (full-bridge), meia-ponte (half-bridge) e push-pull.

Figura 15 – Componentes de um conversor isolado CC-CC reversível



Fonte: produção do próprio autor, 2016, adaptado de (KRISMER, 2010).

O circuito ressonante, por outro lado, é formado por elementos armazenadores de energia. Este bloco não é estritamente necessário para o funcionamento do conversor, no entanto, devido à indutância de magnetização do trafo e capacitâncias parasitas, este acaba se fazendo presente, podendo ser utilizado para contribuir com a diminuição das perdas de comutação.

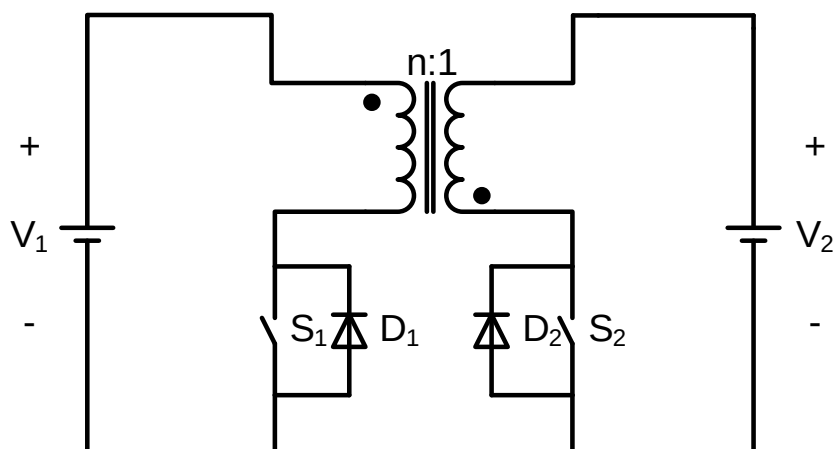
Existem várias topologias de conversores CC-CC bidirecionais isolados, que podem ser agrupadas de diversas formas. Uma primeira alternativa é o agrupamento referente ao número de elementos comutadores, conforme apresentado por (ZHAO, SONG, *et al.*, 2014). Uma segunda possibilidade de divisão é demonstrada por (KRISMER, 2010), que subdivide as topologias de acordo com a complexidade destas. Um resumo deste agrupamento é apresentado a seguir:

- **Conversores com número limitado de dispositivos comutadores:** estes conversores são caracterizados pela sua simplicidade e baixo número de componentes. Geralmente são utilizados em aplicações com potências inferiores a 2kW. Os principais conversores deste grupo são os circuitos bidirecionais isolados do flyback, forward e push-pull.
- **Conversores sem circuito ressonante:** os conversores deste grupo apresentam um número maior de dispositivos comutadores, geralmente utilizando circuitos como o meia-ponte, ponte completa e push-pull. As topologias mais empregadas são o Dual Active Bridge (DAB) e o Dual Active Half Bridge (DAHB). Suas principais características são a redução das perdas de comutação e o aumento de eficiência.
- **Conversores com circuito ressonante:** estes conversores são caracterizados por oferecerem um uso mais eficiente dos dispositivos semicondutores, reduzindo ainda mais as perdas de comutação. Estes circuitos apresentam alta complexidade e requerem o uso de um número elevado de componentes, portanto não serão estudados neste trabalho.

Abaixo serão apresentadas algumas das principais topologias e características de conversores CC-CC isolados bidirecionais:

Conversor Bidirecional Flyback: esta topologia é a mais simples possível, por possuir apenas dois dispositivos comutadores, conforme apresentado na Figura 16. Algumas das desvantagens deste circuito, segundo (DE SOUZA, 2015), residem na sobretensão nos dispositivos comutadores devido ao fluxo de dispersão do transformador. Outro problema relacionado a essa topologia é a grande ondulação de corrente em ambas as fontes.

Figura 16 - Conversor Bidirecional Flyback.

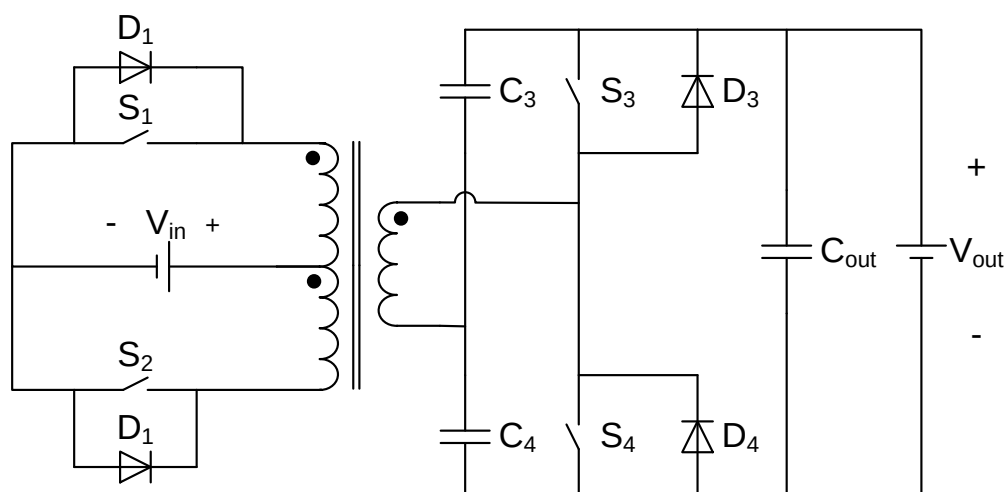


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (DE SOUZA, 2015).

Conversor Bidirecional Push-Pull/Half-Bridge: O circuito do conversor é formado pela composição de um conversor Push-Pull e um Half-Bridge, conforme é apresentado na Figura 17.

A sua principal vantagem é o número reduzido de chaves, enquanto que o grande problema desta topologia reside nas altas perdas de comutação por não ser possível desmagnetizar a dispersão.

Figura 17 - Circuito do conversor bidirecional Push-Pull/Half-Bridge

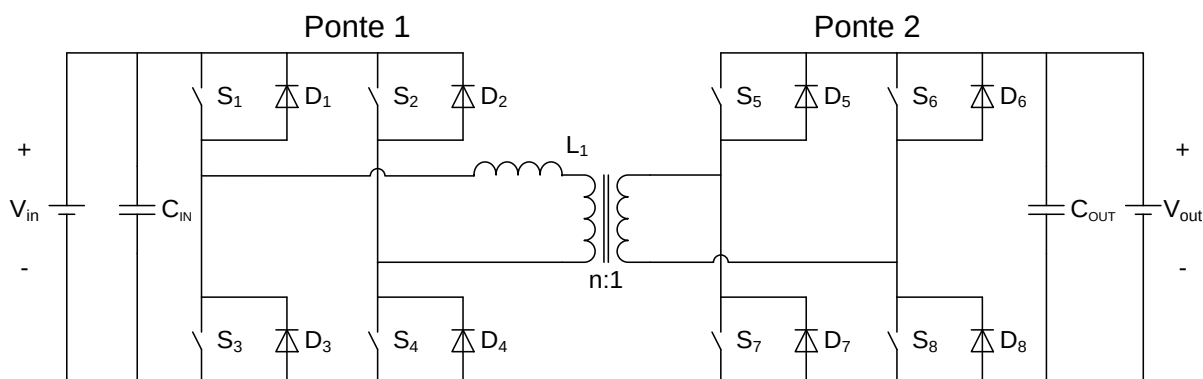


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (XINYU, 2008).

Dual Active Bridge (DAB): esta topologia é formada por dois conversores ponte-completa interconectados por um transformador de alta frequência, conforme apresentado na Figura 18.

De acordo com (DE SOUZA, 2015), uma das principais vantagens do circuito reside no fato de que a tensão sobre os dispositivos seccionadores é limitada a tensão da fonte. Além disso, esta topologia apresenta a possibilidade de comutação ZVS.

Figura 18 - Circuito do Conversor Dual Active Bridge (DAB)



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (DE SOUZA, 2015).

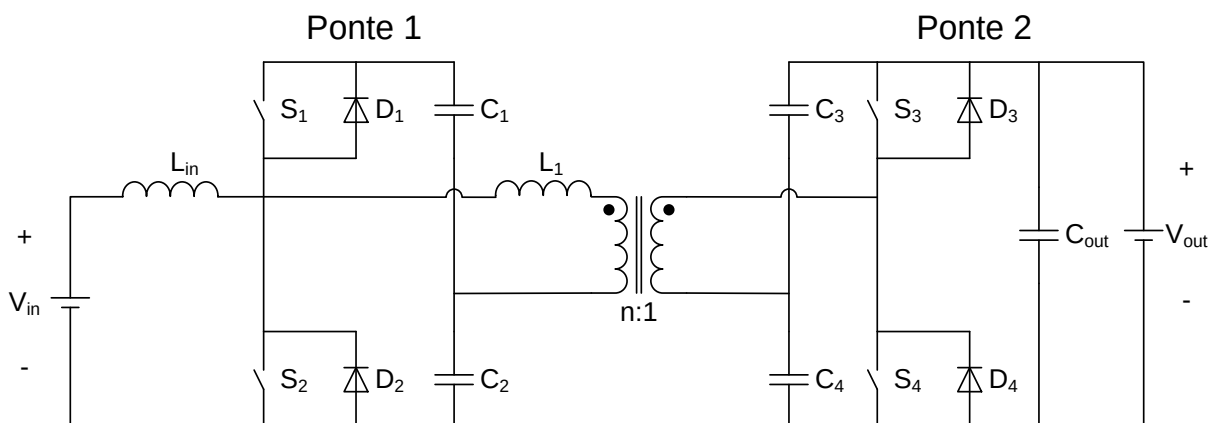
De acordo com (KRISMER, 2010), os conversores DAB são geralmente empregados em aplicações de alta potência e permitem a utilização de uma grande variedade de modulações.

Dual Active Half-Bridge (DAHB): Os conversores DAHB apresentam duas configurações usuais, podendo estes serem alimentados em corrente, conforme apresentado na Figura 19, ou em tensão, na Figura 20.

As características da topologia DAHB são bastante semelhantes às daquelas dos circuitos DAB, com a vantagem de apresentarem a metade do número de dispositivos comutadores. Segundo (CHAKRABORTY e CHATTOPADHYAY, 2014), uma das principais desvantagens destas topologias são a alta circulação de potência reativa, implicando no uso de componentes com especificações mais elevadas.

O conversor DAHB alimentado em corrente pode ser compreendido como um conversor boost isolado com divisor capacitivo na saída, segundo (CHAKRABORTY e CHATTOPADHYAY, 2014), sendo geralmente empregados em aplicações com tensões que variam de forma significativa.

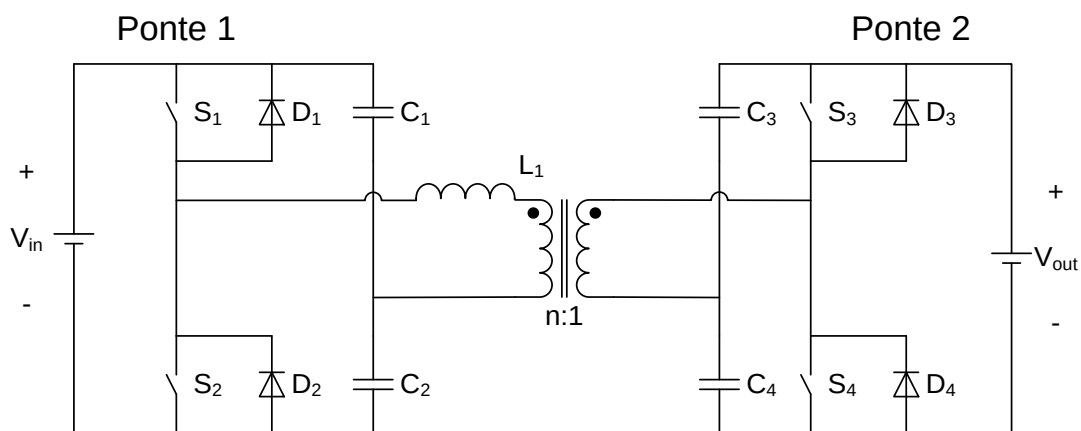
Figura 19 - Circuito do DAHB alimentado em corrente.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (CHAKRABORTY e CHATTOPADHYAY, 2014).

De acordo com (DE SOUZA, 2015), o indutor de entrada L_{in} possibilita a redução dos harmônicos da corrente de entrada, elevando, contudo, os esforços de tensão nos dispositivos comutadores.

Figura 20 - Circuito do DAHB alimentado em tensão.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (DE SOUZA, 2015).

O conversor DAHB alimentado em tensão, por sua vez, também emprega um divisor capacitivo formado por capacitores volumosos de alta valor, de forma a suportar um alto esforço de corrente, segundo (DE SOUZA, 2015).

1.5 Considerações Finais do Capítulo

Os conversores da topologia DAB e derivados são alguns dos mais reportados e difundidos na literatura. Tendo em vista as características do sistema apresentado

e a robustez e confiabilidade propostas pelo uso de um menor número de chaves, este projeto empregará o conversor DAHB.

Como as tensões de entrada e saída não devem possuir variação significativa, optou-se pela utilização do DAHB com alimentação em tensão. O estudo deste conversor e do seu uso em aplicações fotovoltaicas são o foco do presente trabalho a partir dos próximos capítulos. De forma a cumprir este objetivo, o trabalho está organizado em quatro seções, conforme detalhado a seguir:

Seção 2: é mostrada uma análise qualitativa e quantitativa do conversor Dual Active Half Bridge, explicitando seu funcionamento, as etapas de operação, formas de onda, análise matemática do conversor, estabelecendo também todos os equacionamentos e os cálculos dos esforços nos componentes;

Seção 3: é apresentado o projeto do conversor, contemplando as especificações requeridas, a escolha e dimensionamento dos componentes;

Seção 4: é apresentada a simulação numérica do conversor, juntamente com as formas de onda obtidas;

Seção 5: serão mostrados os resultados obtidos experimentalmente com o protótipo desenvolvido, buscando a validação do projeto e a tomada de conclusões.

2 ANÁLISE QUALITATIVA E QUANTITATIVA

Este capítulo é composto pelas análises qualitativa e quantitativa do conversor Dual Active Half Bridge. Serão apresentadas as principais formas de onda e serão detalhadas as etapas de operação do conversor. A seguir, serão apresentados os equacionamentos dos esforços de tensão e corrente nos principais componentes, a determinação do ganho estático e análises teóricas da comutação e das perdas.

Conforme visto anteriormente, o conversor DAHB pode operar de forma bidirecional, conectando duas fontes CC de diferentes magnitudes de tensão, possibilitando a reversibilidade em corrente. Será convencionado que, quando o fluxo de potência se der da fonte de baixa tensão (banco de baterias) para a fonte de alta tensão (barramento CC do inversor) o conversor opera no modo elevador. Quando o fluxo de potência estiver no sentido oposto, o conversor irá trabalhar no modo de operação abaixador de tensão.

Para que a bidirecionalidade possa ser alcançada, o princípio de controle do fluxo de potência do conversor DAHB se dá utilizando a modulação *single-phase shift* (SPS), que consiste em alterar o ângulo ϕ entre o comando das duas pontes. Assim, convencionou-se que o ângulo de acionamento para os interruptores da primeira ponte é 0° . O acionamento da segunda ponte, portanto, se dá no ângulo ϕ .

Esta defasagem pode ser expressa por meio da razão D_ϕ , ou seja, para uma defasagem $\phi = 0^\circ$ teremos $D_\phi = 0$, para $\phi = 180^\circ$ teremos $D_\phi = 0,5$ e para $\phi = -180^\circ$ teremos $D_\phi = -0,5$. A máxima transferência de potência, conforme será esclarecido posteriormente, ocorre nos pontos $\phi = +90^\circ$, implicando em $D_\phi = 0,25$ e $\phi = -90^\circ$, ou seja, $D_\phi = -0,25$. Para este trabalho, considera-se que quando $\phi > 0$ o conversor opera no modo elevador. Por outro lado, se $\phi < 0$ o conversor trabalha no modo abaixador.

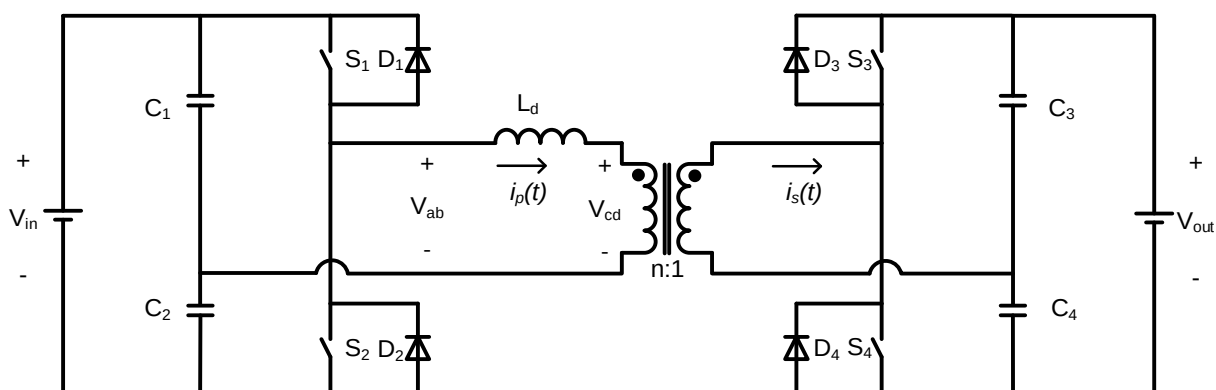
Esta defasagem entre os comandos provoca um deslocamento entre as tensões aplicadas ao primário (V_{ab}) e a tensão do secundário refletida ao primário (V_{cd}) do transformador, alterando consequentemente o formato e a amplitude da corrente pela indutância de dispersão do transformador, conforme observado na Figura 21. É conveniente lembrar que, caso a indutância de dispersão não tenha o valor requerido

pelo projeto (conforme será apresentado posteriormente), deverá ser acrescentado um indutor adicional, de forma a garantir o correto funcionamento do conversor. Em ambas as pontes, as chaves são acionadas e desligadas de forma complementar, sendo que para a modulação SPS emprega-se uma razão cíclica $D=0,5$ no comando das chaves.

Outras modulações, como a *asymmetric single-phase shift*, se valem de razões cíclicas diferentes de forma a regular possíveis desbalanceamentos nas tensões dos capacitores C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , conforme apresentado em (NGO, WON e NAM, 2012). Assim, a modulação SPS torna-se um caso específico da modulação *asymmetric single-phase shift*.

Para ambos os modos de operação, os esforços de tensão são semelhantes, no entanto, os esforços de corrente em alguns elementos podem diferir. Dessa forma, o estudo deste capítulo será subdividido na análise dos modos de operação elevador, primeiramente, e no modo de operação abaixador, posteriormente.

Figura 21 - Circuito básico do conversor Dual Active Half Bridge.



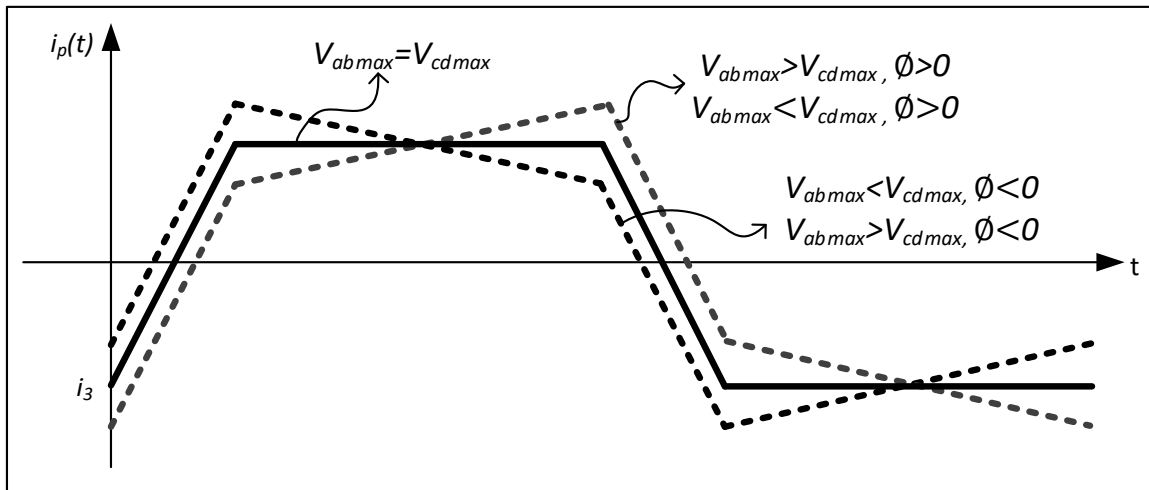
Fonte: produção do próprio autor, 2017.

Devido às impedâncias internas das baterias e inerentes dos cabos de conexão do sistema, podemos considerar que as fontes V_{in} e V_{out} , em aplicações práticas, possuem impedâncias indutivas internas, de forma que atuam de forma semelhante a fontes de corrente, sendo estas, portanto, substituídas pelas fontes I_{in} e I_{out} para efeitos de simplificação da análise. Caso essas indutâncias não sejam suficientes, é necessário o acréscimo de indutores auxiliares, de forma a garantir formas de onda suavizadas, tanto na entrada quanto na saída do conversor.

Considera-se que a indutância de magnetização L_m do trafo seja alta o suficiente para que as variações da corrente de magnetização I_{Lm} possam ser desconsideradas.

A relação de transformação do trafo impacta diretamente nas formas de onda do conversor. Usualmente, segundo (PENG, 2004), a relação n para transformadores de conversores DAB e DAHB é a própria relação entre as tensões de entrada e saída. Assim $V_{abmax} = V_{cdmax}$. Caso a relação n seja diferente desta, a condição $V_{abmax} = V_{cdmax}$ não é atendida e as formas de onda da corrente no transformador podem variar conforme apresentado na Figura 22.

Figura 22 - Impacto da diferença entre V_{ab} e V_{cd} na corrente $i_p(t)$.



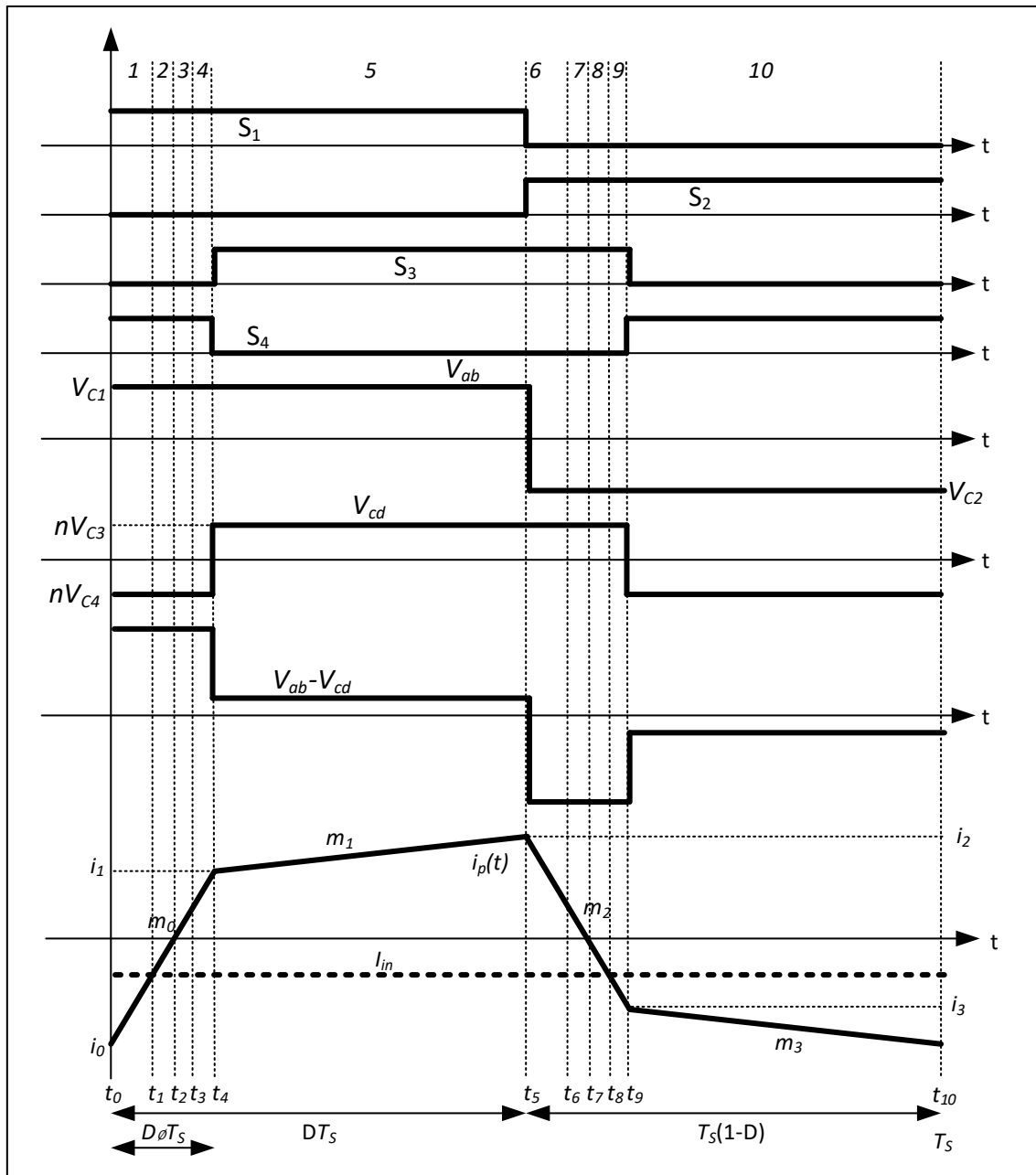
Fonte: produção do próprio autor, 2017. Adaptado de (PENG, 2004).

Vale lembrar que esta é uma análise teórica. Na prática, outros parâmetros podem modificar a forma de onda da corrente $i_p(t)$, tais como desbalanceamento nas tensões dos capacitores, resistência dos enrolamentos e resistência dos interruptores. Essas não-idealidades, no entanto, serão desconsideradas nesta análise de funcionamento da topologia.

As formas de onda serão apresentadas e explicadas posteriormente em mais detalhes. Para as análises aqui apresentadas, estamos considerando V_{abmax} ligeiramente maior que V_{cdmax} , uma vez que o projeto do transformador (apresentado no próximo capítulo) proporciona essa condição. O equacionamento e as análises aqui apresentadas, porém, se aplicam igualmente às outras situações.

funcionamento do conversor DAHB operando no modo elevador pode ser dividido em dez estágios, que serão detalhados a seguir.

Figura 24 - Formas de onda preliminares do modo elevador.



Fonte: produção do próprio autor, 2017.

Estágio E1 (t_0 até t_1): nesta etapa, tem-se que a chave S_1 é acionada, enquanto a chave S_2 é desligada. A corrente $i_p(t)$ passará pelo diodo antiparalelo D_1 , enquanto que a corrente $i_s(t)$ passará por D_4 , crescendo devido a tensão positiva V_{Ld} imposta na indutância de dispersão.

As expressões (1) e (2) apresentam, respectivamente, a tensão aplicada à indutância de dispersão e a corrente através do primário do transformador, conforme também se observa na Figura 24.

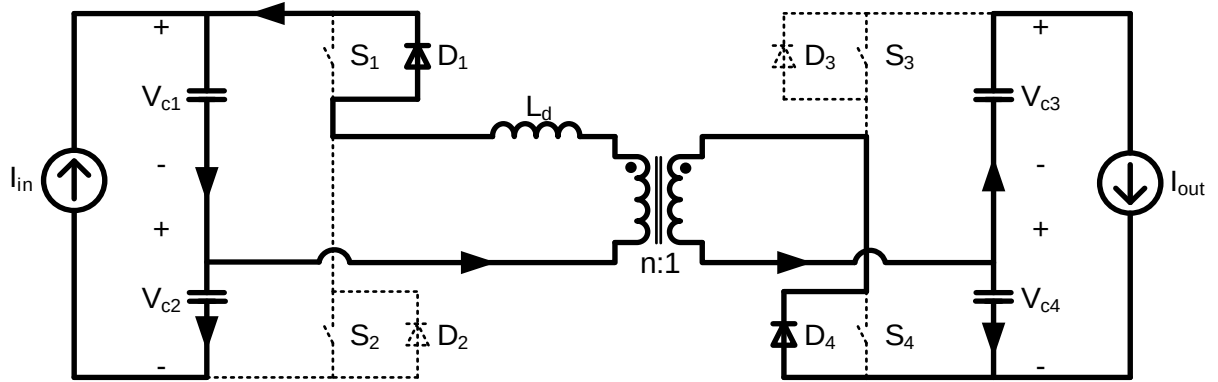
$$V_{Ld} = V_{ab} - V_{cd} = V_{c1} + nV_{c4} \quad (1)$$

$$i_p(t) = \frac{(V_{c1} + nV_{c4})}{L_d} (t - t_0) + i_0 \quad (2)$$

O conversor opera em regime, e a condição inicial de corrente i_0 será determinada posteriormente. A Figura 25 apresenta a primeira etapa de operação e, neste estágio, podemos constatar a desmagnetização do transformador a partir do decrescimento (em módulo) da corrente $i_p(t)$.

Esta etapa se encerra quando a corrente $i_p(t)$ se iguala ao valor da corrente de entrada I_{in} . As formas de onda de tensão e corrente nos elementos do circuito podem ser observadas em detalhe na Figura 35 e Figura 36.

Figura 25 - Primeira etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.

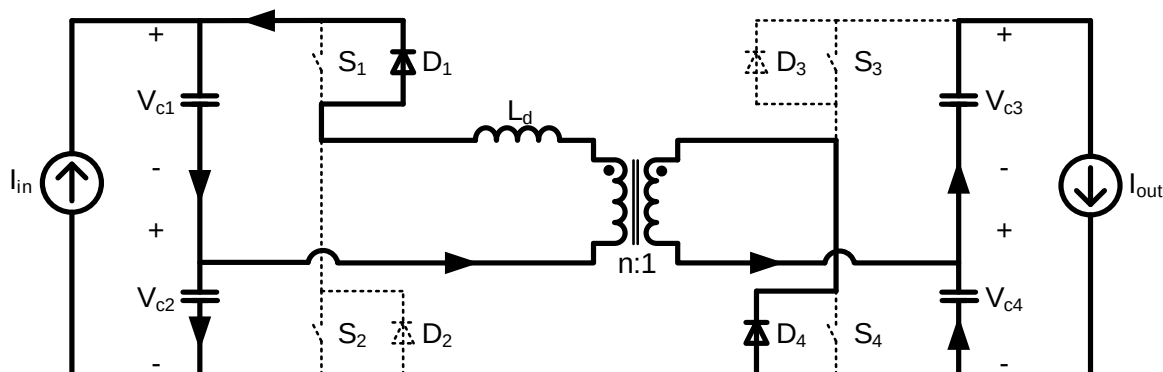


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

Estágio E2 (t_1 até t_2): quando a corrente $i_p(t)$ se iguala a corrente de entrada I_{in} , o sentido da corrente $i_{c4}(t)$ se inverte, conforme pode ser observado na Figura 26 e nas formas de onda da Figura 35.

A tensão V_{Ld} mantém-se a mesma de (1) e, com isso, a corrente $i_p(t)$ continua crescendo linearmente, podendo ser expressa pela equação (2) do estágio anterior. A etapa se encerra quando a corrente $i_p(t)$ se torna nula.

Figura 26 - Segunda etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.

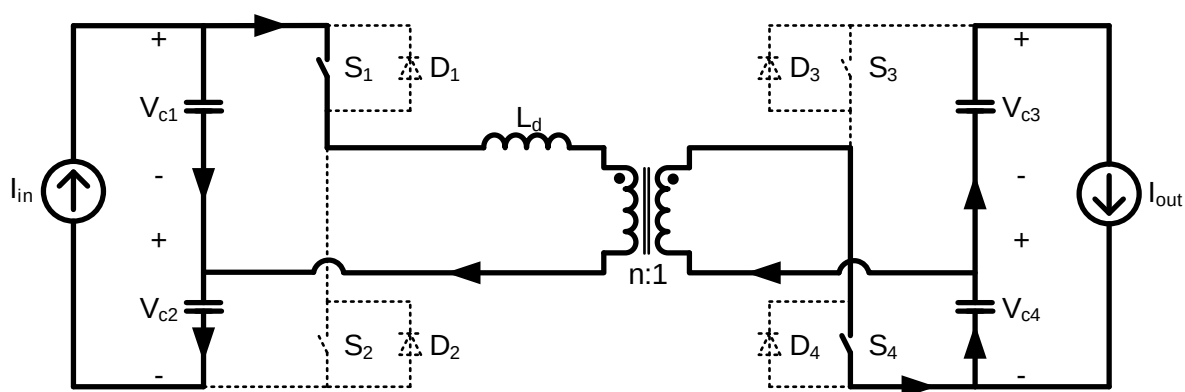


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

Estágio E3 (t_2 até t_3): Uma vez que a corrente $i_p(t)$ zerar, inicia-se a terceira etapa. A corrente $i_p(t)$ torna-se então positiva e continua crescendo linearmente, passando pela chave S_1 , enquanto a corrente $i_s(t)$ passa por S_4 . Como a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão continua a mesma da apresentada em (1), a corrente $i_p(t)$ manterá a mesma relação apresentada na equação (2).

Esta é uma etapa de acúmulo de energia no indutor, conforme pode ser observado pelas formas de onda da Figura 24. A Figura 27 apresenta a terceira etapa de operação do conversor DAHB, que se encerra quando a corrente $i_p(t)$ igualar-se ao inverso da corrente de entrada I_{in} .

Figura 27 - Terceira etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.

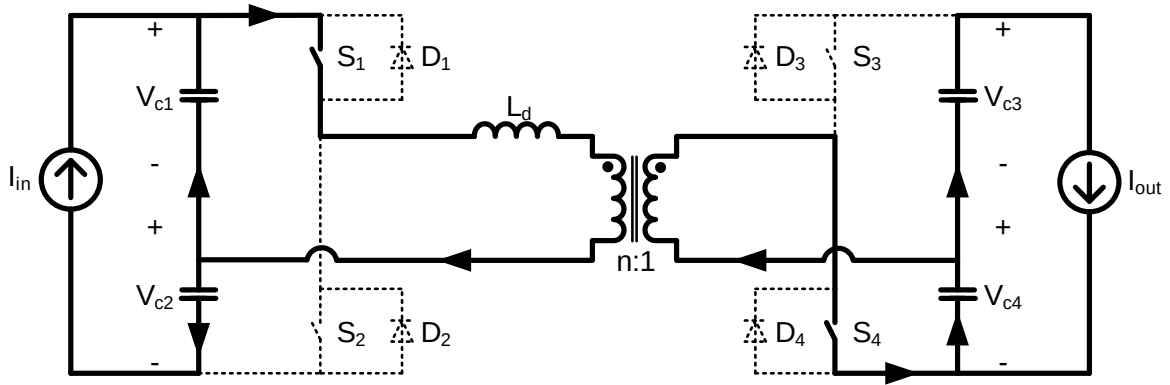


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

Estágio E4 (t_3 até t_4): quando a corrente $i_p(t)$ se torna igual ao oposto da corrente de entrada I_{in} , a corrente $i_{c1}(t)$ inverte de sentido, conforme observado na Figura 28 e nas formas de onda da Figura 35. A corrente $i_p(t)$ manterá a mesma

relação linear apresentada na equação (2), uma vez que a tensão V_{Ld} permanece a mesma da expressa em (1). Este é um estágio de acumulação de energia em L_d , assim como o estágio anterior, conforme também pode ser observado pelas formas de onda na Figura 24.

Figura 28 – Quarta etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

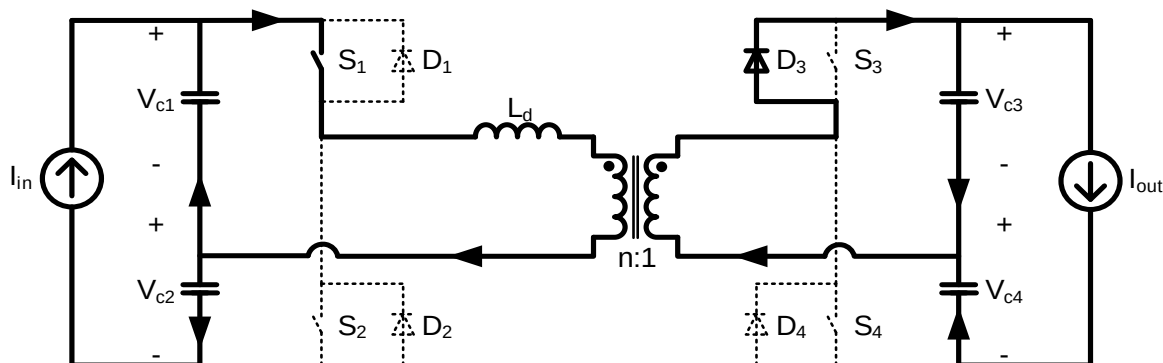
Estágio E5 (t_4 até t_5): neste momento, a chave S_3 é acionada, enquanto a S_4 é desligada. Dessa forma, a corrente $i_p(t)$ irá percorrer a chave S_1 e a corrente $i_s(t)$ passa pelo diodo D_3 , obedecendo a relação apresentada em (4). A tensão imposta V_{Ld} na indutância de dispersão é apresentada na equação (3).

$$V_{Ld} = V_{ab} - V_{cd} = V_{c1} - nV_{c3} \quad (3)$$

$$i_p(t) = \frac{(V_{c1} - nV_{c3})}{L_d} (t - t_4) + i_1 \quad (4)$$

A Figura 29 apresenta a quinta etapa de operação. Esta etapa marca o ponto de máxima acumulação de energia em L_d , conforme também pode ser observado na Figura 24. A corrente $i_p(t)$ atingirá seu valor máximo no instante t_4 , quando se inicia o próximo estágio.

Figura 29 - Quinta etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

Estágio E6 (t_5 até t_6): nesta etapa, tem-se que a chave S_2 é acionada, enquanto a chave S_1 é desligada. A Figura 30 apresenta a sexta etapa de operação.

