

Rodrigo José Piontkewicz

**CONVERTOR CC-CC MODULAR ISOLADO PARA ELEVADAS
TENSÕES DE ENTRADA E DE SAÍDA**

Dissertação submetida ao
Programa de Pós-Graduação da
Universidade Federal de Santa
Catarina para a obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.
Orientador: Prof. Dr. Ivo Barbi

Florianópolis
2014

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Piontkewicz, Rodrigo José
CONVERSOR CC-CC MODULAR ISOLADO PARA ELEVADAS TENSÕES DE
ENTRADA E DE SAÍDA / Rodrigo José Piontkewicz ;
orientador, Ivo Barbi - Florianópolis, SC, 2014.
150 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade Federal de Santa
Catarina, Centro Tecnológico. Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica.

Inclui referências

1. Engenharia Elétrica. 2. Conversão CC-CC. 3. Alta
Tensão. 4. Conversores Isolados. I. Barbi, Ivo. II.
Universidade Federal de Santa Catarina. Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

Rodrigo José Piontkewicz

CONVERSOR CC-CC MODULAR ISOLADO PARA ELEVADAS TENSÕES DE ENTRADA E DE SAÍDA

Esta Dissertação foi julgada adequada para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica, e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Santa Catarina.

Florianópolis, 19 de Fevereiro de 2014

Patrick Kuo-Peng, Dr.

Coordenador do Curso de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Banca Examinadora:

Ivo Barbi, Dr. Ing.
Orientador - UFSC

Prof. Telles Brunelli Lazzarin, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.
Universidade Federal de Santa Catarina - UFSC

Prof. Carlos Henrique Illa Font, Dr.
Universidade Tecnológica Federal do Paraná - UTFPR

Prof. João Marcio Buttendorff, M.
Católica de Santa Catarina

*Aos meus pais José Mariano e Isaura Zaleski,
Às minhas irmãs Regiane e Cristiane,
À minha amada namorada Maria Júlia Voltolini,
Eu dedico este trabalho.*

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente ao Professor Ivo Barbi, meu orientador, que teve um papel essencial neste trabalho e na minha formação pessoal e profissional. Presente em todos os momentos da pesquisa, ele soube realizar a função de orientador de maneira extraordinária. Agradeço a todas as oportunidades que tive de conversar com ele, pois, a cada conversa sempre aprendia alguma coisa nova.

Agradeço aos professores da banca, os quais se dispuseram para ler e avaliar este trabalho. Agradeço suas contribuições, que por meio de sugestões e críticas ajudaram a tornar este trabalho melhor.

Aos demais professores do INEP, Marcelo L. Heldwein, Arnaldo J. Perin, Denizar C. Martins, Ênio V. Kassick e Samir Mussa, pelos ensinamentos durante as disciplinas do mestrado.

Agradeço ao meu professor de eletrônica de potência na graduação, João Márcio Buttendorff, o qual me incentivou a seguir o caminho da eletrônica de potência e fez parte da minha formação básica, a qual me ajudou muito no mestrado. O considero um grande professor e um grande amigo.

Gostaria de agradecer aos colegas de mestrado, André Andreta, Delvanei G. Bandeira Jr., Jefferson W. Zanotti, Marcos J. Jacoboski, Rafael G. Faust, Rafael H. Eckstein e Rômulo Schweitzer, pela amizade e companheirismo construído.

Agradeço profundamente ao Eduardo Valmir de Souza, pela dedicação e esforço em ajudar a colocar o protótipo em funcionamento.

À exemplar equipe técnica do INEP, Antônio Luiz S. Pacheco e Luiz Marcellus Coelho, pela amizade e pelo empenho empregado na construção do protótipo.

Aos demais amigos e funcionários do INEP, pela amizade e pelos auxílios prestados durante todo o período do mestrado.

Aos amigos de graduação, que me apoiaram quando falei em fazer um mestrado, Ana Paula Voltolini e Daniel Silva Berlandi.

Aos professores de graduação, Djonny Weinzierl e Sebastião Lauro Nau, pelas excelentes cartas de recomendação que permitiram o meu ingresso no mestrado.

Agradeço especialmente a minha família, por todo apoio e incentivo. Em especial, ao meu pai José Mariano Piontkewicz e minha mãe Isaura Zaleski Piontkewicz.

À minha namorada, Maria Júlia Voltolini, por tornar minha vida mais feliz desde que entrou nela.

Enfim, a todos aqueles que contribuíram de alguma forma para a realização deste trabalho, seja por um incentivo, por um auxílio técnico ou simplesmente por tornar o ambiente de trabalho melhor.

“Tenho a impressão de ter sido uma criança brincando à beira-mar, divertindo-me em descobrir uma pedrinha mais lisa ou uma concha mais bonita que as outras, enquanto o imenso oceano da verdade continua misterioso diante de meus olhos.”

(Isaac Newton)

RESUMO

Este trabalho apresenta uma nova estrutura de conversor CC-CC (Corrente Contínua para Corrente Contínua) unidirecional, modular, adequado às aplicações em alta tensão e alta potência. Essa nova estrutura é gerada através da associação de um conversor CC-CC isolado com um conversor *boost* modificado topologicamente. As principais características do conversor proposto são: reduzidos esforços de tensão nos componentes, construção com base em conversores já consolidados, isolamento em alta frequência, multinível de tensão no indutor de entrada e frequência de operação do indutor *boost* múltipla da frequência de operação dos interruptores. Uma metodologia de projeto é apresentada envolvendo a parte de eletrônica de potência e também o controle do conversor. Para validar a parte teórica, um protótipo de 6 kW com tensão de entrada de 900 V e tensão de saída de 300 V foi construído e avaliado experimentalmente. Os resultados experimentais confirmam o funcionamento do conversor, evidenciando suas características, vantagens e desvantagens que foram observadas durante os testes. Como desvantagem deste conversor, destaca-se o balanço de potência entre os módulos, o qual não é igual, porém, tolerável.

Palavras-chave: Conversão CC-CC, alta tensão, conversores isolados.

ABSTRACT

This paper presents a new structure of DC-DC unidirectional converter, suitable for high voltage and high power applications. This new structure is generating by associating DC-DC isolated converters with a topologically modified boost converter. The main features of the proposed converter are: low voltage at the components, construction based on consolidated converters, isolation at high frequency, multilevel voltage at input inductor and the frequency of the boost converter is multiple of the switching frequency. A design methodology is presented, involving the power electronics design and also the control design. To validate the theoretical analysis, a prototype of 6 kW with input voltage of 900 V and output voltage of 300 V was constructed and evaluated experimentally. The experimental results confirm the functioning of the converter, highlighting their features, advantages and disadvantages. The main disadvantage of this converter is the power balance between the modules, which is not equal, but tolerable.

Keywords: DC-DC converter, high voltage, isolated converters.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Faixa de operação dos interruptores [1].	24
Figura 1.2 - Conexão em série de conversores [6].	25
Figura 1.3 Controle para conversores conectados em série [7].	26
Figura 1.4 - Conversor <i>Buck+Boost</i> Multinível [9].	26
Figura 1.5 – Conversor multinível proposto em [11].	27
Figura 1.6 - Conversor modular para aplicação em veículos [13].	28
Figura 1.7 - Estrutura de potência proposta.	29
Figura 1.8 - Estrutura de controle do conversor <i>boost</i> modular.	31
Figura 2.1 - Estrutura de potência do conversor <i>boost</i> modular.	34
Figura 2.2 – Estados topológicos para operação entre $0 < d < 1/3$.	35
Figura 2.3 - Formas de onda para $d < 1/3$.	36
Figura 2.4 – Estados topológicos e formas de onda para operação entre $1/3 < d < 2/3$.	37
Figura 2.5 – Formas de onda para operação entre $2/3 < d < 1$.	38
Figura 2.6 - Formas de onda para $d > 2/3$.	39
Figura 2.7 - Circuito equivalente do conversor <i>boost</i> modular.	39
Figura 2.8 - Análise da ondulação de corrente.	41
Figura 2.9 - Ondulação de corrente normalizada no indutor <i>boost</i> .	43
Figura 2.10 - Comportamento da tensão no ponto V_{ab} .	43
Figura 2.11 - Modelo para planta de tensão de saída.	44
Figura 2.12 - Validação da planta de tensão por corrente.	47
Figura 2.13 - Validação da planta de corrente.	49
Figura 2.14 - Validação da planta de tensão individual.	50
Figura 2.15 – Modelo utilizado para determinação dos esforços.	51
Figura 2.16 - Corrente parametrizada nos interruptores controlados.	52
Figura 2.17 - Corrente parametrizada nos diodos.	53
Figura 3.1 - Esquema completo FB-ZVS-PWM-PS.	58
Figura 3.2 - Conversor FB-ZVS-PWM-PS.	58
Figura 3.3 - Primeira etapa de operação.	59
Figura 3.4 - Segunda etapa de operação.	59
Figura 3.5 - Terceira etapa de operação.	60
Figura 3.6 - Quarta etapa de operação.	60
Figura 3.7 - Quinta etapa de operação.	61
Figura 3.8 - Sexta etapa de operação.	61
Figura 3.9 - Sétima etapa de operação.	62
Figura 3.10 - Oitava etapa de operação.	62
Figura 3.11 - Nona etapa de operação.	63
Figura 3.12 - Décima etapa de operação.	63
Figura 3.13 - Décima primeira etapa de operação.	64

Figura 3.14 - Décima segunda etapa de operação.	64
Figura 3.15 - Principais formas de onda (FB-ZVS-PWM-PS).....	65
Figura 3.16 - Tensão e corrente entre os pontos <i>a</i> e <i>b</i>	65
Figura 3.17 - Característica de saída do conversor FB-ZVS-PWM-PS.	67
Figura 3.18 - Circuito do modelo dinâmico do conversor FB [17].	68
Figura 3.19 - Circuito do modelo dinâmico do conversor FB-ZVS-PWM.	69
Figura 3.20 - Validação da planta de tensão FB-ZVS-PWM-PS.	70
Figura 3.21 - Validação da planta de corrente FB-ZVS-PWM-PS.	71
Figura 4.1- Circuito de controle.	73
Figura 4.2 - Esquemático do estágio de potência.	74
Figura 4.3 - Diagrama de blocos do circuito de controle.	79
Figura 4.4 - Fluxograma do software de controle do <i>boost</i>	80
Figura 4.5 - Circuito para medição de tensão.....	80
Figura 4.6 - Circuito de medição de corrente.....	82
Figura 4.7 - Circuito de condicionamento de sinal.....	83
Figura 4.8 - Resposta em frequência do circuito de condicionamento..	84
Figura 4.9 - Diagrama de blocos para malha de corrente.....	85
Figura 4.10 - Diagrama de bode de laço aberto para malha de corrente.	87
Figura 4.11 - Simulação da resposta da malha de controle da corrente.	88
Figura 4.12 - Diagrama de blocos para malha de controle da tensão. ...	88
Figura 4.13 - Diagrama de bode de laço aberto para malha de tensão. .	90
Figura 4.14 - Resposta da malha de controle da tensão total.	91
Figura 4.15 - Planta de tensão em função da corrente.	92
Figura 4.16 - Diagrama de blocos do controle individual de tensão.	92
Figura 4.17 - Diagrama de bode da malha de controle de tensão individual.....	93
Figura 4.18 - Distribuição de potência nos módulos.	94
Figura 4.19 - Comportamento da malha de controle individual das tensões.	94
Figura 4.20 - Compensador de tensão do conversor FB-ZVS-PWM-PS.	101
Figura 4.21 - Resposta em frequência FB-ZVS-PWM-PS.....	102
Figura 4.22 - Resposta ao degrau de carga.....	103
Figura 5.1 - Protótipo implementado.	107
Figura 5.2- Tensão de saída individuais dos três conversores <i>boost</i> (50 V/div, 10 μ s/div).	108
Figura 5.3 - Corrente no indutor <i>boost</i> (2 A/div, 10 μ s/div).	108

Figura 5.4 - Tensão sobre os interruptores do conversor <i>boost</i> (150 V/div, 8 μ s/div).....	109
Figura 5.5 - Tensão e corrente no interruptor e no diodo de um módulo do conversor <i>boost</i> modular (150 V/div, 6 A/div). Escala de tempo: (8 μ s/div).....	110
Figura 5.6 - Conversor CC-CC isolado: tensão de <i>gate</i> (20 V/div), tensão sobre o interruptor (100 V/div) e corrente em um interruptor (2 A/div). Escala de tempo: (10 μ s/div).....	111
Figura 5.7 - Corrente em cada um dos enrolamentos primários dos transformadores (4 A/div, 10 μ s/div).....	111
Figura 5.8 - Tensão total de saída (40 V/div) e corrente nos indutores (5 A/div) do conversores CC-CC isolado. Escala de tempo: (8 μ s/div)..	112
Figura 5.9 – Tensão de saída (2 V/div – Offset 200 V) e corrente nos indutores de saída dos conversores isolados (3 A/div). Escala de tempo: (500 μ s/dv).....	114
Figura 5.10 - Comportamento dinâmico das grandezas do conversor <i>boost</i> para um degrau de carga.....	115
Figura 5.11 - Rendimento do conversor completo, em função da potência entregue a carga, obtido experimentalmente e por simulação.	116

LISTA DE TABELAS E QUADROS

Tabela 2.1 - Parâmetros para validação das funções de transferência...	47
Tabela 3.1 - Parâmetros para validação das plantas de tensão e corrente.	70
Tabela 4.1 - Especificações do conversor <i>boost</i> modular.	75
Tabela 4.2 - Dados construtivos do indutor <i>boost</i>	76
Tabela 4.3 - Especificações do conversor de acoplamento.	95
Tabela 4.4 - Parâmetros do transformador FB-ZVS-PWM-PS.	96
Tabela 4.5 - Dados indutor ressonante.	97
Tabela 4.6 - Parâmetros indutor de filtro.....	97
Tabela 5.1 - Especificações do protótipo.	106
Tabela 5.2 – Condições de testes utilizada.	106
Tabela 5.3 – Balanço de potência nos conversores de acoplamento para 1,1 kW.....	113
Tabela 5.4 – Balanço de potência nos conversores de acoplamento para 2,2 kW.....	113
Tabela 5.5 – Balanço de potência nos conversores de acoplamento para 3,2 kW.....	113

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

SIGLAS	SIGNIFICADO
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
FB-ZVS- PWM-PS	Conversor tipo ponte completa, com comutação sob tensão nula, e modulação por deslocamento de fase.
MOSFET	Transistor de efeito de campo de óxido metálico (<i>Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor</i>)
ADC	Conversor analógico digital (<i>Analog to Digital Converter</i>)
PI	Proporcional-integral
PWM	Modulação por largura de pulso (<i>Pulse Width Modulation</i>)
DSC	Controlador digital de sinais (<i>Digital Signal Controller</i>)
CPU	Unidade central de processamento (<i>Central Processing Unit</i>)
FTMA	Função de transferência de malha aberta
FTMF	Função de transferência de malha fechada

LISTA DE SÍMBOLOS

Símbolo	Descrição	Unidade
A_e	Área da janela do magnético	cm ²
A_w	Área da janela do carretel	cm ²
B_{max}	Densidade de fluxo magnético máxima	T
C_n	Capacitor, onde $n=1, 2, 3...$	-
C_{DC}	Capacitor de bloqueio DC	-
C_b	Capacitor de barramento do <i>boost</i>	-
C_o	Capacitor de saída	-
C_g	Capacitor do grampeador	-
$C_i(s)$	Compensador de corrente	-
$C_i(z)$	Compensador de corrente discretizado	-
$C_v(s)$	Compensador de tensão	-
$C_v(z)$	Compensador de tensão discretizado	-
$C_{voi}(s)$	Compensador de tensão individual	-
$C_{voi}(z)$	Compensador de tensão individual discretizado	-
d	Razão cíclica	-
d_{FB}	Razão cíclica conversor FB-PWM-ZVS-PS	-
D_i	Diodo, $i = 1, 2, 3...$	-
D_g	Diodo do grampeador	-
D_b	Diodo <i>boost</i>	-
D_R	Diodo retificador	-
\hat{d}_{ef}	Perturbação na razão cíclica eficaz	-
\hat{d}_i	Perturbação na razão cíclica através da corrente	-
\hat{d}_v	Perturbação na razão cíclica através da tensão	-
f_s	Frequência de comutação	Hz
f_c	Frequência de corte	Hz
f_{osc}	Frequência de <i>clock</i> do DSP	Hz
f_{res}	Frequência de ressonância	Hz
$F_{aa}(s)$	Planta do filtro de <i>Anti-Aliasing</i>	-
G_{AD}	Ganho do conversor AD	-
$G_{PWM}(s)$	Ganho do modulador PWM	-
$G_{cFB}(s)$	Planta do compensador de tensão do conversor FB-ZVS-PWM-PS	-
$H_i(s)$	Planta de corrente	-
$H_V(s)$	Planta de tensão global	-
H_{Voi}	Planta de tensão individual	-
I_L	Corrente no indutor	A

I_e	Corrente na fonte de entrada	A
I_o	Corrente de saída (carga)	A
I_o'	Corrente de saída refletida ao primário	A
I_{op}	Corrente no primário do transformador	A
I_{Smed}	Corrente média no interruptor	A
I_{Sef}	Corrente eficaz no interruptor	A
I_{Smax}	Corrente de pico no interruptor	A
I_{Dmed}	Corrente média no diodo	A
I_{Def}	Corrente eficaz no diodo	A
I_{Dmax}	Corrente de pico no diodo	A
I_c	Corrente no capacitor	A
I_{sn}	Corrente no interruptor n, $n=1, 2, 3...$	A
\hat{i}_o	Perturbação na corrente de carga	A
K_{sI}	Ganho do sensor de corrente	-
K_{sV}	Ganho do sensor de tensão	-
K_{agV}	Ganho do circuito de ajuste de ganho (tensão)	-
K_{agi}	Ganho do circuito de ajuste de ganho (corrente)	-
L	Indutor	-
L_r	Indutor ressonante	-
L_b	Indutor <i>boost</i>	-
L_o	Indutor de filtro de saída	-
N_s	Número de espiras do enrolamento secundário	-
N_p	Número de espiras do enrolamento primário	-
n	Número de módulos	-
η_{FB}	Rendimento do conversor FB-PWM-ZVS-PS	%
η	Rendimento	%
P_{oi}	Potência de saída de um módulo	W
P_o	Potência de saída	W
P_i	Potência de entrada	W
P_g	Potência do grampeador	W
RSE_{Max}	Resistência série equivalente máxima permitida	Ω
R_n	Resistência, $n=1, 2, 3...$	Ω
R_o	Resistência de carga	Ω
R_{oi}	Resistência de carga equivalente de um módulo	Ω
R_g	Resistor do grampeador	Ω
S_n	Interruptor, $n=1, 2, 3...$	-
S_b	Interruptor <i>boost</i>	-
T_s	Período de comutação	s
V_L	Tensão no indutor	V
V_o	Tensão de saída	V

V_{oi}	Tensão de saída individual $i = 1, 2, 3...$	V
V_g	Tensão de alimentação (<i>boost</i>)	V
V_i	Tensão de entrada (alimentação)	V
V_c	Tensão no capacitor	V
V_{Smax}	Tensão máxima no interruptor	V
V_{Dmax}	Tensão máxima no diodo	V
V_{sn}	Tensão no interruptor n, $n=1, 2, 3...$	V
\hat{v}_i	Perturbação na tensão de alimentação	V
V_{pk}	Tensão de pico	V
Δ	Variação	-
ΔI	Ondulação de corrente	A
ΔI_{Lo}	Ondulação de corrente no indutor de saída	A
ΔV	Ondulação de tensão	V
Δd	Perda de razão cíclica	-
Δt	Intervalo de tempo	s

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	21
1 MOTIVAÇÃO, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DO TRABALHO	23
1.1 INTRODUÇÃO.....	23
1.2 MOTIVAÇÃO.....	23
1.3 REVISÃO BIBILOGRÁFICA	24
1.4 CONVERSOR PROPOSTO.....	28
1.4.1 Estratégia de Modulação.....	29
1.4.2 Estratégia de Controle.....	29
1.5 CONCLUSÃO	31
2 CONVERSOR <i>BOOST</i> MODULAR.....	33
2.1 INTRODUÇÃO.....	33
2.2 CONVERSOR <i>BOOST</i> MODULAR.....	33
2.3 INTEVALOS DE OPERAÇÃO	34
2.3.1 Intervalo de Operação ($0 < d < 1/3$)	34
2.3.2 Intervalo de Operação 2 ($1/3 < d < 2/3$)	36
2.3.3 Intervalo de Operação ($2/3 < d < 1$)	37
2.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA.....	39
2.5 ANÁLISE DA CORRENTE DE ENTRADA	40
2.6 MODELAGEM DO CONVERSOR <i>BOOST</i> MODULAR	44
2.6.1 Malha de Controle da Tensão Global	44
2.6.1.1 Modelagem da planta de tensão global.....	44
2.6.1.2 Validação da planta de controle da tensão total.....	46
2.6.2 Malha de Controle da Corrente	47
2.6.2.1 Modelagem da planta de corrente.....	47
2.6.2.2 Validação da planta de corrente	49
2.6.3 Malha de Controle da Tensão Individual	49
2.6.3.1 Modelagem da planta para o controle individual das tensões	49
2.6.3.2 Validação da planta de tensão individual	50
2.7 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES.....	51
2.7.1 Esforços nos Interruptores Controlados – S_n	51
2.7.2 Esforços nos Diodos – D_n.....	52
2.8 ANÁLISE DO CAPACITOR DE SAÍDA	54
2.9 CONCLUSÃO.....	55
3 CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS.....	57
3.1 INTRODUÇÃO.....	57
3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO.....	57
3.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA.....	65

3.4	MODELAGEM DO CONVERSOR	68
3.4.1	Validação das Plantas de Tensão e Corrente	70
3.5	ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES.....	71
3.5.1	Esforços nos Interruptores	71
3.5.2	Esforços nos Diodos de Saída	71
3.6	CONCLUSÃO	72
4	PROJETO DO CONVERSOR.....	73
4.1	PROJETO DO ESTÁGIO DE ENTRADA - <i>BOOST</i>	74
4.1.1	Grandezas Gerais	75
4.1.2	Indutor <i>Boost</i> - L_b.....	76
4.1.3	Interruptores de Potência - S_b	76
4.1.4	Diodo <i>Boost</i> - D_b.....	77
4.1.5	Capacitor de Saída - C_o	78
4.1.6	Circuito de Controle do Conversor.....	78
4.1.6.1	Controlador Digital de Sinais (DSC)	79
4.1.6.2	Medição de tensão.....	80
4.1.6.3	Medição de corrente.....	81
4.1.6.4	Circuito de condicionamento	83
4.1.6.5	Circuito de comando	84
4.1.7	Dimensionamento dos Compensadores	84
4.1.7.1	Considerações sobre a implementação digital.....	84
4.1.7.2	Malha de controle de corrente.....	85
4.1.7.3	Malha de controle de tensão global.....	88
4.1.7.4	Malha de controle da tensão individual.....	91
4.2	PROJETO DO CONVERSOR DE ACOPLAMENTO.....	95
4.2.1	Grandezas Gerais	95
4.2.2	Transformador	96
4.2.3	Indutor Ressonante - L_r.....	96
4.2.4	Indutor de Filtro de Saída - L_o	97
4.2.5	Capacitor de Saída - C_o.....	97
4.2.6	Capacitor de Bloqueio da Corrente Contínua - C_{dc}.....	98
4.2.7	Interruptores de Potência - S_{1-4}	98
4.2.8	Diodos Retificadores - D_r	99
4.2.9	Circuito Grampeador.....	99
4.2.10	Circuito de Controle.....	100
4.2.10.1	Sensor de tensão	100
4.2.10.2	Modulador PWM	100
4.2.11	Projeto do Compensador de Tensão	101
4.3	CONCLUSÃO	103
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	105
5.1	INTRODUÇÃO	105

5.2	PROTÓTIPO IMPLEMENTADO	105
5.3	RESULTADOS DO CONVERSOR <i>BOOST</i> MODULAR	107
5.4	RESULTADOS DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS	110
5.5	RESULTADOS DO CONVERSOR PROPOSTO	112
5.6	CONCLUSÃO.....	116
6	CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS.....	119
	REFERÊNCIAS	121
	APENDICE A – ESQUEMÁTICO COMPLETO.....	124
	APENDICE B – PROJETO DOS DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS.....	135

INTRODUÇÃO

A evolução da tecnologia dos semicondutores empregados em conversores estáticos, somada ao avanço da eletrônica de potência, resultou em sua disseminação nas mais variadas aplicações. Os conversores CC-CC possuem um papel fundamental nesse avanço. Tais aplicações, muitas vezes, requerem conversores para operar com elevadas tensões de entrada e elevada potência, o que é um desafio nos dias atuais devido ao fato de os semicondutores não suportarem uma tensão de trabalho elevada.

A estrutura de potência proposta é formada pelo cascadeamento de um conversor *boost* e um conversor FB-ZVS-PWM-PS, associados de maneira série-modular que possibilita a divisão dos esforços nos componentes, permitindo assim, obter um conversor CC-CC isolado capaz de operar com elevadas tensões de entrada e também com alta potência.

A estrutura deste trabalho é descrita a seguir.

O capítulo 1 expõe a motivação do trabalho, apresentando como justificativa, uma revisão bibliográfica da situação atual da tecnologia dos semicondutores e de propostas de conversores CC-CC existentes para aplicações com elevadas tensões e alta potência. A estrutura de potência do conversor proposto é apresentada como uma solução para as limitações impostas pela tecnologia de semicondutores atual.

No capítulo 2 é realizado o estudo teórico do conversor *boost* modular, que compõe o estágio de entrada da estrutura do conversor proposto. Esse conversor é responsável por dividir a alta tensão em barramentos independentes, possibilitando assim o emprego de semicondutores de baixa tensão.

No capítulo 3 é apresentado o estudo teórico do funcionamento do conversor de acoplamento, FB-ZVS-PWM-PS, que compõe o estágio de saída da estrutura do conversor proposto. Esse conversor tem a finalidade de isolar as saídas do conversor *boost*, possibilitando assim conecta-las em série.

No capítulo 4 é apresentada uma metodologia de projeto para ambos os conversores estudados nos capítulos 2 e 3, sendo evidenciados detalhes do projeto dos circuitos de potência e de controle.

O capítulo 5 apresenta os resultados experimentais do conversor, a fim de validar toda a análise teórica realizada nos capítulos 2 e 3 e da metodologia de projeto abordada no capítulo 4.

Por fim, nos apêndices, se encontram detalhes de projeto dos elementos magnéticos, bem como o esquemático completo do protótipo montado e utilizado para obtenção dos resultados experimentais.

1 MOTIVAÇÃO, REVISÃO BIBLIOGRÁFICA E PROPOSTA DO TRABALHO

1.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo será apresentada a motivação que levou à escolha do assunto do presente trabalho. Será realizada uma breve revisão bibliográfica sobre o assunto, destacando-se as principais pesquisas relacionadas ao tema.

Também será apresentado o conversor CC-CC, foco deste trabalho. Trata-se de um conversor CC-CC destinado a operar com elevadas potências, elevadas tensões de entrada e de saída, isolado em alta-frequência e que possibilite a utilização de componentes de baixa tensão.

Um dos objetivos deste capítulo é apresentar as estruturas de potência, modulação e controle de forma qualitativa, descrevendo suas principais características.

1.2 MOTIVAÇÃO

A grande evolução que a eletrônica de potência sofreu no decorrer dos últimos anos permitiu que novas aplicações e equipamentos fossem projetados para trabalhar com tensão contínua, tais como: Acionamento de motores, tração elétrica em veículos, carregadores de bateria etc.. Junto com essa evolução veio a necessidade de conversores estáticos capazes de alterar níveis diferentes de tensão, seja para alimentar um equipamento ou para transferência de energia entre dois barramentos com níveis diferentes de tensão.

Para operação em tensões baixas, existem várias soluções, porém, a operação de conversores com tensão elevada é limitada a topologias complexas e componentes com custo elevado. A partir dessa informação define-se o objetivo principal desse trabalho, que é o desenvolvimento de um conversor CC-CC, isolado, com estrutura de potência modular. Para comprovar e validar o funcionamento do novo conversor os seguintes objetivos específicos foram estabelecidos: analisar e comprovar através de análise matemática e de simulações o funcionamento do conversor; estabelecer uma metodologia de projeto; montar um protótipo e avaliar os resultados, comparando-os com a teoria de modo a provar o funcionamento.

1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Conversores estáticos CC-CC para aplicação em elevadas tensões possuem uma dificuldade de aplicação maior, devido à tecnologia dos semicondutores, mais especificamente pela tensão de bloqueio dos mesmos. Atualmente os interruptores mais utilizados em conversores de alta tensão são os IGBT's (tensão de bloqueio de 6,5 kV) [2] e IGCT's (Tensão de bloqueio de 10 kV) [3]. Conforme pode-se observar na Figura 1.1, os semicondutores que podem trabalhar com tensões mais elevadas (Tiristor, GTO e IGBT) estão restringidos a trabalhar com frequências mais baixas, devido às perdas de comutação [2]. Tal fato faz com que os elementos passivos dos conversores (capacitores e indutores) tenham um maior volume. A operação com frequências mais baixas também tem influência na resposta dinâmica do controle do sistema, que, por sua vez, é mais lenta.

