

**UNIVERSIDADE TECNOLÓGICA FEDERAL DO PARANÁ
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

ELIAS VICENSI

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR ELEVADOR
DE TENSÃO ALIMENTADO EM CORRENTE COM ACOPLAMENTO
MAGNÉTICO APLICADO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

DISSERTAÇÃO

PATO BRANCO

2019

ELIAS VICENSI

**PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR ELEVADOR
DE TENSÃO ALIMENTADO EM CORRENTE COM ACOPLAMENTO
MAGNÉTICO APLICADO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR, Campus Pato Branco, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia.

Orientador: Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein

PATO BRANCO

2019

V632p

Vicensi, Elias.

Projeto e implementação de um conversor elevador de tensão alimentado em corrente com acoplamento magnético aplicado em sistemas fotovoltaicos / Elias Vicensi. -- 2019.

140 f. : il. ; 30 cm

Orientador: Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein

Dissertação (Mestrado) - Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. Pato Branco, PR, 2019.

Bibliografia: f. 120 - 124.

1. Conversores de corrente elétrica. 2. Acoplamentos. 3. Sistemas de energia fotovoltaica. I. Stein, Carlos Marcelo de Oliveira, orient. II. Universidade Tecnológica Federal do Paraná. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDD 22. ed. 621.3

Ficha Catalográfica elaborada por
Suélem Belmudes Cardoso CRB9/1630
Biblioteca da UTFPR Campus Pato Branco



TERMO DE APROVAÇÃO

Título da Dissertação n.º 070

“Projeto e Implementação de um Conversor Elevador de Tensão Alimentado em Corrente com Acoplamento Magnético Aplicado em Sistemas Fotovoltaicos”

por

Elias Vicensi

Dissertação apresentada às treze horas e trinta minutos, do dia vinte e quatro de junho de dois mil e dezenove, como requisito parcial para obtenção do título de MESTRE EM ENGENHARIA ELÉTRICA, do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Câmpus Pato Branco. O candidato foi arguido pela Banca Examinadora composta pelos professores abaixo assinados. Após deliberação, a Banca Examinadora considerou o trabalho APROVADO.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein
UTFPR/PB
(orientador)

Prof. Dr. Jumar Luis Russi
UNIPAMPA/RS
(participação à distância)

Prof. Dr. Jorge Luis Roel Ortiz
UTFPR/PB

Prof. Dr. Juliano de Pelegrini Lopes
UTFPR/PB

Prof. Dr. Gustavo Weber Denardin
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica - PPGEE/UTFPR

A versão devidamente assinada deste termo, encontra-se em arquivo no PPGEE -UTFPR – Câmpus Pato Branco.

Dedico este trabalho aos meus pais, Plinio Anibal Vicensi e Ignez Bogoni Vicensi, ao meu irmão Jonas Plinio Vicensi e, ao meu padrinho e amigo Joaquim Henrique Gatto, pelo apoio, amor, carinho e seus ensinamentos de vida. Serei eternamente grato.

AGRADECIMENTOS

Agradeço à Deus.

Ao meu orientador e amigo Professor Dr. Carlos Marcelo de Oliveira Stein, pelos seus ensinamentos, contribuições e confiança para realizar este trabalho, a quem serei eternamente grato. Aos professores, Carlos Marcelo de Oliveira Stein, Jorge Luis Roel Ortiz, Juliano de Pelegrini Lopes e Jumar Luís Russi, que fizeram parte da banca examinadora, pelas considerações e contribuições para o enriquecimento deste trabalho.

A todos os professores do programa de pós-graduação, em especial, Emerson Giovani Carati e Rafael Cardoso, pelas contribuições ao longo do curso. Aos colegas de pós-graduação que, de alguma maneira, ajudaram no desenvolvimento deste trabalho, pelas constantes trocas de informações e experiências. Além disso, os momentos de lazer e descontração serão lembrados.

À Universidade Tecnológica Federal do Paraná (UTFPR), em especial ao PPGEE, por terem proporcionado a estrutura física e todos os equipamentos necessários para o desenvolvimento deste trabalho. Agradeço também aos funcionários da secretaria do PPGEE, pelo auxílio e dedicação.

Aos amigos(as) e colegas de graduação Aline Vanzella, Andres Dal Pupo, Cassiano Ferro Moraes, Célio Antônio Degaraes, Edivan Laercio Carvalho da Silva, Gustavo Kruger Schmidt, Ismael Perin, Mauricio Glovacki, Luiz Henrique Meneghetti e Yohhann Hofmann, os quais proporcionaram momentos de amizade, descontração e incentivo.

A CAPES e Fundação Araucária pelo auxílio financeiro para a realização deste trabalho e também à UTFPR pelo apoio financeiro para apresentação de trabalho em congresso.

RESUMO

VICENSI, Elias. PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO DE UM CONVERSOR ELEVADOR DE TENSÃO ALIMENTADO EM CORRENTE COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO APLICADO EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS. 2019. 141p. Dissertação – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2019.

Este trabalho propõe o desenvolvimento de um conversor ACCFHB (*Active-Clamped Current-Fed Half-Bridge*) alimentado em corrente com acoplamento magnético e grameamento ativo, operando em malha aberta para aplicações em sistemas fotovoltaicos com alto ganho de tensão. Inicialmente são apresentadas as características do conversor *boost* e suas variações e, conseqüentemente, a topologia do conversor *boost* intercalado, apontando suas vantagens e desvantagens. Em seguida, realiza-se a análise do conversor CFHB (*Current-Fed Half-Bridge*) alimentado em corrente e a implementação prática do conversor, com o intuito de verificar os efeitos causados pela indutância de dispersão do transformador no funcionamento do circuito. O principal efeito são os picos de tensões gerados sobre as chaves semicondutores que podem extrapolar os limites e danificar as chaves. Diante disso, são inseridos circuitos auxiliares do tipo *snubber* para minimizar esses efeitos. Por fim, são apresentadas as etapas de operação do conversor ACCFHB que servem de base para o projeto e com isso, o protótipo é construído para obter os resultados experimentais que são comparados com a teoria. Os principais resultados obtidos podem ser citados, como: elevado ganho de tensão, redução do tamanho físico do conversor através dos indutores acoplados, elevação do rendimento, redução dos efeitos causados pela indutância de dispersão e a tensão máxima sobre as chaves fica grameada.

Palavras-chave: Conversor ACCFHB, Conversor *boost* intercalado, Acoplamento magnético.

ABSTRACT

DESIGN AND IMPLEMENTATION OF A STEP-UP VOLTAGE CURRENT FED CONVERTER WITH MAGNETIC COUPLING APPLIED PHOTOVOLTAIC SYSTEMS. 2019. 141p. Master Thesis – Postgraduation Program in Electrical Engineering, Federal University of Technology – Paraná. Pato Branco, 2019

This paper proposes the design of an Active-Clamped Current-Fed Half-Bridge converter (ACCFHB) with magnetic-coupling, operating in open loop for photovoltaic applications with high voltage gain. Initially the characteristics of the boost converter and its deviations are shown, consequently the interleaved boost converter is presented, pointing out its advantages and disadvantages. Next, the analysis of the Current-Fed Half-Bridge Converter (CFHB) is made, and its physical implementation is realized, with the intent to verify the effects caused by the leakage inductance of the transformer over the circuit functioning. The main effects are the voltage spikes over the semiconductor switches, that can surpass the supported limits causing permanent damage. In front of that, snubber auxiliary circuits are inserted in order to minimize these effects. Lastly, the power stages of the ACCFHB converter are shown in order to realize its design, and with that, the prototype was build in order to obtain the experimental results that are compared with the theory. The main results obtained can be cited as: high voltage gain, physical size reduction of the converter by means of coupled inductors, an efficiency increase, reduction of the effects caused by the leakage inductance, and a clamped voltage over the switches.

Keywords: ACCFHB Converter, Interleaved boost converter, Magnetic coupling.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1:	Sistema fotovoltaico genérico.	22
Figura 2:	Conversor <i>boost</i>	27
Figura 3:	Conversor <i>boost</i> em cascata.	29
Figura 4:	Conversor <i>boost</i> quadrático.	31
Figura 5:	Conversor <i>boost</i> utilizando multiplicador de tensão com N estágios.	31
Figura 6:	Conversor <i>boost</i> modificado (a) indutor acoplado e (b) indutor acoplado e <i>snubber</i>	32
Figura 7:	Conversor <i>boost</i> intercalado.	34
Figura 8:	Conversor <i>Half-Bridge</i> alimentado em corrente.	35
Figura 9:	Conversor ACCFHB com o capacitor de grampeamento conectado ao nó positivo.	36
Figura 10:	Conversor ACCFHB modificado com o capacitor de grampeamento conectado ao nó positivo.	37
Figura 11:	Conversor ACCFHB modificado com o capacitor de grampeamento conectado ao nó negativo.	38
Figura 12:	Topologia do conversor ACCFHB.	39
Figura 13:	Diagrama em blocos de conversores intercalado.	41
Figura 14:	Topologia conversor <i>boost</i> intercalado.	42
Figura 15:	Formas de onda dos comandos, correntes nos indutores e corrente de entrada.	43
Figura 16:	Etapa 1.	44
Figura 17:	Etapa 2.	45
Figura 18:	Etapa 4.	47
Figura 19:	Forma de onda da corrente no capacitor.	48
Figura 20:	Conversor <i>boost</i> intercalado modificado.	49

Figura 21:	As formas de onda do conversor são: (a) e (b) comandos, (c) e (d) corrente nos indutores <i>boost</i> e (e) tensão no enrolamento primário do transformador.	50
Figura 22:	Etapa 1.	51
Figura 23:	Etapa 2.	52
Figura 24:	Etapa 4.	53
Figura 25:	Tensão e corrente na chave S_1 para $L_d = 0,85 \mu\text{H}$	57
Figura 26:	Tensão e corrente na chave S_1 para $L_d = 9,6 \mu\text{H}$	57
Figura 27:	Circuito magnético simples.	59
Figura 28:	Circuito magneticamente acoplado.	60
Figura 29:	Indutor acoplado quando: (a) diretamente acoplado e (b) inversamente acoplado.	61
Figura 30:	Topologia proposta do conversor ACCFHB.	62
Figura 31:	As principais formas de onda do conversor com circuito grampeador.	63
Figura 32:	Etapa 1.	64
Figura 33:	Etapa 2.	66
Figura 34:	Etapa 3.	67
Figura 35:	Etapa 4.	68
Figura 36:	Etapa 5	69
Figura 37:	Etapa 6	70
Figura 38:	Etapa 7	71
Figura 39:	Formas de onda da corrente nos indutores <i>boost</i> e corrente de entrada.	72
Figura 40:	Formas de onda do semiciclo positivo da corrente no primário do transformador.	75
Figura 41:	Indutância L normalizada versus razão cíclica.	77
Figura 42:	Formas de onda da tensão e corrente no capacitor de grampeamento.	78
Figura 43:	Formas de onda da corrente nos capacitores de saída.	79

Figura 44:	Módulo da corrente no enrolamento primário do transformador.	81
Figura 45:	Curvas de ganho estático versus razão cíclica.	82
Figura 46:	Duas variações possíveis para construir os transformadores. . .	89
Figura 47:	Diagrama do sistema implementado experimentalmente.	99
Figura 48:	Formas de onda experimentais das correntes dos indutores <i>boost</i> i_{L_1} e i_{L_2} e a entrada I_{in} para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	101
Figura 49:	Formas de onda experimentais de tensão e corrente no transformador e na chave principal para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	102
Figura 50:	Formas de onda experimentais de tensão e corrente no capacitor de grampeamento e na chave auxiliar para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	103
Figura 51:	Formas de onda experimentais da tensão de saída e os esforços de tensão e corrente no diodo retificador para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	104
Figura 52:	Rendimento máximo do conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	105
Figura 53:	Formas de onda experimentais das correntes dos indutores <i>boost</i> i_{L_1} e i_{L_2} e a entrada I_{in} para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	106
Figura 54:	Formas de onda experimentais de tensão e corrente no transformador e na chave principal para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	107
Figura 55:	Formas de onda experimentais de tensão e corrente no capacitor de grampeamento e na chave auxiliar para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	108
Figura 56:	Formas de onda experimentais da tensão de saída e os esforços de tensão e corrente no diodo retificador para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	109
Figura 57:	Rendimento máximo do conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	109

Figura 58:	Formas de onda experimentais das correntes dos indutores <i>boost</i> i_{L_1} e i_{L_2} e a entrada I_{in} para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	110
Figura 59:	Formas de onda experimentais de tensão e corrente no transformador e na chave principal para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	111
Figura 60:	Formas de onda experimentais de tensão e corrente no capacitor de grampeamento e na chave auxiliar para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	112
Figura 61:	Formas de onda experimentais da tensão de saída e os esforços de tensão e corrente no diodo retificador para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	113
Figura 62:	Rendimento máximo do conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.	113
Figura 63:	Medição dos parâmetros do transformador: (a) e (b) ensaio a vazio. (c) e (d) ensaio em curto-circuito.	128
Figura 64:	Núcleo e carretel tipo EE	130
Figura 65:	Indutor com entreferro: (a) geometria de um indutor (b) circuito magnético.	133
Figura 66:	Distribuição do entreferro no núcleo EE	135
Figura 67:	Medição dos parâmetros do indutor acoplado: (a) e (b) ensaio a vazio. (c) ensaio da indutância mútua M	137
Figura 68:	Distribuição dos enrolamentos.	139

LISTA DE TABELAS

1	Eficiência medida.	33
2	Especificações para o projeto dos conversores.	55
3	Valores das grandezas projetadas para os conversores.	55
4	Especificações dos componentes.	57
5	Parâmetros do painel MAXPOWER CS6U - 335P.	85
6	Especificações para o projeto de potência do conversor ACCFHB.	86
7	Especificações para dimensionamento do transformador.	88
8	Dimensionamento do transformador.	88
9	Dimensões do carretel EE 42/21/15.	90
10	Parâmetros obtidos no medidor de LCR.	90
11	Valores calculados de M_2 e k_2	91
12	Especificações para dimensionamento do indutor auxiliar.	92
13	Dimensionamento do indutor auxiliar.	92
14	Especificações para dimensionamento dos indutores <i>boost</i>	94
15	Dimensionamento dos indutores <i>boost</i>	95
16	Parâmetros obtidos no medidor de LCR.	95
17	Resumo das especificações dos componentes.	100
18	Os principais resultados experimentais.	114
19	Parâmetros obtidos no medidor de LCR.	129
20	Parâmetros obtidos no medidor de LCR.	137
21	Número de espiras dos enrolamentos.	139
22	Características magnéticas.	140

LISTA DE SIGLAS

ACCFHB	<i>Active-Clamped Current-Fed Half-Bridge</i> - Meia Ponte Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo.
AWG	<i>American Wire Gauge</i> - Medida Americana de Fios.
CCM	<i>Continuous-Conduction Mode</i> - Modo de Condução Contínua.
CFHB	<i>Current-Fed Half-Bridge</i> - Meia - Ponte Alimentado em Corrente.
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> - Processador Digital de Sinal.
DCM	<i>Discontinuous-Conduction Mode</i> - Modo de Condução Descontínua.
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> - Transistor Bipolar de Porta Isolada.
PV	<i>Photovoltaic</i> - Fotovoltaica.
RMS	<i>Root Mean Square</i> - Raiz do Valor Médio Quadrático, valor eficaz.
ZCS	<i>Zero-Current-Switching</i> - Comutação em Zero de Corrente.
ZVS	<i>Zero-Voltage-Switching</i> - Comutação em Zero de Tensão.
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i> - Modulação por Largura de Pulso.
IEA	Agência Internacional de Energia.
CA	Corrente Alternada.
CC	Corrente Contínua.
MME	Ministério de Minas e Energia.
PDE	Plano Decenal de Expansão de Energia.

LISTA DE SÍMBOLOS

D	Razão cíclica
V_{in}	Tensão de entrada
V_o	Tensão de saída
f_s	Frequência de chaveamento
D_{min}	Razão cíclica mínima
I_L	Corrente no indutor
n	Relação de transformação
L_1	Indutor <i>boost</i>
L_2	Indutor <i>boost</i>
L_p	Indutância do enrolamento primário
L_{sec}	Indutância do enrolamento secundário
k	Coefficiente de acoplamento magnético dos indutores <i>boost</i>
k_2	Coefficiente de acoplamento magnético do transformador
M	Indutância mútua dos indutores <i>boost</i>
M_2	Indutância mútua do transformador
L_x	Indutor auxiliar
C_a	Capacitor de grampeamento
T_{d1}	Tempo morto
S_1	Chave principal
S_2	Chave principal
S_{a1}	Chave auxiliar
S_{a2}	Chave auxiliar
C_1	Capacitor parasita da chave principal
C_{a1}	Capacitor parasita da chave auxiliar
C_{oss}	Capacitor de saída do MOSFET
P_o	Potência de saída
R_o	Resistência de carga
$i_{Lp,min}$	Corrente mínima no transformador
C_{o1}	Capacitor de filtro de saída do conversor CC-CC

C_{o2}	Capacitor de fitro de saída do conversor CC-CC
V_{Ca}	Tensão sobre o capacitor de grampeamento
T_s	Período de chaveamento
I_{in}	Corrente de entrada
I_o	Corrente de saída
V_{ab}	Tensão entre os braços do conversor
\dot{i}_{Lp}	Corrente no enrolamento primário
L_{dp}	Indutância de dispersão

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	MOTIVAÇÃO	21
1.2	OBJETIVO GERAL	25
1.3	OBJETIVOS ESPECÍFICOS	26
1.4	ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO	26
2	REVISÃO DA LITERATURA	27
2.1	INTRODUÇÃO	27
2.2	CONVERSOR BOOST	27
2.2.1	CONVERSOR <i>BOOST</i> EM MODO CCM	28
2.3	CASCADEAMENTO DE CONVERSORES	29
2.4	MULTIPLICAÇÃO DE TENSÃO	31
2.5	CONVERSOR BOOST MODIFICADO COM INDUTOR ACOPLADO	32
2.6	CONVERSOR BOOST INTERCALADO	34
2.7	CONVERSOR <i>HALF-BRIDGE</i> ALIMENTADO EM CORRENTE	35
2.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	39
3	CONVERSOR BOOST INTERCALADO	41
3.1	INTRODUÇÃO	41
3.2	CONVERSOR BOOST INTERCALADO	41
3.3	ANÁLISE DO CONVERSOR	44
3.3.1	Etapa 1 ($t_0 - t_1$)	44
3.3.2	Etapa 2 ($t_1 - t_2$)	45
3.3.3	Etapa 3 ($t_2 - t_3$)	46
3.3.4	Etapa 4 ($t_4 - t_3$)	46
3.4	GANHO ESTÁTICO	47

3.5	ONDULAÇÃO DA CORRENTE NOS INDUTORES	48
3.6	ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E CAPACITOR	48
3.7	CONVERSOR BOOST INTERCALADO COM ISOLAÇÃO GALVÂNICA	49
3.8	ANÁLISE DO CONVERSOR.....	51
3.8.1	Etapa 1 ($t_0 - t_1$)	51
3.8.2	Etapa 2 ($t_1 - t_2$)	52
3.8.3	Etapa 3 ($t_2 - t_3$)	53
3.8.4	Etapa 4 ($t_3 - t_4$)	53
3.9	GANHO ESTÁTICO	54
3.10	ONDULAÇÃO DA CORRENTE NOS INDUTORES	54
3.11	ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E CAPACITORES	54
3.12	COMPARATIVO ENTRE OS CONVERSORES	55
3.13	IMPLEMENTAÇÃO	56
3.13.1	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	56
3.14	CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO	58
4	CONVERSOR ACCFHB	59
4.1	INTRODUÇÃO.....	59
4.2	ACOPLAMENTO MAGNÉTICO	59
4.3	CONVERSOR ACCFHB COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO	62
4.4	ANÁLISE DO CONVERSOR.....	64
4.4.1	Etapa 1 ($t_0 - t_1$)	64
4.4.2	Etapa 2 ($t_1 - t_2$)	66
4.4.3	Etapa 3 ($t_2 - t_3$)	67
4.4.4	Etapa 4 ($t_3 - t_4$)	68
4.4.5	Etapa 5 ($t_4 - t_5$)	69
4.4.6	Etapa 6 ($t_5 - t_6$)	70
4.4.7	Etapa 7 ($t_6 - t_7$)	71
4.5	DETERMINAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA.....	72
4.6	DETERMINAÇÃO DAS CORRENTE NOS INDUTORES <i>BOOST</i>	74
4.6.1	Corrente média nos indutores L_1 e L_2	74
4.6.2	Corrente de pico nos indutores L_1 e L_2	74

4.6.3	Corrente eficaz nos indutores L_1 e L_2	74
4.7	CORRENTE MÍNIMA NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR	75
4.8	DETERMINAÇÃO DO TEMPO t_a	75
4.9	DETERMINAÇÃO DOS INDUTORES <i>BOOST</i>	76
4.10	CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO	77
4.11	CAPACITORES DE SAÍDA	79
4.12	CORRENTE NOS DIODOS RETIFICADORES	80
4.13	CORRENTE NAS CHAVES PRINCIPAIS E AUXILIARES	80
4.14	GANHO ESTÁTICO	81
4.15	CONDIÇÕES PARA COMUTAÇÃO SUAVE	83
4.16	CONSIDERAÇÕES FINAIS	83
5	PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO	85
5.1	INTRODUÇÃO	85
5.2	ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR	85
5.3	TRANSFORMADOR	87
5.3.1	Disposição dos enrolamentos	89
5.4	RAZÃO CÍCLICA	92
5.5	INDUTORES ACOPLADOS	93
5.6	CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO	95
5.7	CAPACITORES DE SAÍDA	96
5.8	SEMICONDUtores	96
5.9	DETERMINAÇÃO DO TEMPO T_{d1}	98
5.10	CONSIDERAÇÕES FINAIS	98
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	99
6.1	DIAGRAMA DO SISTEMA EM MALHA ABERTA	99
6.2	PRIMEIRA IMPLEMENTAÇÃO	101
6.3	SEGUNDA IMPLEMENTAÇÃO	105
6.4	TERCEIRA IMPLEMENTAÇÃO	110

6.5	COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS	114
6.6	CONSIDERAÇÕES FINAIS	115
7	CONCLUSÕES.....	116
7.1	SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS	118
	REFERÊNCIAS	124
	APÊNDICE A - PROJETO DO TRANSFORMADOR	125
A.1	METODOLOGIA	125
	APÊNDICE B - ENSAIO DOS TRANSFORMADORES	128
	APÊNDICE C - PROJETO DOS INDUTORES	130
C.1	METODOLOGIA	130
C.2	INDUTOR	131
C.3	INDUTORES ACOPLADOS	136
	APÊNDICE D - ENSAIO DOS INDUTORES ACOPLADOS.....	137
	APÊNDICE E - ENSAIO DO ACOPLAMENTO MAGNÉTICO	139

1 INTRODUÇÃO

A energia existe em várias formas, sendo indispensável para a sobrevivência da espécie humana. Além disso, o homem evoluiu devido à busca de novas alternativas ou maneiras de utilizar as fontes de energia disponíveis para atender as necessidades no ambiente em que vive. Neste processo de descoberta surgem novos recursos devido à exaustão, escassez ou inconveniência dos já utilizados. Nesse contexto, a energia em forma de eletricidade é uma das mais versáteis, o que a torna um recurso indispensável para o desenvolvimento socioeconômico de muitos países e regiões (ANEEL, 2002).

Assim, a energia elétrica é um dos bens mais importantes para a sociedade moderna e pode-se citar seu uso na iluminação, movimento de máquinas e equipamentos, controle da temperatura produzindo frio ou calor, nas indústrias e em diversos fatores associados à qualidade de vida. Porém, os benefícios proporcionados com o avanço da tecnologia impactam diretamente no crescimento do consumo da energia elétrica (MMA, 2018).

O Plano Decenal de Expansão de Energia (PDE) do Ministério de Minas e Energia (MME) que é responsável por definir o cenário num horizonte de 10 anos, prevê desafios no setor energético devido ao crescimento econômico e populacional. A estimativa é de ter um aumento de 6 mil megawatts anualmente, mas para suprir essa demanda o parque gerador instalado deverá crescer 56% na próxima década (MME, 2011).

Em virtude disso, é necessário investir cada vez mais em usinas de geração, linhas de transmissão e distribuição para suprir à demanda. Entretanto, isso causa sérios prejuízos ambientais relacionados ao tipo fonte de energia usada na geração da eletricidade. Existem dois tipos de fontes: 1) não renováveis, que utilizam o petróleo, o gás natural, o carvão mineral e o urânio, e são considerados poluentes e possuem potencial para causar danos ambientais graves tanto locais quanto globais e 2) as fontes renováveis, tais como a água, o sol, os ventos e a biomassa (lenha, bagaço de cana, carvão vegetal, álcool e resíduos vegetais), que também podem afetar o meio

ambiente, mas são consideradas formas mais limpas de geração (MMA, 2018).

Dentre as fontes renováveis, a energia solar fotovoltaica vem crescendo exponencialmente nos últimos anos em todo o mundo, atingindo 300 GW. Por exemplo: na Ásia, segundo a Agência Internacional de Energia (IEA), em 2014 houve a estabilização e o mercado chinês teve um crescimento de 15,2 GW em 2015, passando para 34,45 GW, e nos Estados Unidos da América praticamente dobrou de 7,3 para 14,7 GW em 2016.

No final de 2016 o Brasil possuía 81 MWp de energia solar fotovoltaica instalada, o que representava 0,005% da capacidade instalada no país. A baixa utilização deste recurso em relação a outros países que são líderes em produção mundial é porque a matriz energética brasileira é predominante renovável, ou seja, a maior parte da energia gerada é proveniente do recurso hídrico, e dessa forma são poucos os incentivos para utilização desta fonte (ENERGIA, 2015).

Por outro lado, o Brasil possui um potencial enorme de geração fotovoltaica. Por exemplo: ao comparar duas regiões com índices de irradiação diferentes, regiões que apresentam o menor índice de irradiação no Brasil conseguem produzir mais do que as regiões com maior índice de irradiação da Alemanha (PEREIRA *et al.*, 2017). Apesar da energia fotovoltaica contribuir com uma pequena parcela no Brasil, ainda existem alguns incentivos destinados à geração de energia. Pode-se citar o desenvolvimento de tecnologias e produção de células fotovoltaicas, equipamentos aplicados ao sistema e inversores (SILVA, 2015).

Nesse âmbito, a eletrônica de potência desempenha um papel importante e um dos grandes desafios ao longo do processo de conversão da energia é o aumento do fluxo de potência e redução das perdas. Para atender esses requisitos é possível utilizar conversores com alto ganho e elevado rendimento, mas em muitos casos, requer a inclusão de componentes adicionais que podem tornar o projeto inviável. Essa busca por conversores mais eficientes está intimamente ligado a saturação da matriz energética.

1.1 MOTIVAÇÃO

Um dos desafios enfrentados atualmente é o uso eficiente e racional da energia elétrica, ou seja, são reflexos da escassez dos recursos da matriz energética, no que tange a energia elétrica. Diante disto, uma das alternativas para contornar

esses desafios é a utilização de equipamentos com eficiência elevada.

Os sistemas fotovoltaicos (PV) conectados à rede elétrica, em especial as aplicações residenciais, tiveram rápido crescimento na Europa, Japão e nos EUA. Na Figura 1 é apresentado um sistema fotovoltaico genérico, ou seja, um microinversor fotovoltaico conectado à rede com seus principais componentes.

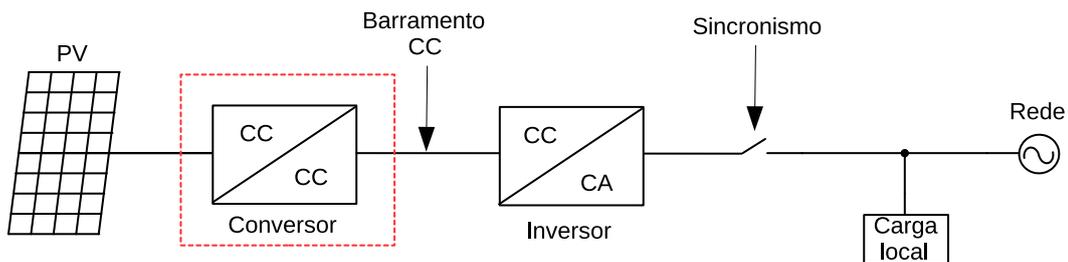


Figura 1: Sistema fotovoltaico genérico.

Os painéis fotovoltaicos são constituídos de células fotovoltaicas que geram uma tensão contínua (CC) oriunda da radiação solar. A energia solar é convertida em energia elétrica contínua através do efeito fotovoltaico. Uma célula fotovoltaica é formada por silício cristalino e normalmente é capaz de gerar uma potência na faixa de 1 a 3 Watts, onde a tensão é menor que 0,5 V. Os sistemas fotovoltaicos exigem maior potência e para isso, as células fotovoltaicas são interligadas em série, formando os módulos. Tipicamente, os módulos comerciais são constituídos, por exemplo, de 36 células em série capazes de gerar 18 V na saída, mas para alcançar potências maiores são agrupados vários módulos (PATEL, 2006).

Os arranjos fotovoltaicos produzem uma tensão de saída baixa em seus terminais, o que não satisfaz o requisito exigido para alimentar conversores em meia-ponte, ponte completa ou inversores através do barramento CC. Por exemplo, os inversores necessitam de no mínimo 200 V no barramento para garantir $127 V_{RMS}$ em sua saída. Assim, o elemento que está entre a geração fotovoltaica e o barramento CC é o conversor CC-CC que tem a função de adequar os níveis de tensão e corrente (LI; HE, 2011).

Neste contexto, os conversores estáticos de potência tem a função de converter sinais contínuos (CC) e alternados (CA) das mais diversas formas, e são classificados como conversores CC-CC, CA-CC, CC-CA e CA-CA. Existem várias topologias de conversores que realizam cada um desses tipos de conversão.

A proposta deste trabalho é estudar, analisar e construir um conversor do tipo CC-CC que está destacado em vermelho com linha tracejada na Figura 1 para o processamento de energia em arranjos solares fotovoltaicos. Na literatura existem inúmeras topologias que exercem essa função.

Os conversores CC-CC convencionais possuem uma estrutura simples, mas enfrentam algumas limitações. Em aplicações onde é necessário manter níveis baixos da ondulação de corrente na entrada e na tensão de saída, o conversor *boost* por exemplo, utiliza filtro de elevado valor. Além disso, possui limitações físicas tais como: a capacidade de bloqueio de tensão e de condução de corrente que limitam a chave semicondutora. As perdas por comutação que ocorrem neste dispositivo, limitam a máxima frequência de comutação (POMILIO, 2015).

No campo das energias renováveis (eólica e fotovoltaica), os conversores CC-CC tem sido o centro das atenções devido as inúmeras aplicações, tais como: armazenamento de energia baseado em baterias, fontes de alimentação ininterruptas, integração de energias renováveis e ultracapacitores. Essas aplicações são destinadas a alimentar inversores conectados à rede, mas para isso, é necessário um conversor com elevado ganho de tensão (SHITOLE *et al.*, 2018).

Sendo assim, diversas topologias foram propostas na literatura para aumentar o ganho de tensão, o desempenho e a eficiência dos conversores CC-CC (ISMAIL *et al.*, 2008). Esses conversores podem ser classificados em dois grupos, isolados e não-isolados.

As topologias dos conversores não-isolados com elevado ganho de tensão são baseadas nos conversores clássicos que são modificados e assim, surgem as topologias com transformador, indutores acoplados, multi-estágios, etc. As estruturas que possuem transformador e indutor acoplado são as mais adequadas para alcançar elevado ganho de tensão, alta eficiência e alta densidade de potência (ZHANG *et al.*, 2017).

Além disso, os indutores acoplados são utilizados pela razão de reduzir volume e peso, mas podem saturar devido aos fluxos CC gerados pelas correntes CC. A saturação é eliminada através do acoplamento magnético inverso nos enrolamentos, o que cancela os fluxos CC e também pela inserção de entreferro (EBISUMOTO *et al.*, 2017).

Outra topologia não-isolada é o conversor *boost* intercalado que possui algumas características interessantes tais como: menores oscilações na corrente de entrada e redução dos esforços nas chaves semicondutoras. Além disso, a estrutura do conversor *boost* intercalado é uma solução para aumentar o nível de potência, mas o número de componentes ativos e passivos dobram. Uma vantagem deste conversor é a redução do tamanho físico dos elementos magnéticos (LI; HE, 2011). A versatilidade do conversor *boost* intercalado possibilita inserir transformador auxiliar, indutores acoplados e capacitores chaveados (TESTON *et al.*, 2015a).

Em alguns países não é permitido o uso de conversores sem isolamento galvânica, devido ao sistema de aterramento requerido para a proteção contra choques elétricos e incêndios. Portanto, os inversores ou microinversores não-isolados são proibidos e nesse trabalho optou-se em utilizar topologias com isolamento galvânica por meio de transformadores (TESTON *et al.*, 2016).

Os conversores CC-CC isolados encontrados na literatura são baseados em dois grandes grupos: conversores alimentados em tensão e conversores alimentados em corrente, que possuem características próprias com suas respectivas vantagens e desvantagens.

Os conversores alimentados em tensão apresentam algumas vantagens em relação aos conversores CC-CC convencionais. Por exemplo, o conversor *push-pull* possui isolamento galvânica entre a entrada e saída que é proporcionada pelo uso de um transformador e que está relacionada à extração de níveis maiores de potência. Por outro lado, algumas desvantagens estão associadas, tais como: a dispersão do transformador causa pico de tensão nas chaves semicondutoras, o que poderá danificar as mesmas; o conversor alimentado em tensão não pode trabalhar com sobreposição dos comandos das chaves semicondutoras, ou seja, a razão cíclica D deve ser menor que 0,5 para evitar curto-circuito; se os tempos de atuação das chaves forem diferentes, o núcleo de ferrite pode saturar devido à componente CC não nula, pois ocorre desequilíbrio do fluxo magnético causado no processo de magnetização e desmagnetização do núcleo; em razão da não existência de um indutor na entrada do conversor, podem ocorrer surtos de corrente (MELLO, 2011).

Os conversores alimentados em tensão são largamente usados em aplicações onde a tensão de saída V_o é menor que a tensão de entrada V_{in} . Caso seja necessário utilizar em aplicações que exigem alto ganho de tensão, o transformador

torna-se volumoso devido ao elevado número de espiras e, conseqüentemente, dificuldades serão encontradas para controlar a indutância de dispersão, em virtude dos valores elevados. Além disso, tensões elevadas são geradas sobre os diodos retificadores de saída, causando interferência eletromagnética e redução da eficiência do conversor (CHOI *et al.*, 2009).

Por outro lado, os conversores isolados alimentados em corrente que possuem duas chaves em sua estrutura, por exemplo, a topologia *push-pull* não podem operar com a razão cíclica menor que 50%, em nenhuma hipótese e caso isso ocorra, não haverá caminho para desmagnetizar o indutor de entrada e assim, a energia acumulada provoca tensões destrutivas sobre as chaves.

Devido a utilização de apenas um indutor na entrada é possível configurar o conversor para uma única saída ou múltiplas saídas com elevado ganho de tensão. Outro ponto positivo diz respeito à alta impedância entre a fonte de alimentação e o transformador, de modo a assegurar que mesmo em condições de desequilíbrio do fluxo magnético o transformador não irá saturar (PRESSMAN, 2009).

É importante ressaltar que utilizou-se como exemplo a topologia *push-pull* para as duas versões para fins de comparação, mas na literatura existem diversas topologias com suas peculiaridades. Mas quando trata-se de obter a característica de elevado ganho de tensão, os conversores alimentados em corrente são os mais indicados. Desta forma, o foco deste trabalho é analisar o conversor ACCFHB (*Active-Clamped Current-Fed Half-Bridge* - Meia Ponte Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo) de elevado ganho de tensão, com os indutores *boost* acoplados. Além disso, a utilização de indutores acoplados tem como atrativo a redução do espaço físico e aumento da eficiência do conversor.

1.2 OBJETIVO GERAL

Desenvolver um conversor meia ponte alimentado em corrente com grampeamento ativo (ACCFHB), com indutores acoplados aplicado a sistemas fotovoltaicos.

1.3 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Desenvolver uma revisão bibliográfica das principais topologias de conversores relacionadas ao tema;
- Análise do conversor ACCFHB com acoplamento magnético;
- Projeto do conversor ACCFHB no modo de condução contínua (CCM);
- Projeto e montagem dos elementos magnéticos;
- Implementação dos circuito de comando e potência;
- Análise dos resultados obtidos na prática.

1.4 ESTRUTURA DA DISSERTAÇÃO

O documento está organizado da seguinte forma: o capítulo dois apresenta a revisão bibliográfica das principais topologias de conversores relacionadas com esse trabalho. No capítulo três realiza-se a análise das principais características do conversor *boost* intercalado e, conseqüentemente, é inserido o transformador para verificar o comportamento do conversor. O capítulo quatro trata da análise do conversor proposto (ACCFHB), com acoplamento magnético, em modo de condução contínua (CCM). Em seguida, um exemplo de projeto do conversor (ACCFHB) é realizado no capítulo cinco e para validar os resultados teóricos, são apresentados os resultados experimentais no capítulo seis e, por fim, o capítulo sete apresenta as principais conclusões.

2 REVISÃO DA LITERATURA

2.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo são abordadas algumas topologias de conversores estáticos que estão relacionadas a esse trabalho, onde a principal característica é o elevado ganho de tensão para aplicações fotovoltaicas. Na literatura existem diversas topologias de conversores estáticos que exercem essa função, mas inicialmente são apresentados o conversor *boost* e suas variações. Na sequência é estudada a topologia do conversor *boost* intercalado convencional que permite isolamento galvânica e a adição de circuitos auxiliares (*snubbers*), com suas respectivas vantagens e desvantagens.

Em aplicações fotovoltaicas onde não há necessidade de isolamento, o conversor *boost* convencional é uma escolha clássica, devido à estrutura simples e à característica de entrada em corrente.

2.2 CONVERSOR BOOST

A topologia do conversor CC-CC elevador de tensão, também conhecido na literatura como conversor *boost* está apresentada na Figura 2.

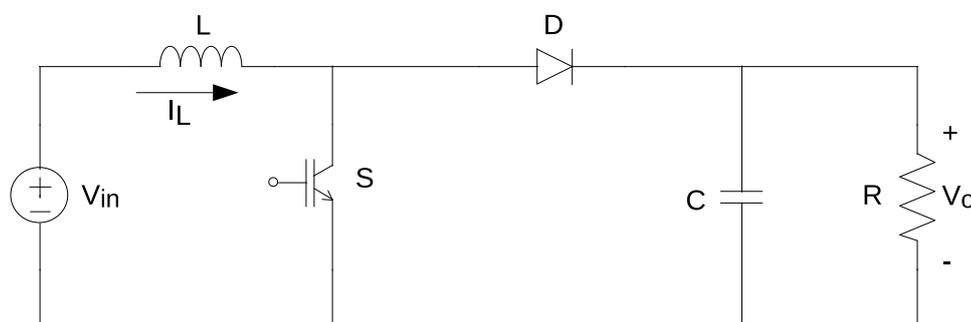


Figura 2: Conversor *boost*.