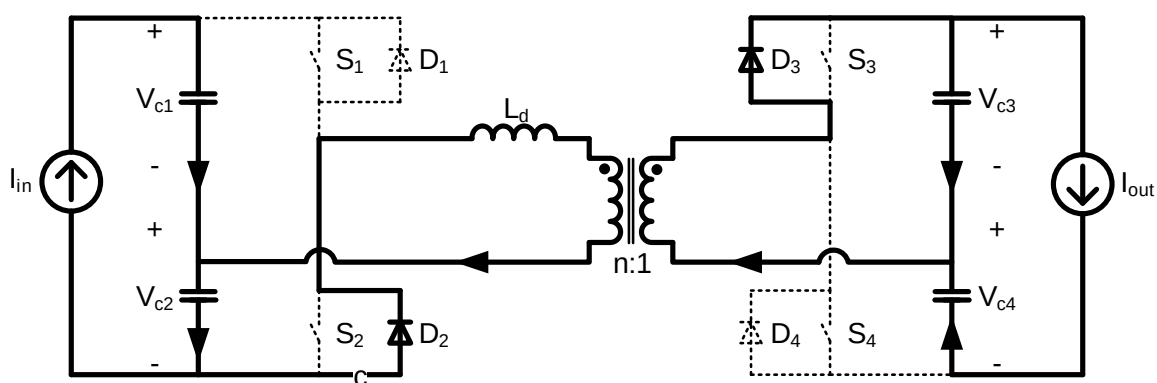
A corrente $i_p(t)$ passará pelo diodo D_2 , enquanto $i_s(t)$ passa pelo diodo D_3 , decrescendo devido a tensão negativa V_{Ld} imposta na indutância de dispersão. Assim:

$$V_{Ld} = V_{ab} - V_{cd} = -V_{c2} - nV_{c3} \quad (5)$$

$$i_p(t) = \frac{(-V_{c2} - nV_{c3})}{L_d}(t - t_5) + i_2 \quad (6)$$

Trata-se de uma etapa de desmagnetização do transformador, uma vez que a corrente $i_p(t)$ decresce. A sexta etapa se encerra no instante que a corrente $i_s(t)$ assume o valor da corrente de saída I_{out} .

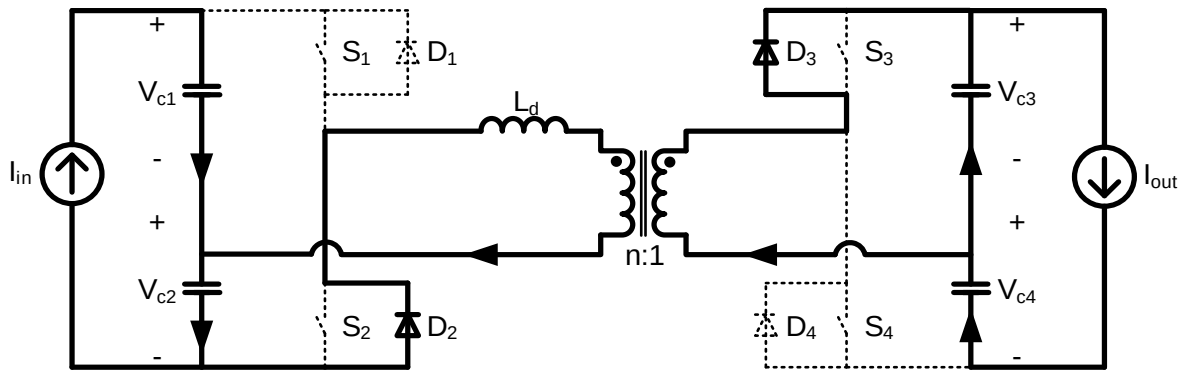
Figura 30 - Sexta etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012)

Estágio E7 (t_6 até t_7): assim que a corrente $i_s(t)$ assume o valor da corrente de saída I_{out} , o valor da corrente $i_{c3}(t)$ se inverte, conforme pode ser observado na Figura 31. A corrente $i_p(t)$ manterá a mesma relação apresentada na equação (6), uma vez que a tensão V_{Ld} mantém o mesmo valor da expressão (5). Esta etapa é caracterizada pela desmagnetização do transformador, encerrando-se no momento em que a corrente $i_p(t)$ zera, conforme pode ser observado na Figura 24.

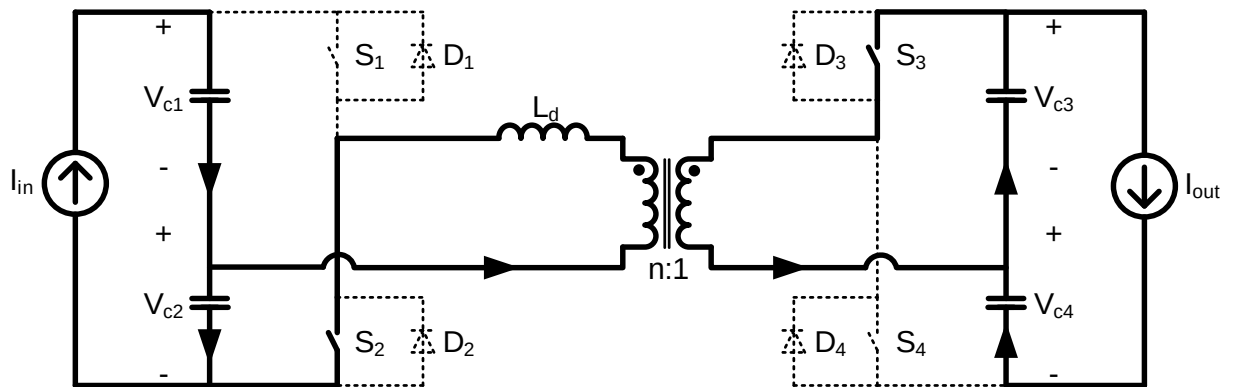
Figura 31 - Sétima etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012)

Estágio E8 (t_7 até t_8): Uma vez que a corrente $i_p(t)$ zera, inicia-se a oitava etapa. A corrente $i_p(t)$ torna-se então negativa, passando pela chave S_2 , enquanto $i_s(t)$ passa por S_3 . A corrente $i_p(t)$ mantém a mesma relação apresentada na equação (6). A Figura 32 apresenta a oitava etapa de operação.

Figura 32 - Oitava etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.

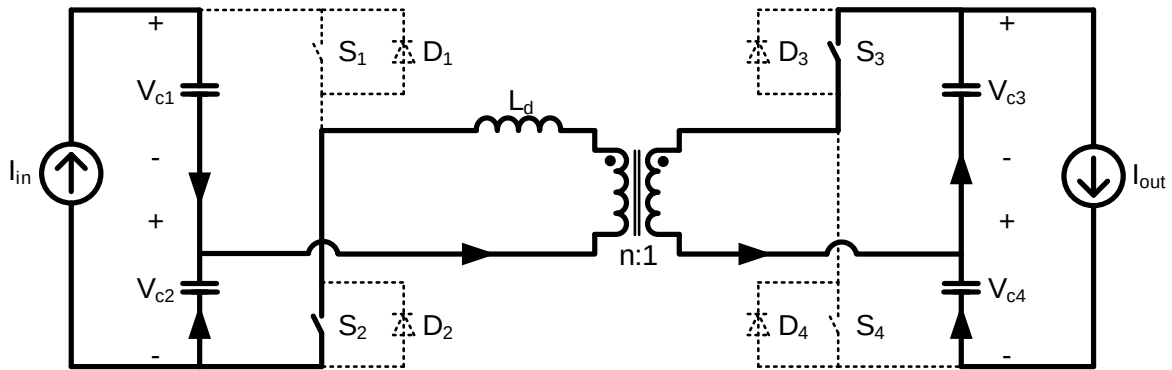


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012)

A oitava etapa se caracteriza pelo acúmulo de energia no indutor L_d , sendo que este estágio encerra quando a corrente $i_p(t)$ atingir o mesmo valor da corrente i_{in} .

Estágio E9 (t_8 até t_9): quando a corrente $i_p(t)$ se torna igual a corrente de entrada i_{in} , a corrente $i_{c2}(t)$ inverte de sentido, conforme observado na Figura 33. A corrente $i_p(t)$ manterá a mesma relação apresentada na equação (6), uma vez que a tensão V_{Ld} aplicada sobre a indutância de magnetização do trafo permanece a mesma daquela apresentada na relação (5). Trata-se, novamente, de um estágio de acumulação de energia no indutor.

Figura 33 – Nona etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012)

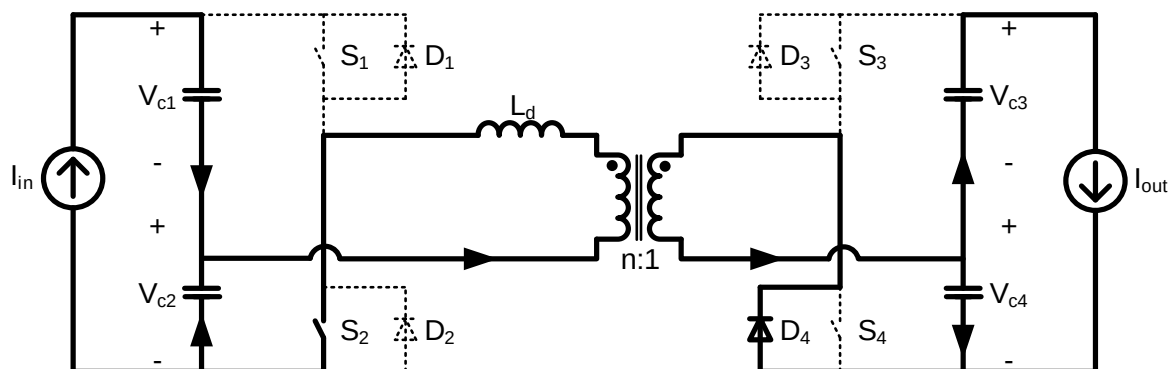
Estágio E10 (t_9 até t_{10}): neste momento, a chave S_4 é acionada, enquanto a S_3 é desligada. Dessa forma, a corrente $i_p(t)$ irá percorrer a chave S_2 e $i_s(t)$ percorrerá o diodo D_4 , obedecendo a relação apresentada em (8). A tensão imposta V_{Ld} na indutância de dispersão é apresentada em (7).

$$V_{Ld} = V_{ab} - V_{cd} = -V_{c2} + nV_{c4} \quad (7)$$

$$i_s(t) = \frac{(-V_{c2} + nV_{c4})}{L_d} (t - t_9) + i_3 \quad (8)$$

A Figura 34 apresenta a décima etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador. A corrente $i_p(t)$ atingirá seu valor mínimo no instante t_9 , marcando o ponto de máxima acumulação de energia na indutância de dispersão e também o momento em que se inicia o próximo estágio.

Figura 34 - Décima etapa de operação do conversor DAHB no modo elevador.

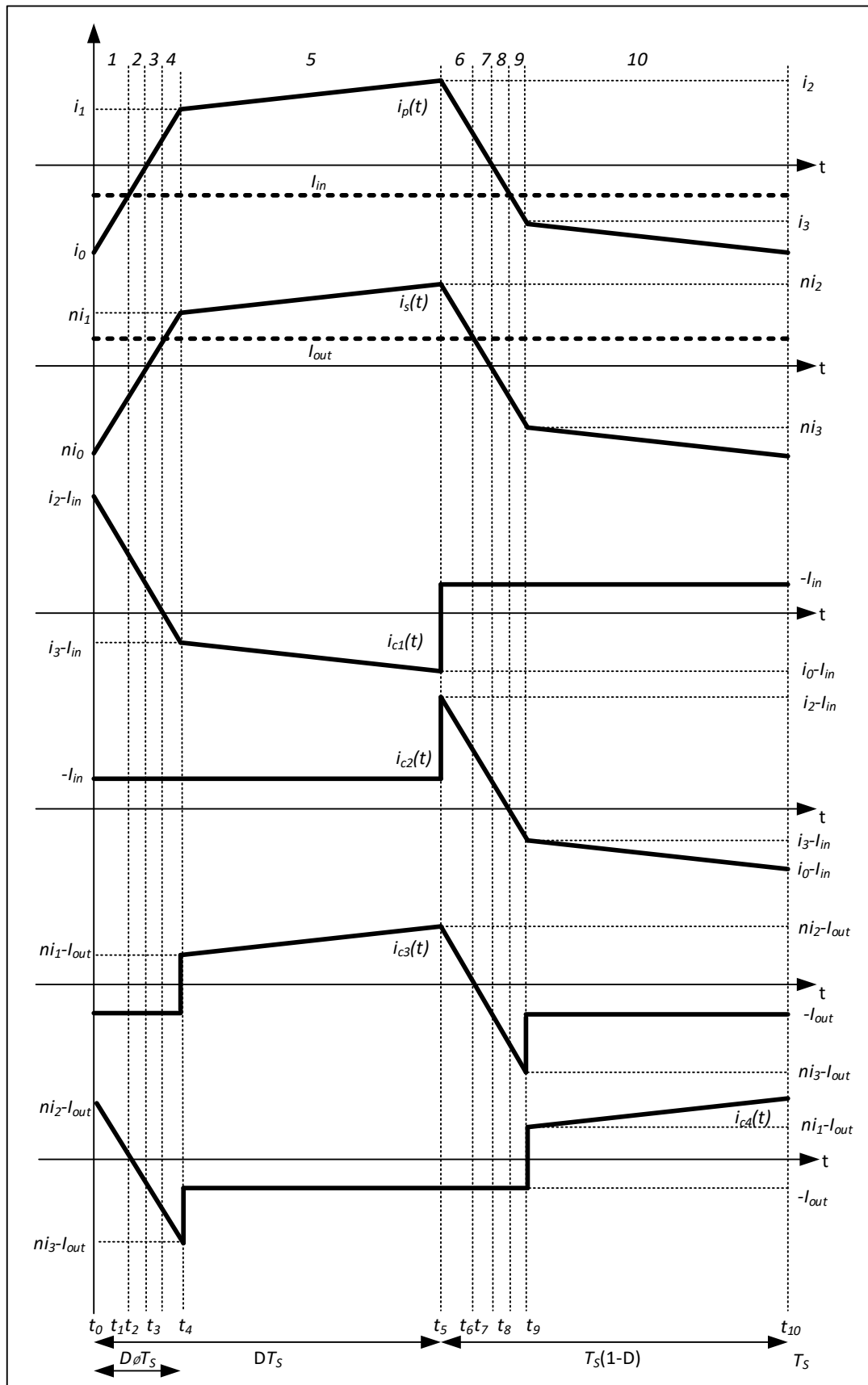


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

A Figura 35 apresenta as principais formas de onda do conversor DAHB para o modo de operação elevador. São apresentadas as correntes no primário $i_p(t)$ e no secundário $i_s(t)$. A seguir, são apresentadas as formas de onda de corrente nos capacitores. A compreensão das relações entre as correntes de entrada, saída, transformador e capacitores é fundamental para entender a divisão dos estágios de operação do conversor DAHB.

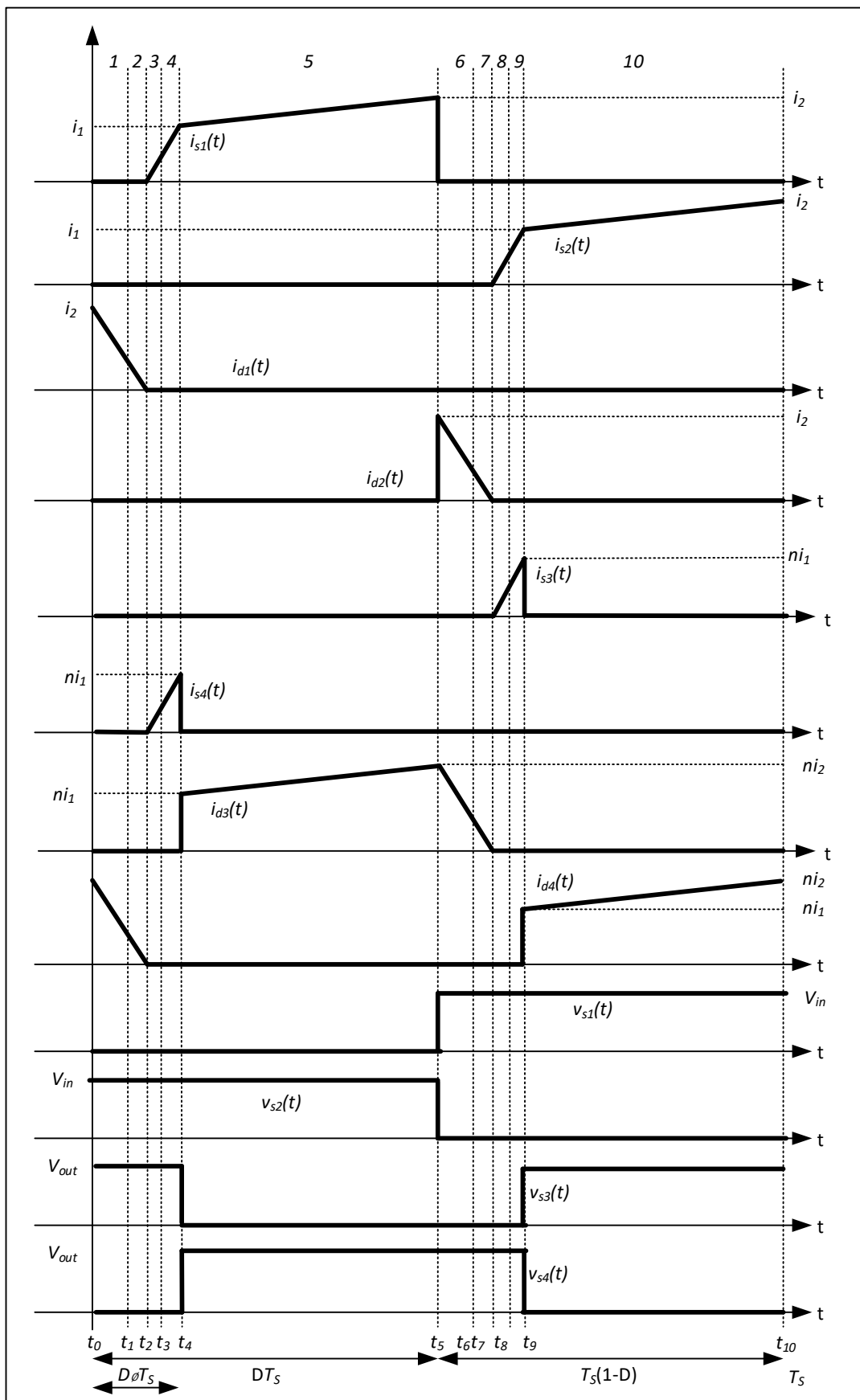
A Figura 36 apresenta as formas de onda dos esforços nos semicondutores. Primeiramente são apresentadas as formas de onda de corrente em todos os interruptores e diodos. Por fim, é possível observar os esforços de tensão sobre as chaves.

Figura 35 - Formas de onda de corrente nos capacitores e transformador.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

Figura 36 – Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

2.1.2 Esforços de tensão e corrente

Nesta subseção serão apresentados os valores dos esforços de tensão e corrente nos interruptores, diodos em antiparalelo e capacitores, bem como no transformador para o DAHB no modo de operação elevador.

Uma vez que a corrente média no transformador é nula durante um período de funcionamento e considerando uma razão cíclica $D=0,5$ para o comando de ambas as chaves, tem-se que a corrente através do transformador será simétrica. Assim:

$$i_0 = -i_2 \quad (9)$$

$$i_1 = -i_3 \quad (10)$$

É possível valer-se de tais relações, juntamente com as equações (2), (4), (6) e (8) para determinar os valores iniciais de corrente para cada segmento de reta da corrente $i_p(t)$ apresentada na Figura 24.

Assim, é possível obter as relações (11) e (12), que serão muito utilizadas nos desenvolvimentos matemáticos posteriores.

$$i_0 = -i_2 = \frac{-0,25V_{in} + nV_{out}(-D_\phi + 0,25)}{2f_s L_d} \quad (11)$$

$$i_1 = -i_3 = \frac{V_{in}(D_\phi - 0,25) + 0,25nV_{out}}{2f_s L_d} \quad (12)$$

De forma a simplificar o equacionamento que será apresentado a seguir. O coeficiente angular dos segmentos de reta que formam a corrente do primário serão denotadas pelas variáveis m_0 , m_1 , m_2 e m_3 , apresentadas em (13), (14), (15) e (16):

$$m_0 = \frac{(V_{c1} + nV_{c4})}{L_d} \quad (13)$$

$$m_1 = \frac{(V_{c1} - nV_{c3})}{L_d} \quad (14)$$

$$m_2 = \frac{(-V_{c2} - nV_{c3})}{L_d} \quad (15)$$

$$m_3 = \frac{(-V_{c2} + nV_{c4})}{L_d} \quad (16)$$

Para o cálculo dos esforços de corrente e tensão nos componentes, faz-se necessário a determinação dos instantes de tempo t_0 , t_1 , t_2 , t_3 , t_4 , t_5 , t_6 , t_7 , t_8 , t_9 e t_{10} apresentados na Figura 24. Assim, os instantes inicial e final são definidos em (17):

$$t_0 = 0 \quad , \quad t_{10} = T_s \quad (17)$$

Uma vez que a razão cíclica foi determinada como $D=0,5$ e a defasagem entre o comando das duas pontes é ϕ , obtêm-se facilmente a partir da Figura 24:

$$t_4 = D_\phi T_s \quad , \quad t_5 = 0,5T_s \quad , \quad t_9 = (0,5 + D_\phi)T_s \quad (18)$$

Os instantes t_2 e t_7 consistem nos momentos em que a corrente através da indutância de dispersão é nula, sendo estes expressos pelas relações a seguir:

$$t_2 = \frac{-i_0}{m_0} \quad , \quad t_7 = 0,5T_s - \frac{i_2}{m_2} \quad (19)$$

Os instantes t_1 e t_8 correspondem aos momentos em que a corrente $i_p(t)$ se iguala a corrente de entrada. Assim:

$$t_1 = \frac{-i_0 + I_{in}}{m_0} \quad , \quad t_8 = 0,5T_s - \frac{i_2 - I_{in}}{m_2} \quad (20)$$

Os instantes t_3 e t_6 são os momentos em que a corrente $i_p(t)$ se iguala ao oposto da corrente de entrada. Dessa forma:

$$t_3 = \frac{-i_0 - I_{in}}{m_0} \quad , \quad t_6 = 0,5T_s - \frac{i_2 + I_{in}}{m_2} \quad (21)$$

2.1.2.1 Esforços sobre os interruptores

A máxima tensão (V_{S1} , V_{S2} , V_{S3} e V_{S4}) aplicada nas chaves será a tensão de entrada (para os interruptores S_1 e S_2) ou a tensão de saída (no caso de S_3 e S_4), conforme apresentado em (22) e (23).

$$V_{S1} = V_{S2} = V_{in} \quad (22)$$

$$V_{S3} = V_{S4} = V_{out} \quad (23)$$

A expressão (24) apresenta os valores instantâneos da corrente $i_{S1}(t)$ do interruptor S_1 . Os valores para os interruptores S_1 e S_2 são semelhantes, a menos de um deslocamento no tempo.

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} 0, & t_0 < t \leq t_2 \\ m_0(t - t_0) + i_0, & t_2 < t \leq t_4 \\ m_1(t - t_4) + i_1, & t_4 < t \leq t_5 \\ 0, & t_5 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (24)$$

A corrente máxima que passará através das chaves S_1 e S_2 é i_2 , que corresponde à corrente máxima através do transformador e já apresentada anteriormente. A corrente média I_{S1med} através da chave S_1 pode ser obtida pela expressão (25). Os valores são iguais para a chave S_2 .

$$I_{S1med} = \frac{1}{T_S} \left[\int_{t_2}^{t_4} [m_0(t - t_0) + i_0] dt + \int_{t_4}^{t_5} [m_1(t - t_4) + i_1] dt \right] \quad (25)$$

O cálculo da corrente eficaz I_{S1rms} , seguindo o mesmo padrão, é apresentado pela equação (26).

$$I_{S1rms} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_{t_2}^{t_4} [m_0(t - t_0) + i_0]^2 dt + \int_{t_4}^{t_5} [m_1(t - t_4) + i_1]^2 dt \right]} \quad (26)$$

O valor de corrente eficaz para o interruptor S_2 será semelhante ao expressado em (26).

Os valores instantâneos de corrente para a chave S_3 no modo de operação elevador são apresentados na relação (27). Os valores para o interruptor S_4 são semelhantes, a menos de um deslocamento no tempo.

$$i_{S3}(t) = \begin{cases} 0, & t_0 < t \leq t_7 \\ (m_0(t - t_5) + i_0)n, & t_7 < t \leq t_9 \\ 0, & t_9 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (27)$$

A máxima corrente através dos interruptores S_3 e S_4 é ni_1 . Dessa forma, é possível obter os valores médios de corrente através dos interruptores S_3 e S_4 através da expressão apresentada em (28).

$$I_{S3med} = \frac{n}{T_S} \int_{t_7}^{t_9} m_0(t - t_5) + i_0 dt \quad (28)$$

A corrente eficaz nos interruptores S_3 e S_4 pode ser expressa conforme (29).

$$I_{S3rms} = n \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_7}^{t_9} [m_0(t - t_5) + i_0]^2 dt} \quad (29)$$

2.1.2.2 Esforços sobre os diodos

Os esforços de tensão sobre os diodos serão semelhantes aos dos interruptores, como observado nas relações (30) e (31).

$$V_{D1} = V_{D2} = -V_{in} \quad (30)$$

$$V_{D3} = V_{D4} = -V_{out} \quad (31)$$

Os valores instantâneos de corrente através do diodo D_1 são apresentados na expressão (32). Os valores para os diodos D_1 e D_2 são semelhantes, a menos de um deslocamento de tempo.

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} m_2 t + i_2, & t_0 < t \leq t_2 \\ 0, & t_2 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (32)$$

A corrente média I_{D1med} através do diodo D_1 pode ser obtida pela expressão (33). O resultado será semelhante para o diodo D_2 .

$$I_{D1med} = \frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_2} [m_2 t + i_2] dt \quad (33)$$

O cálculo da corrente eficaz I_{D1rms} através do diodo D_1 , é apresentado pela equação (34). Os valores de corrente eficaz para o diodo D_2 e os procedimentos de cálculo serão semelhantes.

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \int_{t_0}^{t_2} [m_2 t + i_2]^2 dt} \quad (34)$$

Os valores instantâneos de corrente para o diodo D_3 no modo de operação elevador são apresentados na relação (35). Os valores para o diodo D_4 são semelhantes, a menos de um deslocamento no tempo.

$$i_{D3}(t) = \begin{cases} 0, & t_0 < t \leq t_4 \\ (m_1(t - t_4) + i_1)n, & t_4 < t \leq t_5 \\ (m_2(t - t_5) + i_2)n, & t_5 < t \leq t_7 \\ 0, & t_7 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (35)$$

Assim, é possível obter os valores médios de corrente através dos diodos D_3 e D_4 através da expressão apresentada em (36).

$$I_{D3med} = \frac{n}{T_S} \left[\int_{t_4}^{t_5} [m_1(t - t_4) + i_1] dt + \int_{t_5}^{t_7} [m_2(t - t_5) + i_2] dt \right] \quad (36)$$

A corrente eficaz nos diodos D_3 e D_4 pode ser calculada conforme (37).

$$I_{D3rms} = n \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_{t_4}^{t_5} [m_1(t - t_4) + i_1]^2 dt + \int_{t_5}^{t_7} [m_2(t - t_5) + i_2]^2 dt \right]} \quad (37)$$

2.1.2.3 Esforços sobre os capacitores

Uma vez que será empregada uma razão cíclica $D=0,5$ para o acionamento dos interruptores de ambas as pontes, a tensão de entrada será igualmente dividida entre o divisor capacitivo da primeira ponte, conforme apresentado em (38).

$$V_{c1} = V_{c2} = \frac{V_{in}}{2} \quad (38)$$

Da mesma forma, a tensão de saída se dividirá igualmente entre os capacitores da segunda ponte, como expressado em (39).

$$V_{c3} = V_{c4} = \frac{V_{out}}{2} \quad (39)$$

Desconsiderando as pequenas flutuações nas tensões do capacitor, pode-se admitir que as tensões média e eficaz sobre os capacitores apresentarão os mesmos valores acima expostos. As relações da corrente instantânea $i_{C1}(t)$ através do capacitor C_1 são apresentadas em (40).

A corrente máxima através dos capacitores C_1 e C_2 é $(i_2 - I_{in})$. Percebe-se, a partir das formas de onda, que os valores para os capacitores C_1 e C_2 são semelhantes, a menos de um deslocamento de tempo.

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} [m_2(t - t_0) + i_2] - I_{in}, & t_0 < t \leq t_4 \\ [m_3(t - t_4) + i_3] - I_{in}, & t_4 < t \leq t_5 \\ -I_{in}, & t_5 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (40)$$

A corrente média I_{C1med} através do capacitor C_1 em um período de chaveamento do conversor é nula. O cálculo da corrente eficaz é apresentado em (41).

$$I_{C1rms} = \left(\frac{1}{T_S} \left[\int_{t_0}^{t_4} \{[m_2(t - t_0) + i_2] - I_{in}\}^2 dt + \int_{t_4}^{t_5} \{[m_3(t - t_4) + i_3] - I_{in}\}^2 dt + \int_{t_5}^{t_{10}} (-I_{in})^2 dt \right] \right)^{1/2} \quad (41)$$

Os valores de corrente instantânea para o capacitor C_3 são apresentados na relação a seguir:

$$i_{C3}(t) = \begin{cases} -I_{out}, & t_0 < t \leq t_4 \\ n[m_1(t - t_4) + i_1] - I_{out}, & t_4 < t \leq t_5 \\ n[m_2(t - t_5) + i_2] - I_{out}, & t_5 < t \leq t_9 \\ -I_{out}, & t_9 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (42)$$

Constata-se, a partir das formas de onda, que os valores para os capacitores C_3 e C_4 são semelhantes, a menos de um deslocamento de tempo.

A corrente média I_{C3med} e I_{C4med} através do capacitor C_3 e C_4 , respectivamente, em um período de chaveamento do conversor são nulas. A corrente eficaz é apresentada em (43).

$$I_{C3rms} = \left(\frac{1}{T_S} \left[\int_{t_0}^{t_4} (-I_{out})^2 dt + \int_{t_4}^{t_5} \{n[m_1(t - t_4) + i_1] - I_{out}\}^2 dt + \int_{t_5}^{t_9} \{n[m_2(t - t_5) + i_2] - I_{out}\}^2 dt \right] + \frac{1}{T_S} \int_{t_9}^{t_{10}} (-I_{out})^2 dt \right)^{1/2} \quad (43)$$

Os valores de corrente eficaz para o capacitor C_4 serão semelhantes aos apresentados acima. A corrente máxima através dos capacitores C_3 e C_4 é $(ni_3 - I_{out})$.

2.1.2.4 Esforços sobre o transformador

Todos os esforços aqui calculados serão para o lado de baixa tensão do transformador, o qual será aqui considerado como sendo o primário. Os esforços para o secundário podem ser encontrados a partir da multiplicação pela relação de espiras do trafo. A tensão máxima V_{ab} aplicada sobre o primário do transformador corresponde às tensões dos capacitores da primeira ponte, conforme apresentado em (44).

$$V_{ab} = V_{C1} = V_{C2} = \frac{V_{in}}{2} \quad (44)$$

A forma de onda da corrente $i_p(t)$ no primário do transformador é apresentada na Figura 24, sendo composta por 4 segmentos de retas, segundo a equação (45).

$$i_p(t) = \begin{cases} m_0(t - t_0) + i_0, & t_0 < t \leq t_4 \\ m_1(t - t_4) + i_1, & t_4 < t \leq t_5 \\ m_2(t - t_5) + i_2, & t_5 < t \leq t_9 \\ m_3(t - t_9) + i_3, & t_9 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (45)$$

A corrente média que passa através dos enrolamentos primários do transformador é nula, conforme apresentado anteriormente, impedindo assim a saturação do núcleo. A corrente eficaz I_{prms} no primário do transformador pode ser obtida a partir da relação (46):

$$I_{prms} = \sqrt{\frac{2}{T_S} \left[\int_{t_0}^{t_4} [m_0(t - t_0) + i_0]^2 dt + \int_{t_4}^{t_5} [m_1(t - t_2) + i_1]^2 dt + \right]} \quad (46)$$

A corrente máxima que passará através do primário transformador corresponde aos valores já obtidos de i_2 e i_0 . Os esforços para o secundário são semelhantes, apenas mantendo as devidas proporções com relação ao número de espiras.

2.1.3 Determinação do Ganho Estático

Uma das formas de exprimir a potência ativa média P_{med} transferida durante um período de chaveamento para o conversor DAHB é apresentada na equação (47): A resolução desta integral implica em (48).

$$P_{med} = \frac{1}{T_S} \int_0^{T_S} v_{ab}(t) i_p(t) dt \quad (47)$$

$$P_{med} = \frac{1}{T_S} \left[V_{c1} \left(\left(\frac{i_0 + i_1}{2} \right) t_4 + \left(\frac{i_1 + i_2}{2} \right) (t_5 - t_4) \right) - V_{c2} \left(\left(\frac{i_2 + i_3}{2} \right) (t_9 - t_5) + \left(\frac{i_3 + i_0}{2} \right) (t_{10} - t_9) \right) \right] \quad (48)$$

Utilizando as expressões (11) e (12) das correntes iniciais e (17), (18), (19), (20) e (21) dos instantes de tempo, é possível simplificar a expressão (48) de forma a obter o resultado apresentado em (49).

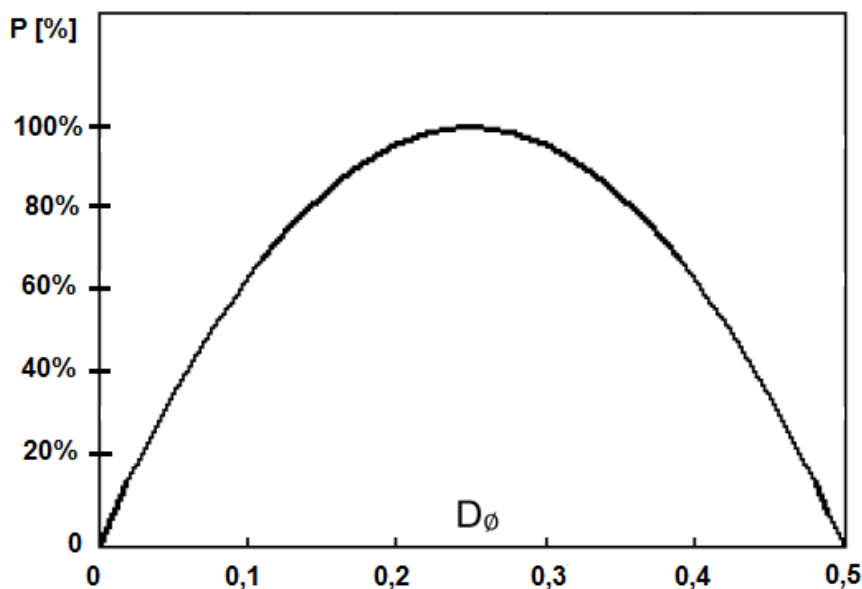
$$P_{med} = \frac{nV_{in}V_{out}D_{\phi}(0,5 - D_{\phi})}{2L_d f_s} \quad (49)$$

Pode-se reescrever a equação (49) de forma a obter-se a expressão definitiva do ganho estático $G(\phi)$ do conversor, apresentada em (50).

$$G(\phi) = \frac{V_{out}}{V_{in}} = \frac{nR_{out}D_{\phi}(0,5 - D_{\phi})}{2L_d f_s} \quad (50)$$

Onde R_{out} corresponde a resistência equivalente de saída do conversor. A Figura 37 apresenta um gráfico da relação entre a potência de saída do conversor e a razão de defasagem D_{ϕ} entre o comando das duas pontes. É possível observar que, neste caso, temos apenas valores positivos de D_{ϕ} , correspondendo, por convenção, ao modo de operação elevador. Os valores negativos de D_{ϕ} correspondem ao modo de operação abaixador, que será apresentado nas subseções subsequentes.

Figura 37 - Variação da potência de saída por D_{ϕ}



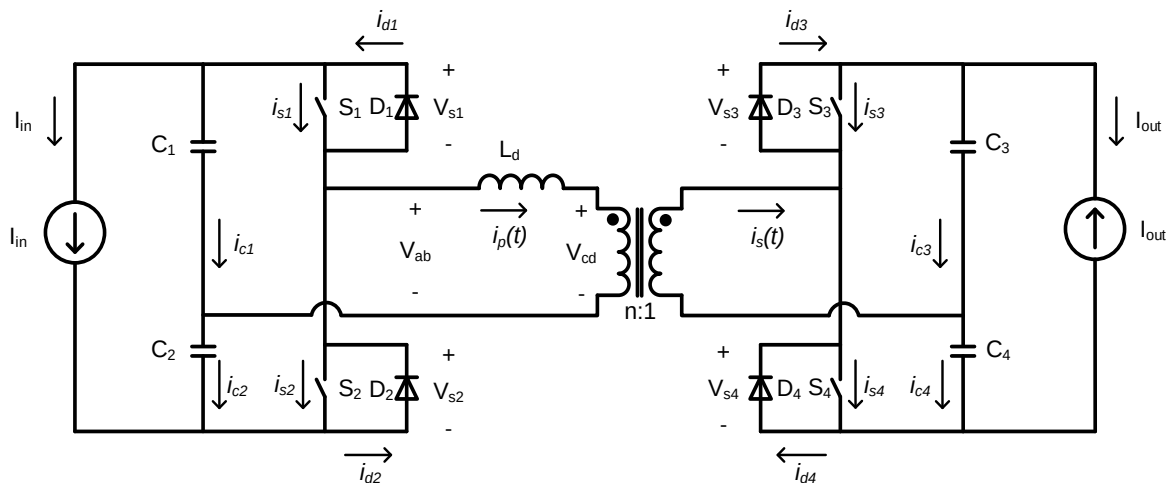
Fonte: produção do próprio autor, 2017, adaptado de (XINYU, 2008).