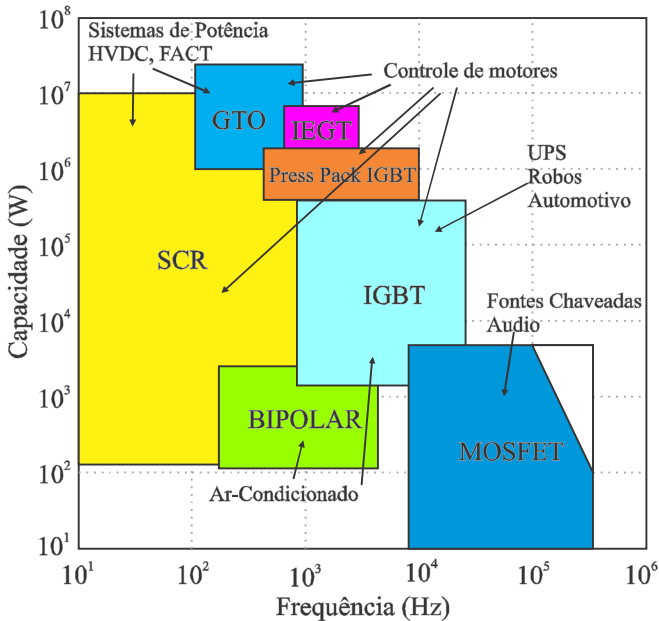


Figura 1.1 - Faixa de operação dos interruptores [1].

Uma solução para o problema de se trabalhar com elevadas tensões é a utilização de conversores de baixa tensão conectados em série na entrada e em série na saída. Essa configuração exige,

normalmente, sistemas de controle complexos e a implementação de várias malhas de controle, de modo a garantir o equilíbrio da tensão e da potência nos conversores, conforme pode ser visto em [4], [5] e [6]. Na Figura 1.2 encontra-se uma proposta de conversor com esse tipo de conexão.

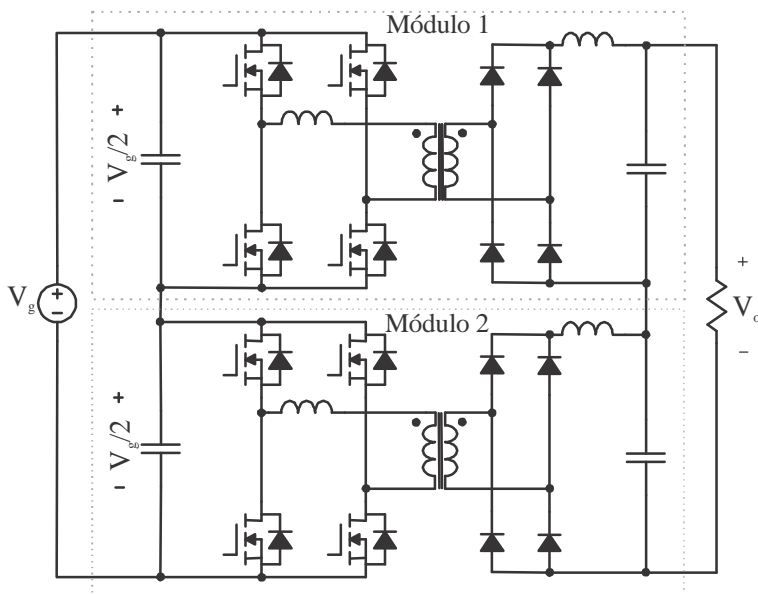


Figura 1.2 - Conexão em série de conversores [6].

Quando temos uma associação de dois ou mais conversores, com suas saídas e entradas conectadas em série, uma solução para o controle é apresentada em [7]. Tal solução consiste em utilizar compensadores individuais para cada módulo, porém, aplicar ao conversor a média das saídas dos compensadores. A Figura 1.3 traz o diagrama de blocos para a solução adotada.

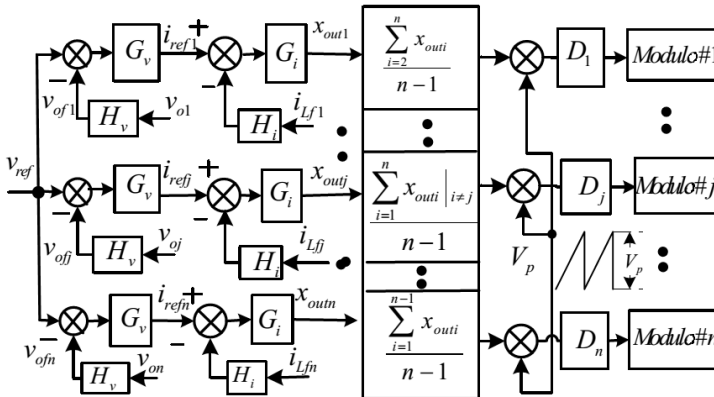


Figura 1.3 Controle para conversores conectados em série [7].

Outra solução para trabalhar com elevadas tensões consiste nos chamados conversores multiníveis, que têm a característica de dividir os esforços entre os componentes, possibilitando assim, a aplicação de tensões e correntes mais elevadas. Várias propostas podem ser encontradas na literatura, cujas principais características são listadas em [8]. As referências [9] e [10] trazem um exemplo desse tipo de conversor, representado na Figura 1.4.

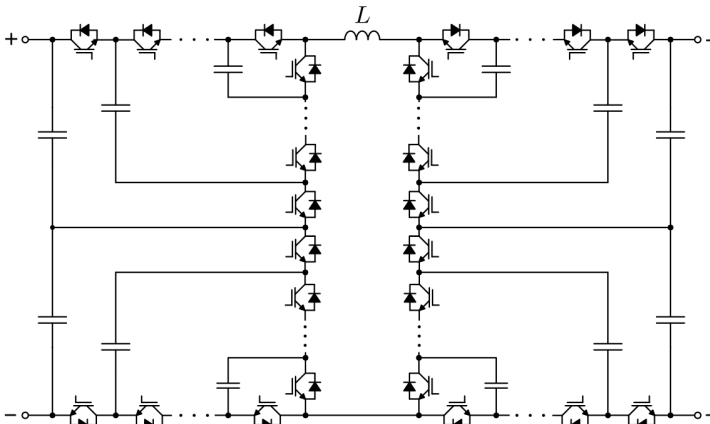


Figura 1.4 - Conversor *Buck+Boost* Multinível [9].

As referências [11] e [12] trazem outros exemplos de conversores multiníveis isolados, próprios para operar com alta potência e elevadas tensões de entrada e de saída. Ambos são baseados na topologia do

conhecido conversor *Dual Active Bridge*, porém, com a utilização de células multiníveis no lugar do conversor em ponte completa. Na Figura 1.5 encontra-se a topologia proposta.

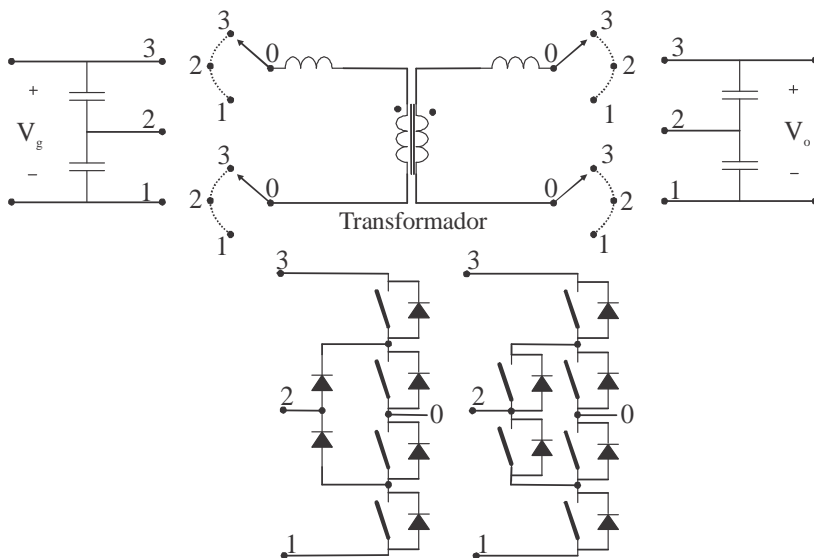


Figura 1.5 – Conversor multinível proposto em [11].

Analisando o conversor representado na Figura 1.6, proposto em [13], percebe-se a existência de uma característica muito peculiar: a possibilidade de se utilizar componentes de baixa tensão em um conversor capaz de operar com alta potência e elevada tensão de entrada. A utilização de MOSFET's de baixa tensão faz com que seja possível obter um elevado rendimento e, ao mesmo tempo, permite a redução de volume e peso do conversor, pois, operando em frequências mais elevadas, os componentes passivos são reduzidos. Nesse caso, empregou-se um conversor em ponte completa para a alimentação de motores elétricos em aplicações veiculares.

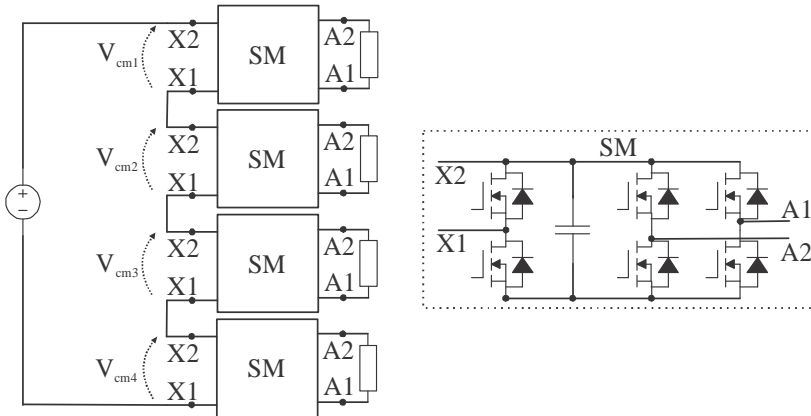


Figura 1.6 - Conversor modular para aplicação em veículos [13].

Com base nas referências bibliográficas citadas, será proposto um novo conversor CC-CC para operação com elevada tensão de entrada e alta potência.

1.4 CONVERSOR PROPOSTO

Na Figura 1.7 pode-se observar a estrutura de potência do conversor proposto. Trata-se de um conversor CC-CC, modular, unidirecional, para elevadas tensões de entrada e de saída. A estrutura é dividida em dois estágios: o primeiro é um conversor *boost* modular, responsável por gerar “n” saídas individuais de tensão. O segundo estágio é composto por conversores FB-ZVS-PWM-PS, responsáveis por fazer a isolamento das saídas dos conversores *boost*, possibilitando, assim, a conexão em série das saídas. Devido à estrutura modular, a topologia se mostra apropriada para operações com elevadas tensões de entrada e de saída.

A escolha pelo conversor FB-ZVS-PWM-PS para fazer a isolamento entre as saídas se deve ao fato de ser um conversor bastante difundido e apresentar um elevado rendimento.

O conceito modular utilizado por este trabalho representa a associação de uma saída do conversor *boost* e um conversor de acoplamento. Destaca-se que o controle não é igual para cada módulo, e que o indutor de entrada é compartilhado por todos os módulos.

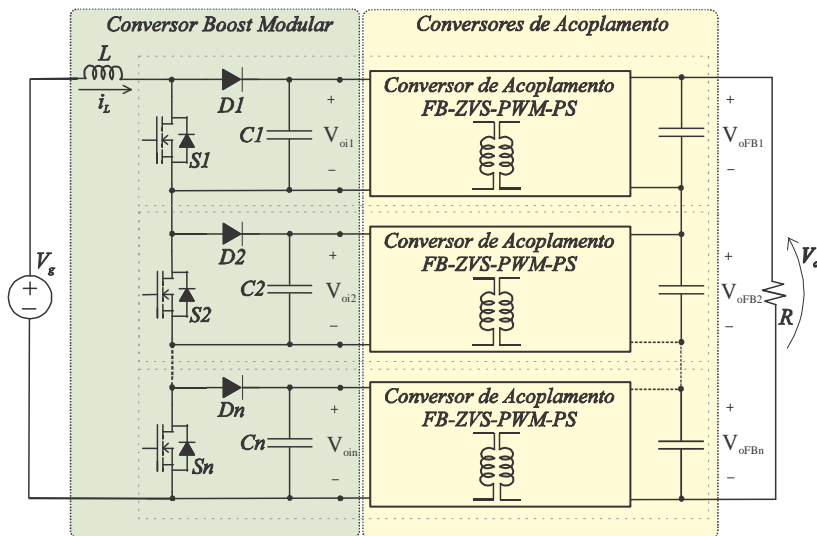


Figura 1.7 - Estrutura de potência proposta.

1.4.1 Estratégia de Modulação

A modulação aplicada ao conversor proposto tem como objetivo simplificar o controle e, também, reduzir os esforços nos componentes.

Para o conversor *boost* modular optou-se por utilizar portadoras triangulares igualmente defasadas entre si; tal escolha faz com que apareça a característica de multinível de tensão sobre o indutor *boost*.

Adicionalmente, para os conversores de acoplamento, optou-se por utilizar uma única portadora comum para todos os conversores, com isto, tornado o controle fácil.

1.4.2 Estratégia de Controle

A estratégia de controle do conversor foi concebida de modo a permitir, de forma simples, o controle de cada estágio do conversor de maneira individual e modular. A estrutura de controle utilizada pode ser observada na Figura 1.8, na qual são mostrados os elementos necessários para o controle de um conversor com três módulos.

Para o conversor *boost*, são necessárias quatro malhas de controle: uma malha de controle da corrente de entrada, uma para controlar a tensão total de saída (soma da tensão de saída de cada

módulo) e duas para controlar o balanço de tensão nas saídas, garantindo assim, a divisão dos esforços de tensão nas saídas e nos componentes.

O controle do *boost* modular funciona da seguinte maneira: A malha de controle da tensão de saída total gera a referência de corrente para o controle da corrente de entrada. Esta proposta de controle simplifica as funções de transferências envolvidas, facilitando assim o projeto dos controladores.

Uma eventual divisão não igual de carga nos módulos de saída do conversor *boost* pode ocasionar um desequilíbrio das tensões de saída. Para manter as saídas de tensão equilibradas, estas possuem a malha de controle de tensão individual. Destaca-se que uma das saídas não deve possuir tal malha de controle, pois, como a tensão total de saída já é controlada, é necessário controlar apenas duas saídas.

Pode-se então definir que é necessário para o conversor *boost* de entrada:

- Uma malha de controle da tensão de saída total.
- Uma malha de controle da corrente de entrada.
- Uma quantidade de malhas de controle da tensão individual igual à $(n-1)$, onde n é o número de módulos.

Para os conversores de acoplamento, optou-se por utilizar apenas um modulador e uma malha de controle de tensão comum a todos os conversores, ou seja, todos os conversores de acoplamento operam com a mesma razão cíclica. Essa malha de controle é a responsável pela resposta dinâmica da tensão de saída do conversor.

O fato dos conversores de acoplamento operarem com a mesma razão cíclica, faz com que diferenças paramétricas possam influenciar na quantidade de potência processada por cada módulo. Devido a este fato, são necessárias as malhas para o controle da tensão individual do conversor *boost*.

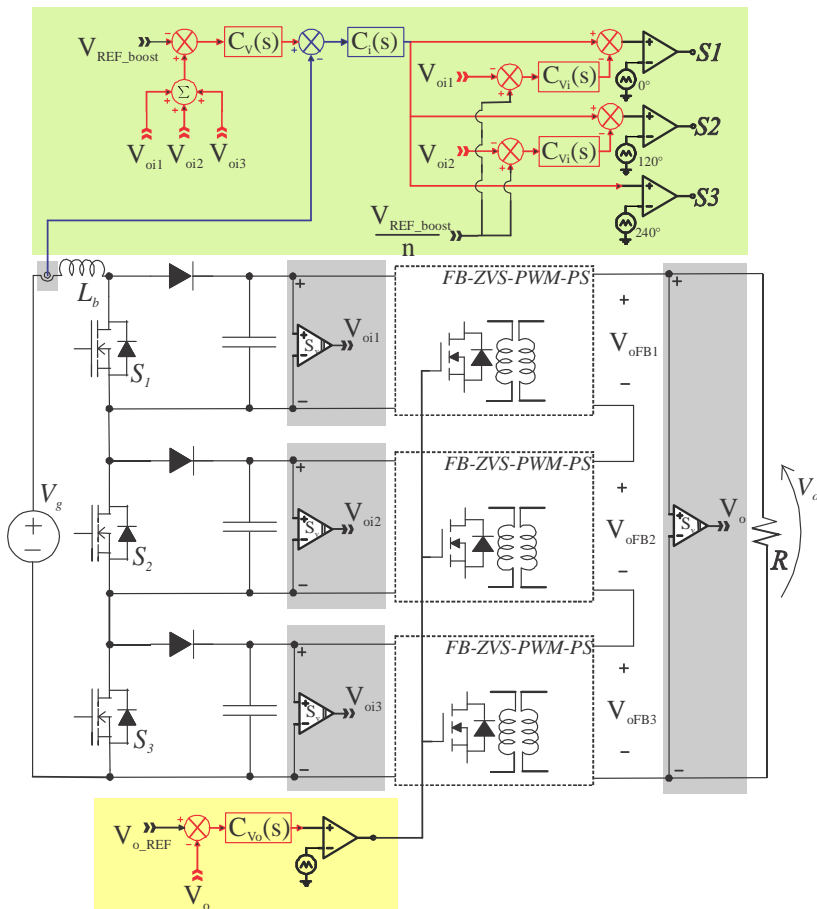


Figura 1.8 - Estrutura de controle do conversor *boost* modular.

1.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentada a principal motivação para o desenvolvimento do trabalho proposto, destacando-se as dificuldades relacionadas à obtenção de conversores projetados para operar com elevadas tensões de entrada e de saída. Além disso, foi realizada uma revisão bibliográfica, enfatizando-se algumas soluções encontradas na literatura e relacionadas a conversores destinados a aplicações envolvendo alta potência e elevadas tensões.

Por fim, foi apresentada a estrutura de potência proposta por este trabalho. Foi apresentada a maneira como serão realizadas a modulação e o controle do conversor.

2 **CONVERSOR *BOOST* MODULAR**

2.1 INTRODUÇÃO

Um dos grandes desafios da eletrônica de potência é trabalhar com tensões elevadas, dada a limitação física de tensão suportada pelos semicondutores. Neste capítulo, faz-se a apresentação do conversor *boost* modular, foco desta dissertação, bem como a análise do circuito de potência e das malhas de controle. Um dos objetivos é mostrar os benefícios que este conversor pode apresentar, principalmente, em relação à distribuição dos esforços nos semicondutores. Mostra-se também a análise do sistema de controle proposto para o conversor e a modelagem matemática necessária para o projeto dos compensadores. E, por fim, faz-se a dedução matemática para o dimensionamento dos elementos ativos e passivos do conversor.

2.2 CONVERSOR *BOOST* MODULAR

Na Figura 2.1 está representada a topologia do conversor *boost* modular, estudada neste trabalho. Este conversor apresenta como principal vantagem a baixa tensão sobre os interruptores, que é igual à tensão de saída de cada módulo. A vantagem do conversor de possibilitar a ligação de n módulos, faz com que esse possa operar com uma elevada tensão de entrada e, ainda, utilizar componentes ativos e passivos de baixa tensão.

Outra característica que o torna interessante é a possibilidade de trabalhar com vários níveis de tensão no indutor de entrada, reduzindo assim seu peso e volume. Tal característica é obtida através do defasamento dos sinais de comando.

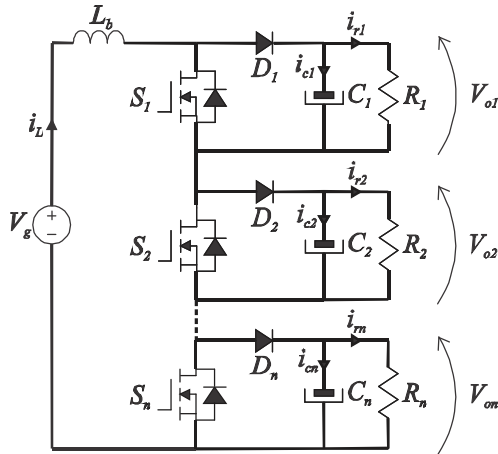


Figura 2.1 - Estrutura de potência do conversor *boost* modular.

2.3 INTEVALOS DE OPERAÇÃO

Para a análise dos intervalos de operação considerou-se um conversor com três módulos de saída e com o comando dos interruptores igualmente defasados entre si, implicando em três intervalos de operação distintos. Toda a análise será realizada considerando que o conversor esteja operando no modo de condução contínua.

2.3.1 Intervalo de Operação ($0 < d < 1/3$)

Durante este intervalo de operação apenas um interruptor conduz de cada vez na etapa de armazenamento de energia no indutor, conforme pode ser verificado na Figura 2.2 (a), (b) e (c). O indutor, durante a etapa de armazenamento de energia, é submetido à tensão calculada através da equação (2.1).

$$V_L = V_g - 2V_{oi} \quad (2.1)$$

Quando o interruptor deixa de conduzir (Figura 2.2 – (d)), o indutor transfere sua energia, anteriormente armazenada, para os capacitores de saída e para a carga através dos diodos D_1 , D_2 e D_3 . Durante esta etapa de operação, a tensão sobre o indutor é representada pela equação (2.2). As principais formas de onda referentes às etapas de operação estão representadas na Figura 2.3.

$$V_L = V_g - 3V_{oi} \quad (2.2)$$

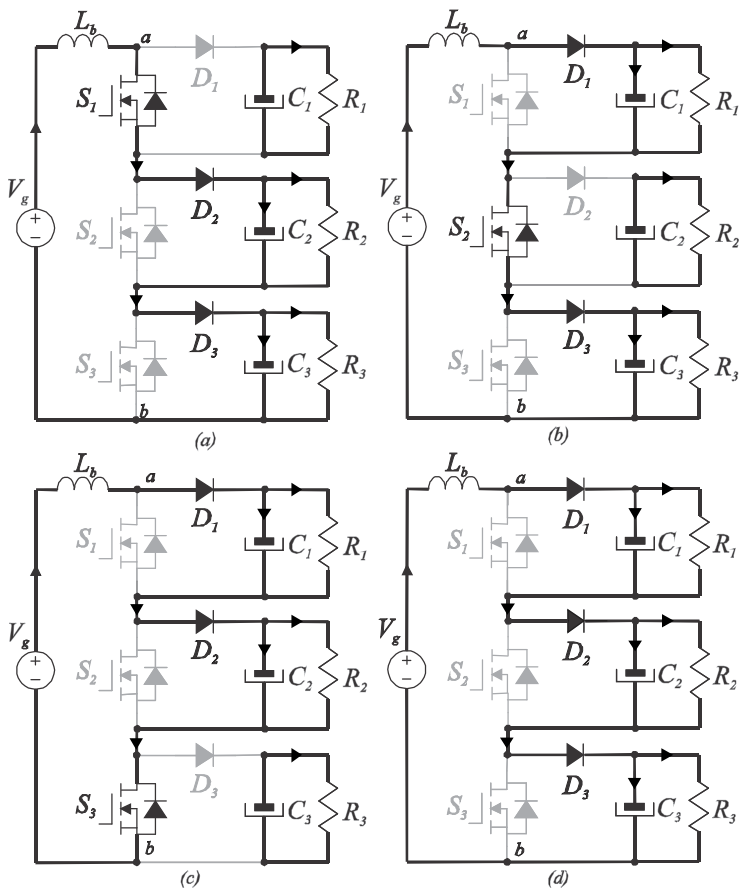


Figura 2.2 – Estados topológicos para operação entre $0 < d < 1/3$.

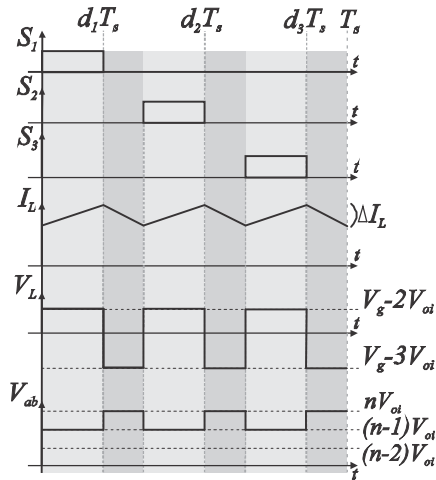


Figura 2.3 - Formas de onda para $d < 1/3$.

2.3.2 Intervalo de Operação 2 ($1/3 < d < 2/3$)

Durante este intervalo de operação, encontra-se seis estados topológicos possíveis: três para o instante em que se há armazenamento de energia no indutor (representados na Figura 2.4 – (a), (b) e (c)), e três estados de transferência de energia para a carga. Tais estados topológicos são representados pela Figura 2.2 (a), (b) e (c), e são iguais aos estados de armazenamento de energia da região de operação anterior ($d < 1/3$). Na Figura 2.4 – (d), encontram-se as principais formas de onda para essa região de operação. Convém destacar que durante a etapa de armazenamento de energia dois interruptores conduzem ao mesmo tempo, e durante a etapa de transferência de energia apenas um interruptor continua conduzindo.

A tensão sobre o indutor durante a etapa de armazenamento de energia é representada pela equação (2.3). Durante a etapa de transferência de energia para a saída, essa mesma tensão é descrita pela equação (2.4).

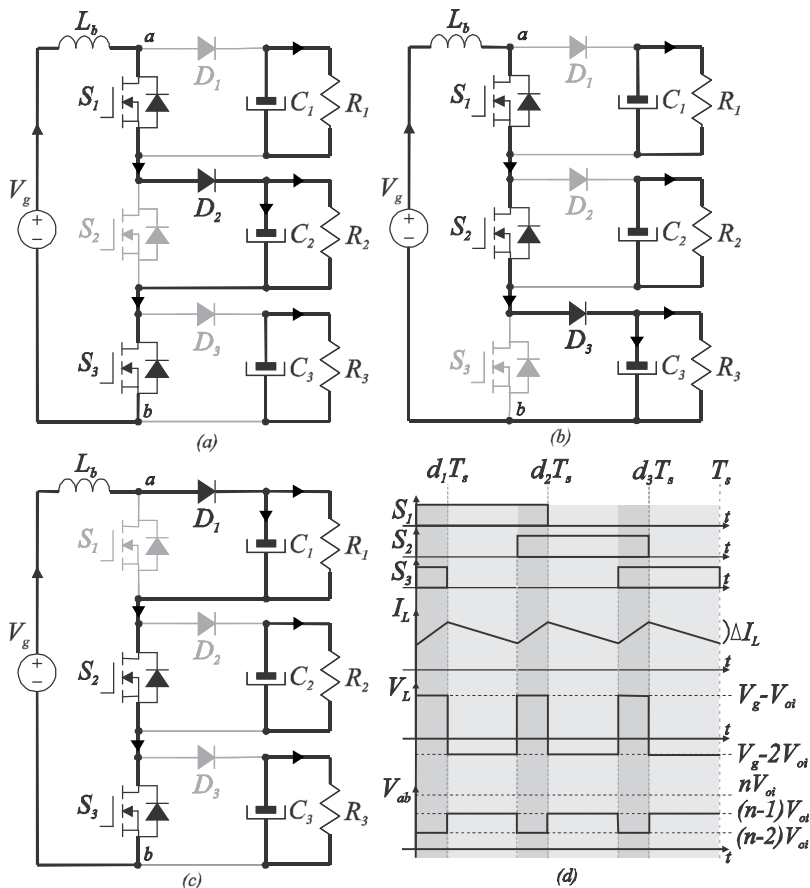


Figura 2.4 –Estados topológicos e formas de onda para operação entre $1/3 < d < 2/3$.

$$V_L = V_g - V_{oi} \quad (2.3)$$

$$V_L = V_g - 2V_{oi} \quad (2.4)$$

2.3.3 Intervalo de Operação ($2/3 < d < 1$)

Para este intervalo de operação, durante a etapa de armazenamento de energia, os três interruptores conduzem ao mesmo tempo. Durante a etapa de transferência de energia do indutor para as saídas, dois interruptores permanecem conduzindo, conforme pode ser

observado na Figura 2.5. Para a etapa de armazenamento de energia, o indutor fica submetido à tensão da fonte de alimentação, e durante a etapa de transferência de energia, à tensão calculada pela equação (2.5). Na Figura 2.6 encontram-se as principais formas de onda que representam esta região de operação.

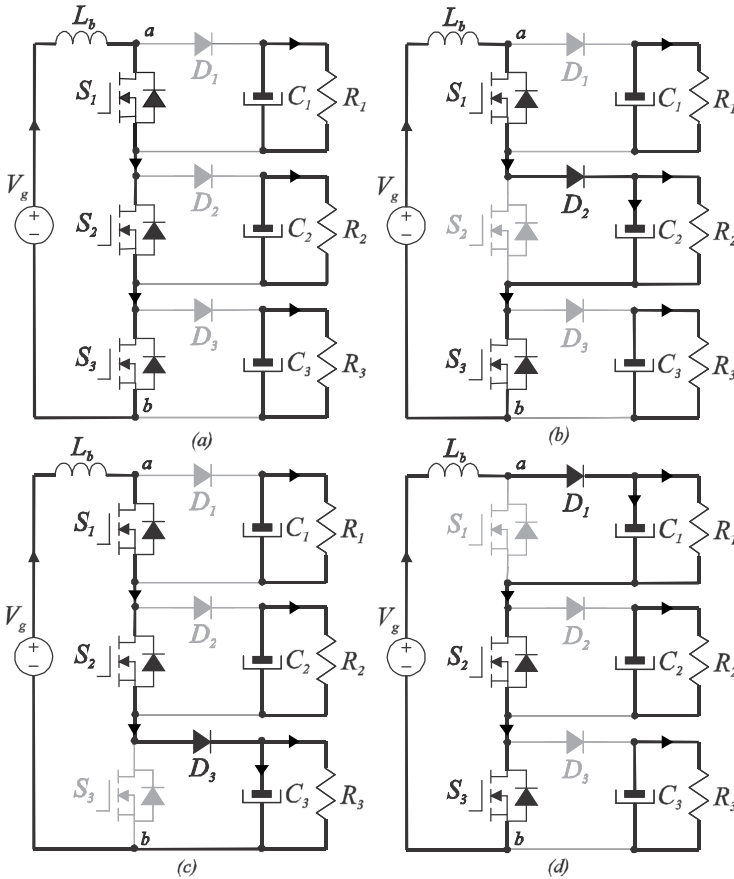


Figura 2.5 – Formas de onda para operação entre $2/3 < d < 1$.