As topologias básicas de conversores CC-CC encontradas na literatura possuem dois modos distintos de operação em função da corrente no indutor I_L , durante o período de chaveamento. No modo de condução contínua (CCM) a corrente I_L permanece positiva por todo o período de chaveamento, onde apresenta duas etapas

e o modo condução descontínua (DCM), no qual o conversor apresenta três etapas, sendo que a corrente I_L retorna a zero (HART, 2012).

Em ambos os modos de operação a chave S é controlada através da razão cíclica D do sinal PWM (*Pulse Width Modulation*), tanto para a carga quanto para a descarga da energia acumulada no indutor L .

2.2.1 CONVERSOR BOOST EM MODO CCM

A primeira etapa de operação ocorre quando a chave S está conduzindo. A corrente que circula pelo indutor L tem a função de armazenar a energia em forma de campo magnético e o capacitor C alimenta a carga R . Na segunda etapa, chave S está aberta e o diodo D em condução, com isso garante a desmagnetização do indutor L , e juntamente com a fonte de alimentação V_{in} fornecem energia para a carga R , ou seja, a tensão de saída V_o aumenta (AHMED, 2000).

O ganho estático (G) do conversor *boost* clássico operando no modo de condução contínua (MCC) é dado pela equação (1).

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (1)$$

A equação (1) estabelece que a tensão de saída V_o é igual a tensão de entrada V_{in} quando a razão cíclica é zero, ou seja, a chave S permanece sempre aberta. Por outro lado, a chave não pode conduzir continuamente com a razão cíclica igual a 1, mas para valores que se aproximam da unidade, o ganho de tensão tende ao infinito e é muito sensível à variações de D (RASHID, 1999).

Teoricamente, todos os elementos do conversor *boost* são ideais e o ganho de tensão é infinito, mas na prática, elevados valores de razão cíclica reduzem drasticamente a eficiência e o ganho de tensão (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Essa redução é causada principalmente pelo aumento das perdas por condução nos componentes que é reflexo dos elevados picos de corrente (LI; HE, 2011).

Outro fator que deve ser levado em consideração é o custo benefício de elevar a frequência de chaveamento f_s para reduzir o tamanho de indutor e capacitor, pois em contrapartida as perdas de potência na chave aumentam (HART, 2012).

Em níveis elevados de potência, o indutor torna-se grande, volumoso e pesado. Conforme a tensão de saída V_o aumenta, as perdas por comutação são

maiores. Em alguns casos, os dispositivos semicondutores capazes de suportar os níveis de tensão e corrente são de difícil acesso.

Para resolver os problemas citados anteriormente, algumas modificações vêm sendo realizadas a partir da topologia *boost* para minimizar as limitações deste conversor.

Assim surgem várias técnicas propostas na literatura que são baseadas no conversor *boost* nos últimos anos. Dentre essas técnicas, as mais comuns são: cascadeamento de conversores, multiplicadores de tensão e uso de indutores acoplados.

Essas técnicas são utilizados para elevar o ganho estático do conversor *boost* clássico. Além disso, um dos principais objetivos é garantir que o conversor opere com valores menores de razão cíclica e redução dos esforços de tensão nos semicondutores.

2.3 CASCATEAMENTO DE CONVERSORES

Com o intuito de minimizar os problemas do conversor *boost* foi desenvolvida uma topologia que associa dois conversores *boost* em cascata que é apresentado na Figura 3.

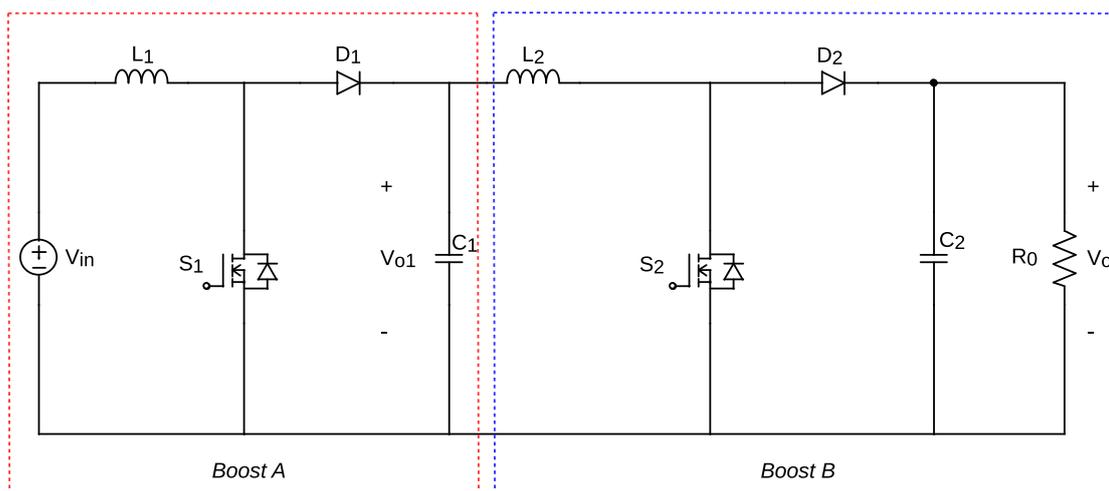


Figura 3: Conversor *boost* em cascata.

O primeiro estágio do conversor é destacado em vermelho (*Boost A*) que é composto pela chave S_1 , pelo diodo D_1 , pelo indutor L_1 e pelo capacitor C_1 . Essa etapa apresenta níveis baixos de tensão V_{01} de ruptura dos elementos S_1 e D_1 e elevadas correntes.

O último estágio (*Boost B*) em azul é constituído, respectivamente, por S_2 , D_2 , L_2 , C_2 e a carga resistiva R_o . Por sua vez, esse estágio deve suportar níveis elevados de tensão em S_2 e D_2 e, conseqüentemente, as correntes são menores (EDELMOSEER; HIMMELSTOSS, 2006).

Os conversores *Boost A* e *Boost B* podem trabalhar de modo independente, ou seja, cada estágio de conversão pode ser controlado individualmente através das chaves S_1 e S_2 , o que permite maior flexibilidade do sistema.

Conforme Boujelben *et al.* (2017), o ganho estático do conversor *boost* em cascata é dada por (2).

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{1}{1 - D_A} \right) \left(\frac{1}{1 - D_B} \right) \quad (2)$$

sendo que D_A e D_B são as razões cíclicas do primeiro e do último estágio do conversor. A equação (2) mostra que cada estágio ou célula *boost* contribui com o ganho total do conversor, ou seja, a multiplicação das parcelas do *Boost A* e do *Boost B*. Apesar deste conversor atingir ganho elevado, algumas desvantagens surgem em relação a eficiência, ao volume e as perdas.

Os conversores em cascata operam basicamente como dois conversores clássicos em série e isso implica na redução da eficiência total do sistema. Além disso, a cada novo estágio ou célula *boost* é acrescentado um indutor, ou seja, o conversor aumenta consideravelmente seu tamanho, devido ao volume do elemento magnético (ISMAIL *et al.*, 2008).

Outro problema associado ao conversor é o crescimento do número de chaves semicondutoras, que conforme conversores *boost* são inseridos em cascata, as perdas por condução e comutação são maiores. Para contornar esse problema é proposto por Barreto *et al.* (2002), uma simplificação do conversor, apresentada na Figura 4. A simplificação é relativamente simples, onde os elementos (S_1 e D_2) são reposicionados e adicionado o diodo D_3 . Essa nova estrutura dá origem ao conversor *boost* quadrático, apresentada na Figura 4.

O conversor *boost* quadrático é uma nova família baseada em conversores *boost* em cascata, que possibilita a substituição de uma chave por um diodo. Assim, as perdas são menores e o circuito de acionamento (*drive*) torna-se simples. Desta forma, o conversor *boost* quadrático opera com apenas uma chave (S_1) em CCM. O

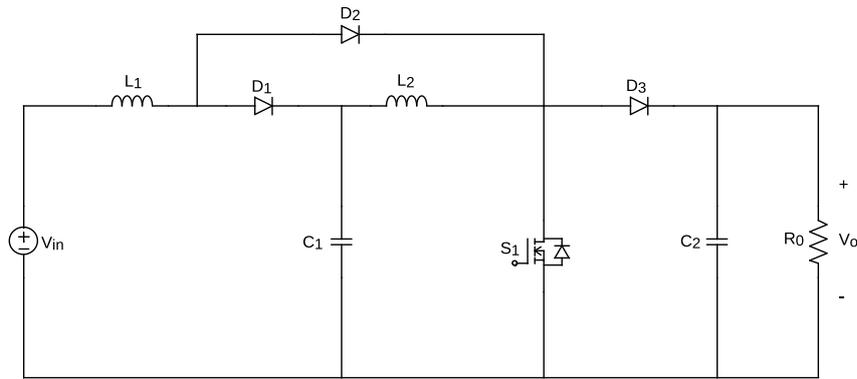


Figura 4: Conversor *boost* quadrático.

ganho estático do conversor é definido por (3). Segundo Choudhury e Nayak (2015), o ganho estático do conversor *boost* quadrático é idêntico ao ganho do conversor *boost* em cascata.

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{(1 - D)^2} \quad (3)$$

2.4 MULTIPLICAÇÃO DE TENSÃO

A Figura 5 ilustra a topologia do conversor *boost* com circuito multiplicador de tensão proposto por Berkovich *et al.* (2008).

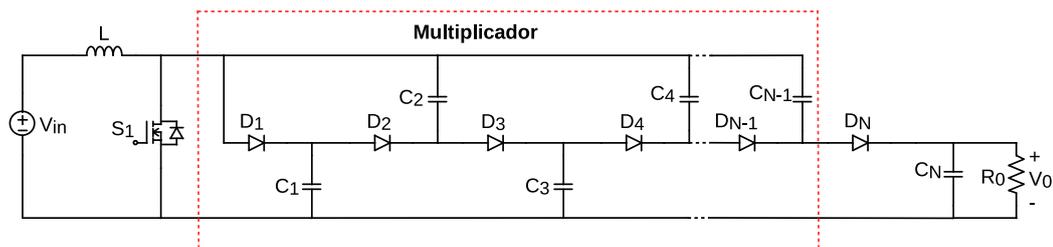


Figura 5: Conversor *boost* utilizando multiplicador de tensão com N estágios.

A estrutura deste conversor possui vários estágios de multiplicação, que é composto pelos capacitores $C_1 - C_N$, pelos diodos $D_1 - D_N$, pela chave S_1 , pelo indutor L e pela carga resistiva R . O ganho estático do conversor proposto na Figura 5 é definido por (4), sendo que o fator $(N + 1)/2$ é associado ao multiplicador de tensão que está multiplicando a parcela do ganho estático do conversor *boost* clássico.

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \left(\frac{N + 1}{2} \right) \frac{1}{1 - D} \quad (4)$$

sendo que N é o número total de capacitores que também está relacionado à quantidade de estágios do conversor.

Essa topologia de conversores que utiliza multiplicadores de tensão é construtivamente mais simples, devido ao fato de adicionar capacitores e diodos a cada estágio que é acrescentado. No entanto, para aplicações em que é necessário um ganho entre 10 e 20 vezes, o conversor *boost* com multiplicador de tensão não é a melhor opção por causa do elevado número de estágios. Isso implica em maiores perdas devido ao grande número de componentes, capacitores com capacidade de suportar tensões elevadas e o tamanho físico do conversor.

Uma alternativa para evitar a uso de conversores com elevado número de estágios é empregando as variações do conversor *boost* com indutores acoplados.

2.5 CONVERSOR BOOST MODIFICADO COM INDUTOR ACOPLADO

A topologia do conversor *boost* modificado com indutor acoplado e circuito auxiliar (*snubber*) foi proposta por Li *et al.* (2009) e Zhao *et al.* (2001), conforme mostra a Figura 6.

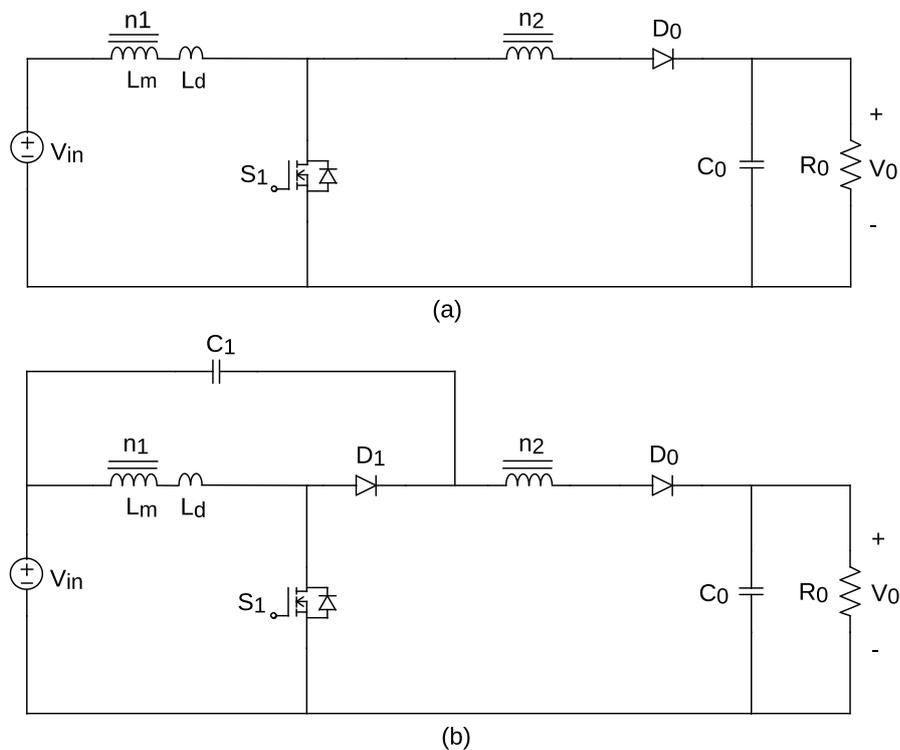


Figura 6: Conversor *boost* modificado (a) indutor acoplado e (b) indutor acoplado e *snubber*.

O circuito exibido na Figura 6(a), trata de uma modificação realizada a partir do conversor *boost* clássico, onde o indutor L é substituído pelo indutor acoplado que é formado pelos enrolamentos n_1 e n_2 . No entanto, ao abrir a chave S_1 do conversor a energia armazenada na indutância de dispersão L_d produz pico de alta tensão, que pode danificar a chave (ZHAO *et al.*, 2001).

Para resolver este problema Li *et al.* (2009) propuseram uma topologia que está apresentada na Figura 6(b), onde é inserido um circuito auxiliar (*snubber*), formado pelo capacitor C_1 e pelo diodo D_1 . A função do circuito auxiliar é absorver a energia que está armazenada na indutância de dispersão no momento em que a chave S_1 encontra-se bloqueada.

De acordo com Li *et al.* (2009), o conversor está operando em modo CCM e para cada ciclo de conversão são realizadas seis etapas de operação. O ganho estático (G) do conversor é expresso pela equação (5).

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1-D} + \frac{D}{1-D} \frac{(1+k)N_1 - (1-k)}{2} \quad (5)$$

sendo que k é o coeficiente de acoplamento magnético e N_1 a relação de transformação do indutor acoplado.

A partir da equação (5) é possível observar que o ganho G do conversor depende de alguns parâmetros do circuito, sendo que um deles é a relação de espiras entre os enrolamentos do indutor acoplado N_1 , que pode ser ajustada, permitindo elevar o ganho estático com a razão cíclica constante. O outro parâmetro é o coeficiente de acoplamento magnético k que por sua vez, não tem contribuição significativa para o ganho estático ao ser comparado com N_1 .

Por fim, Li *et al.* (2009) obtém os dados experimentais da eficiência do conversor para três pontos de operação distintos, conforme a Tabela 1.

Tabela 1: Eficiência medida.

Tensão de entrada - V_{in}	48V	60V	75V
Razão cíclica - D	0,60	0,52	0,45
Eficiência - η	90,5%	91,8%	92,3%

2.6 CONVERSOR BOOST INTERCALADO

A topologia do conversor *boost* intercalado apresentada na Figura 7 traz algumas vantagens em relação aos conversores vistos anteriormente.

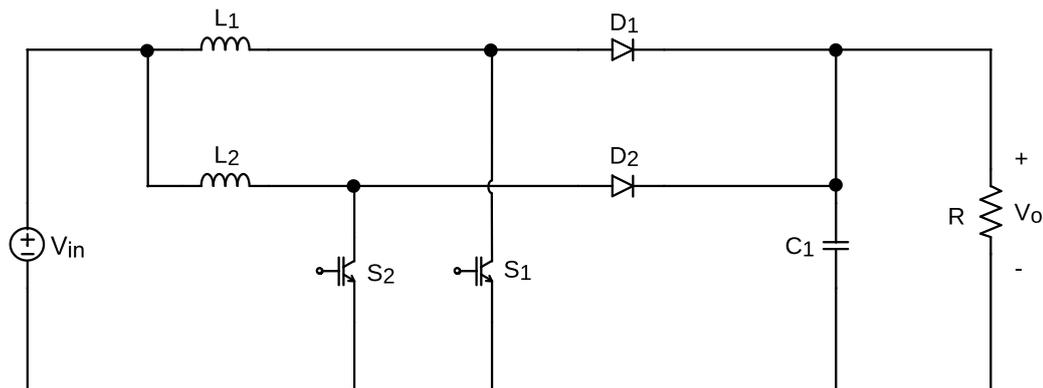


Figura 7: Conversor *boost* intercalado.

A técnica de associar células *boost* em paralelo, consiste na distribuição da potência entre os conversores *boost* operando com a mesma frequência de chaveamento, mas com os períodos de chaveamento defasados entre si. Este fato permite a divisão da corrente através das chaves semicondutoras S_1 e S_2 da estrutura. Além disso, as principais vantagens ao intercalar células *boost* são: (a) aumentar a frequência de comutação sem ser penalizado pela elevação das perdas por comutação (b) proporcionar um aumento da densidade de potência sem reduzir a eficiência do conversor (Balogh; Redl, 1993) e (c) a redução da ondulação da corrente de entrada, devido a defasagem entre as correntes dos indutores *boost*. Como resultado, o tamanho, peso e o custo dos filtros podem ser reduzidos significativamente e tem sido amplamente utilizado em aplicações de alta potência, ou seja, operando entre 200 e 2000 W (Zhang *et al.*, 2014).

Apesar das vantagens citadas, o conversor *boost* intercalado apresenta como desvantagem um número maior de estágios, ou seja, crescente aumento dos elementos que compõem a topologia. Além disso, os *drivers* para acionar as chaves semicondutoras crescem na mesma proporção em que mais células *boost* são adicionadas ao sistema (Nahar; Uddin, 2018).

2.7 CONVERSOR HALF-BRIDGE ALIMENTADO EM CORRENTE

As técnicas discutidas até então, fazem uso de componentes eletrônicos ativos e passivos para obter elevado ganho de tensão, de modo que estas técnicas de elevação não utilizam transformador. Por outro lado, uma maneira simples de se obter grande elevação de tensão é empregando transformadores que permitem ajustar os níveis de tensão por meio da relação de espiras. Essa técnica fornece isolamento galvânica entre a entrada e a saída do conversor.

Na literatura podem ser encontradas várias topologias de conversores CC-CC isolados tais como: Forward, Flyback, Cúk isolado, SEPIC isolado e ZETA isolado (DREHER, 2012). Neste trabalho são focadas as topologias de conversores *Half-Bridge* - meia ponte alimentados em corrente.

A Figura 8 apresenta a estrutura básica do conversor CFHB (*Current-Fed Half-Bridge* - Meia - Ponte Alimentado em Corrente) com retificador de onda completa na saída, conforme (Yungtaek Jang; Jovanovic, 2002).

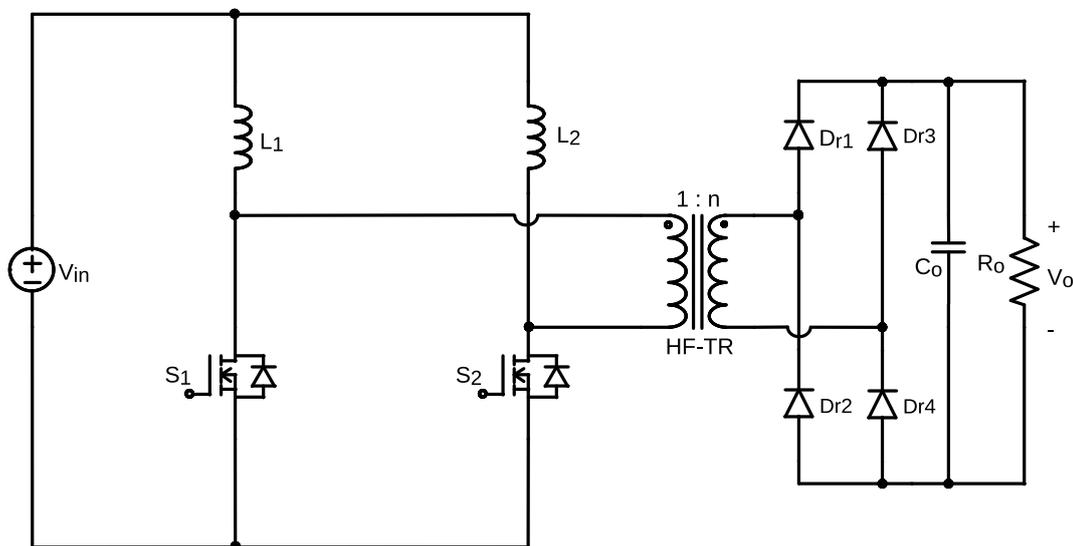


Figura 8: Conversor *Half-Bridge* alimentado em corrente.

A topologia CFHB foi derivada pelo princípio da dualidade através da topologia Meia-Ponte Alimentada em Tensão, que possui dois indutores L_1 e L_2 para aumentar a capacidade de potência e confiabilidade (Wolfs, 1993). Essa topologia também pode ser vista como a versão isolada do conversor *boost* intercalado, onde o transformador é inserido entre os indutores e as chaves semicondutoras.

O grande problema dos conversores isolados é a inserção de elementos parasitas (não-idealidades) do transformador, tais como: capacitância entre enrolamentos, capacitância entre espiras, indutância de dispersão, etc. Os resultados causados são picos de tensão nos semicondutores, altas perdas e interferência eletromagnética conduzida e irradiada (ARIVAZHAGAN; PRAKASH, 2011).

Para contornar esse problema são inseridos circuitos auxiliares (*snubber*) do tipo passivo ou ativo. Existem várias possibilidades de circuitos *snubber*, mas isso causa alteração no funcionamento do conversor e, conseqüentemente, maiores custos e alteração em sua eficiência.

O circuito da Figura 8 foi modificado e analisado em detalhes por (HAN *et al.*, 2005) e designou a essa nova topologia a sigla ACCFHB (*Active-Clamped Current-Fed Half-Bridge* - Meia-Ponte Alimentado em Corrente com Grampeamento Ativo), devido ao circuito grampeado adicionado na topologia CFHB. Na Figura 9 é apresentado o conversor ACCFHB.

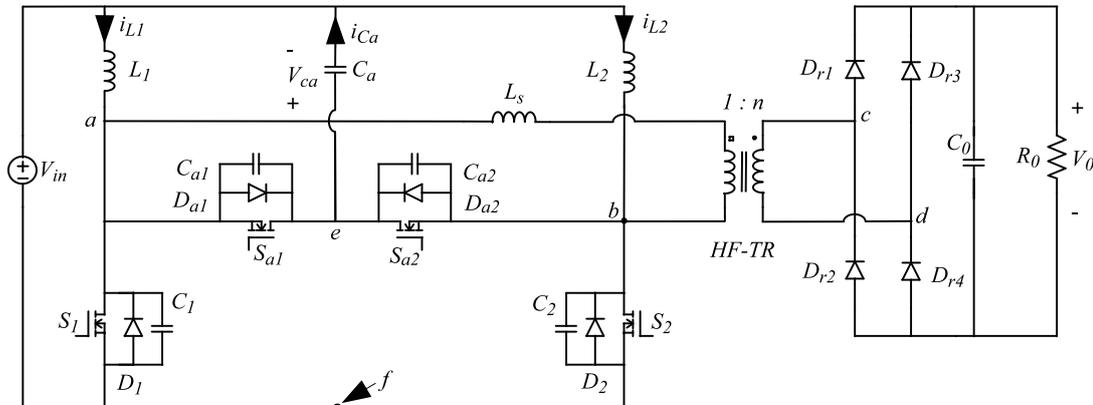


Figura 9: Conversor ACCFHB com o capacitor de grampeamento conectado ao nó positivo.

A topologia ACCFHB com capacitor de grampeamento ativo conectado ao nó positivo e com retificador de onda completa foi analisada e implementada por Rathore *et al.* (2007), onde o conversor está operando com a tensão de entrada V_{in} de 22 V e 41 V e a potência de saída P_o de 200 W. A eficiência medida em plena carga foi de 92% e 93%, respectivamente.

O circuito de grampeamento é composto por duas chaves auxiliares S_{a1} e S_{a2} e o capacitor C_a . As chaves auxiliares são comutadas por ZVS (*Zero-Voltage-Switching* - Comutação em Zero de Tensão) em toda a faixa de operação do conversor. Por outro lado, as chaves principais S_1 e S_2 utilizam a energia armazenada na

indutância de dispersão do transformador (HF-TR) para operar em ZVS, ou seja, a condição ZVS apresenta uma faixa limitada e impacta diretamente na eficiência do conversor.

De acordo com Rathore *et al.* (2009), a limitação pode ser resolvida através de uma pequena modificação na topologia do conversor ACCFHB da Figura 9. Basicamente, é inserido um indutor L_p em paralelo com o transformador nos pontos c e d , conforme mostra a Figura 10.

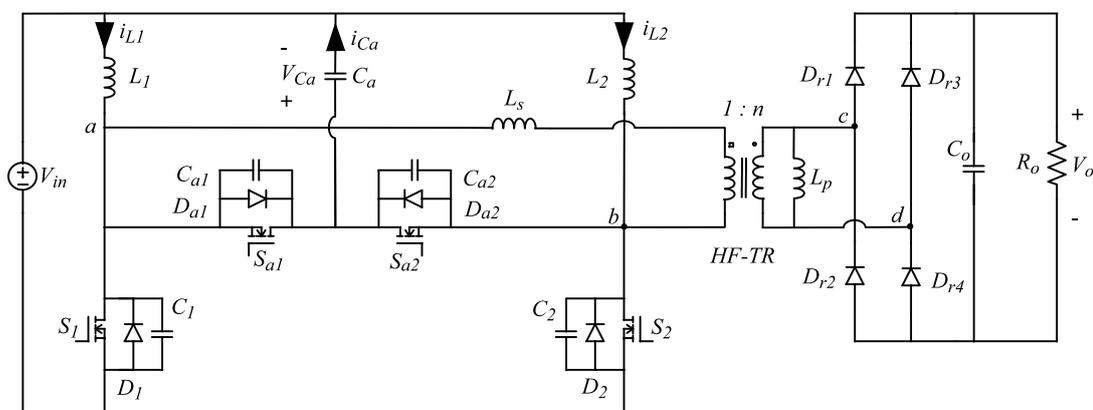


Figura 10: Conversor ACCFHB modificado com o capacitor de grampeamento conectado ao nó positivo.

Nesse trabalho o autor analisa de forma detalhada o conversor proposto na Figura 10, onde todas as chaves semicondutoras estão operando em ZVS nas condições de carga leve e a plena carga com ampla variação de tensão. No entanto, para atingir ZVS em carga leve, a relação L'_p/L_s deve ser menor. A indutância L'_p é a indutância em paralelo com o enrolamento secundário do transformador refletida ao primário. Consequentemente, os valores de pico e eficaz da corrente nas chaves aumentam, o que implica em maiores perdas, reduzindo a eficiência do conversor. Para satisfazer as condições de carga leve e plena carga, a relação de transformação n deve ser ajustada. Quando n for igual a 3,5, a indutância L_s é menor e reduz o intervalo de ZVS. Para n igual a 4,5, a indutância L_s é maior e, conseqüentemente, aumenta o intervalo de ZVS, mas a regulação de tensão de saída para carga leve torna-se mais difícil.

Por outro lado, é possível obter a regulação de tensão de saída para uma carga leve em uma ampla variação da tensão de entrada. Para isso, n deverá ser igual a 4 e a indutância L_s apresenta um valor intermediário. O valor eficaz da corrente

reduz à medida que a relação L'_p/L_s aumenta, sendo que o caso abordado pelo autor essa relação é maior ou igual a 25. Assim, a comutação por ZVS ocorre até atingir 12% da carga nominal e os diodos retificadores de saída operam com ZVS.

Apesar das vantagens citadas em relação à ampla variação de carga que o conversor pode operar com as chaves semicondutoras operando em ZVS, o conversor ACCFHB apresentado na Figura 10 torna-se volumoso devido a inclusão do indutor L_p . Outra informação importante que pode ser extraída da topologia é em relação à conexão do capacitor de grampeamento C_a ao nó positivo, que por sua vez, influencia diretamente na corrente de entrada do conversor, ou seja, a parcela i_{C_a} é somada na ondulação da corrente de entrada. Essa conexão foi analisada de forma detalhada por Teston *et al.* (2015b) e o autor propõe que a conexão do capacitor seja realizada ao nó negativo para aplicações fotovoltaicas.

Em Teston *et al.* (2015a), o conversor ACCFHB é analisado de forma detalhada para duas configurações: (a) a primeira consiste na topologia apresentada na Figura 9, mas com o capacitor de grampeamento C_a conectado ao nó negativo entre os pontos *e* e *f*, (b) o conversor ACCFHB mostrado na Figura 9 é utilizado como base, mas as alterações são realizadas no lado do enrolamento secundário e na conexão do capacitor de grampeamento ao nó negativo. Basicamente é substituído o retificador de onda completa que é constituído pelos diodos ($D_{r1} - D_{r4}$) e o capacitor de filtro C_o por um circuito dobrador de tensão, formado pelos diodos (D_{r1}) e (D_{r2}) e os capacitores C_{o1} e C_{o2} , conforme mostra a Figura 11.

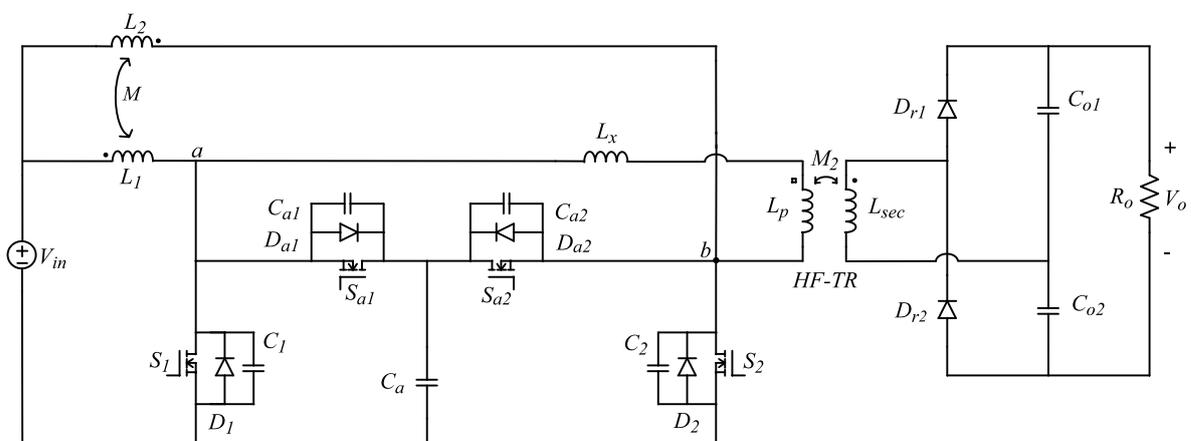


Figura 11: Conversor ACCFHB modificado com o capacitor de grampeamento conectado ao nó negativo.

A eficiência do conversor ACCFHB com ponte de diodos é superior à eficiência do conversor com dobrador de tensão na saída, devido ao maior estresse de corrente nos diodos retificadores. Conforme Teston *et al.* (2015a), o conversor com ponte de diodos atingiu uma eficiência de 95,7% e com dobrador de tensão 95,1%, medidos com a máxima tensão de entrada. A substituição do retificador não causa impacto do lado primário do conversor, mas promove a redução da relação de transformação “n” pela metade em relação ao conversor com ponte de diodos. Por esse motivo, a topologia do conversor com dobrador de tensão torna-se atrativa e, conseqüentemente, pela redução de dois diodos e adição de um capacitor.

Os indutores são elementos volumosos que podem ser substituídos por indutores acoplados. Os indutores acoplados oferecem vantagens como a redução do núcleo, menores perdas nos enrolamentos e melhora a ondulação da corrente (KOSAI *et al.*, 2009).

A versão final do conversor CC-CC proposto nesse trabalho é apresentada na Figura 12, onde os indutores *boost* L_1 e L_2 são acoplados magneticamente e o transformador é formado pelas indutâncias L_p e L_{sec} .

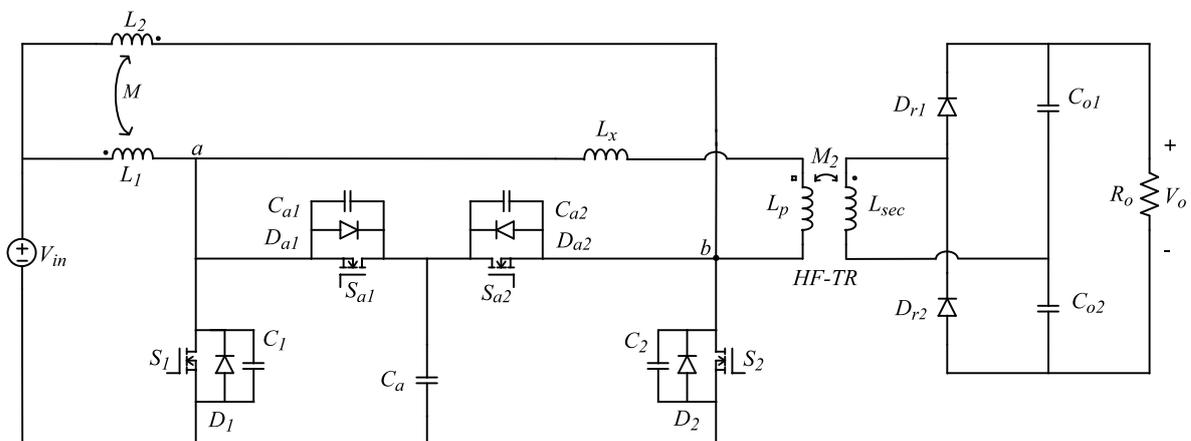


Figura 12: Topologia do conversor ACCFHB.

2.8 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo foi apresentado inicialmente o conversor *boost* clássico e posteriormente suas variações ou técnicas para obter elevado ganho de tensão. A primeira topologia estudada é a associação de conversores *boost* em série ou cascateamento de conversores, mostrou-se uma boa opção quando é necessário elevado

ganho de tensão, mas em compensação possui desvantagens em relação à eficiência, volume e perdas. A segunda topologia vista foi o conversor *boost* com multiplicação de tensão que possui algumas características interessantes, tais como a redução do número de indutores e chaves semicondutoras. Por outro lado, há um crescimento do número de células ou seja, capacitores e diodos são inseridos ao invés de indutores para obter elevado ganho de tensão. No entanto, a utilização de indutores acoplados é a melhor opção devido ao efeito causado pela relação de transformação n que permite elevado ganho de tensão sem adicionar elementos ao sistema. Na sequência foi abordada a topologia do conversor *boost* intercalado, com suas respectivas vantagens e desvantagens em relação ao conversor *boost* convencional, o que permite aumentar a densidade de potência, mas o ganho estático de tensão é o mesmo do conversor *boost*. Porém, a topologia permite a inserção de um transformador e com isso, dá-se origem ao conversor CFHB, onde a relação de transformação n permite aumentar o ganho estático e reduzir a razão cíclica do conversor. Em contrapartida, a indutância de dispersão do transformador causa picos de tensão indesejados sobre as chaves semicondutoras. Assim, a topologia do conversor ACCFHB com capacitor de grampeamento ativo nas suas diversas variações de conexão do capacitor ao nó positivo e negativo têm a função de atenuar os picos de tensão gerados pelo transformador e aumentar a eficiência do conversor. No próximo capítulo será analisado de forma detalhada o conversor *boost* intercalado e em seguida será incluída a isolamento galvânica através do transformador para fins de facilitar a compreensão do funcionamento do conversor ACCFHB, devido à similaridade entre as topologias.

3 CONVERSOR BOOST INTERCALADO

3.1 INTRODUÇÃO

O presente capítulo trata dos princípios de operação do conversor *boost* intercalado, onde apresenta-se uma análise detalhada das etapas de operação em modo de condução contínua. Posteriormente, será feita a análise do conversor *boost* intercalado com alto ganho de tensão com isolamento galvânica, ou seja, o conversor CFHB e suas respectivas etapas de operação. É importante ressaltar que a análise das duas topologias é a premissa para o estudo do conversor ACCFHB. Por fim, são mostrados os resultados experimentais do conversor CFHB com diferentes valores de indutância de dispersão.

3.2 CONVERSOR BOOST INTERCALADO

O conversor intercalado foi proposto por Garth *et al.* (1971), que consiste na associação em paralelo de conversores. A Figura 13 representa o diagrama em blocos de um sistema genérico de conversores, que operam com comandos defasados.

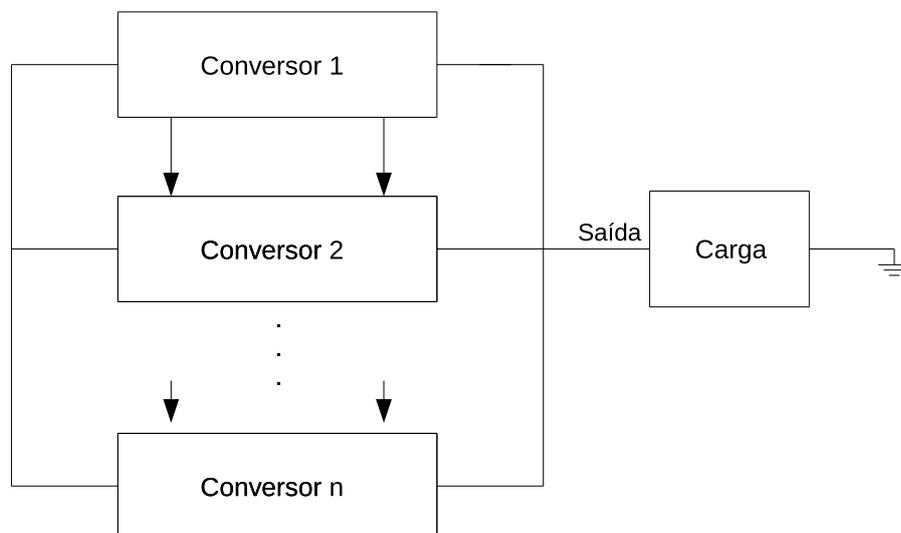


Figura 13: Diagrama em blocos de conversores intercalado.

Os “n” conversores ou células são conectadas em paralelo, compartilhando o mesmo barramento de entrada e de saída, mas cada célula tem a função de processar uma parte da energia total. Além disso, as células podem trabalhar de modo independente, ou seja, se houver falha em umas das células o desempenho do sistema não é comprometido.