2.2 2º Modo de Operação do DAHB

Neste modo de operação, será admitido que o ângulo de defasagem ϕ terá valor negativo. Desta forma, haverá transferência de potência da fonte de corrente I_{out} , de menor valor, para a fonte I_{in} , de maior valor. Conclui-se, assim, que o conversor estará operando como abaixador de tensão. Este modo de operação corresponde aos instantes em que a rede está fornecendo energia ao banco de baterias.

A Figura 38 apresenta o conversor a ser estudado, juntamente com a indicação das principais tensões necessárias para a compreensão de seu funcionamento.

Figura 38 – Conversor DAHB com indicação das principais grandezas



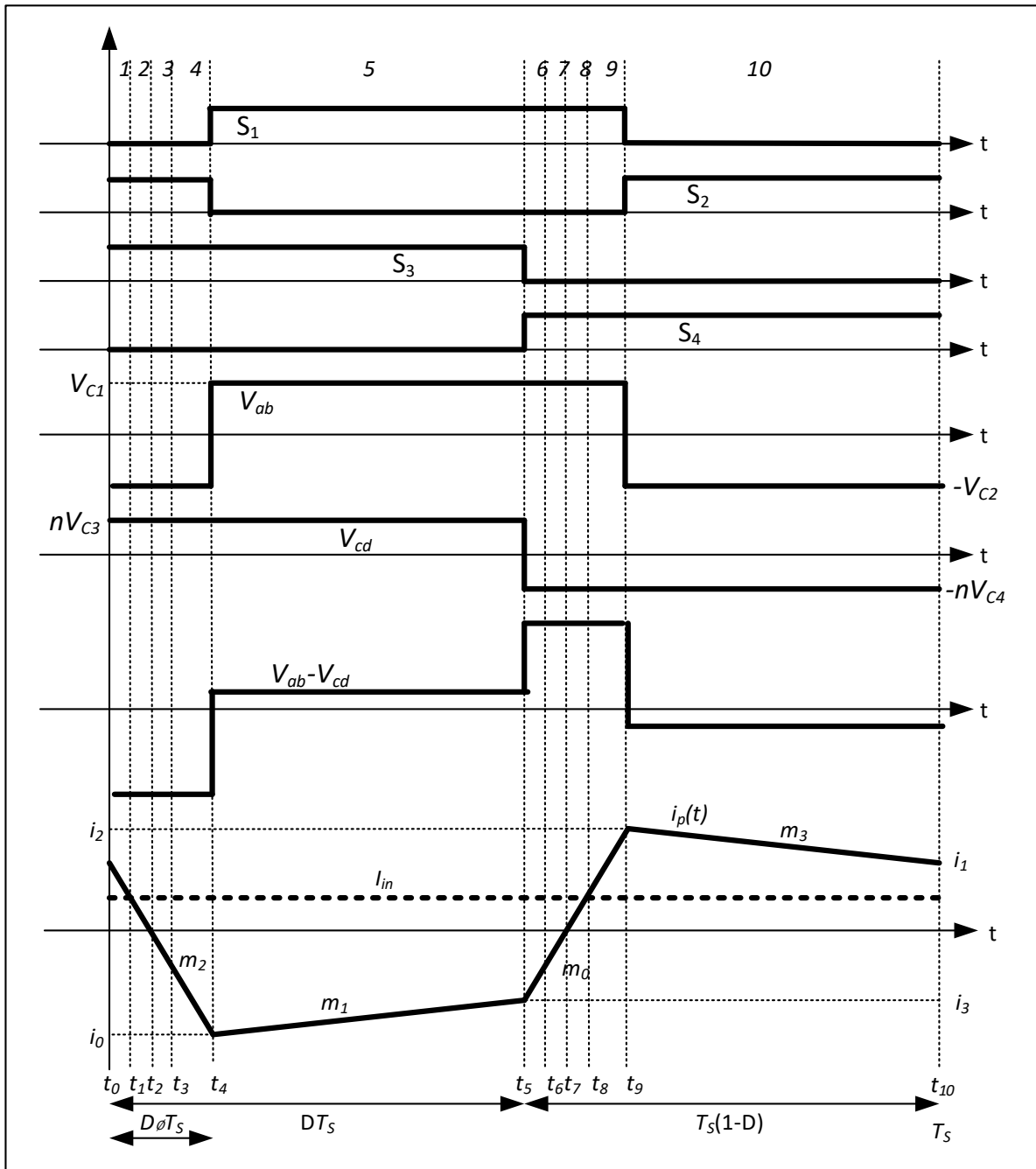
Fonte: produção do próprio autor, 2017.

2.2.1 Etapas de operação e funcionamento

A Figura 39 apresenta algumas formas de onda preliminares para a compreensão do funcionamento do conversor. Primeiramente, são apresentados os pulsos de comando para os quatro interruptores. A seguir, é apresentada a tensão V_{ab} aplicada ao primário e a tensão V_{cd} , que é a tensão do secundário refletida para o primário. A diferença entre estas é a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão L_d do trafo, resultando na corrente $i_p(t)$ através do enrolamento primário.

O funcionamento do conversor DAHB operando no modo abaixador pode ser dividido em dez estágios, que serão detalhados a seguir.

Figura 39 - Formas de ondas preliminares do modo abaixador.



Fonte: produção do próprio autor, 2017.

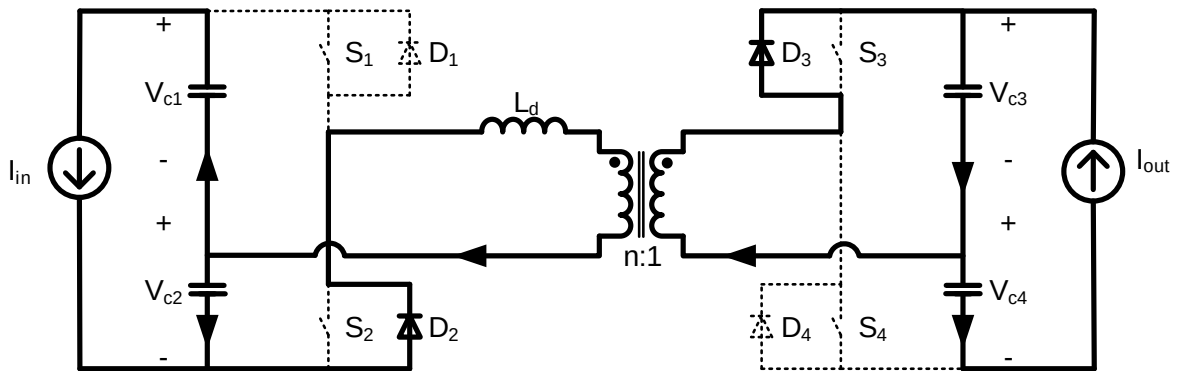
Estágio E1 (t_0 até t_1): nesta etapa, tem-se que a chave S_3 é acionada, enquanto a chave S_4 é desligada. A corrente $i_p(t)$ passa pelo diodo D_2 , enquanto $i_s(t)$ passa por D_3 . A corrente $i_p(t)$ decresce devido a tensão negativa V_{Ld} imposta na indutância de dispersão. A tensão aplicada à indutância de dispersão é expressa por meio da relação (51) enquanto que a corrente $i_p(t)$ é apresentada em (52)

$$V_{Ld} = V_{ab} - V_{cd} = -V_{c2} - nV_{c3} \quad (51)$$

$$i_p(t) = \frac{(-V_{c2} - nV_{c3})}{L_d} (t - t_0) + i_1 \quad (52)$$

Os valores das condições iniciais de corrente já foram especificados anteriormente. A Figura 40 apresenta a primeira etapa de operação, que se trata de uma etapa de desmagnetização do transformador, conforme pode ser constatado por meio da Figura 39. A primeira etapa é finalizada quando a corrente $i_p(t)$ iguala-se à corrente I_{in} , com isso, a corrente através do capacitor C_2 inverterá seu sentido.

Figura 40 - Primeira etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.



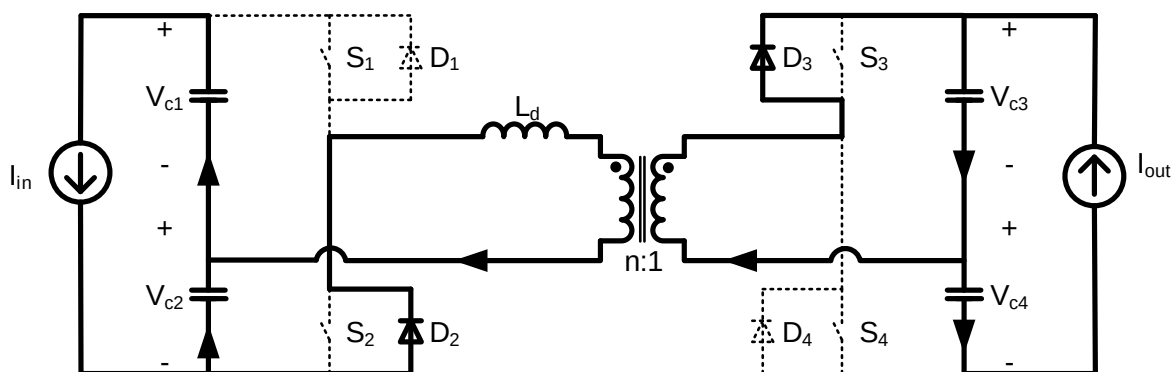
Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012)

Estágio E2 (t_1 até t_2): assim que a corrente $i_p(t)$ atingir o valor correspondente à corrente I_{in} , tem início a segunda etapa de funcionamento do conversor no modo abaixador.

A corrente $i_p(t)$ será igual a expressão apresentada em (52), uma vez que a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão L_d permanecerá a mesma daquela apresentada em (51).

A Figura 41 apresenta a segunda etapa de operação. Podemos observar pela Figura 39 que, assim como a etapa anterior, este estágio é caracterizado pela continuação da desmagnetização do transformador. A segunda etapa se finaliza quando a corrente $i_p(t)$ tornar-se nula.

Figura 41 - Segunda etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.

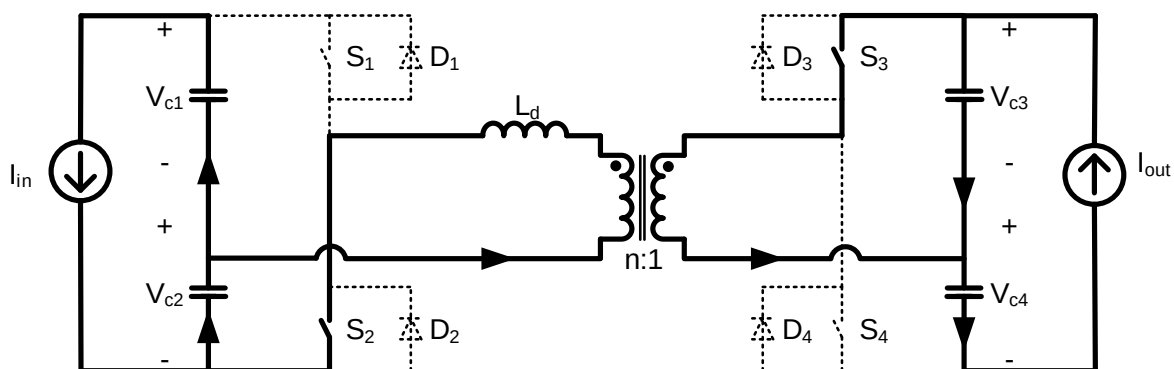


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012)

Estágio E3 (t_2 até t_3): uma vez que a corrente $i_p(t)$ zerar, inicia-se a terceira etapa. A corrente torna-se então negativa, passando pela chave S_2 , enquanto $i_s(t)$ passa por S_3 .

A corrente $i_p(t)$ continua a decair linearmente, mantendo a mesma relação apresentada na equação (52) e a tensão V_{Ld} aplicada sobre a indutância de dispersão continua sendo a mesma da apresentada em (51). A Figura 42 mostra a terceira etapa de operação do conversor DAHB.

Figura 42 - Terceira etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.



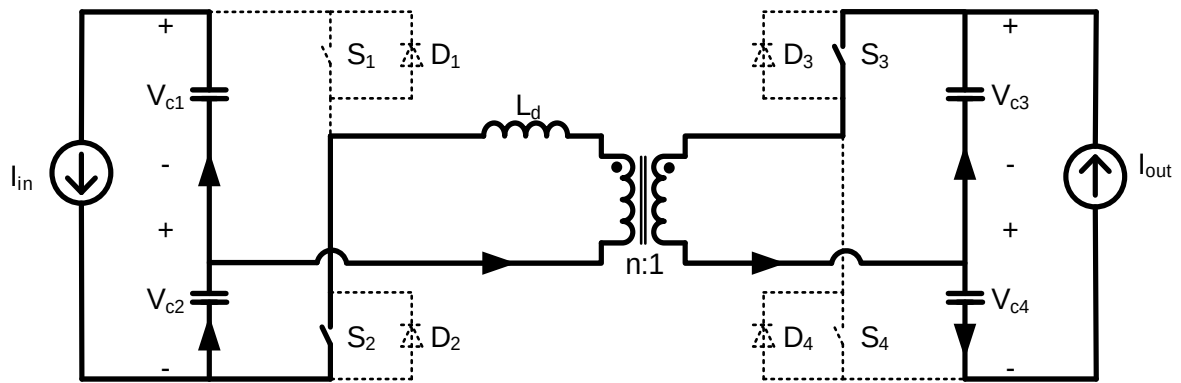
Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

Nesta etapa, inicia-se o processo de acumulação de energia no indutor L_d , conforme pode ser observado pelas formas de onda apresentadas na Figura 39. A terceira etapa se finaliza quando a corrente $i_s(t)$ atingir o valor de I_{out} , com isso, a corrente através do capacitor C_3 irá inverter seu sentido.

Estágio E4 (t_3 até t_4): no instante a corrente $i_s(t)$ atingir o valor de I_{out} , tem início a quarta etapa, onde a corrente através do capacitor C_3 irá inverter seu sentido, conforme pode ser observado na Figura 43. A corrente $i_p(t)$ continuará decrescendo linearmente, mantendo a mesma relação apresentada na equação (52) e atingirá seu valor mínimo em t_4 .

A tensão aplicada a indutância de dispersão L_d continuará sendo a apresentada em (51). A quarta etapa é caracterizada pela máxima acumulação de energia na indutância de dispersão do transformador.

Figura 43 – Quarta etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

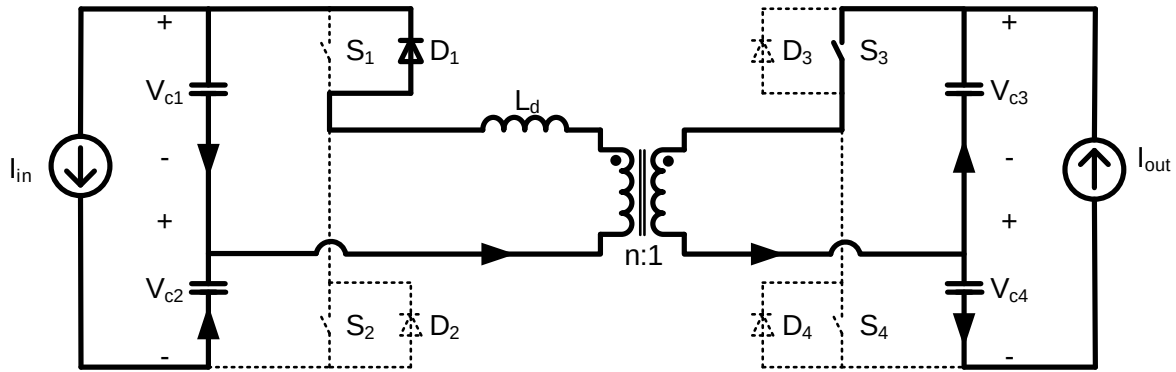
Estágio E5 (t_4 até t_5): neste momento, a chave S_1 é acionada, enquanto a S_2 é desligada. Dessa forma, a corrente $i_p(t)$ irá percorrer o diodo D_1 , enquanto $i_s(t)$ percorre a chave S_3 . A corrente $i_p(t)$ obedece a relação apresentada em (54). A tensão imposta V_{Ld} na indutância de dispersão é apresentada em (53).

$$V_{Ld} = V_{ab} - V_{cd} = V_{c1} - nV_{c3} \quad (53)$$

$$i_p(t) = \frac{(V_{c1} - nV_{c3})}{L_d} (t - t_4) + i_0 \quad (54)$$

A Figura 44 apresenta a quinta etapa de operação. Conforme pode ser observado na Figura 39, a quinta etapa é caracterizada pela desmagnetização do transformador.

Figura 44 - Quinta etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

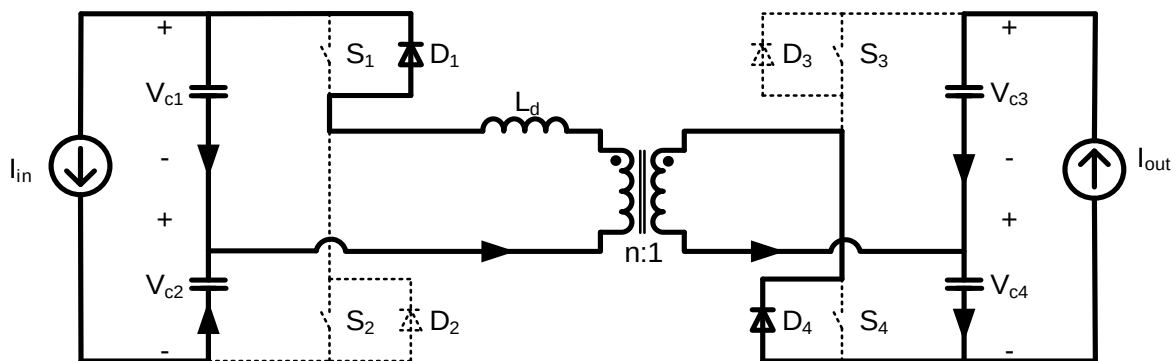
Estágio E6 (t_5 até t_6): nesta etapa, tem-se que a chave S_4 é acionada, enquanto a chave S_3 é desligada. A corrente $i_p(t)$ passará pelo diodo antiparalelo D_1 e $i_s(t)$ passará por D_4 . A corrente $i_p(t)$ cresce devido a tensão positiva V_{Ld} imposta na indutância de dispersão. A corrente $i_p(t)$ obedece a relação apresentada em (56). A tensão imposta V_{Ld} na indutância de dispersão é apresentada em (55).

$$V_{Ld} = V_{ab} - V_{cd} = V_{c1} + nV_{c4} \quad (55)$$

$$i_p(t) = \frac{(V_{c1} + nV_{c4})}{L_d}(t - t_5) + i_3 \quad (56)$$

A Figura 45 apresenta a sexta etapa de operação.

Figura 45 - Sexta etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.

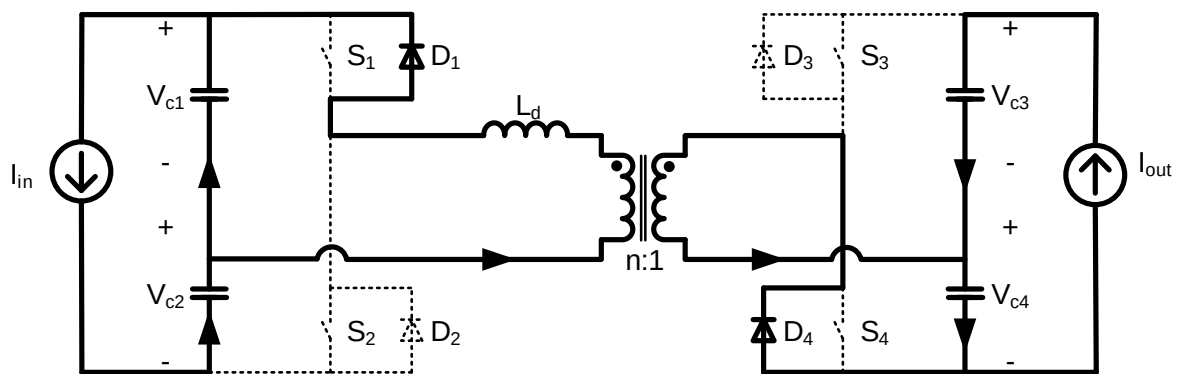


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

Conforme pode ser observado na Figura 39, esta etapa é caracterizada pela desmagnetização do transformador. A sexta etapa de operação se finaliza quando a corrente $i_s(t)$ atinge o valor da corrente I_{out} , com isso, a corrente através do capacitor C_1 irá alterar seu sentido.

Estágio E7 (t_6 até t_7): no momento em que a corrente $i_s(t)$ igualar-se o valor da corrente I_{out} , a corrente através do capacitor C_1 irá alterar seu sentido, conforme pode ser observado na Figura 46. A corrente $i_p(t)$ apresenta a mesma relação daquela apresentada na expressão (56), uma vez que a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão continua sendo a mesma da apresentada em (55).

Figura 46 - Setima etapa de operação do conversor DAHB no modco abaixador.



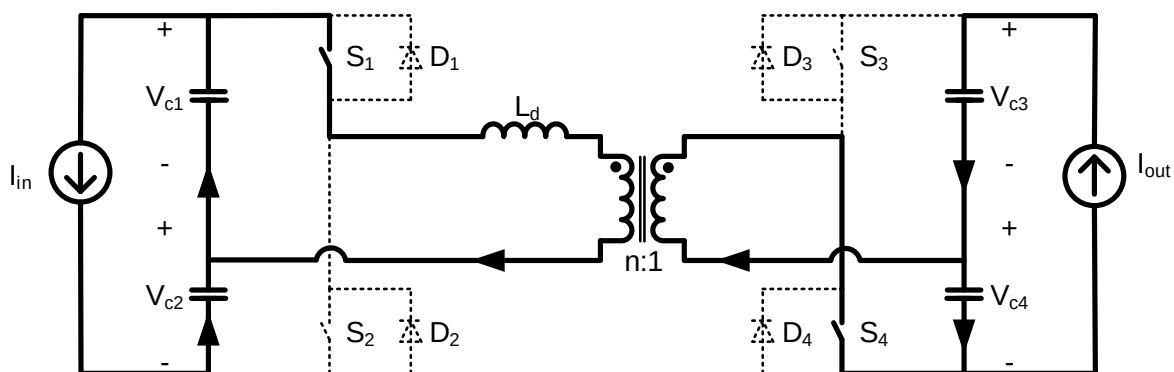
Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

Conforme observado na Figura 39, a sétima etapa trata-se de uma continuação do estágio anterior, caracterizado pela desmagnetização do transformador. A sétima etapa de operação se finaliza quando a corrente $i_p(t)$ torna-se nula.

Estágio E8 (t_7 até t_8): A Figura 47 apresenta a oitava etapa de operação do conversor DAHB no modo de operação abaixador. Uma vez que a corrente $i_p(t)$ zera, inicia-se a oitava etapa. A corrente $i_p(t)$ torna-se então positiva, passando pela chave S_1 , enquanto $i_s(t)$ passa pela chave S_4 .

A corrente $i_p(t)$ irá manter a mesma relação apresentada na equação (56), dado ao fato de que a tensão V_{Ld} aplicada a indutância de dispersão continua sendo a mesma da expressada em (55).

Figura 47 - Oitava etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.

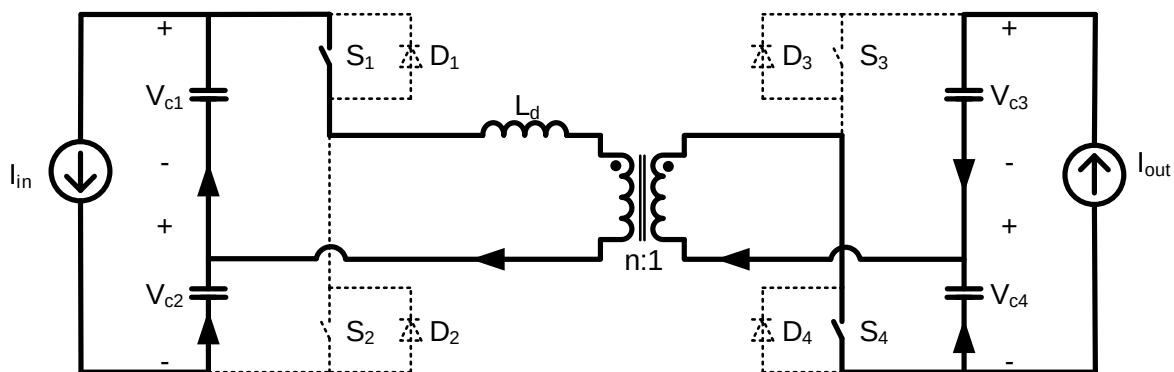


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

Este estágio é caracterizado pelo acúmulo de energia do indutor, conforme pode ser analisado nas formas de onda da Figura 39. A oitava etapa de operação se finaliza quando a corrente $i_p(t)$ atinge o valor da corrente I_{in} , com isso, a corrente através do capacitor C_4 irá alterar seu sentido.

Estágio E9 (t_8 até t_9): no instante em que a corrente $i_p(t)$ atinge o valor da corrente I_{in} , a corrente através do capacitor C_4 irá alterar seu sentido, conforme pode ser observado na Figura 48. A corrente $i_p(t)$ mantém a mesma relação apresentada em (56) e atingirá seu valor mínimo no instante t_9 , quando se inicia o próximo estágio. A tensão aplicada a indutância de dispersão continua sendo semelhante a (55) e a característica deste estágio continua sendo a acumulação de energia em L_d .

Figura 48 - Nona etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador..



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

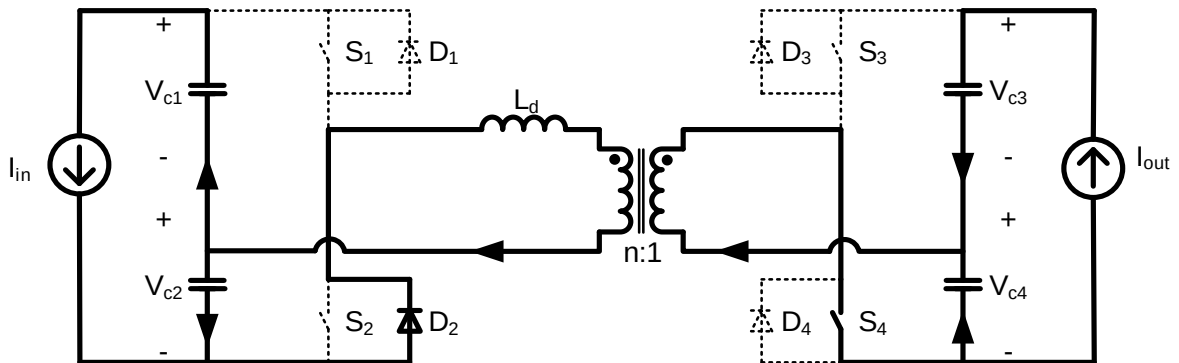
Estágio E10 (t_9 até t_{10}): neste momento, a chave S_2 é acionada, enquanto a S_1 é desligada. Dessa forma, a corrente $i_p(t)$ irá percorrer o diodo D_2 e a corrente $i_s(t)$ a chave S_4 . A corrente $i_p(t)$ obedecerá a relação apresentada em (58). A tensão imposta V_{Ld} na indutância de dispersão é apresentada na equação (59).

$$V_{Ld} = V_{ab} - V_{cd} = -V_{c2} + nV_{c4} \quad (57)$$

$$i_p(t) = \frac{(-V_{c2} + nV_{c4})}{L_d} (t - t_9) + i_2 \quad (58)$$

A Figura 49 apresenta a décima etapa de operação, caracterizada pela desmagnetização do transformador. Após a finalização desta etapa, o ciclo iniciado no estágio E1 recomeça novamente.

Figura 49 - Décima etapa de operação do conversor DAHB no modo abaixador.

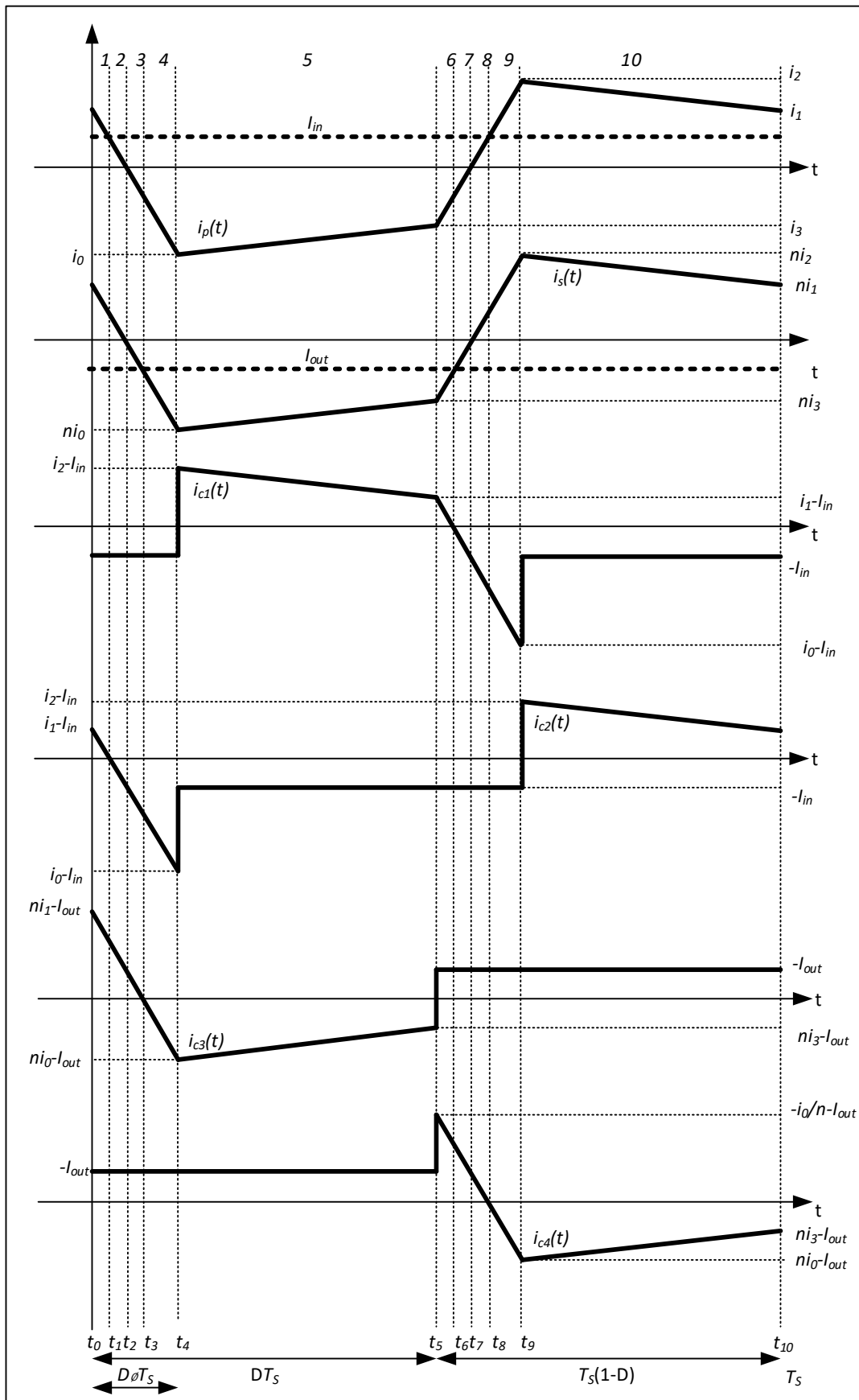


Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

A Figura 50 apresenta as principais formas de onda do conversor DAHB para o modo de operação abaixador. São apresentadas as correntes no primário $i_p(t)$ e no secundário $i_s(t)$. A seguir, são apresentadas as formas de onda de corrente nos capacitores. A compreensão das relações entre as correntes de entrada, saída, transformador e capacitores é fundamental para entender a divisão dos estágios de operação do conversor DAHB.

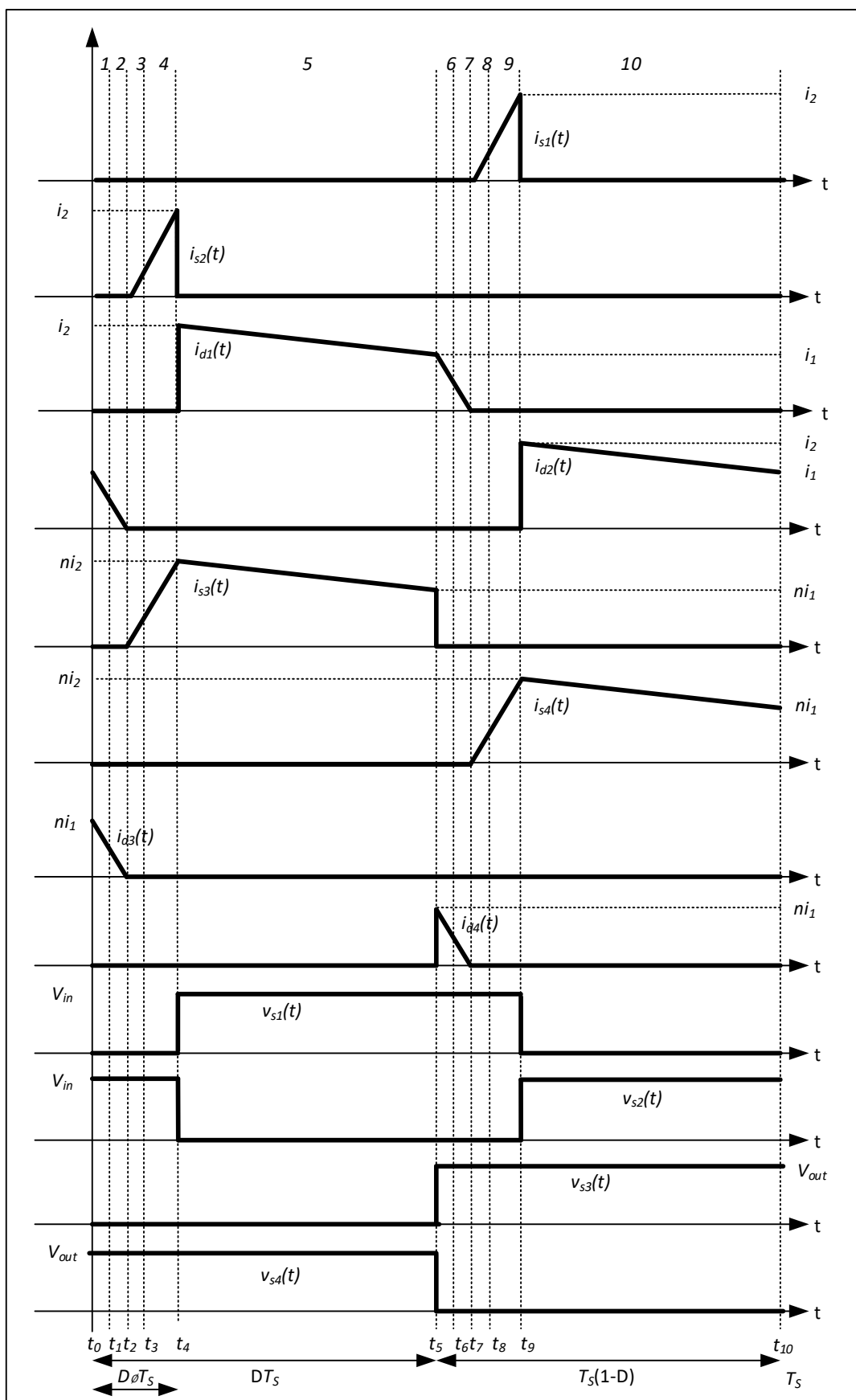
A Figura 51 apresenta as formas de onda dos esforços nos semicondutores. Primeiramente são apresentadas as formas de onda de corrente em todos os interruptores e diodos. Por fim, é possível observar os esforços de tensão nas chaves.

Figura 50 - Formas de onda de corrente nos capacitores e transformador.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

Figura 51 - Formas de onda de tensão e corrente nos semicondutores.



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (NGO, WON e NAM, 2012).

2.2.1 Esforços de tensão e corrente

Nesta seção serão apresentados os valores dos esforços de tensão e corrente nos interruptores, diodos em antiparalelo e capacitores, bem como no transformador para o conversor DAHB atuando no modo de operação abaixador.

Para o cálculo dos esforços de corrente e tensão nos componentes, faz-se necessário a determinação dos instantes de tempo t_0 , t_1 , t_2 , t_3 , t_4 , t_5 , t_6 , t_7 , t_8 , t_9 e t_{10} apresentados na Figura 39. Assim, os instantes inicial e final são definidos em (59):

$$t_0 = 0 \quad , \quad t_{10} = T_s \quad (59)$$

Uma vez que a razão cíclica foi determinada como $D=0,5$ e a defasagem entre o comando das duas pontes é ϕ , obtêm-se facilmente a partir da Figura 39:

$$t_4 = -D_\phi T_s \quad , \quad t_5 = 0,5T_s \quad , \quad t_9 = (0,5 - D_\phi)T_s \quad (60)$$

Os instantes t_2 e t_7 consistem nos momentos em que a corrente através da indutância de dispersão é nula, sendo estes expressos pelas relações a seguir:

$$t_2 = \frac{-i_1}{m_2} \quad , \quad t_7 = 0,5T_s - \frac{i_3}{m_0} \quad (61)$$

Os instantes t_1 e t_8 correspondem aos momentos em que a corrente $i_p(t)$ se iguala a corrente de entrada. Assim:

$$t_1 = \frac{-i_1 + I_{in}}{m_2} \quad , \quad t_8 = 0,5T_s - \frac{i_3 - I_{in}}{m_0} \quad (62)$$

Os instantes t_3 e t_6 são os momentos em que a corrente $i_p(t)$ se iguala ao oposto da corrente de entrada. Dessa forma:

$$t_3 = \frac{-i_1 - I_{in}}{m_2} \quad , \quad t_6 = 0,5T_s - \frac{i_3 + I_{in}}{m_0} \quad (63)$$

2.2.1.1 Esforços sobre os interruptores

A máxima tensão (V_{S1} , V_{S2} , V_{S3} e V_{S4}) aplicada nas chaves apresentará o mesmo valor apresentado para o modo de operação elevador.