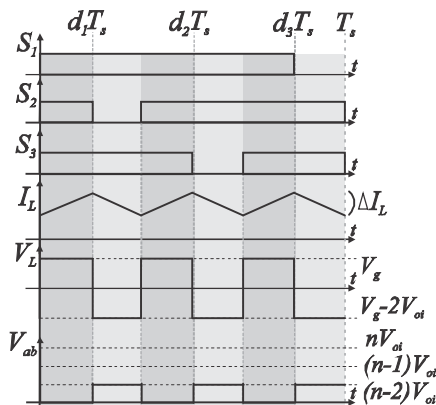


Figura 2.6 - Formas de onda para $d > 2/3$.

$$V_L = V_g - 2V_{oi} \quad (2.5)$$

2.4 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

Para determinar a característica de saída, o conversor proposto será simplificado através do circuito equivalente apresentado na Figura 2.7. A tensão V_{ab} é determinada através da equação (2.6), que considera os valores médios das grandezas envolvidas. Considera-se também que a razão cíclica d é a mesma em todos os interruptores.

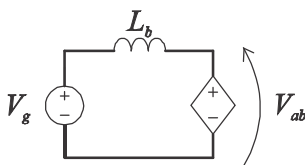


Figura 2.7 - Circuito equivalente do conversor *boost* modular.

$$V_{ab} = \sum_{i=1}^n V_{oi}(1 - d) \quad (2.6)$$

Como a tensão média sobre o indutor em regime permanente é igual a zero, pode-se concluir que a equação (2.7) é válida.

$$V_g = \sum_{i=1}^n Vo_i(1 - d) \quad (2.7)$$

Logo, pode-se determinar o ganho estático do conversor através da equação (2.8), onde n é igual ao número de módulos (saídas) do conversor.

$$G = \frac{\sum_{i=1}^n Vo_i}{V_g} = \frac{1}{1 - d} \quad (2.8)$$

2.5 ANÁLISE DA CORRENTE DE ENTRADA

A corrente de entrada do conversor *boost* modular é igual a corrente no indutor L_b , logo, é interessante que se faça a análise da ondulação de corrente sobre este elemento. O estudo realizado neste trabalho considera um conversor com três módulos de saída, porém, o mesmo estudo pode ser empregado para a análise de um número diferente de módulos.

Analisando a tensão e corrente no indutor de entrada (Figura 2.2, Figura 2.4 e Figura 2.5), percebe-se que a frequência a que o indutor fica submetido é o triplo da frequência de comutação dos interruptores. Pode-se dizer que a frequência da corrente sobre o indutor de entrada é proporcional à quantidade de vezes que os sinais de comando estão defasados entre si.

Para um conversor com três módulos de saída, onde existem três intervalos de operação definidos pela defasagem dos sinais de comando, há três expressões diferentes que definem a ondulação de corrente para cada intervalo.

Para facilitar a dedução matemática da ondulação de corrente no indutor, foram definidas as variáveis d_{x1} , d_{x2} , e d_{x3} , estas representam a variação da razão cíclica do ponto de vista da tensão sobre o indutor, para cada intervalo de operação. Analisando a Figura 2.8 verifica-se que o indutor fica submetido a uma tensão expressa pela equação (2.1) durante um intervalo (razão cíclica) definido pela equação (2.9), onde d é a razão cíclica dos interruptores.

$$d_{x1} = 3d \quad (2.9)$$

Logo, pode-se escrever a ondulação de corrente para este intervalo como sendo:

$$\Delta I_{d < 1/3} = \frac{T_s d_{x1}}{3 L_b} (V_g - 2V_{oi}) \quad (2.10)$$

Substituindo (2.9) e (2.8) em (2.10) obtém-se (2.11), que representa a ondulação de corrente para o intervalo de operação onde d é menor que um terço:

$$\Delta I_{d < 1/3} = \frac{V_g d}{L_b f_s} \left(1 - \frac{2}{3(1-d)} \right) \quad (2.11)$$

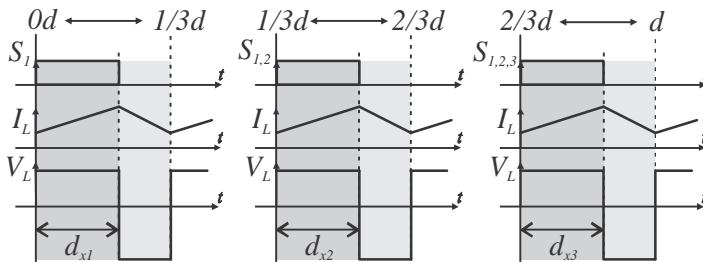


Figura 2.8 - Análise da ondulação de corrente.

Para operação com razão cíclica entre um terço e dois terços chega-se às seguintes expressões:

$$d_{x2} = 3d - 1 \quad (2.12)$$

$$\Delta I_{1/3 < d < 2/3} = \frac{T_s d_{x2}}{3 L_b} (V_g - V_{oi}) \quad (2.13)$$

$$\Delta I_{1/3 < d < 2/3} = \frac{V_g (3d - 1)}{3 L_b f_s} \left(1 - \frac{1}{3(1-d)} \right) \quad (2.14)$$

De maneira análoga, pode-se calcular a ondulação de corrente no conversor para operação com razão cíclica maior que dois terços.

$$d_{x3} = 3d - 2 \quad (2.15)$$

$$\Delta I_{d>2/3} = \frac{T_s d_{x3}}{3 L_b} V_g \quad (2.16)$$

$$\Delta I_{d>2/3} = \frac{V_g(3d - 2)}{3L_b f_s} \quad (2.17)$$

A ondulação de corrente pode ser normalizada em função dos parâmetros V_g , L_b e f_s , conforme pode ser observado na expressão (2.18).

$$\overline{\Delta I} = \frac{\Delta I f_s L_b}{V_g} \quad (2.18)$$

Assim, aplicando-se a normalização nas equações (2.11), (2.14) e (2.17) obtém-se:

$$\overline{\Delta I} = \begin{cases} \left(1 - \frac{2}{3(1-d)}\right)d, & d < \frac{1}{3} \\ \left(1 - \frac{1}{3(1-d)}\right)(3d - 1), & \frac{1}{3} < d < \frac{2}{3} \\ \frac{(3d - 2)}{3}, & d > \frac{2}{3} \end{cases} \quad (2.19)$$

Na Figura 2.9 pode-se observar a influência da razão cíclica na ondulação de corrente. Para efeito de comparação, a linha tracejada apresenta a ondulação de corrente normalizada do conversor *boost* tradicional [14]. Percebe-se que o conversor proposto apresenta uma ondulação de corrente significativamente reduzida em relação à tradicional. Pode-se afirmar, também, que a ondulação de corrente se comporta de maneira diferente para cada faixa de razão cíclica; isso se deve ao fato do conversor apresentar diferentes níveis de tensão no indutor, característica dos conversores multiníveis.

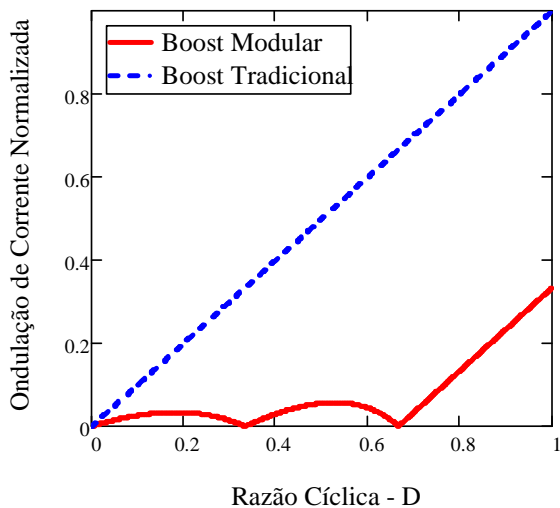


Figura 2.9 - Ondulação de corrente normalizada no indutor *boost*.

A Figura 2.10 mostra o resultado de uma simulação, no qual é apresentado o comportamento da tensão nos pontos V_{ab} do conversor *boost*, para as três regiões de operação ($d < 1/3$, $d > 1/3$ e menor que $2/3$, e $d > 2/3$). A tensão de entrada utilizada em simulação é de 900 V, e a de saída é 400 V por módulo, considerando-se um conversor de três módulos.

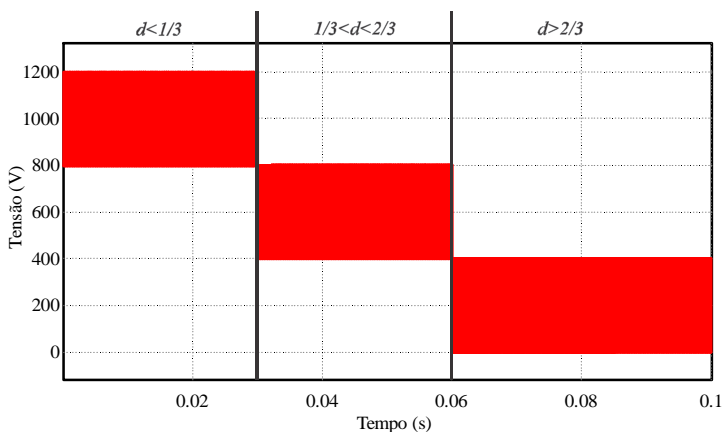


Figura 2.10 - Comportamento da tensão no ponto V_{ab} .

2.6 MODELAGEM DO CONVERSOR *BOOST* MODULAR

O controle do conversor *boost* modular deve ser capaz de controlar a corrente sobre o indutor de entrada e também garantir que as saídas possam ser estabilizadas independentemente uma da outra. Para isso, são necessárias várias malhas de controle. A seguir, será apresentada a modelagem dinâmica do conversor *boost* modular, que foi realizada de modo a facilitar o projeto dos compensadores para as três malhas de controle existentes: controle da tensão global, controle da tensão individual e controle da corrente de entrada.

2.6.1 Malha de Controle da Tensão Global

A malha de controle da tensão de saída é a responsável por manter o conversor operando em seu ponto de operação nominal. A referida malha fornece a referência do ponto de operação para a malha seguinte que é a malha de corrente.

2.6.1.1 Modelagem da planta de tensão global

A modelagem desejada para esta planta está voltada à obtenção de uma representação por valores médios, da tensão de saída em relação à corrente no indutor, uma vez que esta é imposta pela malha de controle de corrente.

Na Figura 2.11 pode-se observar o circuito elétrico equivalente do modelo por valores médios que representa uma das saídas do conversor *boost* modular.

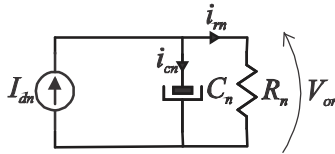


Figura 2.11 - Modelo para planta de tensão de saída.

Pode-se afirmar que a fonte de corrente I_{dn} pode ser representada pela equação (2.20), na qual $i_L(t)$ é a corrente no indutor L_b .

$$i_{dn}(t) = i_L(t)[1 - d_n(t)] \quad (2.20)$$

A corrente $i_{dn}(t)$ pode também ser representada pela equação (2.21).

$$i_{dn}(t) = i_{cn}(t) + i_{rn}(t) \quad (2.21)$$

Também são necessárias as seguintes relações:

$$i_{cn}(t) = C_n \frac{dv_{cn}(t)}{dt} \quad (2.22)$$

$$i_{rn}(t) = \frac{v_{cn}(t)}{R_n} \quad (2.23)$$

Substituindo (2.20), (2.22) e (2.23) em (2.21), obtém-se (2.24).

$$i_L(t)(1 - d(t)) = C_n \frac{dv_{cn}(t)}{dt} + \frac{v_{cn}(t)}{R_n} \quad (2.24)$$

Para o ponto de operação:

$$I_L (1 - d) = \frac{V_{cn}}{R_n} \quad (2.25)$$

Aplicando as pequenas perturbações, obtém-se (2.26):

$$[I_L + \widehat{i}_L][1 - (d + \widehat{d})] = C_n \frac{d(V_{cn} + \widehat{v}_{cn})}{dt} + \frac{\widehat{v}_{cn} + V_{cn}}{R_n} \quad (2.26)$$

Considerando que os termos de segunda ordem tenham uma amplitude muito pequena ($\widehat{d}\widehat{i}_L \approx 0$), e que os termos DC sejam iguais a zero:

$$-I_L \widehat{d} + \widehat{i}_L (1 - d) = C_n \frac{d(\widehat{v}_{cn})}{dt} + \frac{\widehat{v}_{cn}}{R_n} \quad (2.27)$$

Para verificar a influência de \widehat{i}_L em \widehat{v}_{cn} , faz-se $\widehat{d} = 0$, tendo como resultado a equação (2.28).

$$\widehat{i}_L (1 - d) = C_n \frac{d(\widehat{v}_{cn})}{dt} + \frac{\widehat{v}_{cn}}{R_n} \quad (2.28)$$

Aplicando a Transformada de Laplace:

$$\widehat{i}_L (s)[1 - d] = C_n \frac{d[\widehat{v}_{cn}(s)]}{dt} + \frac{\widehat{v}_{cn}(s)}{R_n} \quad (2.29)$$

Logo, pode-se obter a seguinte função de transferência, descrita em (2.30).

$$\frac{\widehat{v}_{cn}(s)}{\widehat{i}_L(s)} = \frac{R_n(1 - d)}{sR_nC_n + 1} \quad (2.30)$$

Seja a seguinte relação para tensão de saída, onde n representa o número de módulos do conversor:

$$\widehat{v}_{cn}(s) = \frac{\widehat{v}_o(s)}{n} \quad (2.31)$$

Pode-se dizer então que a função de transferência que relaciona a tensão total de saída com a corrente de entrada é dada pela equação (2.32).

$$\frac{\widehat{v}_o(s)}{\widehat{i}_L(s)} = \frac{R_n(1 - d)}{sR_nC_v + 1} n \quad (2.32)$$

2.6.1.2 Validação da planta de controle da tensão total

De modo a validar a planta de tensão por corrente obtida na seção anterior, foi realizada uma simulação do conversor e da planta. Na Tabela 2.1 estão os parâmetros utilizados na simulação.

Tabela 2.1 - Parâmetros para validação das funções de transferência.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada - V_g	900 V
Tensão de saída (módulo) - V_{oi}	400 V
Resistência de Carga - R_n	80 Ω
Indutor <i>Boost</i> - L_b	431 μ H
Capacitores de saída - C_n	10 μ F
Frequência de comutação - f_s	40 kHz
Número de módulos - n	3

A Figura 2.12 mostra o resultado da simulação. Observa-se que após aplicarmos uma perturbação na corrente de entrada, a tensão de saída tem o mesmo comportamento no circuito simulado (em vermelho) e na planta (em azul). A perturbação utilizada foi de 5%.

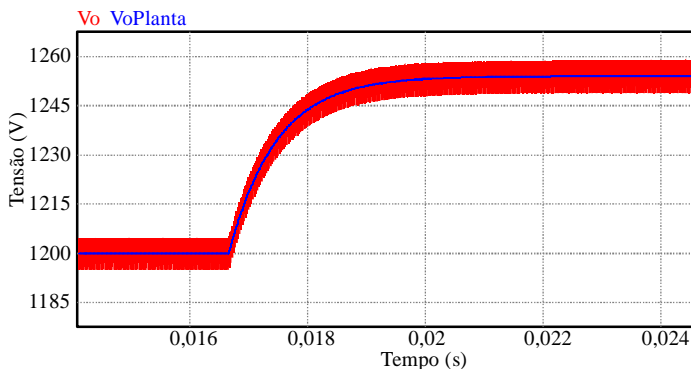


Figura 2.12 - Validação da planta de tensão por corrente.

2.6.2 Malha de Controle da Corrente

A malha de controle da corrente é a responsável por controlar a corrente na entrada do conversor, ou seja, regular a potência que está sendo entregue pela fonte V_g para a carga.

2.6.2.1 Modelagem da planta de corrente

A malha para controle da corrente no indutor recebe a referência de corrente da malha de tensão. A corrente de referência deve ser

imposta através da variação da razão cíclica dos interruptores, por esse motivo, é necessário encontrar uma função de transferência que relacione a corrente do indutor com a razão cíclica.

A dedução da função de transferência da malha para controle da corrente toma como base o circuito representado na Figura 2.7, que representa o modelo por valores médios quase instantâneos da corrente no indutor.

Considerando que as tensões de saída do conversor são iguais, e que cada saída processa a mesma potência, pode-se dizer que a equação (2.33) é verdadeira.

$$V_{ab} = nV_{oi}(1 - d) \quad (2.33)$$

Analisando o circuito no domínio do tempo, encontra-se a equação (2.34).

$$L_b \frac{di_L(t)}{dt} = v_g(t) - [1 - d(t)] n v_{oi}(t) \quad (2.34)$$

Para o ponto de operação:

$$\frac{nV_{oi}}{V_g} = \frac{1}{1 - d} \quad (2.35)$$

Aplicando as pequenas perturbações:

$$L_b \frac{d(I_L + \hat{i}_L)}{dt} = V_g - (1 - d - \hat{d})n(V_{oi} + \hat{v}_{oi}) \quad (2.36)$$

Eliminando os termos de segunda ordem e os termos DC:

$$L_b \frac{d\hat{i}_L}{dt} = V_{oi} n \hat{d} - (1 + d)\hat{v}_{oi}n \quad (2.37)$$

Para verificar a influência de \hat{d} em \hat{i}_L , faz-se $\hat{v}_{oi} = 0$. Assim, defini-se a equação (2.38).

$$L_b \frac{d\hat{i}_L}{dt} = V_{oi} n \hat{d} \quad (2.38)$$

Aplicando a Transformada de Laplace, encontra-se a função de transferência representada pela equação (2.39).

$$\frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_{oi}}{sL_b} n \quad (2.39)$$

2.6.2.2 Validação da planta de corrente

Para comprovar o funcionamento da planta de corrente, foi realizada uma simulação com os mesmos parâmetros já apresentados na Tabela 2.1. Para esta simulação, foi aplicado um degrau na razão cíclica de 5%. Na Figura 2.13 está representado o comportamento dinâmico do circuito comutado e da planta de corrente (em azul).

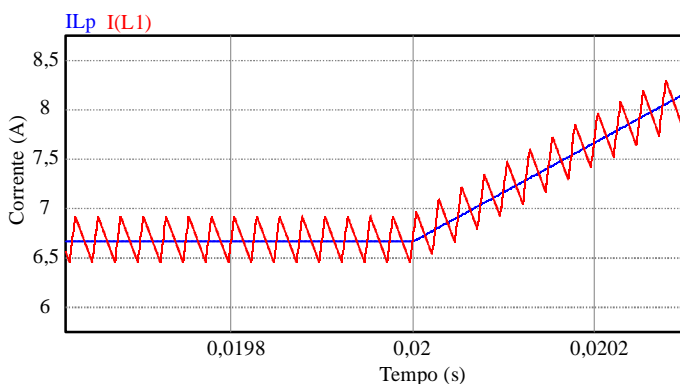


Figura 2.13 - Validação da planta de corrente.

2.6.3 Malha de Controle da Tensão Individual

Variações individuais de carga provocam um desbalanceamento nas tensões de saída de cada módulo, o que é indesejável. Para resolver este problema existe a malha de controle das tensões individuais de cada módulo, que atua aplicando uma correção na razão cíclica de cada interruptor.

2.6.3.1 Modelagem da planta para o controle individual das tensões

A modelagem da planta para a malha de controle individual de tensão tem por base o mesmo circuito equivalente já mostrado na Figura

2.11, porém, a função de transferência desejada é da saída em relação a uma perturbação adicionada ao sinal de controle.

A partir da equação (2.27), a qual está novamente representada na equação (2.40), faz-se $\widehat{v}_{cn} = 0$, obtendo-se a equação (2.41):

$$-I_L \widehat{d} + \widehat{v}_{cn} (1 - d) = C_n \frac{d(\widehat{v}_{cn})}{dt} + \frac{\widehat{v}_{cn}}{R_n} \quad (2.40)$$

$$-I_L \widehat{d} = C_n \frac{d(\widehat{v}_{cn})}{dt} + \frac{\widehat{v}_{cn}}{R_n} \quad (2.41)$$

Aplicando a Transformada de Laplace em (2.41) e isolando os termos desejados, tem-se (2.42). A equação (2.42) representa o comportamento da tensão de saída individual do conversor em relação à razão cíclica.

$$\frac{\widehat{v}_{cn}}{\widehat{d}} = -\frac{R_n}{sR_nC_v + 1} I_L \quad (2.42)$$

2.6.3.2 Validação da planta de tensão individual

Para validar a planta de tensão individual, foi realizada uma simulação do conversor com os parâmetros já apresentados na Tabela 2.1. A Figura 2.14 mostra o comportamento da tensão individual de saída em relação a um degrau de 5% na razão cíclica. Em vermelho está representada a resposta do circuito comutado, e em azul a resposta da planta.

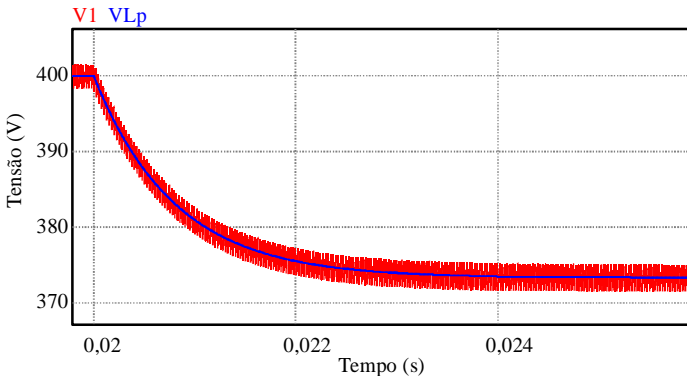


Figura 2.14 - Validação da planta de tensão individual.

2.7 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Este tópicó é destinado a analisar os esforços de tensão e corrente nos semicondutores utilizados no conversor *boost* modular. Na Figura 2.15 encontra-se um modelo de circuito elétrico utilizado para realizar a análise dos esforços.

A tensão de saída do conversor foi considerada livre de ondulação, ou seja, substituída por uma fonte de tensão ideal. Também foi considerado que o indutor é grande o suficiente para proporcionar uma ondulação de corrente desprezível. Desse modo, o indutor foi substituído por uma fonte de corrente ideal.

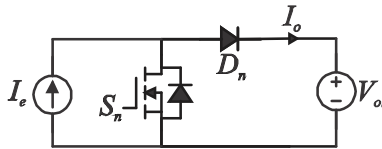


Figura 2.15 – Modelo utilizado para determinação dos esforços.

2.7.1 Esforços nos Interruptores Controlados – Sn

A partir do modelo proposto na Figura 2.15 pode-se escrever a corrente de entrada I_e em função da corrente de saída do conversor I_o , conforme a equação (2.43).

$$I_e = \frac{I_o}{1 - d} \quad (2.43)$$

A partir da equação (2.43) calcula-se o valor máximo da corrente sobre o interruptor, como a ondulação de corrente foi desprezada, esta é igual à corrente de entrada.

$$I_{Smax} = \frac{I_o}{1 - d} \quad (2.44)$$

Para o cálculo dos valores médio e eficaz da corrente nos interruptores assume-se que a ondulação de corrente é pequena, logo, a corrente será considerada constante durante um período de comutação. A equação (2.45) define o valor médio da corrente no interruptor e a (2.46), seu valor eficaz.

$$I_{Smed} = \frac{1}{T_s} \int_0^{dT_s} \frac{I_o}{1-d} dt = \frac{dI_o}{1-d} \quad (2.45)$$

$$I_{Sef} \approx \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{dT_s} \left(\frac{I_o}{1-d}\right)^2 \cdot dt} \approx \frac{I_o}{1-d} \cdot \sqrt{d} \quad (2.46)$$

O valor máximo da tensão sobre os interruptores é igual à tensão de saída individual do conversor; definida pela equação (2.47).

$$V_{Smax} = V_{oi} \quad (2.47)$$

Na Figura 2.16 observar-se o comportamento, em função da razão cíclica, dos valores médio e eficaz da corrente no interruptor controlado, parametrizadas em função de I_o .

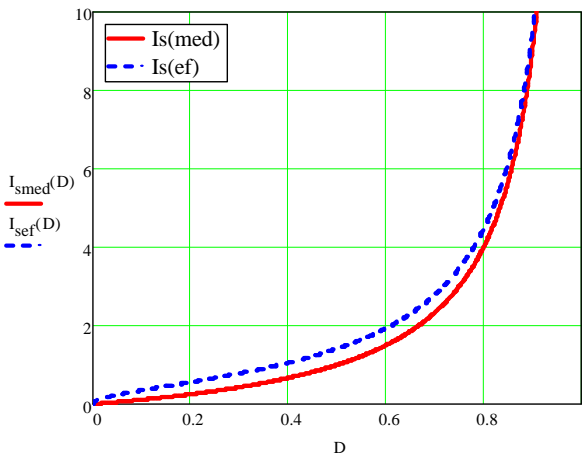


Figura 2.16 - Corrente parametrizada nos interruptores controlados.

2.7.2 Esforços nos Diodos – D_n

O valor máximo da corrente nos diodos do conversor *boost* modular é igual ao dos interruptores:

$$I_{Dmax} = \frac{I_o}{1-d} \quad (2.48)$$

Ao analisar a saída do conversor *boost* modular, verifica-se que o valor médio da corrente nos diodos é igual à corrente de carga, pois o valor médio da corrente no capacitor de saída, em regime permanente, é igual a zero.

$$I_{Dmed} = I_o \quad (2.49)$$

O valor eficaz da corrente nos diodos é determinada a partir da equação (2.50).

$$I_{Def} \approx \sqrt{\frac{1}{T_s} \int_{dT_s}^{T_s} \left(\frac{I_o}{1-d} \right)^2 dt} \approx \frac{I_o}{1-d} \sqrt{1-d} \quad (2.50)$$

O valor máximo da tensão a qual os diodos estarão expostos quando bloqueados é igual à tensão de saída individual de cada módulo do conversor, representada pela equação (2.51).

$$V_{Dmax} = V_{oi} \quad (2.51)$$

A Figura 2.17 mostra o comportamento dos valores médio e eficaz da corrente nos diodos em função da razão cíclica, parametrizadas em função de I_o .

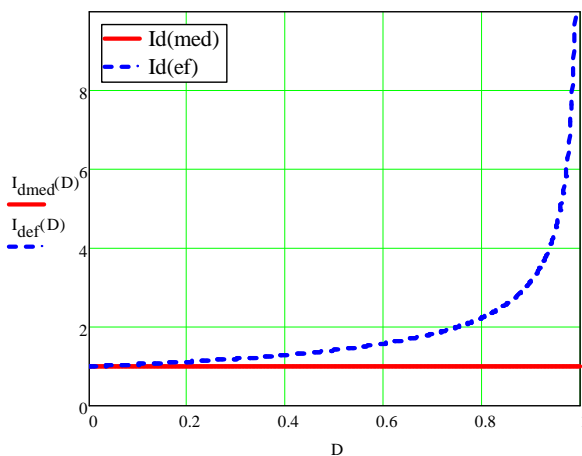


Figura 2.17 - Corrente parametrizada nos diodos.

2.8 ANÁLISE DO CAPACITOR DE SAÍDA

A capacitância do capacitor de saída do conversor *boost* modular deve ter um valor suficiente para manter uma ondulação de tensão reduzida na saída, garantindo assim, as aproximações realizadas durante a modelagem.

A equação (2.52) expressa a corrente no capacitor de saída.

$$i_c(t) = C \frac{dv_c(t)}{dt} \quad (2.52)$$

Durante o período em que o diodo está bloqueado, o capacitor fornece energia para a carga. Logo, as seguintes atribuições são válidas:

$$i_c(t) = -I_o \quad (2.53)$$

$$dv_c(t) = \Delta V_o \quad (2.54)$$

$$dt = dT_s \quad (2.55)$$

Substituindo tais atribuições em (2.52) e isolando C , calcula-se o capacitor de saída através da equação (2.56), onde ΔV_o representa a ondulação máxima de tensão na saída do conversor, especificada em projeto. O valor calculado em (2.56) atende a uma das restrições de projeto, que é a ondulação de tensão. Há também a necessidade de verificar se o capacitor é adequado para o valor eficaz da corrente que o atravessa. Se não for, uma solução é empregar capacitores conectados em paralelo.

$$C = \frac{dI_o}{\Delta V_o f_s} \quad (2.56)$$

Todo capacitor apresenta uma resistência série equivalente (RSE) que deve ser escolhida de modo a não interferir na ondulação da tensão de saída. A resistência série equivalente máxima permitida é definida pela equação (2.57), que é a terceira restrição para escolha do capacitor.

$$RSE_{max} = \frac{\Delta V_o}{I_o} \quad (2.57)$$

O valor da resistência série equivalente máxima obtida, normalmente leva ao emprego de vários capacitores associados em paralelo.

2.9 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi estudado o conversor *boost* modular, conversor de entrada, da estrutura proposta por este trabalho. A estratégia de modulação, etapas de operação, formas de ondas, e todo equacionamento do conversor operando em modo de condução contínua foram expostos. Também, foi realizado o estudo dinâmico, apresentando as principais funções de transferências, necessárias para o projeto dos compensadores das malhas de controle.

Após esta análise, verificou-se que o conversor apresenta as seguintes vantagens: redução dos esforços de tensão nos componentes; o indutor de entrada opera com uma frequência múltipla da frequência de comutação, reduzindo, assim, seu tamanho; e multinível de tensão sobre o indutor *boost*.