A topologia do conversor *boost* intercalado é apresentada na Figura 14, onde a primeira célula é composta pelo indutor L_1 , pela chave S_1 e pelo diodo D_1 , e a segunda célula é composta por L_2 , S_2 , D_2 , respectivamente. As células conversoras do tipo *boost* estão conectadas em paralelo, mas operam de modo intercalado compartilhando o mesmo capacitor C_1 de filtro na saída (WU, BIN. LANG, YONGQIANG. ZARGARI, NAVID. KOURO, 2011).

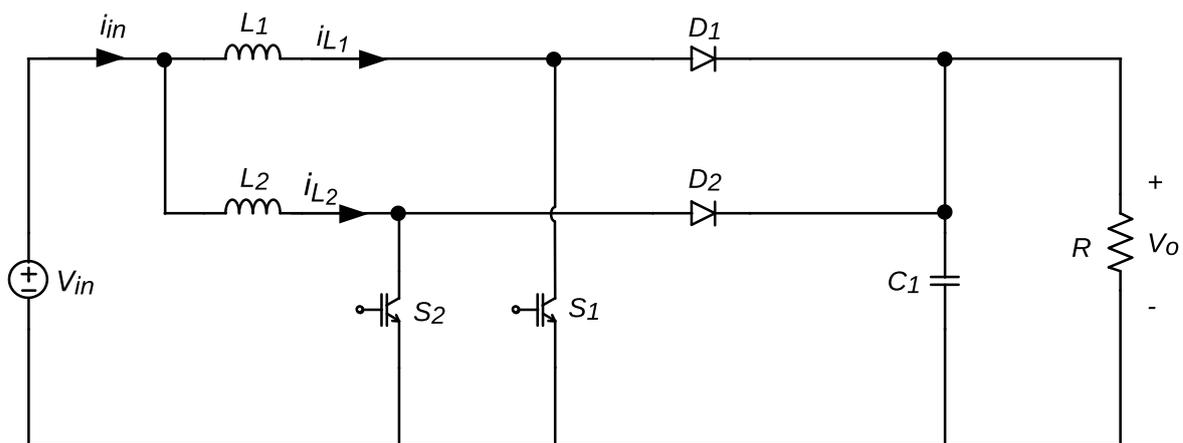


Figura 14: Topologia conversor *boost* intercalado.

Fonte: Adaptado

Cada célula conversora opera com a mesma frequência de chaveamento f_s e os sinais de comando estão defasados em 180 graus, como pode ser visto na Figura 15. As principais vantagens desta técnica são: o cancelamento dos harmônicos entre as células, baixa interferência eletromagnética, aumento de “n” vezes a frequência da corrente de entrada i_{in} , e redução da ondulação Δi_{in} da corrente de entrada e da ondulação da tensão de saída ΔV_o (PERREAULT; KASSAKIAN, 1997).

A divisão da corrente de entrada reduz o tamanho, custo, peso e perdas por efeito Joule nos indutores L_1 e L_2 e menor efeito do zero no semi-plano direito em relação ao conversor *boost*. Além disso, maior eficiência na conversão de energia e redução dos esforços nas chaves (KOLLURI; NARASAMMA, 2013).

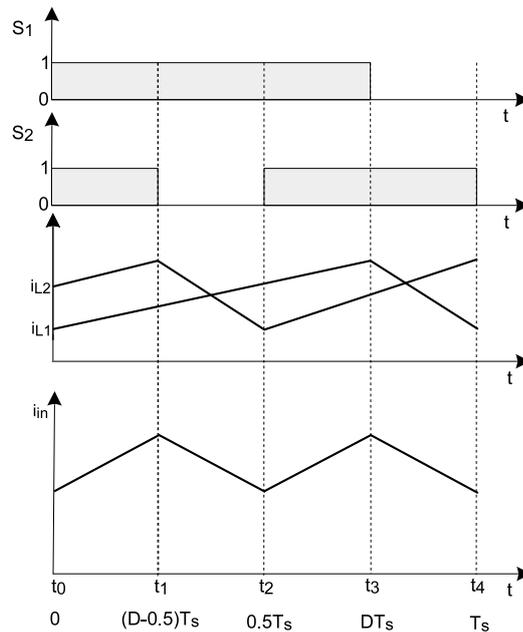


Figura 15: Formas de onda dos comandos, correntes nos indutores e corrente de entrada.

Esse conversor pode operar em dois modos, o primeiro quando a razão cíclica D é maior que 0,5 e o segundo com D menor que 0,5. Neste caso, deseja-se que o conversor apresente um ganho de tensão elevado e o primeiro modo é o mais adequado. A análise do conversor é realizada com base na metodologia apresentada por (Thiyagarajan *et al.*, 2014).

O conversor está em regime permanente com as seguintes considerações: (a) as chaves e os diodos são ideais, (b) a tensão de saída é constante e (c) o conversor não apresenta perdas.

O conversor está operando em modo de condução contínua (CCM) e as chaves S_1 e S_2 são comutadas na mesma frequência, com sinais de comando defasados em 180 graus. Quando os semicondutores (chaves e diodos) estiverem conduzindo a queda de tensão é nula e quando estão abertos, a corrente por eles é zero. Além disso, a transição de um estado para outro é instantânea.

A Figura 15 representa as formas de onda da corrente de entrada i_{in} , as correntes nos indutores *boost* e os comandos nas chaves S_1 e S_2 durante um período de chaveamento T_s , com os intervalos variando de t_0 a t_4 .

3.3 ANÁLISE DO CONVERSOR

3.3.1 Etapa 1 ($t_0 - t_1$)

O circuito representado na Figura 16 é a primeira etapa de operação do conversor, conforme a Figura 15. As chaves S_1 e S_2 estão conduzindo e a tensão de entrada V_{in} é aplicada sobre os indutores L_1 e L_2 . Os indutores estão armazenando energia e a corrente nas chaves é igual a corrente dos indutores. Os diodos D_1 e D_2 estão bloqueados e o capacitor C_1 transfere energia à carga.

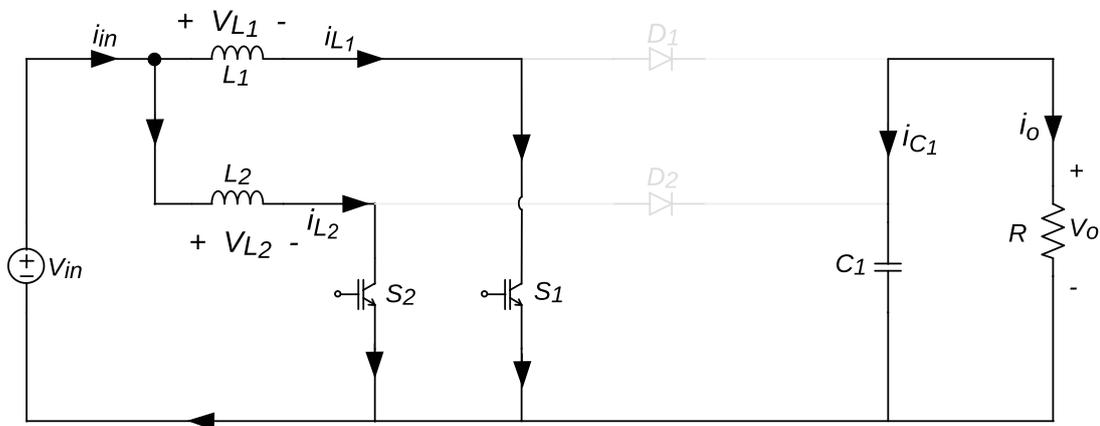


Figura 16: Etapa 1.

Aplicando a Lei das Tensões de Kirchhoff (LTK) nas malhas chega-se as expressões de V_{L_1} e V_{L_2} . Portanto:

$$V_{L_1} = V_{L_2} = V_{in} \quad (6)$$

As tensões sobre os indutores são definidas por (7) e (8).

$$V_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} \quad (7)$$

$$V_{L_2} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} \quad (8)$$

Substituindo (7) e (8) na equação (6), obtêm-se as equações diferenciais (9) e (10).

$$L_1 \frac{di_{L1}}{dt} = V_{in} \quad (9)$$

$$L_2 \frac{di_{L2}}{dt} = V_{in} \quad (10)$$

Considerando que L_1 é igual a L_2 e, conseqüentemente, Δi_{L1} é igual a Δi_{L2} . Assim, isola-se o termo $(\frac{di_{L1}}{dt})$ da equação (9), obtém-se a expressão da ondulação da corrente no indutor L_1 dada por (11).

$$\Delta i_{L1} = \frac{V_{in}}{L_1} (t_1 - t_0) \quad (11)$$

Aplicando a Lei das Correntes de Kirchhoff (LCK) no circuito de saída do conversor, onde o capacitor C_1 fornece energia para a carga e a corrente i_{C1} é determinada por (12).

$$i_{C1} = -\frac{V_o}{R} \quad (12)$$

3.3.2 Etapa 2 ($t_1 - t_2$)

A Figura 17 representa a segunda etapa de operação do conversor.

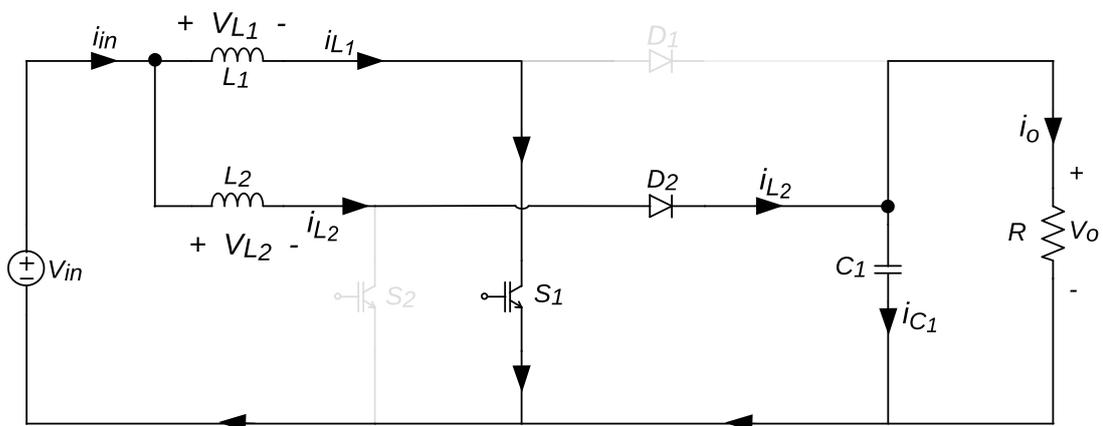


Figura 17: Etapa 2.

A chave S_1 permanece fechada, e assim o indutor L_1 continua o processo de carga. A chave S_2 é aberta, e assim o diodo D_2 entra em condução. Dessa forma, a energia armazenada no indutor L_2 é transferida para a carga.

Aplicando novamente a LTK nas malhas do circuito, chega-se nas expressões (13) e (14) das derivadas $(\frac{di_{L_1}}{dt})$ e $(\frac{di_{L_2}}{dt})$ dos indutores L_1 e L_2 .

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} \quad (13)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_2} \quad (14)$$

Substituindo os intervalos de tempo nas equações (13) em (14) e reorganizando, obtém-se as expressões das ondulações das correntes nos indutores L_1 e L_2 , que são dadas por (15) e (16).

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{in}}{L_1}(t_2 - t_1) \quad (15)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_2}(t_2 - t_1) \quad (16)$$

Conforme mostra a Figura 17, o indutor L_2 fornece energia à carga e a corrente no capacitor é expressa por (17).

$$i_{C_2} = i_{L_2} - \frac{V_o}{R} \quad (17)$$

3.3.3 Etapa 3 ($t_2 - t_3$)

Na terceira etapa as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo. Assim, a análise dessa etapa é igual a da primeira, e os indutores L_1 e L_2 são carregados novamente.

3.3.4 Etapa 4 ($t_4 - t_3$)

A Figura 18 ilustra a última etapa de operação do conversor, onde a chave S_2 permanece conduzindo e carregando o indutor L_2 e a chave S_1 é aberta. Com isso, o diodo D_1 entra em condução para alimentar a carga e o diodo D_2 encontra-se bloqueado. Assim, essa etapa é similar à segunda etapa de operação e as ondulações das correntes nos indutores L_1 e L_2 podem ser determinadas por (18) e (19):

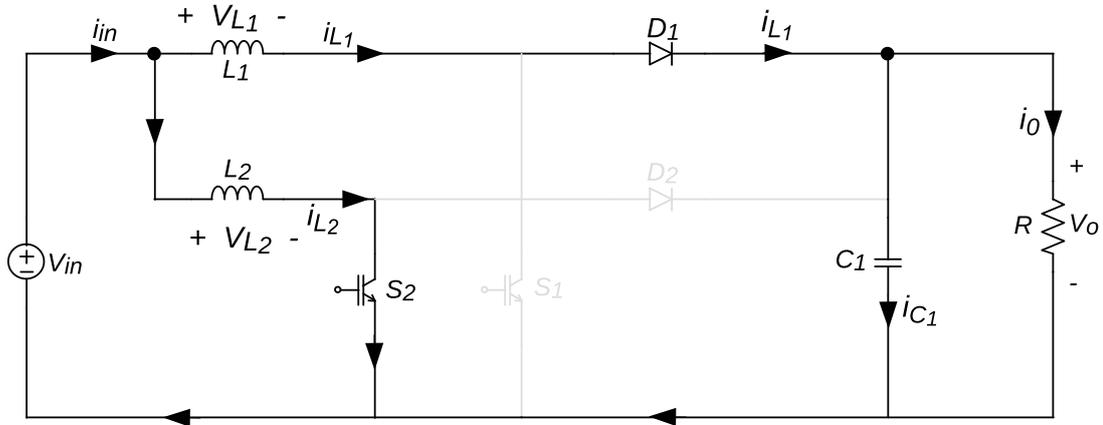


Figura 18: Etapa 4.

$$\Delta i_{L_1} = \frac{(V_{in} - V_o)}{L_1} (t_4 - t_3) \quad (18)$$

e

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_{in}}{L_2} (t_4 - t_3) \quad (19)$$

Por fim, a corrente no capacitor é determinada pela seguinte expressão:

$$i_{C_1} = i_{L_1} - \frac{V_o}{R} \quad (20)$$

3.4 GANHO ESTÁTICO

O ganho estático de um conversor é definido como a razão entre as tensões de saída e de entrada. Para determinar o ganho estático pode ser analisado o elemento que transfere energia para a saída do conversor. Considerando que o conversor opera em regime permanente e os elementos são ideais, sabe-se que a tensão média no indutor é nula (POMILIO, 2014; ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

De acordo com a Figura 15 os intervalos de tempo das etapas 1, 2, 3 e 4, são $(D - 0,5)T_s$, $(1 - D)T_s$, $(D - 0,5)T_s$ e $(1 - D)T_s$. A equação do ganho estático é obtida a partir dos tempos e da tensão V_{L_1} nas quatro etapas de operação. Assim,

$$\frac{1}{T_s} \left[\frac{2V_{in}}{L_1} (D - 0,5)T_s + \frac{V_{in}}{L_1} (1 - D)T_s + \frac{(V_{in} - V_o)}{L_1} (1 - D)T_s \right] = 0 \quad (21)$$

Após reorganizar e simplificar a equação (21), tem-se o ganho estático do conversor. Portanto:

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{1}{1 - D} \quad (22)$$

Verifica-se pela equação (22) que o ganho estático do conversor *boost* intercalado é igual ao ganho estático do conversor *boost* clássico.

3.5 ONDULAÇÃO DA CORRENTE NOS INDUTORES

As indutâncias L_1 e L_2 do conversor são determinadas de acordo com a máxima variação de corrente no indutor Δi_L aceita. A indutância pode ser calculada pela quarta etapa de operação, isolando L_1 da equação (18) no intervalo de tempo $(1 - D)T_s$. Assim,

$$L_1 = \frac{(V_{in} - V_o)}{\Delta i_{L_1} f_s} (1 - D) \quad (23)$$

3.6 ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E CAPACITOR

A Figura 19 mostra a forma de onda da corrente no capacitor i_{C_1} durante um período de chaveamento T_s .

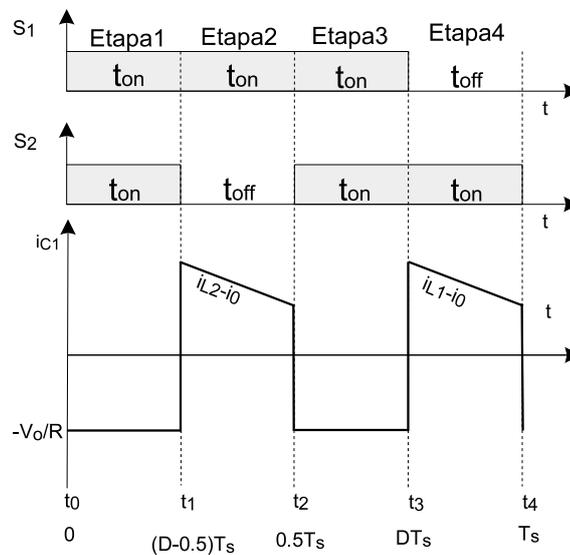


Figura 19: Forma de onda da corrente no capacitor.

Na primeira etapa de operação as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo, com isso o estágio de saída do conversor está desacoplado do restante do circuito. A corrente em um capacitor é expressa pela seguinte expressão:

$$i_C = C \frac{\Delta V_C}{\Delta t} \quad (24)$$

Resolvendo $i_C = i_o$ na equação (24), no intervalo $(D - 0,5)T_s$ da primeira etapa. Assim, o valor do capacitor C_1 é dado por:

$$C_1 = \frac{V_o(D - 0,5)}{R \Delta V_o f_s} \quad (25)$$

3.7 CONVERSOR BOOST INTERCALADO COM ISOLAÇÃO GALVÂNICA

O conversor *boost* intercalado analisado anteriormente possui o ganho estático igual ao conversor *boost* convencional, mas apresenta algumas vantagens que foram citadas na seção anterior. No entanto, a topologia do conversor *boost* intercalado pode ser modificada e está apresentada na Figura 20.

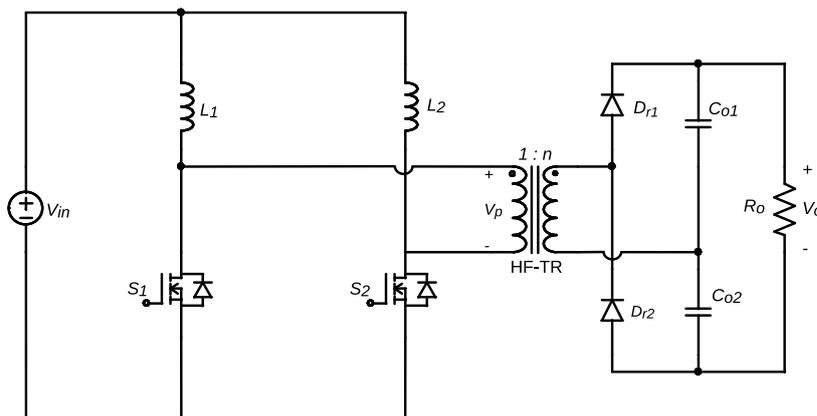


Figura 20: Conversor *boost* intercalado modificado.

A topologia mostrada na Figura 20 é conhecida na literatura por conversor CFHB (*Current-Fed Half-Bridge*). A sua estrutura é baseada no conversor *boost* intercalado devido a sua versatilidade que possibilita a inserção de transformador auxiliar, indutores acoplados e capacitores chaveados (TESTON *et al.*, 2016). Neste caso, foi adicionado na estrutura o transformador (HF-TR) conectado nos indutores L_1 e L_2 e a etapa de saída possui um dobrador de tensão composto por C_{o1} e C_{o2} .

O conversor CFHB é alimentado em corrente e possui uma restrição em relação ao seu funcionamento, ou seja, o conversor não pode operar com razão cíclica menor que 50%. Em outras palavras isso significa que em nenhuma hipótese as chaves S_1 e S_2 podem ser abertas simultaneamente. Caso isso ocorra, não haverá caminho para desmagnetizar os indutores L_1 e L_2 de entrada e essa energia acumulada provoca tensões destrutivas sobre as chaves.

A análise do conversor CFHB será realizada de forma detalhada com as seguintes considerações: (a) o conversor está em regime permanente, (b) as chaves e os diodos são ideais, (c) a tensão de saída é constante, (d) a indutância de magnetização pode ser desprezada, (e) a razão cíclica D é maior que 50% e (e) o conversor não apresenta perdas.

O conversor está operando em modo de condução contínua (CCM) e as chaves S_1 e S_2 são comutadas na mesma frequência, com sinais de comando defasados em 180 graus. A figura 21 representa as formas de onda do conversor.

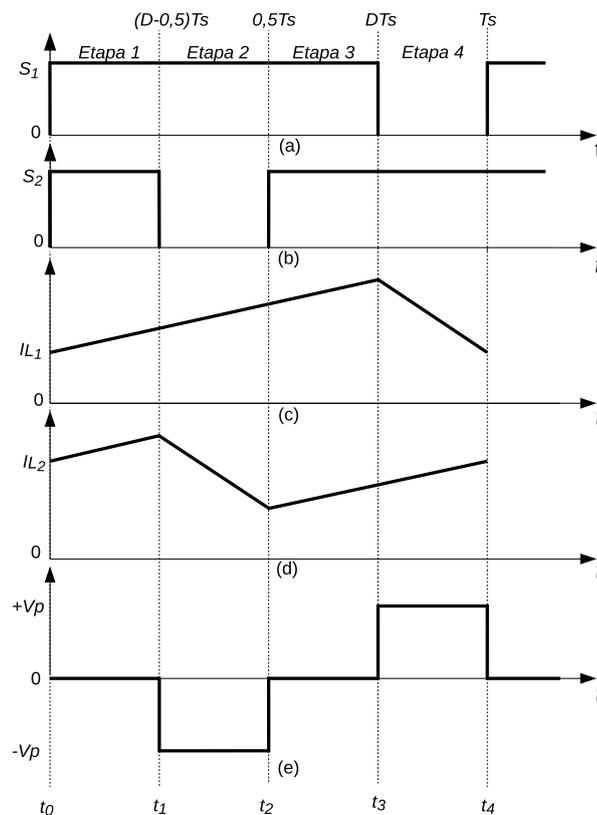


Figura 21: As formas de onda do conversor são: (a) e (b) comandos, (c) e (d) corrente nos indutores *boost* e (e) tensão no enrolamento primário do transformador.

3.8 ANÁLISE DO CONVERSOR

3.8.1 Etapa 1 ($t_0 - t_1$)

O circuito da Figura 22 representa a primeira etapa de operação do conversor, onde as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo e a tensão de entrada V_{in} é aplicada sobre os indutores L_1 e L_2 . Os indutores estão armazenando energia e a corrente nas chaves é igual a corrente dos indutores. Não há fluxo de potência no transformador (HF-TR), os diodos estão bloqueados e os capacitores C_{o1} e C_{o2} transferem energia para a carga.

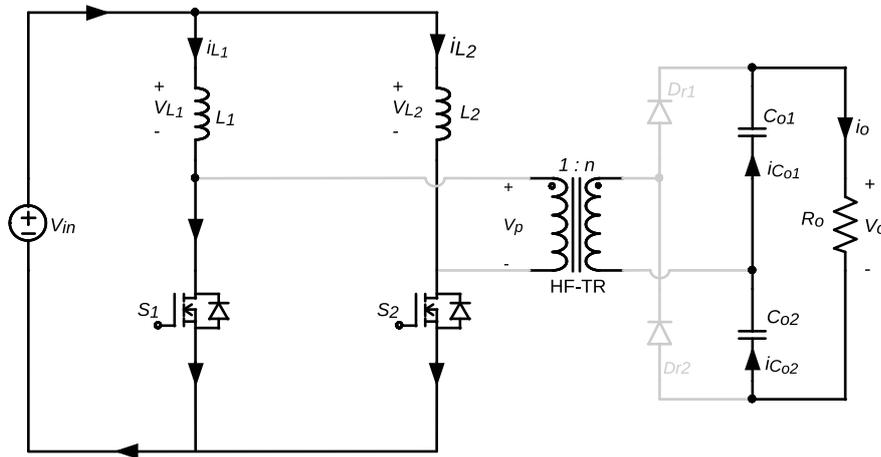


Figura 22: Etapa 1.

Aplicando a LTK nas malhas chega-se as expressões da ondulação de corrente nos indutores L_1 e L_2 . Portanto:

$$\Delta i_{L_1} = \Delta i_{L_2} = \frac{V_{in}}{L_1} (t_1 - t_0) \quad (26)$$

No circuito de saída do conversor, os capacitores C_{o1} e C_{o2} fornecem energia para carga e as correntes $i_{C_{o1}}$ e $i_{C_{o2}}$ são:

$$i_{C_{o1}} = i_{C_{o2}} = \frac{V_o}{R_o} \quad (27)$$

3.8.2 Etapa 2 ($t_1 - t_2$)

A Figura 23 ilustra a segunda etapa de operação do conversor, onde o indutor L_1 continua no processo de carga através da chave S_1 e na abertura da chave S_2 o transformador é caminho para o fluxo de potência. Assim, o diodo D_{r1} está bloqueado com a tensão de saída V_o e o diodo D_{r2} entra em condução para transferir energia à carga.

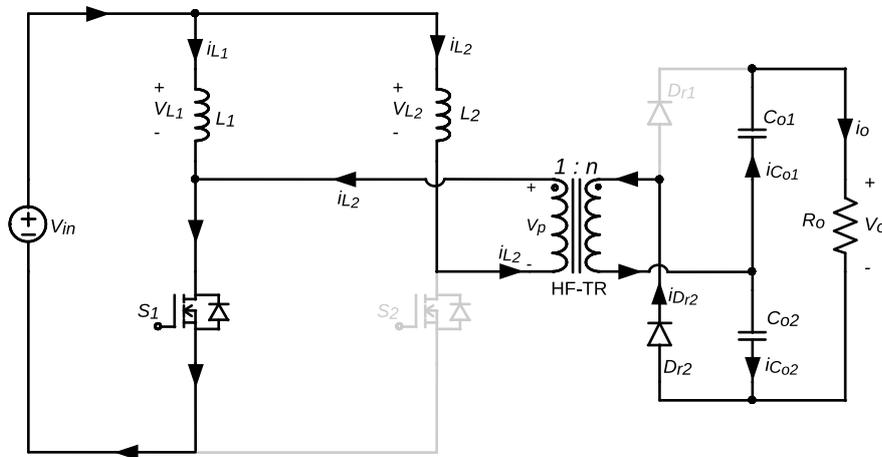


Figura 23: Etapa 2.

De acordo com a análise de malhas, chega-se as expressões para a ondulação das correntes que são dada por (28) e (29):

$$\Delta i_{L_1} = \frac{V_{in}}{L_1} (t_2 - t_1) \quad (28)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{(V_{in} 2n - V_o)}{2n L_2} (t_2 - t_1) \quad (29)$$

sendo que n é a relação de transformação. Aplicando a LCK na etapa de saída do conversor é possível encontrar as equações das correntes nos capacitores $i_{C_{o1}}$ e $i_{C_{o2}}$. Portanto:

$$i_{C_{o1}} = i_o \quad (30)$$

$$i_{C_{o2}} = \frac{i_{L_2}}{n} - i_o \quad (31)$$

3.8.3 Etapa 3 ($t_2 - t_3$)

Na terceira etapa as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo. Assim, a análise desta etapa é igual à da primeira, e os indutores L_1 e L_2 são carregados novamente.

3.8.4 Etapa 4 ($t_3 - t_4$)

A Figura 24 representa a última etapa de operação do conversor, a chave S_2 permanece conduzindo e carregando o indutor L_2 e a chave S_1 é aberta. Com isso, o diodo D_{r1} entra em condução permitindo caminho para o fluxo de potência do transformador para alimentar a carga e o diodo D_{r2} encontra-se bloqueado.

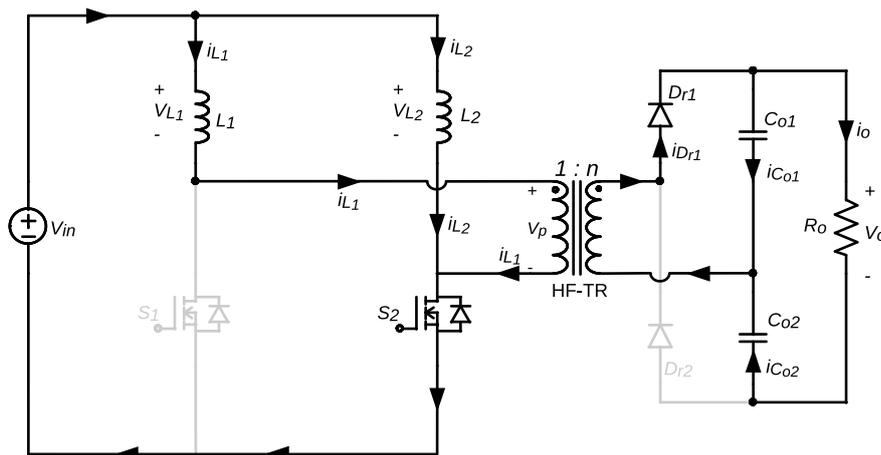


Figura 24: Etapa 4.

Assim, essa etapa é similar à etapa 2. As ondulações das correntes nos indutores L_1 e L_2 podem ser determinadas por (32) e (33).

$$\Delta i_{L_1} = \frac{(V_{in} 2n - V_o)}{2n L_1} (t_4 - t_3) \quad (32)$$

$$\Delta i_{L_2} = \frac{V_{in} 2n}{L_2} (t_4 - t_3) \quad (33)$$

As correntes nos capacitores $i_{C_{o1}}$ e $i_{C_{o2}}$ são determinadas por:

$$i_{C_{o1}} = \frac{i_{L_1}}{n} - i_o \quad (34)$$

$$i_{C_{o2}} = i_o \quad (35)$$

3.9 GANHO ESTÁTICO

O ganho estático é obtido de forma semelhante do conversor *boost* intercalado a partir das etapas 1, 2, 3 e 4, de acordo com a Figura 21 e os intervalos de tempo são $((D - 0,5)T_s)$, $((1 - D)T_s)$, $((D - 0,5)T_s)$ e $((1 - D)T_s)$. Assim, a equação que rege o ganho estático do conversor é dada por (36).

$$\frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2n}{1 - D} \quad (36)$$

O conversor CFHB apresenta ganho estático de tensão de $2n$ vezes maior que o conversor *boost* intercalado, onde n é a relação de transformação do transformador e o 2 é referente ao dobrador de tensão no lado secundário do transformador.

3.10 ONDULAÇÃO DA CORRENTE NOS INDUTORES

Novamente, a determinação das indutâncias L_1 e L_2 do conversor é realizada nas etapas de operação que ocorrem as máximas ondulações das correntes nos indutores Δi_L . Observa-se que nas etapas 2 e 4 de operação as ondulações das correntes são iguais. Assim, isolando L_1 da equação (32), tem-se:

$$L_1 = \frac{(V_{in} 2n - V_o)(1 - D)}{2n \Delta i_{L_1} f_s} \quad (37)$$

3.11 ONDULAÇÃO DA TENSÃO DE SAÍDA E CAPACITORES

Os capacitores de saída do conversor são obtidos a partir de uma análise da primeira etapa de operação, onde as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo e o circuito de saída está desacoplado. Portanto, a corrente $i_{C_{o1}}$ é igual a $i_{C_{o2}}$, é dada por:

$$C_{o1} = C_{o2} = \frac{2V_o(D - 0,5)T_s}{R_o \Delta V_o} \quad (38)$$

3.12 COMPARATIVO ENTRE OS CONVERSORES

Nesta seção é feito um comparativo entre o conversor *boost* intercalado e o conversor *boost* intercalado com isolamento galvânica, através de um projeto com a mesma potência. A Tabela 2 apresenta os dados de entrada para realizar o projeto dos conversores.

Tabela 2: Especificações para o projeto dos conversores.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (V_{in})	22 V
Potência de saída (P_o)	166 W
Frequência de chaveamento (f_s)	40 kHz
Relação de transformação (n)	2,5
Ondulação da corrente nos indutores <i>boost</i> (Δi_{L_1})	0,5 A
Ondulação da tensão de saída (ΔV_o)	1 V
Tensão de saída (V_o)	344 V

Com base nas equações apresentadas anteriormente e nos parâmetros da Tabela 2 é possível determinar os elementos que compõem as topologias dos conversores. Na Tabela 3 são expostos os valores finais de cada topologia.

Tabela 3: Valores das grandezas projetadas para os conversores.

	Intercalado	Intercalado com isolamento
Ganho de tensão	15,6364	15,6364
Razão cíclica (D)	0,936	0,6802
Carga resistiva (R)	712 Ω	712 Ω
Indutância (L_1)	1 mH	700 μ H
Capacitor (C_1)	5,267 μ F	4,354 μ F
Tensão nos capacitores	400 V	200 V

O ganho estático do conversor *boost* intercalado (V_o/V_{in}) depende somente da razão cíclica D , conforme pode ser visto na equação (22). Por outro lado, o conversor *boost* intercalado com isolamento possui uma parcela adicional de $(2n)$ em relação ao *boost* intercalado. Essa parcela é referente ao dobrador de tensão e à relação de transformação que traz como ponto positivo a redução da razão cíclica D , considerando que ambos os conversores estejam no mesmo ponto de operação.

A partir da Tabela 3 percebe-se que para obter o mesmo ganho de tensão, o conversor *boost* intercalado opera com a razão cíclica D muito maior em relação ao conversor *boost* intercalado com isolamento. Isso reflete em maiores esforços nas chaves semicondutoras e, conseqüentemente, as perdas associadas são maiores.

Em relação aos indutores *boost* dos conversores, nota-se que para obter a mesma ondulação de corrente, o valor do indutor L_1 do conversor *boost* intercalado é de 1 mH e o indutor para o conversor *boost* intercalado isolado é de 700 μH . Portanto, a topologia isolada permite a redução do tamanho físico dos indutores *boost*.

Quanto à ondulação da tensão no capacitor C_1 , verifica-se que para a topologia do conversor *boost* intercalado o valor é de 5,267 μF e para a versão isolada é composta por dois capacitores de 4,354 μF e possui a vantagem de ter metade da tensão de saída aplicada sobre cada um deles.

Para avaliar as topologias estudadas neste capítulo é necessário realizar a implementação prática das mesmas, mas a topologia isolada apresenta problemas durante a abertura das chaves semicondutoras S_1 e S_2 , devido às características do transformador. Na próxima seção será desenvolvido um protótipo do conversor CFHB para mostrar os efeitos causados pela indutância de dispersão do transformador.

3.13 IMPLEMENTAÇÃO

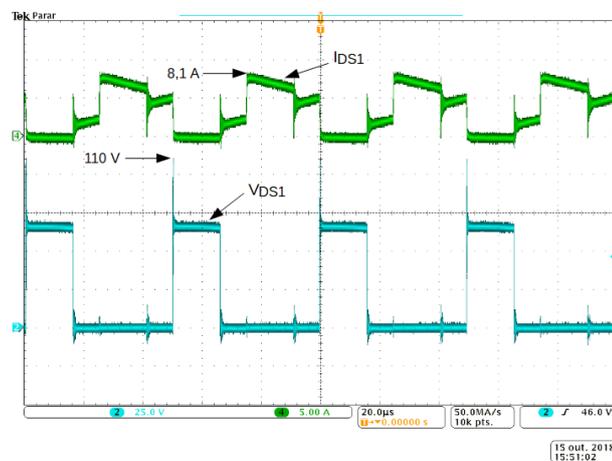
O principal objetivo da implementação prática do conversor *boost* com isolamento nesta etapa do trabalho é para verificar a influência do transformador no funcionamento do circuito de potência, ou seja, o efeito causado pela indutância de dispersão do transformador. Na Tabela 4 são mostrados os detalhes das especificações dos componentes utilizados na montagem do conversor, onde verifica-se que para os dois casos a principal variante é a indutância de dispersão L_{dp} e a relação de transformação é similar.

3.13.1 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

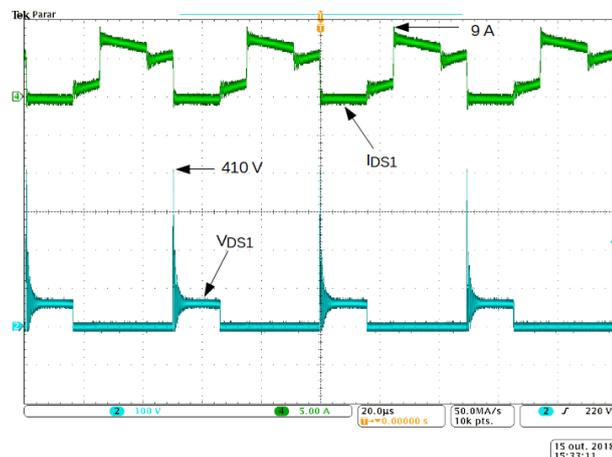
As Figuras 25 e 26 apresentam os esforços de tensão e corrente na chave S_1 do conversor, em regime permanente.

Tabela 4: Especificações dos componentes.

Indutor - L_1	1,01 mH
Indutor - L_2	1,09 mH
Chaves principais - S_1 e S_2	GP4063D
Diodos- D_{r1} e D_{r2}	15ETH06FP
Capacitores - C_{o1} e C_{o2}	10 μF x 250 V
Transformador 1	$n = 2,5$ - $L_{dp} = 0,85 \mu\text{H}$
Transformador 2	$n = 2,56$ - $L_{dp} = 9,5 \mu\text{H}$
Microcontrolador - DSP	TMS320F2809

**Figura 25:** Tensão e corrente na chave S_1 para $L_d = 0,85 \mu\text{H}$.

Conforme pode ser visto na Figura 25, a tensão máxima de bloqueio V_{S1} é de 110 V e ocorre no momento em que a chave S_1 interrompe a circulação de corrente. Essa tensão máxima é produzida pela energia armazenada na indutância de dispersão L_d do transformador de $0,85 \mu\text{H}$ que estabelece uma ressonância com o capacitor intrínseco C_{oss} da chave S_1 .

**Figura 26:** Tensão e corrente na chave S_1 para $L_d = 9,6 \mu\text{H}$.

As chaves semicondutoras utilizadas neste protótipo são do tipo IGBT (*Insulated Gate Bipolar Transistor* - Transistor Bipolar de Porta Isolada) modelo GP4063D que suportam uma tensão máxima de 600 V. Após o amortecimento da ressonância, a tensão V_{S_1} sobre a chave permanece em 65 V até entrar em condução novamente e a corrente máxima I_{DS_1} através da chave semicondutora é de 8,1 A.

Na Figura 26, a tensão máxima V_{S_1} é de aproximadamente 410 V e a corrente máxima I_{DS_1} de 9 A. Essa tensão máxima na chave está diretamente relacionada com a energia armazenada na indutância de dispersão L_d igual a 9,6 μH que armazena mais energia que a indutância do caso anterior. Assim, um pico muito rápido de tensão com valor severo acontece devido a ressonância de alta frequência e, consequentemente, um amortecimento natural até a ressonância se extinguir. Para eliminar ou amortecer o pico de tensão sobre a chave S_2 deverá ser utilizado um circuito auxiliar do tipo *snubber*, o que possibilita a utilização de semicondutores com menor nível de ruptura.