A expressão (64) apresenta os valores instantâneos da corrente $i_{S1}(t)$ do interruptor S_1 . Percebe-se, a partir das formas de onda, que os valores para os interruptores S_1 e S_2 são semelhantes, a menos de um deslocamento de tempo.

$$i_{S1}(t) = \begin{cases} 0, & t_0 < t \leq t_7 \\ m_0(t - t_5) + i_3, & t_7 < t \leq t_9 \\ 0, & t_9 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (64)$$

A corrente máxima que passará através das chaves é i_2 , que corresponde à corrente máxima através do transformador e já apresentada anteriormente. A corrente média I_{S1med} através da chave S_1 pode ser obtida pela expressão (65). Os valores são iguais para a chave S_2 .

$$I_{S1med} = \frac{1}{T_S} \left[\int_{t_7}^{t_9} [m_0(t - t_5) + i_3] dt \right] \quad (65)$$

O cálculo da corrente eficaz I_{S1rms} , seguindo o mesmo padrão, é apresentado pela equação (66).

$$I_{S1rms} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_{t_7}^{t_9} [m_0(t - t_5) + i_3]^2 dt \right]} \quad (66)$$

Os valores de corrente eficaz para a chave S_2 serão semelhantes aos expressados na relação (66).

Os valores instantâneos de corrente para a chave S_3 no modo de operação abaixador são apresentados na relação (67). Os valores para o interruptor S_4 são semelhantes, a menos de um deslocamento no tempo.

$$i_{S3}(t) = \begin{cases} 0, & t_0 < t \leq t_2 \\ (m_0(t - t_0) + i_3)n, & t_2 < t \leq t_4 \\ (m_3(t - t_4) + i_2)n, & t_4 < t \leq t_5 \\ 0, & t_5 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (67)$$

Dessa forma, é possível obter os valores médios de corrente através dos interruptores S_3 e S_4 através da expressão apresentada em (68).

$$I_{S3med} = \frac{n}{T_S} \left[\int_{t_2}^{t_4} [m_0(t - t_0) + i_3] dt + \int_{t_4}^{t_5} [m_3(t - t_4) + i_2] dt \right] \quad (68)$$

A corrente eficaz nos interruptores S_3 e S_4 pode ser calculada conforme (69).

$$I_{S3rms} = n \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_{t_2}^{t_4} [m_0(t - t_0) + i_3]^2 dt + \int_{t_4}^{t_5} [m_3(t - t_4) + i_2]^2 dt \right]} \quad (69)$$

2.2.1.2 Esforços sobre os diodos

A máxima tensão (V_{d1} , V_{d2} , V_{d3} e V_{d4}) aplicada nos diodos será semelhante ao obtido para o modo de operação elevador

Os valores instantâneos de corrente através do diodo D_1 são apresentados na expressão (70). Percebe-se, a partir das formas de onda, que os valores para os diodos D_1 e D_2 são semelhantes, a menos de um deslocamento de tempo.

$$i_{D1}(t) = \begin{cases} 0, & t_0 < t \leq t_4 \\ m_3(t - t_4) + i_2, & t_4 < t \leq t_5 \\ m_2(t - t_5) + i_1, & t_5 < t \leq t_7 \\ 0, & t_7 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (70)$$

A corrente média I_{D1med} através do diodo D_1 pode ser obtida pela expressão (71). O resultado será semelhante para o diodo D_2 .

$$I_{D1med} = \frac{1}{T_S} \left[\int_{t_4}^{t_5} [m_3(t - t_4) + i_2] dt + \int_{t_5}^{t_7} [m_2(t - t_5) + i_1] dt \right] \quad (71)$$

O cálculo da corrente eficaz I_{D1rms} através do diodo D_1 , é apresentado pela equação (72). O valor de corrente eficaz para o diodo D_2 e os procedimentos de cálculo serão semelhantes.

$$I_{D1rms} = \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_{t_4}^{t_5} [m_3(t - t_4) + i_2]^2 dt + \int_{t_5}^{t_7} [m_2(t - t_5) + i_1]^2 dt \right]} \quad (72)$$

Os valores instantâneos de corrente para o diodo D_3 no modo de operação abaixador são apresentados na relação (73). Os valores para o diodo D_4 são semelhantes, a menos de um deslocamento no tempo.

$$i_{D3}(t) = \begin{cases} (m_2(t - t_0) + i_1)n, & t_0 < t \leq t_2 \\ 0, & t_2 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (73)$$

Assim, é possível obter os valores médios de corrente através dos diodos D_3 e D_4 através da expressão apresentada em (74).

$$I_{D3med} = \frac{n}{T_S} \left[\int_{t_0}^{t_2} [m_2(t - t_0) + i_1] dt \right] \quad (74)$$

A corrente eficaz nos diodos D_3 e D_4 pode ser calculada conforme (75).

$$I_{D3rms} = n \sqrt{\frac{1}{T_S} \left[\int_{t_0}^{t_2} [m_2(t - t_0) + i_1]^2 dt \right]} \quad (75)$$

2.2.1.3 Esforços sobre os capacitores

Uma vez que será empregada uma razão cíclica $D=0,5$ para o acionamento dos interruptores de ambas as pontes, a tensão de entrada será igualmente dividida entre o divisor capacitivo da primeira ponte, conforme apresentado em (76).

$$V_{c1} = V_{c2} = \frac{V_{in}}{2} \quad (76)$$

Da mesma forma, a tensão de saída se dividirá igualmente entre os capacitores da segunda ponte, como expressado em (77).

$$V_{c3} = V_{c4} = \frac{V_{out}}{2} \quad (77)$$

Desconsiderando as pequenas flutuações nas tensões do capacitor, pode-se admitir que as tensões média e eficaz sobre os capacitores apresentarão os mesmos valores acima expostos. As relações da corrente instantânea $i_{C1}(t)$ através do capacitor C_1 são apresentadas em (78).

Percebe-se, a partir das formas de onda, que os valores para os capacitores C_1 e C_2 são semelhantes, a menos de um deslocamento de tempo.

$$i_{C1}(t) = \begin{cases} -I_{in}, & t_0 < t \leq t_4 \\ [m_3(t - t_4) + i_2] - I_{in}, & t_4 < t \leq t_5 \\ [m_2(t - t_5) + i_1] - I_{in}, & t_5 < t \leq t_9 \\ -I_{in}, & t_9 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (78)$$

A corrente média I_{C1med} através do capacitor C_1 em um período de chaveamento do conversor é nula. A corrente mínima através dos capacitores C_1 e C_2 é $(i_0 - I_{in})$. O cálculo da corrente eficaz é apresentado em (79).

$$I_{C1rms} = \left(\frac{1}{T_S} \left[\int_{t_0}^{t_4} (-I_{in})^2 dt + \int_{t_4}^{t_5} \{[m_3(t - t_4) + i_2] - I_{in}\}^2 dt + \int_{t_5}^{t_9} \{[m_2(t - t_5) + i_1] - I_{in}\}^2 dt + \int_{t_9}^{t_{10}} (-I_{in})^2 dt \right] \right)^{1/2} \quad (79)$$

Os valores de corrente eficaz para o capacitor C_2 serão semelhantes aos apresentados acima. Os valores de corrente instantânea para o capacitor C_3 são apresentados na relação a seguir:

$$i_{C3}(t) = \begin{cases} [m_2(t - t_0) + i_1] - I_{out}, & t_0 < t \leq t_4 \\ [m_1(t - t_4) + i_0] - I_{out}, & t_4 < t \leq t_5 \\ -I_{out}, & t_5 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (80)$$

Constata-se, a partir das formas de onda, que os valores para os capacitores C_3 e C_4 são semelhantes, a menos de um deslocamento de tempo.

A corrente média I_{C3med} e I_{C4med} através dos capacitores C_3 e C_4 , respectivamente, em um período de chaveamento do conversor são nulas. A corrente eficaz é apresentada em (81).

$$I_{C1rms} = \left(\frac{1}{T_s} \left[\int_{t_5}^{t_{10}} -I_{out}^2 dt + \int_{t_0}^{t_4} \{[m_2(t - t_0) + i_1] - I_{out}\}^2 dt + \int_{t_4}^{t_5} \{[m_1(t - t_4) + i_0] - I_{out}\}^2 dt \right] \right)^{1/2} \quad (81)$$

Os valores de corrente eficaz para o capacitor C_4 será semelhante ao apresentado acima. A corrente máxima através dos capacitores C_3 e C_4 é $(ni_1 - I_{out})$.

2.2.1.4 Esforços sobre o transformador

Os valores instantâneos da corrente $i_p(t)$ no primário do transformador são apresentadas na equação (82).

$$i_p(t) = \begin{cases} m_2(t - t_0) + i_1, & t_0 < t \leq t_4 \\ m_1(t - t_4) + i_0, & t_4 < t \leq t_5 \\ m_0(t - t_5) + i_3, & t_5 < t \leq t_9 \\ m_3(t - t_9) + i_2, & t_9 < t \leq t_{10} \end{cases} \quad (82)$$

Os demais esforços de tensão e corrente são semelhantes aos desenvolvidos para o modo de operação elevador.

2.2.2 Determinação do Ganho Estático

Uma das formas de exprimir a potência ativa média P_{med} transferida durante um período de chaveamento para o conversor DAHB é apresentada na equação (83):

$$P_{med} = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} v_{ab}(t) i_p(t) dt \quad (83)$$

A resolução desta integral implica em (84).

$$P_{med} = \frac{1}{T_S} \left[V_{c1} \left(\left(\frac{i_0 + i_1}{2} \right) (t_4 - t_0) + \left(\frac{i_1 + i_2}{2} \right) (t_{10} - t_9) \right) - V_{c2} \left(\left(\frac{i_3 + i_0}{2} \right) (t_5 - t_4) + \left(\frac{i_2 + i_3}{2} \right) (t_9 - t_5) \right) \right] \quad (84)$$

Utilizando as expressões (11) e (12) das correntes iniciais e (59), (60), (61), (62) e (63) dos instantes de tempo, é possível simplificar a expressão (84) de forma a obter o resultado da potência média ativa fornecida, apresentada em (85).

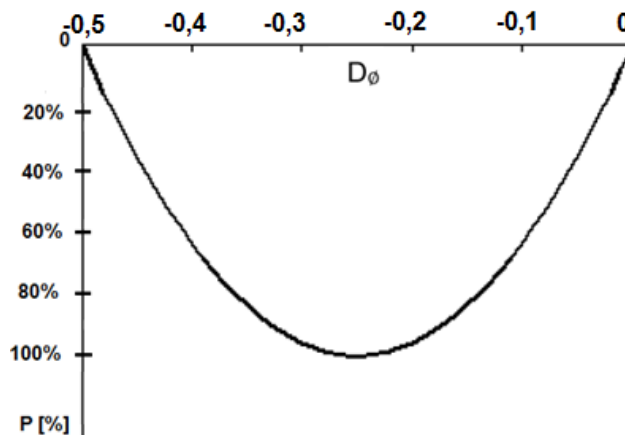
$$P_{med} = \frac{-nV_{in}V_{out}D_{\phi}(0,5 + D_{\phi})}{2L_d f_S} \quad (85)$$

Pode-se reescrever a equação (85) de forma a obter-se a expressão definitiva do ganho estático $G(\phi)$ do conversor, apresentada em (86).

$$G(\phi) = \frac{V_{in}}{V_{out}} = \frac{-nR_{in}D_{\phi}(0,5 + D_{\phi})}{2L_d f_S} \quad (86)$$

Onde R_{in} corresponde a resistência equivalente de entrada do conversor. A Figura 52 apresenta um gráfico da relação entre a potência de saída do conversor e a razão de defasagem D_{ϕ} entre o comando das duas pontes. É possível observar que, neste caso, temos apenas valores negativos de D_{ϕ} , correspondendo, por convenção, ao modo de operação abaixador.

Figura 52 - Variação da potência de saída por D_{ϕ}



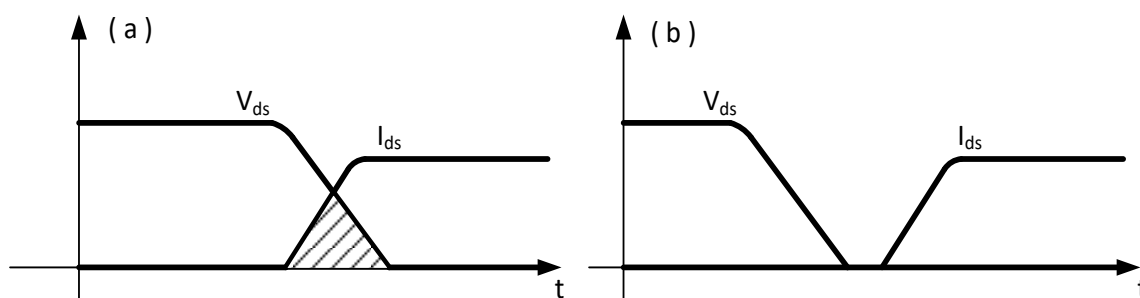
2.3 Análise da Comutação

A análise feita até agora foi estritamente ideal, onde não foram considerados os elementos parasitas dos semicondutores. Uma característica muito útil e inerente da topologia DAHB é a possibilidade de realização de comutação suave a partir da técnica ZVS. Esta forma de comutação é baseada no fato de a chave poder ser acionada com tensão nula.

A Figura 53 representa de forma conceitual o emprego da técnica para um MOSFET, onde V_{ds} é a tensão dreno-fonte do dispositivo, enquanto I_{ds} é sua corrente.

No caso (a), sem o emprego do ZVS, a chave é acionada com tensão não-nula, implicado assim na presença de perdas durante a comutação. No caso (b), a técnica ZVS é empregada, e o dispositivo somente é acionado com tensão nula, idealmente eliminando as perdas de comutação na entrada em condução.

Figura 53 - Representação conceitual da comutação em ZVS



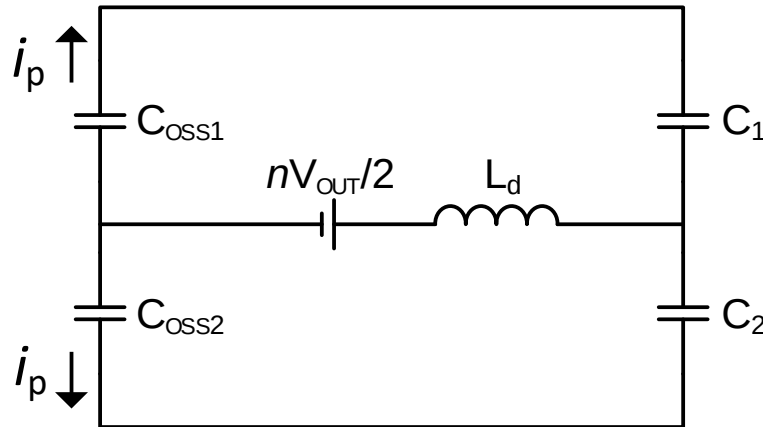
Fonte: produção do próprio autor, 2016.

De acordo com (XINYU, 2008), para que possa ser garantida a comutação suave das chaves, faz-se necessário o acréscimo de um tempo-morto entre o acionamento das duas chaves complementares de cada ponte, visando também evitar o curto circuito das fontes de entrada e saída. Este intervalo de tempo e sua duração influenciam diretamente na possibilidade de comutação suave. Os critérios mínimos e máximos que garantam o funcionamento do conversor em comutação suave não competem ao escopo deste trabalho.

É possível notar que, devido à presença do diodo em antiparalelo, as chaves podem ser acionadas com tensão zero. Desta forma, as perdas por entrada em condução dos dispositivos seccionadores podem ser consideradas nulas.

Quando as chaves são desligadas, as perdas de comutação também serão desprezadas. Durante o tempo-morto forma-se um circuito ressonante no conversor, que pode ser representado de forma simplificada na Figura 54.

Figura 54 - Circuito ressonante durante o tempo-morto



Fonte: produção do próprio autor, 2016. Adaptado de (XINYU, 2008).

Neste caso, quando a chave S_1 é desligada, a corrente i_p irá descarregar o capacitor C_{oss2} , ao passo que carrega o capacitor C_{oss1} . Este processo continua até o diodo antiparalelo da chave S_2 iniciar a condução.

No caso da utilização de IGBTs, o fenômeno da corrente de cauda durante o bloqueio faz com que as perdas de comutação não possam ser desprezadas. Essas perdas, no entanto, podem ser facilmente estimadas por meio das folhas de dados fornecidas pelos fabricantes

2.4 Análise Teórica das Perdas

As perdas do conversor podem ser especificadas principalmente a partir das perdas no transformador e perdas nos semicondutores. De forma a simplificar a análise, o tempo-morto entre os acionamentos das chaves complementares será desconsiderado.

As perdas totais em dispositivos semicondutores são geradas a partir da soma das perdas de condução e comutação destes dispositivos, conforme (87).

$$P_S = P_{Scon} + P_{Scom} \quad (87)$$

Para o conversor DAHB, as perdas nos semicondutores se devem principalmente à condução. Conforme analisado anteriormente, a possibilidade de comutação suave das chaves faz com que as perdas de entrada em condução não sejam significativas, podendo assim ser desprezadas, caso as exigências referentes ao tempo-morto e as condições de carga sejam atendidas.

As perdas para as chaves durante o bloqueio não serão nulas, no entanto, sendo que sua contabilização será desenvolvida no próximo capítulo, juntamente com a seleção das chaves a serem empregadas no protótipo. As perdas no transformador se devem ao efeito Joule nos enrolamentos e perdas no núcleo. O desenvolvimento matemático destas perdas será apresentado no próximo capítulo, juntamente com o projeto do transformador de alta frequência.

2.5 Considerações Finais do Capítulo

Este capítulo destinou-se a explanação do funcionamento do conversor proposto, bem como apresentar a fundamentação matemática que permita a realização do seu projeto, que será o principal foco do próximo capítulo.

Constatou-se que a topologia apresenta a possibilidade de realização de comutação suave, diminuindo assim as suas perdas, restritas basicamente à condução dos interruptores e ao transformador. O controle do fluxo de potência do conversor bidirecional é feito por meio da variação do ângulo de comando das duas pontes, a partir da modulação conhecida como SPS.

Conclui-se que o conversor *Dual Active Half-Bridge* apresenta uma estrutura relativamente simples e uma topologia cujo funcionamento não é complexo, apresentando diversas vantagens, como o reduzido número de componentes, a possibilidade de execução de comutação suave e o fluxo bidirecional de energia.

3 PROJETO DO CONVERSOR DUAL ACTIVE HALF BRIDGE

Visando a validação experimental do conversor estudado nas seções anteriores, este capítulo do trabalho destina-se ao projeto do protótipo de um conversor Dual Active Half Bridge conforme as especificações que serão apresentadas. As etapas que devem ser obedecidas para o êxito no projeto do conversor são apresentadas nesta seção.

A indutância de dispersão do transformador tem fundamental importância no projeto do conversor DAHB: conforme visto no capítulo anterior, as formas de onda no transformador e os esforços nos demais componentes estão diretamente relacionados ao valor desta indutância.

Assim, o primeiro elemento a ser projetado deve ser o transformador: com uma estimativa da dispersão é possível determinar qual será o valor de D_0 empregado para a obtenção da potência de saída desejada e, com isso, a corrente eficaz através dos enrolamentos do transformador.

Com estes valores, pode-se projetar e confeccionar o trafo para então ser realizar os ensaios e obter os principais parâmetros do transformador. Uma vez conhecida a indutância de dispersão L_d , é possível prosseguir com a seleção dos semicondutores a serem empregados e os capacitores dos divisores capacitivos da entrada e da saída do conversor.

Primeiramente, portanto, serão apresentadas as características e condições nominais de operação, seguido do projeto do transformador de alta frequência e os parâmetros obtidos pelo ensaio.

A seguir são apresentadas as escolhas dos semicondutores, a determinação de suas perdas (visando o dimensionamento dos dissipadores). Por fim, é apresentado a seleção dos capacitores de entrada e saída.

3.1 Especificações do Projeto

A Tabela 1 apresenta as principais especificações exigidas para o projeto do conversor DAHB a ser desenvolvido neste trabalho.

Tabela 1 - Principais especificações do projeto do conversor DAHB.

Especificação	Valor
P_{out} (Potência se saída do conversor)	1000W
V_{in} (Tensão de Entrada)	48V
V_{out} (Tensão de Saída)	350V
f_s (Frequência de comutação)	70kHz
η (Rendimento estimado)	95%

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

Uma vez conhecidos os parâmetros do conversor, é possível dar continuidade ao projeto do mesmo, iniciando pelo transformador, interruptores e seguindo pelos dissipadores e capacitores.

3.2 Projeto Físico do Transformador

A partir dos valores dos esforços calculados no capítulo 2 do presente trabalho, é possível o desenvolvimento do projeto do transformador. O dimensionamento e projeto do transformador aqui apresentado serão feitos conforme a metodologia apresentada por (BARBI, 2001).

Primeiramente, para que fosse possível realizar o projeto do transformador, era necessário conhecer o valor das correntes eficazes através dos enrolamentos do mesmo. Para o conversor DAHB, no entanto, as correntes no transformador dependem diretamente da indutância de dispersão L_d , que somente poderia ser obtida por meio dos ensaios.

Dessa forma, foi necessário fazer uma estimativa original para a indutância de dispersão e consequentemente para D_ϕ . Os valores inicialmente propostos foram de $L_d=500\text{nH}$ e $D_\phi=0,07$. Esta escolha para D_ϕ implica em uma boa margem de operação para o conversor, sendo possível ajusta-la para mais ou para menos, visando obter a potência de saída desejada, dependendo da indutância de dispersão efetivamente

mensurada após o ensaio. Caso o valor da indutância de dispersão fosse muito discrepante, seria necessário ou introduzir um indutor adicional ou refazer o projeto do transformador.

O projeto do transformador aqui apresentado considera a corrente eficaz para o caso de $L_d=328\text{nH}$, que foi a indutância de dispersão mensurada. Como a indutância de dispersão efetivamente mensurada apresentou valor inferior ao das estimativas iniciais ($L_d=500\text{nH}$), é possível reduzir o ângulo de defasagem de forma a obter-se a potência de saída desejada, não sendo obrigatória a inclusão de um indutor auxiliar. A Tabela 2 apresenta os principais esforços nos enrolamentos do transformador. É válido lembrar que estes valores são semelhantes tanto para o modo de operação abaixador quanto para o modo de operação elevador.

Tabela 2 - Principais esforços de tensão e corrente no transformador.

Especificação	Valor
V_P (Tensão máxima no primário do transformador)	24V
V_S (Tensão máxima no secundário do transformador)	175V
$I_{P_{\max}}$ (Corrente máxima no enrolamento primário)	53,58A
$I_{S_{\max}}$ (Corrente máxima no enrolamento secundário)	7,14A
$I_{P_{\text{rms}}}$ (Corrente eficaz no enrolamento primário)	45,22A
$I_{S_{\text{rms}}}$ (Corrente eficaz no enrolamento secundário)	6,28A

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

3.2.1 Determinação do Núcleo

O primeiro passo a ser seguido durante o projeto de um transformador, é a seleção do núcleo a ser utilizado, sendo que este pode ser estimado por meio da multiplicação entre as áreas da seção transversal A_e do núcleo e da janela A_w do carretel, conforme apresentado no esquemático da Figura 55.

Cada topologia possui um valor de $A_e A_w$ específico considerado como mínimo. No caso de conversores derivados da topologia *half-bridge*, convêm-se a utilização do produto apresentado em (88) para obtenção de uma estimativa razoável para o dimensionamento do núcleo.

$$A_e A_{wmin} = \frac{P_{out}}{\eta K_w K_p J_{max} B_{max} f_s} \quad (88)$$

Onde:

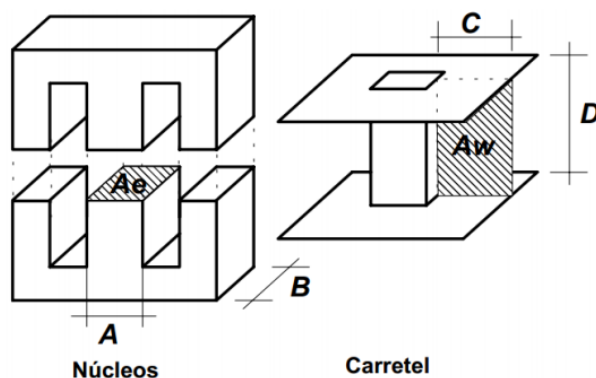
$K_u = 0,4$: Fator de enrolamento;

$K_p = 0,5$: Fator de utilização do primário;

$J_{max} = 300A/cm^2$: Máxima densidade de corrente do condutor;

$B_{max} = 0,15T$: Máxima densidade de fluxo magnético do núcleo;

Figura 55 - Representação conceitual dos valores de A_e e A_w .



Fonte: adaptado de (BARBI, 2001).

As variáveis estabelecidas acima são determinadas pelo projetista, devendo estas serem estabelecidas de forma a manter um compromisso entre as perdas no núcleo e as perdas no cobre do transformador, conforme será apresentado posteriormente. A partir da substituição na relação (88) destes valores acima descritos e das especificações do conversor obtêm-se (89).

$$A_e A_{w_min} = 16,708cm^4 \quad (89)$$

Uma vez estabelecido o valor mínimo, optou-se pela utilização do núcleo EE-65/33/26-IP12R, da fabricante Thorton, cujas principais características são apresentadas na Tabela 3.

Tabela 3 - Principais características do núcleo do transformador.

Especificação	Valor
A_e (Área da seção transversal do núcleo)	51,32cm ²
A_w (Área da janela do núcleo)	3,70cm ²
$A_e A_w$ (Multiplicação das áreas)	19,684cm ⁴

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

3.2.2 Determinação do Número de Espiras

A próxima etapa a ser desenvolvida é a especificação do número de espiras dos enrolamentos do transformador. Para o primário, utiliza-se a relação em (90) que, a partir da substituição dos valores apresentados, implica em (91):

$$N_p = \frac{V_{in}}{4A_e B_{max} f_s} \quad (90)$$

$$N_p = 2,148 \approx 2 \quad (91)$$

Dessa forma, optou-se por $N_p=2$ espiras. De acordo com (PENG, 2008), idealmente a relação de espiras n do trafo deve ser escolhido pela simples relação entre os valores nominais de tensão de entrada e saída (V_{in} e V_{out}). Assim, o número de espiras do secundário é apresentado em (92).

$$N_s = \frac{N_p}{n} = 14,5833 \approx 15 \quad (92)$$

Assim, o secundário será formado por $N_s=15$ espiras. Uma vez determinado o núcleo e o número de espiras dos enrolamentos, procede-se com o dimensionamento dos condutores a serem utilizados. Para tanto, deve-se considerar as implicações do efeito *Skin*, que podem sugerir o emprego de condutores em paralelo nos enrolamentos. Dessa forma, é necessário especificar a profundidade de penetração de corrente nos enrolamentos, conforme (93).

$$\delta_{\max} = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,0285\text{cm} \quad (93)$$

Assim, o diâmetro máximo do fio é expresso em (94):

$$d_{\max} = 2\delta_{\max} = 0,057\text{cm} \quad (94)$$

Conhecendo-se o diâmetro máximo do condutor, é possível a escolha do mais adequado com base nos valores comerciais de referência. Assim, para esse trabalho, utilizar-se-ão condutores AWG24, cuja área de cobre é $S_{\text{CuAWG24}}=0,002047\text{ cm}^2$.

Agora, precisa-se determinar a área de condutores necessárias tanto para o primário quanto para o secundário. Essa grandeza pode ser obtida por meio das correntes eficazes em ambos os enrolamentos e da máxima densidade de corrente do condutor, conforme observado nas equações (95) e (96).

$$S_{\text{cuprimario}} = \frac{I_{\text{prms}}}{J_{\max}} = 0,151\text{cm}^2 \quad (95)$$

$$S_{\text{cusecundario}} = \frac{I_{\text{srms}}}{J_{\max}} = 0,02\text{cm}^2 \quad (96)$$

Conhecendo a bitola a ser empregada e a superfície de cobre necessária nos enrolamentos, é possível determinar o número de espiras em paralelo no primário $N_{\text{pparalelo}}$ e no secundário $N_{\text{sparalelo}}$, conforme, observado nas equações (97) e (98).

$$N_{\text{pparalelo}} = \frac{S_{\text{cuprimario}}}{S_{\text{CuAWG24}}} = 73,638 \approx 76 \quad (97)$$

$$N_{\text{sparalelo}} = \frac{S_{\text{cusecundario}}}{S_{\text{CuAWG24}}} = 9,818 \approx 11 \quad (98)$$

Optou-se pelo uso de 76 fios em paralelo para o primário devido à aspectos construtivos: de forma a facilitar a montagem foram confeccionados quatro cabos (com 19 fios em paralelo cada) para compor o cabo empregado no primário.

3.2.3 Possibilidade de Execução

A possibilidade de execução K_u do projeto de um transformador determina a viabilidade de construção do mesmo. Esta grandeza determina a relação entre a área dos enrolamentos e a área da janela, conforme apresentado na relação (99) e deve ser menor que a unidade.

$$K_u = \frac{N_p \cdot N_{p_{\text{paralelo}}} + N_s \cdot N_{s_{\text{paralelo}}}}{A_w} = 0,22 \quad (99)$$

3.2.4 Perdas no Transformador

De acordo com (BARBI, 2001), as perdas em transformadores podem ocorrer no núcleo (devido à histerese e correntes parasitas) ou nos enrolamentos. As perdas no núcleo (P_N) e as perdas na carga (P_{LL}) determinam as perdas totais $P_{\text{trafototal}}$ do transformador, conforme explicitado na relação (100).

$$P_{\text{trafototal}} = P_N + P_{LL} \quad (100)$$

As perdas na carga (P_{LL}), podem ser obtidas a partir da relação expressa em (101), onde R_{primario} e $R_{\text{secundario}}$ são, respectivamente, as resistências por espira dos enrolamentos do primário e do secundário do transformador.

$$P_{LL} = N_p \cdot R_{\text{primario}} \cdot I_{prms}^2 + N_s \cdot R_{\text{secundario}} \cdot I_{srms}^2 \quad (101)$$

Os valores de R_{primario} e $R_{\text{secundario}}$ dependem da bitola do fio e do comprimento de uma espira. As equações para determinar estas grandezas são apresentadas nas equações (102) e (103).

$$R_{\text{primario}} = \frac{\frac{\rho_p}{S_p} \cdot r \cdot 2\pi}{N_{p_{\text{paralelo}}}} \quad (102)$$

$$R_{\text{secundario}} = \frac{\frac{\rho_s}{S_s} \cdot r \cdot 2\pi}{N_{\text{sparalelo}}} \quad (103)$$

Onde:

$\frac{\rho_p}{S_p} = 0,842\text{m}\Omega/\text{cm}$: Resistência por comprimento do primário (20°C);

$\frac{\rho_s}{S_s} = 0,842\text{m}\Omega/\text{cm}$: Resistência por comprimento do secundário (20°C);

$r = 1,7\text{cm}$: Raio estimado de uma espira;

Os valores de resistência por comprimento são tabelados e foram selecionados para o condutor AWG24, o qual será utilizado em ambos os enrolamentos. O raio médio de uma espira foi obtido de forma estimada por meio das especificações do carretel a ser empregado.

Assim, substituindo as expressões (102) e (103) com seus respectivos valores na equação (101), podemos obter as perdas de carga estimadas para o trafo.

$$P_{LL} = 0,93W \quad (104)$$

As perdas no núcleo do transformador (P_N) devem levar em consideração o material IP12R, e são determinadas com base na frequência de operação do conversor e o volume do núcleo. Este valor pode ser obtido por meio do gráfico de perdas volumétricas do material fornecido pelo fabricante, observado na Figura 56. Vale lembrar que a frequência de operação é 70kHz, enquanto que a densidade de fluxo magnético é de 1500 Gauss.

Dessa forma, podemos obter na relação (105) a expressão para o cálculo das perdas no núcleo.

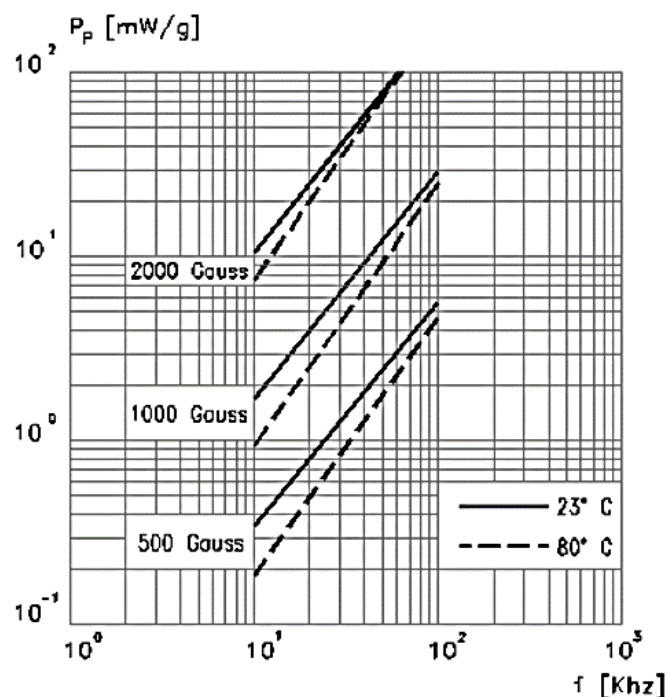
$$P_N = P_{\text{nucleo}} \cdot P_{d_{\text{volumetricas}}} \quad (105)$$

Onde:

$P_{\text{nucleo}} = 387\text{g}$: Peso do núcleo fornecido pelo fabricante;

$P_{d_{\text{volumetricas}}} = 50\text{mW/g}$: Perdas por grama do IP12R para 80°C.

Figura 56 - Perdas volumétricas para o material IP12R.



Fonte: extraído de http://www.thornton.com.br/materiais_ip12r.htm (2017).

Assim, a relação (105) resulta em (106). E as perdas totais no trafo, obtidas através do somatório das perdas de carga e de núcleo, são apresentadas em (107).

$$P_N = 19,35W \quad (106)$$

$$P_{\text{trafototal}} = 20,28W \quad (107)$$

3.2.5 Resultados do Ensaio do Transformador

Conforme expresso anteriormente, os parâmetros do transformador são de fundamental importância para a continuidade do projeto do conversor. Dessa forma a Tabela 4 apresenta os valores obtidos por meio de ensaio, sendo estes usados posteriormente para o dimensionamento dos demais componentes do sistema.

Tabela 4 - Principais parâmetros do transformador obtidos via ensaio.

Especificação	Valor
R_1 (Resistência do primário do transformador)	0,013 Ω
L_{m1} (Indutância magnetizante do primário)	19,2 μ H
L_{d1} (Indutância de dispersão do primário)	0,2 μ H
R_2 (Resistência do secundário do transformador)	0,049 Ω
L_{m2} (Indutância magnetizante do secundário)	1,083mH
L_{d2} (Indutância de dispersão do secundário)	7,2 μ H
L_d (Indutância de dispersão equivalente do trafo)	0,328 μ H

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

3.3 Dimensionamento dos Interruptores

A metodologia de dimensionamento dos semicondutores que será apresentada se baseia nas exigências e especificações do projeto apresentadas na seção 3.1, bem como nas equações dos esforços apresentadas nas seções 2.1.2 e 2.2.2 da análise quantitativa do conversor.

A escolha dos semicondutores a serem empregados será com base nos fabricantes mais conhecidos e nos modelos disponíveis. Uma vez determinados os semicondutores, deve-se proceder com o cálculo das perdas nos mesmos.

Para o conversor DAHB deste projeto, tem-se condições bastante contrastantes para as duas pontes. A primeira ponte é caracterizada por um alto valor de corrente eficaz e relativa baixa tensão. A segunda, por sua vez, apresenta uma tensão mais alta e uma corrente eficaz consideravelmente inferior. Estas características impactam decisivamente na escolha dos interruptores a serem empregados. O dimensionamento dos interruptores será feito primeiramente para a Ponte 1, sendo concluído com os semicondutores da Ponte 2.

3.3.1 Escolha dos semicondutores da Ponte 1

Uma vez conhecidas as especificações do projeto, é possível substituir tais valores nos equacionamentos desenvolvidos na análise quantitativa do capítulo anterior, visando determinar os esforços nos interruptores da primeira ponte, conforme apresentado na Tabela 5, para ambos os modos de operação do conversor.

Tabela 5 – Principais esforços para os semicondutores da primeira ponte.

Grandeza	Modo	Modo
	Abaixador	Elevador
$V_{S1max} - V_{S2max}$ (Tensão máxima nas chaves)	48V	48V
$V_{S1med} - V_{S2med}$ (Tensão média nas chaves)	24V	24V
$I_{S1max} - I_{S2max}$ (Corrente máxima nas chaves)	53,05A	53,05A
$I_{S1med} - I_{S2med}$ (Corrente média nas chaves)	0,683A	21,52A
$I_{S1rms} - I_{S2rms}$ (Corrente eficaz nas chaves)	4,91A	31,60A
$I_{D1max} - I_{D2max}$ (Corrente máxima nos diodos)	53,05A	53,05A
$I_{D1med} - I_{D2med}$ (Corrente média nos diodos)	21,52A	0,683A
$I_{D1rms} - I_{D2rms}$ (Corrente eficaz nos diodos)	31,60A	4,91A

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

Mosfets são interruptores que são bastante acessíveis para emprego em aplicações de alta corrente eficaz, baixa tensão e alta frequência. Assim, o modelo do Mosfet escolhido para os interruptores da Ponte 1 é o IFRB4110 da *International Rectifier*, que atende a todas as exigências impostas pelos esforços da Tabela 5. Suas principais características são apresentadas na Tabela 6, que serão utilizadas nos cálculos térmicos a seguir.