O estudo teórico mostrou que o conversor *boost* modular proposto apresenta as principais características dos conversores multiníveis, tais como, esforços de tensão e corrente reduzidos nos semicondutores. Pode-se afirmar, também, que a estrutura pode ser construída de maneira modular, onde cada módulo de saída processa uma fração da potência total do conversor.

3 CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS

3.1 INTRODUÇÃO

Ao longo dos últimos anos as pesquisas na área de eletrônica de potência propuseram-se várias topologias de conversores CC-CC isolados, cada um possuindo características próprias que se adaptam melhor a determinadas aplicações.

Dentre os diversos conversores que poderiam ser utilizados para esta aplicação, optou-se pelo conversor em ponte completa, com comutação sob tensão nula, modulação por largura de pulso, controle através do deslocamento de fase e saída em corrente (FB-ZVS-PWM-PS) [14], [15].

Este conversor apresenta um ótimo rendimento e este fato deve-se, principalmente, à comutação sob tensão nula e à característica de saída em corrente. A comutação suave proporciona a possibilidade de operar o conversor em frequências mais elevadas sem comprometer o rendimento e, ainda, colaborar para a redução do peso e do volume dos componentes passivos (indutores e capacitores) [16].

Dadas as vantagens apresentadas no parágrafo anterior, o referido conversor foi o escolhido para fazer o isolamento das saídas do conversor *boost* modular apresentado no capítulo 2. Sua análise, modelagem e metodologia de projeto são apresentadas neste capítulo, estas foram baseadas nas referências [15], [16] e [17].

3.2 PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

A Figura 3.1 mostra o circuito de potência do conversor FB-ZVS-PWM-PS. Na qual estão representados todos os componentes de potência que fazem parte da topologia. Para facilitar a análise do funcionamento do conversor foram adotadas simplificações:

- Todos os semicondutores são considerados ideais;
- O filtro de saída é considerado como fonte de corrente e está refletido ao primário do transformador (I_o');
- A corrente de magnetização do transformador é desprezível;

- A indutância de dispersão do transformador está incluída na indutância ressonante (L_r);
- O valor médio da corrente no enrolamento primário do transformador é igual à zero (não há necessidade do capacitor de bloqueio, C_{DC}).

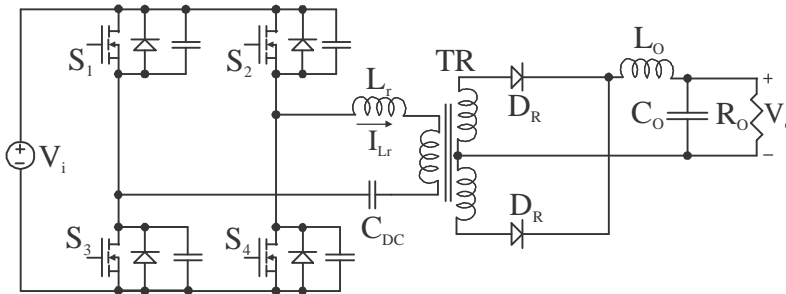


Figura 3.1 - Esquema completo FB-ZVS-PWM-PS.

A Figura 3.2 mostra a estrutura de potência com as devidas simplificações, que serão utilizadas para analisar o funcionamento do conversor.

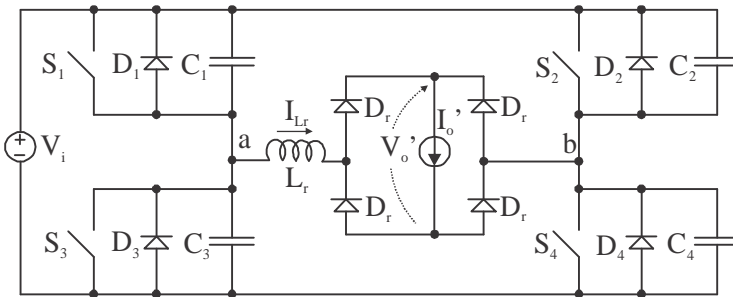


Figura 3.2 - Conversor FB-ZVS-PWM-PS.

O funcionamento do conversor é dividido em doze etapas de operação, que estão descritas a seguir.

1ª Etapa de operação (t_0-t_1): roda livre. Figura 3.3.

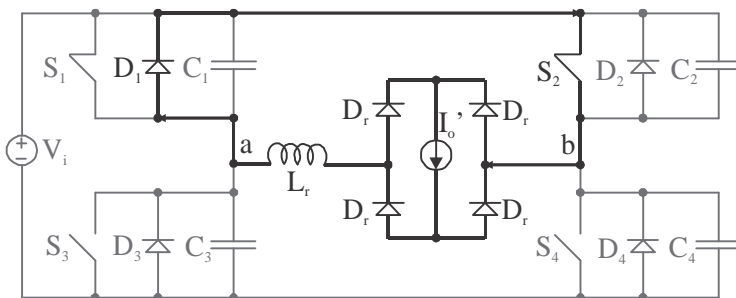


Figura 3.3 - Primeira etapa de operação.

Esta etapa inicia quando a tensão no capacitor C_1 se anula e o diodo D_1 que está em paralelo fica polarizado. Durante esta etapa de operação, a fonte de corrente I_o' mantém-se em curto circuito através dos diodos da ponte retificadora, e a corrente no indutor ressonante circula através de S_2 e D_1 .

2ª Etapa de operação (t_1-t_2): etapa ressonante, Figura 3.4.

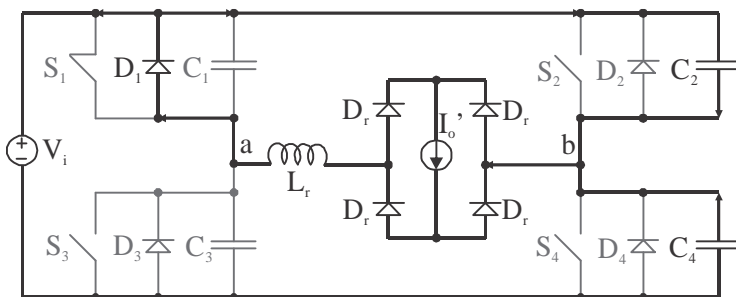


Figura 3.4 - Segunda etapa de operação.

No instante t_1 o interruptor S_2 é bloqueado. A corrente no indutor L_r e as tensões sobre os capacitores C_2 e C_4 variam de forma ressonante até o instante onde a tensão sobre C_4 torna-se igual a zero.

3ª Etapa de operação ($t_2 - t_3$): etapa linear, Figura 3.5.

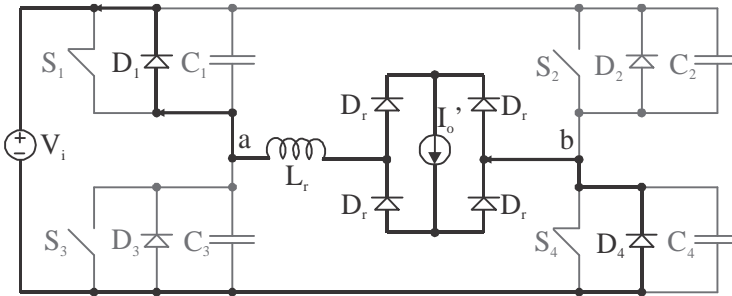


Figura 3.5 - Terceira etapa de operação.

Na etapa anterior, no instante t_2 , quando a tensão sobre C_4 se anula, o diodo D_4 é polarizado e entra em condução. A corrente no indutor diminui linearmente até se anular. Durante esta etapa de operação o interruptor S_4 deve ser comandado a conduzir, pois sua tensão é igual a zero, devido à polarização de D_4 .

4ª Etapa de operação ($t_3 - t_4$): etapa linear, Figura 3.6.

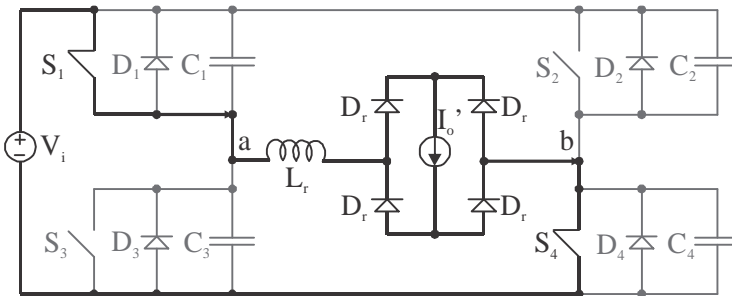


Figura 3.6 - Quarta etapa de operação.

No instante t_3 a corrente no indutor inverte seu sentido, passando a circular pelos interruptores S_1 e S_4 , e aumenta linearmente até que atinja o valor da corrente de saída, I_o' .

5ª Etapa de operação ($t_4 - t_5$): etapa de transferência de energia, Figura 3.7.

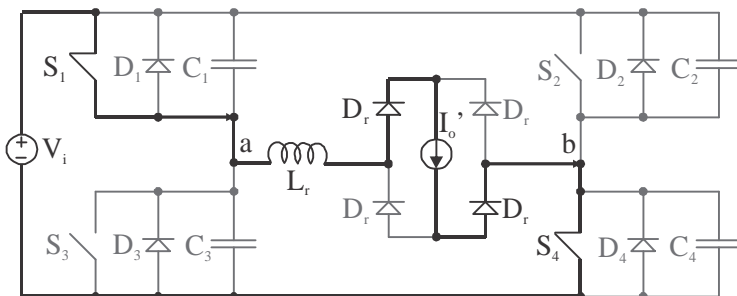


Figura 3.7 - Quinta etapa de operação.

Nesta etapa de operação, representada pela Figura 3.7, ocorre a transferência de energia da fonte V_i para a carga através dos interruptores S_1 e S_4 .

6ª Etapa de operação ($t_5 - t_6$): etapa ressonante, Figura 3.8.

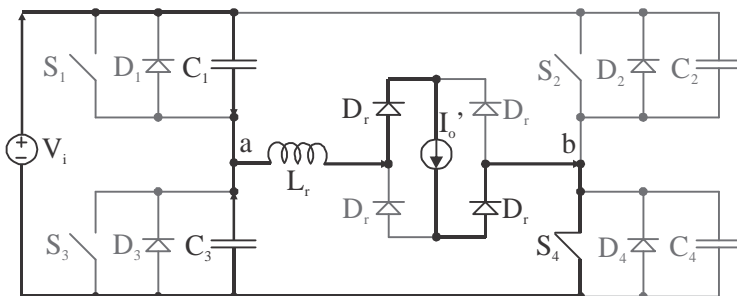


Figura 3.8 - Sexta etapa de operação.

No instante t_5 o interruptor S_1 é bloqueado. Durante esta etapa a corrente no indutor L_r e as tensões sobre os capacitores C_1 e C_3 variam de forma ressonante até o instante em que a tensão sobre C_3 se anule.

7ª Etapa de operação ($t_6 - t_7$): roda livre. Figura 3.9.

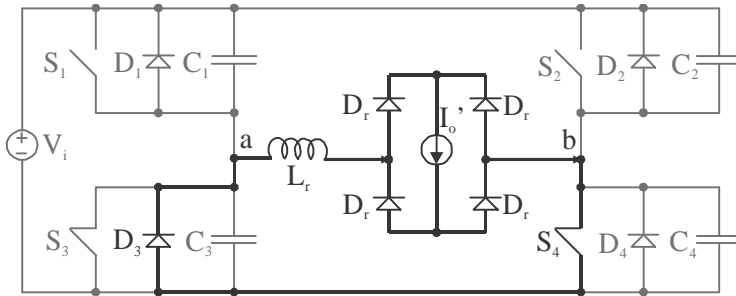


Figura 3.9 - Sétima etapa de operação.

No momento em que a tensão sobre o capacitor C_3 se anula, a ponte retificadora entra em curto-circuito, conduzindo a corrente de carga I_o' . A corrente no indutor L_r mantém-se em roda livre através de S_4 e D_3 , que se tornou polarizado quando a tensão sobre este atingiu zero na etapa anterior.

8ª Etapa de operação ($t_7 - t_8$): etapa ressonante, Figura 3.10.

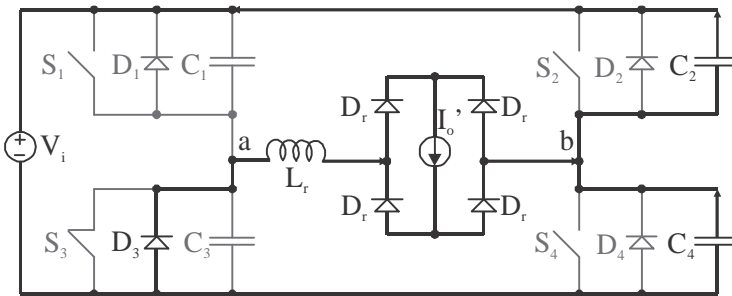


Figura 3.10 - Oitava etapa de operação.

No instante t_7 o interruptor S_4 é bloqueado. A partir desse ponto as tensões sobre os capacitores C_2 e C_4 e a corrente no indutor L_r variam de forma ressonante. Esta etapa de operação termina quando a tensão sobre o capacitor C_2 se anula.

9ª Etapa de operação ($t_8 - t_9$): etapa linear, Figura 3.11.

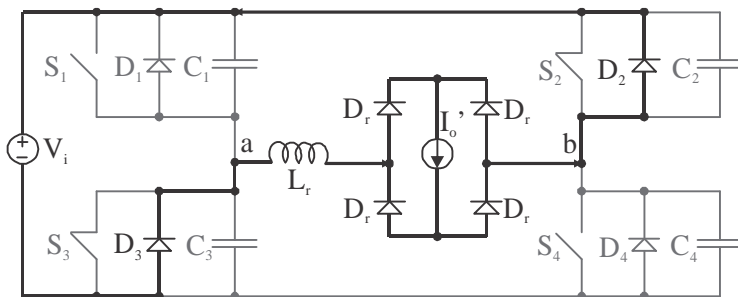


Figura 3.11 - Nona etapa de operação.

Na etapa anterior, quando a tensão no capacitor C_2 se anula, o diodo D_2 é polarizado diretamente e passa a conduzir. Durante esta etapa a corrente no indutor diminui linearmente até se anular. Deve-se comandar o interruptor S_2 durante esta etapa.

10ª Etapa de operação ($t_9 - t_{10}$): etapa linear, Figura 3.12.

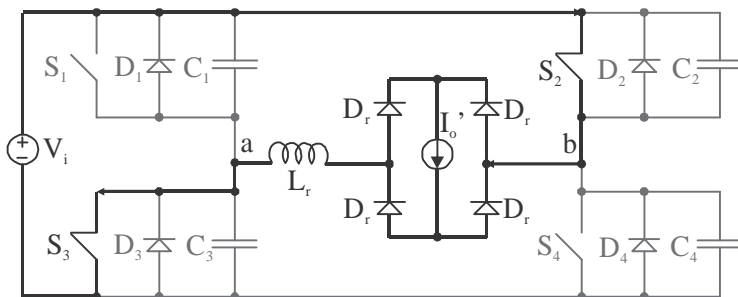


Figura 3.12 - Décima etapa de operação.

No instante t_9 a corrente no indutor L_r inverte seu sentido, passando a circular pelos interruptores S_2 e S_3 . A corrente continua a crescer linearmente até que atinja o valor da corrente de saída I_o' .

11ª Etapa de operação ($t_9 - t_{10}$): etapa de transferência de energia, Figura 3.13.

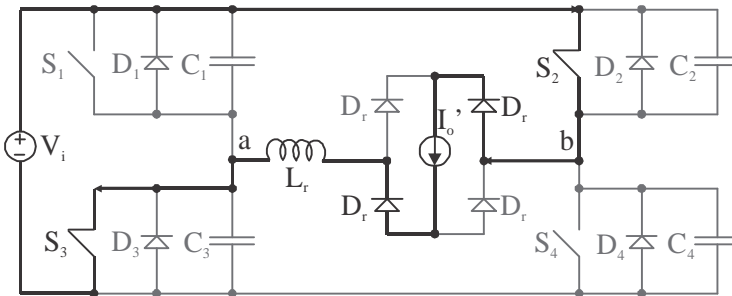


Figura 3.13 - Décima primeira etapa de operação.

Nesta etapa de operação, representada pela Figura 3.13, ocorre a transferência de energia para a carga através dos interruptores S_2 e S_3 .

12ª Etapa de operação ($t_{11} - t_{12}$): etapa ressonante, Figura 3.14.

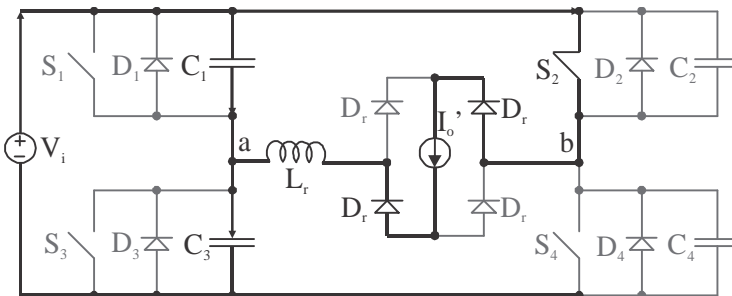


Figura 3.14 - Décima segunda etapa de operação.

No instante t_{11} o interruptor S_3 é bloqueado. A corrente no indutor e as tensões nos capacitores C_1 e C_3 variam de forma ressonante até que a tensão sobre o capacitor C_1 se anule.

Na Figura 3.15 encontram-se as principais formas de onda do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

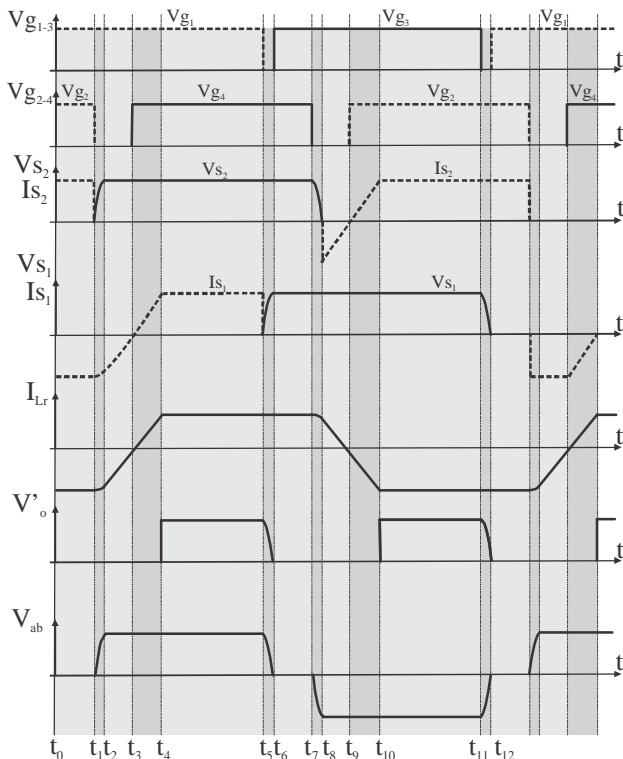


Figura 3.15 - Principais formas de onda (FB-ZVS-PWM-PS).

3.3 CARACTERÍSTICA DE SAÍDA

A característica de saída do conversor apresentado é obtida através da análise da tensão nos pontos “a” e “b” e da corrente no indutor de comutação L_r . Estas duas grandezas são detalhadas na Figura 3.16.

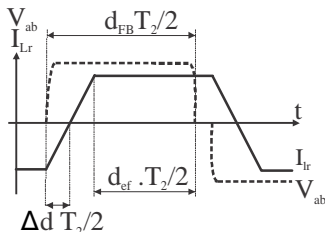


Figura 3.16 - Tensão e corrente entre os pontos a e b.

Através da análise da Figura 3.16 pode-se definir uma razão cíclica (d_{FB}), que é a razão entre o intervalo de tempo que a tensão V_{ab} é igual a V_i e o período de comutação T_{sFB} .

$$d_{FB} = \frac{2\Delta t}{T_{sFB}} \quad (3.1)$$

Onde Δt pode ser expresso pela equação (3.2).

$$\Delta t = \frac{T_{sFB}d_{FB}}{2} \quad (3.2)$$

Ao observar o intervalo de tempo em que realmente ocorre transferência de energia para a carga, ou seja, quando V_o é igual a V_i , define-se Δt em função da razão cíclica efetiva d_{ef} como sendo.

$$\Delta t = \frac{2I_o' L_r}{V_i} + \frac{T_{sFB}d_{ef}}{2} \quad (3.3)$$

Substituindo (3.3) em (3.2) e isolando d_{ef} , se obtém a equação (3.4).

$$d_{ef} = d_{FB} - \frac{4I_o' L_r f_s}{V_i} \quad (3.4)$$

Considerando a utilização do transformador, este influenciará na razão cíclica através da relação de transformação, pois a corrente I_o deve ser refletida para o primário. Neste caso a equação (3.4) pode ser reescrita como sendo.

$$d_{ef} = d_{FB} - \frac{4I_o L_r f_s}{V_i} \frac{N_s}{N_p} \quad (3.5)$$

A razão cíclica efetiva também pode ser escrita em função da tensão média de saída.

$$d_{ef} = \frac{V_o}{V_i} = q \quad (3.6)$$

Definindo a expressão (3.7) como perda de razão cíclica, tem-se a expressão (3.8). A perda de razão cíclica é proporcional à corrente de carga, assim é interessante normalizar a corrente de carga de acordo com a expressão (3.9).

$$\Delta d = \frac{4I_o L_r f_s N_s}{V_i N_p} \quad (3.7)$$

$$d_{ef} = d_{FB} - \Delta d \quad (3.8)$$

$$\bar{I}_o = \frac{4I_o L_r f_s N_s}{V_i N_p} \quad (3.9)$$

A Figura 3.17 mostra a característica de saída do conversor FB-ZVS-PWM-PS em função da perda de razão cíclica. Como pode-se observar, a tensão de saída é fortemente dependente da corrente de carga normalizada \bar{I}_o . Conclui-se a partir do gráfico, que quanto maior a corrente de carga, maior será a perda de razão cíclica e a tensão de saída diminuirá.

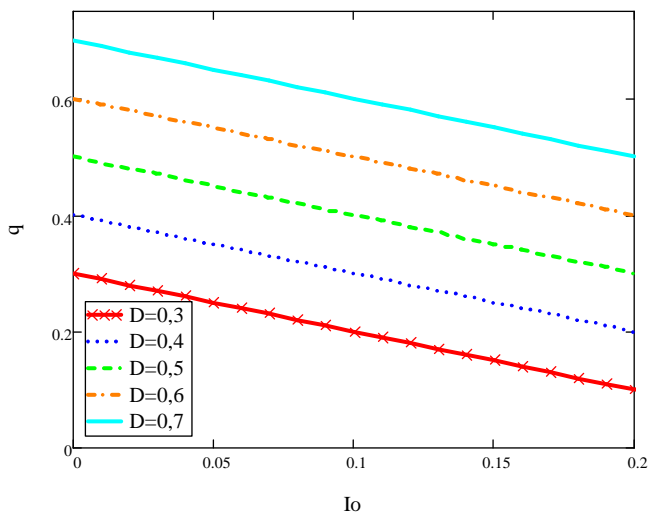


Figura 3.17 - Característica de saída do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

3.4 MODELAGEM DO CONVERSOR

A modelagem do conversor FB-ZVS-PWM-PS pode ser obtida através do modelo do conversor FB com comutação dissipativa, pois tal abordagem torna consideravelmente menor o esforço matemático utilizado. Na Figura 3.18 pode-se observar o circuito equivalente do modelo dinâmico do conversor FB com comutação dissipativa.

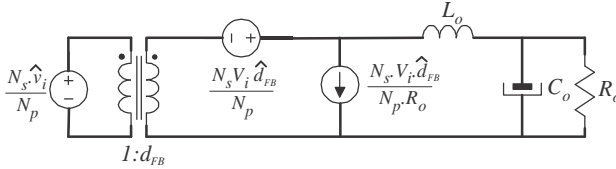


Figura 3.18 - Circuito do modelo dinâmico do conversor FB [17].

A modelagem do conversor FB-ZVS-PWM-PS foi realizada seguindo os mesmos passos já utilizados por [17]. Verifica-se a partir das equações (3.7) e (3.8) que a razão cíclica efetiva do conversor depende não só da razão cíclica imposta pelo controle, mas também da corrente de carga I_o , da indutância de ressonância L_r , da tensão de entrada e da frequência de comutação. Para se determinar um modelo que represente bem o comportamento dinâmico do conversor, é realizada a análise perturbando a razão cíclica conforme a equação (3.10), onde \hat{d}_{FB} representa a perturbação na razão cíclica do controle, \hat{d}_v representa uma perturbação da razão cíclica causada por uma variação na tensão de entrada, e \hat{d}_i representa uma perturbação na razão cíclica causada por uma variação da corrente de carga.

$$d_{ef} = d_{FB} + \hat{d}_{FB} + \hat{d}_v + \hat{d}_i \quad (3.10)$$

A perturbação da razão cíclica efetiva causada pela variação da tensão de entrada, \hat{d}_v , está representada através da equação (3.11).

$$\hat{d}_v = \frac{4I_o L_r f_s N_s}{V_i^2 N_p} \hat{v}_i \quad (3.11)$$

Da mesma forma pode ser apresentada a perturbação na corrente de carga através da equação (3.12)

$$\hat{d}_i = -\frac{4L_r f_s N_s}{V_i} \frac{N_s}{N_p} \hat{i}_o \quad (3.12)$$

Aplicando as equações (3.11) e (3.12) em (3.10) e substituindo no circuito apresentado na Figura 3.18, obtém-se ao circuito equivalente do modelo dinâmico do conversor FB-ZVS-PWM-PS, o qual é representado na Figura 3.19. As perturbações \hat{d}_v e \hat{d}_i foram representadas através de fontes controladas. Como são perturbações originárias do próprio circuito não é possível controlar através de um circuito de controle [18].

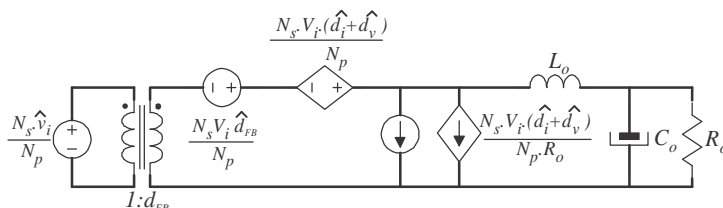


Figura 3.19 – Circuito do modelo dinâmico do conversor FB-ZVS-PWM.

A equação (3.13) representa a função de transferência da tensão de saída em relação à razão cíclica de controle.

$$H_{V_{FB}}(s) = \frac{N_s}{N_p} \frac{V_i}{s^2 L_o C_o + s \left[\frac{L_o}{R_o} + 4L_r C_o f_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \right] + \frac{4L_r f_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2}{R_o} + 1} \quad (3.13)$$

A função de transferência da corrente no indutor em relação à razão cíclica de controle é determinada através da equação (3.14).

$$H_{I_{FB}}(s) = \frac{N_s}{R_o N_p} \frac{V_i}{s^2 L_o C_o + s \left[\frac{L_o}{R_o} + 4L_r C_o f_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2 \right] + \frac{4L_r f_s \left(\frac{N_s}{N_p} \right)^2}{R_o} + 1} \quad (3.14)$$

3.4.1 Validação das Plantas de Tensão e Corrente

Para fazer a validação das plantas de tensão e corrente deduzidas na seção anterior, foi realizada uma simulação do circuito comutado e das plantas de tensão e corrente. As especificações nas quais a simulação foi realizada estão representadas na Tabela 3.1.

Tabela 3.1 - Parâmetros para validação das plantas de tensão e corrente.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada – V_{in}	400 V
Tensão de saída – V_o	100 V
Resistência de Carga – R_o	5 Ω
Frequência de comutação – f_s	40 kHz
Indutor de saída - L_o	116 μ H
Indutor Ressonante – L_r	46 μ H
Relação do transformador – $n (N_p/N_s)$	2,5
Capacitor de saída - C_o	12 μ F

Na Figura 3.20 está representado o comportamento da tensão de saída em relação a um degrau de 5% na razão cíclica. Percebe-se que o modelo matemático (em azul), apresenta uma resposta praticamente igual ao modelo comutado (em vermelho).

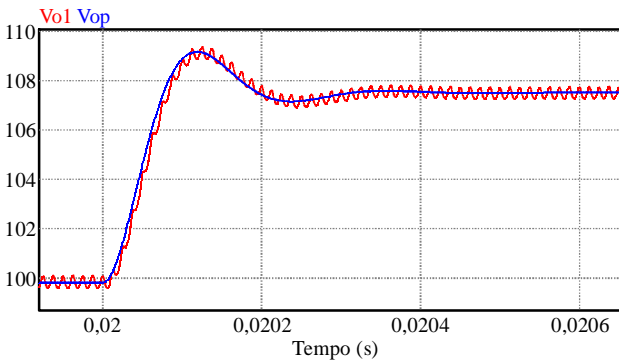


Figura 3.20 - Validação da planta de tensão FB-ZVS-PWM-PS.

Na Figura 3.21 está representado o comportamento da corrente no indutor de saída em relação a um degrau de 5% na razão cíclica. Verifica-se que, tanto o modelo comutado quanto o linear apresentam

uma resposta muito parecida, o que confirma que o modelo matemático está correto.

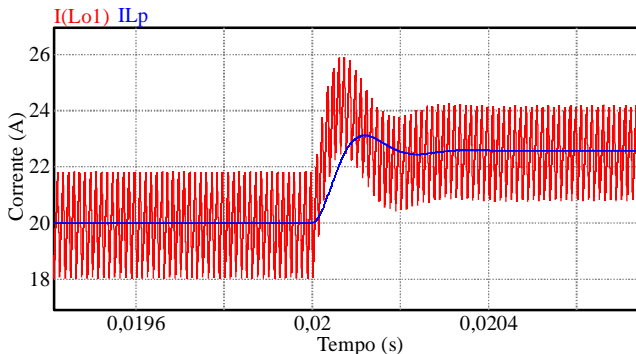


Figura 3.21 - Validação da planta de corrente FB-ZVS-PWM-PS.