3.14 CONSIDERAÇÕES FINAIS DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou, detalhadamente, a análise das etapas de operação dos conversores *boost* intercalado e *boost* intercalado isolado. Inicialmente, o conversor *boost* intercalado possui algumas características interessantes tais como: aumento de “n” vezes a frequência, menor oscilação da corrente de entrada e dividir a potência total entre as células conversoras. No entanto, o ganho estático de tensão é igual ao conversor *boost* convencional. O conversor *boost* intercalado isolado possui as mesmas características do *boost* intercalado, mas o ganho estático de tensão apresenta a parcela de $2n$ e com isso, a razão cíclica para o mesmo ponto de operação é menor. Dessa forma, a eficiência do conversor é maior devido a redução das perdas nas chaves semicondutoras. No entanto, há uma desvantagem nessa topologia, pois no momento de abertura da chave semicondutora ocorrem surtos de tensão causados pela indutância de dispersão do transformador. Essa é uma característica comum em conversores alimentados em corrente. Para contornar esse problema são adicionados circuitos auxiliares do tipo *snubber*. No próximo capítulo será analisado o uso de *snubbers* para limitar os picos de tensão sobre as chaves.

4 CONVERSOR ACCFHB

4.1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo é feita uma análise do conversor ACCFHB com elevado ganho de tensão. Inicialmente é realizada uma breve introdução dos circuitos magnéticos e do modelo adotado para os indutores acoplados. Em seguida é analisado o funcionamento do conversor operando em modo de condução contínua, através das etapas de operação e com isso, obtém-se as equações para dimensionar os elementos que fazem parte da estrutura do conversor.

4.2 ACOPLAMENTO MAGNÉTICO

Um circuito magnético é mostrado na Figura 27, sendo que o núcleo é formado por material ferromagnético. A permeabilidade magnética (μ) desse material é maior que a do ar (μ_0). O enrolamento com N_A espiras conduz a corrente i , responsável pela produção do fluxo magnético que é determinado por (39):

$$\phi = Li \quad (39)$$

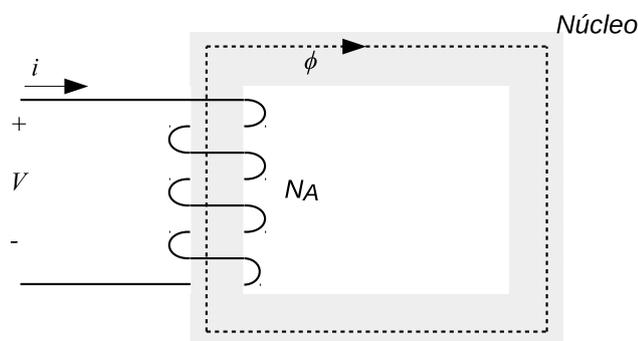


Figura 27: Circuito magnético simples.

A partir de (39) é possível escrever (40) que rege a tensão V sobre os terminais do enrolamento N_A . Então:

$$V = L \frac{di_L}{dt} \quad (40)$$

O fenômeno da indutância mútua M ocorre quando o fluxo magnético gerado em uma bobina se enlaça em outra e vice-versa. Assim, surge a tensão induzida em cada bobina, conforme representado no circuito da Figura 28. A análise da indutância mútua desenvolvida a seguir é proposta por Notaros (2012).

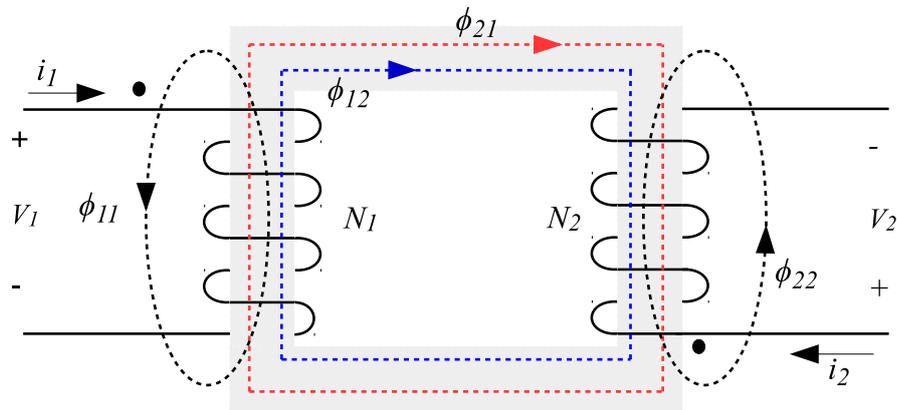


Figura 28: Circuito magneticamente acoplado.

As correntes i_1 e i_2 que fluem nas bobinas N_1 e N_2 produzem os fluxos magnéticos ϕ_1 e ϕ_2 , expressos por:

$$\phi_1 = L_1 i_1 + L_{12} i_2 \quad (41)$$

$$\phi_2 = L_{21} i_1 + L_2 i_2 \quad (42)$$

em que L_1 e L_2 são as autoindutâncias e L_{12} e L_{21} são as indutâncias mútuas. A Força Eletromotriz Induzida em cada bobina a partir de (41) e (42) em termos de autoindutância e indutância mútua, pode ser escrita como:

$$e_{ind1} = -\frac{d\phi_1}{dt} = -L_1 \frac{di_1}{dt} - L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (43)$$

e

$$e_{ind2} = -\frac{d\phi_2}{dt} = -L_{21} \frac{di_1}{dt} - L_2 \frac{di_2}{dt} \quad (44)$$

Por fim, as tensões entre os terminais das bobinas N_1 e N_2 são reescritas a partir de (43) e (44). Portanto, V_1 e V_2 são dados por (45) e (46).

$$V_1 = -e_{ind1} = L_1 \frac{di_1}{dt} + L_{12} \frac{di_2}{dt} \quad (45)$$

e

$$V_2 = -e_{ind2} = L_2 \frac{di_2}{dt} + L_{21} \frac{di_1}{dt} \quad (46)$$

As tensões V_1 e V_2 entre os terminais de cada enrolamento são combinações lineares das derivadas temporais das correntes i_1 e i_2 , com as constantes L_1 , L_2 , L_{12} e L_{21} .

A indutância mútua entre os indutores L_1 e L_2 é dada por:

$$M = L_{12} = L_{21} = k\sqrt{L_1 L_2} \quad (47)$$

em que k é o coeficiente de acoplamento magnético, que pode assumir valores de 0 a 1.

A indutância mútua M pode ser positiva ou negativa, de acordo com a forma de acoplamento. Na Figura 29 estão representadas as formas de ligação dos indutores L_1 e L_2 . Na Figura 29(a) está representado o acoplamento direto, onde obtém-se uma indutância mútua positiva, e na figura 29(b) o acoplamento inverso com indutância mútua negativa.

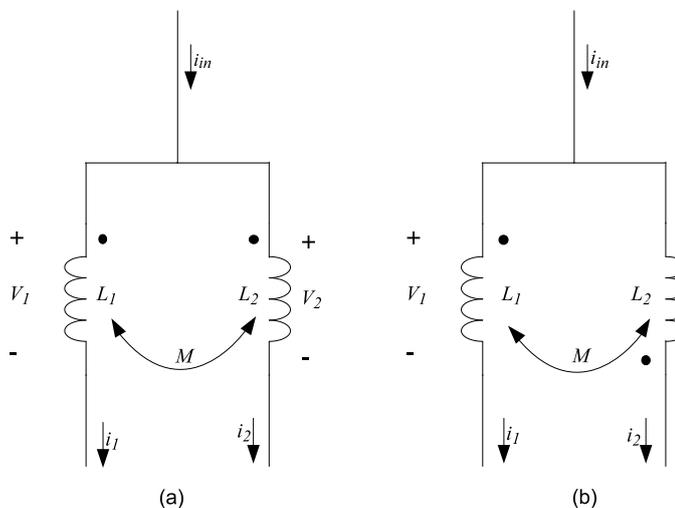


Figura 29: Indutor acoplado quando: (a) diretamente acoplado e (b) inversamente acoplado.

4.3 CONVERSOR ACCFHB COM ACOPLAMENTO MAGNÉTICO

A topologia do conversor ACCFHB alimentado em corrente com grampeamento ativo é a junção do conversor CFHB e de um circuito auxiliar (*snubber*). O conversor CFHB foi analisado em detalhes no capítulo anterior e o circuito auxiliar ou grampeamento ativo é uma configuração baseada em ZVS proposto por Harada e Sakamoto (1990), analisada e projetada em Han *et al.* (2005), que é formado por duas chaves auxiliares e um capacitor de grampeamento. O circuito auxiliar tem a função de absorver o surto de tensão causado pela indutância de dispersão do transformador no momento em que a chave principal é aberta. Além disso, a comutação por ZVS ocorre em uma grande faixa de operação e as perdas são reduzidas.

O conversor ACCFHB possui duas possibilidades para a configuração do circuito auxiliar. A primeira consiste em conectar o capacitor de grampeamento ao nó positivo, o que irá influenciar diretamente na corrente de entrada I_{in} , ou seja, as correntes dos indutores *boost* L_1 e L_2 são somadas com a corrente do capacitor e com isso haverá uma ondulação expressiva na corrente de entrada. A outra possibilidade é a conexão do capacitor de grampeamento ao nó negativo. Nessa configuração, a corrente de entrada é somente a somatória das correntes dos indutores *boost* (TESTON *et al.*, 2016). A conexão escolhida para esse trabalho é com o nó negativo e a estrutura do conversor ACCFHB está apresentada na Figura 30.

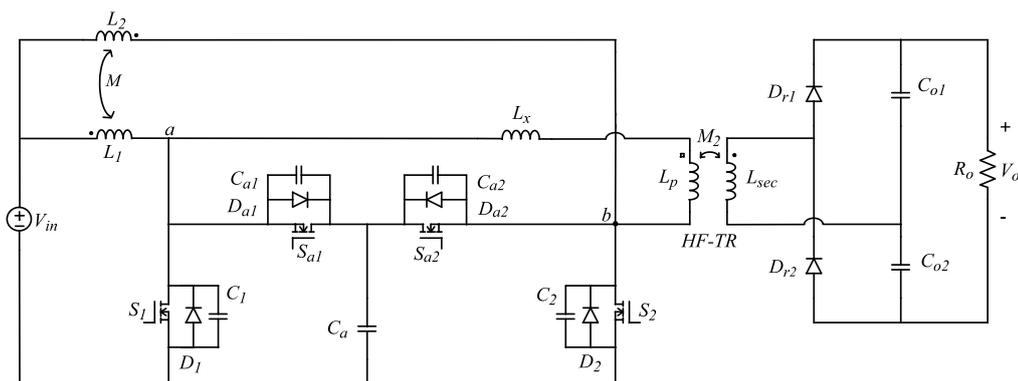


Figura 30: Topologia proposta do conversor ACCFHB.

O conversor apresentado na Figura 30 é composto por quatro chaves, sendo que S_1 e S_2 são as chaves principais e S_{a1} e S_{a2} as auxiliares. Os indutores *boost* L_1 e L_2 estão magneticamente acoplados, ou seja, utilizam o mesmo núcleo. O transformador (HF-TR) é formado pelas indutâncias L_p e L_{sec} e são acopladas magneticamente por M_2 e o indutor auxiliar L_x é conectado em série com o primário do transforma-

dor. O capacitor de grameamento C_a é conectado entre as chaves auxiliares e por fim, o circuito no lado secundário do transformador é constituído por um retificador e dobrador de tensão.

Na Figura 31 são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente do conversor operando em CCM, onde o primeiro semiciclo é composto pelo intervalo t_0 a t_7 e o segundo semiciclo de t_8 a t_{14} . Para melhor compreensão do funcionamento do conversor, nesta figura o tempo morto T_{d1} entre as chaves principal e auxiliar está extrapolado, ou seja, na prática esse tempo é extremamente pequeno ao ser comparando com o tempo da chave principal e auxiliar.

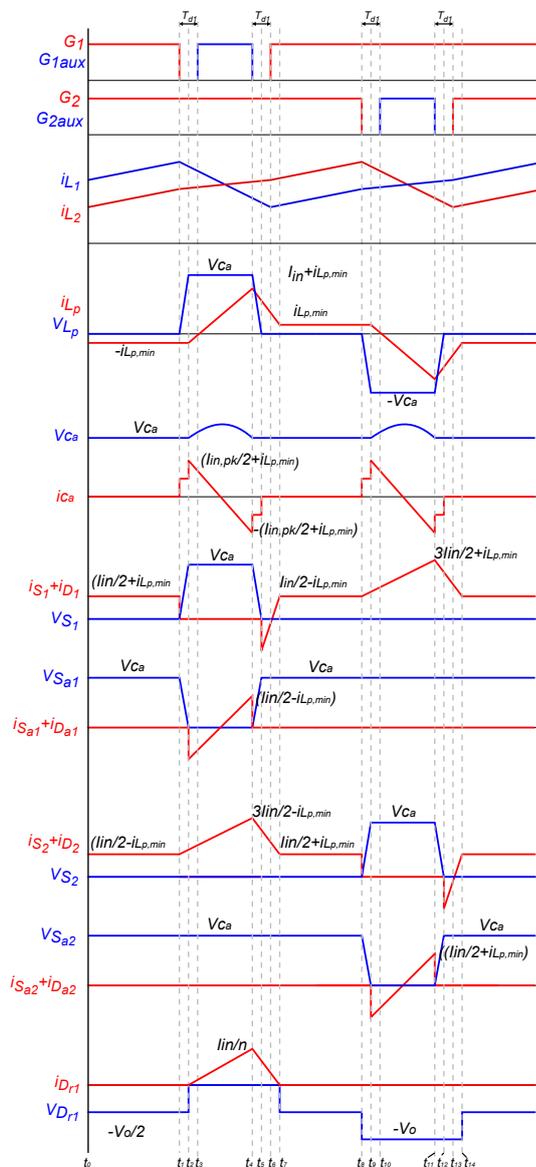


Figura 31: As principais formas de onda do conversor com circuito grameador.

4.4 ANÁLISE DO CONVERSOR

A análise do conversor é realizada em regime permanente com as seguintes considerações: (a) as chaves e os diodos são ideais, (b) os indutores L_1 e L_2 estão acoplados magneticamente, (c) a tensão de saída V_o é constante, (d) a razão cíclica D é maior que 50% nas chaves principais, (e) o conversor está operando em modo de condução contínua (CCM) e não apresenta perdas.

Os sinais de comando das chaves semicondutoras são gerados a partir da técnica de modulação por largura de pulso (PWM - *Pulse Width Modulation*) que consiste em manter fixo o período T_s e variar a razão cíclica D .

As duas chaves principais S_1 e S_2 são comutadas na mesma frequência e operam com a mesma razão cíclica D . O sinal de comando da chave S_2 é defasado em 180 graus em relação a S_1 . As chaves auxiliares S_{a1} e S_{a2} são controladas por sinais de disparo complementares aos sinais de disparo correspondentes às chaves principais, ou seja, a razão cíclica das chaves auxiliares é sempre menor que 50%, com seu respectivo tempo morto T_{d1} .

4.4.1 Etapa 1 ($t_0 - t_1$)

O circuito da Figura 32 representa a primeira etapa de operação do conversor, onde as chaves S_1 e S_2 estão conduzindo e a tensão de entrada V_{in} é aplicada sobre os indutores L_1 e L_2 . Os indutores estão armazenando energia e no enrolamento primário L_p do transformador (HF-TR) há uma corrente constante de baixa magnitude circulando ($i_{Lp,min}$).

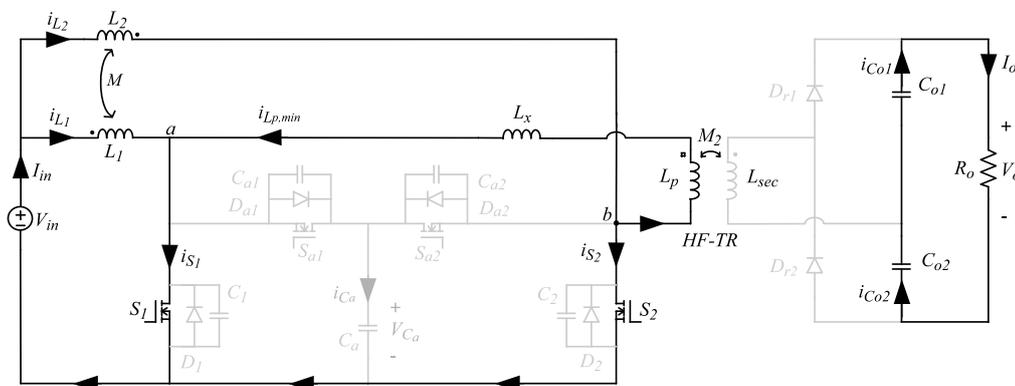


Figura 32: Etapa 1.

Os diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} estão bloqueados com uma tensão re-

versa de $V_{D_{r1}} = V_{D_{r2}} = V_o/2$ e os capacitores C_{o1} e C_{o2} transferem energia para a carga.

A tensão sobre as chaves auxiliares é igual à tensão V_{C_a} do capacitor de grampeamento e pode ser calculada por (48), que é obtida a partir do balanço de tensão · segundo no indutor L_1 ou L_2 .

$$V_{in}DT_s = (V_{C_a} - V_{in})(1 - D)T_s \quad (48)$$

Simplificando (48), obtém-se a expressão da tensão sobre o capacitor de grampeamento que é dada por (49).

$$V_{C_a} = \frac{V_{in}}{1 - D} \quad (49)$$

Aplicando a LTK nas malhas que envolvem os indutores L_1 e L_2 , obtém-se as expressões de V_{L_1} e V_{L_2} . Portanto:

$$V_{L_1} = V_{L_2} = V_{in} \quad (50)$$

A tensão sobre os indutores é definida por (51) e (52), onde o acoplamento magnético M é negativo.

$$V_{L_1} = L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} - M \frac{di_{L_2}}{dt} \quad (51)$$

$$V_{L_2} = L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} - M \frac{di_{L_1}}{dt} \quad (52)$$

Substituindo-se (50) em (51) e em (52) obtém-se as equações diferenciais (53) e (54).

$$L_1 \frac{di_{L_1}}{dt} - M \frac{di_{L_2}}{dt} = V_{in} \quad (53)$$

$$L_2 \frac{di_{L_2}}{dt} - M \frac{di_{L_1}}{dt} = V_{in} \quad (54)$$

Considerando que L_2 é igual a L_1 e isolando $(\frac{di_{L_2}}{dt})$ da equação (54) e em

seguida substituindo-se em (53), tem-se:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} + \frac{M}{L_1} \left(\frac{V_{in}}{L_1} + \frac{di_{L_1}}{dt} \frac{M}{L_1} \right) \quad (55)$$

Isolando o termo $\left(\frac{di_{L_1}}{dt}\right)$ da equação (55) e reescrevendo em termos de Δi_{L_1} , obtém-se a expressão da ondulação da corrente no indutor L_1 que é dada por (56).

$$\Delta i_{L_1}(\text{etapa1}) = \Delta i_{L_2}(\text{etapa1}) = \frac{V_{in}(D - 0,5)}{(1 - k)L_1 f_s} \quad (56)$$

As correntes através das chaves principais S_1 e S_2 são dadas por (57) e (58).

$$i_{S_1} = \frac{I_{in}}{2} + i_{L_p, \min} \quad (57)$$

$$i_{S_2} = \frac{I_{in}}{2} - i_{L_p, \min} \quad (58)$$

4.4.2 Etapa 2 ($t_1 - t_2$)

A Figura 33 mostra a segunda etapa de operação do conversor.

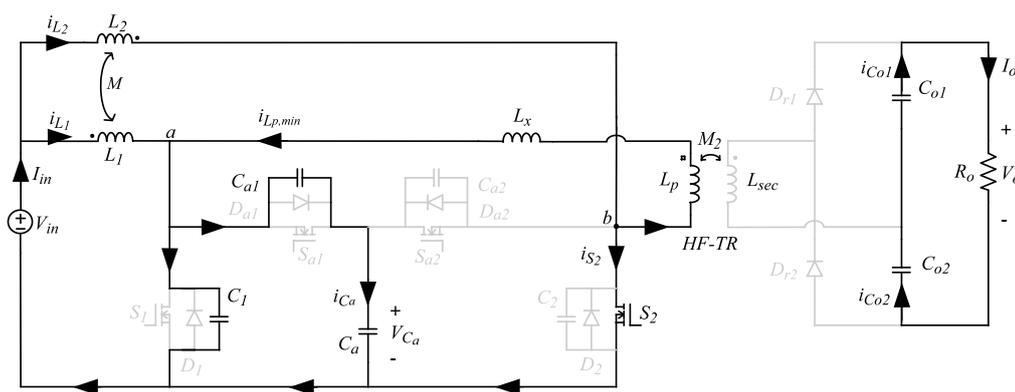


Figura 33: Etapa 2.

Essa etapa inicia quando a chave S_1 é desligada, o capacitor C_1 é carregado e C_{a1} é descarregado linearmente, através da corrente $(I_{in}/2 + i_{L_p, \min})$ drenada pelo nó (a). A corrente $i_{L_p, \min}$ mantém-se igual a etapa anterior, os diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} permanecem bloqueados e a carga é alimentada pelos capacitores C_{o1} e C_{o2} .

4.4.3 Etapa 3 ($t_2 - t_3$)

A terceira etapa de operação está apresentada na Figura 34 que inicia após a carga de C_1 e descarga de C_{a1} . A chave principal S_2 permanece no estado de condução, o diodo antiparalelo D_{a1} da chave auxiliar S_{a1} entra em condução e a corrente i_{L_p} começa crescer linearmente. O diodo retificador D_{r1} entra em condução, com isso a corrente $i_{D_{r1}}$ drenada por ele é dividida para carregar o capacitor C_{o1} e alimentar à carga R_o . O diodo D_{r2} permanece bloqueado, conforme a etapa anterior.

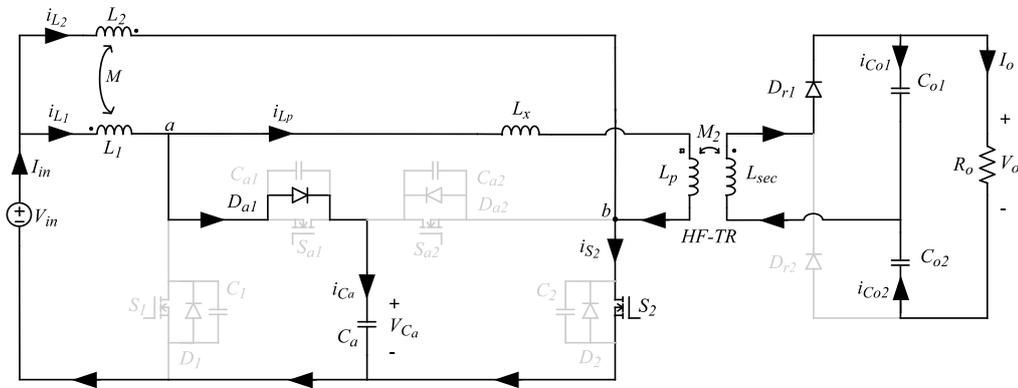


Figura 34: Etapa 3.

As tensões V_{L_p} e $V_{L_{sec}}$ dos enrolamentos primário e secundário do transformador são determinadas por (59) e (60).

$$V_{L_p} = L_p \frac{di_{L_p}}{dt} + M_2 \frac{di_{L_{sec}}}{dt} \quad (59)$$

$$V_{L_{sec}} = M_2 \frac{di_{L_p}}{dt} + L_{sec} \frac{di_{L_{sec}}}{dt} \quad (60)$$

A tensão sobre o indutor auxiliar L_x é dada por (61).

$$V_{L_x} = L_x \frac{di_{L_x}}{dt} \quad (61)$$

A corrente no enrolamento primário i_{L_p} é igual a corrente no indutor auxiliar L_x . Analisando a Figura 34, verifica-se que o enrolamento secundário do transformador está submetido a uma tensão de $V_o/2$ e a tensão entre os braços do conversor é expressa por (62).

$$V_{ab} = V_{C_a} = V_{L_x} + V_{L_p} \quad (62)$$

Substituindo as equações (59), (60) e (61) em (62) é possível isolar o termo $(\frac{di_{L_p}}{dt})$ da expressão (62). Assim, a corrente através do enrolamento primário L_p é definida por (63) e cresce linearmente.

$$i_{L_p} = -i_{L_p, min} + \frac{2nV_{C_a} - k_2^2 V_o}{2n(L_x + L_{dp})} (t_3 - t_2) \quad (63)$$

sendo que k_2 é o acoplamento magnético entre L_p e L_{sec} e L_{dp} é a indutância de dispersão do transformador. A corrente através da chave principal S_2 é determinada por (64).

$$i_{S_2} = \frac{I_{in}}{2} + i_{L_p} \quad (64)$$

A corrente no capacitor de grampeamento C_a atinge o valor máximo e pode ser determinada a partir da equação (65). Em seguida, a corrente i_{C_a} começa a decrescer, devido a corrente i_{L_p} crescer linearmente.

$$i_{C_a, pk} = \frac{I_{in, pk}}{2} + i_{L_p, min} \quad (65)$$

4.4.4 Etapa 4 ($t_3 - t_4$)

A Figura 35 apresenta a quarta etapa de operação que inicia quando a chave S_{a1} é comutada com ZVS.

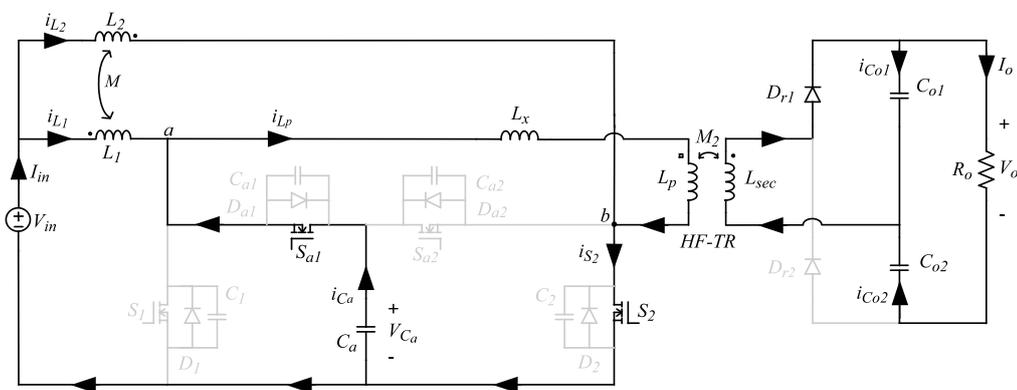


Figura 35: Etapa 4.

A corrente i_{L_p} tem a função de descarregar o capacitor C_1 e de carregar C_{a1} de modo ressonante. Essa etapa é curta e termina quando o capacitor C_1 está completamente descarregado e a tensão sobre o capacitor C_{a1} atinge o valor de V_{C_a} .

A indutância auxiliar L_x juntamente com a indutância de dispersão L_{dp} do enrolamento primário ressonam com os capacitores de amortecimento C_1 e C_{a1} . Esse período é pequeno, logo a corrente i_{L_p} decresce muito pouco neste intervalo. A frequência de ressonância pode ser calculada por (69).

$$\omega_r = \frac{1}{\sqrt{(L_x + L_{dp})(C_1 + C_{a1})}} \quad (69)$$

A tensão sobre a chave principal S_1 é expressa por (70).

$$V_{S_1} = V_{C_a} - \left(i_{L_{p,pk}} - \frac{I_{in}}{2} \right) \sqrt{\frac{L_x + L_{dp}}{C_1 + C_{a1}}} \text{sen}[\omega_r(t_4 - t_5)] \quad (70)$$

E a tensão sobre a chave auxiliar S_{a1} é determinada pela equação (71).

$$V_{S_{a1}} = \left(i_{L_{p,pk}} - \frac{I_{in}}{2} \right) \sqrt{\frac{L_x + L_{dp}}{C_1 + C_{a1}}} \text{sen}[\omega_r(t_4 - t_5)] \quad (71)$$

4.4.6 Etapa 6 ($t_5 - t_6$)

A Figura 37 representa a sexta etapa de operação que inicia após o processo de carga e descarga dos capacitores intrínsecos das chaves S_1 e S_{a1} .

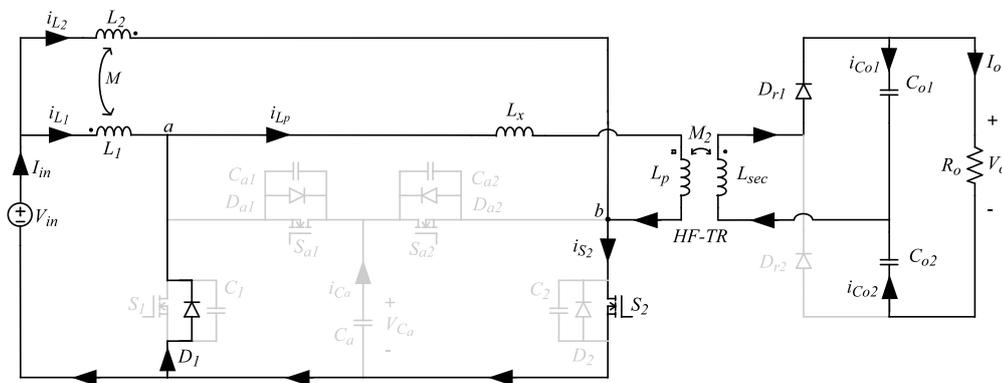


Figura 37: Etapa 6

O diodo D_1 começa a conduzir e a chave principal S_1 pode ser comutada por ZVS, conforme pode ser visto na Figura 31 através do intervalo de tempo $(t_5 - t_6)$.

A corrente que flui no enrolamento L_p nesta etapa de operação é determinada pelas equações (59), (60) e (61) que são substituídas em (62). Considera-se que a tensão aplicada sobre o enrolamento L_{sec} é $V_o/2$ e a tensão aplicada sobre L_p é V_{ab} . Reescrevendo a equação (62) com as definições é possível isolar o termo Δi_{L_p} . Assim, a equação resultante para a corrente i_{L_p} é dada por (72), que decresce linearmente.

$$i_{L_p} = I_{in} + i_{L_p, min} + \frac{2nV_{ab} - k_2^2 V_o}{2n(L_x + L_{dp})} (t_6 - t_5) \quad (72)$$

4.4.7 Etapa 7 ($t_6 - t_7$)

Por fim, a última etapa de operação é mostrada na Figura 38, onde a chave S_1 é comutada por ZVS e a corrente i_{L_p} decresce linearmente até atingir $i_{L_p, min}$.

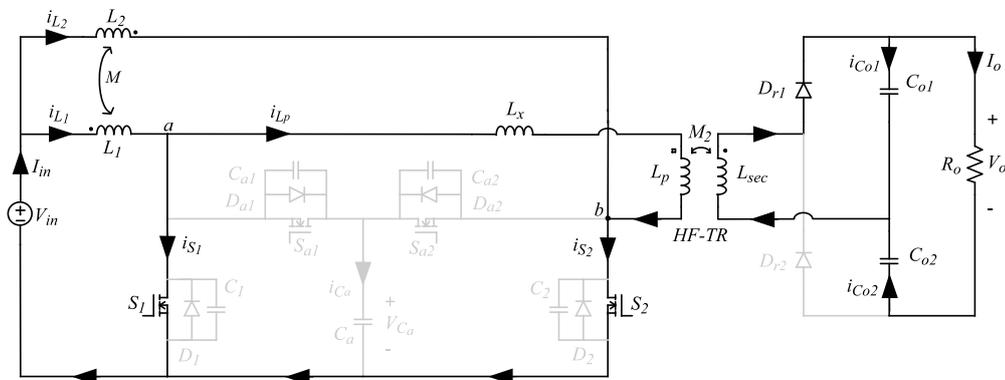


Figura 38: Etapa 7

As correntes que fluem pelas chaves principais S_1 e S_2 são calculadas através das equações (73) e (74).

$$i_{S_1} = \frac{I_{in}}{2} - i_{L_p, min} \quad (73)$$

$$i_{S_2} = \frac{I_{in}}{2} + i_{L_p, min} \quad (74)$$

No final desta etapa, as correntes nas chaves principais são expressas por (75) e (76).

$$i_{S_1} = \frac{I_{in}}{2} - i_{L_p, min} \quad (75)$$

$$i_{S_2} = \frac{I_{in}}{2} + i_{L_p, min} \quad (76)$$

A análise das etapas de operação referentes aos tempos (t_8-t_{14}) para as chaves S_2 e S_{a2} é semelhante as etapas que correspondem aos tempos (t_0-t_7). Para os tempos (t_8-t_{14}) a corrente (i_{L_p}) do transformador é negativa. Assim, no final deste processo, completa-se um ciclo do período de chaveamento T_s .

4.5 DETERMINAÇÃO DA CORRENTE DE ENTRADA

A corrente de entrada apresenta um chaveamento em alta frequência, com características (CCM), que é a somatória das corrente i_{L_1} e i_{L_2} , conforme exposto na Figura 39.

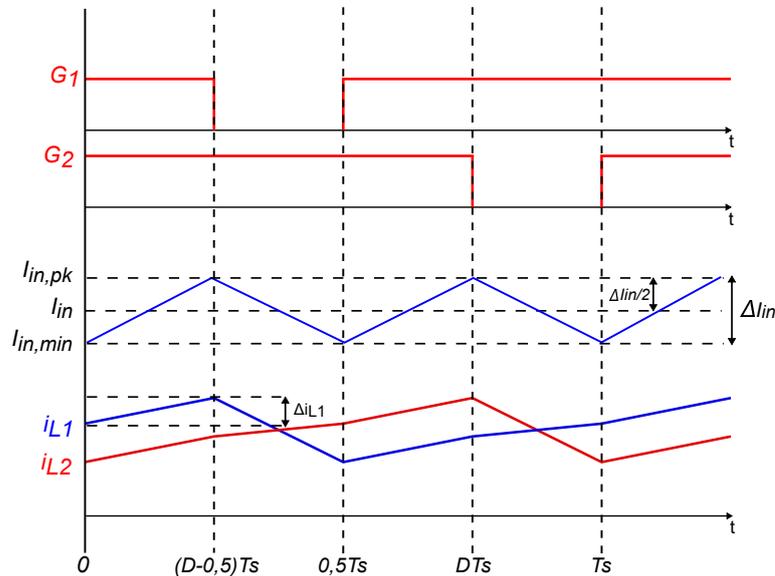


Figura 39: Formas de onda da corrente nos indutores *boost* e corrente de entrada.

Inicialmente, considera-se que o conversor não apresenta perdas, então, a potência de entrada e saída são definidas, respectivamente, a partir das equações (77) e (78).

$$P_{in} = V_{in} I_{in} \quad (77)$$

$$P_o = V_o I_o = \frac{V_o^2}{R_o} \quad (78)$$

Igualando as equações (77) e (78), e isolando I_{in} , obtém-se a corrente média de entrada, exposta em (79).

$$I_{in} = \frac{V_o^2}{R_o V_{in} \eta} \quad (79)$$

Sabe-se que, a soma da variação da corrente nos indutores L_1 e L_2 é igual a ondulação máxima da corrente de entrada (ΔI_{in}). Portanto, utilizando a equação (56) da primeira etapa de operação do conversor, é possível encontrar a ondulação máxima da corrente de entrada, conforme a equação (80).

$$\Delta I_{in} = \frac{2V_{in}(D - 0,5)}{(1 - k)L_1 f_s} \quad (80)$$

A relação entre as ondulações de corrente no indutor Δi_{L_1} e na corrente de entrada ΔI_{in} é expressa por (81).

$$\frac{\Delta i_{L_1}}{\Delta I_{in}} = \frac{D(1 + k) - k}{(1 + k)(2D - 1)} \quad (81)$$

A corrente de pico da entrada é obtida através da Figura 39. Portanto,

$$I_{in,pk} = I_{in} + \frac{\Delta I_{in}}{2} \quad (82)$$

Reescrevendo a equação (82), chega-se a expressão que determina a máxima corrente de entrada, ou seja, a corrente de pico. Desta forma, a corrente é expressa por (83).

$$I_{in,pk} = \frac{V_o^2}{R_o V_{in} \eta} + \frac{V_{in}(D - 0,5)}{(1 - k)L_1 f_s} \quad (83)$$

Análogo a isso, é possível determinar a corrente mínima de entrada, conforme a equação (84).

$$I_{in,min} = \frac{V_o^2}{R_o V_{in} \eta} - \frac{V_{in}(D - 0,5)}{(1 - k)L_1 f_s} \quad (84)$$

4.6 DETERMINAÇÃO DAS CORRENTE NOS INDUTORES BOOST

4.6.1 Corrente média nos indutores L_1 e L_2

A corrente média de entrada I_{in} do conversor é dividida igualmente entre os indutores L_1 e L_2 . A partir da equação (79) é possível calcular a corrente média nos indutores. Portanto,

$$I_{L_1} = I_{L_2} = \frac{I_{in}}{2} = \frac{V_o^2}{2R_o V_{in} \eta} \quad (85)$$

4.6.2 Corrente de pico nos indutores L_1 e L_2

Através da corrente de pico da entrada $I_{in,pk}$ pode-se determinar o valor da corrente de pico nos indutores *boost*, como é expressa em (86).

$$I_{L_1,pk} = I_{L_2,pk} = \frac{V_o^2}{2R_o V_{in} \eta} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2} \quad (86)$$

4.6.3 Corrente eficaz nos indutores L_1 e L_2

A corrente eficaz nos indutores *boost* é aproximadamente a corrente média $I_{L_1,med}$ e, pode ser calculada através da equação (87), considerando que $I_{L_1,rms} = I_{L_2,rms}$.

$$I_{L_1,rms} \cong \sqrt{\left(\frac{I_{L_1,pk} - I_{L_1}}{\sqrt{3}}\right)^2 + (I_{L_1})^2} \quad (87)$$

$$I_{L_1,rms} \cong \sqrt{\left(\frac{I_{L_1,pk} - I_{in}/2}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{I_{in}}{2}\right)^2} \quad (88)$$

4.7 CORRENTE MÍNIMA NO PRIMÁRIO DO TRANSFORMADOR

A Figura 40 representa a forma de onda da corrente i_{L_p} no primário do transformador que é referente ao semiciclo positivo, com seus respectivos limites de corrente i_{L_p} . A corrente máxima permitida é de $I_{in} + i_{L_p, min}$ e a corrente mínima é $-i_{L_p, min}$, conforme é apresentado na Figura 40. Com base em Rathore (2008), a corrente mínima $i_{L_p, min}$ é determinada utilizando a equação (89).