Tabela 6 - Principais características do MOSFET IRFB4110

Característica	Valor
V_{DSS} (Tensão de Breakdown)	100V
R_{DSon_max} (Resistência entre dreno e fonte)	4,5m Ω
T_{Jmax} (Temperatura máxima de junção)	175°C
I_{DM} (Corrente de Pico máxima)	120A
R_{da} (Resistência Junção-Ambiente)	62°C/W

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

3.3.2 Perdas dos semicondutores da Ponte 1

Conforme analisado no capítulo anterior, o conversor DAHB possibilita a comutação em ZVS, tornando, portanto, as perdas durante a entrada em condução desprezíveis. Conforme explicitado no capítulo anterior, as perdas de bloqueio podem

ser desprezadas. As únicas perdas a serem computadas, portanto, serão as perdas de condução. A expressão (108) apresenta a equação que estabelece as perdas de condução para Mosfets, como é o caso dos interruptores da Ponte 1.

$$P_{S1cond} = P_{S2cond} = I_{Srms}^2 \cdot R_{DSon_max} \quad (108)$$

Onde:

P_{Scond} = Perdas do interruptor por meio da condução;

I_{Srms} = Corrente eficaz através do interruptor;

R_{DSon_max} = máxima resistência de dreno de condução da chave;

Deve-se também se considerar as perdas nos diodos em antiparalelo. Para estes, a perda pode ser calculada conforme a expressão (109).

$$P_{Dcond} = V_F \cdot I_{Dmed} + I_{Drms}^2 \cdot R_S \quad (109)$$

Onde:

P_{Dcond} = Perdas do diodo por meio da condução;

I_{Dmed} = Corrente média através de um diodo;

I_{Drms} = Corrente eficaz através de um diodo;

R_S = resistência do diodo quando polarizado diretamente;

Uma vez selecionados os interruptores, pode-se determinar as perdas nestes. Assim, serão aplicados os parâmetros apresentados na Tabela 6 nas equações (108) e (109) para determinação das perdas em cada interruptor, bem como nos diodos antiparalelo. Os resultados estão resumidos na Tabela 7.

Tabela 7 – Perdas nas chaves e perdas totais na primeira ponte.

Característica	Modo	Modo
	Abaixador	Elevador
$P_{S1cond} - P_{S2cond}$ (Perdas em condução em S_1 e S_2)	0,109W	4,492W
$P_{D1} - P_{D2}$ (Perdas nos diodos antiparalelo D_1 e D_2)	32,463W	0,996W
P_{TS1} (Perdas totais por chave na primeira ponte)	32,572W	5,489W
P_{T1} (Perdas totais na primeira ponte)	65,144W	10,977W

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

Para os resultados que foram dispostos na tabela acima, considerou-se que a resistência em condução R_s dos diodos em antiparalelo apresenta o mesmo valor da resistência máxima entre dreno e fonte R_{DSon_max} dos Mosfets. Além disso, as perdas de recuperação reversa destes diodos foram desconsideradas no cálculo.

3.3.3 Escolha dos semicondutores da Ponte 2

O mesmo processo pode ser desenvolvido para os interruptores da segunda ponte. A Tabela 8 apresenta os esforços nestes interruptores.

Neste caso, porém, a alta tensão, combinada com a alta frequência e a baixa corrente eficaz sugerem o emprego de IGBTs, que são mais acessíveis para características de operação tais como as apresentadas.

Tabela 8 – Principais esforços para os semicondutores da segunda ponte.

Grandeza	Modo	Modo
	Abaixador	Elevador
$V_{S3max} - V_{S4max}$ (Tensão máxima nas chaves)	350V	350V
$V_{S3med} - V_{S4med}$ (Tensão média nas chaves)	175V	175V
$I_{S3max} - I_{S4max}$ (Corrente máxima nas chaves)	7,07A	5,31A
$I_{S3med} - I_{S4med}$ (Corrente média nas chaves)	2,91A	0,051A
$I_{S3rms} - I_{S4rms}$ (Corrente eficaz nas chaves)	4,24A	0,426A
$I_{D3max} - I_{D4max}$ (Corrente máxima nos diodos)	5,31A	7,07A
$I_{D3med} - I_{D4med}$ (Corrente média nos diodos)	051A	2,91A
$I_{D3rms} - I_{D4rms}$ (Corrente eficaz nos diodos)	0,426A	4,24A

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

O modelo dos IGBTs escolhido para os interruptores da segunda ponte é o IRGP50B60PD, que atende, com folga, a todos os parâmetros e esforços da Tabela 8. Suas principais características são apresentadas na Tabela 9. O próximo passo a ser desenvolvido é o cálculo das perdas nos semicondutores da Ponte 2.

Tabela 9 - Principais características do IGBT IRGP50B60PD

Característica	Valor
V_{CEon} (Tensão Coletor-Emissor em condução)	2,00V
V_{CE} (Tensão Coletor-Emissor)	600V
I_C (Corrente no Coletor)	33A
T_{Jmax} (Temperatura máxima de junção)	150°C
R_{CE} (Resistência Coletor-Emissor em condução)	61mΩ

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

3.3.4 Perdas nos semicondutores da Ponte 2

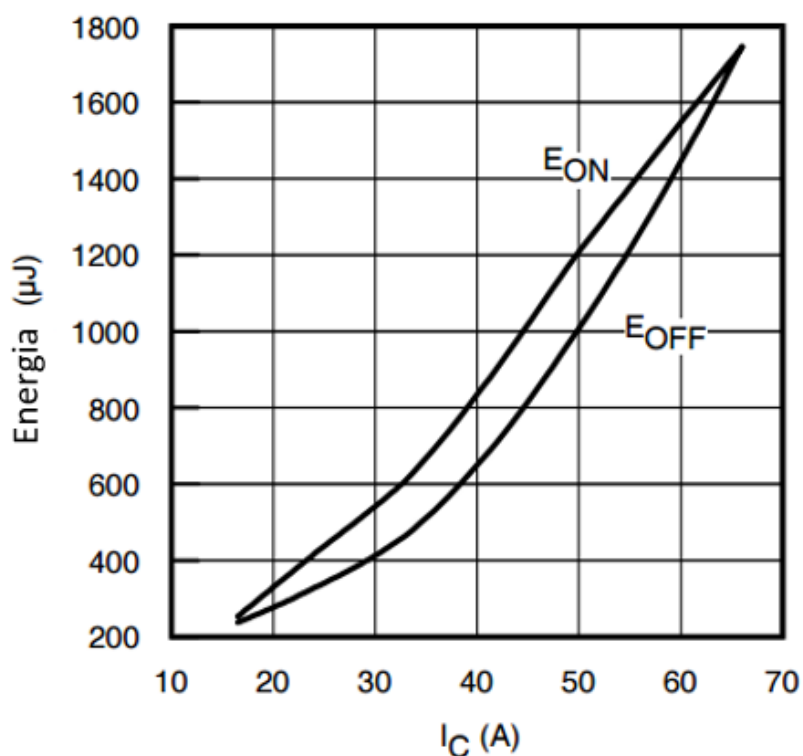
Esta subseção apresentará o cálculo das perdas para os semicondutores da Ponte 2. As perdas no IGBT em condução podem ser obtidas por meio da relação apresentada na equação (110).

$$P_{S3cond} = P_{S4cond} = I_{Smed} \cdot V_{CEon} + I_{Srms}^2 \cdot R_{CE} \quad (110)$$

Devido à condição de comutação suave expressa anteriormente, as perdas de entrada em condução não existem para essa topologia. No bloqueio, as perdas para os Mosfets da Ponte 1 foram desprezadas devido ao baixo tempo de comutação dos mesmos. No caso dos IGBTs, a sua característica de apresentar uma corrente de cauda durante o bloqueio gera perdas de comutação que não podem ser desprezadas.

Estas perdas, no entanto, podem ser estimadas de forma bastante razoável a partir de informações dispostas nas folhas de dados dos fabricantes. A Figura 57 apresenta a energia E_{OFF} perdida durante o bloqueio, em função da corrente I_C de coletor para determinadas condições de operação ($T_J = 125^\circ\text{C}$; $L = 200\mu\text{H}$; $V_{CE} = 390\text{V}$, $R_G = 3.3\Omega$; $V_{GE} = 15\text{V}$). Os valores obtidos estão expressos na Tabela 10.

Figura 57 - Energia perdida em bloqueio para o IGBT IRGP50B60PD



Fonte: extraído de <<http://www.irf.com/product-info/datasheets/data/irgp50b60pd.pdf>>.

As perdas nos diodos em antiparalelo podem ser obtidas pela relação anteriormente apresentada em (109). Aplicando-se os valores apresentado na Tabela 8 e na Tabela 9 nas equações (109) e (110) das perdas nos semicondutores, é possível determinar as perdas totais por chave.

Conforme será visto adiante, cada uma das pontes apresentará seu próprio dissipador, dessa forma, a Tabela 10, a seguir, apresenta as perdas para a Ponte 2.

Tabela 10 – Perdas nas chaves e perdas totais na segunda ponte.

Característica	Modo	Modo
	Abaixador	Elevador
$P_{S3cond} - P_{S4cond}$ (Perdas em condução em S_3 e S_4)	6,915W	0,114W
$P_{S3off} - P_{S4off}$ (Perdas em bloqueio para S_3 e S_4)	17,08W	17,08W
$P_{D3} - P_{D4}$ (Perdas nos diodos antiparalelo D_3 e D_4)	0,114W	6,915W
P_{TS2} (Perdas totais por chave na segunda ponte)	24,109W	24,109W
P_{T2} (Perdas totais na segunda ponte)	48,218W	48,218W

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

3.4 Dimensionamento dos Dissipadores

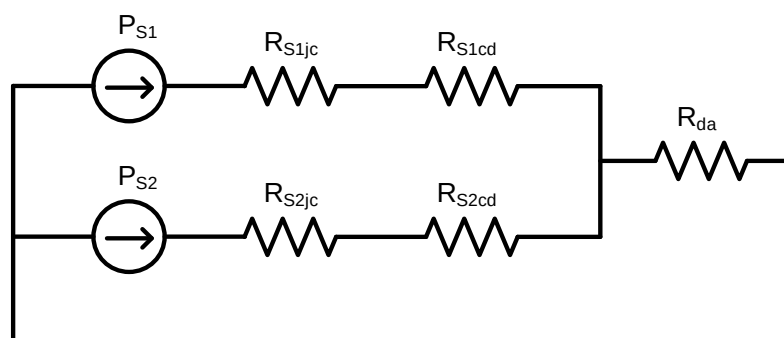
Quando correntes elétricas atravessam componentes, existem perdas que ocorrem e devem ser devidamente dissipadas. Estas perdas causam o aumento da temperatura de junção dos componentes semicondutores, podendo causar sérios danos caso a dissipação térmica não seja feita corretamente.

Esta subseção é responsável pela determinação dos dissipadores a serem empregados no projeto. O dimensionamento deve ser feito de forma que a temperatura máxima de trabalho na junção das chaves não ultrapasse os limites estabelecidos pelos fabricantes.

O cálculo para dimensionamento dos dissipadores de calor deve considerar diversos parâmetros, tais como a potência a ser dissipada e resistências térmicas. Para a realização destes cálculos, será utilizada a metodologia apresentada por (BASCOPE E PERIN, 1997).

Para o presente projeto, serão confeccionadas duas placas, sendo uma para cada ponte do conversor. Dessa forma, cada placa possuirá seu próprio dissipador, cada um responsável por atender a dois dispositivos comutadores. Assim, pode-se fazer uma representação esquemática do circuito térmico equivalente a ser considerado, conforme a Figura 58. As perdas totais em cada chave são representadas por fontes de corrente, tendo estas sido calculadas anteriormente. Os valores das demais resistências térmicas podem ser obtidas por meio dos catálogos dos fabricantes.

Figura 58 - Circuito térmico equivalente para escolha do dissipador.



Fonte: produção do autor (2017). Adaptado de (ZANATTA, 2016)

Onde pode-se definir os seguintes termos:

P_{Sx} = Perdas totais da chave X;

R_{Sxjc} = Resistência térmica entre a junção e o componente da chave X;
 R_{Sxcd} = Resistência térmica entre componente e dissipador da chave X;
 R_{da} = Resistência térmica entre o dissipador e o ambiente;

Com isso, pode-se determinar o valor da diferença de temperatura entre junção e dissipador para uma chave genérica S_x conforme apresentado na equação (111).

$$\Delta T_{Sxjd} = P_{Sx}(R_{Sxjc} + R_{Sxcd}) \quad (111)$$

Após, deve-se determinar a temperatura média do dissipador e obter então a temperatura de junção para os componentes dispostos no dissipador. Essa temperatura média pode ser computada a partir de uma média simples considerando a temperatura de junção T_{Sxj} dos componentes.

O cálculo térmico aqui apresentado será feito primeiramente para os Mosfets da primeira ponte e posteriormente para os IGBTs da segunda ponte. Como os semicondutores que estarão em cada dissipador são idênticos, podemos proceder conforme a relação (112).

$$T_{diss} = \frac{(T_{S1j} - \Delta T_{Sxjd}) + (T_{S2j} - \Delta T_{S2jd})}{2} = T_{S1j} - \Delta T_{S1jd} \quad (112)$$

Com isso, pode-se determinar a temperatura de junção do semiconductor conforme apresentado na relação (113). Caso este valor supere os limites estabelecidos pelo fabricante, deve-se realizar um novo projeto que se adeque a esses parâmetros.

$$T_{Sxj} = \Delta T_{Sxjd} + T_{diss} \quad (113)$$

Assim, o valor requerido para a resistência térmica do dissipador pode ser calculado conforme estabelecido na relação (114).

$$R_{da} = \frac{T_{diss} - T_a}{2P_{Sx}} \quad (114)$$

Para o cálculo do dimensionamento dos dissipadores, será considerada uma temperatura $T_a = 40^\circ\text{C}$ e uma temperatura de junção máxima $T_{Sxj} = 120^\circ\text{C}$. Além disso, tem-se por meio dos dados fornecidos pelo fabricante que a resistência térmica entre cápsula e dissipador $R_{cd1} = 0,5^\circ\text{C/W}$ e a resistência térmica entre a junção e a cápsula $R_{jc1} = 0,402^\circ\text{C/W}$. Com isso calculamos a diferença de temperatura entre junção e dissipador para os interruptores da primeira ponte.

$$\Delta T_{S1jd} = \Delta T_{S2jd} = 32,572(0,402 + 0,5) = 29,38^\circ\text{C} \quad (115)$$

Será considerada uma temperatura máxima de 120° para junção dos semicondutores da primeira ponte nesse projeto. Dessa forma, a temperatura média do dissipador é obtida por meio de (116).

$$T_{diss} = T_{S1j} - \Delta T_{S1jd} = 120 - 29,38 = 90,62^\circ\text{C} \quad (116)$$

Assim, é possível fazer a substituição desses valores em (114) de forma a determinar a resistência térmica R_{da1} máxima do dissipador necessária para a primeira ponte, conforme (117).

$$R_{da1} = \frac{90,62 - 40}{65,144} = 0,777^\circ\text{C/W} \quad (117)$$

Para os interruptores da segunda ponte, pode-se executar os mesmos passos. Para este caso, temos que a resistência térmica entre cápsula e dissipador $R_{cd2} = 0,24^\circ\text{C/W}$ e a resistência térmica entre a junção e a cápsula $R_{jc2} = 0,34^\circ\text{C/W}$. Com isso calculamos a diferença de temperatura entre junção e dissipador para os interruptores da segunda ponte.

$$\Delta T_{S3jd} = \Delta T_{S4jd} = 24,109(0,24 + 0,34) = 13,98^\circ\text{C} \quad (118)$$

Será considerada uma temperatura máxima de 100° para junção dos semicondutores da primeira ponte nesse projeto. Dessa forma, a temperatura média do dissipador é obtida por meio de (119).

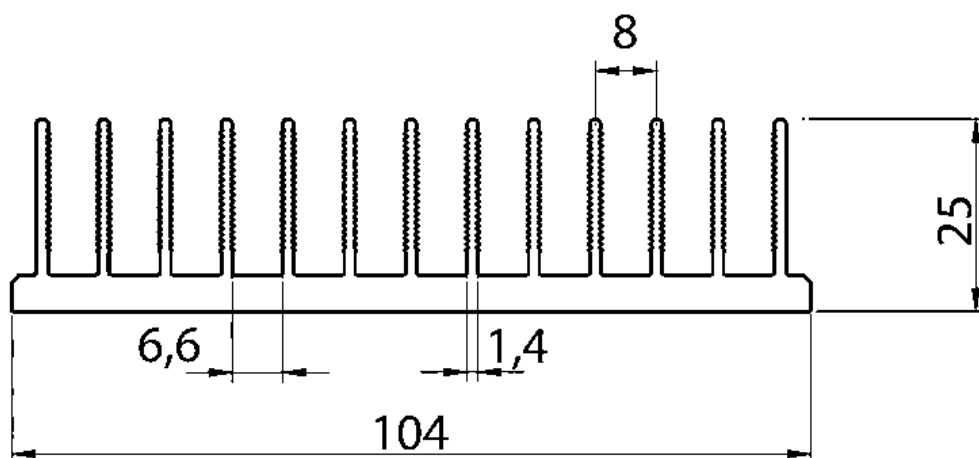
$$T_{\text{diss}} = T_{\text{S3j}} - \Delta T_{\text{S3jd}} = 100 - 13,98 = 86,02^{\circ}\text{C} \quad (119)$$

Assim, é possível fazer a substituição desses valores em (114) de forma a determinar a resistência térmica R_{da2} máxima do dissipador necessária para a segunda ponte, conforme (120).

$$R_{\text{da2}} = \frac{86,02 - 40}{48,218} = 0,9544^{\circ}\text{C/W} \quad (120)$$

Para ambos os dissipadores, foi escolhido o modelo HS10425 de 50mm, cujas dimensões são apresentadas na Figura 59. Sua resistência térmica com ventilação forçada de 4m/s é de aproximadamente $0,715^{\circ}\text{C/W}$, sendo adequado para as exigências computadas acima. Para cada um dos dissipadores foram empregados dois ventiladores (6x6x2,5cm) da fabricante ADDA, alimentados em 12V.

Figura 59 - Dimensões do dissipador térmico selecionado (HS10425).



Fonte: extraído de < <http://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf> >

3.5 Dimensionamento dos Divisores Capacitivos

Para que haja o correto funcionamento do conversor, a tensão dos capacitores deve se manter praticamente constante, assemelhando-se ao comportamento de uma fonte de tensão ideal.

A partir das formas de onda das correntes nos capacitores apresentadas na Figura 35 para o modo de operação elevador e Figura 50 para o modo abaixador e,

estabelecendo-se um valor máximo para as ondulações de tensão nos capacitores, é possível a determinação das capacitâncias mínimas de C_1 , C_2 , C_3 e C_4 , de forma a atender a estes critérios. Foi convencionado que a máxima ondulação permitida nos capacitores seja de 10% da metade da tensão de entrada para C_1 , C_2 e metade da tensão de saída para C_3 e C_4 . Conforme expresso em (121) e (122).

$$\Delta V_{C1} = \Delta V_{C2} = 0,10 \frac{V_{in}}{2} = 2,4 \text{ V} \quad (121)$$

$$\Delta V_{C3} = \Delta V_{C4} = 0,10 \frac{V_{out}}{2} = 17,5 \text{ V} \quad (122)$$

Iniciando pela determinação dos capacitores da primeira ponte, precisamos calcular os valores mínimos das capacitâncias. Utilizando as formas de onda do conversor operando no modo abaixador, conforme a Figura 50 pode-se constatar que a corrente através do capacitor C_1 tem valor igual a corrente de entrada I_{in} durante o intervalo t_5 a t_{10} , dessa forma obtém-se (123).

$$i_{C1}(t) = C_1 \frac{dV_{C1}(t)}{dt} \rightarrow \int_{t_5}^{t_{10}} i_{C1}(t) dt = C_1 \int_{V_{C1min}}^{V_{C1max}} dV_{C1}(t) \quad (123)$$

Resolvendo a equação (123) encontra-se o resultado apresentado em (124).

$$I_{in}(T_s - 0,5T_s) = C_1 \Delta V_{C1} \rightarrow C_1 = \frac{I_{in}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{C1}} \quad (124)$$

Com isso, determina-se que o valor mínimo para os capacitores C_1 e C_2 para que se obtenha uma ondulação máxima de 10% na tensão de cada um dos capacitores é o valor expresso em (125).

$$C_1 = C_2 \geq 62 \mu\text{F} \quad (125)$$

Para os capacitores da primeira ponte, devido à alta corrente eficaz que circula pelos mesmos. Optou-se por se utilizar uma associação de capacitores em paralelo, de forma a garantir tanto a capacitância desejada quanto a corrente necessária. Serão

empregados capacitores de polipropileno da fabricante Epcos do modelo B32669. As suas características são apresentadas na Tabela 11.

Tabela 11 – Seleção dos capacitores da primeira ponte.

Característica	B32669	B32669	Total
	8 μ F	10 μ F	C ₁ – C ₂
Quantidade de capacitores em paralelo	3	4	-
Capacitância	8 μ F	10 μ F	64 μ F
Valor máximo de tensão	250V	250V	250V
Valor eficaz de corrente	13A	16A	103A

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

Seguindo o mesmo procedimento, encontra-se o valor para os capacitores C₃ e C₄, conforme expresso em (126) e resultando nos valores apresentados em (127).

$$I_{out}0,5T_s = C_3\Delta V_{C3} \rightarrow C_1 = \frac{I_{out}}{2 \cdot f_s \cdot \Delta V_{C3}} \quad (126)$$

$$C_3 = C_4 \geq 1,17 \mu\text{F} \quad (127)$$

Serão empregados, para cada um dos capacitores C₃ e C₄ um capacitor de 8 μ F do modelo B32669 de polipropileno. O modelo é o mesmo da Tabela 11.

3.6 Circuito de Comando

A geração dos sinais de comando defasados para o acionamento dos interruptores será feito a partir de um Arduino Uno, que contém um microcontrolador ATMEGA328, da fabricante Atmel, sendo permitida a regulação do ângulo de defasagem por meio do *shield* LCD com teclado do modelo DF-Robot. O código para geração destes sinais é apresentado no Anexo B.

São gerados por meio da placa Arduino Uno os sinais de comando para os interruptores S₁ e S₃. Os sinais para S₂ e S₄, complementares de S₁ e S₃, respectivamente, são gerados por meio de circuitos inversores, utilizando o transistor BC548.

Estes sinais terão sua tensão ajustadas para 15V por meio do buffer SN74LS07, sendo então conduzidos até o driver de acionamento das chaves. O driver a ser empregado na ponte de alta tensão é o modelo DRO100D25A da fabricante Supplier, (com tempo morto ajustado para 0,5µs) e será alimentada pela fonte DS320-08A, do mesmo fabricante.

Já a ponte de baixa tensão será acionada pelo driver SKHI20OPA da fabricante Semikron (com tempo morto ajustado para 0,25µs) e será alimentada por uma fonte do mesmo fabricante.

3.7 Rendimento do Conversor

Nesta seção será estabelecido o rendimento teórico do conversor considerando as perdas nos Mosfets, IGBTs e no transformador. A Tabela 12 apresenta um resumo das principais perdas calculadas para o conversor operando dentro das condições previamente estabelecidas neste capítulo, para ambos os modos de operação elevador e abaixador.

Tabela 12 – Principais perdas do conversor nos dois modos de operação.

Característica	Elevador	Abaixador
Perdas nos Mosfets	10,977W	65,144W
Perdas nos IGBTs	48,218W	48,218W
Perdas no Transformador	20,280W	20,280W
Perdas Totais	79,475W	133,642W

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

Dessa forma, calcula-se o rendimento do conversor no modo elevador e abaixador por meio da relação apresentada em (128).

$$\eta = \frac{P_{in} - P_{out}}{P_{in}} 100\% \quad (128)$$

Os resultados obtidos são apresentados em (129) e (130), respectivamente.

$$\eta_{elevador} = 92,05\% \quad (129)$$

$$\eta_{abaixador} = 86,63\% \quad (130)$$

Constata-se que a maior parcela das perdas se concentra nos semicondutores. É possível observar que a discrepância entre os rendimentos obtidos para o modo elevador e abaixador reside no fato de os diodos antiparalelo dos Mosfets conduzirem durante um tempo consideravelmente superior no modo de operação abaixador, aumentando, assim, as perdas totais do conversor. O resultado obtido para as perdas em condução para as chaves pode ser melhorado com o emprego de interruptores em paralelo. As demais perdas observadas podem ser mitigadas com o uso de componentes com tecnologias mais modernas e avançadas

3.8 Considerações Finais do Capítulo

Este capítulo destinou-se ao projeto de um conversor Dual Active Half Bridge de 1kW, cujo protótipo será desenvolvido de forma a validar o funcionamento da topologia. Entre os principais pontos críticos deste processo, destaca-se a suposição de um valor para a indutância de dispersão do trafo, sendo que esta é medida apenas experimentalmente. As chaves apresentam perdas relativamente baixas devido a comutação suave inerente da topologia, impactando em dissipadores menores. Constata-se que os capacitores do lado de baixa tensão apresentam esforços de corrente elevados, sugerindo o uso de diversos capacitores em paralelo, impactando consideravelmente no volume do conversor.

Nos próximos capítulos, será apresentado o resultado da simulação computacional do conversor, bem como dos resultados experimentais obtidos a partir do protótipo desenvolvido.

4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL

Este capítulo é dedicado à apresentação dos resultados obtidos via simulação computacional em malha aberta para o conversor *Dual Active Half Bridge* em seus dois modos de operação: elevador e abaixador. O principal objetivo desse capítulo do trabalho é comprovar o funcionamento teórico do conversor apresentado, utilizando o *software* PSIM® da desenvolvedora PowerSim®.

Uma vez que a intenção da presente seção é comprovar o funcionamento teórico do conversor, buscando validar o equacionamento apresentado no Capítulo 2 do presente trabalho, a análise feita é estritamente ideal, utilizando chaves ideais e não considerando os efeitos de tempo-morto e outras não-idealidades observadas experimentalmente.

4.1 Resultados Simulados (Modo Elevador)

É possível efetuar a manipulação da expressão (49) de forma a determinar o valor da razão de defasagem D_ϕ entre o comando das duas pontes necessária para obter-se a transferência de potência desejada, conforme observado em (131)

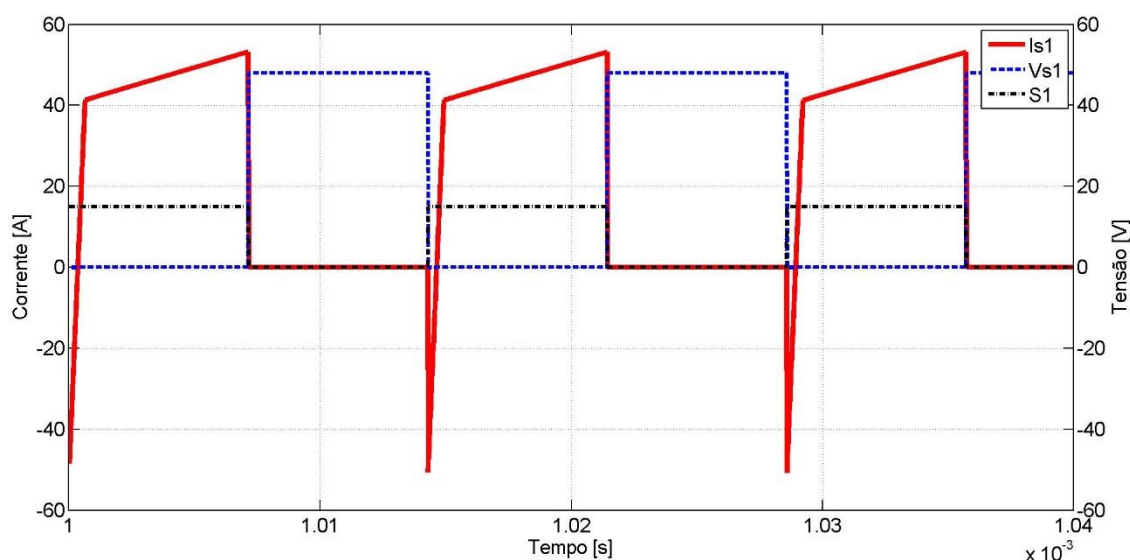
$$D_\phi = \frac{0,5 - \sqrt{0,25 - \frac{8V_{out}L_d f_s}{V_{in}nR_{out}}}}{2} \quad (131)$$

Todas as variáveis apresentadas em (131) já foram determinadas previamente no Capítulo 3, sendo estas as especificações do projeto apresentadas na Tabela 1. Substituindo-se tais valores em (131), obtêm-se (132).

$$D_\phi = 0,045 \quad \rightarrow \quad \phi = 16,2^\circ \quad (132)$$

Uma vez determinada a defasagem entre os pulsos de comando de ambas as pontes, é possível realizar a simulação. A Figura 60 apresenta as formas de onda da tensão aplicada sobre a chave S_1 ($v_{s1}(t)$) e o pulso de comando $S1$ aplicado. É também apresentada a corrente $i_{s1}(t)$ através do mesmo interruptor. Constata-se que a chave somente é acionada quando a tensão sobre a mesma é nula, comprovando, portanto, o funcionamento do conversor com comutação ZVS para os parâmetros especificados. As formas de onda para o interruptor S_2 são semelhantes, porém defasadas em 180° .

Figura 60 – Formas de onda da tensão, corrente e comando no interruptor S_1 .

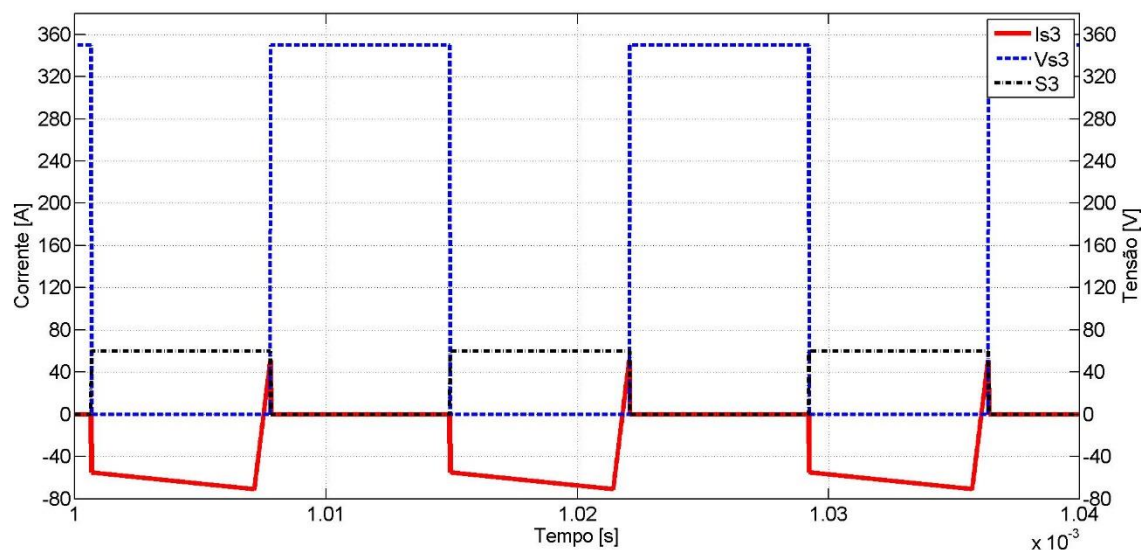


Fonte: produção do próprio autor (2017).

A Figura 61 contém as formas de onda da tensão aplicada sobre a chave S_3 ($v_{s3}(t)$) e o pulso de comando $S3$ aplicado. É também apresentada a corrente $i_{s3}(t)$ através do mesmo interruptor (ampliada 10x). Novamente, é possível observar a comutação suave das chaves durante a entrada em condução. As formas de onda para o interruptor S_4 são semelhantes, porém defasadas em 180° .

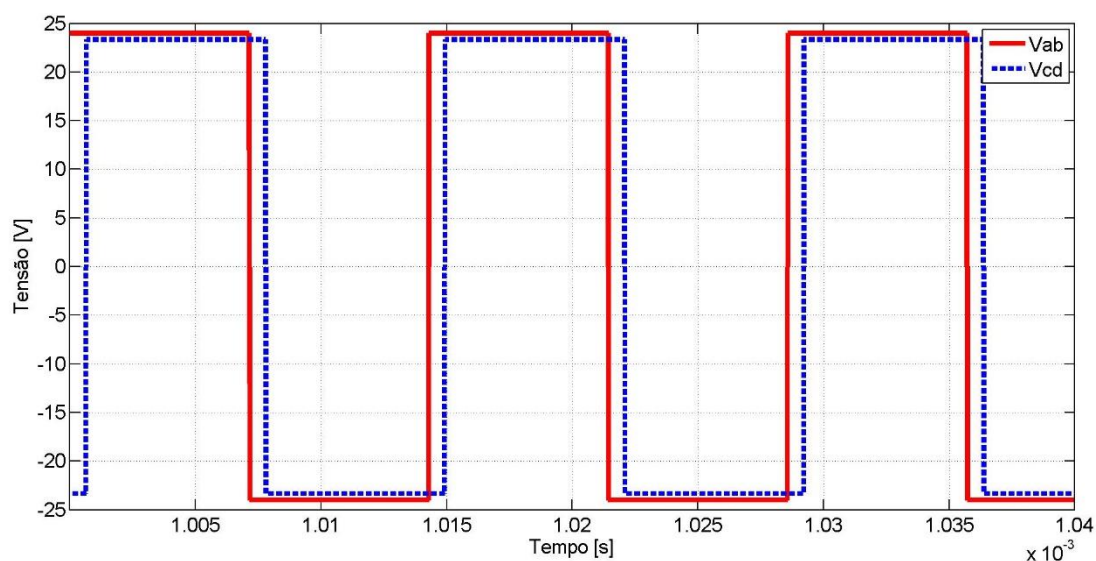
A Figura 62 apresenta a tensão aplicada sobre o lado de baixa tensão do transformador (V_{ab}) e a reflexão da tensão aplicada ao lado de alta tensão (V_{cd}). É possível observar a defasagem entre as referidas tensões. É possível observar nesta figura o fenômeno explicado pela Figura 22, uma vez que a relação de transformação n do trafo é diferente da relação entre as tensões de entrada e saída do conversor.

Figura 61 – Formas de onda da tensão, corrente e comando no interruptor S_3 .



Fonte: produção do próprio autor (2017).

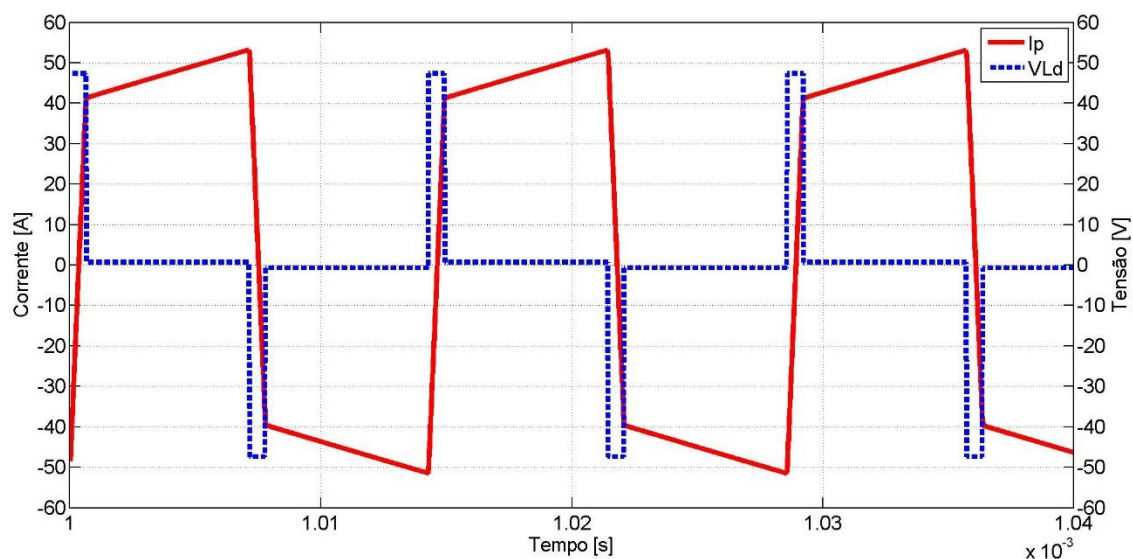
Figura 62 – Tensão V_{ab} aplicada ao primário e tensão V_{cd} do secundário refletida.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

A Figura 63 apresenta a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do transformador e a forma de onda da corrente no lado de baixa tensão. Vale lembrar que a tensão V_{Ld} imposta sobre a indutância de dispersão é proveniente da diferença entre as tensões V_{ab} e V_{cd} apresentadas na Figura 62.