3.5 ESFORÇOS NOS SEMICONDUTORES

Nesta seção será realizada a análise dos esforços nos semicondutores do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

3.5.1 Esforços nos Interruptores

A topologia em ponte completa faz com que a tensão em cada interruptor seja igual à tensão da fonte de alimentação, ou seja:

$$V_{Smax} = V_i \quad (3.15)$$

O valor eficaz da corrente nos interruptores pode ser aproximada através da equação (3.16), onde I_{op} é o valor eficaz da corrente no primário do transformador.

$$I_{sef} \cong \frac{I_{op}}{\sqrt{2}} \quad (3.16)$$

3.5.2 Esforços nos Diodos de Saída

Considerando a utilização de um transformador com ponto médio, os esforços de tensão nos diodos retificadores de saída são calculados através da equação (3.17), a qual representa o valor máximo

da tensão aplicada sobre os mesmos. O valor médio da corrente em cada diodo é calculada através da equação (3.18).

$$V_{Dmax} = 2V_o \quad (3.17)$$

$$I_{Dmd} = \frac{I_{op}}{2} \quad (3.18)$$

3.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os estudos referentes ao conversor de acoplamento, FB-ZVS-PWM-PS, necessário para isolar as saídas do conversor *boost* modular, e possibilitar, assim, que sejam conectadas em série.

Foi realizado o estudo de todas as etapas de operação do conversor, sendo apresentadas, também, as principais formas de onda. Foi realizado o equacionamento das principais grandezas do conversor e do seu modelo dinâmico, obtendo assim, as funções de transferência necessárias para o projeto dos compensadores.

Destaca-se também a importância da escolha por este conversor, que apresenta um elevado rendimento, fator importante quando se tem dois conversores operando em cascata.

4 PROJETO DO CONVERSOR

Este capítulo apresenta a metodologia de projeto e desenvolve um protótipo, que tem como finalidade validar os estudos teóricos apresentados nos capítulos anteriores. As especificações do projeto foram propostas com base no material e equipamentos disponíveis no laboratório. Na Figura 4.1 está representado o diagrama de controle do conversor e na Figura 4.2 encontra-se o esquemático completo do estágio de potência.

Para facilitar a organização dos cálculos, o conversor foi dividido em dois estágios: Estágio de entrada (conversor *boost* modular) e estágio de saída (Conversor FB-ZVS-PWM-PS).

A potência processada escolhida foi de 6kW e considerou-se um rendimento mínimo de 92% do segundo estágio. No apêndice A encontra-se o esquemático completo do conversor.

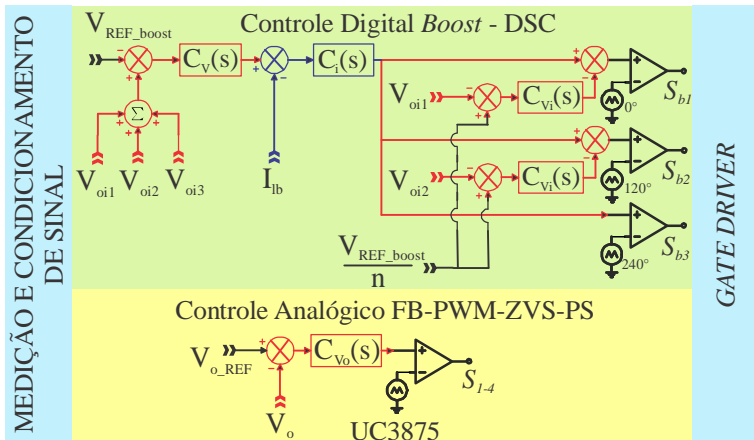


Figura 4.1- Circuito de controle.

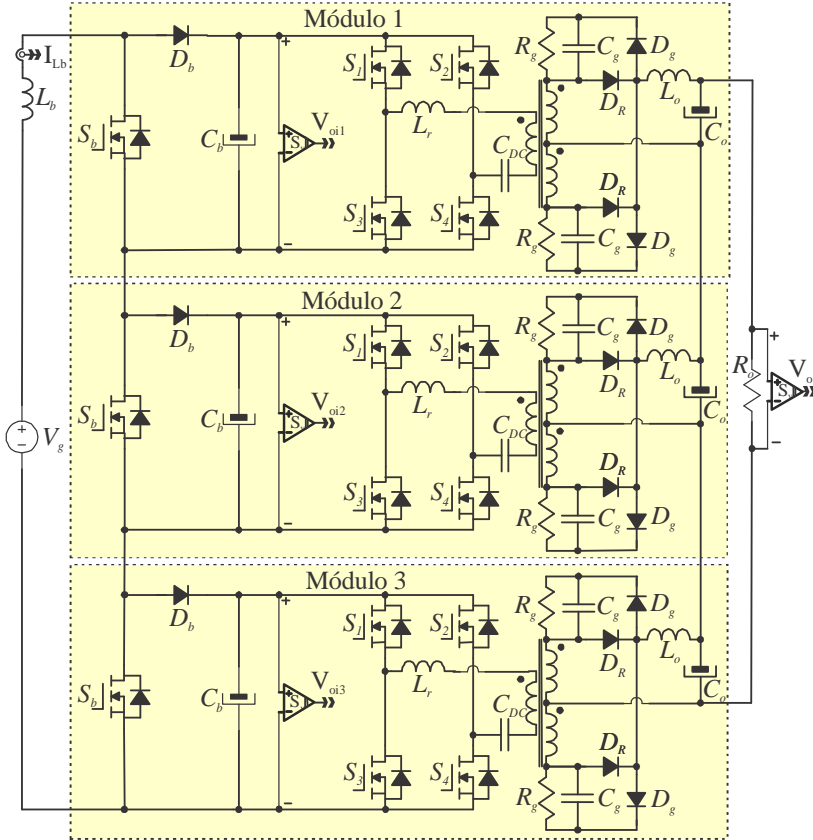


Figura 4.2 - Esquemático do estágio de potência.

4.1 PROJETO DO ESTÁGIO DE ENTRADA - *BOOST*

Nesta etapa será abordado o procedimento de projeto utilizado para confecção do protótipo do conversor *boost* modular. A Tabela 4.1 apresenta as especificações do projeto do conversor.

Tabela 4.1 - Especificações do conversor *boost* modular.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada - V_g	900 V
Tensão de saída (módulo) - V_{oi}	400 V
Potência de saída - P_o	6 kW
Ondulação de corrente no indutor - ΔI_{Lb}	20%
Ondulação de tensão de saída - ΔV_{oi}	0,1%
Frequência de comutação - f_s	40 kHz
Número de módulos - n	3
Rendimento do segundo estágio - η_{FB}	92%

4.1.1 Grandezas Gerais

Potência processada por cada módulo:

$$P_{oi} = \frac{P_o}{\eta_{FB}n} = 2174 \text{ W} \quad (4.1)$$

Corrente de entrada:

$$I_e = \frac{P_{oi}n}{V_{in}} = 7,24 \text{ A} \quad (4.2)$$

Resistência equivalente de carga para cada módulo:

$$R_{oi} = \frac{V_{oi}^2}{P_{oi}} = 73,6 \Omega \quad (4.3)$$

Razão cíclica nominal:

$$d = 1 - \frac{V_g}{V_{oi}n} = 0,25 \quad (4.4)$$

Valor médio da corrente de saída de cada módulo:

$$I_o = \frac{P_{oi}}{V_{oi}} = 5,43 \text{ A} \quad (4.5)$$

4.1.2 Indutor *Boost* – L_b

A indutância requerida é obtida através da equação (4.6). No Apêndice B se encontra o projeto físico do indutor e na Tabela 4.2 estão apresentados os dados construtivos utilizados no projeto.

Este indutor, apesar de estar submetido à multiníveis de tensão, pode estar submetido a amplitudes elevadas de tensão, deve-se por isso, ter atenção a isolação utilizada nos condutores.

$$L_b = \frac{V_g d}{\Delta I_{Lb} f_s I_e} \left[1 - \frac{2}{(1-d)3} \right] = 431,25 \mu\text{H} \quad (4.6)$$

Tabela 4.2 - Dados construtivos do indutor *boost*.

Parâmetros	Valores
Núcleo	Thornton NEE55/28/21
Número de espiras	39
Fio	15x26AWG (0,1287mm ²)
Entreferro	1,57 mm

4.1.3 Interruptores de Potência - S_b

Os interruptores do conversor *boost* modular estão sujeitos aos esforços de tensão e corrente calculados a seguir.

Valor eficaz da corrente:

$$I_{sb_ef} \cong \frac{I_o}{1-d} \sqrt{d} = 3,62 \text{ A} \quad (4.7)$$

Valor máximo da corrente:

$$I_{sb_max} = I_e + \frac{\Delta I_{Lb} I_e}{2} = 7,97 \text{ A} \quad (4.8)$$

Valor máximo da tensão (quando bloqueado):

$$V_{sb} = V_{oi} = 400 \text{ V} \quad (4.9)$$

A partir dos esforços calculados, optou-se por utilizar o interruptor MOSFET IPP60R125CP, fabricado pela *Infineon*. A seguir,

algumas das principais características desse componente são apresentadas [19].

- $V_{ds_max} = 600 \text{ V}$
- $I_{S_med} = 16 \text{ A @ } 100 \text{ }^\circ\text{C}$
- $R_{DS_on} = 0,125 \text{ } \Omega \text{ @ } 25 \text{ }^\circ\text{C}$

4.1.4 Diodo *Boost* - D_b

Os diodos do conversor *boost* modular estão submetidos aos esforços abaixo apresentados.

Valor eficaz da corrente:

$$I_{db_ef} \cong \frac{I_o}{1-d} \sqrt{1-d} = 6,28 \text{ A} \quad (4.10)$$

Valor médio da corrente:

$$I_{db_med} = I_o = 5,53 \text{ A} \quad (4.11)$$

Valor máximo da corrente:

$$I_{db_max} = I_e + \frac{\Delta I_{Lb} I_e}{2} = 7,97 \text{ A} \quad (4.12)$$

Valor máximo da tensão (quando bloqueado):

$$V_{db} = V_{oi} = 400 \text{ V} \quad (4.13)$$

A partir dos esforços calculados, optou-se por utilizar o diodo IDH10SG60C fabricado pela *Infineon*. A escolha desse componente é baseada no fato dele atender aos requisitos de esforços e também por utilizar a tecnologia de *Silicon Carbide*, a qual minimiza as perdas ocasionadas pela corrente de recuperação reversa. Abaixo são apresentadas algumas características deste componente [20].

- $V_{RRM} = 600 \text{ V}$
- $I_{D_med} = 10 \text{ A}$
- $V_f = 1,8 \text{ V}$
- $Q_c = 16 \text{ nC}$

4.1.5 Capacitor de Saída – C_o

O capacitor de saída foi escolhido para atender três principais especificações: ondulação de tensão, baixa resistência série equivalente (RSE) e valor eficaz da corrente compatível.

Capacitância mínima segundo o critério da ondulação de tensão:

$$C_o = \frac{dI_o}{\Delta V_{oi} V_{oi} f_s} = 84,9 \mu\text{F} \quad (4.14)$$

Resistência série equivalente máxima permitida:

$$RSE_{max} = \frac{\Delta V_{oi} V_{oi}}{I_e} = 0,55 \Omega \quad (4.15)$$

Valor eficaz da corrente no capacitor:

$$I_{Co_ef} \cong \sqrt{\frac{1}{T_s} \left[\int_0^{dT_s} (-I_o)^2 dt + \int_{dT_s}^{T_s} (I_e - I_o)^2 dt \right]} \cong 3,14 \text{ A} \quad (4.16)$$

Com base nos cálculos apresentados escolheu-se o capacitor EPCOS B43540A5107M000 (100 μF – 450 V). Foram utilizados três capacitores em paralelo para reduzir o valor eficaz da corrente sobre cada componente e, assim, atender a especificação.

4.1.6 Circuito de Controle do Conversor

O controle do conversor *boost* modular foi realizado de maneira digital. A Figura 4.3 mostra o diagrama de blocos relacionado à implementação do circuito de controle.

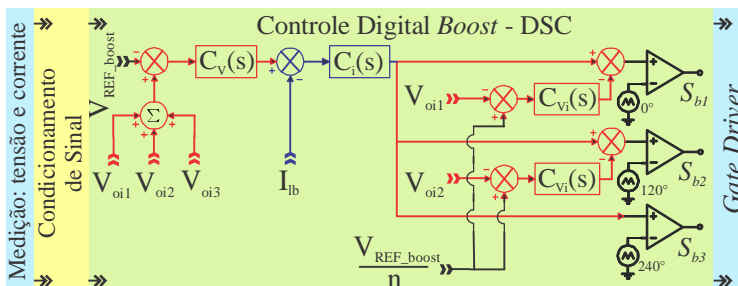


Figura 4.3 - Diagrama de blocos do circuito de controle.

4.1.6.1 Controlador Digital de Sinais (DSC)

O controlador a ser utilizado é o TMS320F28027 fabricado pela *Texas Instrument*, este controlador foi adquirido já incorporado no kit de desenvolvimento LAUNCHXL-F28027 C2000 Piccolo LaunchPad [21]. Algumas das principais características estão listadas abaixo:

- Frequência de *clock* de até 60 MHz
- Tensão de alimentação de 3,3 V
- Processamento em 32 bits (Ponto fixo)
- Vinte e dois pinos de entradas e saídas (multiplexados)
- Quatro módulos PWM independentes
- Conversor analógico digital de 12 bits (0-3,3 V)

A maneira como o controle foi implementado pode ser observada na Figura 4.4. O *software* é dividido em duas rotinas: a principal, onde são realizadas as proteções de sobretensão e sobrecorrente, e a rotina de interrupção, onde são calculados os compensadores.

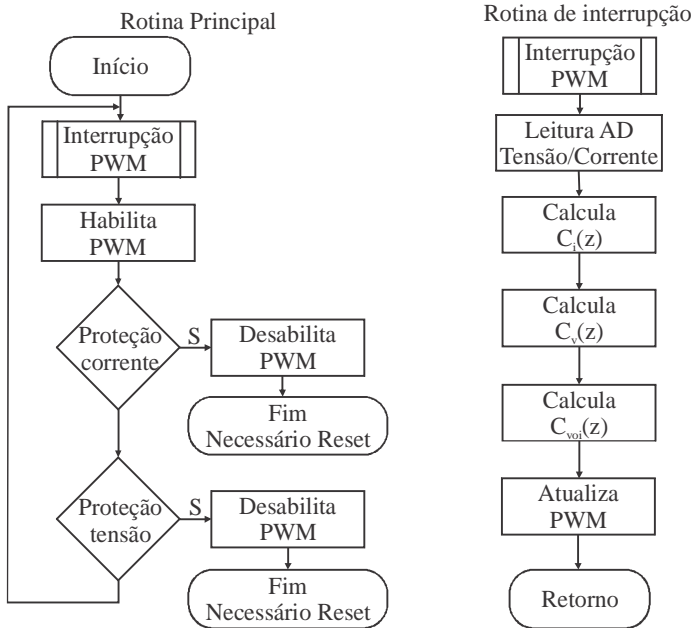


Figura 4.4 - Fluxograma do software de controle do *boost*.

4.1.6.2 Medição de tensão

Cada saída do conversor *boost* modular possui um circuito de medição de tensão, representado na Figura 4.5. Tal circuito é composto por um sensor de tensão e por um circuito de ajuste de ganho. O sensor utilizado é o *LV-25P* fabricado pela *LEM*.

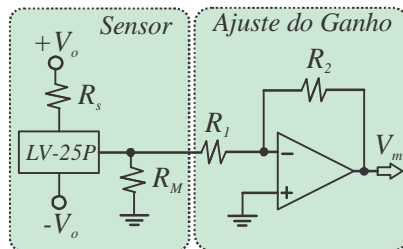


Figura 4.5 - Circuito para medição de tensão.

Os resistores R_s e R_M foram escolhidos de acordo com as recomendações do fabricante do sensor, seus valores são de 45 k Ω e 100

Ω , respectivamente. O ganho do sensor de tensão é dado pela equação (4.17).

$$K_{sv} = \frac{2,5R_M}{R_s} = 0,00555 \quad (4.17)$$

O valor máximo da tensão a ser mensurada foi definido em 450 V. Sabendo que a tensão máxima permitida pelo conversor AD do DSP é de 3,3 V, faz-se com que o circuito de ajuste de ganho insira um ganho definido pela equação (4.18).

$$K_{agV} = \frac{3,3}{450K_{sv}} = 1,32 \quad (4.18)$$

O circuito de ajuste de ganho é composto por um amplificador inversor cujo módulo do ganho é definido através da equação (4.19). Escolhendo o valor de 10 k Ω para o resistor R_2 , calcula-se o resistor R_1 necessário. Na prática, R_1 foi substituído por um potenciômetro para possibilitar um ajuste preciso do ganho.

$$K_{agV} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.19)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{K_{agV}} = 7,57 \text{ k}\Omega$$

Em (4.20) estão representados todos os ganhos impostos pelos circuitos de medição.

$$G_{sv} = \frac{3,3}{450} \quad (4.20)$$

4.1.6.3 Medição de corrente

O controle proposto para este conversor necessita da leitura da corrente no indutor *boost*. Foi utilizado o sensor *LAH 25-NP*, fabricado pela *LEM*. O circuito de medição de corrente pode ser observado na Figura 4.5, sendo composto pelo sensor de corrente e por um circuito de ajuste de ganho.

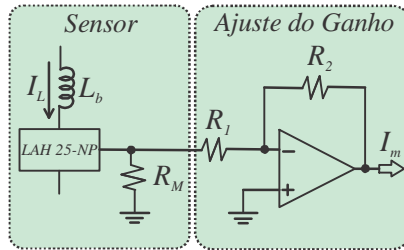


Figura 4.6 - Circuito de medição de corrente.

O resistor R_M foi escolhido de acordo com a recomendação do fabricante, cujo valor é igual a 100Ω . O ganho do sensor de corrente é dado pela equação (4.21).

$$K_{sl} = \frac{2R_M}{1000} = 0,2 \quad (4.21)$$

Adotou-se uma corrente de 10A como sendo a maior corrente a ser mensurada, logo, o ganho a ser adicionado pelo circuito de ajuste de ganho, levando em conta a máxima tensão do conversor AD (3,3 V), é dado pela equação (4.22).

$$K_{agl} = \frac{3,3}{10K_{sl}} = 1,65 \quad (4.22)$$

O circuito de ajuste de ganho para o circuito de corrente possui a mesma estrutura apresentada anteriormente, no circuito de medição de tensão. Adotando-se o valor de $10 \text{ k}\Omega$ para o resistor R_2 , pode-se calcular através da equação (4.23) o valor de R_1 .

$$K_{agl} = \frac{R_2}{R_1} \quad (4.23)$$

$$R_1 = \frac{R_2}{K_{agl}} = 6,06 \text{ k}\Omega$$

Abaixo estão representados todos os ganhos impostos pelo circuito de medição de corrente.

$$G_{sl} = \frac{3,3}{10} \quad (4.24)$$

4.1.6.4 Circuito de condicionamento

Entre o circuito de medição de tensão e corrente, e a entrada analógica do DSP, foi aplicado um circuito de condicionamento de sinal. Este circuito é composto por um filtro passa baixa de primeira ordem com ganho unitário. Seu diagrama pode ser observado na Figura 4.7.

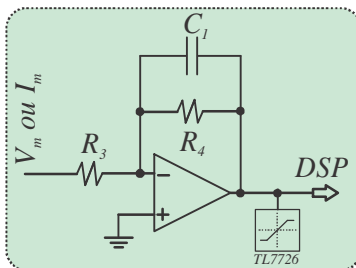


Figura 4.7 - Circuito de condicionamento de sinal.

A frequência de corte do filtro foi definida em 15 kHz, a qual se mostrou eficiente em termos de filtrar ruídos provenientes da comutação e apresentar baixa perda de fase em frequências mais baixas, nas quais os compensadores de tensão e corrente estão sintonizados. Também foi empregado um circuito de proteção que atua limitando a máxima tensão de saída do filtro em 3,3 V. Para tal finalidade foi utilizado o circuito integrado *TL7726*.

Adotando-se o valor de 2,2 k Ω para os resistores R_3 e R_4 e um capacitor de 4,7 nF para o capacitor C_1 , chega-se a frequência de corte definida pela equação (4.25).

$$f_c = \frac{1}{2\pi R_4 C_1} = 15,4 \text{ kHz} \quad (4.25)$$

A função de transferência do circuito de condicionamento é representada pela equação (4.26), enquanto a Figura 4.8 mostra a resposta em frequência.

$$F_{aa}(s) = -\frac{R_4}{R_3} \frac{1}{1 + sR_4 C_1} \quad (4.26)$$

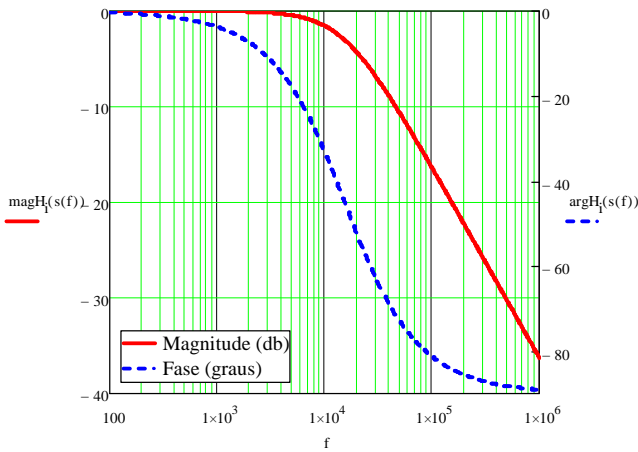


Figura 4.8 - Resposta em frequência do circuito de condicionamento.

4.1.6.5 Circuito de comando

Para realizar o acionamento dos interruptores foi utilizado o *driver* DRO100S25A, fabricado pela *Supplier*. A opção por esse circuito de comando ocorreu devido a fácil aquisição no mercado nacional e também pela forma simples de implementação de um circuito de *driver* isolado, pois os circuitos de comando necessitam desta característica.

4.1.7 Dimensionamento dos Compensadores

Os controladores do conversor *boost* modular foram projetados através da resposta em frequência, porém, todos foram discretizados e implementados de maneira digital, assim, como o modulador.

4.1.7.1 Considerações sobre a implementação digital

Para realizar a implementação digital dos controladores é necessário quantizar os ganhos envolvidos e também os efeitos de atraso que ocorrem devido à forma como as portadoras do modulador PWM são atualizadas.

O DSC utilizado possui um conversor AD de 12 bits, ou seja, o valor máximo de saída é 4095 (decimal) quando sua entrada está com um sinal de 3,3 V. Seu ganho é representado pela equação (4.27).

$$G_{AD} = \frac{4095}{3,3} \quad (4.27)$$

Optou-se por utilizar uma portadora triangular digital para fazer o modulador PWM. Esta portadora tem por base um timer (contador) que é incrementado a cada ciclo de *clock* do DSC, logo, o valor de pico da portadora triangular é dado pela equação (4.28), onde f_{osc} é a frequência de *clock* do DSC e f_{sw} é a frequência de comutação.

$$V_{pk} = \frac{f_{osc}}{2f_{sw}} = \frac{60MHz}{2 \cdot 40kHz} = 750 \quad (4.28)$$

O circuito digital provoca atrasos no circuito de controle. Considerou-se que o período de amostragem, T_a , das variáveis será igual ao período de comutação e que o DSC precise de mais um período de tempo igual ao período de amostragem para realizar o cálculo da nova razão cíclica. Na equação (4.29) encontra-se o ganho do modulador PWM já considerando estes atrasos.

$$G_{PWM}(s) = \frac{1}{V_{pk}} e^{-s2T_s} \quad (4.29)$$

4.1.7.2 Malha de controle de corrente

O projeto do controlador de corrente foi realizado seguindo o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.9.

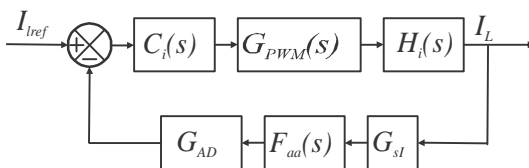


Figura 4.9 - Diagrama de blocos para malha de corrente

A planta a ser controlada foi deduzida no capítulo 2. A sua representação com os valores utilizados no projeto se encontra na equação (4.30).

$$H_i(s) = \frac{\hat{v}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{400}{s431 \times 10^{-6}} \cdot 3 \quad (4.30)$$

Optou-se por utilizar um compensador do tipo PI (Proporcional Integral) para realizar o controle da corrente. O ajuste do compensador foi realizado através da análise do diagrama de Bode da função de transferência de laço aberto do circuito, a qual é representada pela equação (4.31).

$$FTLA_i(s) = G_{PWM}(s)H_i(s)G_{SI}F_{aa}(s)G_{AD}C_i(s) \quad (4.31)$$

O compensador foi ajustado para garantir uma resposta rápida e com pouco ou nenhum sobressinal. Ajustando a posição do zero do compensador e seu ganho, chegou-se ao compensador proposto na equação (4.32).

$$C_i(s) = 5 \frac{(1 + 0,001s)}{s} \quad (4.32)$$

Na Figura 4.10 pode-se observar o diagrama de Bode de malha aberta para o sistema sem compensador (linha contínua) e para o sistema compensado (linha tracejada). Verifica-se que o sistema compensado apresenta uma frequência de cruzamento por zero de 1,2kHz e uma margem de fase de 60,5°.

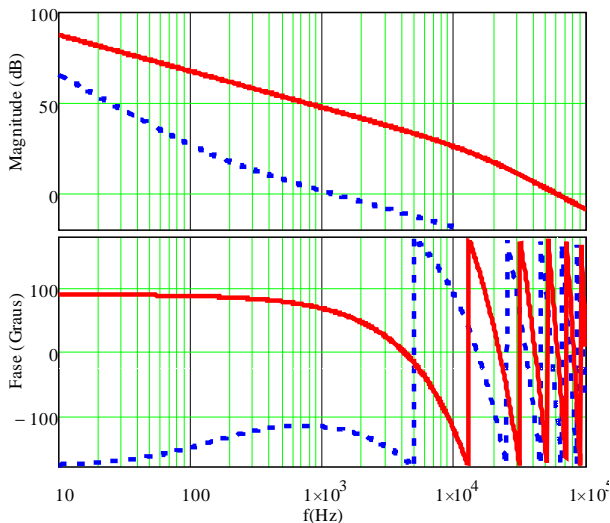


Figura 4.10 - Diagrama de bode de laço aberto para malha de corrente.

Sendo o controle implementado de maneira digital, o compensador projetado foi discretizado através do método de Tustin [22]. O período utilizado para discretizar o sistema é igual ao período de amostragem ($T_a=1/40$ kHz). A equação (4.33) traz o compensador já discretizado.

$$C_i(z) = \frac{0,005063z - 0,004938}{z - 1} \quad (4.33)$$

Para comprovar o funcionamento da malha de controle de corrente projetada anteriormente, fez-se uma simulação do conversor no software PSIM. O comportamento da corrente foi avaliado em relação a um degrau de carga de 50% para 100% (3 kW para 6 kW), cujo resultado se encontra disponível na Figura 4.11. Verifica-se que a malha de controle de corrente funciona adequadamente, tendo uma resposta rápida e sem sobressinal.

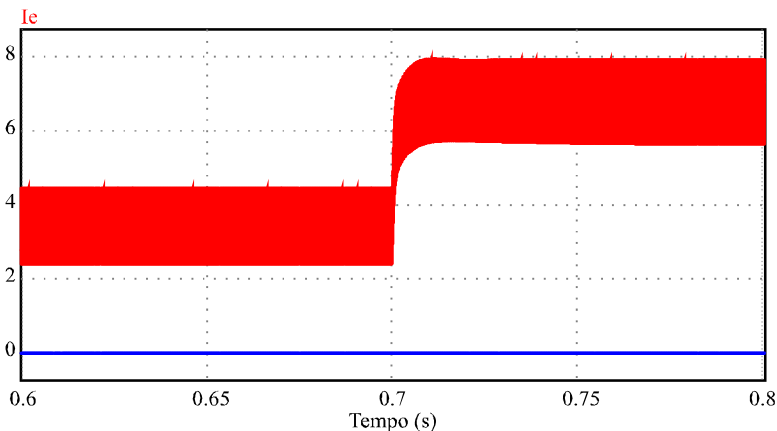


Figura 4.11 - Simulação da resposta da malha de controle da corrente.

4.1.7.3 Malha de controle de tensão global

O projeto da malha de controle de tensão foi desenvolvido com base no diagrama de blocos mostrado na Figura 4.12. Observa-se que a malha de tensão é a mais externa que compõe o diagrama de blocos. A malha de corrente, interna, tem sua função de transferência de laço fechada representada pela equação (4.34).

$$FTMF_i(s) = \frac{G_{PWM}(s)H_i(s)C_i(s)}{1 + G_{PWM}(s)H_i(s)G_{sl}C_i(s)F_{aa}(s)G_{AD}} \quad (4.34)$$

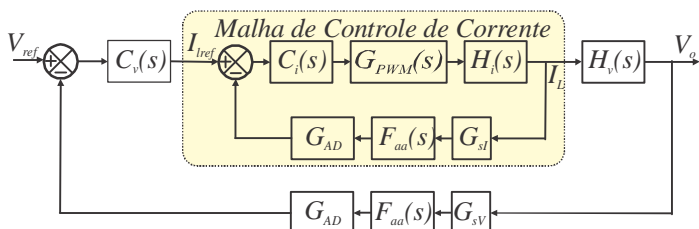


Figura 4.12 - Diagrama de blocos para malha de controle da tensão.