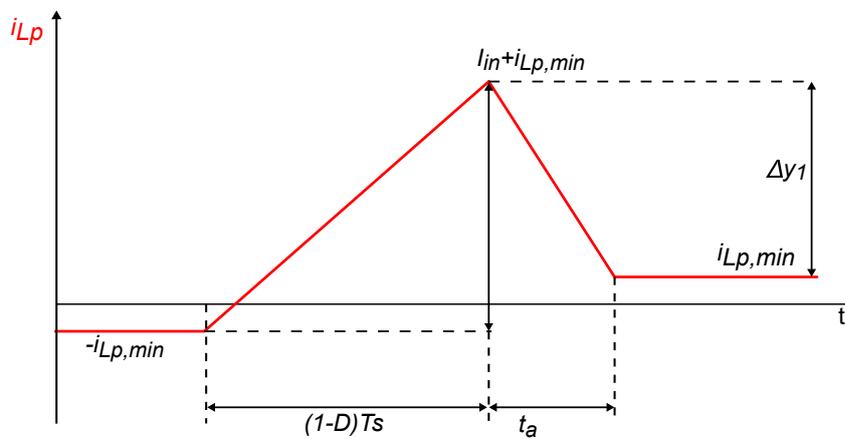


Figura 40: Formas de onda do semiciclo positivo da corrente no primário do transformador.

$$i_{L_p, min} = \frac{V_{in}}{2f_s(L_p + L_x)} \quad (89)$$

4.8 DETERMINAÇÃO DO TEMPO t_a

O tempo t_a apresentado na Figura 40 corresponde aos intervalos $(t_4 - t_7)$ das etapas de operação do conversor, conforme a Figura 31. Baseando-se na Figura 40 é possível determinar esse tempo a partir da variação de corrente Δy_1 e com a sua respectiva derivada representada pela equação (72). Assim, o tempo t_a pode ser calculado por (90).

$$t_a = \frac{I_{in}(L_x + L_{dp})2n}{k_2^2 V_o} \quad (90)$$

4.9 DETERMINAÇÃO DOS INDUTORES BOOST

A indutância L_1 do conversor é determinada de acordo com a máxima variação de corrente aceita para o indutor Δi_{L_1} . A indutância L_1 pode ser calculada através da quarta etapa de operação e admite-se que o tempo de atuação ($t_3 - t_4$) é aproximadamente $(1 - D)T_s$ que é o tempo *off* das chaves principais. A partir da Figura 35 é possível realizar a análise das malhas que envolvem os indutores L_1 e L_2 . Com isso, as equações resultantes são dadas por (91) e (92).

$$V_{L_1} = V_{in} \quad (91)$$

$$V_{L_2} = V_{in} - V_{C_a} \quad (92)$$

Substituindo (91) e (92) em (51) e (52) e, reorganizando as equações em termos de $\left(\frac{di_{L_1}}{dt}\right)$ e $\left(\frac{di_{L_2}}{dt}\right)$, obtém-se as equações definidas por (93) e (94).

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_1} + \frac{M}{L_1} \frac{di_{L_2}}{dt} \quad (93)$$

$$\frac{di_{L_2}}{dt} = \frac{V_{in}}{L_2} - \frac{V_{C_a}}{L_2} + \frac{M}{L_2} \frac{di_{L_1}}{dt} \quad (94)$$

Substituindo a equação (94) em (93) tem-se:

$$\frac{di_{L_1}}{dt} = V_{in} \left(\frac{D(1+k) - k}{(1-D)(1-k^2)L_1} \right) \quad (95)$$

Isolando a indutância L_1 da equação (95) e substituindo o intervalo de tempo $(1 - D)T_s$ da quarta etapa de operação, chega-se a expressão para calcular L_1 em função de Δi_{L_1} . Portanto,

$$L_1 = \frac{V_{in}}{f_s} \left(\frac{D(1+k) - k}{(1-k^2)\Delta i_{L_1}} \right) \quad (96)$$

Na equação 96 observa-se que o valor da indutância L_1 depende do fator de acoplamento k . Para verificar essa relação, a indutância L_1 foi normalizada em

relação à indutância obtida para $k = 0$. Portanto,

$$L_{norm} = \frac{D(1+k) - k}{(1-k^2)D} \quad (97)$$

Essa relação é demonstrada na Figura 41, onde a indutância L_{norm} é relacionada com a razão cíclica D para alguns valores de k .

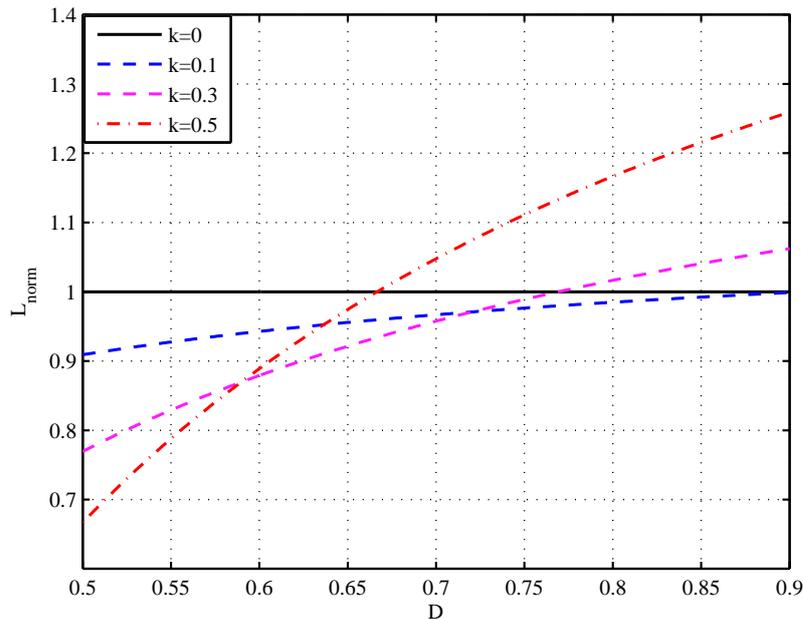


Figura 41: Indutância L normalizada versus razão cíclica.

Nota-se que, para valores baixos de D há uma redução no valor da indutância em relação ao indutor sem acoplamento. Por outro lado, para valores maiores de D o valor da indutância pode ser maior do que sem acoplamento. Quanto maior for o acoplamento, maior é o impacto no valor da indutância. Além disso, o acoplamento magnético interfere no funcionamento do conversor, alterando a característica de defasagem entre as correntes nos indutores L_1 e L_2 . Se o acoplamento for forte, as correntes nos indutores L_1 e L_2 tendem a ficar em fase, o que aumenta a ondulação na corrente de entrada do conversor.

4.10 CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO

A Figura 42 mostra as formas de onda da tensão e corrente no capacitor de grampeamento C_a de meio semiciclo de operação do conversor.

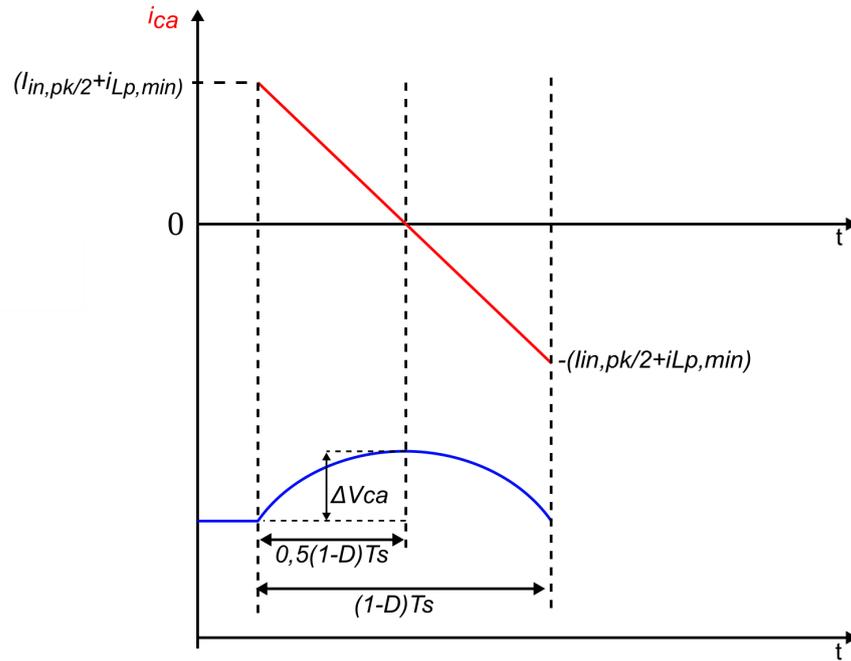


Figura 42: Formas de onda da tensão e corrente no capacitor de grameamento.

Para calcular o valor do capacitor C_a , inicialmente calcula-se a corrente eficaz a partir do valor de pico da corrente de entrada, conforme mostra a Figura 42. Com base em Hart (2012), o valor eficaz da corrente pode ser calculado da seguinte forma:

$$i_{C_a,rms} = \frac{i_{C_a,pk}}{\sqrt{3}} = \frac{I_{in,pk} + 2i_{Lp,min}}{2\sqrt{3}} \quad (98)$$

Sabe-se que a corrente em um capacitor é expressa por (99).

$$i_{C_a} = C_a \frac{\Delta V_{C_a}}{\Delta t} \quad (99)$$

Resolvendo $i_{C_a} = i_{C_a,rms}$ no intervalo de tempo $0,5(1-D)T_s$ em que a ondulação de tensão ΔV_{C_a} é máxima, chega-se a expressão para calcular o valor capacitor C_a . Portanto,

$$C_a = \frac{I_{in,pk} + 2i_{Lp,min}}{4\sqrt{3}\Delta V_{C_a}f_s}(1-D) \quad (100)$$

4.11 CAPACITORES DE SAÍDA

A Figura 43 mostra as correntes $i_{C_{o1}}$ e $i_{C_{o2}}$ nos capacitores durante dois períodos de chaveamento T_s .

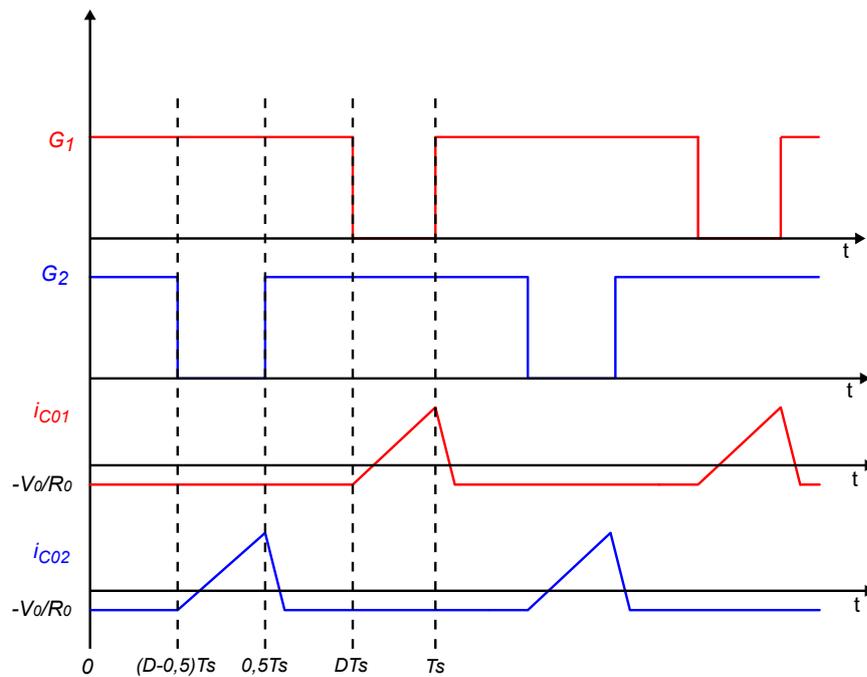


Figura 43: Formas de onda da corrente nos capacitores de saída.

A corrente no capacitor C_{o1} é determinada por (101).

$$i_{C_{o1}} = \frac{V_o}{R_o} \quad (101)$$

O dimensionamento dos capacitores de filtro é realizado com base na ondulação máxima da tensão de saída ΔV_o especificada. A Figura 43 mostra que as correntes retificadas pelos diodos D_{r1} e D_{r2} são defasadas em 180 graus, com isso a ondulação ΔV_o é metade da tensão sobre cada capacitor. Portanto,

$$\Delta V = 2\Delta V_o \quad (102)$$

Substituindo (101) e (102) na equação (99), no intervalo DT_s , obtém-se o valor do capacitor. Assim,

$$C_{o1} = C_{o2} = \frac{I_o D}{2\Delta V_o f_s} \quad (103)$$

4.12 CORRENTE NOS DIODOS RETIFICADORES

As correntes médias nos diodos D_{r1} e D_{r2} são dadas pela equação (104) e as correntes eficazes são calculadas através da equação (105).

$$i_{D_{r1}} = i_{D_{r2}} = \frac{P_o}{V_o} \quad (104)$$

$$i_{D_{r1,rms}} = i_{D_{r2,rms}} = \frac{I_{in}}{n} \sqrt{\frac{2nV_{in}}{3V_o}} \quad (105)$$

sendo que n é a relação de transformação do transformador.

4.13 CORRENTE NAS CHAVES PRINCIPAIS E AUXILIARES

As correntes médias nas chaves auxiliares S_{a1} e S_{a2} são aproximadamente iguais a zero e as correntes médias nas chaves principais S_1 e S_2 são calculadas através da equação (106).

$$i_{S_1} = i_{S_2} = \frac{I_{in}}{2} + i_{L_{p,min}} \quad (106)$$

As correntes eficazes nas chaves auxiliares S_{a1} e S_{a2} são calculadas pela equação (107) e as correntes eficazes nas chaves principais podem ser determinadas por (108).

$$i_{S_{a1,rms}} = I_{in} \sqrt{\frac{1-D}{12}} \quad (107)$$

$$i_{S_1,rms} = \frac{I_{in}}{2} \sqrt{D + \frac{16nV_{in}}{3V_o}} \quad (108)$$

4.14 GANHO ESTÁTICO

A Figura 44 representa o módulo da corrente no enrolamento primário do transformador durante um ciclo completo, sendo que está em modo descontinuo e seu valor médio é igual a corrente na carga refletida para o primário do transformador (I_p). O ganho estático de tensão do conversor é determinado através do balanço de corrente e é definido por (109).

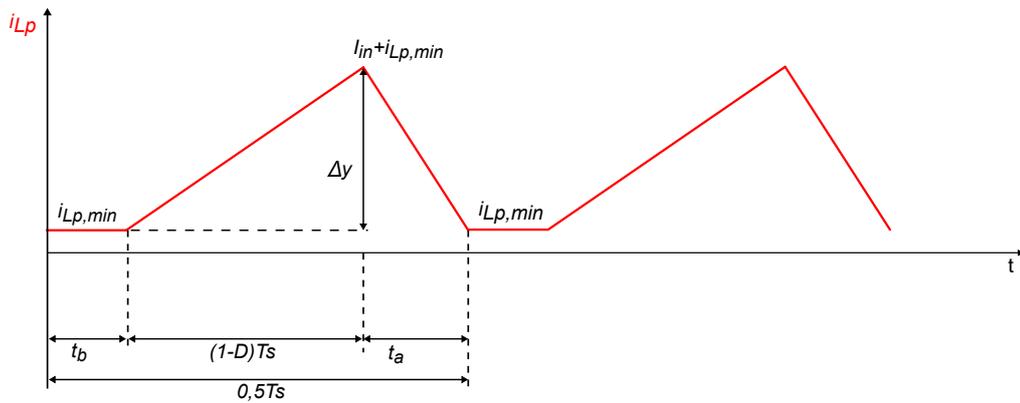


Figura 44: Módulo da corrente no enrolamento primário do transformador.

$$\frac{1}{T_s} \left(\frac{(1-D)T_s \Delta y}{2} + \frac{t_a \Delta y}{2} + \frac{i_{Lp,min} t_b}{2} \right) = \frac{V_o 2n}{R_o} \quad (109)$$

Através de uma análise computacional da equação (109), verificou-se que a parcela $i_{Lp,min} t_b / 2$ tem pouca influência no valor médio total, assim, pode ser desprezada. Reescrevendo a equação (109) e substituindo as equações (79) e (90), chega-se em (110).

$$\frac{V_o^2}{V_{in}^2} + \frac{V_o(1-D)R_o k_2^2}{V_{in}(L_x + L_{dp})2n f_s} = \frac{R_o k_2^2}{(L_x + L_{dp})f_s} \quad (110)$$

Resolvendo a equação (110) com o auxílio do *software* MATLAB, encontra-se a solução de (V_o/V_{in}) dada por (111).

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = -\frac{(1-D)R_o k_2^2}{(L_x + L_{dp})4n f_s} + \sqrt{\left(\frac{(1-D)R_o k_2^2}{(L_x + L_{dp})4n f_s} \right)^2 + \left(\frac{R_o k_2^2}{(L_x + L_{dp})f_s} \right)} \quad (111)$$

A equação (111) representa o ganho estático G do conversor que depende de alguns parâmetros do circuito e das não-idealidades do transformador. Se for considerado que o transformador é ideal, ou seja, o acoplamento magnético k_2 é igual a um e que o conversor opera sem o circuito auxiliar, o ganho resultante é igual ao visto no capítulo anterior, para o circuito ideal, representado por (112).

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{2n}{1-D} \quad (112)$$

Para melhor compreensão do efeito causado pelas não-idealidades do transformador, a Figura 45 apresenta as curvas que relacionam o ganho estático G com a razão cíclica D variando de 0,5 a 0,9, considerando as seguintes especificações: $n = 2,5$, $L_{dp} = 1,126 \mu H$, $L_x = 3,552 \mu H$, $R_o = 500 \Omega$ e $f_s = 100 kHz$.

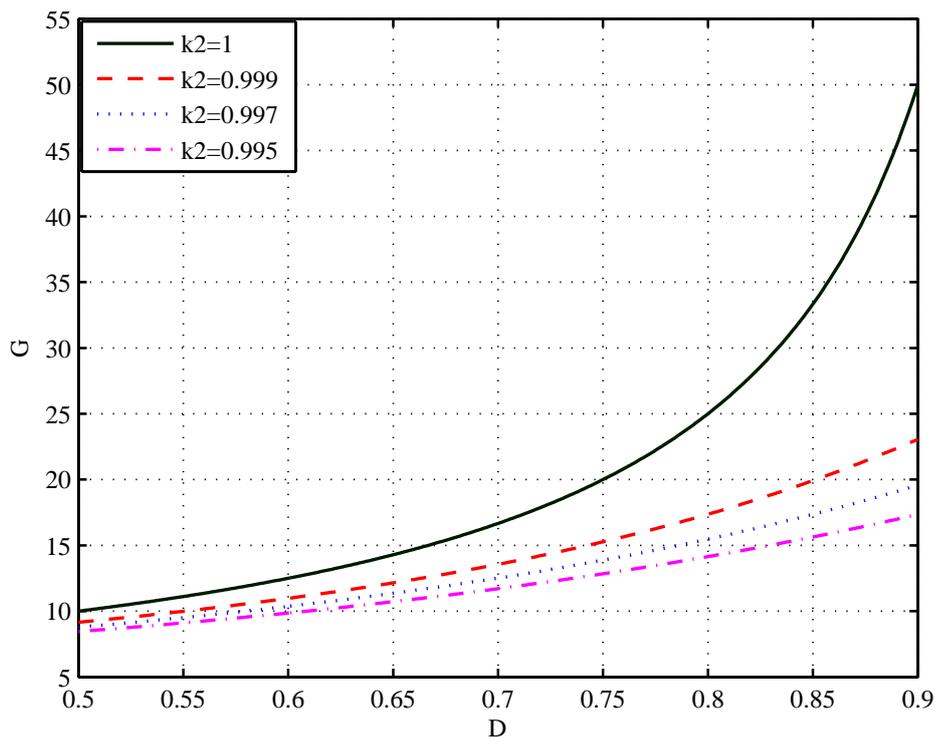


Figura 45: Curvas de ganho estático versus razão cíclica.

Nota-se através da Figura 45 que o ganho estático do conversor reduz conforme o acoplamento magnético do transformador k_2 torna-se mais fraco, quando é comparado com o transformador ideal. Assim, o ganho estático sofre influência do k_2 , como por exemplo: quando a razão cíclica é igual a 0,75 o ganho ideal é de 20 vezes, mas para $k_2 = 0,999$ o ganho cai para 15, ou seja, houve uma redução de 25% no

ganho estático do conversor operando no mesmo ponto de operação.

4.15 CONDIÇÕES PARA COMUTAÇÃO SUAVE

A condição de ZVS para as chaves auxiliares é obtida a partir da energia armazenada nos indutores *boost*. O intervalo de tempo entre os sinais de comando da chave principal e da chave auxiliar deve garantir que o capacitor C_1 esteja completamente carregado e o capacitor C_{a1} completamente descarregado a partir da corrente do indutor L_1 . Dessa forma, considera-se que as chaves auxiliares operam sempre em ZVS e o valor desse tempo é calculado por (113), conforme Rathore (2008).

$$T_{d1} = \frac{2(C_1 + C_{a1})V_{C_a}}{I_{in}} \quad (113)$$

A energia armazenada no indutor auxiliar (L_x) e na indutância de dispersão (L_{dp}) deve ser o suficiente para carregar o capacitor C_{a1} de zero para $V_{in}/(1 - D)$ e descarregar o capacitor C_1 de $V_{in}/(1 - D)$ para zero. A partir das equações (70) e (71) que governam a tensão sobre as chaves principais e as chaves auxiliares, respectivamente, pode-se estabelecer a condição para que as chaves principais comutem sob ZVS. Portanto, a equação (114) estabelece a condição de ZVS.

$$(L_x + L_{dp}) \geq (C_1 + C_{a1}) \left(\frac{V_{C_a}}{i_{L_{p,pk}}} \right)^2 \quad (114)$$

É importante frisar que as chaves principais utilizam a energia armazenada em (L_x) e (L_{dp}) para realizar a comutação ZVS, sendo que os valores das indutâncias são relativamente pequenos. Assim, as chaves principais não conseguem atingir ZVS em uma ampla faixa de variação de carga e com isso, a eficiência do conversor é afetada em baixa potência.

4.16 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste capítulo o conversor ACCFHB com capacitor de grampeamento conectado ao nó negativo e dobrador de tensão foi analisado em detalhes. Inicialmente, foram apresentadas as principais formas de ondas do conversor proposto que serviu

de base para analisar as sete etapas de operação, onde os indutores *boost* e o transformador são acoplados magneticamente pelos coeficientes k e k_2 , respectivamente. Assim, obteve-se as equações matemáticas que regem o funcionamento do conversor que também possuem um papel fundamental na fase de projeto e dimensionamento dos elementos do circuito de potência do conversor. Nota-se através da equação (111) que o ganho estático do conversor não é afetado pelo acoplamento magnético dos indutores *boost*. Por outro lado, o ganho estático de tensão é sensível a alguns parâmetros do circuito, inclusive as não-idealidades do transformador que impacta na redução do ganho, conforme mostra a Figura 45. No próximo capítulo será realizado o projeto do conversor ACCFHB.

5 PROJETO DO CONVERSOR PROPOSTO

5.1 INTRODUÇÃO

No capítulo anterior foi realizada a análise completa do conversor operando com a razão cíclica maior que 0,5 e a partir das equações obtidas, realiza-se o projeto do conversor. Neste capítulo são apresentados os dados de entrada, ou seja, as especificações de um módulo fotovoltaico e posteriormente são fixadas as especificações desejadas para o conversor operar em um ponto de operação. A partir disso é possível dimensionar os esforços de tensão e corrente dos elementos ativos e passivos do circuito de potência e, conseqüentemente, projetar os elementos magnéticos (indutores acoplados, indutor auxiliar e transformador).

5.2 ESPECIFICAÇÕES DO CONVERSOR

O sistema fotovoltaico considerado nesta dissertação é fabricado pela CanadianSolar e o modelo é o MAXPOWER CS6U - 335P, sendo que, somente serão utilizados os parâmetros de tensão de máxima potência (V_{mp}) e potência máxima que servirá de base para o projeto do conversor. É importante ressaltar que a técnica de MPPT não será implementada neste trabalho. Os parâmetros do módulo fotovoltaico são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5: Parâmetros do painel MAXPOWER CS6U - 335P.

Parâmetro	Valor
Potência máxima	335 W
Número de células	72
Tensão de máxima potência (V_{mp})	37,4 V
Corrente de máxima potência (I_{mp})	8,96 A
Tensão de circuito aberto (V_{oc})	45,8 V
Corrente de curto-circuito (I_{sc})	9,54 A
Coeficiente de temperatura de V_{oc} ($\beta_{V_{oc}}$)	-0,31%/°C
Coeficiente de temperatura de I_{sc} ($\alpha_{I_{sc}}$)	0,05%/°C

As características elétricas do módulo fotovoltaico CS6U-335P, apresentadas na Tabela 5 são para a condição padrão de teste de 1000 W/m^2 e 25°C , conforme o catálogo do fabricante (CANADIAN SOLAR, 2017). Essas características do módulo possuem variações, devido ao aumento da temperatura. Assim, o ponto de máxima potência (MPP) é deslocado, ou seja, a tensão (V_{mp}) e a corrente de máxima potência (I_{mp}) reduzem a valores abaixo da condição padrão de teste e conseqüentemente, a potência máxima do módulo cai com a temperatura. Considerando que o painel esteja operando em 25°C é possível extrair a máxima potência através da curva V-I que é de 335 W. Os valores adotados de tensão de entrada V_{in} e de potência de entrada P_{in} são apresentados na Tabela 6.

A Tabela 6 mostra as especificações desejadas para o projeto do conversor ACCFHB.

Tabela 6: Especificações para o projeto de potência do conversor ACCFHB.

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (V_{in})	36 V
Potência de entrada (P_{in})	335 W
Tensão de saída (V_o)	400 V
Frequência de chaveamento (f_s)	100 kHz
Ondulação da corrente nos indutores (Δi_{L1})	10% de I_{in}
Ondulação da tensão de grampeamento (ΔV_{Ca})	15% de V_{in}
Ondulação da tensão de saída (ΔV_o)	1% de V_o
Rendimento estimado (η)	95%

As especificações dispostas na Tabela 6 são baseadas em trabalhos publicados por (RATHORE, 2008) e (TESTON *et al.*, 2015a). Um dos parâmetros mais críticos para escolher é a frequência de chaveamento f_s , que por sua vez, influencia no dimensionamento de vários elementos do circuito e, conseqüentemente, também é associada às perdas. Além disso, o conversor operando em ZVS as perdas por comutação são pequenas, então, pode-se elevar a frequência. Dessa forma, optou-se em utilizar a frequência de 100 kHz para o chaveamento, conforme os trabalhos citados.

A seguir é apresentado o dimensionamento dos elementos de potência que estão diretamente associados às tensões e correntes em que os dispositivos são submetidos. Assim, faz-se necessário calcular os esforços dos semicondutores, capacitores, indutores e transformador para que a escolha dos componentes seja feita de

forma adequada.

Com o valor da potência de entrada P_{in} , do rendimento estimado e da tensão de saída V_o do conversor, calcula-se através das equações (78) e (79) o valor da carga resistiva R_o que é dada por (115).

$$R_o = \frac{V_o^2}{P_{in}\eta} = \frac{400^2}{335 \cdot 0,95} \cong 500\Omega \quad (115)$$

A corrente média de entrada do conversor é calculada pela equação (77), resultando em (116) e a corrente média na carga é determinada por (117).

$$I_{in} = \frac{P_{in}}{V_{in}} = \frac{335}{36} = 9,30A \quad (116)$$

$$I_o = \frac{V_o}{R_o} = \frac{400}{500} = 0,8A \quad (117)$$

O ganho estático G do conversor é obtido por (111). Assim,

$$G = \frac{V_o}{V_{in}} = \frac{400}{36} = 11,111 \quad (118)$$

5.3 TRANSFORMADOR

O transformador opera com componentes alternadas de elevada amplitude, com isso as perdas no núcleo limitam o ponto máximo de operação do conversor. Inicialmente obtém-se a máxima densidade de fluxo magnético para que as perdas no núcleo sejam inferiores a 100 mW/cm³, sendo que o valor é apropriado para dissipação natural por convecção (DIXON, 2002).

O núcleo IP12R de ferrite do tipo EE disponível no laboratório, fabricado pela Thornton, apresenta uma densidade de 4,8 g/cm³, assim as perdas são inferiores a 20,83 mW/g. Conforme a análise realizada por Teston *et al.* (2016), a densidade de fluxo magnético para atingir a condição de 20,83 mW/g, operando na frequência de 100 kHz é de 174 mT de pico-a-pico.

A relação de transformação n é determinada pela equação (112), considerando a razão cíclica D_{min} para satisfazer a condição de que as chaves S_1 e S_2 não podem abrir simultaneamente, a razão cíclica deve ser maior que 50%. Assim, a razão

cíclica mínima é estabelecida em 10% acima do limite dos 50%, ou seja: $D_{min} = 0,55$. Portanto,

$$n = \frac{V_o(1 - D_{min})}{2V_{in}} = \frac{400(1 - 0,55)}{72} = 2,5 \quad (119)$$

No apêndice A é apresentada uma metodologia para projeto dos parâmetros de implementação do transformador. Para executar esse procedimento, são necessários os dados iniciais para o dimensionamento do transformador, apresentados na Tabela 7. Os dados do transformador implementado estão relacionados na Tabela 8.

Tabela 7: Especificações para dimensionamento do transformador.

Parâmetro	Valor
Corrente eficaz ($i_{Lp,rms}$)	5,5 A
Varição da densidade do fluxo magnético (ΔB)	0,174 T
Densidade máxima de corrente (J_{max})	300 A/cm ²
Fator de ocupação da janela (k_W)	0,5
Fator de ocupação do primário (k_p)	0,45

Tabela 8: Dimensionamento do transformador.

Parâmetro	Valor
Núcleo	EE 42/21/15
Área efetiva da seção transversal do núcleo	$A_e = 1,82 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_W = 1,57 \text{ cm}^2$
Área total do núcleo escolhido	$A_e A_W = 2,84 \text{ cm}^4$
Comprimento médio de uma espira	$l_m = 8,7 \text{ cm}$
Enrolamento primário	$N_p = 12 \text{ espiras}$
Nº de fios do primário	$n_{fios,prim} = 15 \times 26 \text{ AWG}$
Enrolamento secundário	$N_s = 30 \text{ espiras}$
Nº de fios do secundário	$n_{fios,sec} = 6 \times 26 \text{ AWG}$
Área de ocupação	$A_{W,ocu} = 76,6\%$

O núcleo dimensionado pela equação (150) apresentou o produto das áreas $A_e A_W = 1,686 \text{ cm}^4$, mas o núcleo disponível no laboratório que se aproximou é o EE 42/21/15 com $A_e A_W = 2,84 \text{ cm}^4$. Portanto, é possível construir o transformador, sendo que 76,6% da área de janela foi ocupada.

5.3.1 Disposição dos enrolamentos

Para avaliar o impacto da indutância de dispersão do transformador na operação do conversor, são implementados dois transformadores. Na Figura 46 estão representadas duas formas de dispor os enrolamentos do primário e do secundário do transformador.

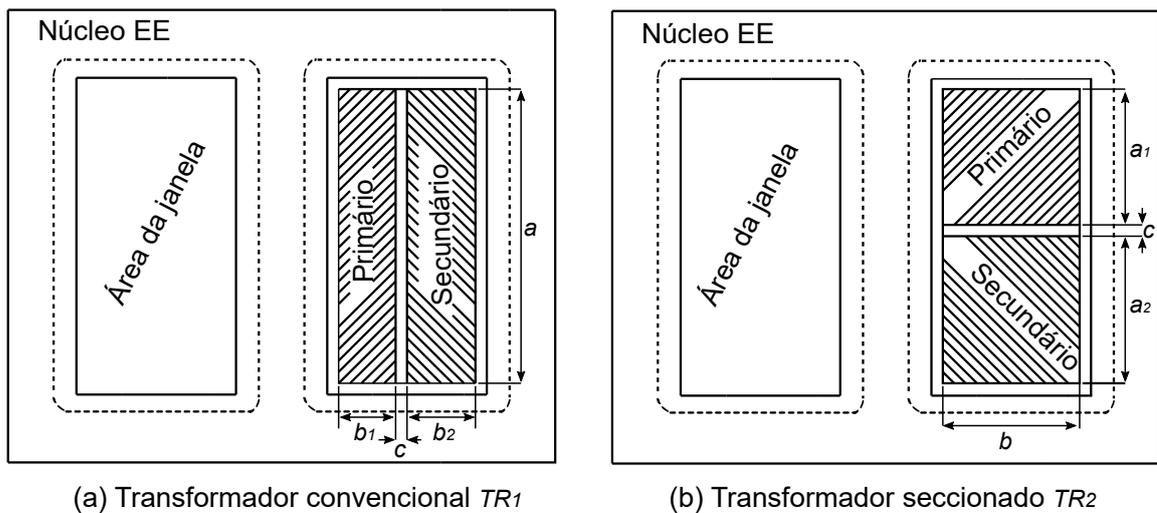


Figura 46: Duas variações possíveis para construir os transformadores.

O transformador representado na Figura 46(a) é constituído pelo enrolamento primário com 12 espiras e 15 condutores 26 AWG em paralelo, e pelo enrolamento secundário, composto por 30 espiras e 6 condutores 26 AWG em paralelo. Entre os dois enrolamentos é colocada uma fita Kapton de Poliamida Resistente a altas temperaturas para proporcionar a devida isolamento. Esta forma de implementação é convencional, onde os enrolamentos primário e secundário são alocados um sobre o outro. A indutância de dispersão pode ser calculada através da equação (120), conforme McLyman (2016).

$$L_{dp1} = \frac{4\pi l_m N_p^2}{a} \left(c + \frac{b_1 + b_2}{3} \right) (10^{-9}) [\text{henrys}] \quad (120)$$

sendo que as dimensões a , b_1 , b_2 e c , representadas na Figura 46(a), são dadas em cm.

O transformador seccionado é construído com o mesmo número de espiras e condutores em paralelo do transformador convencional, mas as bobinas são seccionadas na lateral, ou seja, estão uma ao lado da outra separadas por uma isolamento,

conforme mostra a Figura 46(b). A indutância de dispersão pode ser calculada por (121).

$$L_{dp2} = \frac{4\pi l_m N_p^2}{b} \left(c + \frac{\sum a_1}{3} \right) (10^{-9}) [\text{henrys}] \quad (121)$$

Os enrolamentos do primário e do secundário do transformador seccionado estão distribuídos de tal maneira que o acoplamento magnético não é perfeito, resultando em uma indutância de dispersão maior do que a de um transformador com os enrolamentos dispostos da forma convencional.

Para melhor compreensão do efeito causado pela disposição dos enrolamentos dos transformadores TR_1 e TR_2 , são calculadas as indutâncias de dispersão para os dois casos. Na Tabela 9 são expostas as dimensões do carretel utilizado para o núcleo EE 42/21/15. Substituindo-se os dados das Tabelas 9 e 8 nas equações (120) e (121), obtém-se $L_{dp1} = 3,32 \mu\text{H}$ e $L_{dp2} = 11,67 \mu\text{H}$, respectivamente. Portanto, a indutância de dispersão no transformador TR_2 é muito maior em relação ao transformador TR_1 .

Tabela 9: Dimensões do carretel EE 42/21/15.

Dimensões	(cm)
a	1,58
a_1	0,74
a_2	0,74
b	0,8
b_1	0,35
b_2	0,35
c	0,1

O procedimento de ensaio dos transformadores TR_1 e TR_2 está demonstrado de forma detalhada no apêndice B. Os parâmetros experimentais estão relacionados na Tabela 10.

Tabela 10: Parâmetros obtidos no medidor de LCR.

Transformador	$L_p(\mu\text{H})$	$L_{sec}(m\text{H})$	$L_{dp}(\mu\text{H})$	$L_{dsec}(\mu\text{H})$	$R_p(m\Omega)$	$R_{sec}(m\Omega)$
TR_1	697,47	4,5584	1,126	7,05	9,54	52,62
TR_2	706,05	4,6461	4,678	29,138	9,55	51,4

Com os parâmetros dos transformadores TR_1 e TR_2 representados na Tabela 10 é possível calcular a indutância mútua M_2 e o coeficiente de acoplamento magnético k_2 através das equações (122) e (123) (Blache *et al.*, 1994). Os valores são mostrados na Tabela 11.

$$M_2 = k_2 \sqrt{L_p L_{sec}} \quad (122)$$

$$k_2 = \sqrt{1 - \frac{L_{dp}}{L_p}} \quad (123)$$

Tabela 11: Valores calculados de M_2 e k_2 .

Transformador	$M_2(mH)$	k_2
TR_1	1,781	0,9992
TR_2	1,805	0,9967

Pode-se verificar nos resultados das Tabelas 10 e 11 que o transformador TR_2 possui indutância de dispersão maior e acoplamento magnético k_2 mais fraco em relação ao TR_1 , devido à forma que foi construído.

Para que em todas as implementações o valor equivalente de indutância de dispersão L_{dp} seja o mesmo, adiciona-se um indutor auxiliar em série com o primário do transformador. Para isso, calcula-se o valor do indutor auxiliar L_x que é somado com a indutância de dispersão do TR_1 e o resultado deverá ser próximo ao valor de L_{dp} do TR_2 . Portanto,

$$L_x = L_{dp}(TR_2) - L_{dp}(TR_1) = 3,552 \mu H \quad (124)$$

Com base na metodologia apresentada no apêndice C, o projeto do indutor auxiliar L_x inicia com a determinação do tamanho do núcleo. A densidade do fluxo magnético adotada é a mesma utilizada no projeto do transformador (0,174 T) e o valor da corrente eficaz é de 5,5 A. A corrente de pico no indutor L_x é calculada a partir da soma das equações (79) e (89), resultando em (125).

$$I_{L_p, pk} = I_{in} + \frac{V_{in}}{2 f_s (L_p + L_x)} = 9,30 + \frac{36}{200k(697,47 \mu + 3,552 \mu)} \cong 9,56 A \quad (125)$$

As especificações para o dimensionamento do indutor auxiliar são apresentadas na Tabela 12 e os dados do indutor implementado estão dispostos na Tabela 13.

Tabela 12: Especificações para dimensionamento do indutor auxiliar.

Parâmetro	Valor
Indutância (L_x)	3,552 μ H
Corrente eficaz ($i_{L_p,rms}$)	5,5 A
Corrente de pico ($I_{L_p,pk}$)	9,56 A
Variação da densidade do fluxo magnético (ΔB)	0,174 T
Densidade máxima de corrente (J_{max})	300 A/cm ²
Fator de ocupação da janela (k_W)	0,7

Tabela 13: Dimensionamento do indutor auxiliar.

Parâmetro	Valor
Núcleo	EE 25/10/6
Área efetiva da seção transversal do núcleo	$A_e = 0,393$ cm ²
Área da janela do carretel	$A_W = 0,72$ cm ²
Área total do núcleo escolhido	$A_e A_W = 0,283$ cm ⁴
Número de espiras	$N_x = 5$
Nº de fios em paralelo	$n_{fios} = 15 \times 26$ AWG
Espessura do entreferro	$l_g = 0,348$ mm
Comprimento médio de uma espira	$l_m = 5$ cm
Área de ocupação	$A_{W,ocu} = 30\%$

Nota-se através da Tabela 13 que área de janela ocupada pelo enrolamento é de 30%, assim, é possível construir o indutor auxiliar no núcleo escolhido com 70% de área inocuada.