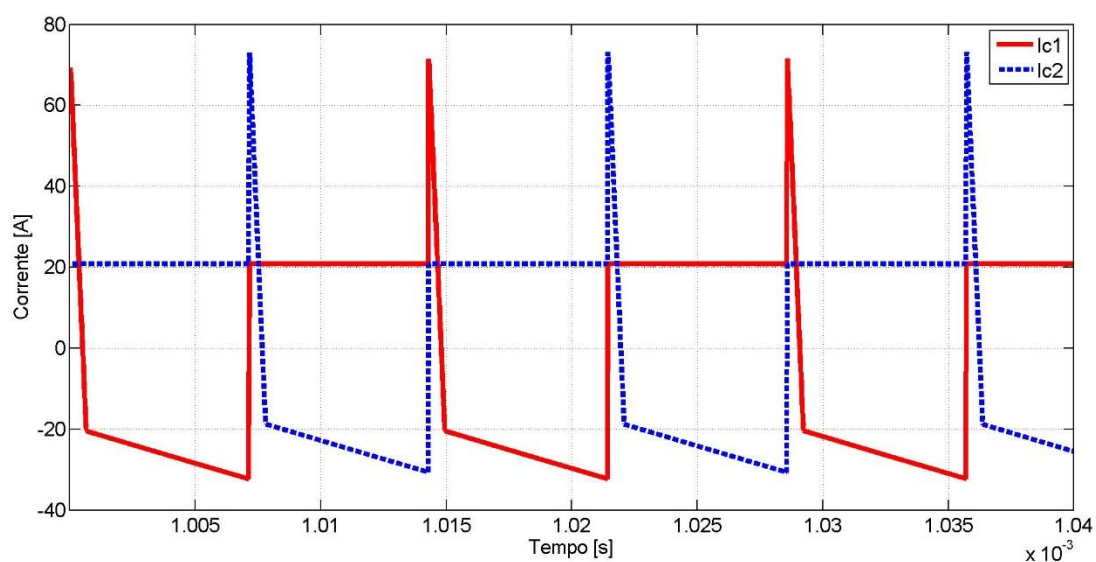
Figura 63 – Tensão V_{Ld} aplicada sobre a dispersão e corrente I_p no primário.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

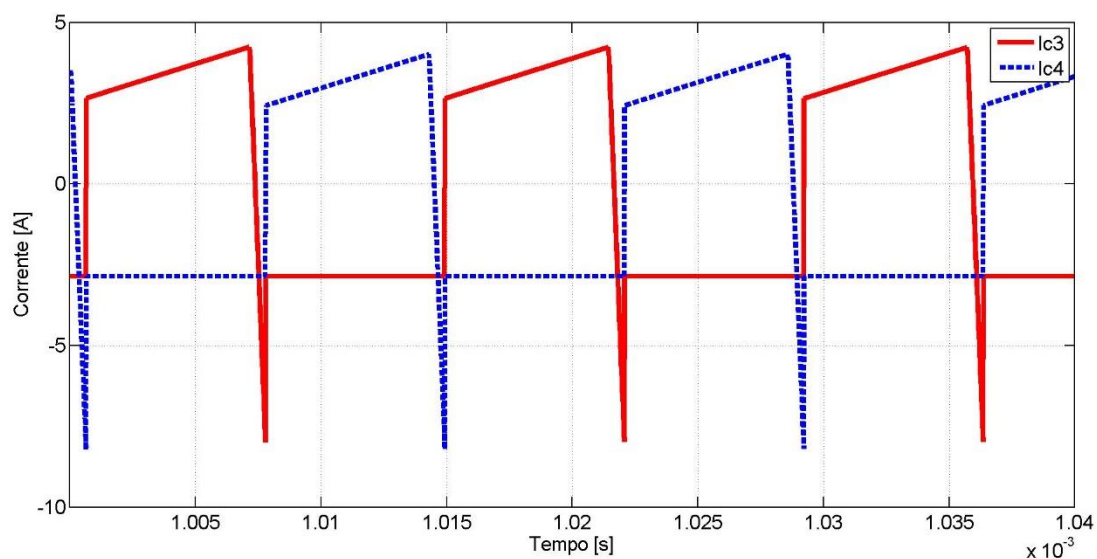
A Figura 64 apresenta as formas de onda de corrente no capacitor C_1 e C_2 . A Figura 65 contém as formas de onda de corrente no capacitor C_3 e C_4 . A Figura 66 apresenta a tensão de entrada V_{in} e a corrente de entrada I_{in} . A Figura 67 apresenta as formas de onda de tensão V_{out} e corrente de saída I_{out} (ampliada em 10x).

Figura 64 – Formas de onda das correntes através dos capacitores C_1 e C_2 .



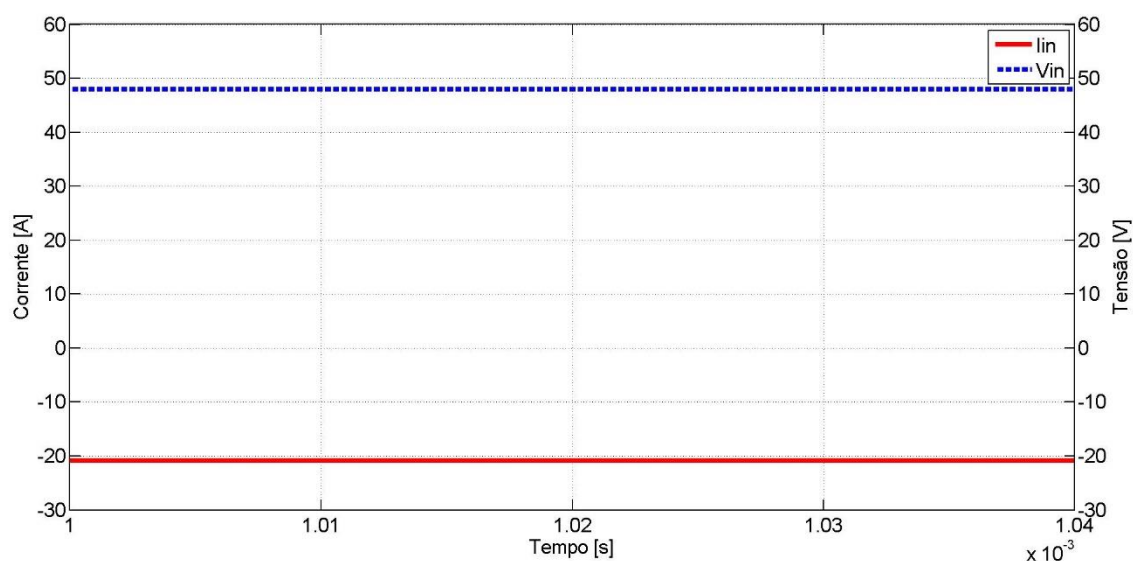
Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 65 – Formas de onda das correntes através dos capacitores C_3 e C_4 .



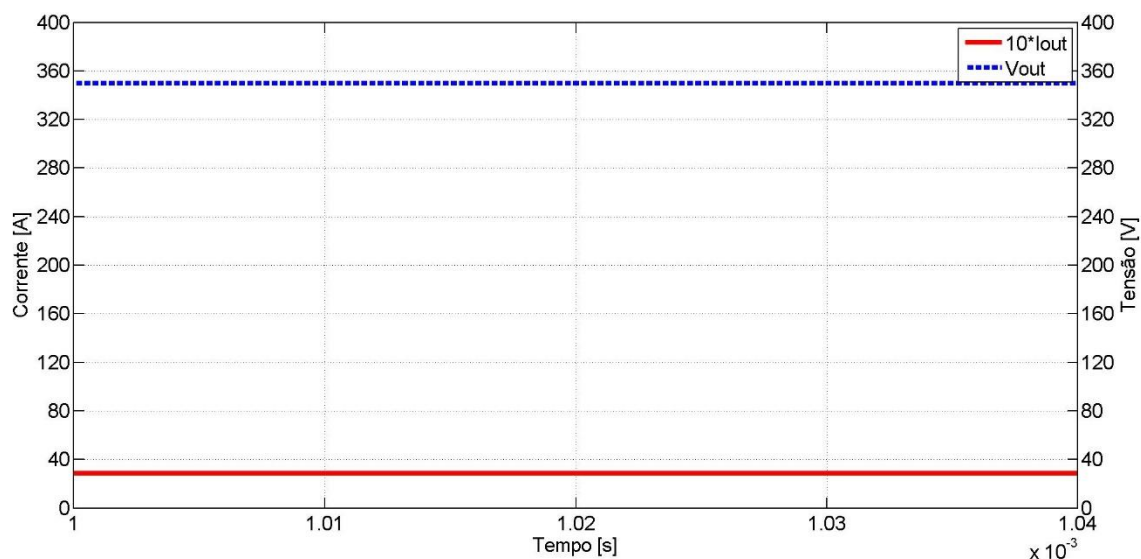
Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 66 – Tensão V_{in} de entrada e corrente I_{in} de entrada.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

A Tabela 13 apresenta um comparativo entre os valores calculados para os esforços nos componentes utilizando a análise qualitativa do Capítulo 2 com os valores obtidos via simulação computacional para o modo de operação elevador do conversor DAHB.

Figura 67 – Tensão V_{out} de saída e corrente I_{out} de saída ampliada em 10x.

Fonte: produção do próprio autor (2017).

Tabela 13 – Comparação dos esforços calculados e simulados (elevador).

Característica	Calculado	Simulado
I_{Pmax} (Corrente máxima no enrolamento primário)	53,05A	53,19A
I_{Smax} (Corrente máxima no enrolamento secundário)	7,074A	7,093A
I_{Prms} (Corrente eficaz no enrolamento primário)	45,22A	45,18A
I_{Srms} (Corrente eficaz no enrolamento secundário)	6,030A	6,024
$V_{S1max} - V_{S2max}$ (Tensão máxima nas chaves S_1 e S_2)	48V	48V
$I_{S1max} - I_{S2max}$ (Corrente máxima nas chaves S_1 e S_2)	53,05A	53,19
$I_{S1rms} - I_{S2rms}$ (Corrente eficaz nas chaves S_1 e S_2)	31,60A	31,00
$I_{D1med} - I_{D2med}$ (Corrente média nos diodos D_1 e D_2)	0,683A	0,688A
$I_{D1rms} - I_{D2rms}$ (Corrente eficaz nos diodos D_1 e D_2)	4,914A	4,943A
$V_{S3max} - V_{S4max}$ (Tensão máxima nas chaves S_3 e S_4)	175V	175V
$I_{S3max} - I_{S4max}$ (Corrente máxima nas chaves S_3 e S_4)	5,312A	5,370A
$I_{S3rms} - I_{S4rms}$ (Corrente eficaz nas chaves S_3 e S_4)	0,426A	0,449A
$I_{D3med} - I_{D4med}$ (Corrente média nos diodos D_3 e D_4)	2,908A	2,852A
$I_{D3rms} - I_{D4rms}$ (Corrente eficaz nos diodos D_3 e D_4)	4,242A	4,160A

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

4.2 Resultados Simulados (Modo Abaixador)

Assim como desenvolvido para o modo elevador, é possível efetuar a manipulação da expressão (85) de forma a determinar o valor da razão de defasagem D_ϕ entre o comando das duas pontes, conforme observado em (133)

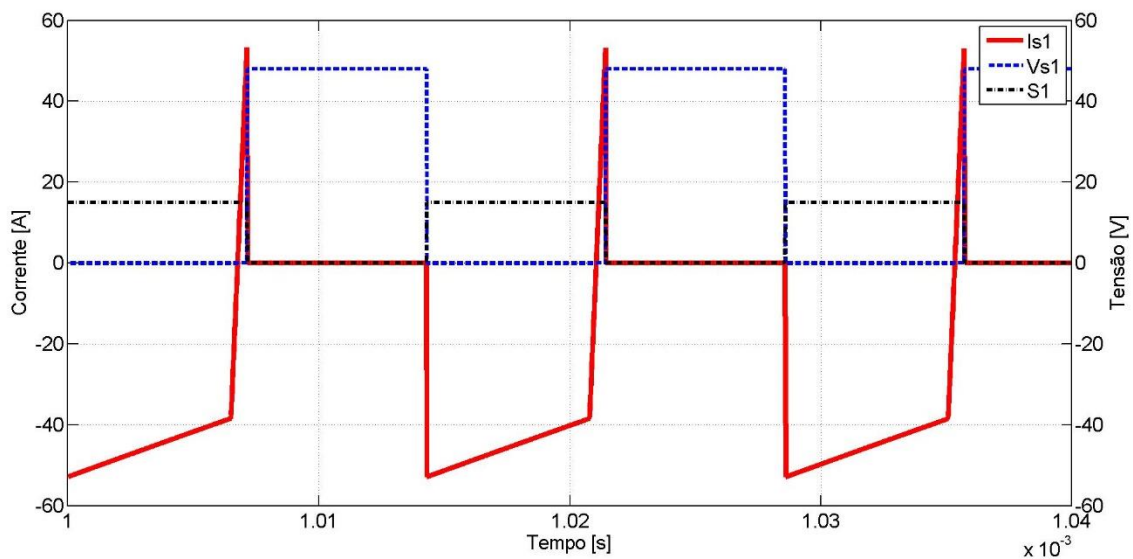
$$D_\phi = \frac{-0,5 + \sqrt{0,25 - \frac{8V_{in}L_d f_s}{V_{out}nR_{in}}}}{2} \quad (133)$$

Substituindo as especificações em (133), obtêm-se o resultado (134).

$$D_\phi = -0,045 \rightarrow \phi = -16,2^\circ \quad (134)$$

Uma vez determinada a defasagem entre os pulsos de comando de ambas as pontes, é possível realizar a simulação. A Figura 68 apresenta as formas de onda da tensão aplicada sobre a chave S_1 ($v_{s1}(t)$) e o pulso de comando $S1$ aplicado. É também apresentada a corrente $i_{s1}(t)$ através do mesmo interruptor. Constata-se novamente o funcionamento do conversor com comutação ZVS para os parâmetros especificados. As formas de onda para o interruptor S_2 são semelhantes, porém defasadas em 180° .

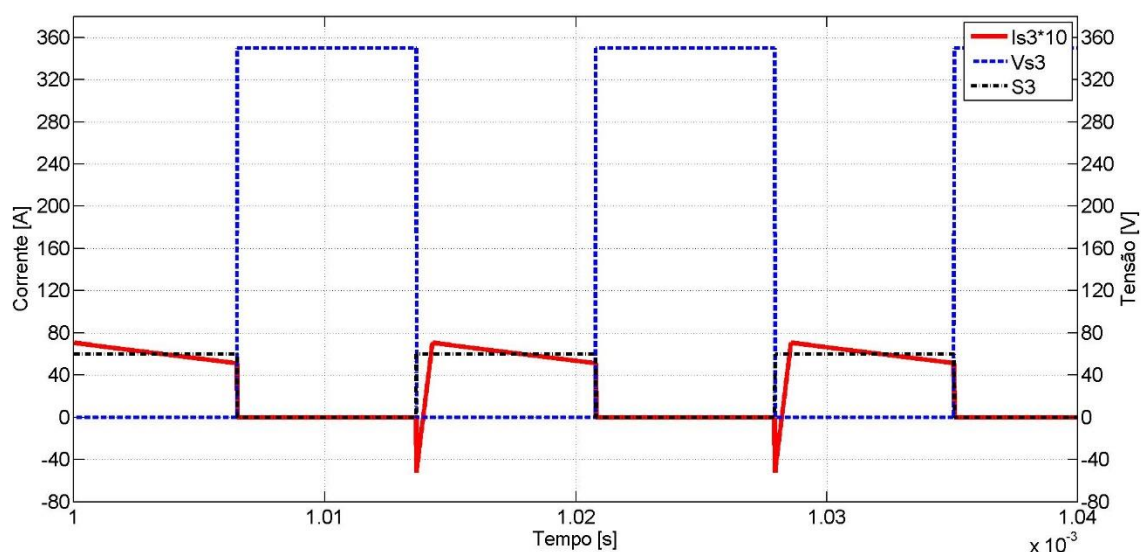
Figura 68 – Formas de onda da tensão, corrente e comando no interruptor S_1 .



Fonte: produção do próprio autor (2017).

A Figura 69 contém as formas de onda da tensão aplicada sobre a chave S_3 ($v_{s3}(t)$) e o pulso de comando S_3 aplicado. É também apresentada a corrente $i_{s3}(t)$ através do mesmo interruptor (ampliada 10x). Novamente, é possível observar a comutação suave das chaves durante a entrada em condução. As formas de onda para o interruptor S_4 são semelhantes, porém defasadas em 180° .

Figura 69 – Formas de onda da tensão, corrente e comando no interruptor S_3 .



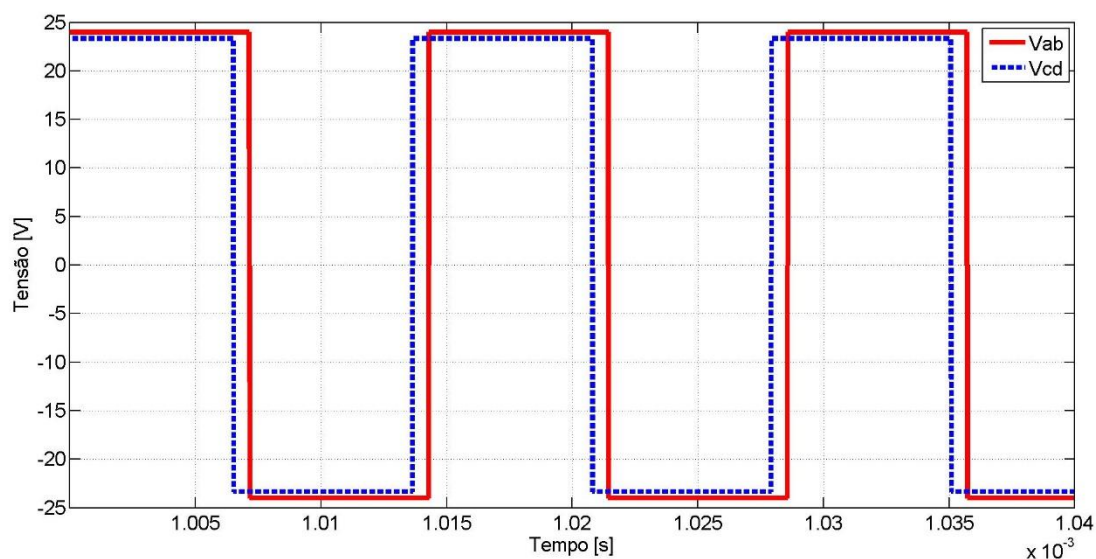
Fonte: produção do próprio autor (2017).

A Figura 70 apresenta a tensão aplicada sobre o lado de baixa tensão do transformador (V_{ab}) e a reflexão da tensão aplicada ao lado de alta tensão (V_{cd}). É possível observar a defasagem entre as referidas tensões.

É possível observar nesta figura o fenômeno explicado pela Figura 22, uma vez que a relação de transformação n do trafo é diferente da relação entre as tensões de entrada e saída do conversor.

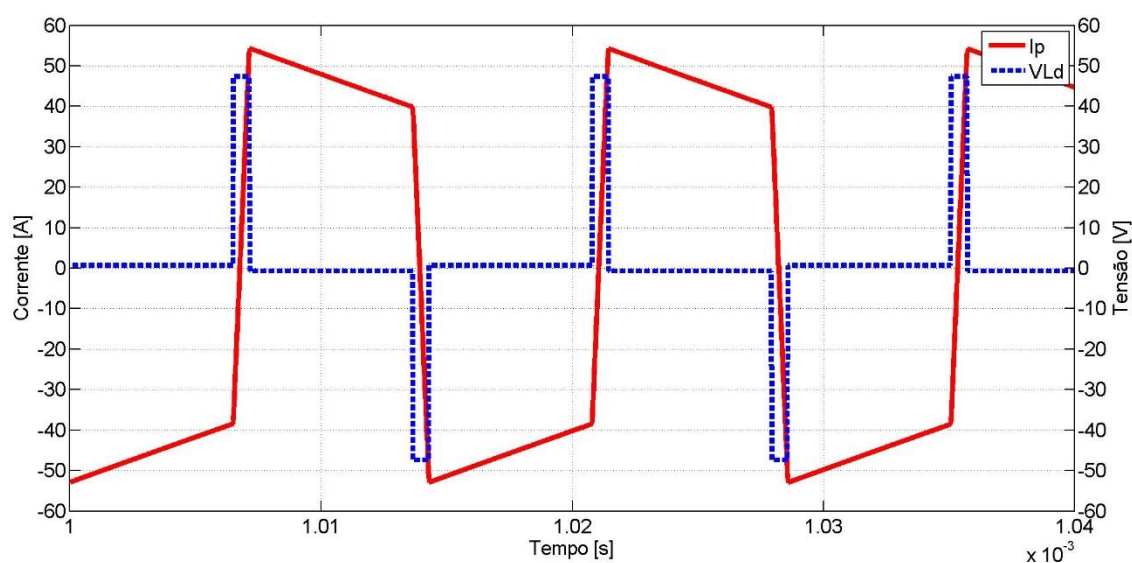
A Figura 71 apresenta a tensão aplicada sobre a indutância de dispersão do transformador e a forma de onda da corrente no lado de baixa tensão. Vale lembrar que a tensão V_{Ld} imposta sobre a indutância de dispersão é proveniente da diferença entre as tensões V_{ab} e V_{cd} apresentadas na Figura 70.

Figura 70 – Tensão V_{ab} aplicada ao primário e tensão V_{cd} do secundário refletida.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

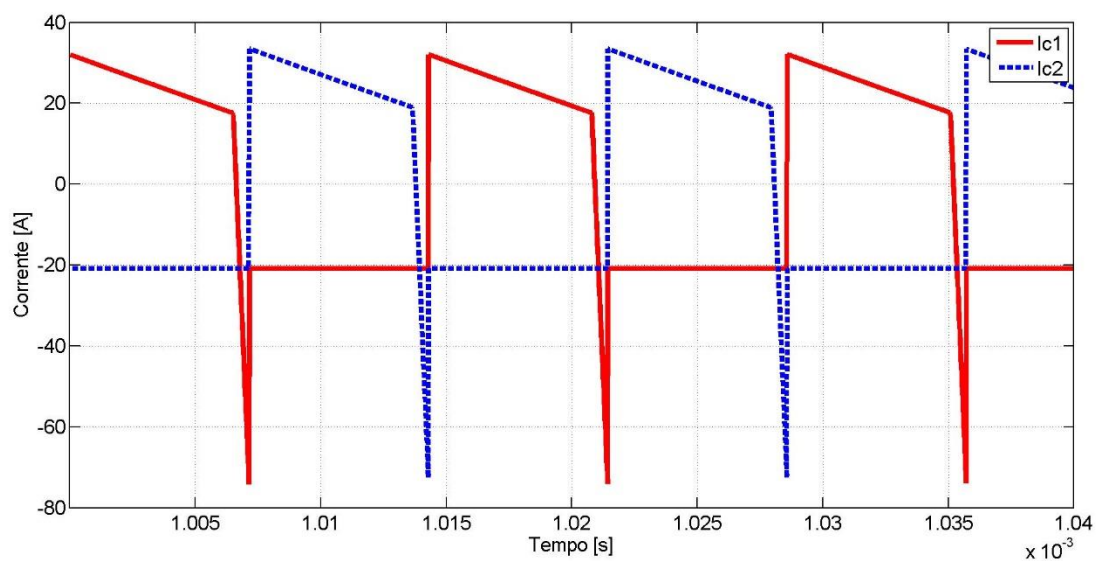
Figura 71 – Tensão V_{Ld} aplicada sobre a dispersão e corrente I_p no primário.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

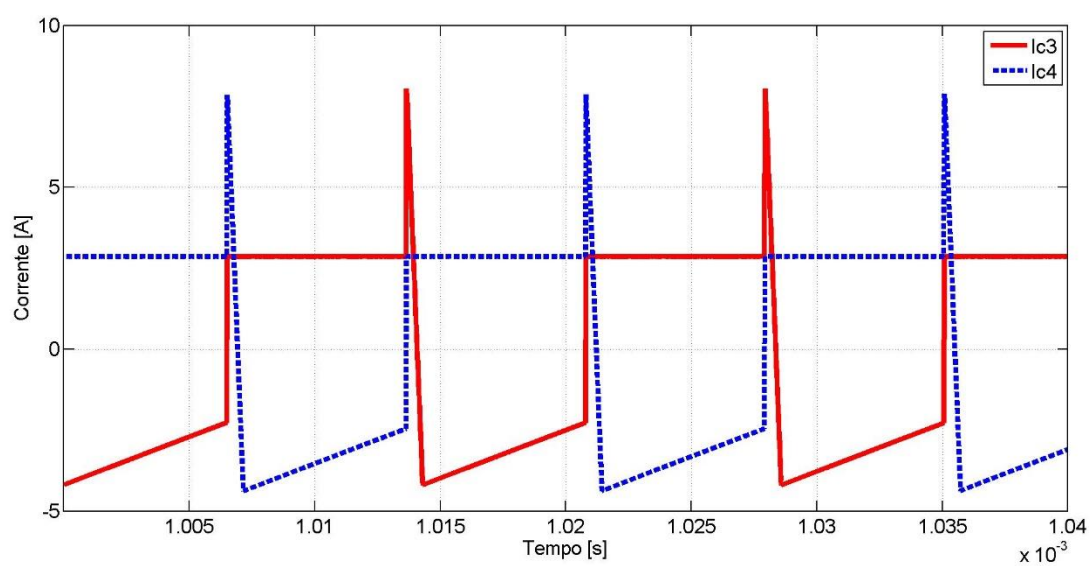
A Figura 72 apresenta as formas de onda de corrente no capacitor C_1 e C_2 . A Figura 73 contém as formas de onda de corrente no capacitor C_3 e C_4 . A Figura 74 apresenta a tensão de entrada V_{in} e a corrente de entrada I_{in} . A Figura 75 apresenta as formas de onda de tensão V_{out} e corrente de saída I_{out} (ampliada em 10x).

Figura 72 – Formas de onda das correntes através dos capacitores C_1 e C_2 .



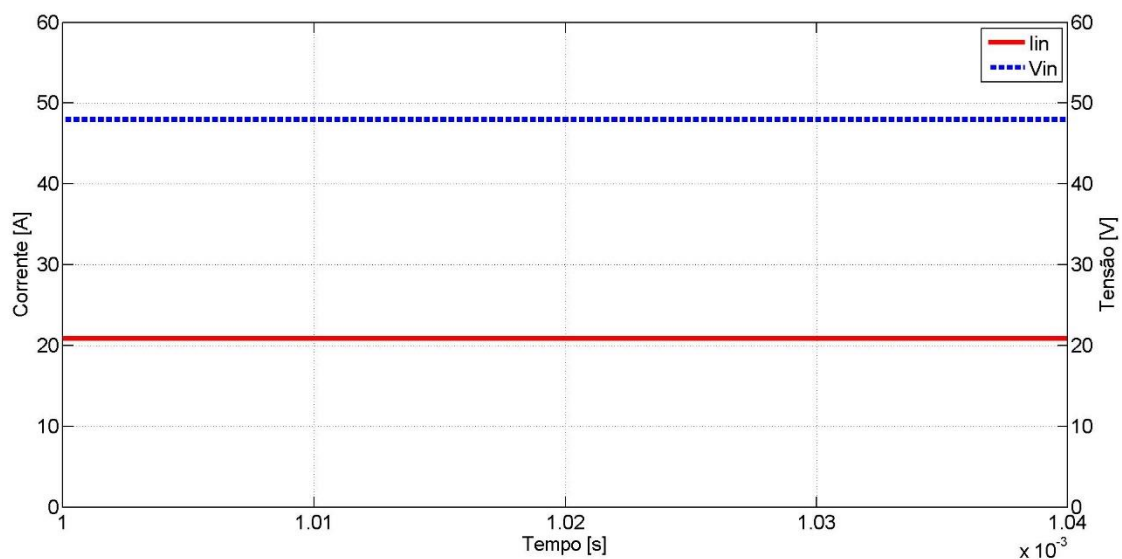
Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 73 – Formas de onda das correntes através dos capacitores C_3 e C_4 .



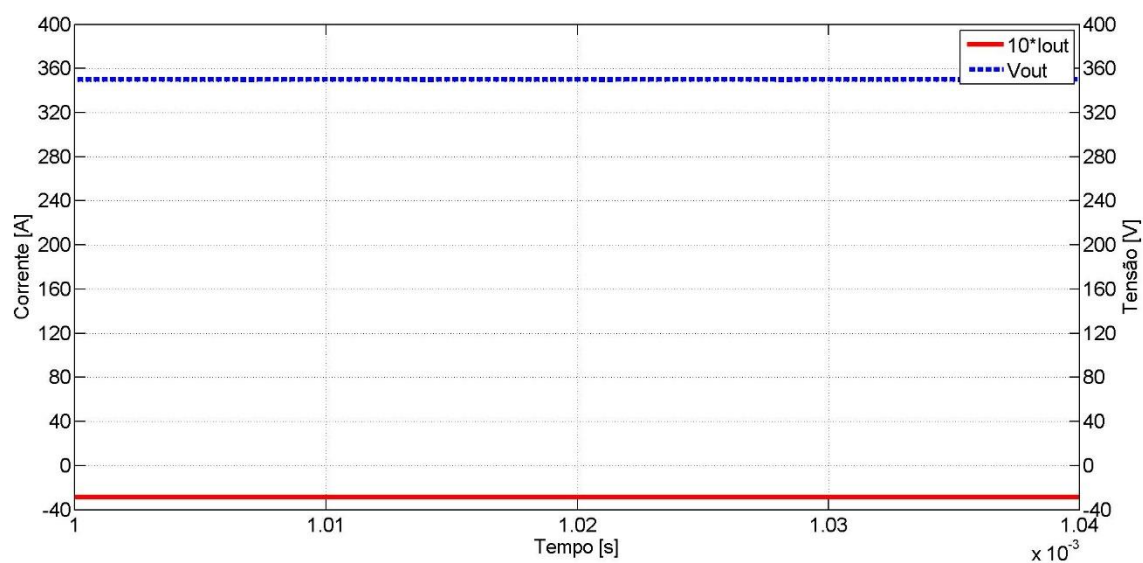
Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 74 – Tensão V_{in} de entrada e corrente I_{in} de entrada.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 75 – Tensão V_{out} de saída e corrente I_{out} de saída ampliada em 10x.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

A Tabela 14 apresenta um comparativo entre os valores calculados para os esforços nos componentes utilizando a análise qualitativa do Capítulo 2 com os valores obtidos via simulação computacional para o modo de operação abaixador do conversor DAHB.

Tabela 14 – Comparação dos esforços calculados e simulados (abaixador).

Característica	Calculado	Simulado
I_{Pmax} (Corrente máxima no enrolamento primário)	53,053A	53,591A
I_{Smax} (Corrente máxima no enrolamento secundário)	7,074A	7,145A
I_{Prms} (Corrente eficaz no enrolamento primário)	45,221A	45,155A
I_{Srms} (Corrente eficaz no enrolamento secundário)	6,029A	6,021A
$V_{S1max} - V_{S2max}$ (Tensão máxima nas chaves S_1 e S_2)	48V	48V
$I_{S1max} - I_{S2max}$ (Corrente máxima nas chaves S_1 e S_2)	53,053A	53,62A
$I_{S1rms} - I_{S2rms}$ (Corrente eficaz nas chaves S_1 e S_2)	4,914A	5,123A
$I_{D1med} - I_{D2med}$ (Corrente média nos diodos D_1 e D_2)	21,516A	21,439A
$I_{D1rms} - I_{D2rms}$ (Corrente eficaz nos diodos D_1 e D_2)	31,596A	31,519A
$V_{S3max} - V_{S4max}$ (Tensão máxima nas chaves S_3 e S_4)	350V	350V
$I_{S3max} - I_{S4max}$ (Corrente máxima nas chaves S_3 e S_4)	7,074A	7,145A
$I_{S3rms} - I_{S4rms}$ (Corrente eficaz nas chaves S_3 e S_4)	4,242A	4,237A
$I_{D3med} - I_{D4med}$ (Corrente média nos diodos D_3 e D_4)	0,051A	0,047A
$I_{D3rms} - I_{D4rms}$ (Corrente eficaz nos diodos D_3 e D_4)	0,426A	0,401A

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

4.3 Considerações Finais do Capítulo

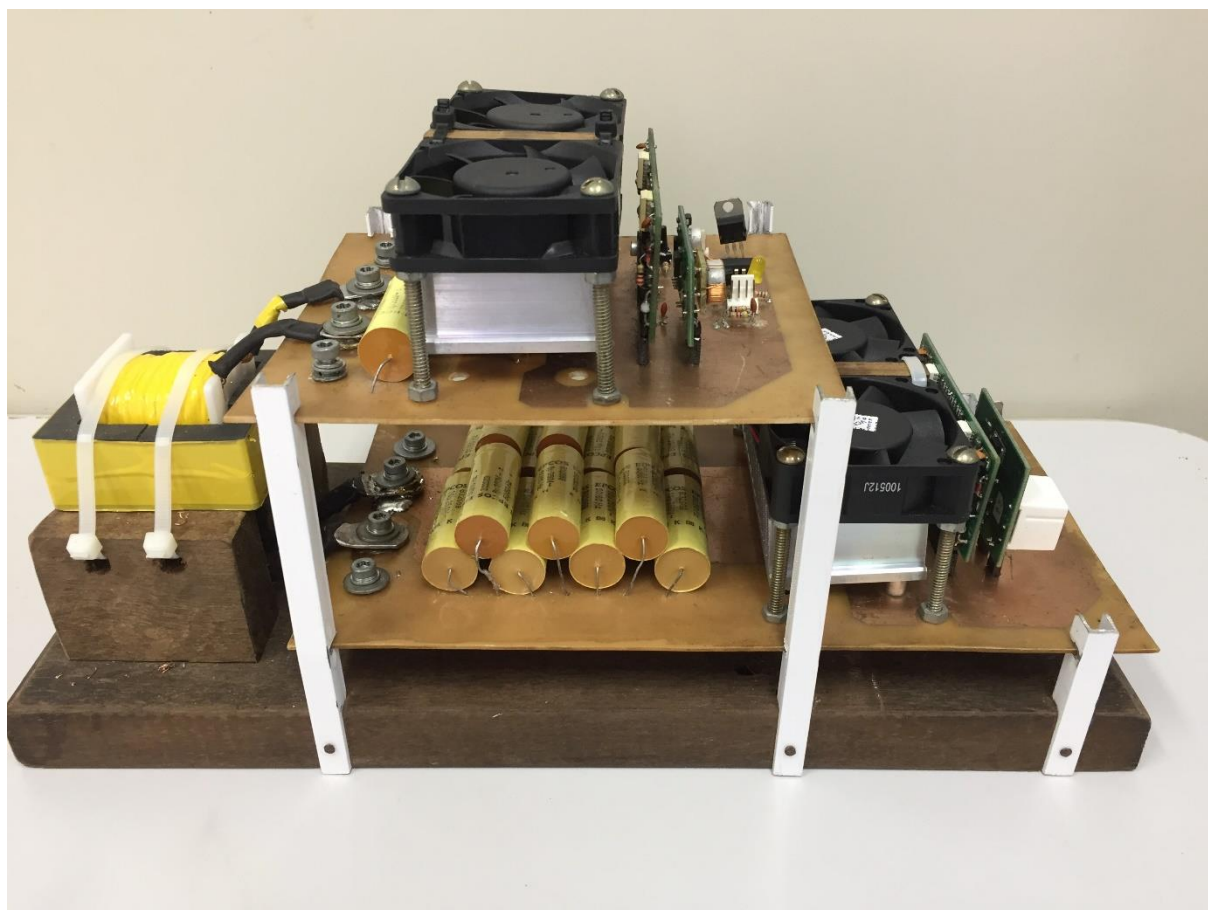
Este capítulo destinou-se a apresentação dos resultados de simulação computacional do conversor *Dual Active Bridge* por meio do software PSIM. Com estes resultados, buscou-se a validação teórica do conversor estudado e do equacionamento apresentado no Capítulo 2.

Os resultados simulados foram bastante adequados, estando estes coerentes com o desenvolvimento matemático apresentado. As formas de onda também se mostraram satisfatórias para a simulação idealizada. As reduzidas divergências encontradas podem ser explicadas pela inclusão na simulação das resistências do trafo e da indutância magnetizante.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Visando a validação do conversor Dual Active Half-Bridge, um protótipo experimental do mesmo foi desenvolvido em laboratório. Esta seção do trabalho é dedicada à apresentação dos resultados experimentais obtidos, incluindo a descrição das dificuldades encontradas e de modificações posteriores realizadas no protótipo. A Figura 76 apresenta o conversor implementado

Figura 76 – Protótipo do conversor implementado em laboratório.

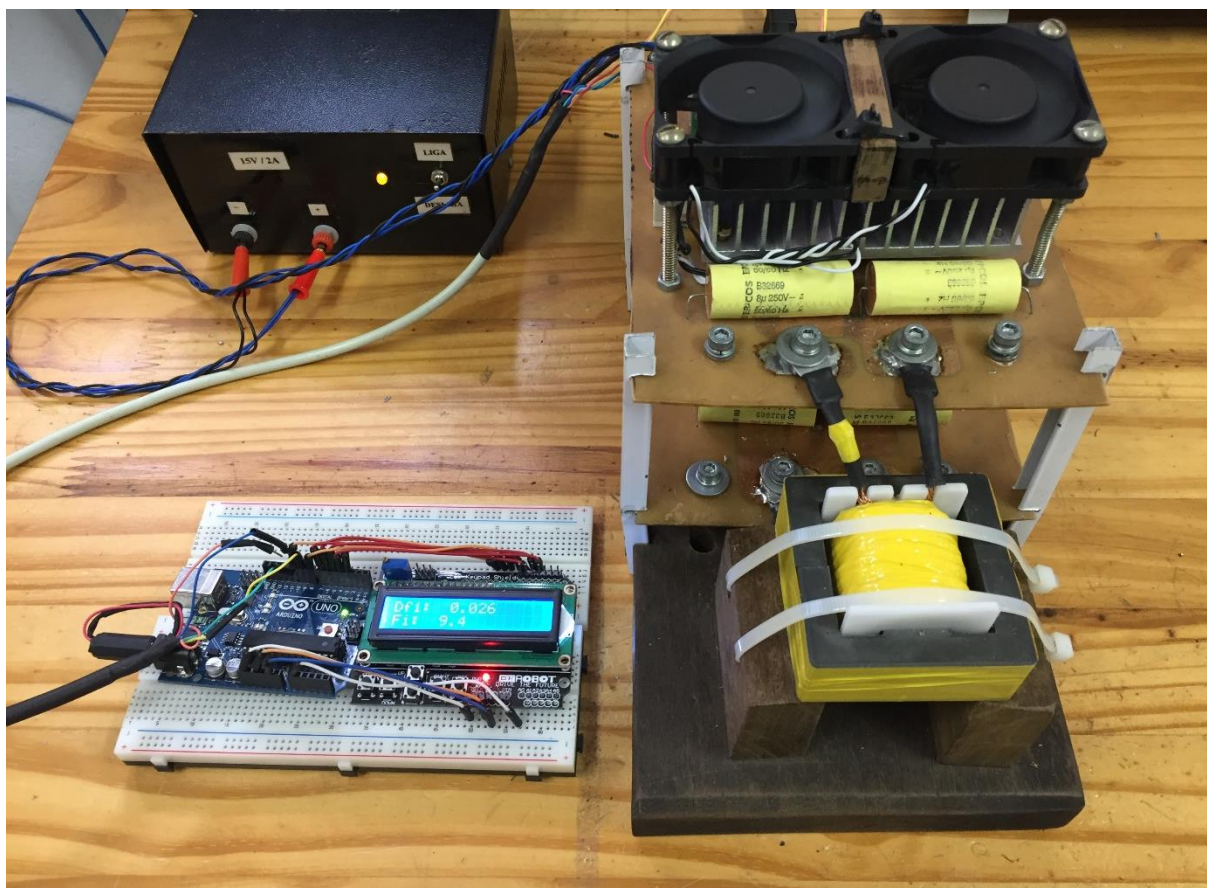


Fonte: produção do próprio autor (2017).