A planta de tensão a ser controlada é representada na equação (4.35) com os valores de projeto.

$$H_v(s) = \frac{\widehat{v}_o(s)}{\widehat{i}_L(s)} = \frac{73,6(1 - 0,25)}{s \cdot 73,6 \cdot 300 \times 10^{-6} + 1} 3 \quad (4.35)$$

A malha de controle de tensão dever ser consideravelmente mais lenta que a malha de corrente, para evitar a interação entre elas, o que poderia tornar o sistema instável. Em termos práticos, isso significa que a frequência de cruzamento por zero da malha de tensão deve ser adequadamente inferior à frequência de cruzamento por zero da malha de corrente. Optou-se por fixar em 120 Hz a frequência de cruzamento por zero da malha de controle de tensão, isto é, aproximadamente uma década abaixo da malha de corrente.

O compensador para a malha de tensão teve seus parâmetros ajustados através do diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta, a qual é representada pela equação (4.36).

$$FTMA_v(s) = H_V(s)G_{sV}C_v(s)F_{aa}(s)G_{AD}FTMF_i(s)C_v(s) \quad (4.36)$$

O modelo do compensador a ser utilizado para a malha de tensão é do tipo PI, este foi escolhido por ser de simples implementação prática e garantir erro igual a zero na saída. A equação (4.37) representa o compensador já com os parâmetros escolhidos. Na Figura 4.13 pode-se observar o diagrama de Bode da função de transferência em malha aberta para o sistema sem compensador (linha contínua) e com compensador (linha tracejada), destaca-se a frequência de cruzamento por zero de 120 Hz e margem de fase de 87°.

$$C_v(s) = 500 \frac{(1 + 0,01s)}{s} \quad (4.37)$$

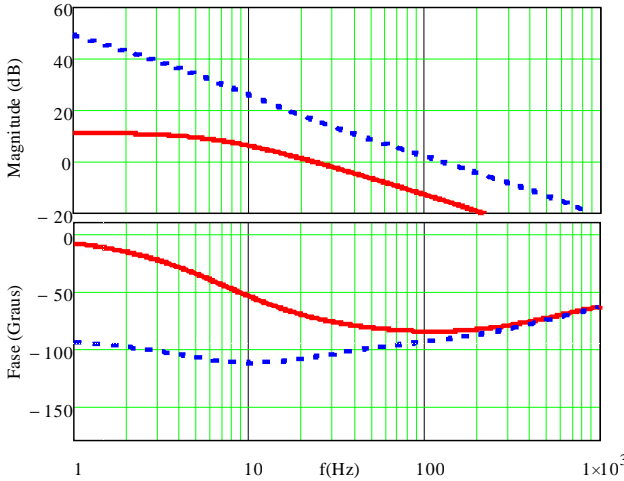


Figura 4.13 - Diagrama de bode de laço aberto para malha de tensão.

Do mesmo modo que a malha de corrente, a implementação do controlador de tensão foi realizada de maneira digital. A equação (4.38) traz o compensador já discretizado através do método de Tustin ($T_s=1/40$ kHz).

$$C_v(z) = \frac{5,006z - 4,994}{z - 1} \quad (4.38)$$

A verificação do dimensionamento da malha de controle da tensão total de saída foi realizada através de uma simulação do conversor. Na Figura 4.14 pode-se verificar o comportamento da tensão de saída quando um degrau de carga de 50% para 100% é aplicado ao conversor. Verifica-se que a malha projetada funciona conforme o previsto e consegue manter o conversor operando com tensão de saída estabilizada.

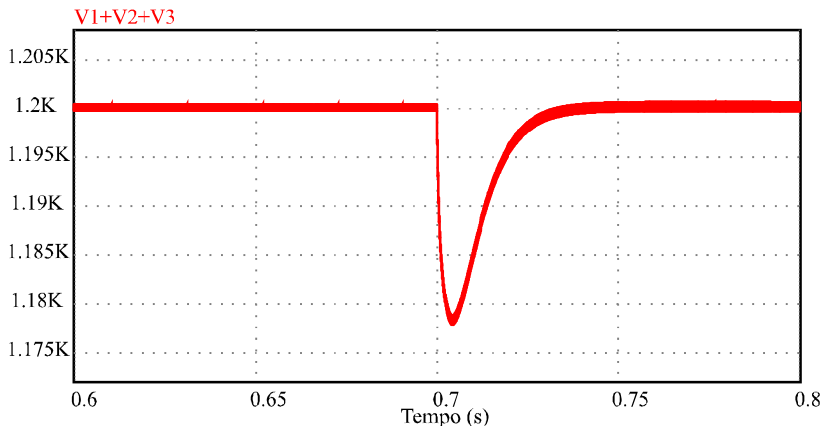


Figura 4.14 - Resposta da malha de controle da tensão total.

4.1.7.4 Malha de controle da tensão individual

A malha de controle da tensão individual é a responsável por garantir o equilíbrio das tensões de saída do conversor *boost* modular. Ela atua de maneira individual na razão cíclica de cada interruptor. A função de transferência utilizada para esta malha é definida pela equação (4.39), a qual já foi deduzida anteriormente.

$$H_{voi}(s) = \frac{\widehat{v}_o(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{R_n}{sR_nC_v + 1} I_L \quad (4.39)$$

Analisando a equação acima, percebe-se que a função de transferência possui uma dependência da corrente no indutor *boost*, que faz com que o sistema altere suas características dinâmicas. Na Figura 4.15 pode-se observar que o ganho e, conseqüentemente, a frequência de corte muda em função da corrente do indutor.

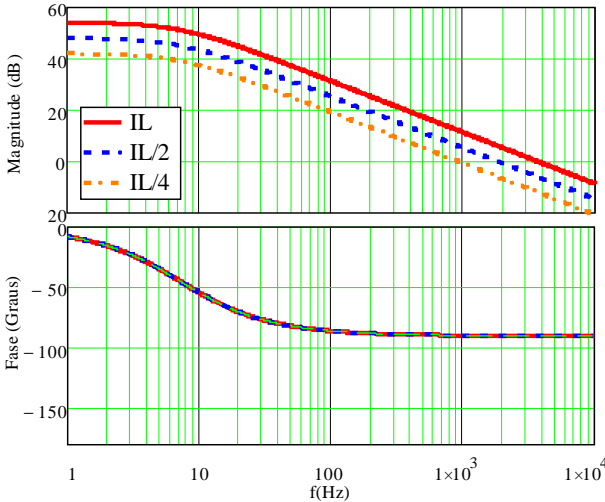


Figura 4.15 – Planta de tensão em função da corrente.

A solução proposta para eliminar esta dependência, foi utilizar uma malha de *feedforward* de corrente. A Figura 4.16 ilustra o diagrama de blocos completo do sistema de controle individual de tensão de saída, onde se destaca a malha de *feedforward* que tem a função de eliminar a dependência da corrente do indutor.

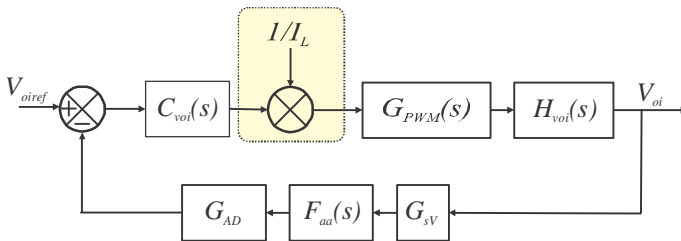


Figura 4.16 - Diagrama de blocos do controle individual de tensão.

Ao eliminar a influência da corrente do indutor, esta não influencia mais a malha de tensão individual, a nova planta de tensão (H_{voi}) é representada na equação (4.40) já com os valores utilizados no projeto. A função de transferência de malha aberta utilizada para realizar o projeto do compensador é definida pela equação (4.41).

$$H_{voi}(s) = \frac{\widehat{v_{on}}(s)}{\widehat{d}(s)} = \frac{73,6}{s \cdot 73,6 \cdot 300 \times 10^{-6} + 1} \tag{4.40}$$

$$FTMA_{voi}(s) = H_{voi}(s)G_{sv}C_{voi}(s)F_{aa}(s)G_{AD} \quad (4.41)$$

Esta malha de controle de tensão tem por finalidade compensar pequenos desbalanços de tensão provocados pela diferença entre os parâmetros dos módulos de saída, logo, ela pode ter uma resposta bem mais lenta que a malha que define a tensão de saída. Foi escolhida uma frequência de cruzamento por zero de 10 Hz como base para o projeto do compensador, que é do tipo PI e cuja função de transferência está representada na equação (4.42). Na Figura 4.17 encontra-se o diagrama de Bode da função de transferência de malha aberta sem o compensador e com o compensador. A frequência de corte do sistema compensado ficou em 10 Hz com uma margem de fase de 67,7°.

$$C_{voi}(s) = 100 \frac{(1 + 0,01s)}{s} \quad (4.42)$$

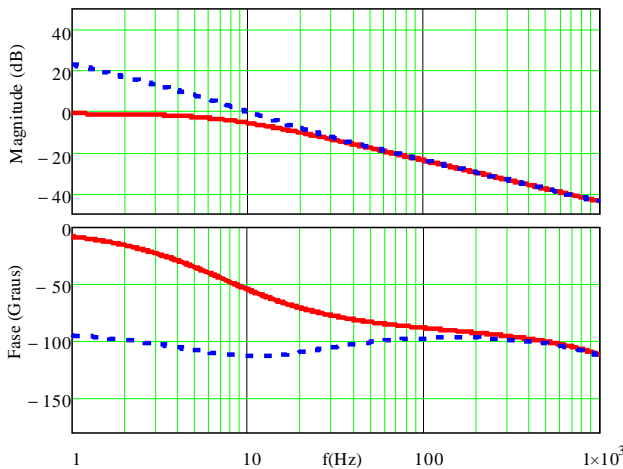


Figura 4.17 - Diagrama de bode da malha de controle de tensão individual.

O compensador projetado também foi discretizado de forma semelhante aos compensadores anteriores. Sua representação pode ser observada na equação (4.43).

$$C_{voi}(z) = \frac{1,001z - 0,9987}{z - 1} \quad (4.43)$$

Para a comprovação do funcionamento da malha de controle de tensão individual, realizou-se uma simulação do conversor no *software PSIM*, sendo realizado um degrau de carga, de 50% para 100%. Para evidenciar o controle individual das tensões de saída, optou-se por distribuir a potência de cada módulo conforme a Figura 4.18 mostra. O funcionamento da malha de controle individual de tensão pode ser verificado na Figura 4.19.

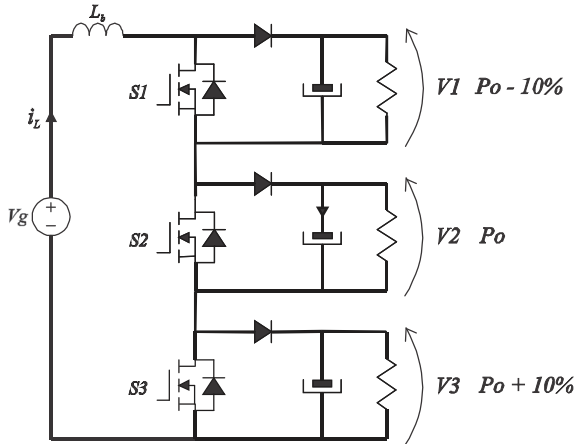


Figura 4.18 - Distribuição de potência nos módulos.

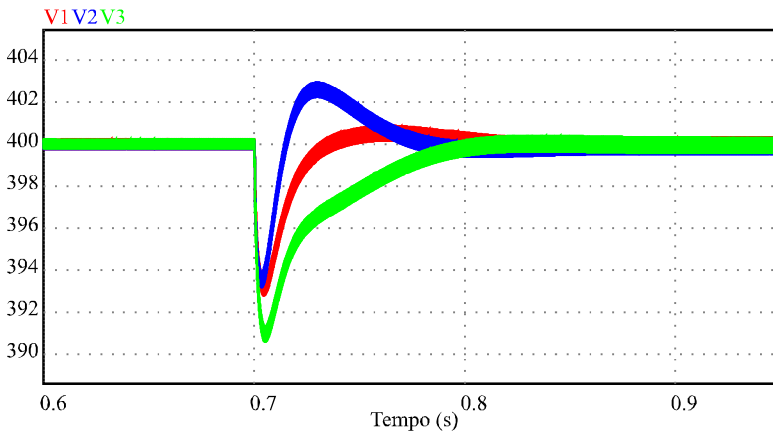


Figura 4.19 - Comportamento da malha de controle individual das tensões.

4.2 PROJETO DO CONVERSOR DE ACOPLAMENTO

Nesta etapa será abordado o procedimento seguido para realizar o projeto do conversor de acoplamento (FB-ZVS-PWM-PS). Na Tabela 4.3 encontram-se as especificações do projeto de um dos módulos do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

Tabela 4.3 - Especificações do conversor de acoplamento.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada – V_{in}	400 V
Tensão de saída (módulo) – V_o	100 V
Potência de saída – P_o	2 kW
Ondulação de corrente no indutor de saída- ΔI_{Lo}	20%
Ondulação de tensão de saída - ΔV_{oi}	0,1%
Frequência de comutação – f_s	40 kHz
Perda de razão cíclica assumida - Δd	0,15
Razão cíclica máxima - d_{FB}	0,85
Relação do transformador – $n (N_p/N_s)$	2,5

4.2.1 Grandezas Gerais

Valor médio da corrente de saída:

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = 20 \text{ A} \quad (4.44)$$

Resistência equivalente de carga:

$$R_{eq} = \frac{V_o^2}{P_o} = 5 \Omega \quad (4.45)$$

Razão cíclica eficaz:

$$d_{ef} = d_{FB} - \Delta d = 0,7 \quad (4.46)$$

Corrente no primário do transformador:

$$I_{op} = \frac{I_o}{n} = 8 \text{ A} \quad (4.47)$$

4.2.2 Transformador

O transformador do conversor FB-ZVS-PWM-PS teve sua relação de espiras escolhidas de modo a permitir que o conversor opere com uma razão cíclica elevada. Na Tabela 4.4 estão os principais dados do transformador utilizado. A equação (4.48) relaciona a razão cíclica mínima de operação de acordo com a relação de transformação utilizada, conforme pode ser observado, o conversor irá operar com uma razão cíclica mínima ainda elevada. Na prática, a razão cíclica mínima é ainda mais elevada, pois o conversor deve compensar as quedas de tensão nos componentes de potência (diodos, mosfet, etc).

Tabela 4.4 - Parâmetros do transformador FB-ZVS-PWM-PS.

Parâmetros	Valores
Núcleo	Thornton NEE65/(39+26)
Número de espiras primário - N_p	25
Número de espiras secundário - N_s	10
Fio do enrolamento primário	7xAWG22 (0,3255 mm ²)
Fio do enrolamento secundário	12xAWG22 (0,3255 mm ²)
Relação de espiras - n	2,5

$$d_{efmin} = \frac{V_o}{V_{in}} n = 0,625 \quad (4.48)$$

4.2.3 Indutor Ressonante - L_r

O valor da indutância requerida para se obter comutação suave é calculado conforme equação abaixo:

$$L_r = \frac{V_{in} \Delta d}{I_{op} 4f_s} = 46,87 \mu\text{H} \quad (4.49)$$

Este é o valor total da indutância requerida, ou seja, deve-se levar em consideração a indutância de dispersão do transformador. A partir do ensaio realizado no transformador, determinou-se que sua indutância de dispersão é de 6 μH . Logo, o indutor ressonante utilizado deve ter uma indutância de 40,87 μH . Os dados do indutor projetado se encontram na Tabela 4.5.

Tabela 4.5 - Dados indutor ressonante.

Parâmetros	Valores
Núcleo	Thornton NEE42/21/15
Número de espiras	19
Bitola do fio	9x23AWG (0,2585 mm ²)
Entreferro	2 mm

4.2.4 Indutor de Filtro de Saída - L_o

O valor do indutor de filtro de saída é calculado conforme a equação a seguir e suas principais características estão na Tabela 4.6.

$$L_o = \frac{V_o(1 - d_{efmin})}{\Delta I_{L_o} I_o 2f_s} = 117,2 \mu\text{H} \quad (4.50)$$

Tabela 4.6 - Parâmetros indutor de filtro.

Parâmetros	Valores
Núcleo	Thornton NEE55/28/25
Número de espiras	21
Fio	22x24AWG (0,2047 mm ²)
Entreferro	1,9 mm

4.2.5 Capacitor de Saída - C_o

O valor do capacitor de saída pode ser calculado através da equação (4.51), sendo sua resistência série equivalente (RSE) máxima permitida é calculada através da equação (4.52).

$$C_o = \frac{\Delta I_{L_o} I_o}{\Delta V_o V_o 8f_s} = 125 \mu\text{H} \quad (4.51)$$

$$RSE_{max} = \frac{\Delta V_o V_o}{\Delta I_{L_o} I_o} = 0,25 \Omega \quad (4.52)$$

Utilizou-se um banco com três capacitores de 220 μF /250 V modelo EPCOS B43505-A2227-M conectados em paralelo, configuração esta que atende os requisitos de RSE_{Max} .

4.2.6 Capacitor de Bloqueio da Corrente Contínua - C_{dc}

Pequenas diferenças de tempos de comutação nos interruptores do conversor podem ocasionar o surgimento de uma componente de tensão contínua no primário do transformador. Tal fato o levaria a saturação do núcleo do transformador, e poderia ocasionar uma falha do conversor. Para resolver este problema é necessário adicionar em série com o transformador um capacitor para bloqueio da corrente contínua, cujo valor é definido através da equação (4.53), na qual se assume uma tensão contínua (ΔV_{cDC}) de no máximo 4,5% de V_{in} sobre o capacitor.

$$C_{DC} = \frac{I_o}{\Delta V_{cDC} V_{in} 2f_s n} = 5,5 \mu\text{H} \quad (4.53)$$

Foram utilizados seis capacitores EPCOS de 1 $\mu\text{F}/250 \text{ V}$ Polipropileno modelo B32613A3105K289, conectados em paralelo, resultando numa capacitância total de 6 μF .

É importante verificar se a frequência de ressonância deste capacitor com o filtro de saída não esteja próxima da frequência de comutação. Para isso é utilizada a equação (4.54), na qual se pode observar que a frequência de ressonância está bem abaixo da frequência de comutação.

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_o n^2 C_{DC}}} = 2,4 \text{ kHz} \quad (4.54)$$

4.2.7 Interruptores de Potência - S_{I-A}

Os interruptores do conversor FB-ZVS-PWM-PS estão submetidos aos esforços calculados abaixo.

Valor eficaz da corrente:

$$I_{sFB_ef} = \frac{I_{op}}{\sqrt{2}} = 5,65 \text{ A} \quad (4.55)$$

O valor máximo da tensão:

$$V_{sFB_ef} = V_{in} = 400 \text{ V} \quad (4.56)$$

Foi utilizado o mesmo interruptor do conversor *boost* modular, IPP60R125CP.

4.2.8 Diodos Retificadores - D_r

Os diodos retificadores de saída estão submetidos aos esforços calculados abaixo.

Valor médio da corrente:

$$I_{dFB_md} = \frac{I_o}{2} = 10 \text{ A} \quad (4.57)$$

Valor máximo da tensão:

$$V_{dFB} = 2V_o = 200 \text{ V} \quad (4.58)$$

Foram escolhidos os diodos *Infineon* IDH16S60C. Algumas características deste componente se encontram listadas abaixo.

- $V_{RRM} = 600 \text{ V}$
- $I_{D_med} = 16 \text{ A}$
- $V_f = 1,8 \text{ V}$
- $Q_c = 38 \text{ nC}$
- Tecnologia de *Silicon Carbide*

4.2.9 Circuito Grampeador

Apesar do emprego de diodos retificadores que apresentam praticamente nenhuma recuperação reversa, foi projetado um circuito grampeador como medida de segurança. Para tal, foram definidas as especificações abaixo.

- $V_g = 300 \text{ V}$ (Tensão de grampeamento)
- $C_d = 250 \text{ pF}$ (Capacitância típica do diodo)

$$u = \frac{V_g - V_{dFB}}{V_g} = 0,333 \quad (4.59)$$

$$P_g = f_s C_d V_{dFB}^2 \frac{(1+u)^2(1-u)}{u} = 1,42 \text{ W} \quad (4.60)$$

$$R_g = \frac{V_g^2}{P_g} = 63,28 \text{ k}\Omega \quad (4.61)$$

$$C_g = \frac{10}{R_g f_s} = 3,8 \text{ nF} \quad (4.62)$$

Para a implementação prática do circuito, utilizou-se os componentes a seguir:

- $R_g = 68 \text{ k}\Omega$
- $C_g = 3,3 \text{ nF}$ - EPCOS B32621A033K289
- $D_g =$ Diodo MUR260

4.2.10 Circuito de Controle

O controle dos conversores de acoplamento tem por base o circuito integrado dedicado *UC3875* [23]. Um único circuito integrado foi utilizado para o comando de todos os módulos, pois a razão cíclica e a o controle dos conversores de acoplamento é único.

4.2.10.1 Sensor de tensão

O sensor de tensão utilizado é o *LV25-P* fabricado pela *LEM*. O ganho total inserido pelo circuito sensor de tensão está apresentado na equação (4.63). Este ganho foi escolhido para ficar de acordo com a tensão de referência escolhida (3 V).

$$G_{sv_FB} = \frac{3}{300} \quad (4.63)$$

4.2.10.2 Modulador PWM

O modulador PWM utilizado para o controle do conversor faz parte do circuito *UC3875*. Sua portadora triangular possui um valor de pico de 3,2 V, segundo os dados fornecidos pelo fabricante do componente. O ganho do modulador pode ser expresso pela equação a seguir.

$$G_{PWM_FB} = \frac{1}{3,2} \quad (4.64)$$

4.2.11 Projeto do Compensador de Tensão

O compensador de tensão será projetado tendo como base os parâmetros de um único módulo. A planta do sistema definida com os valores de projeto é representada através da equação (4.65). A função de transferência foi deduzida no capítulo referente à análise do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

$$H_{V_FB}(s) = \frac{160}{s^2 7,734 \times 10^{-8} + s 8,154 \times 10^{-4} + 1,24} \quad (4.65)$$

O compensador utilizado é do tipo PI, que foi implementado através do amplificador operacional disponível internamente no UC3875, conforme diagrama esquemático apresentado na Figura 4.20. Sua função de transferência é representada pela equação (4.66).

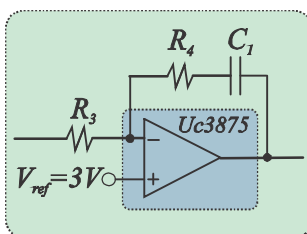


Figura 4.20 – Compensador de tensão do conversor FB-ZVS-PWM-PS.

$$G_{c_{FB}}(s) = \frac{R_4}{R_3} \frac{\left(s + \frac{1}{R_4 C_1}\right)}{s} \quad (4.66)$$

O compensador foi projetado analisando a resposta em frequência do sistema. A função de transferência em malha aberta do sistema sem compensador é representada na equação (4.67).

$$FTMA_{FB}(s) = G_{sv_FB} H_{V_FB}(s) G_{PWM_FB} G_{c_{FB}}(s) \quad (4.67)$$

Adotando-se os valores abaixo para os componentes que compõem o circuito do compensador chega-se a um sistema em malha

aberta com frequência de corte de 570 Hz e margem de fase de 67° . A Figura 4.21 mostra a resposta em malha aberta do sistema com compensador (linha tracejada) e sem compensador (linha contínua).

- $R_3 = 1 \text{ k}\Omega$
- $R_4 = 5 \text{ k}\Omega$ (*trimpot*)
- $C_I = 100 \text{ nF}$

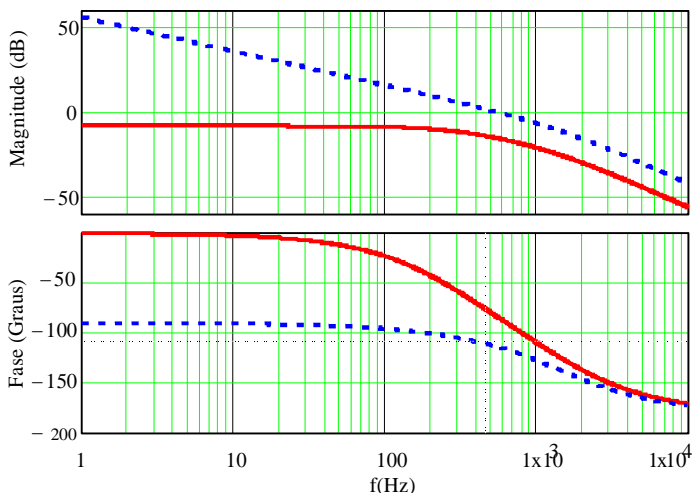


Figura 4.21 - Resposta em frequência FB-ZVS-PWM-PS.

Para comprovar o funcionamento da malha de controle projetada, foi realizada uma simulação do conversor. A Figura 4.22 mostra o comportamento da tensão de saída, em resposta a um degrau de 50% para 100% de carga.

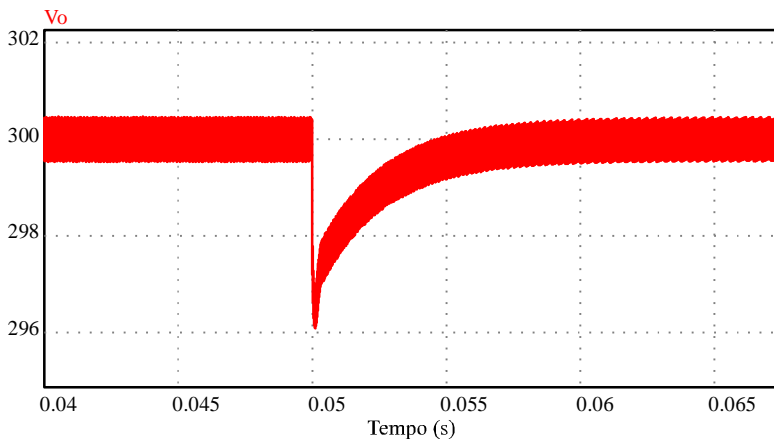


Figura 4.22 - Resposta ao degrau de carga.

4.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi apresentado um roteiro de projeto para ambos os conversores que compõem a estrutura proposta por este trabalho. A partir de uma especificação de projeto, foram realizados os cálculos dos esforços que os componentes ficam submetidos.

Também, mostra-se que as malhas de controle podem ser projetadas individualmente, e que as mesmas devem possuir uma dinâmica desacoplada para evitar influência mútua.

Por fim, analisando o roteiro apresentado, verifica-se que o projeto pode ser realizado de uma maneira modular e independente, ou seja, projeta-se cada conversor de maneira individual.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 INTRODUÇÃO

Com o objetivo de comprovar a análise teórica e o dimensionamento, apresentados nos capítulos anteriores, o protótipo analisado e dimensionado foi construído e testado em laboratório, cujos esquemáticos completos e detalhados encontram-se no *apêndice A* desta dissertação.

Será realizada também uma breve descrição do protótipo, das condições de teste e dos equipamentos utilizados para realizar os ensaios experimentais.

Os resultados experimentais obtidos serão apresentados e discutidos neste capítulo. Tais resultados são de grande valor para comprovar o comportamento das grandezas elétricas inerentes a cada conversor.

Primeiramente serão discutidos os resultados do conversor *boost* modular, estudado no capítulo 3. Em seguida, serão verificados os resultados do conversor FB-ZVS-PWM-PS, estudado no capítulo 4. Na sequência, serão apresentados os resultados obtidos com o conversor completo, proposto e estudado neste trabalho. Serão mostradas, em primeiro lugar, as formas de onda das principais grandezas elétricas, em regime permanente e transitório. Em seguida, a curva de rendimento do conversor construído e testado, em função da potência processada e entregue à carga.

5.2 PROTÓTIPO IMPLEMENTADO

O protótipo implementado foi baseado no projeto apresentado no capítulo 4. As especificações do conversor projetado e montado estão apresentadas na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 - Especificações do protótipo.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada – V_{in}	900 V
Tensão de saída – V_o	300 V
Potência de saída – P_o	6 kW
Ondulação de corrente na entrada - ΔI_{Lb}	20%
Ondulação de tensão de saída - ΔV_{oi}	0,1%
Frequência de comutação – f_s	40 kHz
Número de módulos - n	3
Potência de cada módulo	2 kW

Alguns problemas encontrados durante a execução dos testes impediram de testar o conversor em sua potência nominal. Ao testar o conversor com aproximadamente metade de sua potência, houve a perda dos sinais de comando, e conseqüentemente, a queima dos interruptores. A provável causa da perda dos sinais de comando é o mau funcionamento do DSC utilizado, provavelmente afetado pelo ruído de comutação gerado pelo funcionamento do conversor.

As condições de teste, para as quais os resultados experimentais foram obtidos, estão apresentadas na Tabela 5.2. Optou-se por encerrar os testes nesta configuração.

Tabela 5.2 – Condições de testes utilizada.

Parâmetros	Valores
Tensão de entrada – V_{in}	600 V
Tensão de barramento – $Boost - V_{oi}$	300 V
Tensão de saída – V_o	200 V
Potência de saída – P_o	3,2 kW
Frequência de comutação – f_s	40 kHz

Na Figura 5.1 pode-se ver uma foto do protótipo, que foi montado sobre um dissipador de alumínio único. Esta forma de montar o conversor minimizou o volume deste, porém, há a necessidade de isoladores que suportem uma tensão elevada, para fazer a isolação dos interruptores.