5.4 RAZÃO CÍCLICA

Nessa seção é determinada a razão cíclica D para o conversor operar com a tensão de saída V_o em 400 V, independente se for utilizado o transformador TR_1 ou TR_2 . Para calcular o valor da razão cíclica, inicialmente, considera-se que o conversor está operando com o transformador TR_1 . A partir das especificações de projeto do conversor e dos parâmetros calculados e medidos é possível determinar (D) através

da equação (111). Portanto,

$$11,111 = -\frac{(1-D)R_o k_2^2}{(L_x + L_{dp})4n f_s} + \sqrt{\left(\frac{(1-D)R_o k_2^2}{(L_x + L_{dp})4n f_s}\right)^2 + \left(\frac{R_o k_2^2}{(L_x + L_{dp})f_s}\right)} \quad (126)$$

Resolvendo a equação (126), encontra-se a razão cíclica D igual a 0,602. A tensão de grampeamento V_{Ca} é calculada por (49), resultando em (127).

$$V_{Ca} = \frac{V_{in}}{1-D} = \frac{36}{1-0,602} = 90,45 V \quad (127)$$

5.5 INDUTORES ACOPLADOS

O dimensionamento dos indutores L_1 e L_2 é realizado a partir da ondulação da corrente nos indutores *boost* Δi_{L_1} que é 10% da corrente de entrada I_{in} , conforme mostra a Tabela 6. Portanto,

$$\Delta i_{L_1} = (0,1 I_{in}) = (0,1 \cdot 9,3) = 0,93 A \quad (128)$$

A ondulação da corrente de entrada ΔI_{in} é calculada pela equação (81). Assim,

$$\Delta I_{in} = \frac{(1+k)(2D-1)}{D(1+k)-k} \Delta i_{L_1} = \frac{(1+0,3)(2 \cdot 0,602-1)}{0,602(1+0,602)-0,3} \cdot 0,93 = 0,51 A \quad (129)$$

sendo que o valor do ΔI_{in} é em torno de 5,484% da corrente média de entrada I_{in} .

Para efetuar o cálculo da indutância, substitui-se os dados da Tabela 6 e a razão cíclica D na equação (96). Assim,

$$L_1 = L_2 = \frac{V_{in}}{f_s} \left(\frac{D(1+k)-k}{(1-k^2)\Delta i_{L_1}} \right) = \frac{36}{100k} \left(\frac{0,602(1+0,3)-0,3}{(1-0,3^2) \cdot 0,93} \right) \cong 206 \mu H \quad (130)$$

Para determinar os valores máximo e eficaz da corrente no indutor L_1 usa-se as equações (86) e (87). Assim:

$$I_{L_{1,pk}} = \frac{I_{in}}{2} + \frac{\Delta i_{L_1}}{2} = \frac{9,3}{2} + \frac{0,93}{2} = 5,11 A \quad (131)$$

$$I_{L_{1,rms}} \cong \sqrt{\left(\frac{I_{L_{1,pk}} - I_{in}/2}{\sqrt{3}}\right)^2 + \left(\frac{I_{in}}{2}\right)^2} = \sqrt{\left(\frac{5,11 - 4,65}{\sqrt{3}}\right)^2 + (4,65)^2} = 4,66 A \quad (132)$$

O projeto dos indutores acoplados é iniciado com a determinação do tamanho do núcleo, que é similar ao projeto realizado anteriormente para o indutor auxiliar L_x . Porém, a densidade de fluxo magnético máxima adotada nos núcleos da Thornton é de 0,35 T e as áreas efetivas A_{e1} e A_{e3} utilizadas encontra-se nas pernas das extremidades do núcleo, onde serão alocados os enrolamentos dos indutores L_1 e L_2 .

As especificações para o dimensionamento dos indutores *boost* são apresentadas na Tabela 14 e os dados dos indutores implementados estão dispostos na Tabela 15.

Tabela 14: Especificações para dimensionamento dos indutores *boost*.

Parâmetro	Valor
Indutância ($L_1=L_2$)	206 μ H
Corrente eficaz ($I_{L_{1,rms}}$)	4,66 A
Corrente de pico ($I_{L_{1,pk}}$)	5,11 A
Variação da densidade do fluxo magnético (ΔB)	0,35 T
Densidade máxima de corrente (J_{max})	450 A/cm ²
Fator de ocupação da janela (k_W)	0,9

A área de janela ocupada pelos enrolamentos é de 89,2%, sendo que é possível construir os indutores no núcleo escolhido. Porém, deve-se tomar um certo cuidado no momento da confecção dos enrolamentos, devido ao fato de ter apenas 10,8% de área de janela inocuada.

O procedimento de ensaio dos indutores acoplados está demonstrado de forma detalhada no apêndice D. Os parâmetros obtidos estão relacionados na Tabela 16.

Tabela 15: Dimensionamento dos indutores *boost*.

Parâmetro	Valor
Núcleo	EE 30/15/14
Área efetiva da seção transversal do núcleo	$A_e = 0,6 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_W = 0,85 \text{ cm}^2$
Área total do núcleo escolhido	$A_e A_W = 0,51 \text{ cm}^4$
Número de espiras do indutor L_1	$N_1 = 51$
Nº de fios em paralelo para L_1	$n_{fios} = 8 \times 26 \text{ AWG}$
Número de espiras do indutor L_2	$N_2 = 51$
Nº de fios em paralelo para L_2	$n_{fios} = 8 \times 26 \text{ AWG}$
Espessura do entreferro	$l_g = 0,952 \text{ mm}$
Comprimento médio de uma espira	$l_m = 6,7 \text{ cm}$
Área de ocupação	$A_{W,ocu} = 89,2\%$

Tabela 16: Parâmetros obtidos no medidor de LCR.

Indutor	Indutância própria (μH)	Indutância mútua (μH)	Resistência ($m\Omega$)
L_1	210	66	43,96
L_2	220	66	46,18

O coeficiente de acoplamento pode ser calculado a partir da equação (47), que resulta em (133).

$$k = \frac{M}{\sqrt{L_1 L_2}} = \frac{66\mu}{\sqrt{210\mu \cdot 220\mu}} = 0,3070 \quad (133)$$

No apêndice E é mostrado de forma detalhada o ensaio do coeficiente de acoplamento magnético k nos indutores acoplados.

5.6 CAPACITOR DE GRAMPEAMENTO

O dimensionamento do capacitor de grampeamento é iniciado calculando a corrente $I_{in,pk}$ através da equação (83) e a corrente mínima no enrolamento primário do transformador $i_{L_p,min}$, utilizando a equação (89). Então,

$$I_{in,pk} = I_{in} + \frac{V_{in}(D - 0,5)}{(1 - k)L_1 f_s} = 9,30 + \frac{36(0,602 - 0,5)}{(1 - 0,3)206\mu \cdot 100k} = 9,556 \text{ A} \quad (134)$$

$$i_{L_p, \min} = \frac{V_{in}}{2f_s(L_x + L_p)} = \frac{36}{2 \cdot 100k \cdot (3,552\mu + 697,47\mu)} = 0,2568 A \quad (135)$$

Substituindo (134) e (135) em (98), chega-se ao valor do capacitor de grameamento C_a que é expresso por (136).

$$C_a = \frac{I_{in, pk} + 2i_{L_p, \min}}{4\sqrt{3}\Delta V_{C_a} f_s} (1 - D) = \frac{9,556 + 2 \cdot 0,2568}{4 \cdot \sqrt{3}(0,15 \cdot 36) \cdot 100k} (1 - 0,602) \cong 1\mu F \quad (136)$$

Esse capacitor está submetido a uma tensão de 90,45 V. A corrente eficaz é calculada pela equação (98), resultando em $i_{C_a, rms} = 2,9 A$.

$$i_{C_a, rms} = \frac{I_{in, pk} + 2i_{L_p, \min}}{2\sqrt{3}} = \frac{9,556 + 2 \cdot 0,2568}{2 \cdot \sqrt{3}} = 2,9 A \quad (137)$$

5.7 CAPACITORES DE SAÍDA

O dimensionamento dos capacitores de saída pode ser realizado a partir da condição de máxima ondulação de tensão permitida para a tensão de saída V_o . Assim:

$$C_{o1} = C_{o2} = \frac{I_o D}{2\Delta V_o f_s} = \frac{0,8 \cdot 0,602}{2(0,01 \cdot 400) \cdot 100k} = 0,602\mu F \quad (138)$$

O valor do capacitor calculado deve ser aproximado de um valor comercial, sendo que foi escolhido o capacitor de $1\mu F \times 250 V$ que resulta em uma ondulação de 2,408 V, ou seja, houve uma redução de 60,2% da ondulação de tensão em relação a condição inicial do projeto dos capacitores.

5.8 SEMICONDUTORES

As chaves principais e auxiliares estão submetidas a esforços de tensão de 90,45V e é estabelecida pela tensão grameadas no capacitor C_a . A corrente média nas chaves auxiliares é igual a zero e a corrente média nas chaves principais é

calculada a partir da equação (106).

$$i_{S_1} = i_{S_2} = \frac{I_{in}}{2} + i_{Lp,min} = \frac{9,3}{2} + 0,2568 = 4,9 A \quad (139)$$

A corrente eficaz nas chaves auxiliares é calculada pela equação (140) e seu valor é de 1,69 A e a corrente eficaz nas chaves principais é definida em (141), tendo o valor de 6,24 A.

$$i_{S_{a1,rms}} = I_{in} \sqrt{\frac{1-D}{12}} = 9,3 \cdot \sqrt{\frac{1-0,602}{12}} = 1,69 A \quad (140)$$

$$i_{S_{1,rms}} = \frac{I_{in}}{2} \sqrt{D + \frac{16nV_{in}}{3V_o}} = \frac{9,3}{2} \sqrt{0,602 + \frac{16 \cdot 2,5 \cdot 36}{3 \cdot 400}} = 6,24 A \quad (141)$$

Nas implementações utilizou-se a chave semicondutora IRFP 4332 disponível no laboratório, sendo que ela atende os esforços de tensão e corrente para o conversor operar em plena carga. A tensão de bloqueio V_{DS} é de 250V e a corrente média de 40A.

Os diodos retificadores D_{r1} e D_{r2} devem suportar uma tensão reversa igual a tensão de saída do conversor. A corrente média nos diodos é igual à corrente média na saída e pode ser calculada pela equação (104) e a corrente eficaz é determinada por (105). Portanto,

$$i_{D_{r1}} = i_{D_{r2}} = \frac{P_o}{V_o} = \frac{320}{400} = 0,8 A \quad (142)$$

$$i_{D_{r1,rms}} = i_{D_{r2,rms}} = \frac{I_{in}}{n} \sqrt{\frac{2nV_{in}}{3V_o}} = \frac{9,3}{2,5} \sqrt{\frac{2 \cdot 2,5 \cdot 36}{3 \cdot 400}} = 1,44 A \quad (143)$$

A partir dos esforços calculados foi escolhido o diodo retificador 15ETH06 que possui as seguintes características: (a) tensão de bloqueio 600 V; (b) corrente média 15 A e (c) tempo de recuperação reversa (t_{rr}) de 22 ns.

5.9 DETERMINAÇÃO DO TEMPO T_{d1}

Por fim, calcula-se o tempo T_{d1} necessário para garantir a condição de ZVS, onde o capacitor C_1 esteja completamente carregado e o capacitor C_{a1} completamente descarregado. Para isso, deve-se obter o valor típico do capacitor C_{oos} intrínseco entre *dreno* e *source* da chave IRFP 4332 através do *datasheet* disponibilizado pelo fabricante. O valor do capacitor C_{oos} é de 530 pF para as condições de $V_{GS} = 0$, $V_{DS} = 25$ V e $f = 1$ MHz, conforme Infineon Technologies (2015). Com isso, calcula-se o tempo T_{d1} através da equação (113), resultando (144).

$$T_{d1} = \frac{2(C_1 + C_{a1})V_{Ca}}{I_{in}} = \frac{2(530 \cdot 10^{-12} + 530 \cdot 10^{-12})90,45}{9,3} = 20,61 \text{ ns} \quad (144)$$

5.10 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Este capítulo foi dedicado ao projeto do conversor ACCFHB a partir das especificações apresentadas nas Tabelas 5 e 6. Em posse das especificações, calculam-se os esforços de tensão e de corrente dos elementos ativos (chaves semicondutoras e diodos) e passivos (capacitores, indutores e transformador) que é o ponto crucial no processo de projeto e escolha dos componentes eletrônicos, ou seja, os principais critérios a serem considerados. A partir disso, determinou-se o valor teórico da razão cíclica para que o conversor opere em modo de condução contínua e mantendo a tensão de saída em aproximadamente 400 V. Na análise de operação e no procedimento de projeto apresentados foi considerado que os elementos são ideais. No próximo capítulo será verificado o comportamento do conversor com a implementação prática do mesmo.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Nesta etapa do trabalho é desenvolvida a montagem de um protótipo do conversor ACCFHB em malha aberta, e posteriormente, é verificado que os parâmetros calculados teoricamente no capítulo anterior se aproximam dos resultados obtidos na implementação prática em regime permanente. Os resultados foram obtidos com o auxílio do osciloscópio, modelo DPO4104B do fabricante Tektronix e do analisador de energia WT1800 do fabricante Yokogawa. O conversor foi implementado de três maneiras distintas: a) com o transformador TR_2 e com os indutores L_1 e L_2 acoplados; b) com o transformador TR_1 , indutor auxiliar L_x e L_1 e L_2 acoplados; c) com o transformador TR_1 , indutor auxiliar L_x e com os indutores L_1 e L_2 desacoplados. As três implementações são realizadas para avaliar as vantagens e desvantagens da utilização dos indutores *boost* acoplados e desacoplados. Além disso, verificar o funcionamento do conversor com o indutor auxiliar L_x integrado intrinsecamente com a indutância de dispersão do transformador.

6.1 DIAGRAMA DO SISTEMA EM MALHA ABERTA

O diagrama de blocos representado na Figura 47, mostra de forma simplificada o protótipo do conversor ACCFHB em malha aberta.

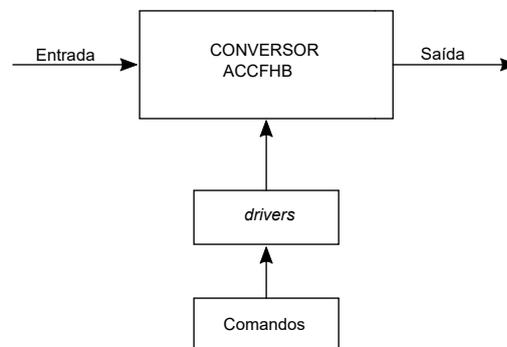


Figura 47: Diagrama do sistema implementado experimentalmente.

O bloco conversor ACCFHB representado na Figura 47 é um circuito eletrônico que tem como principal função a conversão de energia e filtragem. O circuito é cons-

tituído de chaves semicondutoras, indutores *boost* acoplados, capacitores de filtro, diodos retificadores, capacitor de grampeamento, transformador e carga resistiva.

O bloco comandos é implementado totalmente de forma digital através do periférico ePWM (*Enhanced Pulse Width Modulator* - Modulador de largura de pulso aprimorado) do DSP (*Digital Signal Processor*- Processador Digital de Sinal), modelo TMS320F28069 da Texas Instruments. A geração dos sinais para as chaves S_1 e S_{a1} é realizada a partir do módulo ePWM2 configurado com o período de $10 \mu\text{s}$, fase zero, tempo morto T_d e seu respectivo complementar. Os sinais para as chaves S_2 e S_{a2} são semelhante ao módulo ePWM2, mas são configurados com uma defasagem de 180 graus no módulo ePWM3. As configurações são realizadas na IDE (*Integrated Development Environment*) e no CCS (*Code Composer Studio*) da Texas Instruments em linguagem C.

O bloco *drivers* adapta os sinais de ePWM com amplitude de 3,3 V enviados pelo bloco comandos em 12 V para acionar as chaves semicondutoras do conversor. Além disso, provê a isolação entre os sinais de comando das chaves semicondutoras e a etapa de potência do conversor. O circuito eletrônico do *drive* é composto por transistores, capacitores, resistores e opto acoplador (6n137) que tem a função de realizar a isolação galvânica. A Tabela 17 apresenta um resumo dos principais componentes e suas principais especificações.

Tabela 17: Resumo das especificações dos componentes.

Componente	Detalhes
Transformadores TR_1 e TR_2	Prim: 12 espiras 15 x #26 AWG Sec: 30 espiras 6 x 16 AWG Núcleo: IP12R EE 42/21/15 Thornton
Indutor auxiliar	$3,552 \mu\text{H}$ - 5 espiras 15 x #26 AWG Núcleo: IP12R EE 42/21/15 Thornton Espaçamento (<i>gap</i>): 0,348 mm
Indutores <i>boost</i> acoplados	L_1 : $220 \mu\text{H}$ - 51 espiras 8 x #26 AWG L_2 : $220 \mu\text{H}$ - 51 espiras 8 x #26 AWG Núcleo: IP12R EE 30/15/14 Thornton Espaçamento (<i>gap</i>): 0,952 mm
Chaves principais e auxiliares	4 x IRFP 4332 Infineon
Capacitor de grampeamento	$1 \mu\text{F}$ x 250 V poliéster
Diodos retificadores	2 x 15ETH06PF Vishay
Capacitores de saída	2 x $1 \mu\text{F}$ x 250 V poliéster
DSP	TMS320F2809 <i>Texas Instruments</i>

6.2 PRIMEIRA IMPLEMENTAÇÃO

Na primeira implementação foi utilizado o transformador TR_2 e os indutores *boost* acoplados. Na Figura 48 são mostradas as formas de onda da corrente de entrada I_{in} e a corrente nos indutores *boost* acoplados.

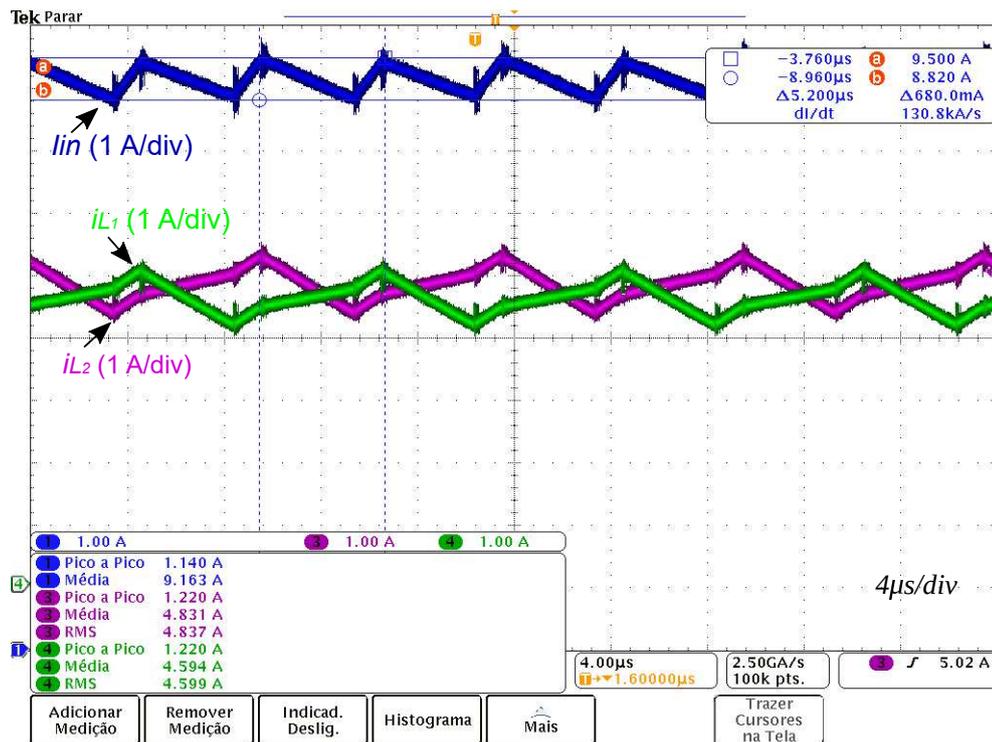


Figura 48: Formas de onda experimentais das correntes dos indutores *boost* i_{L_1} e i_{L_2} e a entrada I_{in} para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

Nota-se na Figura 48 que as correntes i_{L_1} e i_{L_2} estão defasadas em 180 graus e possuem um pequeno desequilíbrio, ou seja, as correntes médias nos indutores são diferentes. O valor médio da corrente i_{L_1} é 4,594 A e o valor médio de i_{L_2} é 4,831 A. A diferença de 0,237 A é causada pelas não-idealidades dos elementos que formam o conversor. Em outras palavras, o circuito formado por L_1 , S_1 , S_{a1} e C_a não é igual ao circuito que envolve L_2 , S_2 , S_{a2} e C_a .

A ondulação da corrente no indutor L_1 foi medida com o auxílio dos cursores do osciloscópio e verificou-se que seu valor é de 1,060 A que está bem próximo ao valor calculado de 0,93 A. Além disso, é possível notar que as correntes i_{L_1} e i_{L_2} sofrem alterações na taxa de variação da corrente, ou seja, a inclinação das derivadas está relacionada com o acoplamento magnético k dos indutores L_1 e L_2 .

A Figura 48 também traz informações sobre a corrente de entrada I_{in} do conversor e sua corrente média é de 9,163 A, com uma ondulação de 0,68 A, medida pelos cursores (a) e (b) do osciloscópio. Esse valor está acima do ΔI_{in} calculado de 0,51 A que é reflexo do desequilíbrio das correntes nos indutores *boost* e da razão cíclica D ajustada para o conversor operar no ponto de operação desejado, que será mencionado na Figura 50.

Na Figura 49 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no transformador TR_2 e na chave principal S_1 .

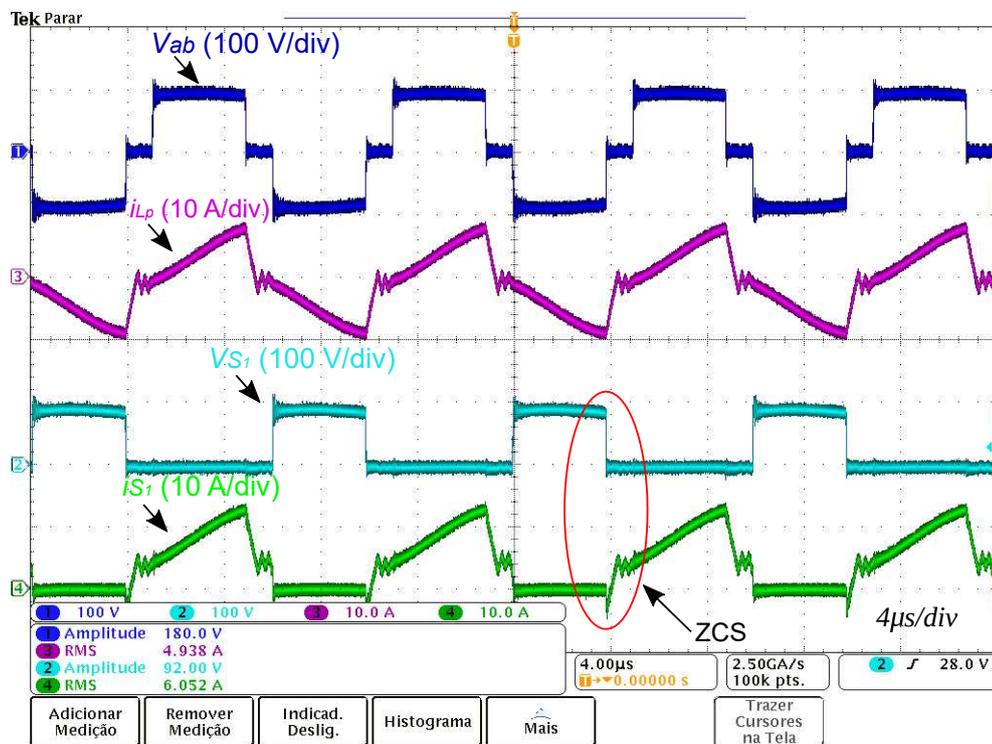


Figura 49: Formas de onda experimentais de tensão e corrente no transformador e na chave principal para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

Inicialmente, a Figura 49 traz a tensão V_{ab} entre os pontos a e b do circuito, conforme pode ser visto na Figura 30 e considerando que para este caso, o valor do indutor auxiliar L_x é zero. Então, V_{ab} é a tensão aplicada sobre os terminais do enrolamento primário do transformador TR_2 e nota-se que é um sinal simétrico de amplitude igual a 180 V.

Observa-se na Figura 49 que a corrente i_{L_p} possui algumas oscilações no momento em que as chaves S_1 e S_2 são comutadas. Essas oscilações ocorrem devido a uma ressonância estabelecida entre a indutância de dispersão do transformador e o capacitor intrínseco do diodo retificador. A corrente i_{L_p} no enrolamento primário

do transformador apresenta um comportamento levemente quadrático e com valor de $i_{Lp,rms}$ igual a 4,938 A. Na etapa de projeto do transformador utilizou-se 5,5 A para garantir uma margem de segurança no momento em que o conversor esteja operando em plena carga.

Outras duas informações importantes são mostradas na Figura 49: a tensão e a corrente na chave principal S_1 . Nota-se que a tensão de bloqueio sobre a chave V_{S_1} é de 92 V, conforme previsto na teoria. Essa tensão é a mesma sobre o capacitor de grampeamento V_{C_a} e apresenta o valor teórico de 90,45 V. A corrente eficaz na chave S_1 é de 6,052 A e verifica-se também que no momento em que a corrente troca de sentido, ou seja, a corrente é drenada pelo diodo intrínseco (circulado em vermelho) na Figura 49, a chave S_1 comuta em ZCS (*Zero-Current-Switching* - Comutação em Zero de Corrente).

Na Figura 50 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no capacitor de grampeamento C_a e na chave auxiliar S_{a1} .

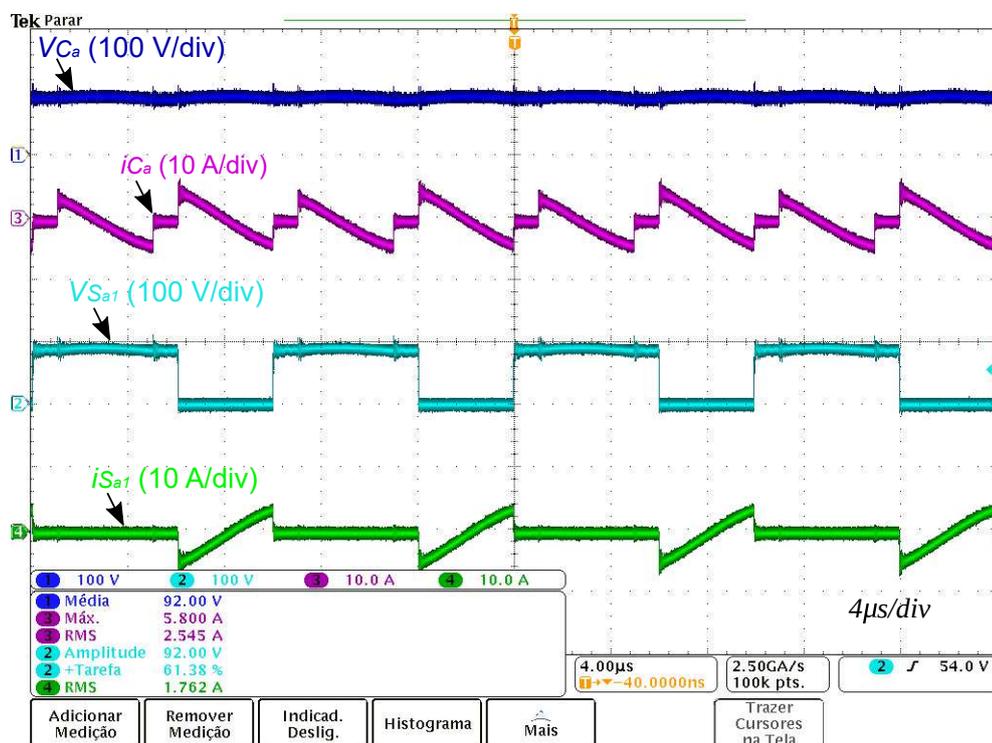


Figura 50: Formas de onda experimentais de tensão e corrente no capacitor de grampeamento e na chave auxiliar para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

A Figura 50 traz o esforço de tensão V_{C_a} sobre o capacitor de grampeamento e observa-se tensão média de 92 V e a corrente $i_{C_a,rms}$ no valor de 2,545 A.

A diferença de 0,355 A em relação ao valor calculado está diretamente ligado ao formato da forma de onda da corrente, ou seja, na teoria considerou-se que a corrente i_{C_a} é linear, mas na prática observa-se um comportamento quadrático. Para reduzir essa diferença, pode-se aumentar o valor do capacitor de grampeamento para que a corrente torna-se mais linear.

Como pode ser visto na Figura 50, a tensão grampeada $V_{S_{a1}}$ sobre a chave auxiliar S_{a1} é de 92 V, mas este valor está submetido a ruídos em alta frequência que por sua vez, não estão interferindo na medição. Além disso, é possível extrair outra informação da tensão grampeada $V_{S_{a1}}$, a razão cíclica D que o conversor está operando medida pelo osciloscópio: 61,38% ou 0,6138. A razão cíclica está um pouco maior que o valor calculado (0,602), para compensar às não-idealidades do conversor. Assim, é possível chegar no ponto de operação especificado no início do projeto e a corrente eficaz drenada pela chave auxiliar é de 1,762 A.

Na Figura 51 são apresentadas as formas de onda dos esforços de tensão e corrente no lado do secundário.

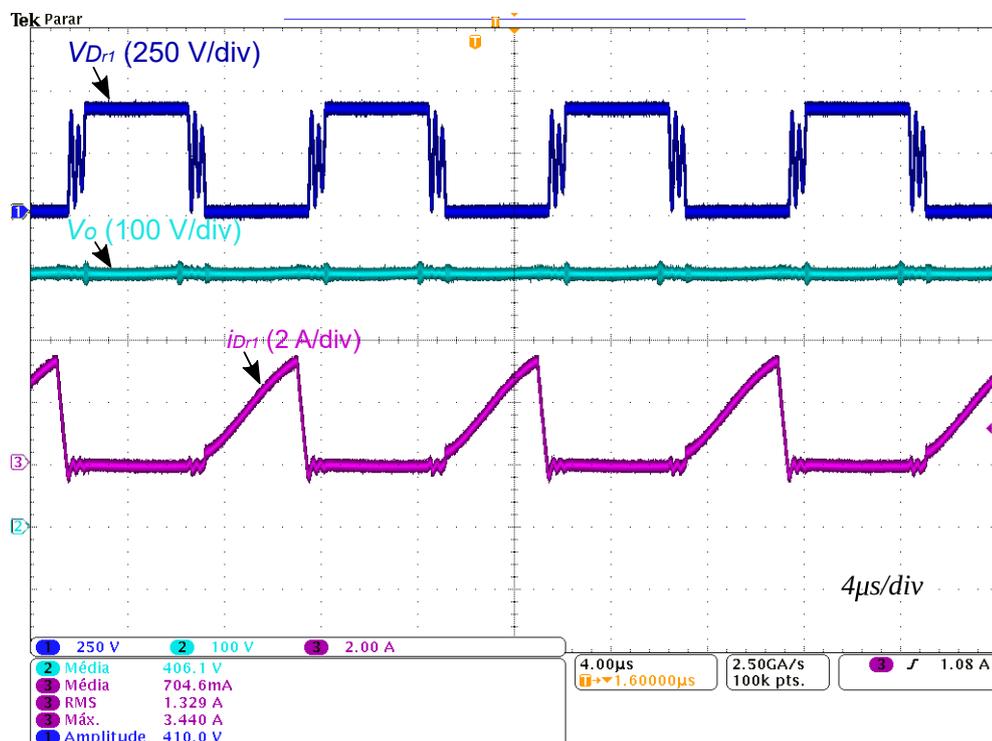


Figura 51: Formas de onda experimentais da tensão de saída e os esforços de tensão e corrente no diodo retificador para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

Na Figura 51 encontra-se o valor da tensão de saída V_o , com valor médio de 406,1 V. O esforço de tensão $V_{D_{r1}}$ no diodo retificador D_{r1} é de 410 V, bem abaixo da tensão máxima de bloqueio de 600 V. Desta forma, oscilações de tensão são consideradas como naturais no funcionamento do conversor, devido às não-idealidades. A corrente eficaz no diodo é de 1,329 A.

Por fim, as medições para verificar o rendimento do conversor foram realizadas com o Analisador de Potência de Precisão Yokogawa Modelo WT1800. A Figura 52 apresenta uma captura de tela do Yokogawa, onde o conversor atingiu o rendimento máximo de 93,319% com $V_{in} = 36,032$ V e a potência de saída de 320,12 W. Nota-se que a tensão de saída V_o atingiu 402,97 V e a corrente de entrada 9,52 A. Esses valores divergem ao comparar com os medidos no osciloscópio, mas é importante explicitar que o Yokogawa possui precisão de 0,05%, enquanto que a precisão do osciloscópio é de 6,25%. Desta forma, os resultados medidos de tensão, corrente e potência pelo Yokogawa são considerados valores que se aproximam do valor das grandezas reais.

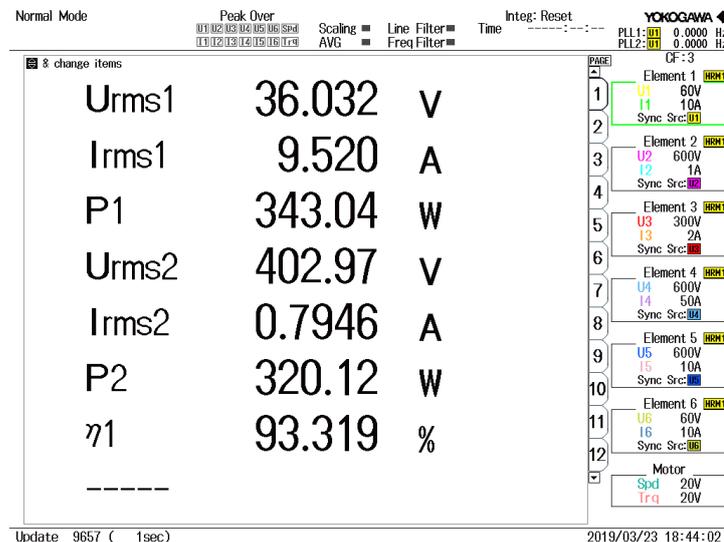


Figura 52: Rendimento máximo do conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

6.3 SEGUNDA IMPLEMENTAÇÃO

Na segunda implementação foi utilizado o transformador TR_1 e o indutor auxiliar L_x para avaliar o funcionamento do conversor ACCFHB. Os ensaios são replicados conforme a seção 6.2, sendo que a única alteração realizada no circuito é a

substituição do transformador TR_2 por TR_1 e L_x . Os comandos das chaves e a tensão de entrada são mantidos para o conversor operar no mesmo ponto de operação.

Na Figura 53 são apresentadas as correntes nos indutores *boost* acoplados e a corrente de entrada I_{in} .

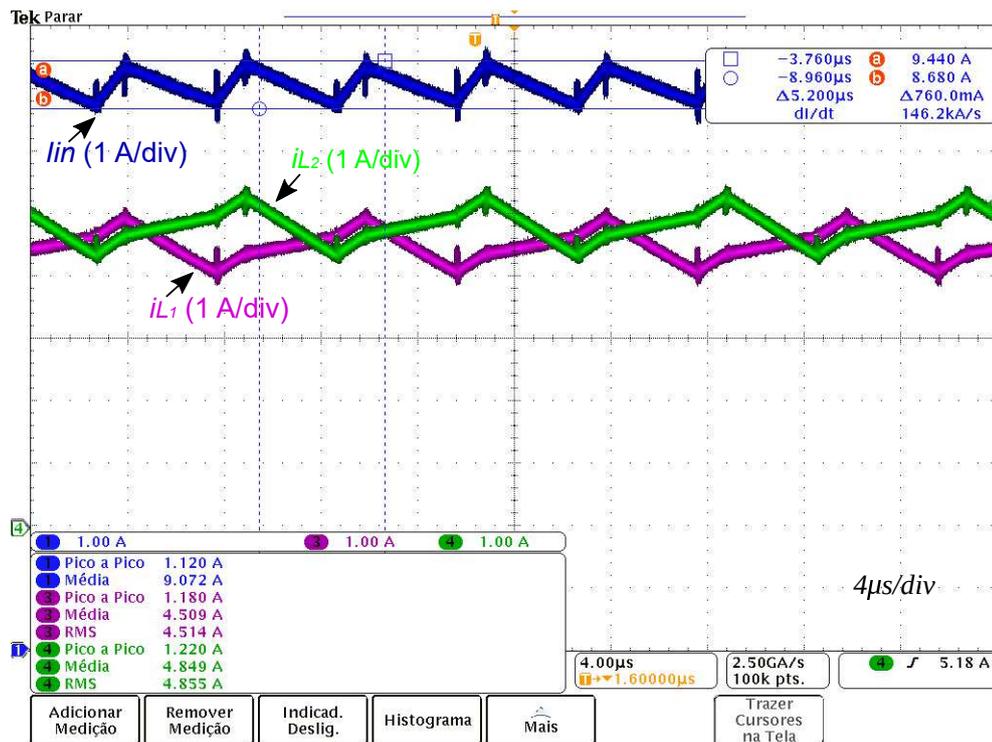


Figura 53: Formas de onda experimentais das correntes dos indutores *boost* i_{L_1} e i_{L_2} e a entrada I_{in} para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

Por intermédio da Figura 53, nota-se que as correntes i_{L_1} e i_{L_2} permanecem defasadas em 180 graus, sendo que os valores médios para i_{L_1} é de 4,509 A e i_{L_2} de 4,849 A e o desequilíbrio das correntes ocorre novamente. A ondulação da corrente no indutor L_1 é medida através dos cursores (a) e (b) do osciloscópio e apresentou o valor de aproximadamente 1 A, sendo que o valor teórico da ondulação é de 0,93 A.

Mediante a Figura 53 constata-se que a corrente média de entrada I_{in} é de 9,072 A e a ondulação medida pelos cursores (a) e (b) é de 0,76 A. Esse valor está acima do ΔI_{in} calculado de 0,51 A, devido ao desequilíbrio das correntes nos indutores *boost*, conforme foi visto na seção anterior.

A Figura 54 mostra as principais formas de onda de tensão e corrente no transformador TR_1 e na chave principal S_1 .

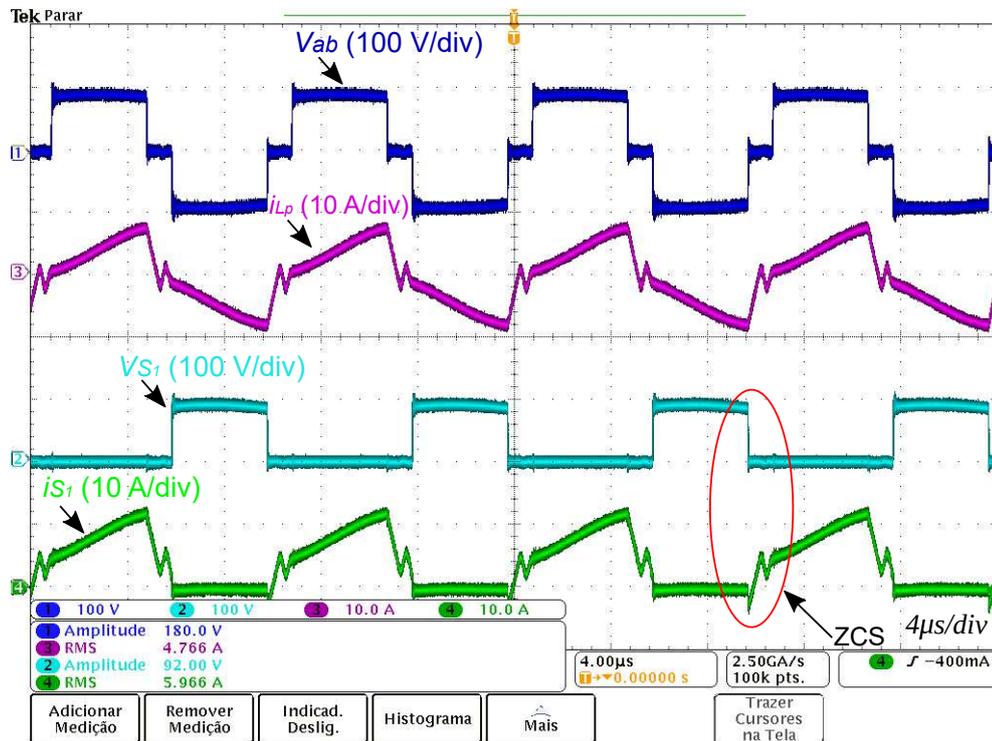


Figura 54: Formas de onda experimentais de tensão e corrente no transformador e na chave principal para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

Como mostra a Figura 54, a tensão V_{ab} entre os pontos a e b do circuito permanece com uma tensão simétrica de amplitude igual a 180 V, conforme previsto na teoria. O indutor auxiliar L_x e o enrolamento primário do transformador L_p estão ligados em série. Portanto, as correntes i_{L_p} e i_{L_x} são iguais e seu valor eficaz é de 4,766 A. Nota-se que o valor de $i_{L_p,rms}$ possui uma redução de 172 mA em relação ao ensaio anterior com o transformador TR_2 . Isso se deve ao fato que o transformador TR_1 apresenta valores menores de indutância de dispersão L_{dp} . As oscilações e o comportamento quadrático ocorrem novamente.