Conforme é possível observar, optou-se pela utilização de uma placa individual para cada uma das pontes do conversor. O circuito de acionamento dos interruptores

é separado para cada placa, onde cada uma possui seu próprio driver isolado e fonte. A geração dos sinais de comando é feita externamente por meio de uma placa Arduino Uno acoplada a um *shield* LCD, que permite a variação manual do ângulo de defasagem entre o comando das pontes, conforme pode ser observado na Figura 77.

Figura 77 – Protótipo juntamente com o circuito gerador dos pulsos de comando.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

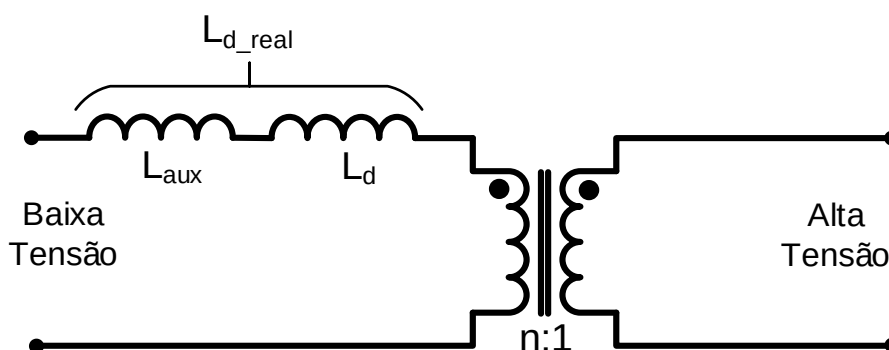
Nas próximas subseções serão apresentados os resultados experimentais obtidos. Primeiramente, serão apresentadas as considerações iniciais concernentes aos testes realizados, incluindo as adaptações que se fizeram necessárias e alguns dos problemas observados. A seguir, são apresentados os resultados obtidos, primeiramente para o modo de operação elevador e posteriormente para o modo abaixador. Por fim, são apresentadas as conclusões obtidas dos experimentos.

5.1 Considerações Iniciais sobre os Resultados Experimentais

Para a realização dos primeiros testes, optou-se pelo uso das tensões nominais nos barramentos, empregando uma carga reduzida (50% da nominal). Constatou-se, no entanto, que a indutância de dispersão do trafo não era suficiente para garantir a operação do conversor em condições de comutação suave, conforme suposto durante o projeto e dimensionamento dos componentes.

Esta inconsistência possivelmente se deve ao fato de as medições dos parâmetros do transformador terem sido feitas por meio de uma ponte RLC, resultando em valores diferentes dos obtidos para condições nominais de operação do trafo. De forma a mitigar esse problema, empregou-se um indutor adicional L_{aux} em série com o trafo no lado de baixa tensão, cuja conexão foi feita conforme a Figura 78.

Figura 78 – Esquemático da inserção do indutor auxiliar no lado de baixa tensão.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

Para a aferição do valor real da indutância observada ($L_d + L_{aux}$), curtou-se um dos lados do transformador, enquanto que no outro aplicou-se uma onda quadrada com tensão próxima a nominal de operação. O valor de L_{d_real} é apresentada em (135).

$$L_{d_real} = L_{aux} + L_d = 1,056\mu H \quad (135)$$

Como consequência, o ângulo de defasagem entre o comando das duas pontes precisou ser elevado de forma a alcançar a potência desejada.

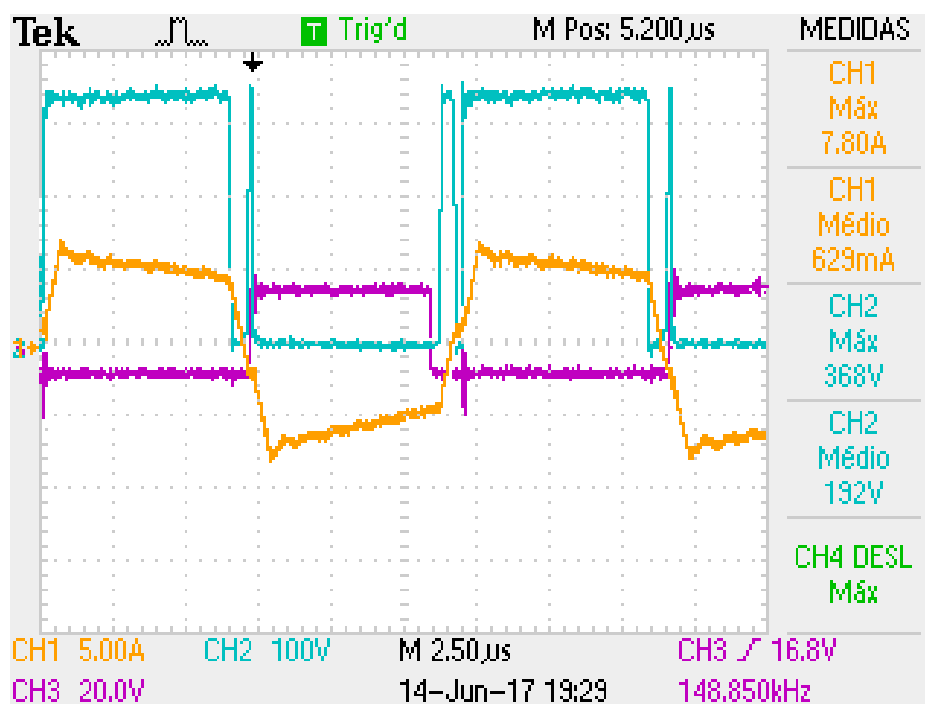
É conveniente lembrar também que as análises apresentadas nos capítulos anteriores não previam o uso de tempo-morto, nem suas possíveis consequências tanto para a comutação dos interruptores quanto para a transferência de potência.

Embora o estudo da influência do tempo-morto esteja aquém do escopo deste trabalho, é possível observar em (ZHAO, SONG, *et al.*, 2014) que a adição do tempo morto implica na utilização de um maior ângulo de defasagem entre o comando de ambas as pontes para a obtenção da mesma potência.

As influências somadas, tanto do indutor adicional, como também do tempo morto e das não-idealidades dos componentes levaram à necessidade de um ajuste de bancada do ângulo de defasagem entre o comando de ambas as pontes para a obtenção dos resultados que serão adiante apresentados.

A Figura 79 apresenta a corrente através do secundário do transformador (CH1), a tensão coletor-emissor da chave S₄ (CH2) e a tensão gate-emissor da chave S₄ (CH3) para o conversor operando no modo elevador com metade da carga nominal e antes da inclusão do indutor auxiliar.

Figura 79 – Corrente através do secundário do transformador (CH1). Tensão coletor-emissor da chave S₄ (CH2). Tensão gate-emissor da chave S₄ (CH3).



Fonte: produção do próprio autor (2017).

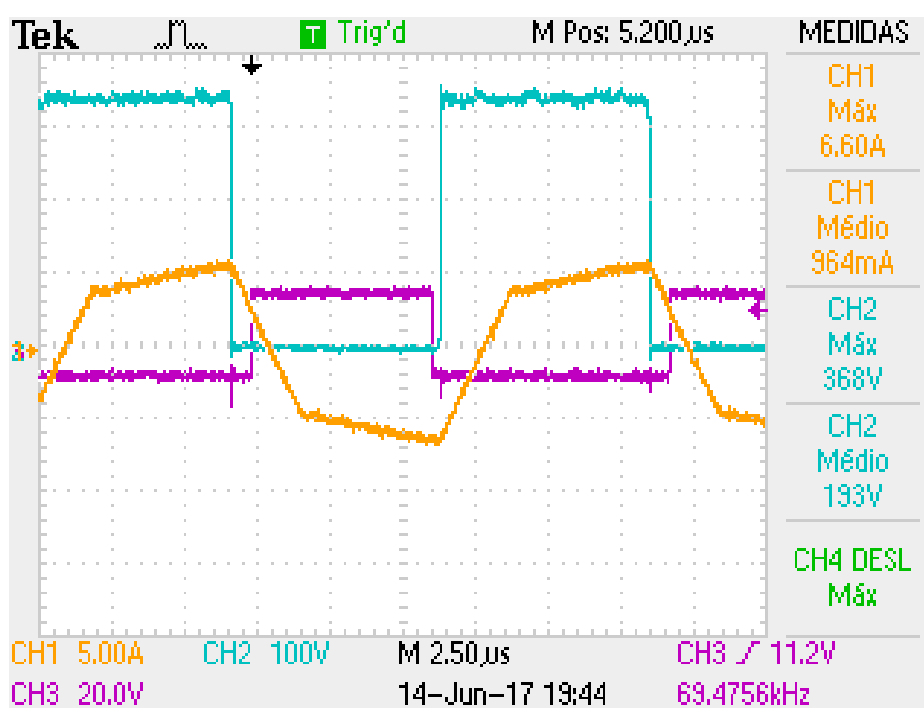
É possível claramente observar que o conversor não opera com comutação suave, uma vez que, quando o interruptor é acionado, a tensão sobre os seus terminais não é nula. Já a Figura 80 apresenta a corrente através do secundário do transformador (CH1), a tensão coletor-emissor da chave S₄ (CH2) e a tensão gate-

emissor da chave S_4 (CH3) para o conversor operando no modo elevador com metade da carga nominal após a inclusão do indutor auxiliar.

Constata-se que a inclusão do indutor torna as formas de onda razoáveis, sendo possível observar a comutação ZVS para o interruptor e possibilitando a tomada de resultados em condições próximas ao projeto previamente dimensionado.

Nas próximas subseções do capítulo são apresentados os resultados obtidos para os modos de operação elevador e abaixador, para transferências de potência próximas a 75% da potência nominal de projeto.

Figura 80 – Corrente através do secundário do transformador (CH1). Tensão coletor-emissor da chave S_4 (CH2). Tensão gate-emissor da chave S_4 (CH3).



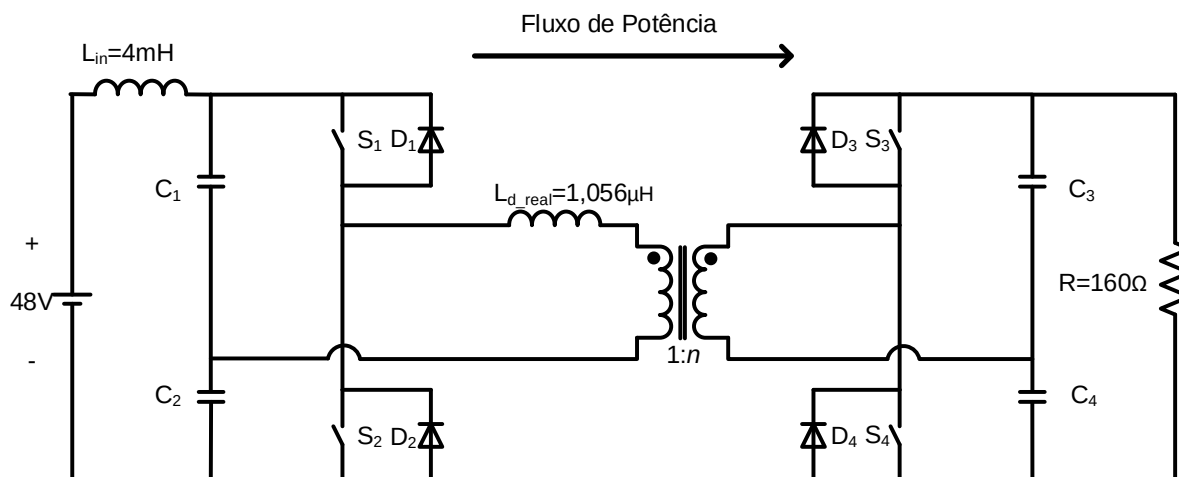
Fonte: produção do próprio autor (2017).

5.2 Resultados Experimentais para o Modo de Operação Elevador

Nesta subseção são apresentados os resultados experimentais para o conversor Dual Active Half Bridge operando no modo elevador. Os testes foram feitos aplicando-se a tensão nominal na entrada V_{in} e adicionando uma carga resistiva na saída, conforme pode ser observado na Figura 81. Para que a entrada apresentasse as características de fonte de corrente, conforme apresentado na análise qualitativa, um indutor de 4mH foi adicionado em série com a fonte de tensão de entrada. As

especificações para o teste realizado são apresentadas na Tabela 15, bem como alguns dos principais parâmetros mensurados.

Figura 81 – Esquemático da montagem experimental do conversor (modo elevador).



Fonte: produção do próprio autor (2017).

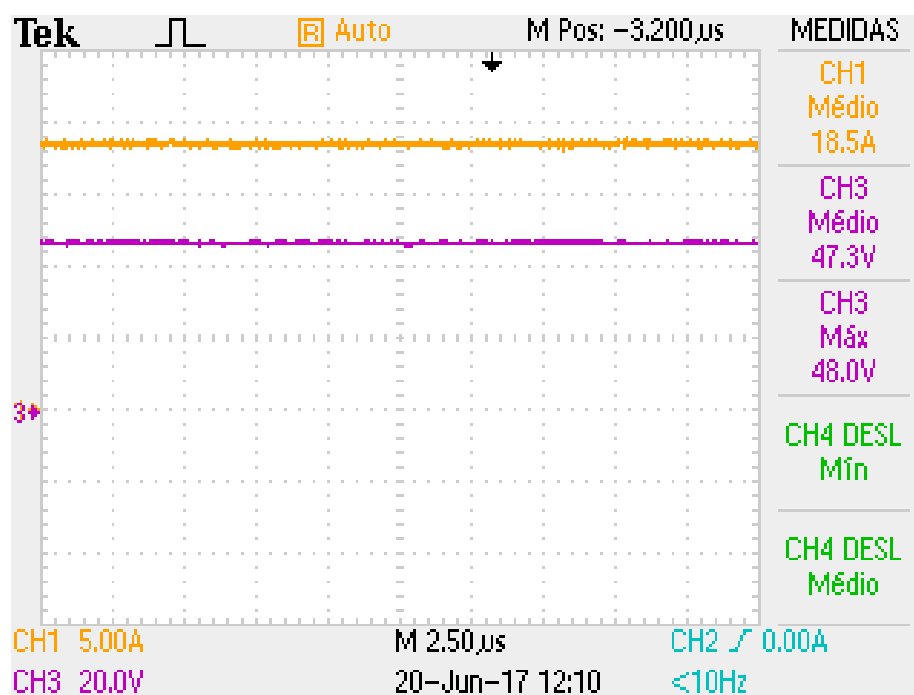
Tabela 15 – Resultados obtidos experimentalmente pelo modo elevador.

Característica	Medição
Tensão aplicada ao barramento CC (V_{in})	47,3V
Tensão na carga (V_{out})	345V
Potência Ativa (Entrada)	875,05W
Potência Ativa (Saída)	741,75W
Rendimento (%)	84,91%
Carga Resistiva Empregada	160Ω
Razão de Defasagem (D_ϕ)	0,101
Ângulo de defasagem (ϕ)	36,4°

Fonte: produção do próprio autor, 2017.

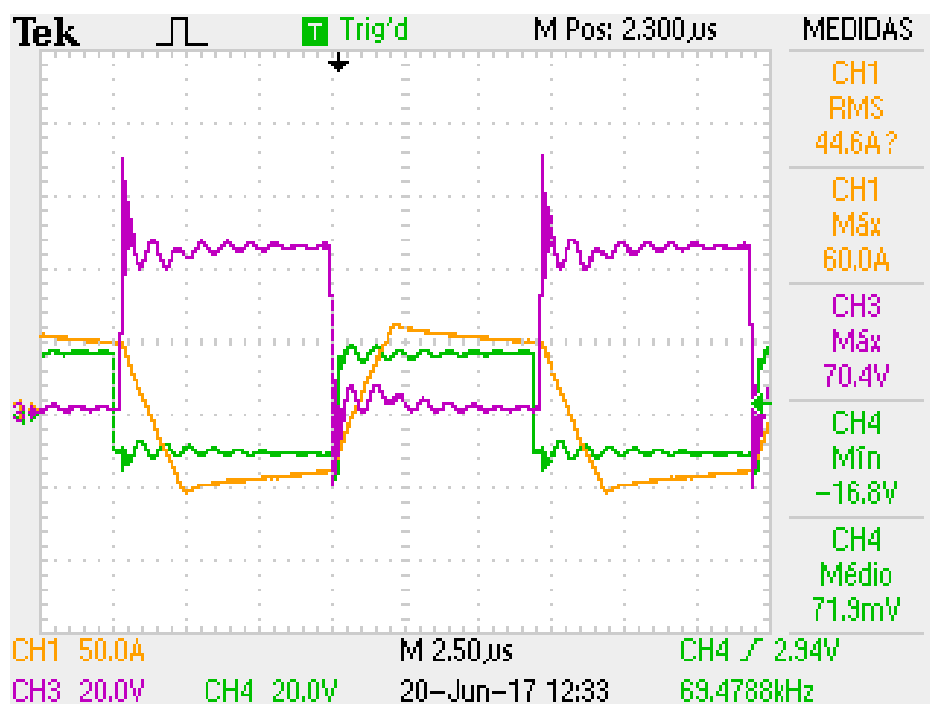
Vale lembrar que o ângulo de defasagem utilizado não foi o mesmo do especificado para o projeto, devido à presença do tempo-morto e da inclusão do indutor auxiliar. A Figura 82 apresenta a corrente de entrada i_{in} no modo elevador (CH1). E tensão de entrada no modo elevador V_{in} (CH2). A Figura 83 demonstra a corrente através do primário do transformador (CH1), tensão dreno-source da chave S_2 (CH3) e tensão gate-source da chave S_2 (CH4).

Figura 82 – Corrente de entrada I_{in} no modo elevador (CH1). Tensão de entrada no modo elevador V_{in} (CH2).



Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 83 – Corrente através do primário do transformador (CH1). Tensão drenos-source da chave S_2 (CH3). Tensão gate-source da chave S_2 (CH4).



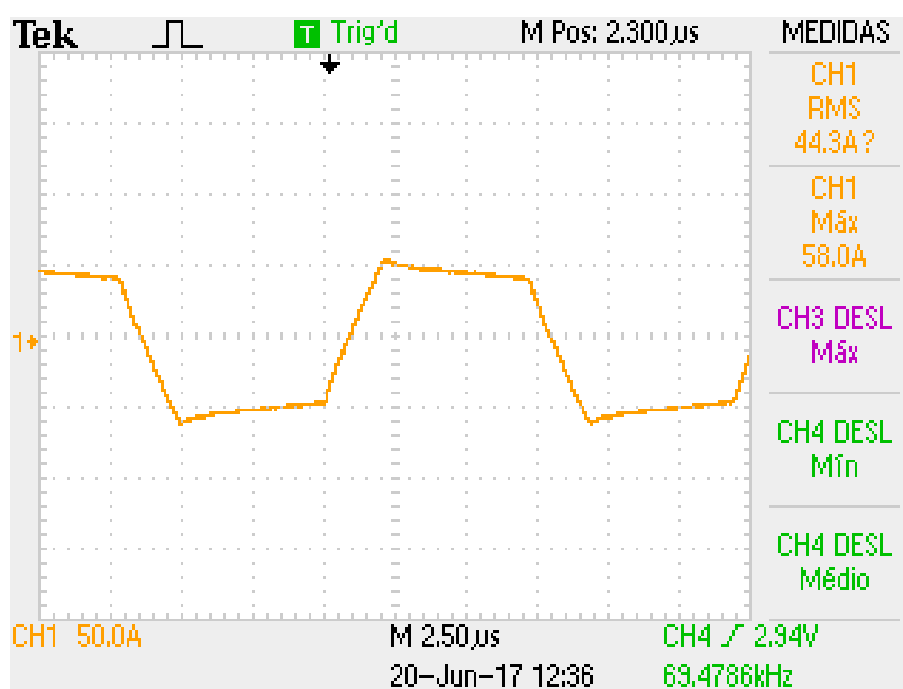
Fonte: produção do próprio autor (2017).

Um dos principais problemas observados durante a obtenção dos resultados experimentais foi a sobretensão nos interruptores da ponte de baixa tensão. O fenômeno ocorria durante os períodos de comutação e tempo-morto das chaves, causado possivelmente por ressonâncias entre as capacitâncias das chaves e as indutâncias parasitas das trilhas do layout. Tal problema foi mitigado com a inclusão de um capacitor entre o dreno do interruptor superior e a fonte do interruptor inferior. Esta prática possibilitou a redução do pico de tensão de cerca de 95V para 70,4V, não incorrendo em condições de operação danosas para os Mosfets, cujas tensões máximas permitidas eram de 100V.

A Figura 84 apresenta somente a corrente através do primário do transformador (CH1). A Figura 85 apresenta a corrente através do secundário do transformador (CH2), a tensão coletor-emissor da chave S₄ (CH3) e a tensão gate-emissor da chave S₄ (CH4). É possível constatar que em ambas as pontes, os interruptores operam em condições de comutação suave (ZVS). Para a ponte de alta tensão, não foram noticiados picos de tensão que pudessem ser danosos aos interruptores.

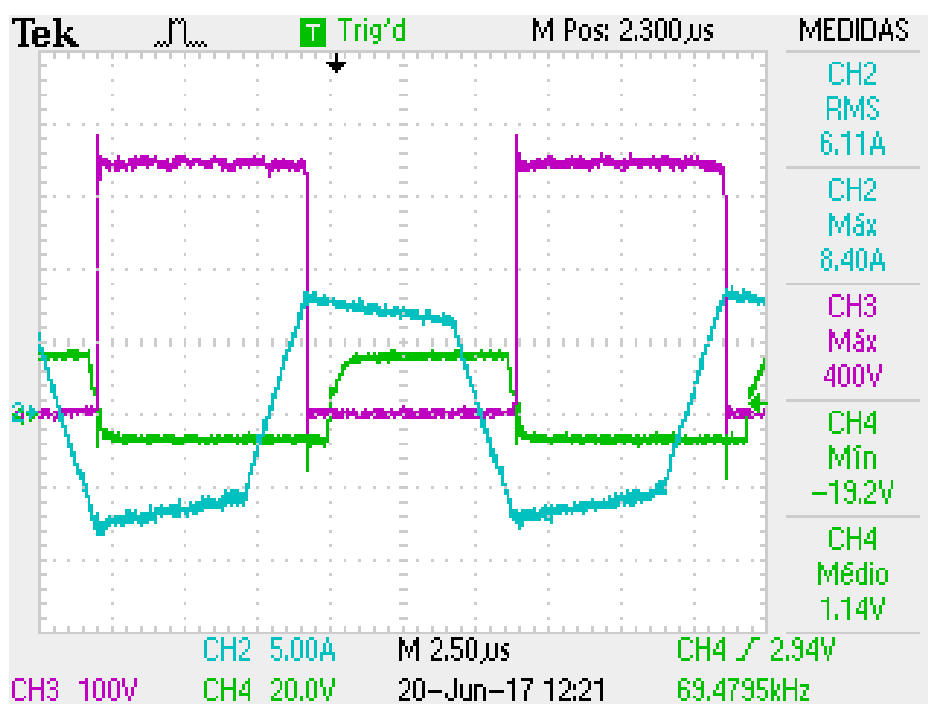
A Figura 86 apresenta a corrente de saída I_{out} no modo elevador (CH2) e a tensão de saída no modo elevador V_{out} (CH3).

Figura 84 – Corrente através do primário do transformador (CH1).



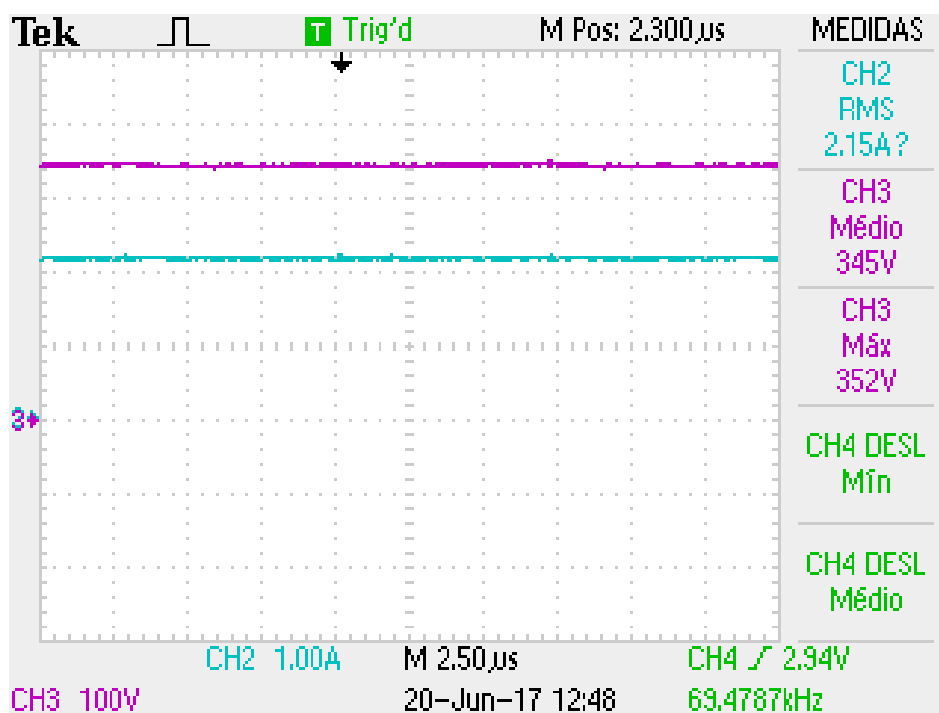
Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 85 – Corrente através do secundário do transformador (CH1). Tensão coletor-emissor da chave S_4 (CH2). Tensão gate-emissor da chave S_4 (CH3).



Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 86 – Corrente de saída I_{out} no modo elevador (CH2). Tensão de saída no modo elevador V_{out} (CH3).

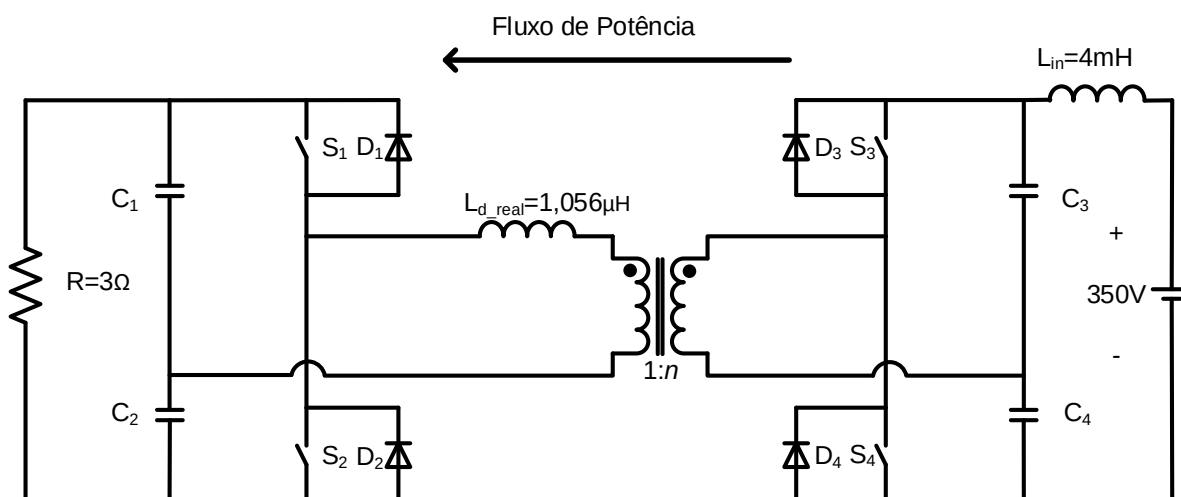


Fonte: produção do próprio autor (2017).

5.3 Resultados Experimentais para o Modo de Operação Abaixador

Nesta subseção são apresentados os resultados experimentais para o conversor Dual Active half Bridge operando no modo abaixador. Os testes foram feitos aplicando-se a tensão nominal na saída V_{iut} e adicionando uma carga resistiva na entrada, conforme pode ser observado na Figura 87. As especificações para o teste realizado são apresentadas na Tabela 16, bem como alguns dos principais parâmetros mensurados.

Figura 87 – Esquemático da montagem experimental do conversor (modo abaixador).



Fonte: produção do próprio autor (2017).

Tabela 16 – Resultados obtidos experimentalmente no modo abaixador.

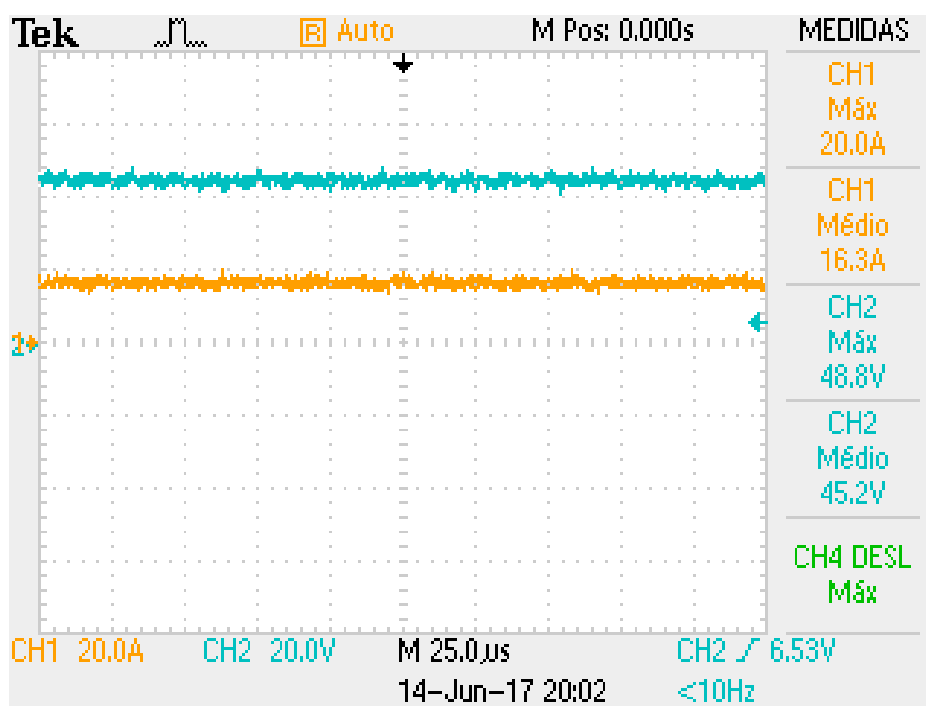
Característica	Medição
Tensão aplicada ao barramento CC (V_{out})	348V
Tensão na carga (V_{out})	48,8V
Potência Ativa (Entrada)	856,08W
Potência Ativa (Saída)	736,76W
Rendimento (%)	86,06%
Carga Resistiva Empregada	3Ω
Razão de Defasagem (D_ϕ)	-0,201
Ângulo de defasagem (ϕ)	-72,4°

Fonte: produção do próprio autor (2017).

A Figura 88 apresenta a corrente de entrada I_{in} no modo elevador (CH1) e a tensão de entrada no modo elevador V_{in} (CH2). A Figura 89 demonstra a corrente através do primário do transformador (CH1), tensão dreno-source da chave S_2 (CH2) e tensão gate-source da chave S_2 (CH3).

A Figura 90 apresenta em detalhes a corrente através do primário do transformador (CH1). Os mesmos problemas de sobretensão nos interruptores de baixa tensão observados no modo de operação elevador foram constatados para o modo abaixador, conforme pode ser averiguado nas formas de onda.

Figura 88 – Corrente de entrada I_{in} no modo abaixador (CH1). Tensão de entrada no modo abaixador V_{in} (CH2).

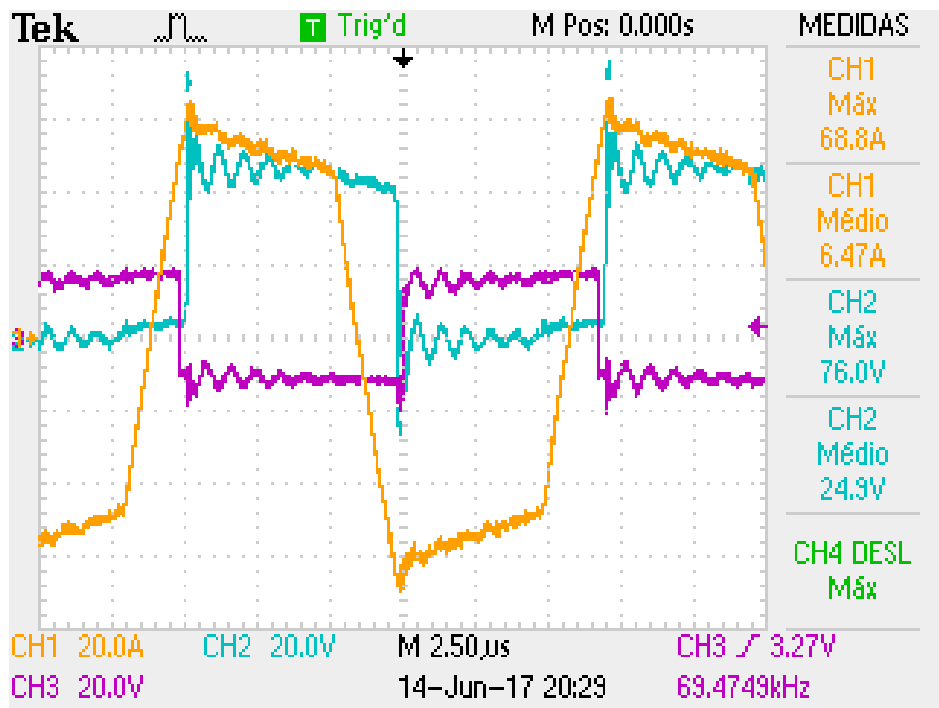


Fonte: produção do próprio autor (2017).

Para este modo de operação também é possível constatar a operação dos interruptores com comutação suave: as chaves somente são acionadas quando a tensão sobre essas é nula.

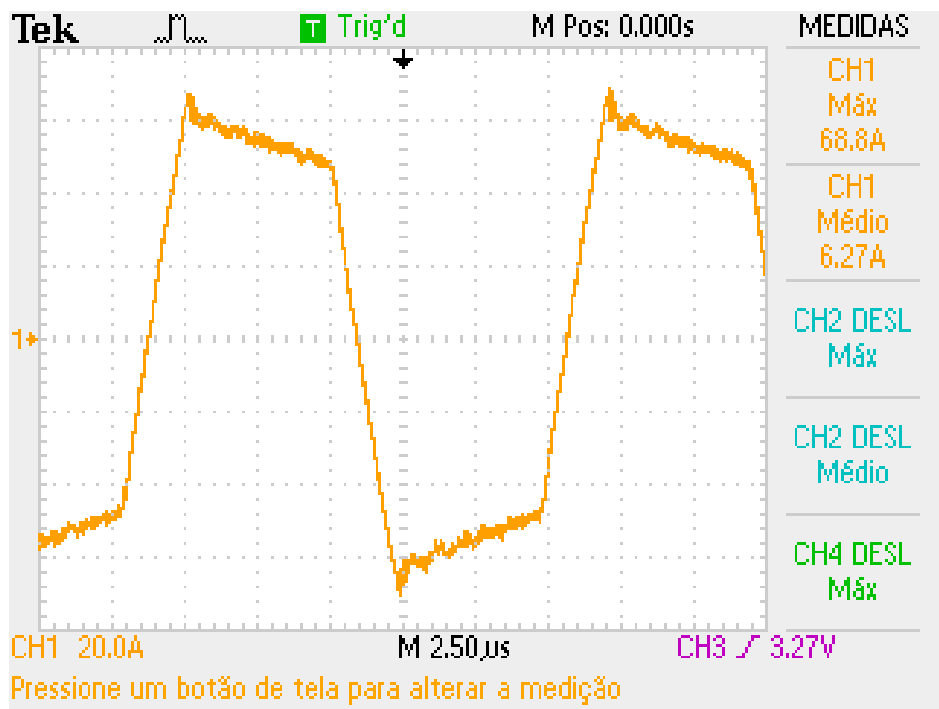
A Figura 91 apresenta a corrente através do secundário do transformador (CH1), tensão coletor-emissor da chave S_4 (CH2) e tensão gate-emissor da chave S_4 (CH3). A Figura 92 contém a corrente de saída I_{out} no modo abaixador (CH1) e a tensão de saída no modo abaixador V_{out} (CH2).

Figura 89 – Corrente através do primário do transformador (CH1). Tensão dreno-source da chave S₂ (CH2). Tensão gate-source da chave S₂ (CH3).



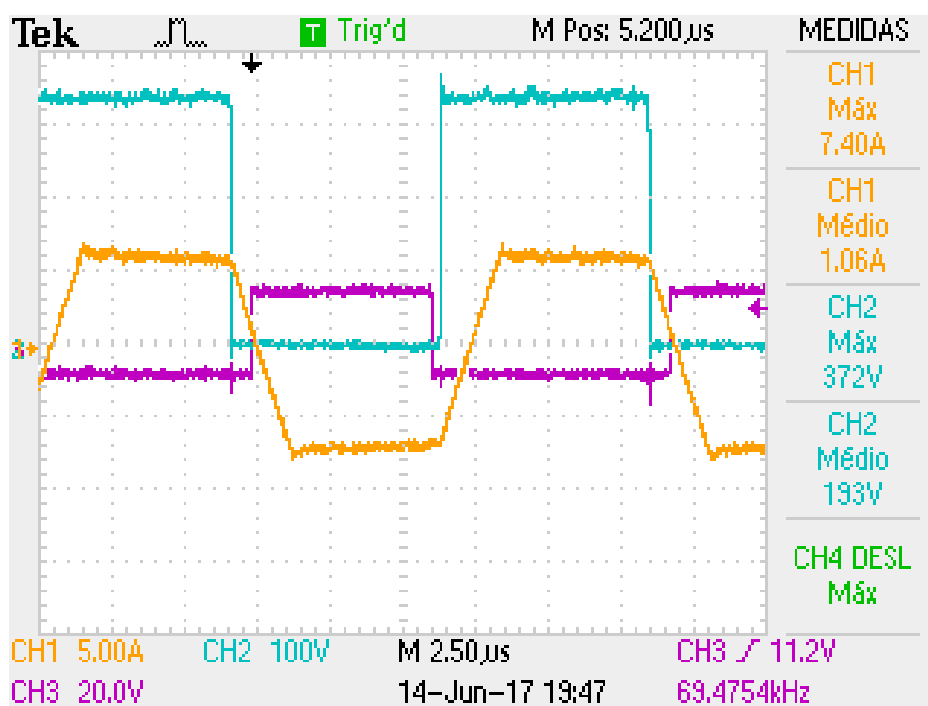
Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 90 – Corrente através do primário do transformador (CH1).