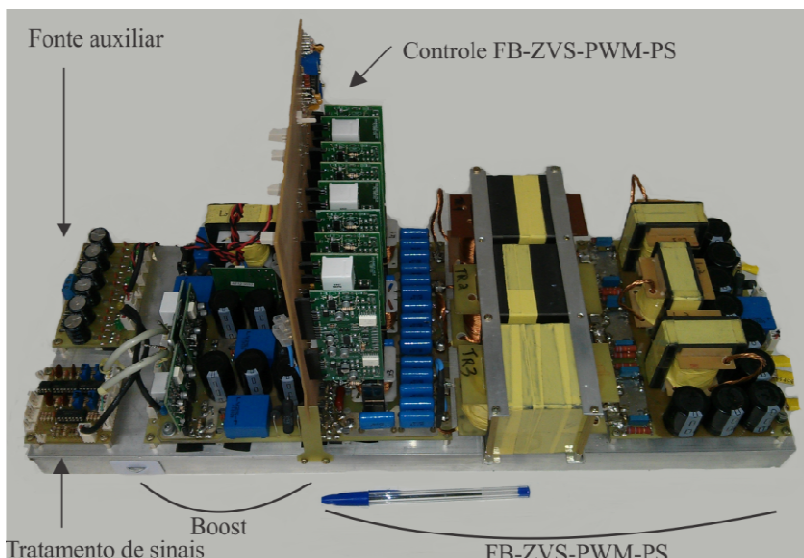


Figura 5.1 - Protótipo implementado.

5.3 RESULTADOS DO CONVERSOR *BOOST* MODULAR

Neste item são abordados e discutidos os resultados experimentais obtidos com o conversor *boost* modular, que constitui o primeiro estágio de processamento de potência do conversor estudado. Todos os resultados foram obtidos com o conversor operando em malha fechada, isto foi necessário para garantir o equilíbrio das tensões de saída.

Na Figura 5.2 são mostradas as formas de onda das tensões em cada saída desse estágio. Observa-se que essas tensões encontram-se em equilíbrio, e que a ondulação em cada uma delas é desprezível em relação à sua amplitude.

Na Figura 5.3 é representada a corrente no indutor *boost*. Nota-se que sua frequência de operação (120 kHz) é três vezes maior que a frequência de comutação (40 kHz), estando plenamente de acordo com os resultados teóricos já apresentados em capítulos anteriores. A ondulação de corrente (ΔI_{L_b}) é de 1,17 A, ou seja, aproximadamente 20% da corrente média (6 A), portanto, dentro das especificações do projeto.

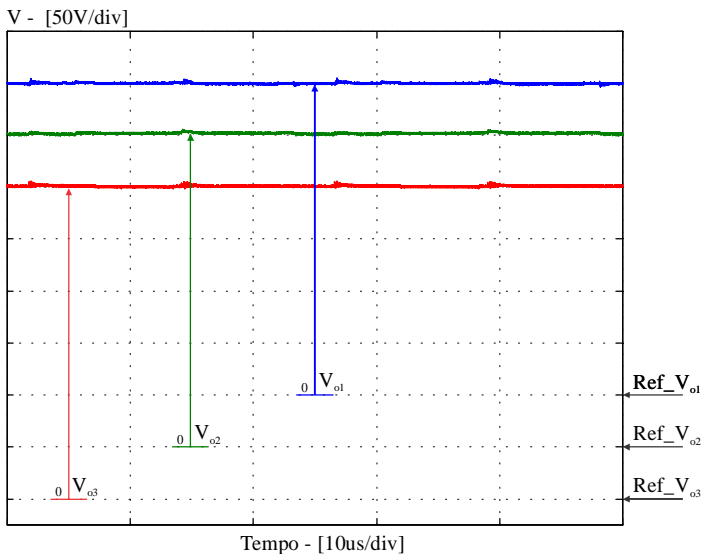


Figura 5.2- Tensão de saída individuais dos três conversores *boost* (50 V/div, 10 μ s/div).

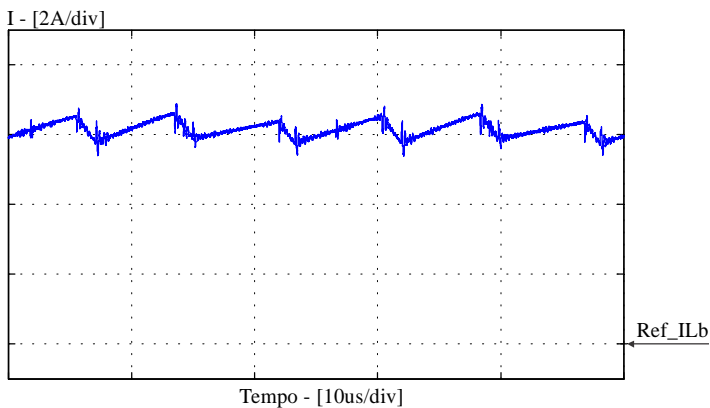


Figura 5.3 - Corrente no indutor *boost* (2 A/div, 10 μ s/div).

Na Figura 5.4 são apresentadas as tensões sobre os três interruptores do conversor *boost* modular. Percebe-se que elas estão equilibradas e praticamente sem sobressinal. Esta é uma característica do conversor *boost*, onde a tensão sobre o interruptor é igual ao valor da tensão de saída.

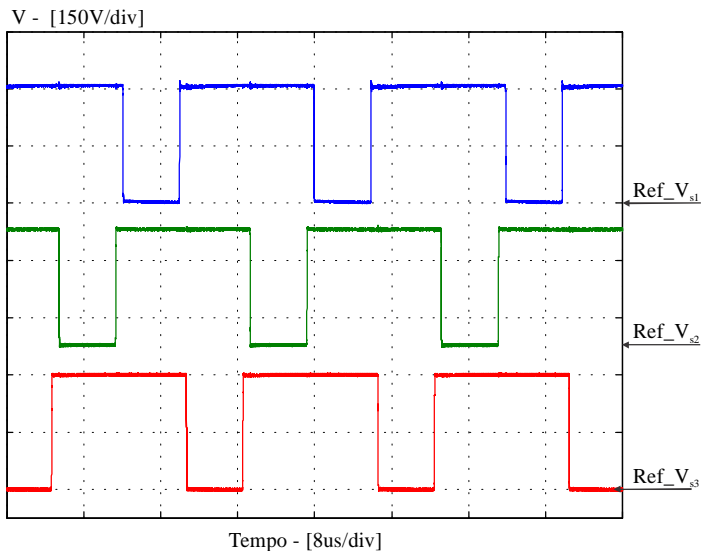


Figura 5.4 - Tensão sobre os interruptores do conversor *boost* (150 V/div, 8 μ s/div).

Na Figura 5.5 encontra-se representada a tensão e a corrente no interruptor e no diodo de um módulo do conversor *boost* modular. As correntes no diodo e no interruptor são complementares, com ondulação igual à ondulação de corrente no indutor *boost*. Nota-se que, devido à utilização dos diodos de *Silicon Carbide*, a corrente de recuperação é praticamente inexistente, fato que colabora para elevar o rendimento do conversor.

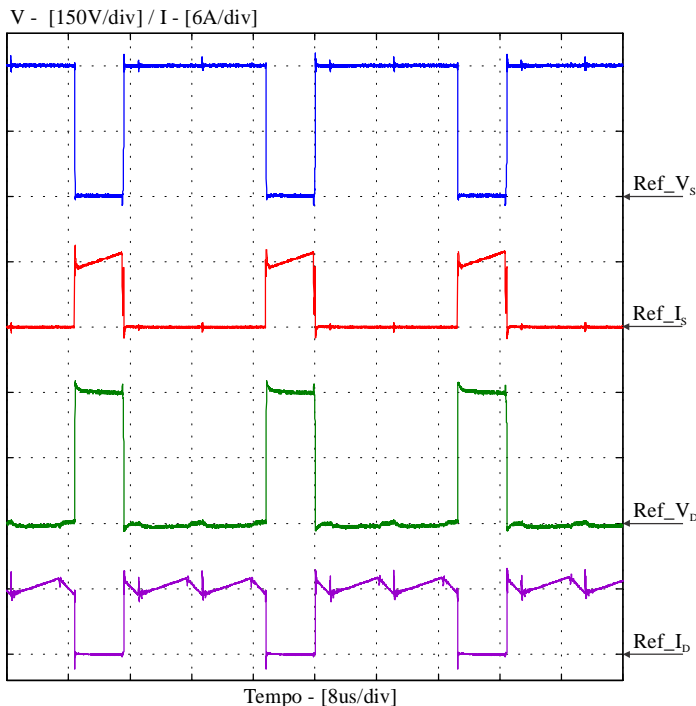


Figura 5.5 - Tensão e corrente no interruptor e no diodo de um módulo do conversor *boost* modular (150 V/div, 6 A/div). Escala de tempo: (8 μ s/div).

5.4 RESULTADOS DO CONVERSOR FB-ZVS-PWM-PS

Nesta seção, serão apresentados os resultados experimentais referentes aos conversores CC-CC isolados (FB-ZVS-PWM-PS).

Na Figura 5.5, são mostradas as formas de ondas da tensão de *gate*, da tensão sobre os terminais *drain-source*, e da corrente de *dreno* de um dos interruptores (Mosfet). Assim como no conversor *boost*, neste conversor a tensão sobre os interruptores é igual à tensão de barramento de tensão contínua, o que faz com que esta seja praticamente isenta de sobressinal.

Na Figura 5.7 encontra-se a corrente no enrolamento primário de cada transformador. Observa-se que elas apresentam alguma oscilação, devido aos elementos parasitas não contemplados nos estudos simplificados realizados neste trabalho. Tais oscilações não interferem no funcionamento básico do conversor.

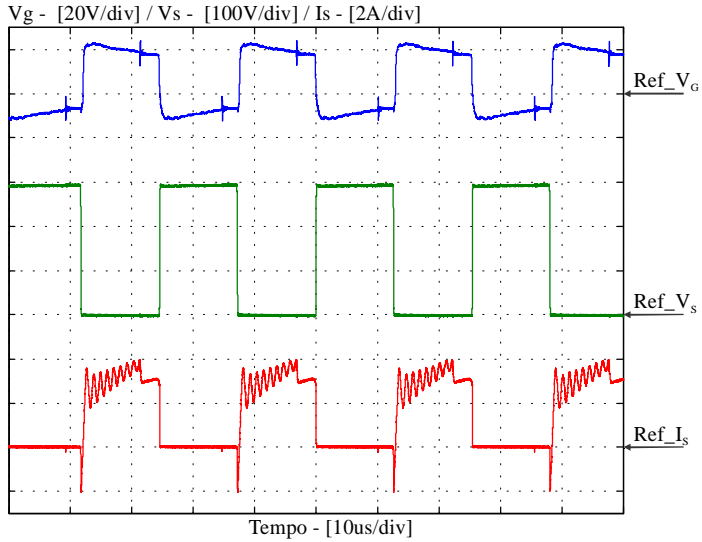


Figura 5.6 - Conversor CC-CC isolado: tensão de *gate* (20 V/div), tensão sobre o interruptor (100 V/div) e corrente em um interruptor (2 A/div). Escala de tempo: (10 μ s/div).

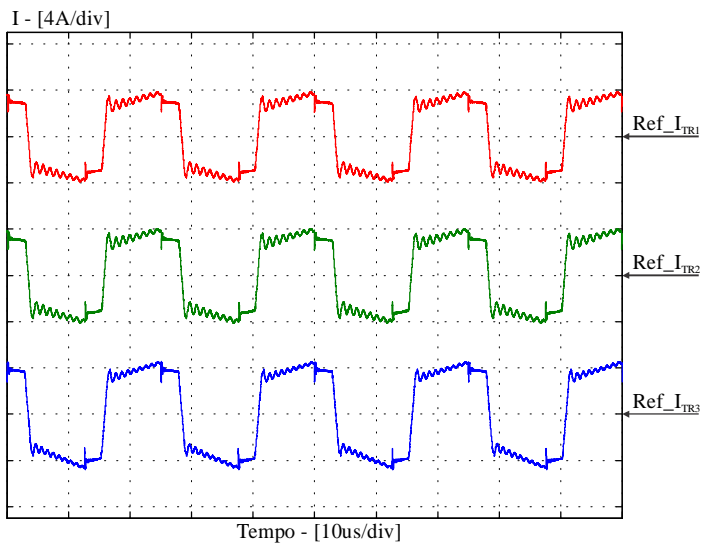


Figura 5.7 - Corrente em cada um dos enrolamentos primários dos transformadores (4 A/div, 10 μ s/div).

5.5 RESULTADOS DO CONVERSOR PROPOSTO

Nesta seção, encontram-se os principais resultados experimentais obtidos em laboratório com a estrutura completa proposta neste trabalho. Na Figura 5.8 encontra-se a tensão de saída do conversor (200 V), que é a soma das tensões individuais de cada conversor FB-ZVS-PWM-PS, na qual se percebe que a ondulação de alta frequência é praticamente inexistente. Nesta figura também são mostradas as correntes nos indutores de saída de cada conversor FB-ZVS-PWM-PS. Verifica-se que as três correntes se encontram em fase e possuem a mesma amplitude, que é uma característica típica da conexão em série.

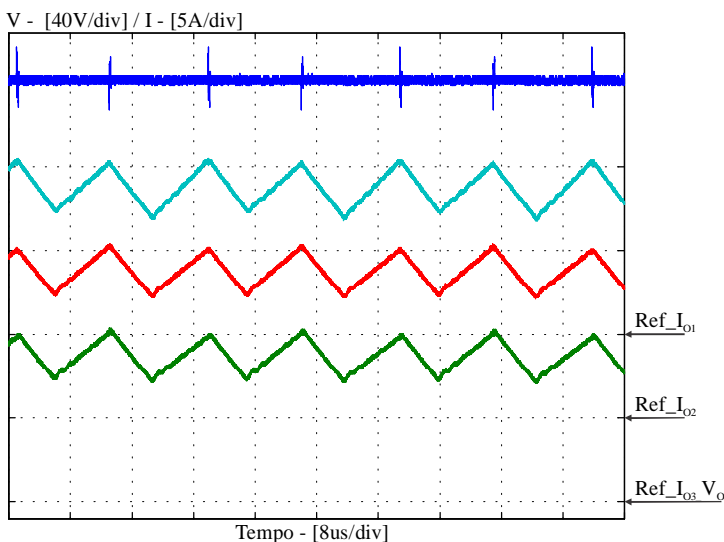


Figura 5.8 - Tensão total de saída (40 V/div) e corrente nos indutores (5 A/div) do conversores CC-CC isolado. Escala de tempo: (8 μ s/div).

Conforme visto no parágrafo anterior, a corrente de saída dos três conversores de acoplamento é a mesma, característica da conexão em série das saídas. A utilização de um comando único, que impõe a mesma razão cíclica nos interruptores dos conversores de acoplamento, faz com que as tensões de saída dos conversores sejam diferentes umas das outras. Essa diferença é explicada pela equação (5.1), que representa à razão cíclica eficaz de cada conversor de acoplamento. Analisando esta equação, percebe-se que, a razão cíclica eficaz dos conversores de acoplamento depende de parâmetros como: a indutância ressonante, a

corrente de carga, e a relação de espiras do transformador. Devido a pequenas diferenças construtivas, e também, de tolerâncias dos componentes, tais parâmetros podem assumir valores diferentes, logo, tem-se uma razão cíclica eficaz diferente em cada conversor de acoplamento.

$$d_{ef} = d_{FB} - \frac{4I_o L_r f_s N_s}{V_i N_p} \quad (5.1)$$

As tabelas abaixo trazem os resultados da tensão e da potência de saída de cada conversor de acoplamento, para três situações diferentes de carga. Nota-se que, com o aumento da carga, o desbalanço de tensão e, conseqüentemente, da potência, aumenta.

Tabela 5.3 – Balanço de potência nos conversores de acoplamento para 1,1 kW.

Módulo de Saída	Mód. 1	Mod. 2	Mód. 3
V _o	66,3 V	66,6 V	67,5 V
I _o	5,62 A	5,62 A	5,62 A
P _o	372,8 W	374,5 W	379,6 W
P _{tot}	1127 W	1127 W	1127 W
% de P _{tot}	33,1%	33,2%	33,6%

Tabela 5.4 – Balanço de potência nos conversores de acoplamento para 2,2 kW.

Módulo de Saída	Mód. 1	Mod. 2	Mód. 3
V _o	64,5 V	65,19 V	68,9 V
I _o	11,34 A	11,34 A	11,34 A
P _o	732,5 W	739,3 W	782,1 W
P _{tot}	2254 W	2254 W	2254 W
% de P _{tot}	32,5%	32,8%	34,7%

Tabela 5.5 – Balanço de potência nos conversores de acoplamento para 3,2 kW.

Módulo de Saída	Mód. 1	Mod. 2	Mód. 3
V _o	61,4 V	64,2 V	73,4 V
I _o	16,1 A	16,1 A	16,1 A
P _o	989,6 W	1034 W	1184 W
P _{tot}	3207 W	3207 W	3207 W
% de P _{tot}	30,8%	32,2%	36,9%

Na Figura 5.9 encontram-se as principais formas de onda do conversor quando submetido a um incremento (degrau) de carga. São

mostradas as formas de onda da tensão de saída e das correntes nos indutores de saída dos conversores FB-ZVS-PWM-PS. Para o incremento de potência utilizado, 600 W, observa-se que a tensão de saída apresentou um afundamento pequeno, aproximadamente 3 V (1,5%), e recuperou-se de maneira amortecida com um tempo de resposta rápido, aproximadamente 2,5 ms. Analisando a corrente de saída dos indutores, destaca-se que estas possuem praticamente o mesmo comportamento dinâmico, característica da conexão em série da saída.

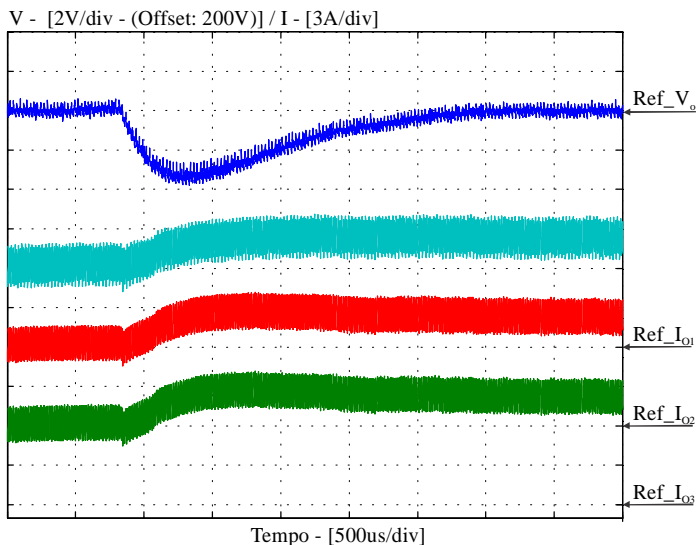


Figura 5.9 – Tensão de saída (2 V/div – Offset 200 V) e corrente nos indutores de saída dos conversores isolados (3 A/div). Escala de tempo: (500 μ s/div).

Ao aplicar um degrau de carga no conversor, as tensões e correntes do conversor *boost* de entrada também são afetadas. Infelizmente, não foi possível obter tal resultado experimentalmente em bancada. Foi realizada uma simulação com os mesmos parâmetros de testes utilizados em bancada para verificar o comportamento destas grandezas.

A Figura 5.10 mostra o comportamento dinâmico das principais grandezas do conversor *boost* em relação a um degrau de carga. Estão representadas as tensões individuais de cada barramento, a tensão total e a corrente no indutor de entrada. Nesta figura é possível observar a dinâmica das três diferentes malhas de controle que atuam no conversor:

malha de controle da tensão individual, malha de controle da tensão total, e malha de controle da corrente do indutor. A malha de controle da corrente é a que possui a resposta mais rápida, seguida da malha de controle da tensão total e, por último, da malha de controle das tensões individuais de cada barramento.

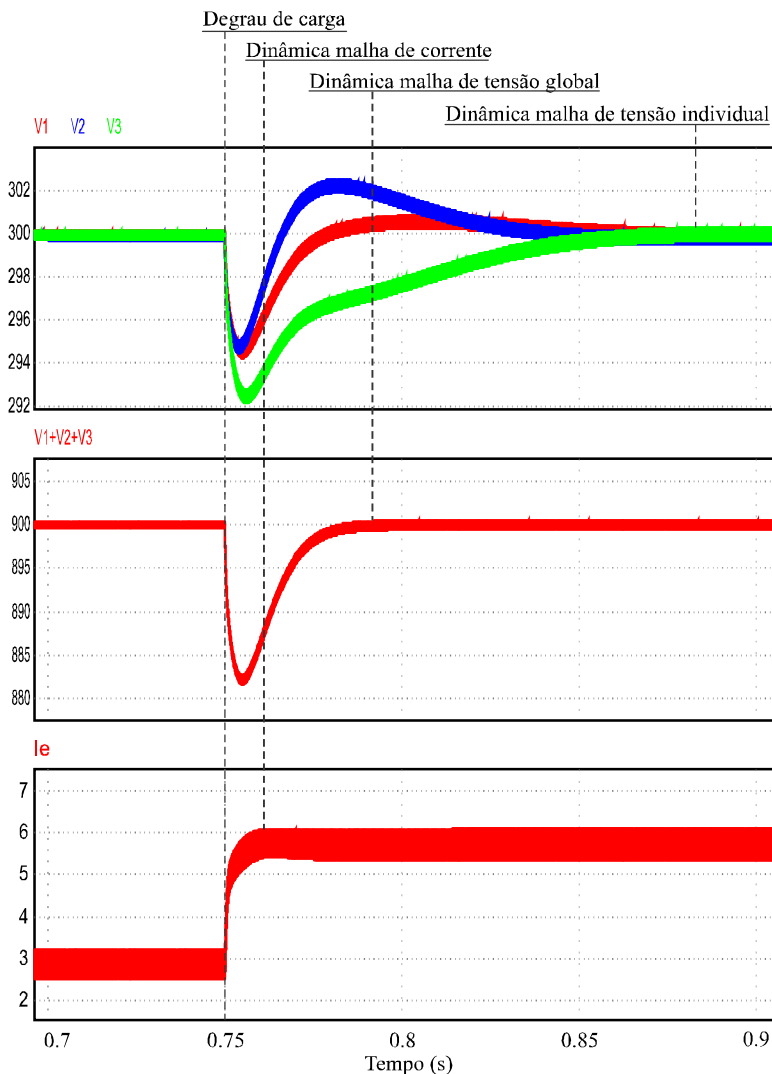


Figura 5.10 - Comportamento dinâmico das grandezas do conversor *boost* para um degrau de carga.

Para finalizar, foi realizado o levantamento da curva de rendimento do conversor, com a utilização de um analisador de energia *Yokogawa WT1800*. Os resultados encontram-se disponíveis na Figura 5.11. O rendimento máximo obtido foi de 94,1% com a potência de 3207W na saída. Considera-se um bom rendimento, tendo em vista que o protótipo não foi otimizado para se obter um rendimento elevado e, principalmente, pelo fato do conversor ser uma associação de dois conversores.

Nesta mesma figura, encontra-se, uma curva de rendimento obtida através de simulação numérica, obtida no *software* PSIM, onde foram adicionadas as principais não idealidades dos componentes. Analisando a curva experimental e a curva teórica, observa-se que, ambas possuem praticamente o mesmo formato, porém, com um pequeno *offset* de diferença. Tal *offset* é devido à parcela de perdas não modelada no simulador, o que faz com que a curva teórica possua um rendimento levemente superior à simulada.

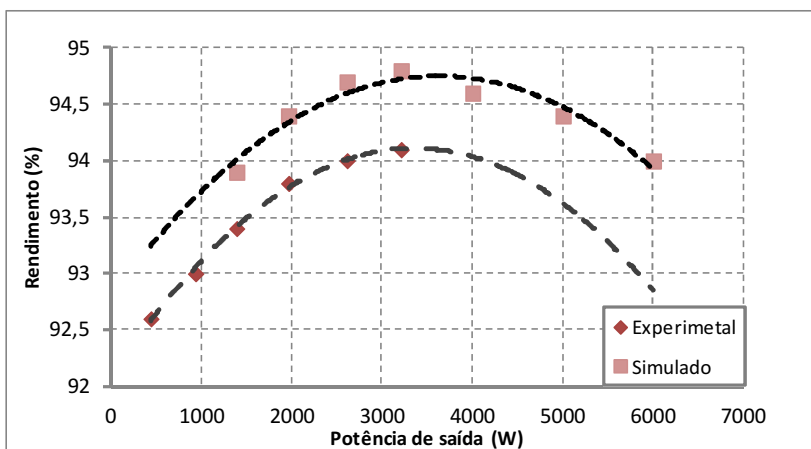


Figura 5.11 - Rendimento do conversor completo, em função da potência entregue a carga, obtido experimentalmente e por simulação.

5.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentados os resultados obtidos através do protótipo construído. Foram apresentadas as especificações do protótipo, e as condições nas quais foi testado em laboratório.

Os resultados do conversor *boost* modular foram verificados, nos quais comprovam-se o funcionamento deste. Verifica-se a redução dos esforços nos componentes e as demais vantagens deste conversor, estudadas no capítulo 2.

Em seguida, foram apresentados os resultados dos conversores FB-ZVS-PWM-PS, com os quais se comprova o funcionamento deste individualmente, e também, com a conexão em série na saída, necessária para o funcionamento da estrutura proposta por este trabalho. Verificou-se também, a distribuição de potência nos módulos, causada pela utilização de um comando único nos conversores de acoplamento.

Por fim, foi mostrada uma curva de rendimento da estrutura proposta por esse trabalho, pode-se dizer que o mesmo apresentou um bom rendimento, tendo em vista de que se trata de um conversor isolado e que não teve seu projeto otimizado para redução de perdas.

6 CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou a proposta e o estudo de um conversor CC-CC modular e isolado, adequado para aplicações que envolvam elevada tensão de entrada e alta potência.

Foi apresentada no capítulo 1, uma contextualização do assunto, onde foram abordadas as limitações tecnológicas dos semicondutores e algumas soluções já existentes de conversores CC-CC para operar com alta tensão e alta potência. Nesse capítulo, ainda, fez-se a apresentação da estrutura de potência proposta, que é uma associação em cascata dos conversores *boost* e FB-ZVS-PWM-PS. Tal arranjo pode ser expandido em n módulos, a partir da conexão em série da saída dos conversores FB-ZVS-PWM-PS, e da estrutura modular com base no conversor *boost*, de modo a possibilitar o emprego de tensões mais elevadas na entrada, conforme demonstrado no capítulo 2.

Analisando os capítulos 2 e 3, onde foi abordado o funcionamento de cada conversor que compõe a estrutura proposta, as vantagens tornam-se evidentes: tensão nos interruptores reduzida, frequência no indutor *boost* múltipla dos interruptores, isolamento em alta frequência e utilização de topologias de eletrônica de potência já consolidadas na literatura.

O capítulo 4 apresentou uma metodologia de projeto contendo os principais cálculos necessários para o projeto e construção do conversor. Foi realizado o dimensionamento do circuito de potência e de controle, utilizando componentes analógicos e digitais. A partir dos resultados experimentais, conclui-se que esta metodologia está adequada e funcionou nos testes realizados.

Com base nos resultados obtidos no capítulo 5, pode-se dizer que, o conversor apresentado por este trabalho atendeu a todos os objetivos propostos no início. Verificou-se que a estrutura é estável em malha aberta, mas para o correto funcionamento é necessário operá-la em malha fechada, de modo a garantir o equilíbrio das tensões na saída do conversor *boost* modular. Também, pode-se dizer que a estrutura apresenta um comportamento muito bom em relação à divisão das tensões sobre os componentes, não apresentando sobressinal e sendo grampeada pela tensão de barramento de cada módulo individual. O rendimento da estrutura pode ser considerado razoável, pois o protótipo montado não foi otimizado para minimização de perdas.

Por fim, pode-se dizer que o fato do conversor apresentar uma estrutura modular baseada em conversores já consolidados, o torna

interessante do ponto de vista das aplicações que necessitam de conversores CC-CC isolados de alta tensão.

O autor sugere algumas propostas de estudos futuros visando explorar mais os benefícios do conversor proposto.

- Operar como retificador PFC monofásico.
- Estudar a versão bidirecional do conversor (trocar os diodos do conversor *boost* por interruptores comandados; e utilizar retificação síncrona na saída dos conversores FB-ZVZ-PWM-PS).
- Aplicar o defasamento no comando dos conversores de acoplamento, de modo a aumentar a frequência da ondulação de tensão de saída.
- Testar outros tipos de conversores de acoplamento (meia ponte, flyback).
- Aplicar controle individual de tensão em cada conversor de acoplamento, de modo a tentar reduzir a diferença de potência entre os módulos de saída.