A Figura 54 traz os esforços de tensão e corrente na chave principal S_1 . Nota-se que a tensão de bloqueio sobre a chave V_{S_1} é de 92 V e essa tensão é a mesma sobre o capacitor de grampeamento V_{C_a} e a corrente eficaz através da chave S_1 apresenta um valor de 5,966 A. Além disso, a corrente troca de sentido passando pelo diodo intrínseco (circulado em vermelho), conforme mostra a Figura 54 e esse é o momento da comutação por ZCS da chave S_1 .

Na Figura 55 são apresentadas as principais formas de onda de tensão e corrente no capacitor de grampeamento C_a e na chave auxiliar S_{a1} .

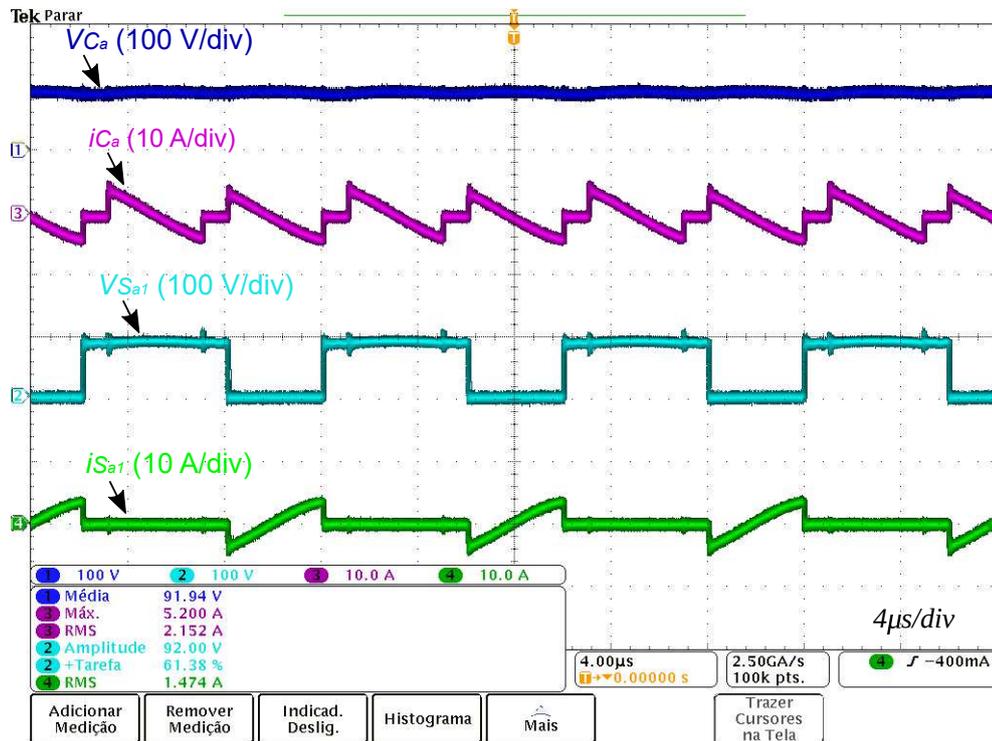


Figura 55: Formas de onda experimentais de tensão e corrente no capacitor de grameamento e na chave auxiliar para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

Como mostra a Figura 55, a tensão média V_{C_a} no capacitor de grameamento C_a é de 91,94 V e a corrente $i_{C_a,rms}$ é de 2,152 A. Novamente ocorreu divergência entre a corrente calculada e a corrente medida pelo osciloscópio que é de 0,748 A, devido ao formato da forma de onda que possui característica quadrático.

A tensão grameada $V_{S_{a1}}$ sobre a chave auxiliar S_{a1} é de 92 V, com alguns ruídos em alta frequência que não interferem na medição. Além disso, verifica-se outro parâmetro associado à forma de onda da tensão $V_{S_{a1}}$ e a razão cíclica D igual a 61,38% ou 0,6138. Esse valor é o mesmo utilizado para o ensaio anterior, ou seja, para fins de comparação o conversor está operando no mesmo ponto nas duas situações. A corrente eficaz através da chave auxiliar é de 1,474 A.

A Figura 56 traz as formas de onda dos esforços de tensão e corrente no lado do secundário. A tensão média de saída V_o medida pelo osciloscópio é de 404,3 V e a tensão de bloqueio do diodo retificador D_{r1} é de 410 V. As oscilações de tensão no diodo não ultrapassaram o limite máximo de 600 V. Os valores médios e eficaz da corrente do diodo D_{r1} são, respectivamente, 786,8 mA e 1,263 A.

Na Figura 57 são mostrados os resultados obtidos com o Analisador de Potência de Precisão Yokogawa Modelo WT1800.

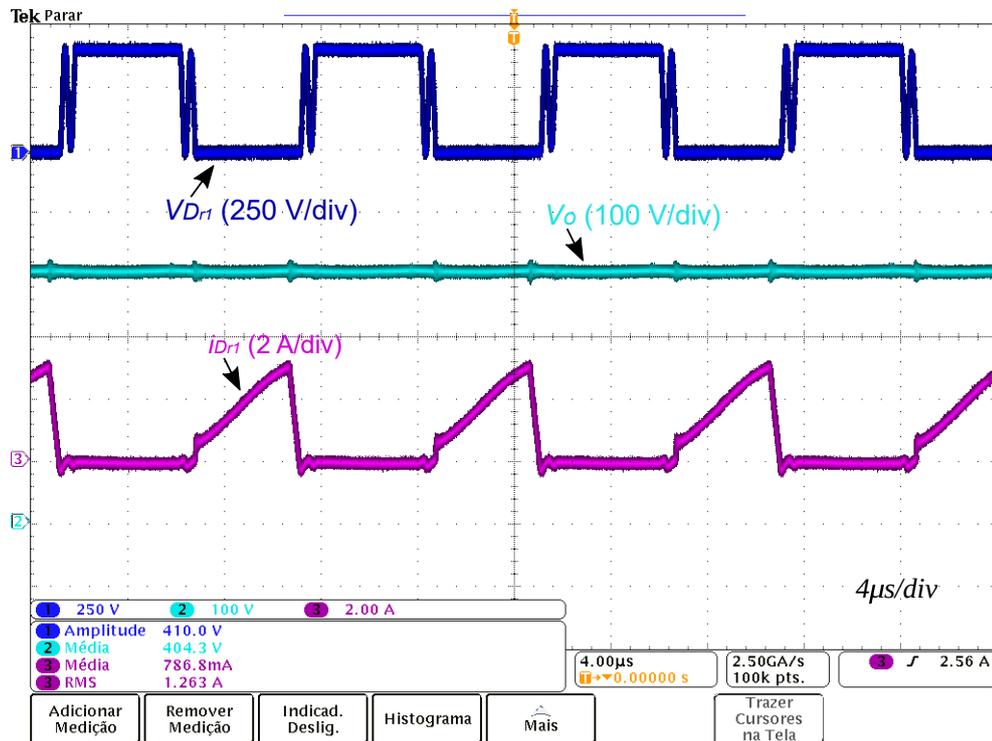


Figura 56: Formas de onda experimentais da tensão de saída e os esforços de tensão e corrente no diodo retificador para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

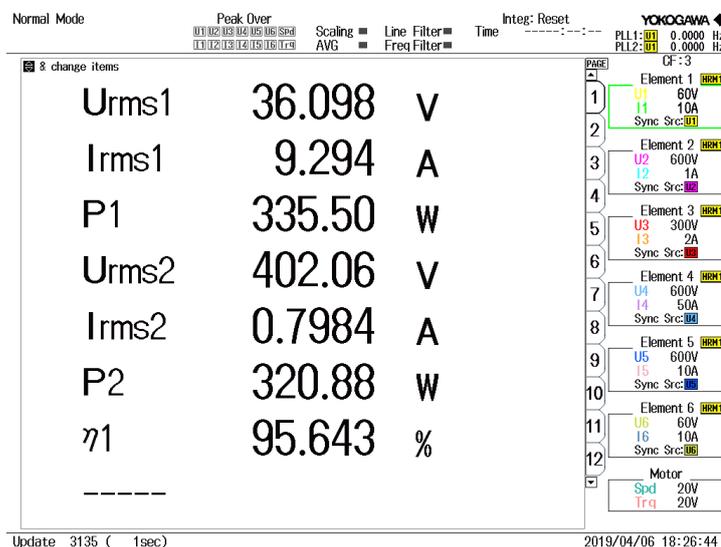


Figura 57: Rendimento máximo do conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

As medições realizadas são para verificar o rendimento do conversor operando em regime permanente, onde o conversor atingiu o rendimento máximo de 95,643% com $V_{in} = 36,098$ V e a potência de saída de 320,88 W. Além disso, a tensão de saída V_o atingiu 402,06 V e a corrente de entrada 9,294 A.

6.4 TERCEIRA IMPLEMENTAÇÃO

Nesta implementação verifica-se o funcionamento do conversor ACCFHB com os indutores L_1 e L_2 desacoplados, sendo que os mesmos apresentam valores de $209.85\mu H$ e $219,45\mu H$, respectivamente. O conjunto transformador e indutor auxiliar possuem os mesmos valores adotados para a seção 6.3 e, conseqüentemente, os ensaios são replicados para fins de comparação.

Na Figura 58, apresentam-se as formas de onda da corrente de entrada I_{in} e as correntes nos indutores *boost*.

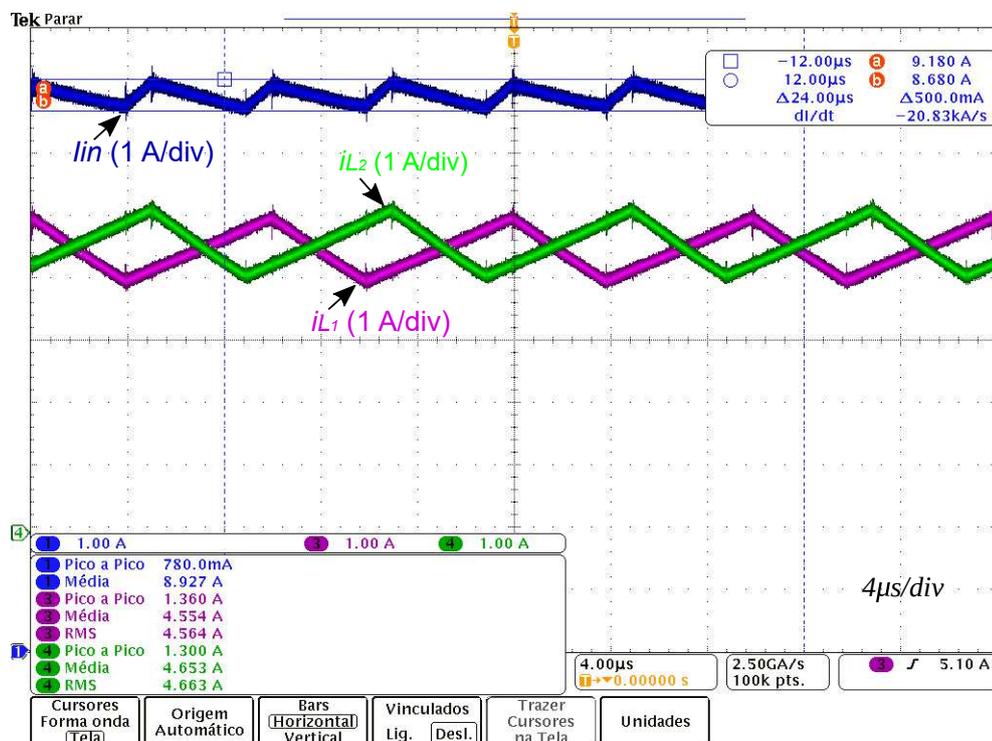


Figura 58: Formas de onda experimentais das correntes dos indutores *boost* i_{L_1} e i_{L_2} e a entrada I_{in} para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

Observa-se na Figura 58 que as correntes i_{L_1} e i_{L_2} crescem linearmente até atingir o valor da corrente de pico e estão defasadas em 180 graus. Nota-se a presença de um desequilíbrio entre as correntes nos indutores L_1 e L_2 . Os valores médios são respectivamente 4,554 A e 4,653 A. A ondulação da corrente para o indutor L_1 é medida com o auxílio dos cursores (a) e (b) do osciloscópio, resultando em aproximadamente 1,160 A e o valor teórico é de 1,05 A.

Ainda com base na Figura 58, verifica-se que a corrente média de entrada I_{in} é de 8,927 A. A ondulação de corrente ΔI_{in} medida através dos cursores (a) e (b)

é de 0,5 A, que é inferior aos valores medidos para as ondulações com os indutores acoplados, porém, o valor teórico é de 0,315 A para $k = 0$.

As principais formas de onda da tensão e da corrente no transformador TR_1 e na chave principal S_1 são mostradas na Figura 59.

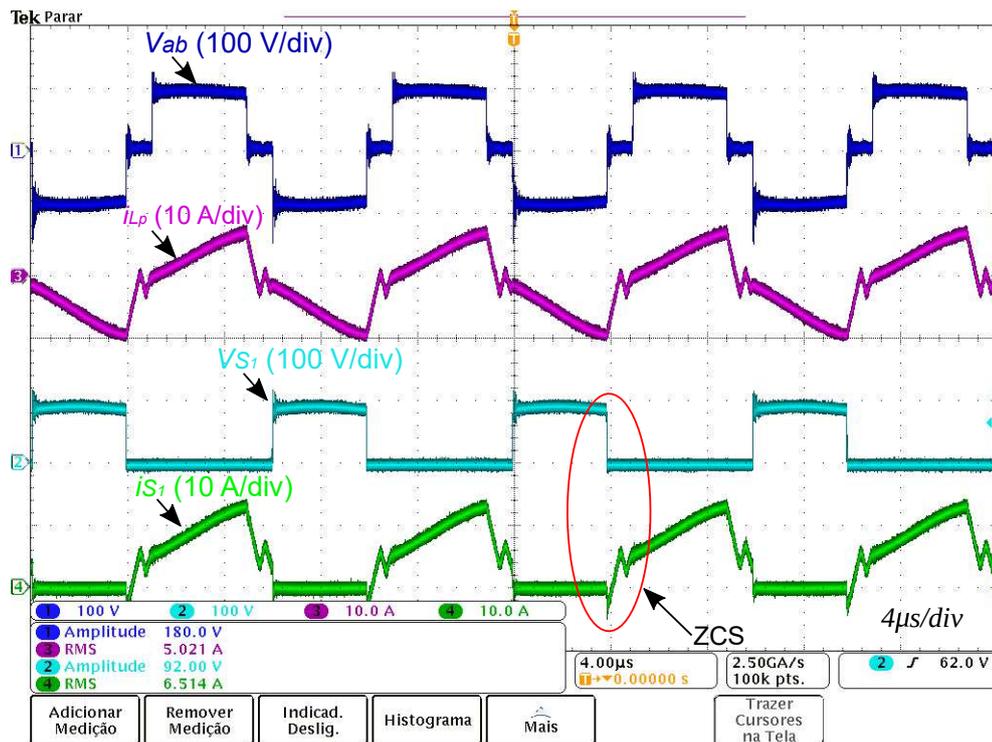


Figura 59: Formas de onda experimentais de tensão e corrente no transformador e na chave principal para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

A tensão V_{ab} entre os pontos a e b do circuito apresenta uma tensão simétrica de 180 V, conforme os dois ensaios anteriores. A corrente $i_{Lp,rms}$ no enrolamento primário do transformador TR_1 é de 5,021 A, sendo que obteve-se um aumento de 255 mA em relação ao ensaio da seção 6.3 com os indutores *boost* acoplados. A característica oscilatória e o comportamento quadrático da corrente ocorrem novamente.

Os esforços de tensão e de corrente na chave principal S_1 são apresentados na Figura 59 e verifica-se que a tensão de bloqueio sobre a chave V_{S1} é de 92 V e a corrente eficaz através da chave S_1 apresenta um valor de 6,514 A. Além disso, a corrente i_{S1} inverte o sentido (circulado em vermelho), com isso o diodo intrínseco entra em condução e a chave S_1 comuta por ZCS, conforme mostra a Figura 59.

Na Figura 60 são apresentadas as formas de onda de tensão e corrente no capacitor de grampeamento C_a , onde a tensão média sobre o capacitor é de 94,54

V e a corrente $i_{C_{a,rms}}$ é de 2,799 A. A tensão grampeada $V_{S_{a1}}$ sobre a chave auxiliar S_{a1} permanece em 92 V e a razão cíclica D é igual a 60,84% ou 0,6084. Esse valor da razão cíclica está 0,54% abaixo em relação ao dois ensaios anteriores em que o conversor estava operando com 61,38%. Essa diferença está diretamente relacionada com as perdas magnéticas e as perdas por efeito joule nos indutores *boost* desacoplados, sendo que os mesmos foram construídos com 30 espiras, enquanto os indutores acoplados possuem 51 espiras. Desta forma, as resistências dos indutores *boost* desacoplados apresentam valores menores. A corrente eficaz através da chave auxiliar S_{a1} é de 1,850 A.

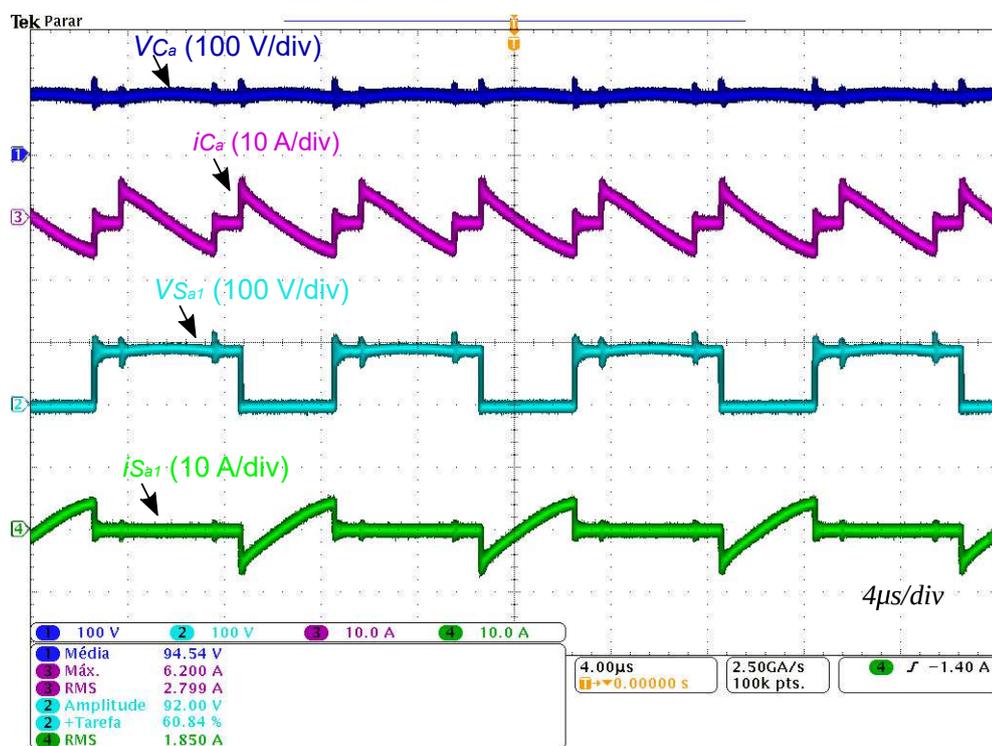


Figura 60: Formas de onda experimentais de tensão e corrente no capacitor de grampeamento e na chave auxiliar para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

Na Figura 61 são apresentadas as formas de onda dos esforços de tensão e de corrente no lado secundário, onde a tensão média de saída V_o medida pelo osciloscópio é de 402,9 V. A tensão de bloqueio sobre o diodo retificador D_{r1} atingiu 410 V e as oscilações permaneceram abaixo do limite máximo de 600 V. A corrente média através do diodo D_{r1} é de 686,7 mA e a corrente eficaz é de 1,268 A.

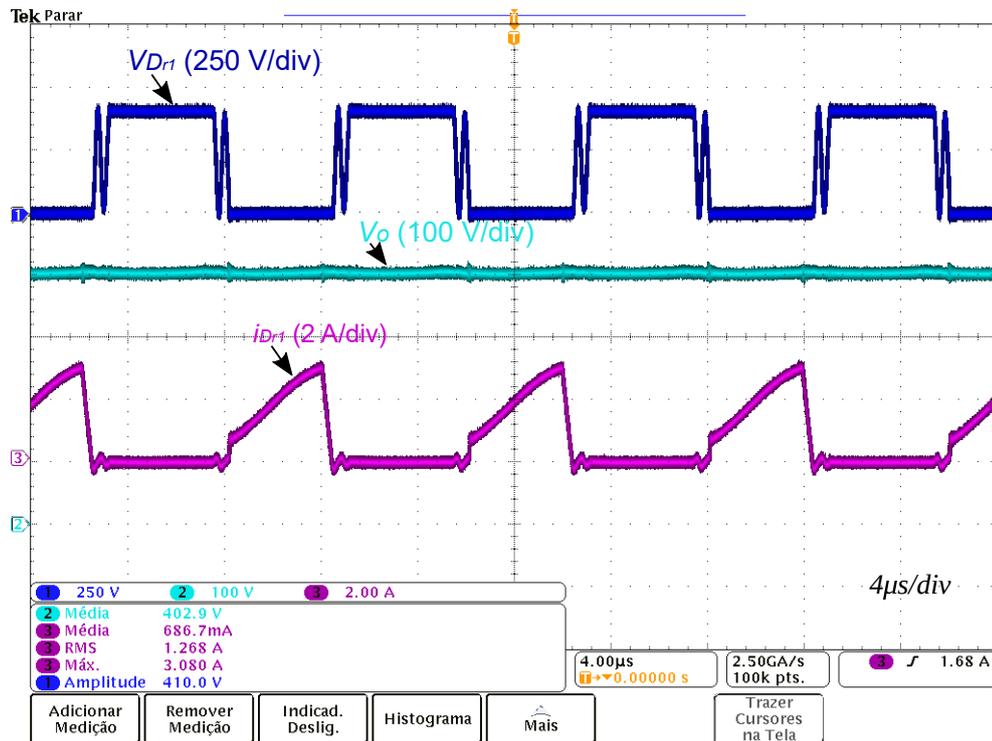


Figura 61: Formas de onda experimentais da tensão de saída e os esforços de tensão e corrente no diodo retificador para o conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

Por fim, a Figura 62 traz os resultados obtidos com o Analisador de Potência de Precisão Yokogawa Modelo WT1800.

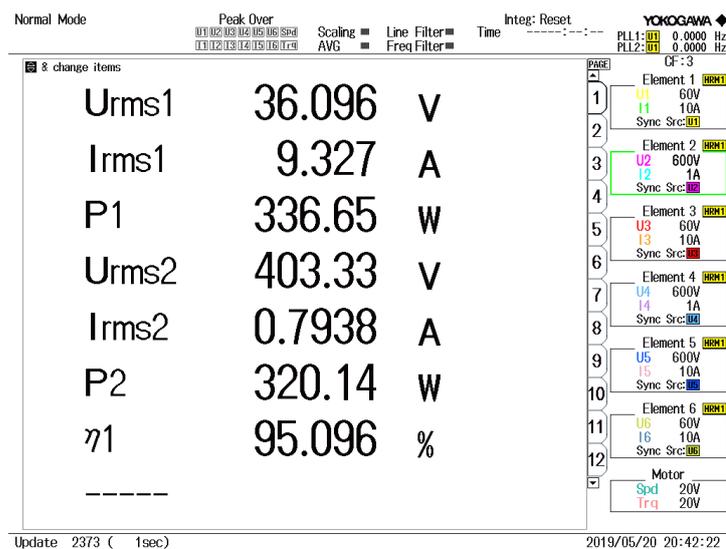


Figura 62: Rendimento máximo do conversor operando com $V_{in} = 36$ V e potência $P_o = 320$ W.

O conversor ACCFHB com os indutores *boost* desacoplados operando em regime permanente atingiu um rendimento 95,096% com $V_{in} = 36,096$ V e a potência

de saída de 320,14 W. A tensão de saída V_o atingiu 403,33 V e a corrente de entrada 9,327 A.

6.5 COMPARAÇÃO DOS RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Para fins de comparação são expostos na Tabela 18 alguns dos principais resultados experimentais obtidos nas três implementações práticas.

Tabela 18: Os principais resultados experimentais.

	I_{in}	ΔI_{in}	Δi_{L_1}	$i_{L_p,rms}$	i_{S1rms}	V_{Ca}	$i_{Dr1,med}$	η	D
Ensaio I	9,520	0,68	1,068	4,938	6,052	92	0,7046	93,319	0,6138
Ensaio II	9,294	0,76	1	4,766	5,966	91,90	0,7868	95,643	0,6138
Ensaio III	9,327	0,5	1,160	5,021	6,514	94,54	0,6867	95,096	0,6084

Os resultados apresentados na Tabela 18 mostram que o conversor está operando com a mesma razão cíclica D nos ensaios I e II, porém, as correntes I_{in} , $i_{L_p,rms}$ e i_{S1rms} são maiores no ensaio I. Esse aumento das correntes no ensaio I resulta em maiores perdas nos elementos, devido a elevação do valor da indutância de dispersão do transformador.

As ondulações das correntes nos indutores *boost* Δi_{L_1} e a tensão V_{Ca} apresentaram valores aproximados para os dois ensaios citados, mas as ondulações das correntes de entrada apresentam valores de 0,68 A e 0,76 A que são maiores do que o valor teórico de 0,51 A. Essas diferenças estão relacionadas com o desequilíbrio das correntes dos indutores *boost* e com o ajuste da razão cíclica para obter a tensão de saída em torno dos 400 V. No entanto, a maior eficiência foi alcançada na segunda implementação de 95,643%.

O terceiro ensaio é similar ao segundo e o que difere são os indutores *boost* desacoplados. Percebe-se novamente que as correntes I_{in} , $i_{L_p,rms}$ e i_{S1rms} possuem valores maiores no terceiro ensaio. Essa elevação das correntes impacta em maiores perdas, que estão diretamente ligadas com as perdas magnéticas, ou seja, os indutores L_1 e L_2 são construídos em dois núcleos distintos. Dessa forma, o rendimento do conversor reduz com os indutores desacoplados.

Considerando os resultados obtidos, fica evidente que a segunda implementação é a mais indicada, pois a eficiência alcançada é maior em relação aos ensaios

I e II. Além disso, utilizando os indutores acoplados há redução do tamanho físico do conversor, quando comparado ao terceiro ensaio.

6.6 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Nesse capítulo foram apresentados os resultados experimentais do protótipo do conversor ACCFHB operando em malha aberta. O conversor foi submetido a três ensaios, sendo que no primeiro o conversor é composto pelo transformador TR_2 e pelos indutores *boost* acoplados. Logo, a tensão de saída atingiu 406,1 V, a eficiência de 93,319% e a tensão grampeada sobre a chave semicondutora é de 92 V. O segundo consiste em adicionar o indutor auxiliar e o transformador TR_1 . Assim, a tensão de saída apresentou um valor de 404,3 V, a eficiência obtida é de 95,643% e a tensão grampeada sobre a chave semicondutora permanece em 92 V. No entanto, percebe-se que a eficiência para o segundo caso aumentou 2,49% em relação ao primeiro ensaio, devido às menores perdas associadas ao transformador TR_1 , ou seja, a indutância de dispersão do transformador TR_1 é menor que a do TR_2 .

O último ensaio é similar ao segundo, mas com os indutores desacoplados e a tensão de saída é aproximadamente 402,9 V, a eficiência sofreu uma redução de 0,6% em relação ao segundo ensaio e a tensão grampeada sobre a chave é de 92 V. Essa redução na eficiência é causada pela perdas nos indutores *boost*, que são constituídos por dois núcleos. De modo geral, o conversor trabalhou de forma satisfatória e atendeu as especificações desejadas, por exemplo, manter a tensão de saída em valores no entorno de 400 V.

7 CONCLUSÕES

A energia solar pode ser convertida em eletricidade através do avanço da tecnologia das células fotovoltaicas, onde a tensão gerada é relativamente baixa em corrente contínua CC e necessita de um conversor com elevado ganho de tensão para alimentar inversores conectados a rede.

O conversor *boost* clássico é utilizado nas aplicações onde é necessário elevar o ganho de tensão, mas possui algumas limitações operando em potências elevadas. No entanto, o conversor *boost* intercalado apresenta melhorias, porém, o mesmo conversor é constituído de um número maior de componentes (ativos e passivos) em relação ao *boost*.

Os conversores *boost* intercalado e CFHB serviram de base para desenvolver a análise da topologia do conversor ACCFHB, onde as vantagens e desvantagens foram observadas. O conversor CFHB por sua vez, apresenta picos de tensão sobre as chaves principais, devido a indutância de dispersão do transformador. Para isso, o conversor foi submetido a dois ensaios, com diferentes indutâncias de dispersão: a) com indutância de dispersão de $0,85 \mu\text{H}$ ocorreu um pico de 110 V sobre a chave e uma tensão média de saída igual a 323 V; (b) com uma indutância de $9,5 \mu\text{H}$ obteve-se um pico de 410 V e uma tensão de saída de 316 V. Assim, conclui-se que o transformador é um elemento importante e deve-se tomar alguns cuidados no momento da montagem física, ou seja, a indutância de dispersão está diretamente ligada a esta etapa do processo.

Diante disso, a forma de minimizar os picos de tensões nas chaves causadas pela indutância de dispersão é a adição de um circuito auxiliar (*snubber*) na topologia do conversor CFHB, sendo que a junção dá origem ao conversor ACCFHB. A metodologia de projeto do conversor ACCFHB com acoplamento magnético apresentada nessa dissertação mostrou-se adequada, pois satisfaz as especificações desejadas e o mesmo foi implementado para três variações, sendo que nas duas primeiras os indutores *boost* estão acoplados e na última eles encontram-se desacoplados.

Na primeira variação implementada a indutância de dispersão do transformador (TR_2) é utilizada como indutor ressonante. A forma de construção do transformador permitiu obter uma indutância de dispersão de $4.678 \mu\text{H}$ que é fundamental para o funcionamento adequado do circuito grampeador ativo, onde as chaves auxiliares são comutadas por ZVS. A tensão grampeada sobre as chaves principais e auxiliares é de 92 V, a tensão de saída V_o apresentou um valor de 402,97 V. Com esse circuito obteve-se um rendimento de 93,319%.

Na sequência utiliza-se um indutor externo L_x em série com o transformador (TR_1) para satisfazer a mesma condição da primeira implementação, ou seja, o valor da indutância L_x é somada com a indutância de dispersão $L_{dp} = 1,126 \mu\text{H}$ que tem a função de indutor ressonante. Logo, verifica-se que o circuito grampeador está atuando adequadamente, onde a tensão sobre as chaves permanecem em 92 V e a comutação por ZVS ocorre novamente. Além disso, a tensão de saída V_o é de 404,3 V e a eficiência medida é de 95,643%. O aumento da eficiência em torno de 2,49% em relação ao primeiro caso é devido as não-idealidades do transformador (TR_2), ou seja, a energia armazenada na indutância de dispersão não é transferida para a carga e isso impacta na eficiência total do conversor. Em outras palavras, a utilização do (TR_2) traz como vantagem a redução de um elemento do conversor, mas o rendimento é menor e os resultados até então foram obtidos com razão cíclica $D = 0,638$ para ambos os casos.

Por fim, na última versão considerou-se a configuração anterior, mas os indutores *boost* estão desacoplados. A tensão de saída V_o é igual a 402,9 V e a tensão grampeada sobre as chaves é de 92 V, mas a razão cíclica é de igual a 0,6084. Essa diferença é causada pela redução das resistências dos indutores *boost* e, conseqüentemente, o impacto da redução de 0,6% da eficiência está diretamente relacionada com as perdas magnéticas dos dois núcleos.

É importante frisar que nas três implementações os indutores L_1 e L_2 foram construídos com o mesmo núcleo. Na implementação com indutores desacoplados (ensaio III), são necessários dois núcleos distintos, enquanto que no caso de indutores acoplados (ensaio I e II) é necessário apenas um núcleo. Assim, a topologia com indutores acoplados apresentam a vantagem de redução no volume desses elementos.

Nos ensaios I, II e III as variações de corrente nos indutores apresentaram

valores 1,068 A, 1 A e 1,160 A, respectivamente. No ensaio II diferença entre a teoria e a prática é de 30 mA, ou seja, o valor teórico é de 1,13 A. Por outro lado, os ensaios I e II, com indutores acoplados, apresentaram valores maiores em relação ao projeto teórico que é de 0,93. Isso ocorre devido aos seguintes fatores: o primeiro é relacionado com os diferentes valores de indutâncias dos indutores L_1 e L_2 , o segundo é devido a elevação da razão cíclica de 0,602 para 0,6138 para compensar as não-idealidades e estabelecer a tensão de saída em torno dos 400 V e por fim, os elementos que formam os circuitos do lado de baixa tensão do conversor não são iguais.

Os resultados referentes a ondulação da corrente de entrada ΔI_{in} para as três implementações são apresentadas na Tabela 18. Nos ensaios I e II houve a elevação de 33,33% e 49% em relação ao valor teórico de 0,51 A, respectivamente. Na última implementação (ensaio III) a elevação foi de 58% de 0,315 A. Portanto, os ensaios I e II com os indutores acoplados proporcionaram menor aumento percentual em relação ao ensaio III.

Outro fator que impacta diretamente na eficiência do conversor é a forma em que o transformador é construído, ou seja, é desejável que o transformador se aproxime do ideal. Na etapa de implementação utilizou-se dois transformadores que são construídos com a mesma relação de transformação n , porém, o que difere um com o outro é a maneira em que os enrolamentos são distribuídos no carretel. O transformador TR_1 possui os enrolamentos (primário e secundário) intercalados, com uma isolamento entre eles, ou seja, são construídos em duas camadas. Por outro lado, o transformador TR_2 possui os enrolamentos alocados de tal forma que o primário é construído ao lado do secundário. Assim, o TR_2 apresenta maior indutância de dispersão em relação ao TR_1 , devido a uma pequena parcela do fluxo total não ser concatenada.

Neste trabalho foi realizada a análise e implementação do conversor AC-CFHB com os indutores *boost* acoplados. De acordo com os resultados experimentais obtidos conclui-se que com a utilização de indutores acoplados ocorreu um aumento do rendimento e uma redução no tamanho físico do conversor.

7.1 SUGESTÕES PARA TRABALHOS FUTUROS

Para dar continuidade a este trabalho propõe-se:

-
- Modelagem matemática no domínio do tempo para conhecer a dinâmica do sistema;
 - Analisar e implementar o conversor com malha de controle;
 - Análise do comportamento do conversor em outros níveis de potência;
 - Verificar a estabilidade do conversor;
 - Acoplar em um único núcleo os indutores *boost* e o transformador;
 - Analisar a possibilidade de defasar os comandos das chaves para reduzir o desequilíbrio das correntes nos indutores *boost*.

REFERÊNCIAS

- AHMED, ASHFAQ. **Eletrônica de potência**. São Paulo: Pearson Prentice hall, 2000. 480 p.
- ANEEL, AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA. Atlas de Energia Eletrica do Brasil. **Aneel**, v. 2, n. 9, p. 1689–1699, 2002. ISSN 1098-6596.
- ARIVAZHAGAN, R.; PRAKASH, S. L. Analysis of current-fed full bridge converter with modified auxiliary circuit. p. 357–362, Dec 2011.
- Balogh, L.; Redl, R. Power-factor correction with interleaved boost converters in continuous-inductor-current mode. p. 168–174, March 1993.
- BARBI., Carlos Henrique Illa Front; Ricardo Luiz Alves; Ivo. **PROJETO FÍSICO DE INDUTORES E TRANSFORMADORES**. Florianópolis: [s.n.], jan. 2002. Disponível em: <http://www.joinville.udesc.br/portal/professores/sergiovgo/materiais-/Apostila_Projeto_Fisico_De_Magneticos.pdf>. Acesso em: 15 fev. 2019.
- BARBI, Ivo. Projeto de fontes chaveadas. 2ª edição. **Florianópolis. Edição do Autor**, 2007.
- BARRETO, L. H. S. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. de; VIEIRA, J. B. An optimal lossless commutation quadratic pwm boost converter. v. 2, p. 624–629 vol.2, March 2002.
- BERKOVICH, Y.; SHENKMAN, A.; AXELROD, B.; GOLAN, G. Structures of transformerless step-up and step-down controlled rectifiers. **IET Power Electronics**, v. 1, n. 2, p. 245–254, June 2008. ISSN 1755-4535.
- Blache, F.; Keradec, J. .; Cogitore, B. Stray capacitances of two winding transformers: equivalent circuit, measurements, calculation and lowering. v. 2, p. 1211–1217 vol.2, Oct 1994.
- BOUJELBEN, N.; MASMOUDI, F.; DJEMEL, M.; DERBEL, N. Design and comparison of quadratic boost and double cascade boost converters with boost converter. p. 245–252, March 2017. ISSN 2474-0446.
- CANADIAN SOLAR. **Canadian Solar Datasheet: MAXPOWER CS6U-325 | 330 | 335 P**. [S.l.], nov. 2017. Disponível em: <<https://www.canadiansolar.com/upload-/9af6c207e648ca8f/eed96ea807d66b18.pdf>>. Acesso em: 26 mar. 2019.
- CHOI, W.; KIM, S.; PARK, S.; KIM, K.; LIM, Y. High step-up dc-dc converter with high efficiency for photovoltaic module integrated converter systems. p. 1–4, Oct 2009. ISSN 0275-0473.