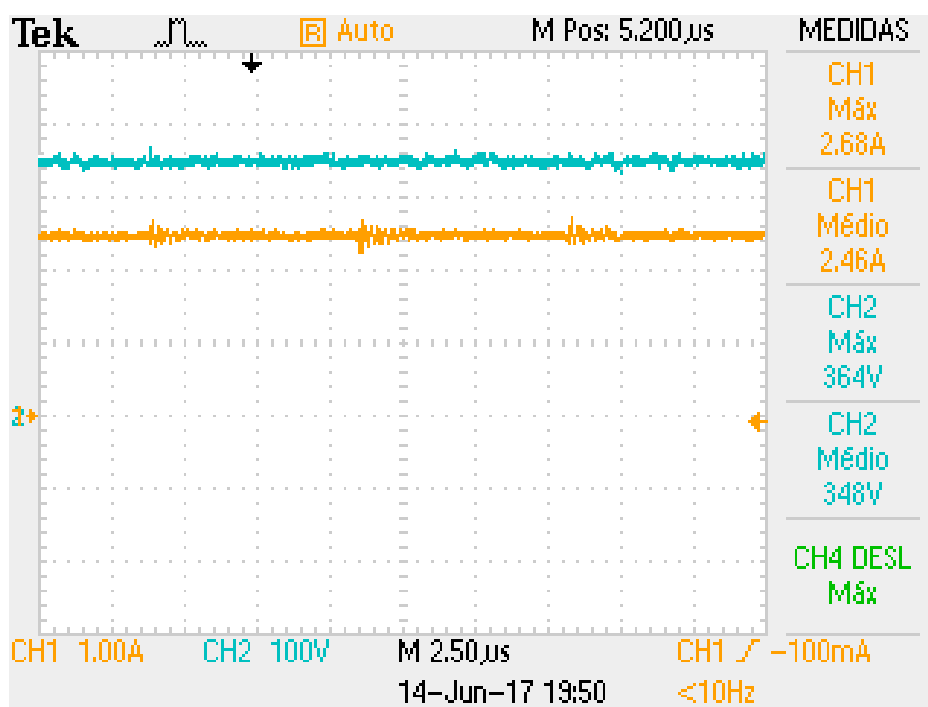
Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 91 – Corrente através do secundário do transformador (CH1). Tensão coletor-emissor da chave S_4 (CH2). Tensão gate-emissor da chave S_4 (CH3).



Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 92 – Corrente de saída I_{out} no modo abaixador (CH1). Tensão de saída no modo abaixador V_{out} (CH2).



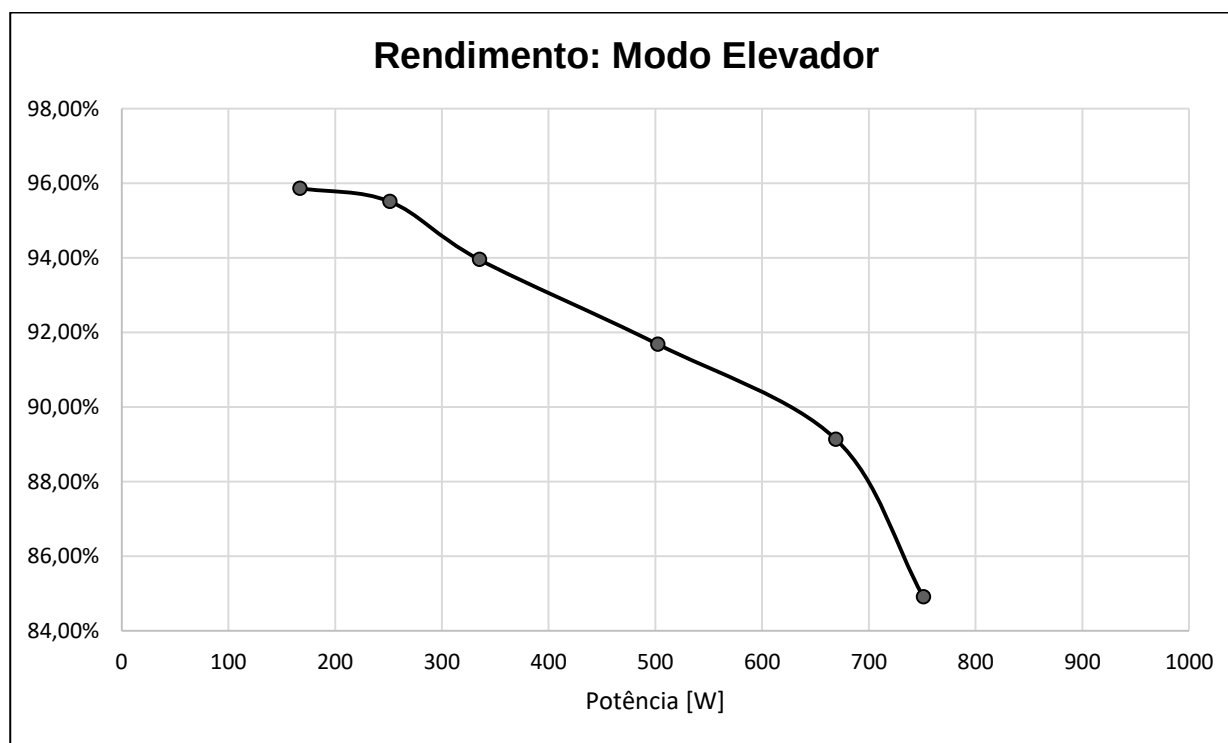
Fonte: produção do próprio autor (2017).

5.4 Considerações Finais do Capítulo

Neste capítulo foram apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da implementação de um protótipo do conversor Dual Active Half Bridge. Foram apresentadas as principais formas de onda para o conversor em seus dois modos de operação: elevador e abaixador.

A Figura 93 apresenta a curva de rendimento do conversor Dual Active half-Bridge operando no modo elevador. Constata-se que para cargas inferiores o conversor obteve rendimento bastante elevado. Para potências próximas às condições nominais, o conversor operou com rendimento sensivelmente menor.

Figura 93 – Curva de rendimento do conversor DAHB operando no modo elevador.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

Conforme observado no Capítulo 3, a maior parte das perdas se concentra nos semicondutores (Mosfets e IGBTs). As divergências encontradas entre o rendimento teórico esperado e as medições experimentais podem ter sido influenciadas por algumas não-idealidades que não foram consideradas durante a etapa de projeto.

As resistências série dos capacitores dos barramentos, por exemplo, não foram inseridas no cálculo das perdas. Além disso, as perdas em bloqueio só foram

consideradas para os IGBTs, embora também estejam presentes em menor grau nos Mosfets. Vale lembrar também que as perdas no indutor auxiliar e no indutor de entrada não foram contempladas no cálculo teórico.

Outro fator que foi desconsiderado durante a etapa de projeto do conversor foi o aumento da resistência dos Mosfets com a temperatura: observou-se pela folha de dados do fabricante um acréscimo de 75% no valor dessa resistência para uma temperatura de junção de 110°C, que foi a condição de operação dos interruptores.

Também se constatou experimentalmente que as trilhas de potência as quais estavam conectadas ao lado de baixa tensão do transformador operavam com temperaturas superiores à 100°C. Dessa forma, o layout do circuito de potência poderia ser otimizado de forma a reduzir o comprimento das trilhas, diminuindo eventuais perdas adicionais.

Convém ressaltar que o rendimento teórico calculado era específico para um ponto de operação do conversor. É possível constatar teoricamente, no entanto, que o aumento da indutância de dispersão exige um aumento do ângulo de defasagem para uma mesma transferência de potência. Esses dois parâmetros influenciam diretamente na forma de onda através do transformador (e consequentemente dos interruptores), podendo resultar em perdas maiores que as esperadas.

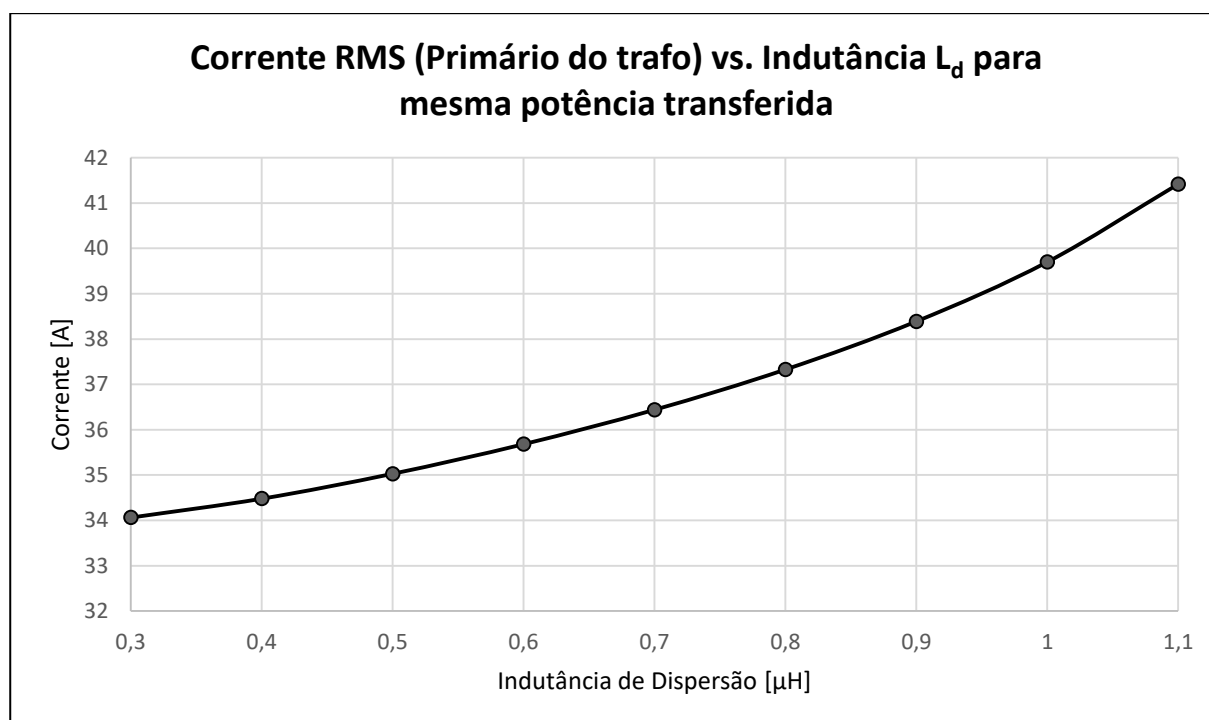
Para fins de comparação, foi elaborado um gráfico teórico relacionando o valor da corrente eficaz no primário do transformador com a indutância de dispersão para o modo de operação elevador, mantendo a carga (160Ω) e as tensões de entrada (48V) e saída (350) constantes, conforme observado na Figura 94. Claramente é possível observar a elevação da corrente eficaz através do transformador e interruptores para valores maiores de indutância e consequente aumento do ângulo de defasagem.

Conclui-se que as discrepâncias observadas entre o rendimento teórico e o experimental se devem à junção de todos os fatores acima descritos.

Vale lembrar que o intuito deste projeto não foi explorar o máximo rendimento possível para a topologia, apenas validar o funcionamento da mesma. Observou-se que os interruptores da ponte de baixa tensão (Mosfets) alcançaram temperaturas de cápsula relativamente altas durante os testes realizados (110°C), mesmo com o uso de ventilação forçada. Dessa forma, os testes não foram conduzidos com a potência nominal proposta. Assim sugere-se o emprego de dissipadores maiores ou o uso de interruptores em paralelo em futuros trabalhos.

Como o projeto do conversor supôs a sua operação somente para condições de comutação suave, foi extritamente importante que o conversor operasse dentro destas condições, de forma a impedir temperaturas danosas ao protótipo ou perdas excessivas.

Figura 94 – Corrente RMS (Primário do trafo) vs. Indutância de Dispersão.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

Os experimentos permitiram o conversor operar dentro de suas faixas nominais de tensão de entrada e saída, porém com uma potência ligeiramente inferior à nominal, por motivos já explicitados. Com os resultados obtidos, foi possível concluir o objetivo de validar o funcionamento do conversor estudado, atestando tanto a possibilidade de comutação suave do mesmo como a sua bidirecionalidade.

6 CONCLUSÕES

O presente trabalho teve como principal objetivo o estudo do conversor CC-CC isolado bidirecional *Dual Active Half Bridge* e a implementação de um protótipo experimental para validação do funcionamento do mesmo.

Primeiramente, foi realizada uma revisão bibliográfica sobre as principais classificações de sistemas fotovoltaicos existentes: os isolados (cuja principal característica é não apresentarem conexão com a rede elétrica), os sistemas conectados à rede elétrica e, por último, os sistemas fotovoltaicos híbridos, que apresentam características de ambos os primeiros.

Foi visto que os sistemas fotovoltaicos híbridos podem operar de diversos modos, tais como conectados à rede como inversor, conectados à rede como retificador, ou modo autônomo. Conforme visto no Capítulo 1, os sistemas híbridos utilizam conversores conhecidos como multifuncionais, podendo apresentar diversas configurações, tais como a configuração de espera passiva, dupla conversão e interativa com a rede.

Assim, o conversor apresentado neste trabalho pode ser considerado parte integrante de um sistema fotovoltaico híbrido, apresentando alto ganho de tensão e possuindo como principais características o seu isolamento galvânico e a reversibilidade, podendo tanto injetar energia na rede elétrica quanto carregar o banco de baterias a partir desta.

Para a seleção do conversor a ser utilizado, foi primeiramente realizada uma revisão teórica dos conversores CC-CC isolados, tais como as topologias, flyback, forward, meia ponte, ponte completa e push-pull. A seguir, foram apresentadas brevemente algumas topologias de conversores CC-CC bidirecionais isolados, como o circuito bidirecional Flyback, push-pull/half-bridge, Dual Active bridge (DAB) e Dual Active Half bridge (DAHB), sendo este último tanto na topologia com alimentação em tensão ou corrente.

Uma vez que as características do sistema apresentado e a robustez inerente do uso de um menor número de chaves, optou-se pelo uso da topologia DAHB. Como

as tensões de entrada e saída não possuíam variação significativa, optou-se pela utilização do DAHB com alimentação em tensão

As partes subsequentes do trabalho se dedicaram ao aprofundamento do estudo das etapas de operação e funcionamento do conversor, bem como sua análise quantitativa e principais formas de onda, conforme foi detalhado no Capítulo 2.

O Capítulo 3 se dedicou à apresentação do projeto de um conversor Dual Active Half Bridge que permite a transferência de até 1kW. Para este projeto, buscou-se, sempre que possível, a utilização de componentes já disponíveis no laboratório.

O Capítulo 4 destinou-se a apresentar uma simulação computacional ideal do conversor, visando a validação teórica do estudo desenvolvido e do projeto realizado. O Capítulo 5, por fim, trouxe os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo desenvolvido.

Conforme apresentado nos resultados experimentais, o conversor pode atuar nos dois modos de operação com comutação suave. Além disso comprovou-se a bidirecionalidade do conversor apresentado e o uso da indutância de dispersão do transformador (e indutores adicionais em série) como elemento principal na transferência de energia e funcionamento do conversor.

Os valores nominais de tensão especificados foram alcançados, embora a potência nominal não tenha sido atingida por motivos já explicitados. Dessa forma, o conversor pode operar dentro das condições impostas pelo sistema fotovoltaico híbrido sugerido no Capítulo 1, porém suprindo cargas menores do que as inicialmente propostas. Vale lembrar que, no modo abaixador, ou seja, durante o carregamento das baterias, não se torna necessária o emprego da potência nominal de 1kW do conversor em aplicações práticas.

Para melhorias no projeto, sugere-se a redução do comprimento das trilhas de potência, visando a redução dos efeitos de elementos parasitas e diminuindo as perdas do conversor. São também recomendados o emprego de dissipadores maiores e o uso de interruptores em paralelo.

Outra possibilidade de melhoria é a utilização de drivers com o mesmo tempo-morto, ou produzir o tempo-morto a partir do próprio microcontrolador. A confecção de drivers mais simples, apenas com a utilização de optoacopladores, também surge como uma alternativa viável para futuras modificações no projeto.

Como futuros trabalhos, sugere-se o estudo e implementação de uma malha de controle para o conversor, além do teste do mesmo utilizando fontes bidirecionais

na entrada e na saída. O estudo aprofundado da comutação suave deste conversor não compete ao escopo deste trabalho, portanto, futuros estudos podem ser dedicados às condições de comutação ZVS do conversor, bem como ao efeito do tempo-morto na transferência de potência. O emprego de outras modulações também pode ser alvo de próximos trabalhos.

7 REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

BARBI, I. **Projetos de Fontes Chaveadas**. Florianópolis: [s.n.], 2001.

BELLINASSO, L. V. **Inversores Fotovoltaicos Conectados à Rede**. Universidade Federal de Santa Maria. Santa Maria. 2016.

CHAKRABORTY, S.; CHATTOPADHYAY, S. Analysis and Comparison of Voltage-source and Current-source Asymmetric Dual Active Half-Bridge Converters. **IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**, Pittsburgh, 2014. 2072-2079.

DE SOUZA, E. V. **Conversores CC-CC Bidirecionais Isolados Simétricos com Baixa Ondulação de Corrente**. Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis. 2015.

EL CHAAR, L. Photovoltaic System Conversion. In: RASHID, M. H. **Alternative Energy in Power Electronics**. Waltham: Elsevier, 2015. Cap. 3, p. 155-172.

FELDMAN, D. et al. **Photovoltaic System Pricing Trends - Historical, Recent, and Near-Term Projections**. U.S. Department of Energy. Estados Unidos, p. 4. 2014.

FRIEDEMANN, R. A. **Conversor CA-CA para eletrodomésticos alimentados por tensão bo-volt**. Universidade Federal de Santa Catarina, Instituto de Eletrônica de Potência. Florianópolis. 2007.

INTERNATIONAL RENEWABLE ENERGY AGENCY. **Renewable Capacity Statistics 2016**. [S.l.], p. 29. 2016.

KAZIMIERCZUK, M. K. **Pulse-width Modulated DC-DC Power Converters**. 1. ed. Dayton: Wiley & Sons, 2008.

KRISMER, F. **Modeling and Optimization of Bidirectional Dual Active Bridge DC-DC Converter Topologies**. Technische Universität Wien. Zurique. 2010.

NAYAR, C. V. et al. Power Electronics for Renewable Energy Sources. In: RASHID, M. H. **Alternative Energy in Power Electronics**. Waltham: Elsevier, 2015. Cap. 1, p. 1-75.

NGO, T.; WON, J.; NAM, K. A Single-Phase Bidirectional Dual Active Half-Bridge Converter. **IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**, Pohang, 2012. 1127-1133.

SMA SOLAR TECHNOLOGY. **Sunny Island - Installation & Operating Instructions**. Alemanha, p. 13.

XINYU, X. **A Soft-switching Back-to-back Bidirectional DC-DC Converter and the FPGA Based Digital Control Design**. National University of Singapore. [S.l.]. 2008.

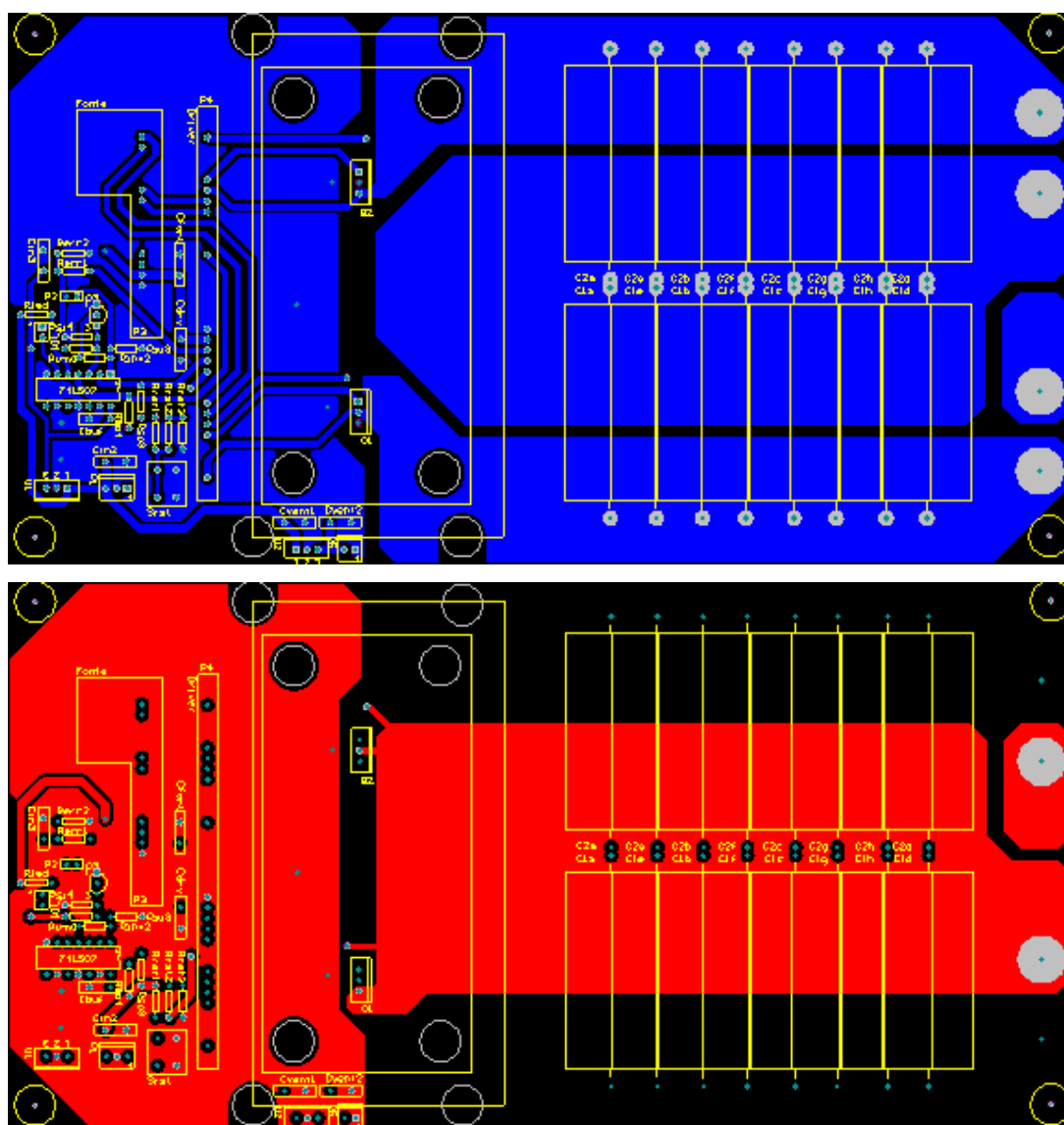
ZANATTA, I. X. **CONVERSOR CC-CC PONTE COMPLETA ISOLADO COM MÚTIPLAS SAÍDAS UTILIZANDO MODULAÇÃO POR DESLOCAMENTO DE FASE PARA APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS**. Universidade do Estado de Santa Catarina. Joinville. 2016.

ZHAO, B. et al. **Overview of Dual-Active-Bridge Isolated Bidirectional DC-DC Converter for High-Frequency-Link Power-Conversion System**. IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS. [S.l.]: [s.n.]. 2014. p. 4091-4106.

ANEXO A – Layout e Esquemático das Placas de Circuito Impresso

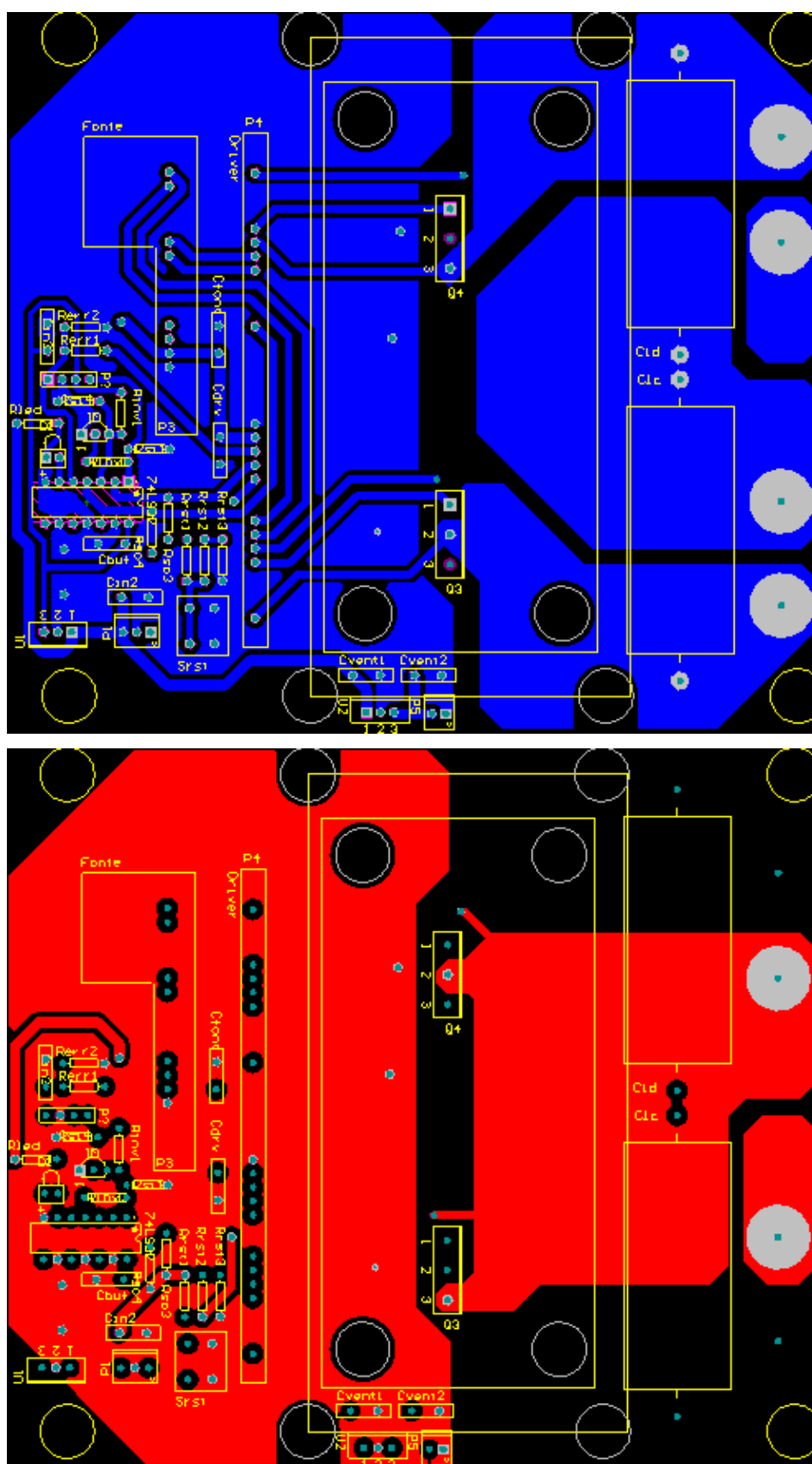
São apresentados a seguir os esquemáticos e layouts das placas de circuito impresso desenvolvidas para este trabalho.

Figura 95 – Layouts da placa de circuito impresso do lado de alta tensão.



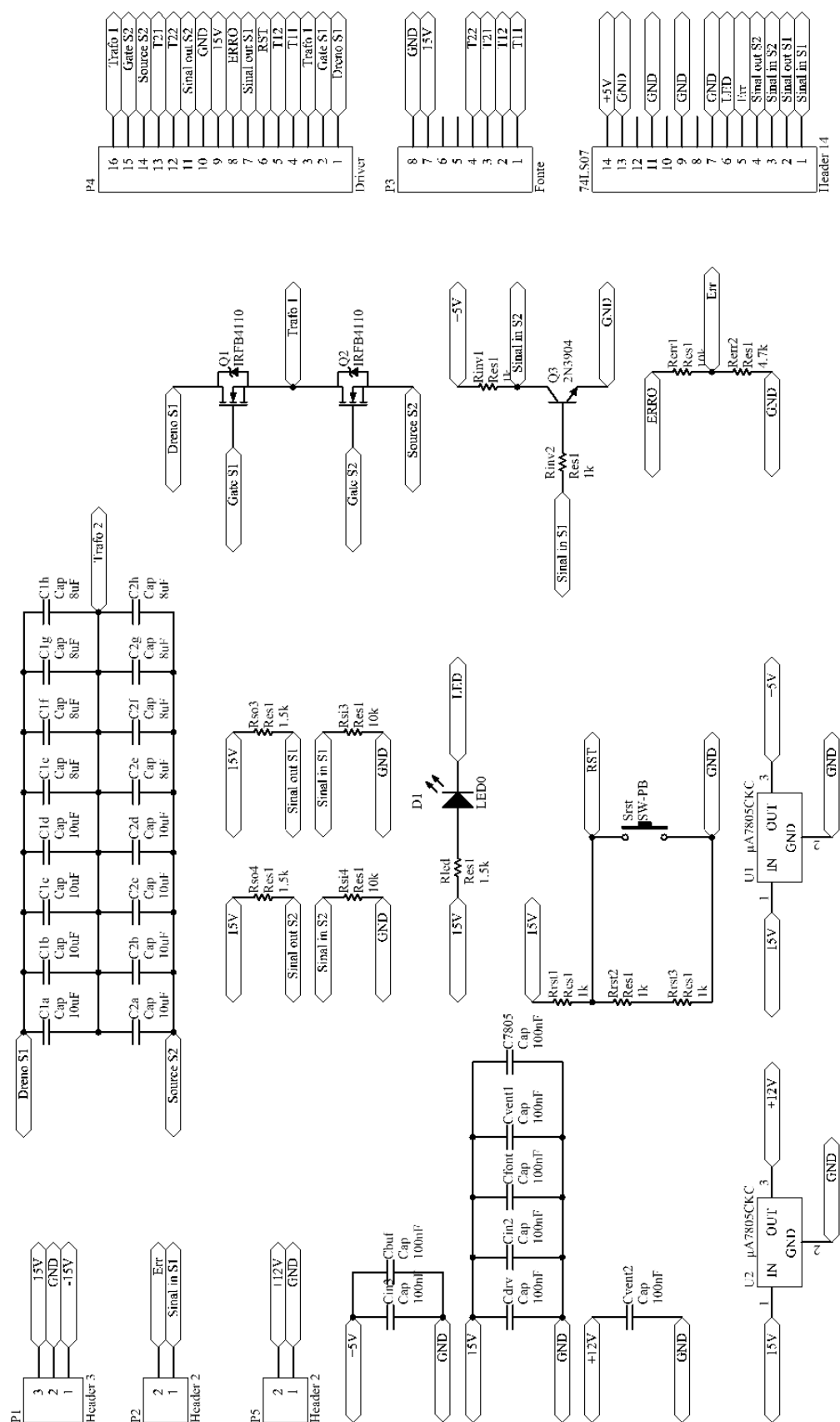
Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 96 – Layouts da placa de circuito impresso do lado de baixa tensão.



Fonte: produção do próprio autor (2017).

Figura 97 – Esquemático da placa de circuito impresso do lado de baixa tensão.

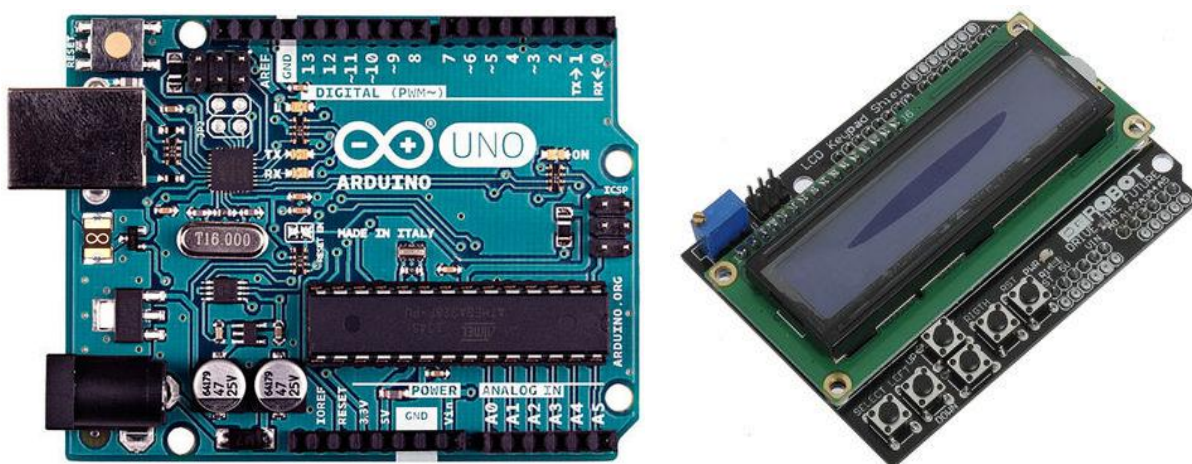


Fonte: produção do próprio autor (2017).

ANEXO B – Código implementado para geração dos sinais de comando

Conforma anteriormente explicitado, os sinais de comando e a defasagem entre o comando de ambas as pontes foi implementado em uma placa Arduino Uno®, onde a regulagem do ângulo pode ser feita manualmente por meio de um shield LCD DFROBOT®, conforme observado na

Figura 99 – Arduino Uno e shield LCD utilizado para geração dos sinais de comando.



Fonte: extraído de: <<http://www.arduino.org/products/boards/arduino-uno>> e <https://www.banggood.com/Keypad-Shield-Blue-Backlight-For-Arduino-Robot-LCD-1602-Board-p-79326.html> respectivamente, em 15 de junho de 2017,

O código implementado gera duas ondas quadradas de razão cíclica fixa de $D=0,5$, sendo uma empregada na chave S_1 e a outra na chave S_3 . Os sinais complementares a estes, utilizados para S_2 e S_3 são obtidos por meio de um circuito inversor na própria placa do conversor.

O código implementado pode ser conferido a seguir:

```

#include <LiquidCrystal.h>

// Seleciona pinos a serem usados pelo LCD
LiquidCrystal lcd(8, 11, 4, 5, 6, 7);

// Definição das variáveis
int lcd_key = 0;
int adc_key_in = 0;
float fi = 0;
float angulo = 0;
char buffer[5];
String s = "0";
String a = "0";

#define btnRIGHT    0
#define btnUP       1
#define btnDOWN     2
#define btnLEFT     3
#define btnSELECT   4
#define btnNONE     5
#define PRESCALER 1
#define PRESCALER_BITS 0x01
#define CLK 16000000UL

// Lê os botões
int read_LCD_buttons(){
    adc_key_in = analogRead(0);
    if (adc_key_in > 1000) return btnNONE;
    if (adc_key_in < 50)    return btnRIGHT;
    if (adc_key_in < 195)   return btnUP;
    if (adc_key_in < 380)   return btnDOWN;
    if (adc_key_in < 555)   return btnLEFT;
    if (adc_key_in < 790)   return btnSELECT;
    return btnNONE;
}

//função que realiza o phase-shift
int phase_shift( float freq ,float shift ) {
    char buffer[5];
    s = dtostrf(fi, 2, 3, buffer);
    a = dtostrf(angulo, 2, 1, buffer);
    lcd.setCursor(6,0);
    lcd.print(s);

```

```

        lcd.setCursor(5,1);
        lcd.print(a);
    if(shift>=0){
        unsigned long clocks_per_toggle = (CLK / freq) / 2;
        ICR1 = clocks_per_toggle;
        unsigned long offset_clocks = (clocks_per_toggle * shift)
/ 180UL;
        OCR1B= offset_clocks;
        TCCR1B |= _BV( CS10 );
        TCCR1B &= ~(_BV(FOC1B));
    }
    else{
        unsigned long clocks_per_toggle = (CLK / freq) / 2;
        ICR1 = clocks_per_toggle;
        unsigned long offset_clocks = (clocks_per_toggle * (-
shift)) / 180UL;
        OCR1A= offset_clocks;
        TCCR1B |= _BV( CS10 ) | _BV(FOC1B);
    }
}

void setup()
{
    pinMode( 9 , OUTPUT );
    pinMode( 10 , OUTPUT );
    TCCR1A = _BV( COM1A0 ) | _BV( COM1B0 );
    TCCR1B = _BV( WGM13 ) | _BV( WGM12 );
    OCR1A = 0;
    lcd.begin(16, 2);
    lcd.setCursor(0,0);
    lcd.print("Dfi:");
    lcd.setCursor(0,1);
    lcd.print("Fi:");
}

//loop principal
void loop(){
    lcd.setCursor(6,0);
    lcd_key = read_LCD_buttons();
    int i = 0;
    for(i==0; i<100; i++){
    }
    switch (lcd_key)

```

```

{
  case btnUP: {
    fi=(fi+0.0001);
    angulo=fi*360;
    if (fi>=0.25){
      fi=0.25;
      angulo=fi*360; }
    else if(fi<=-0.25){
      fi=-0.25;
      angulo=fi*360; }
    break;}
  case btnDOWN:{
    fi=(fi-0.0001);
    angulo=fi*360;
    if (fi>=0.25){
      fi=0.25;
      angulo=fi*360;}
    else if(fi<=-0.25){
      fi=-0.25;
      angulo=fi*360;}
    break; }
  phase_shift(70000 , angulo);
}

```