- CHOUDHURY, T. R.; NAYAK, B. Comparison and analysis of cascaded and quadratic boost converter. p. 78–83, Oct 2015.
- DIXON, Lloyd H. Transformer and inductor design for optimum circuit performance. In: **Proc. Unitrode Power Supply Design Seminar**. [S.l.: s.n.], 2002. p. 4–1.
- DREHER, Jacson Rodrigo. **Conversores boost-flyback integrados para aplicações em alto ganho de tensão**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2012.
- EBISUMOTO, D.; KIMURA, S.; NANAMORI, K.; NOAH, M.; ISHIHARA, M.; IMAOKA, J.; YAMAMOTO, M. Analytical investigation of interleaved dc-dc converter using closed-coupled inductor with phase drive control. p. 526–529, Oct 2017.
- EDELMOSER, K. H.; HIMMELSTOSS, F. A. Dc-to-dc solar converter with controlled active clamping system. p. 124–127, Aug 2006.
- ENERGIA, Ministerio de Minas e. Energia Solar no Brasil e Mundo. n. 55 61, p. 4, 2015. ISSN 22131388.
- ERICKSON, Robert W; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of Power Electronics**. [S.l.]: Kluwer Academic Publishers, 2001.
- GARTH, D. R.; MULDOON, W. J.; BENSON, G. C.; COSTAGUE, E. N. Multi-phase, 2-kilowatt, high-voltage, regulated power supply. **PESC Record - IEEE Annual Power Electronics Specialists Conference**, v. 1971-Janua, p. 110–116, 1971. ISSN 02759306.
- HAN, Sang-Kyoo; YOON, Hyun-Ki; MOON, Gun-Woo; YOUN, Myung-Joong; KIM, Yoon-Ho; LEE, Kang-Hee. A new active clamping zero-voltage switching pwm current-fed half-bridge converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 6, p. 1271–1279, Nov 2005. ISSN 0885-8993.
- HARADA, K.; SAKAMOTO, H. Switched snubber for high frequency switching. p. 181–188, 1990.
- HART, Daniel W. “**Eletrônica de Potência: análise e projetos de circuitos**”. Porto Alegre: Bookman, 2012. 480 p.
- INFINEON TECHNOLOGIES. **Power MOSFET, IRFP4332 datasheet**. [S.l.], nov. 2015. Disponível em: <<https://www.infineon.com/dgdl/irfp4332pbf.pdf?fileId=5546d462533600a40153562c58682013>>. Acesso em: 05 abr. 2019.
- ISMAIL, E. H.; AL-SAFFAR, M. A.; SABZALI, A. J.; FARDOUN, A. A. A family of single-switch pwm converters with high step-up conversion ratio. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Regular Papers**, v. 55, n. 4, p. 1159–1171, May 2008. ISSN 1549-8328.
- KOLLURI, Sandeep; NARASAMMA, N. Lakshmi. Analysis, modeling, design and implementation of average current mode control for interleaved boost converter. **2013 IEEE 10th International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)**, n. 4, p. 280–285, 2013. ISSN 2164-5256.

- KOSAI, H.; MCNEAL, S.; JORDAN, B.; SCOFIELD, J.; RAY, B.; TURGUT, Z. Coupled inductor characterization for a high performance interleaved boost converter. **IEEE Transactions on Magnetics**, v. 45, n. 10, p. 4812–4815, Oct 2009. ISSN 0018-9464.
- LI, W.; HE, X. Review of nonisolated high-step-up dc/dc converters in photovoltaic grid-connected applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1239–1250, April 2011. ISSN 0278-0046.
- LI, W.; LV, X.; DENG, Y.; LIU, J.; HE, X. A review of non-isolated high step-up dc/dc converters in renewable energy applications. p. 364–369, Feb 2009. ISSN 1048-2334.
- MCLYMAN, Colonel Wm T. **Transformer and inductor design handbook**. [S.l.]: CRC press, 2016.
- MELLO, L.F.P. **Projeto de Fontes Chaveadas: Teoria e Prática**. [S.l.]: Editora Érica Ltda, 2011.
- MMA, MINISTÉRIO DO MEIO AMBIENTE. **Energia**. 2018. 97–112 p. Disponível em: <http://www.mma.gov.br/estruturas/secex/_consumo/_arquivos/7 - mcs_en>. Acesso em: 10 jan. 2019.
- MME, MINISTÉRIO DE MINAS E ENERGIA. **Empresa de Pesquisa Energética - Plano Decenal de Expansão de Energia 2020**. 2011. 1–310 p. Disponível em: <<http://www.epe.gov.br/sites-pt/publicacoes-dados-abertos/publicacoes/PublicacoesArquivos/publicacao-51/topico-88/Relat%27orio Final do PDE 20>>. Acesso em: 15 fev. 2019.
- Nahar, S.; Uddin, M. B. Analysis the performance of interleaved boost converter. p. 547–551, Sep. 2018.
- NOTAROS, Branislav B. **ELETROMAGNETISMO**. [S.l.]: Pearson Prentice hall, 2012.
- PATEL, Mukund R.. **Wind and solar power systems: design, analysis, and operation**. [S.l.]: CRC Press, 2006.
- PEREIRA, Enio Bueno; MARTINS, Fernando Ramos; ABREU, Samuel Luna De; RÜTHER, Ricardo. **Atlas Brasileiro de Energia Solar**. 2017. 64 p. Disponível em: <http://sonda.ccst.inpe.br/publicacoes/atlas_solar.h>. Acesso em: 25 mar. 2019.
- PERREAULT, David J.; KASSAKIAN, John G. Distributed interleaving of paralleled power converters. **IEEE Transactions on Circuits and Systems I: Fundamental Theory and Applications**, v. 44, n. 8, p. 728–734, 1997. ISSN 10577122.
- POMILIO, José Antenor. **Topologias Básicas de Conversores CC-CC não-isolados**. Brasil: [s.n.], jan. 2014. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pdf/CAP1.pdf>>. Acesso em: 20 fev. 2019.
- POMILIO, José Antenor. Topologias básicas de conversores cc-cc nãoisolados. **São Paulo: Unicamp**, 2015.

- PRESSMAN, Abraham. **Switching power supply design**. [S.l.]: McGraw-Hill, Inc., 2009.
- RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de potência: circuitos, dispositivos e aplicações**. São Paulo: Makron, 1999. 844 p.
- Rathore, A.; Bhat, A. K. S.; Oruganti, R. Analysis and design of active clamped zvs current-fed dc-dc converter for fuel-cell to utility-interface application. p. 503–508, Aug 2007. ISSN 2164-7011.
- RATHORE, Akshay Kumar. **High-frequency transformer isolated power conditioning system for fuel cells to utility interface**. Tese (Doutorado), 2008.
- Rathore, A. K.; Bhat, A. K. S.; Oruganti, R. Wide range zvs active-clamped I-I type current-fed dc-dc converter for fuel cells to utility interface: Analysis, design and experimental results. p. 1153–1160, Sep. 2009. ISSN 2329-3721.
- SHITOLE, A. B.; SATHYAN, S.; SURYAWANSHI, H. M.; TALAPUR, G. G.; CHATURVEDI, P. Soft-switched high voltage gain boost-integrated flyback converter interfaced single-phase grid-tied inverter for spv integration. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 54, n. 1, p. 482–493, Jan 2018. ISSN 0093-9994.
- SILVA, Rutelly MARques da. **ENERGIA SOLAR NO BRASIL: dos incentivos aos desafios**. 2015. 46 p. Disponível em: <www.senado.leg.br/estudos>. Acesso em: 03 fev. 2019.
- TESTON, Silvio; CARATI, Emerson; CARDOSO, Rafael; COSTA, Jean; STEIN, Carlos. Effect of the clamp capacitor connection on the input current in the active-clamped zvs current-fed half-bridge converter. **Eletrônica de Potência**, Associação Brasileira de Eletrônica de Potência SOBRAEP, v. 21, n. 3, p. 179–189, sep 2016.
- Teston, S. A.; Carati, E. G.; da Costa, J. P.; Cardoso, R.; Stein, C. M. d. O. Comparison of two connection possibilities of the clamp capacitor in the active-clamped zvs current-fed half-bridge converter. p. 1–6, Nov 2015b.
- TESTON, Silvio Antonio *et al.* **Projeto, implementação e análise de um conversor CC-CC de alto ganho e alto rendimento para aplicações fotovoltaicas**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Tecnológica Federal do Paraná, 2016.
- TESTON, S. A.; STEIN, C. M. O.; COSTA, J. P. da; CARATI, E. G.; CARDOSO, R.; DENARDIN, G. W. **Comparison of diode full-bridge rectifier and voltage-doubling diode rectifier in the output stage of active-clamping current-fed half-bridge isolated DC-DC converter**. June 2015a. 251-256 p.
- Thiyagarajan, A.; Praveen Kumar, S. G.; Nandini, A. Analysis and comparison of conventional and interleaved dc/dc boost converter. p. 198–205, July 2014.
- Wolfs, P. J. A current-sourced dc-dc converter derived via the duality principle from the half-bridge converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 40, n. 1, p. 139–144, Feb 1993. ISSN 0278-0046.

WU, BIN. LANG, YONGQIANG. ZARGARI, NAVID. KOURO, SAMIR. **Power Conversion and Control of Wind Energy Systems**. New York: IEEE Press, 2011.

Yungtaek Jang; Jovanovic, M. M. New two-inductor boost converter with auxiliary transformer. v. 2, p. 654–660 vol.2, March 2002.

Zhang, S.; Garner, R.; Zhang, Y.; Bakre, S. Quantification analysis of input/output current of interleaved power factor correction (pfc) boost converter. p. 1902–1908, March 2014. ISSN 1048-2334.

ZHANG, Yan; DONG, Zhuo; LIU, Jinjun; LI, Xinying; DING, Kaicheng. **High step-up DC-DC converter based on multi-cell diode-capacitor network and coupling inductor**. June 2017. 1328-1333 p.

ZHAO, Qun; TAO, Fengfeng; LEE, F. C. A front-end dc/dc converter for network server applications. v. 3, p. 1535–1539 vol. 3, June 2001. ISSN 0275-9306.

APÊNDICE A - PROJETO DO TRANSFORMADOR

A.1 METODOLOGIA

O projeto do transformador de alta frequência do conversor ACCFHB baseia-se na metodologia apresentada por Barbi (2007). Basicamente a metodologia que será desenvolvida a seguir tem por objetivo dimensionar o tamanho do núcleo EE e o número de espiras dos enrolamentos primário e secundário do transformador.

A análise dá-se início através da definição da lei de Faraday que é expressa por (145).

$$V_{Lp} = N_p \frac{d\phi}{dt} \quad (145)$$

A tensão (V_{Lp}) sobre o enrolamento primário do transformador, pode ser escrita em função da variação da densidade do fluxo magnético (ΔB) e da área efetiva do núcleo (A_e). A partir de (145) reescreve-se (146).

$$V_{Lp} \Delta t = N_p \Delta B A_e \quad (146)$$

sendo que N_p é o número de espiras do enrolamento primário.

O termo Δt é o tempo em que a tensão (V_{Lp}) é aplicada no primário do transformador. Conforme mostra a Figura 31, a tensão aplicada no primário do transformador é aproximadamente a tensão sobre o capacitor de grampeamento $V_{Ca} = V_{in}/(1 - D)$ e o intervalo de tempo é $(1 - D)T_s$.

Substituindo os valores citados na equação (146) e isolando o número de espiras (N_p), tem-se (147).

$$N_p = \frac{V_{in}}{f_s \Delta B A_e} \quad (147)$$

Outra maneira de encontrar o número de espiras (N_p) é através da lei de Ampère que relaciona área de ocupação (A_p) e a densidade de corrente (J_{max}), conforme a equação (163). No entanto, a área (A_p) para o caso dos transformadores é definida por (148).

$$A_p = A_W k_W k_p \quad (148)$$

O enrolamento primário do transformador ocupa metade da área de cobre. Assim, o fator de ocupação k_p é igual a 0,5. Reescrevendo a equação (163) para o caso do transformador e substituindo a equação (148), tem-se a relação para calcular o número de espiras (N_p) do enrolamento primário.

$$N_p = \frac{A_W k_W k_p}{i_{L_p, rms}} \quad (149)$$

sendo que ($i_{L_p, rms}$) é a corrente drenada pelo enrolamento primário do transformador.

Igualando as equações (147) e (149), e posteriormente evidenciando o termo do produto das áreas ($A_e A_W$), obtém-se a equação (150) para dimensionamento do núcleo do transformador.

$$A_e A_W = \frac{V_{in} i_{L_p, rms}}{k_W k_p J_{max} f_s \Delta B} 10^4 \text{ [cm}^4\text{]} \quad (150)$$

sendo que o termo 10^4 é inserido novamente para adequar a unidade em (cm^4). O número de espiras do enrolamento primário do transformador (N_p) pode ser calculado através da equação (151).

$$N_p = \frac{V_{in}}{f_s \Delta B A_e} 10^4 \quad (151)$$

O número de espiras do enrolamento secundário (N_s) é definido pelo produto da relação de transformação (n) e pelo número de espiras do primário (N_p). Portanto,

$$N_s = N_p n \quad (152)$$

O dimensionamento dos condutores a serem empregados no enrolamento primário do transformador é o mesmo procedimento do indutor L_1 , conforme o apêndice A. Logo,

$$n_{fios, prim} = \frac{i_{L_p, rms}}{J_{max} S_{skin}} \quad (153)$$

E o número de condutores em paralelo no enrolamento secundário é calculado por (154).

$$n_{fios,sec} = \frac{i_{Lp,rms}}{n J_{max} S_{skin}} \quad (154)$$

Por fim, verifica-se a área de ocupação pelos enrolamentos que é dada pela equação (155).

$$A_{W,ocu} = \frac{S_{fio,iso}(N_p n_{fios,prim} + N_s n_{fios,sec})}{k_W} \quad (155)$$

APÊNDICE B - ENSAIO DOS TRANSFORMADORES

Um método que pode ser utilizado para determinar os parâmetros do transformador é utilizando-se o medidor de LCR Agilent 4263B disponível no laboratório. O equipamento dispõe de diversas funções, como medição de indutância mútua (M), de indutância própria (L), de capacitância (C) e de resistência (R). Com esses dados determinam-se os valores de L_p , L_{sec} e k_2 dos transformadores TR_1 e TR_2 .

Inicialmente é realizada a calibração do medidor de LCR juntamente com a ponteira 16089A, com as seguintes configurações: indutância série L_s e frequência de 100 kHz. A medição é realizada conectando o enrolamento primário do TR_1 e mantendo o secundário aberto. Em seguida repete-se o procedimento com o enrolamento secundário do TR_1 conectado e o primário aberto, conforme mostra a Figura 63(a) e (b). Os valores medidos das indutâncias próprias do primário (L_p) e do secundário (L_{sec}) e das suas respectivas resistências R_p e R_{sec} estão dispostos na Tabela 19.

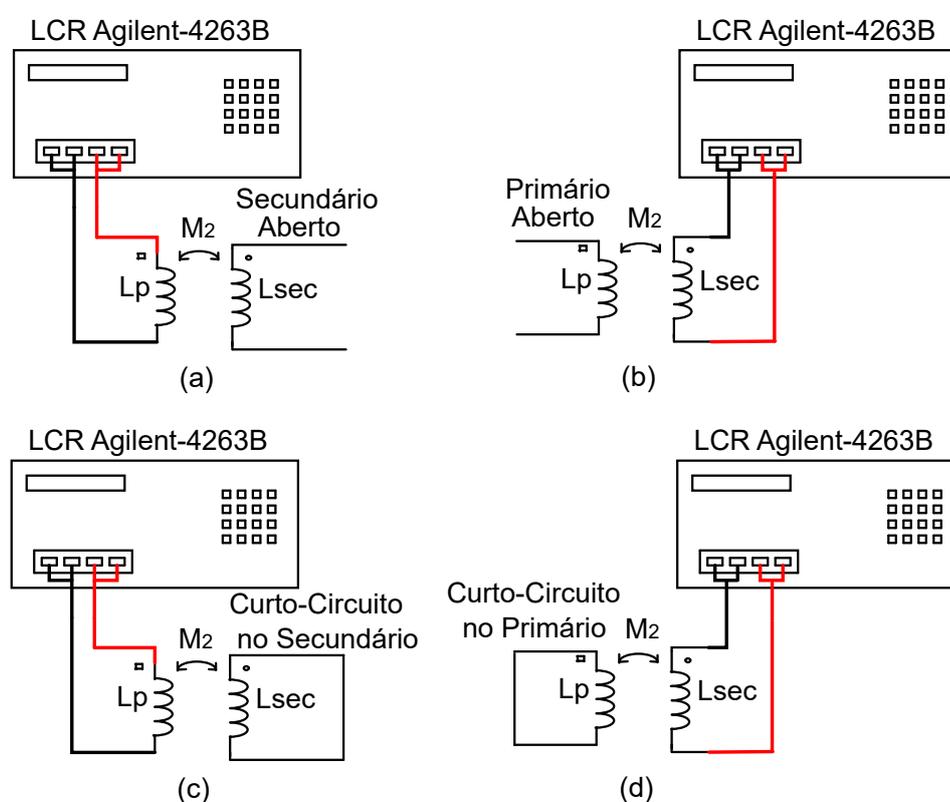


Figura 63: Medição dos parâmetros do transformador: (a) e (b) ensaio a vazio. (c) e (d) ensaio em curto-circuito.

As medidas foram novamente realizadas, sendo que o enrolamento não conectado ao LCR foi colocado em curto-circuito, conforme mostra a Figura 63(c) e

(d). Os valores das indutâncias de dispersão do primário (L_{dp}) e do secundário (L_{dsec}) estão dispostas na Tabela 19.

O procedimento realizado para o levantamento dos parâmetros do transformador TR_1 é novamente repetido para o transformador TR_2 e seus valores são mostrados na Tabela 19.

Tabela 19: Parâmetros obtidos no medidor de LCR.

Transformador	$L_p(\mu H)$	$L_{sec}(mH)$	$L_{dp}(\mu H)$	$L_{dsec}(\mu H)$	$R_p(m\Omega)$	$R_{sec}(m\Omega)$
TR_1	697,47	4,5584	1,126	7,05	9,54	52,62
TR_2	706,05	4,6461	4,678	29,138	9,55	51,4

APÊNDICE C - PROJETO DOS INDUTORES

C.1 METODOLOGIA

Os elementos magnéticos são componentes fundamentais nos projetos de conversores estáticos porque determinam custo, volume e eficiência. Os métodos para projetar indutores são classificados de acordo com o tipo do núcleo.

O núcleo de ferrite disponível no laboratório é do tipo EE e está ilustrado na Figura 64, com seu respectivo carretel.

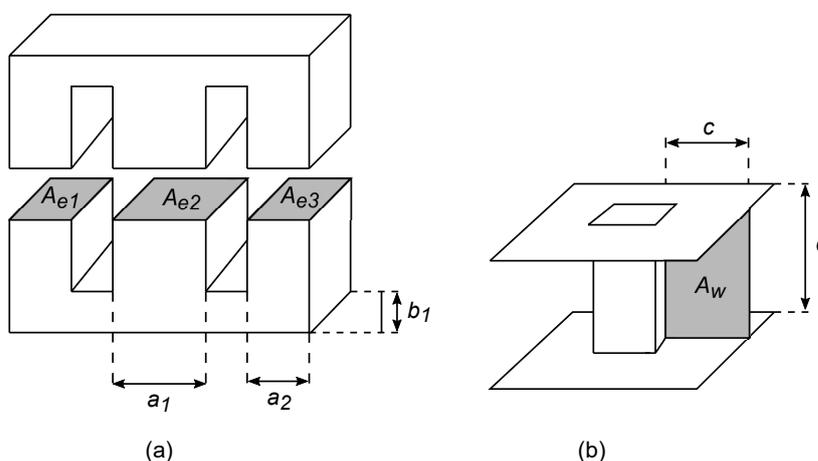


Figura 64: Núcleo e carretel tipo EE

Nota-se através da Figura 64(a) que o núcleo EE possui duas áreas iguais (A_{e1}) e (A_{e3}) e a área da perna central (A_{e2}) é aproximadamente o dobro das áreas mencionadas. A Figura 64(b) mostra o carretel, indicando a área de janela disponível para os enrolamentos (A_w).

A escolha do núcleo EE é feita a partir do método de multiplicação das áreas ($A_e A_w$), conforme a metodologia proposta por Barbi. (2002). Neste trabalho os indutores *boost* são acoplados magneticamente, ou seja, irão compartilhar o mesmo núcleo. Além disso, a metodologia de projeto pode ser aplicada para o indutor auxiliar L_x .

Os procedimentos matemáticos que serão desenvolvidos nas seções C.2 e C.3, são para projetar: (a) um indutor na perna central (A_{e2}) e (b) os indutores acoplados localizados nas pernas das extremidade (A_{e1}) ou (A_{e3}).

C.2 INDUTOR

A lei de Faraday rege o fenômeno da indução eletromagnética, ou seja, a produção de tensão induzida. Essa tensão induzida em um circuito é igual a variação temporal do fluxo magnético que atravessa N_a espiras. Portanto, a expressão matemática é definida por (156).

$$V(t) = N_a \frac{d\Phi(t)}{dt} = N_a \frac{\Delta\phi}{\Delta t} \quad (156)$$

sendo que:

$V(t)$ é a tensão induzida [V];

$\frac{\Delta\phi}{\Delta t}$ é a taxa de variação do fluxo magnético no tempo [Wb/s];

Pela lei de Faraday, sabe-se que a relação Volt-Âmpere no indutor de indutância L_a é dada por (157).

$$V(t) = L_a \frac{di}{dt} = L_a \frac{\Delta i}{\Delta t} \quad (157)$$

Igualando (156) e (157), tem-se:

$$N_a \Delta\phi = L_a \Delta i \quad (158)$$

A circulação de corrente através do enrolamento de N_a espiras gera um fluxo magnético (ϕ). Esse fluxo possui uma relação com a densidade de fluxo magnético (B) que atravessa uma superfície de forma ortogonal. Considerando o fluxo magnético uniforme, tem-se:

$$\phi = B A_e \quad (159)$$

sendo que A_e é a área efetiva do núcleo [m^2].

A equação (159) pode ser escrita em termos de ($\Delta\phi$) e (ΔB). Assim, a variação do fluxo magnético é dada por (160).

$$\Delta\phi = \Delta B A_e \quad (160)$$

A máxima densidade de fluxo magnético (B_{max}) ocorre quando a corrente através do indutor atinge o valor máximo (I_{pk}). Substituindo-se (160) em (158) obtém-se (161).

$$N_a \Delta B A_e = L_a \Delta i \quad (161)$$

Considerando os valores de pico na equação (161), chega-se a expressão para calcular o número de espiras (N_a). Portanto,

$$N_a = \frac{L_a I_{pk}}{B_{max} A_e} \quad (162)$$

Pela lei de Ampère

$$N_a I_{rms} = A_p J_{max} \quad (163)$$

sendo que:

I_{rms} é a corrente eficaz [A];

J_{max} é a densidade máxima de corrente [A/cm^2];

A_p é a área ocupada pelo enrolamento, definida por

$$A_p = k_W A_W \quad (164)$$

sendo que:

A_W é a área da janela do núcleo [cm^2];

k_W fator de utilização da área do enrolamento.

Substituindo-se (164) em (163) e isolando (N_a), obtém-se:

$$N_a = \frac{J_{max} k_W A_W}{I_{rms}} \quad (165)$$

Igualando (162) e (165) tem-se:

$$\frac{L_a I_{pk}}{B_{max} A_e} = \frac{J_{max} k_W A_W}{I_{rms}} \quad (166)$$

Reorganizando (166) em termos do produto das áreas ($A_e A_W$), obtém-se equação (165) para dimensionamento do núcleo do indutor.

$$A_e A_W = \frac{L_a I_{pk} I_{rms}}{B_{max} J_{max} k_W} 10^4 [cm^4] \quad (167)$$

sendo que o fator 10^4 foi acrescentado para ajustar a unidade em (cm^4). Após ser determinado o valor de $A_e A_W$ é possível calcular o número de espiras do indutor L_a através da expressão (162).

$$N_a = \frac{L_a I_{pk}}{B_{max} A_e} 10^4 \quad (168)$$

sendo que a área efetiva do núcleo A_e muda dependendo da perna em que o indutor será alocado, ou seja, pode ser utilizada a perna central (A_{e2}) ou as pernas laterais (A_{e1}) e (A_{e3}).

Outro parâmetro a ser dimensionado é o tamanho do entreferro. Para melhor compreensão a Figura 65(a) representa um componente magnético genérico, com espaço de ar *gap* e seu comprimento é dado por lg . A Figura 65(b) é o circuito elétrico equivalente, onde \mathfrak{R}_c e \mathfrak{R}_g são as relutâncias do núcleo e entreferro, respectivamente.

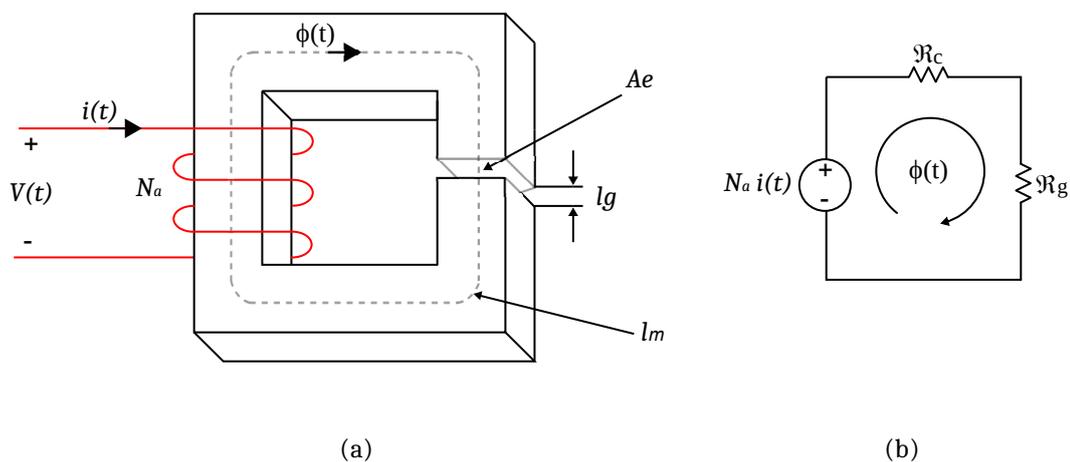


Figura 65: Indutor com entreferro: (a) geometria de um indutor (b) circuito magnético.

Para o circuito da Figura 65(b) é aplicada a LTK nas malhas e obtém-se (169). As relutâncias \mathfrak{R}_c e \mathfrak{R}_g são determinadas, respectivamente, por (170) e (171).

$$N_1 i = \phi (\mathfrak{R}_c + \mathfrak{R}_g) \quad (169)$$

$$\mathfrak{R}_c = \frac{l_c}{\mu_c A_c} \quad (170)$$

$$\mathfrak{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_c} \quad (171)$$

Sendo que:

l_m é o comprimento do caminho magnético no núcleo;

l_g é o caminho pelo entreferro;

μ_c é a permeabilidade do núcleo;

μ_0 é a permeabilidade do ar;

A_e é a área transversal do núcleo.

Considerando que a relutância do núcleo \mathfrak{R}_c é muito menor do que a relutância do entreferro \mathfrak{R}_g , (169) pode ser reescrita e expressa por (172).

$$N_a i = \phi \mathfrak{R}_g \quad (172)$$

A partir da equação (172) é possível determinar a indutância L_1 aproximada em um circuito magnético que possui entreferro, conforme é demonstrado por Erickson e Maksimovic (2001). Assim,

$$L_a = \frac{N_a^2}{\mathfrak{R}_g} = \frac{N_a^2 \mu_0 A_e}{l_g} \quad (173)$$

sendo que: $\mu_0 = 4\pi \cdot 10^{-7}$ no SI.

Por fim, isola-se o termo l_g da equação (173) para calcular o entreferro. Portanto,

$$l_g = \frac{N_a^2 \mu_0 A_e}{L_a} 10^{-1} [mm] \quad (174)$$

O valor calculado do entreferro l_g é o comprimento total, mas quando utiliza-se núcleos do tipo EE o valor calculado é dividido pela metade e são distribuído nas pernas laterais ou na perna central, conforme mostra a Figura 66. Assim, ocorre a circulação do fluxo magnético em um caminho fechado.

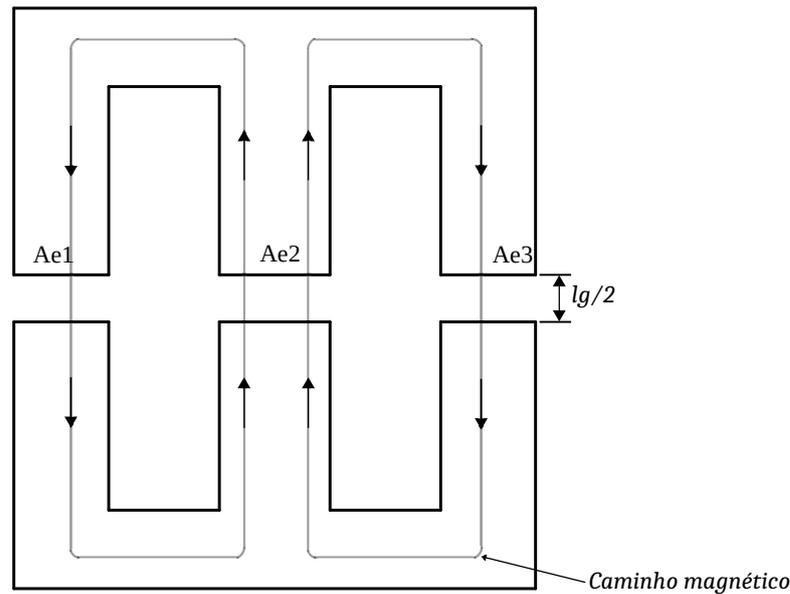


Figura 66: Distribuição do entreferro no núcleo EE

A adição de entreferro na construção do indutor tem a função de aumentar a relutância total \mathfrak{R}_{total} do circuito magnético e diminuir a indutância. Além disso, o espaço de ar permite que o indutor opere com valores mais elevados de corrente $i(t)$, sem o risco de saturação do núcleo (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

O dimensionamento da bitola dos condutores para operar em alta frequência é indispensável pelo fato da corrente circular na periferia do condutor a medida que a frequência aumenta, ou seja, na região central do condutor a densidade de corrente é menor. Esse efeito é conhecido com efeito pelicular e o valor da profundidade de penetração é dada pela expressão (175).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f}} \text{ [cm]} \quad (175)$$

sendo que f é a frequência de operação. Assim, o diâmetro do condutor utilizado deverá ser menor que 2Δ . A área do condutor S_{Skin} não deverá ultrapassar o diâmetro máximo de 2Δ . Por fim, o número de condutores em paralelo pode ser calculado pela equação (176).

$$n_{fios} = \frac{I_{rms}}{J_{max} S_{Skin}} \quad (176)$$

Deve-se verificar a possibilidade de execução do projeto físico do indutor, ou seja, verificar se é possível alocar o enrolamento de N_a espiras na área da janela (A_W). Para isso é necessário uma área de janela ocupada que é dada por (177).

$$A_{W,ocupada} = \frac{N_a n_{fios} S_{fio,isolado}}{k_W} \quad (177)$$

sendo que $S_{fio,isolado}$ é a área isolada do condutor em cm^2 .

Finalmente, a possibilidade de execução é definida por (178).

$$Exec = \frac{A_{W,ocupada}}{A_W} < 1 \quad (178)$$

C.3 INDUTORES ACOPLADOS

A metodologia apresentada para os indutores acoplados L_1 e L_2 consiste em alocar os enrolamentos nas pernas laterais do núcleo, que possuem as áreas efetivas (A_{e1}) e (A_{e3}). Devido ao fato que os dois indutores L_1 e L_2 compartilham o mesmo núcleo, ambos devem utilizar o valor do entreferro calculado para o L_a . Desta forma, o número de espiras N_2 para o indutor L_2 é calculado a partir de (179).

$$N_2 = \frac{l_g B_{max}}{\mu_0 I_{pk} 10^3} \quad (179)$$

Os indutores L_1 e L_2 devem suportar correntes iguais. Portanto, o número de condutores em paralelo para L_1 é válido para L_2 , ou seja, a metodologia adotada para dimensionar os condutores para o indutor L_1 é igual para o indutor L_2 .

APÊNDICE D - ENSAIO DOS INDUTORES ACOPLADOS

A determinação das indutâncias próprias L_1 e L_2 do indutor acoplado é semelhante ao ensaio realizado para o transformador no apêndice B mostrado na Figura 63(a) e (b). A indutância mútua (M) é obtida através do medidor de LCR Agilent-4263B e a ponteira 16060A que tem a finalidade de medir transformador, conforme pode ser visto na Figura 67(c).

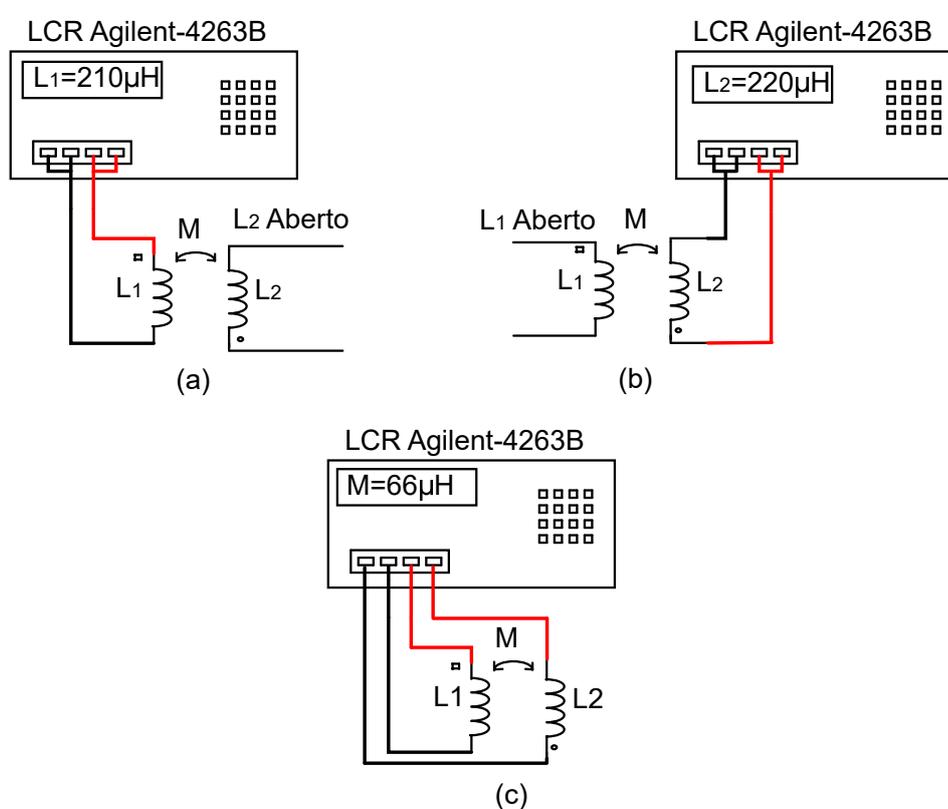


Figura 67: Medição dos parâmetros do indutor acoplado: (a) e (b) ensaio a vazio. (c) ensaio da indutância mútua M .

Os valores obtidos através do ensaio estão ilustrados na Figura 67 são apresentados na Tabela 20.

Tabela 20: Parâmetros obtidos no medidor de LCR.

Indutor	Indutância própria (μH)	Indutância mútua (μH)	Resistência ($m\Omega$)
L_1	210	66	43,96
L_2	220	66	46,18

As indutâncias L_1 e L_2 possuem uma diferença no valor, devido à construção manual dos indutores, ou seja, os enrolamentos não são idênticos e apresentam pequenas diferenças. Em outras palavras, construir indutores acoplados com valores iguais ou aproximados de indutância é difícil por motivos construtivos.

APÊNDICE E - ENSAIO DO ACOPLAMENTO MAGNÉTICO

O ensaio do acoplamento magnético foi realizado a partir de três enrolamentos L_A , L_B e L_C alocados no núcleo (NEE 65/33/26-IP12R). Os enrolamentos estão distribuídos da seguinte forma: (a) nas extremidades do núcleo são colocados L_A e L_B e (b) na perna central encontra-se o L_C . Esta distribuição está representada na Figura 68.

Assim, os enrolamentos foram construídos no laboratório para verificar a influência da indutância mútua, onde os carretéis para alocar os enrolamentos L_A e L_B nas extremidades foram confeccionados e o terceiro enrolamento L_C possui carretel comercial.

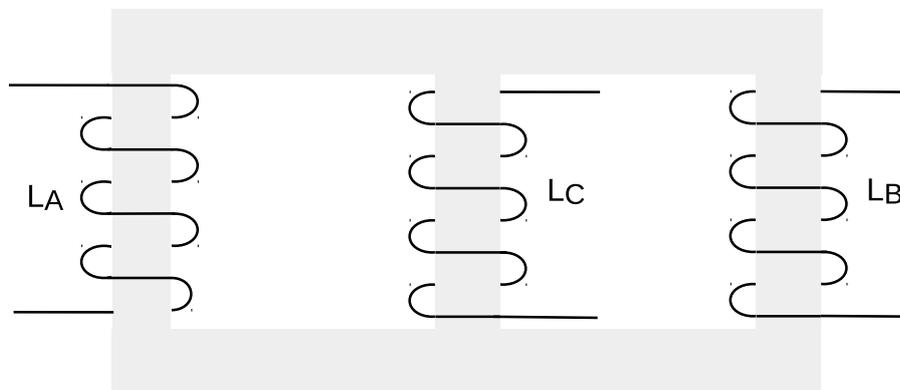


Figura 68: Distribuição dos enrolamentos.

Para construir os indutores foi utilizado o fio 24 AWG disponível no laboratório e o número de espiras é representado na Tabela 21 para os três casos. No caso 1 os enrolamentos L_A , L_B e L_C possuem 50 espiras e no caso 2, manteve-se 50 espiras no enrolamento L_C e foi aumentado para 110 espiras L_A e L_B . Por fim, o caso 3 segue a mesma ideia do caso 2, mas com 180 espiras nos enrolamentos L_A e L_B . Esse procedimento é realizado para verificar o comportamento das indutâncias e indutância mútua conforme modifica-se o número de espiras nos enrolamentos L_A e L_B mantendo fixo L_C em 50 espiras.

Tabela 21: Número de espiras dos enrolamentos.

Enrolamento	Caso 1	Caso 2	Caso 3
L_A	50 espiras	110 espiras	180 espiras
L_B	50 espiras	110 espiras	180 espiras
L_C	50 espiras	50 espiras	50 espiras

As características magnéticas da combinação dos enrolamentos L_A , L_B e L_C foram obtidas com o auxílio do medidor de LCR Agilent, utilizando o mesmo procedimento do apêndice B referente ao ensaio dos indutores acoplados e os resultados estão representados na Tabela 22.

Tabela 22: Características magnéticas.

Enrolamento	Caso 1	Caso 2	Caso 3
L_A (mH)	1,105	5,316	14,605
L_B (mH)	1,116	5,324	14,642
L_C (mH)	1,151	1,534	1,567
M_{AB} (mH)	0,328	1,582	4,521
M_{AC} (mH)	0,561	1,438	2,447
M_{BC} (mH)	0,567	1,415	2,463
k_{AB} (mH)	0,295	0,298	0,309
k_{AC} (mH)	0,498	0,503	0,511
k_{BC} (mH)	0,501	0,495	0,513

Nota-se através da Tabela 22 que o acoplamento magnético k_{AB} nos três casos teve uma pequena variação, ou seja, independente do número de espiras dos enrolamentos L_A e L_B o acoplamento magnético fica em torno de 0,3. Por outro lado, o acoplamento magnético nos pares L_A e L_C e L_B e L_C , em torno de 0,5, é mais forte em relação ao k_{AB} , devido a proximidade dos enrolamentos.