REFERÊNCIAS

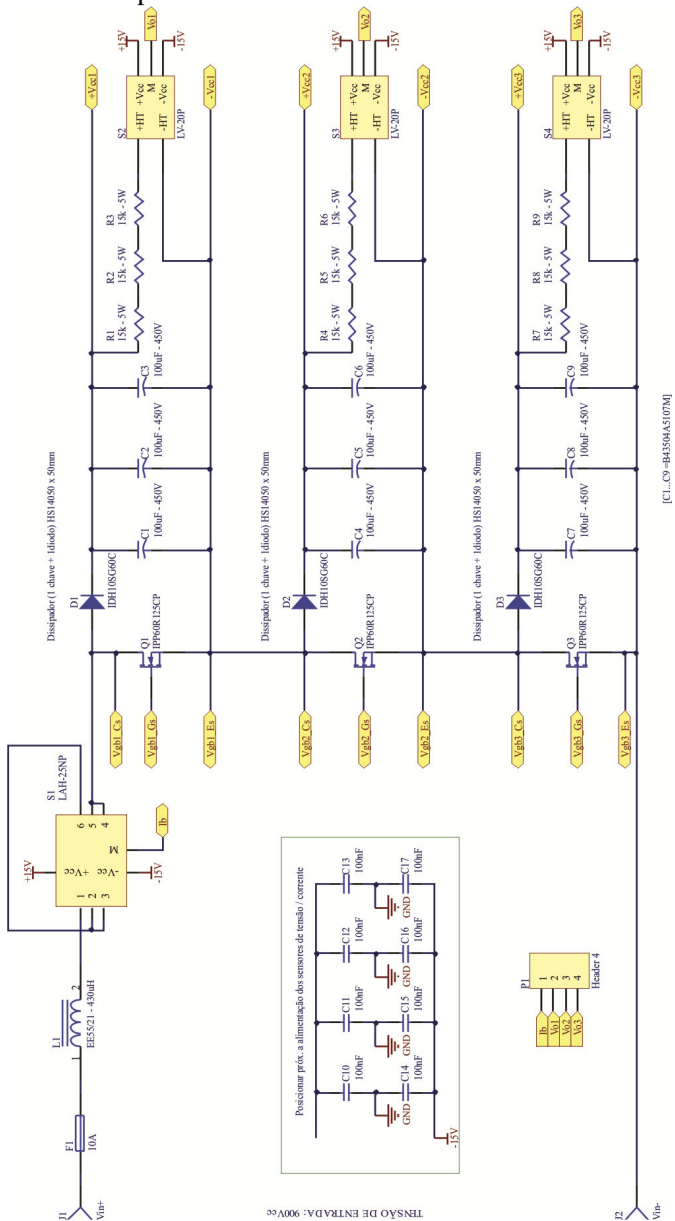
- [1] IUE. – **Evolution of Power Semiconductor Devices**. 2013. Disponível em <<http://www.iue.tuwien.ac.at/phd/park/node14>>.
- [2] FUJII, K.; KOELLENSPERGER, P.; DE DONCKER, R.W. **Characterization and Comparison of High Blocking Voltage IGBTs and IEGTs under Hard- and Soft-Switching Conditions**. *Power Electronics Specialists Conference*. PESC'06. IEEE, v. 1, p. 18-22 Jun 2006.
- [3] ABB. **IGCT - Integrated Gate Commutated Thyristors**. 2013. Disponível em: <<http://search-ext.abb.com>>.
- [4] GIRI, R.; AYYANAR, R.; LEDEZMA, E. **Input-series and output-series connected modular DC-DC converters with active input voltage and output voltage sharing**. *Applied Power Electronics Conference and Exposition*. APEC'04. IEEE , v. 3, p.1751-1756, 2004.
- [5] WU CHEN; XINBO RUAN; HONG YAN; TSE, C.K. **DC/DC Conversion Systems Consisting of Multiple Converter Modules: Stability, Control, and Experimental Verifications**. *Power Electronics*, IEEE Transactions, v. 24, p.1463-1474, Jun 2009.
- [6] DESHANG SHA; KAI DENG; XIAOZHONG LIA. **Duty Cycle Exchanging Control for Input-Series-Output-Series Connected Two PS-FB DC-DC Converters**. *Power Electronics*, IEEE Transactions, v. 27, p.1490-1501, Mar 2012.
- [7] SHA, D.; GUO, Z.; LUO, T.; LIAO, X.. **A General Control Strategy for Input-Series-Output-Series Modular DC-DC Converters**. *Power Electronics*, IEEE Transactions on. no.99.
- [8] BRAGA, H. A. C., BARBI, I. **Conversores Estáticos Multiníveis - Uma Revisão**. *SBA Controle &Automação*, v. 11, p. 20-28, 2000.

- [9] COSTA, L.F. **Conversor CC-CC Buck+Boost Multinível Bidirecional**. Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina, 232p, Florianópolis, 2013.
- [10] COSTA, L.F.; MUSSA, S.A.; BARBI, I., **Multilevel buck dc-dc converter for high voltage application. Industry Applications. (INDUSCON)**, 2012 10th IEEE/IAS International Conference on, p.1-8, Nov. 2012.
- [11] FILBA-MARTINEZ, A.; BUSQUETS-MONGE, S.; BORDONAU, J.. **Modulation and capacitor voltage balancing control of a three-level NPC dual-active-bridge DC-DC converter**. *Industrial Electronics Society, IECON - 39th Annual Conference of the IEEE*. p.6251-6256, Nov. 2013.
- [12] MOONEM, M. A.; KRISHNASWAMI, H. **Analysis and control of multi-level dual active bridge DC-DC converter**. *Energy Conversion Congress and Exposition, IEEE*, p.1556-1561, Set. 2012.
- [13] LAMBERTZ, L.; MARQUARDT, R.; MAYER, A.. **Modular converter systems for vehicle applications**. *Emobility - Electrical Power Train*, 2010. p.1-6, Nov. 2010.
- [14] BARBI, I.; MARTINS, D.C.. **Eletrônica de potência: conversores cc-cc básicos não isolados**. 3ed, Edição dos autores. 377p. Florianópolis, 2000.
- [15] BARBI, I.; SOUZA, F.P.. **Conversores CC-CC isolados de alta frequência com comutação suave**. Edição dos Autores. 376p. Florianópolis, 1999.
- [16] HELDWEIN, MARCELO LOBO. **Unidade retificadora trifásica de alta potência e alto desempenho para aplicação em centrais de telecomunicações**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina. 163p. Florianópolis, 1999.
- [17] LOURENÇO, E.M.; KASSICK, E.V. **Análise e projeto de compensadores para conversores FB -ZVS-PWM-PS**. Dissertação (Mestrado) – Universidade Federal de Santa Catarina. 98p. Florianópolis, 1994.

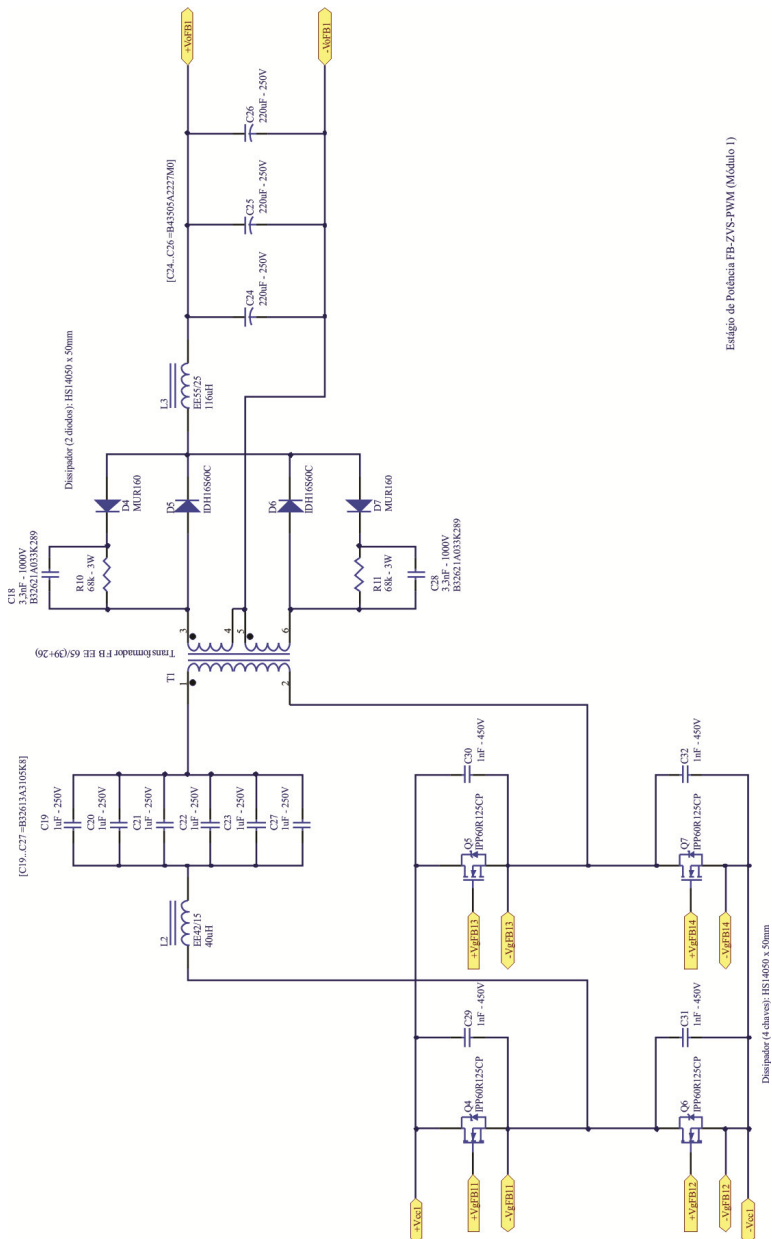
- [18] VLATKOVIC V., SABATÉ J. A., RIDLEY R. B., LEE F. C. e CHO B. H. **Small Signal Analysis of the Zero-Voltage-Switched, Full-Bridge PWM Converter.** *Proceedings of the High Frequency Conversion Conference.* p262-272. Santa Clara, 1990.
- [19] *Datasheet* **IPP50R140CP.** Disponível em <<http://www.infineon.com>>, acessado em 19 de Junho de 2013.
- [20] *Datasheet* **IDH10SG60C.** Disponível em <<http://www.infineon.com>>, acessado em 19 de Junho de 2013.
- [21] *Texas Instrument.* Disponível em <<http://www.ti.com/tool/launchxl-f28027>>, acessado em 20 de Junho de 2013.
- [22] OGATA, K. **Engenharia de controle moderno.** p824. Prentice/Hall do Brasil, Rio de Janeiro, 1985.
- [23] *Datasheet* **UC3875.** Disponível em <www.ti.com>, acessado em 01 de Junho de 2013.
- [24] BARBI, I. **Projeto de Fontes Chaveadas.** 2 ed, Edição do autor. 332p. Florianópolis, 2007.

APENDICE A – ESQUEMÁTICO COMPLETO

Circuito de potência *boost*:

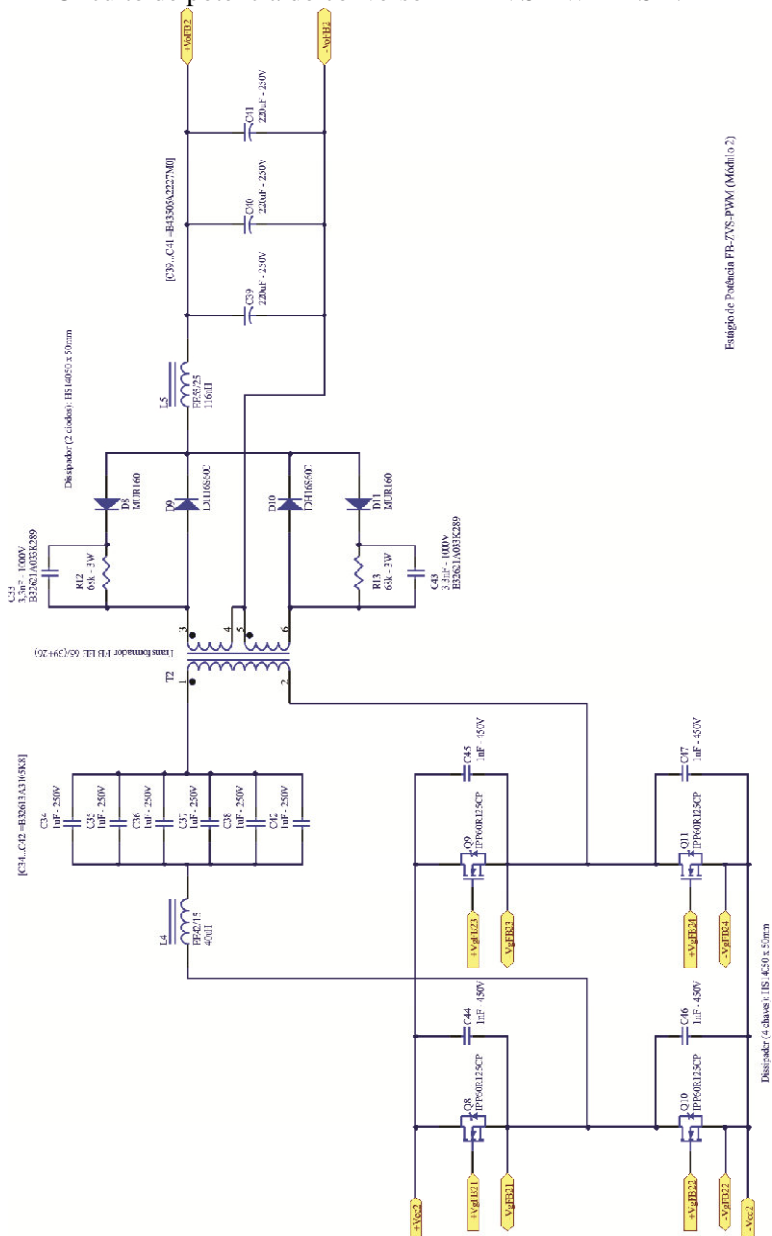


Circuito de potência do conversor FB-ZVS-PWM-PS 1:

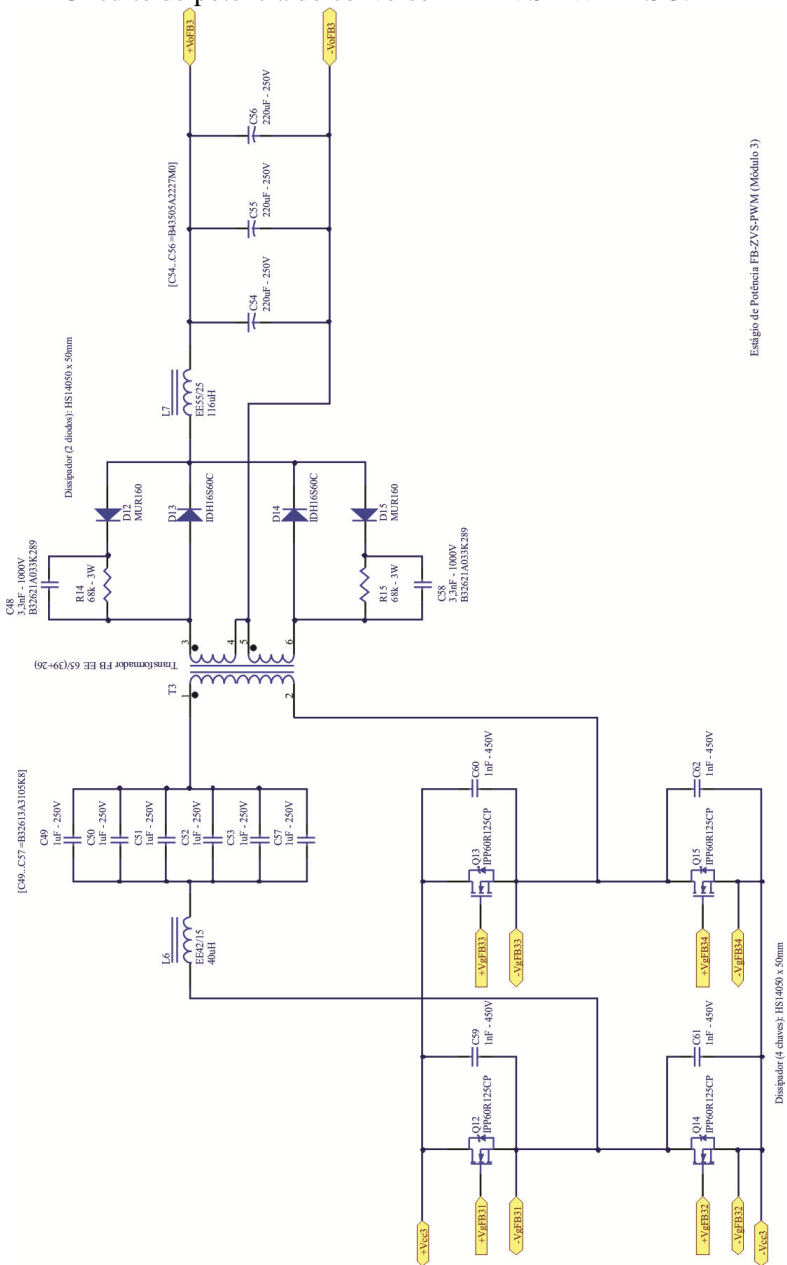


Estágio de Potência FB-ZVS-PWM (Módulo 1)

Circuito de potência do conversor FB-ZVS-PWM-PS 2:

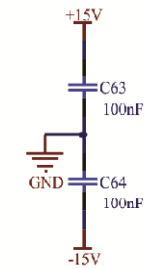
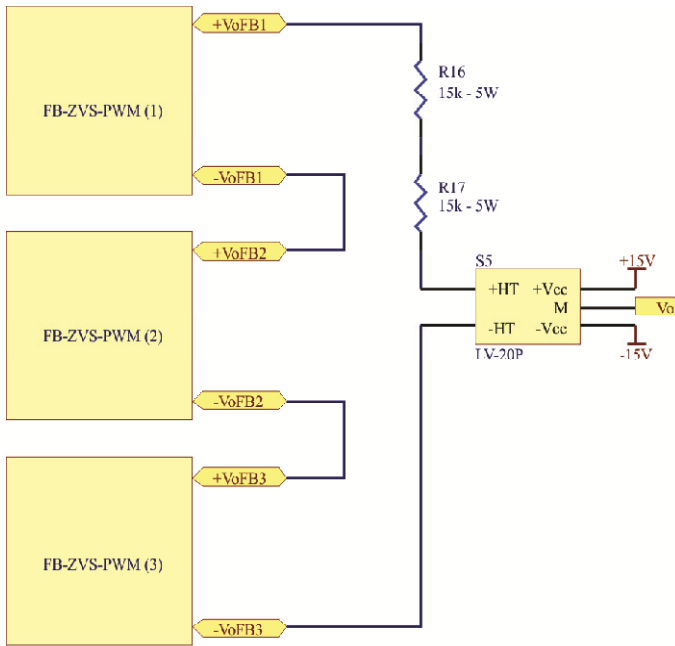


Circuito de potência do conversor FB-ZVS-PWM-PS 3:



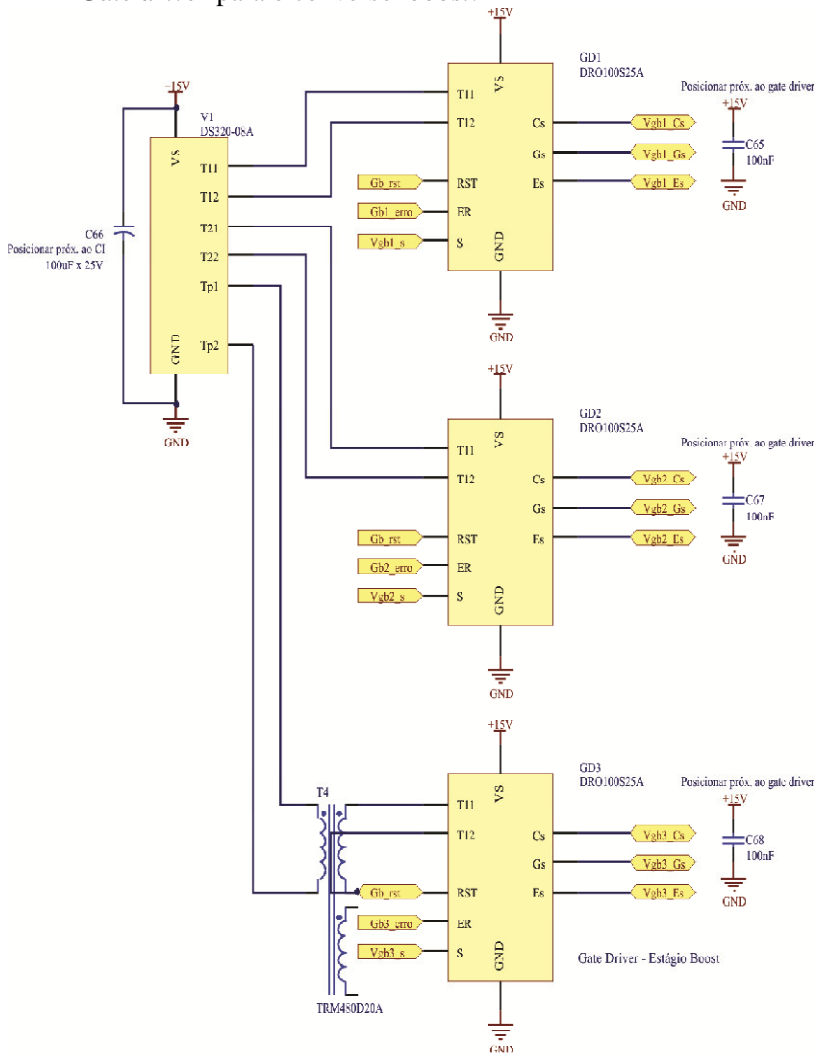
Estágio de Potência FB-ZVS-PWM (Módulo 3)

Conexão das saídas dos conversores FB-ZVS-PWM-PS:

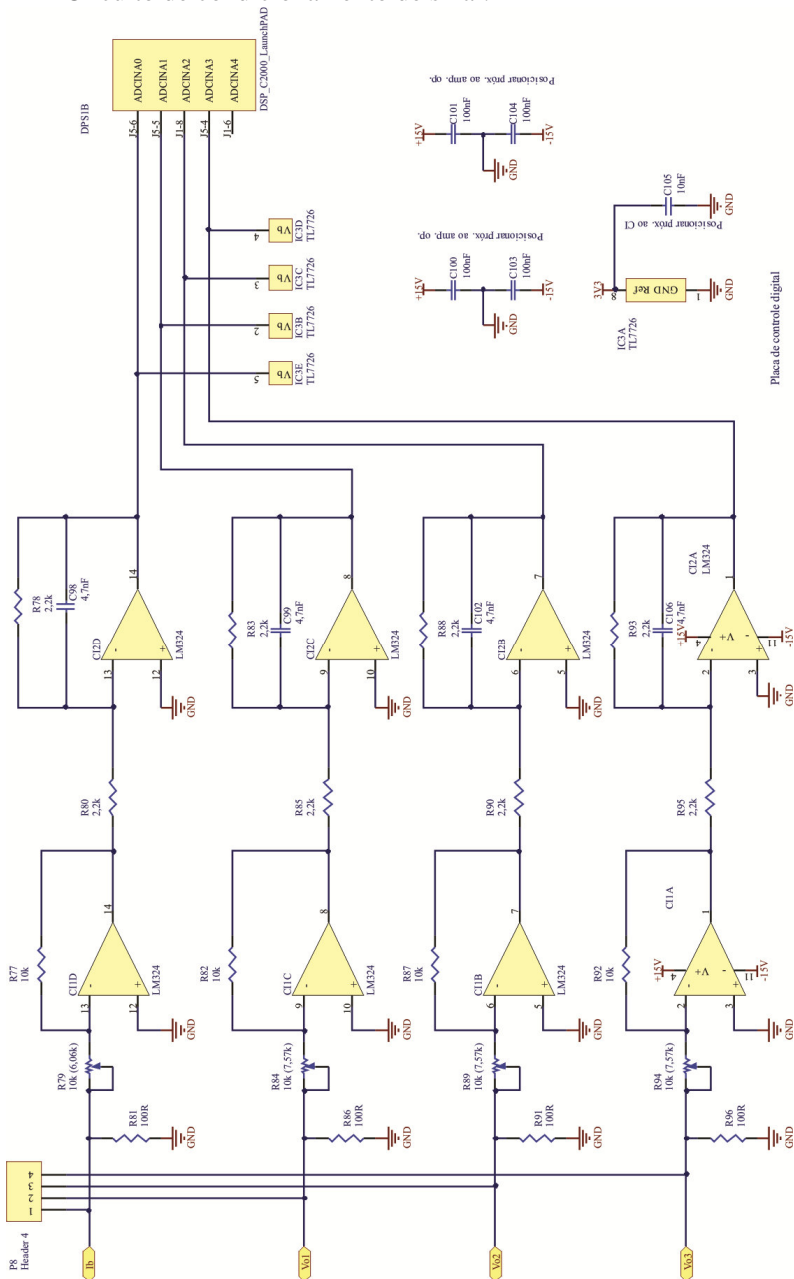


Posicionar próx. ao sensor

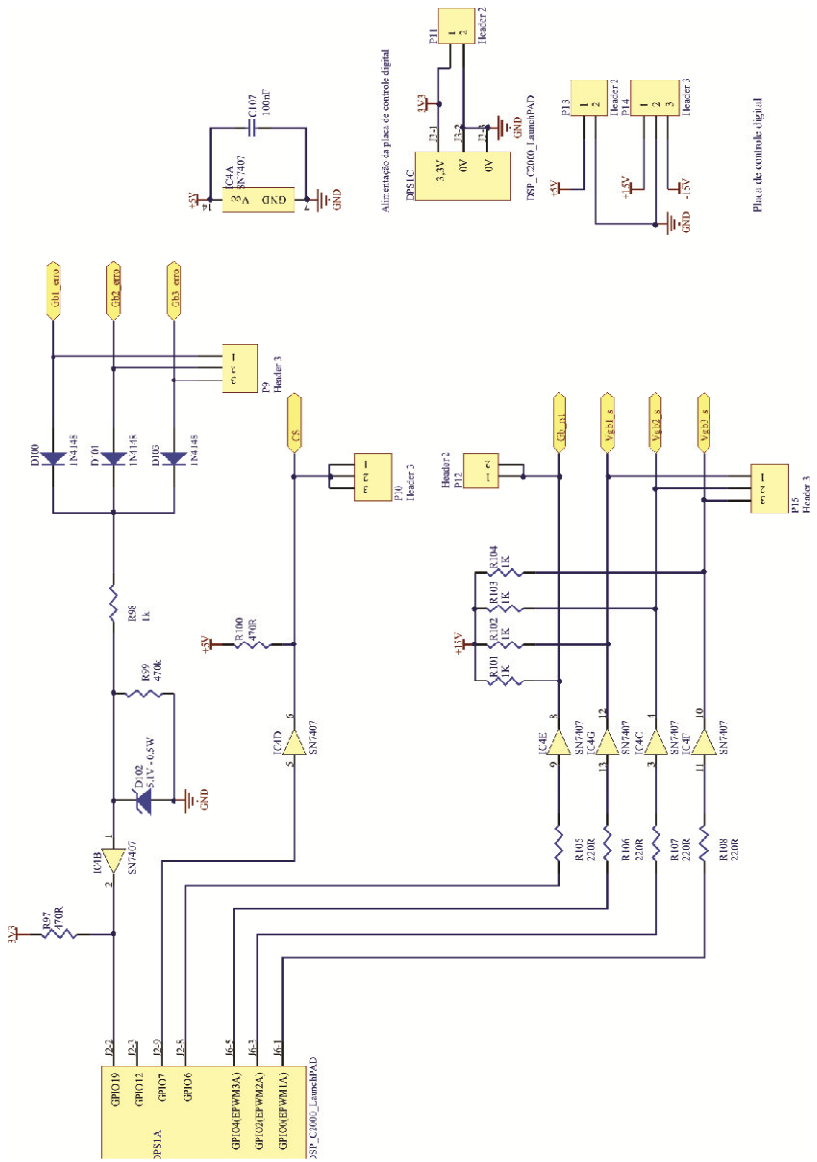
Gate driver para o conversor boost:



Circuito de condicionamento de sinal:



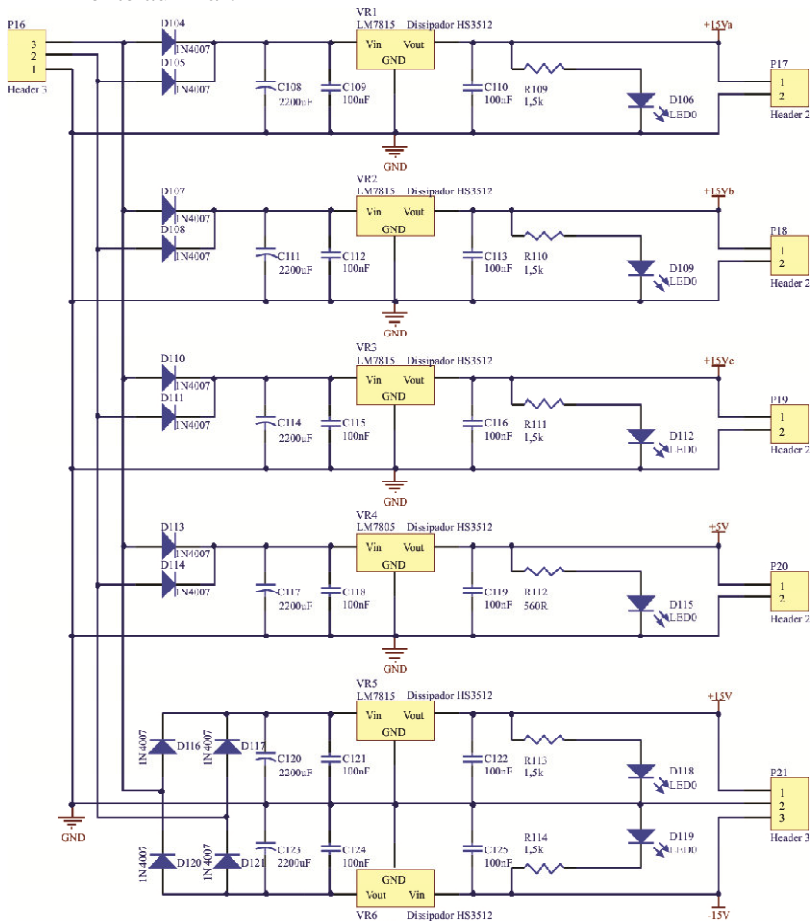
Circuito de condicionamento de sinal:



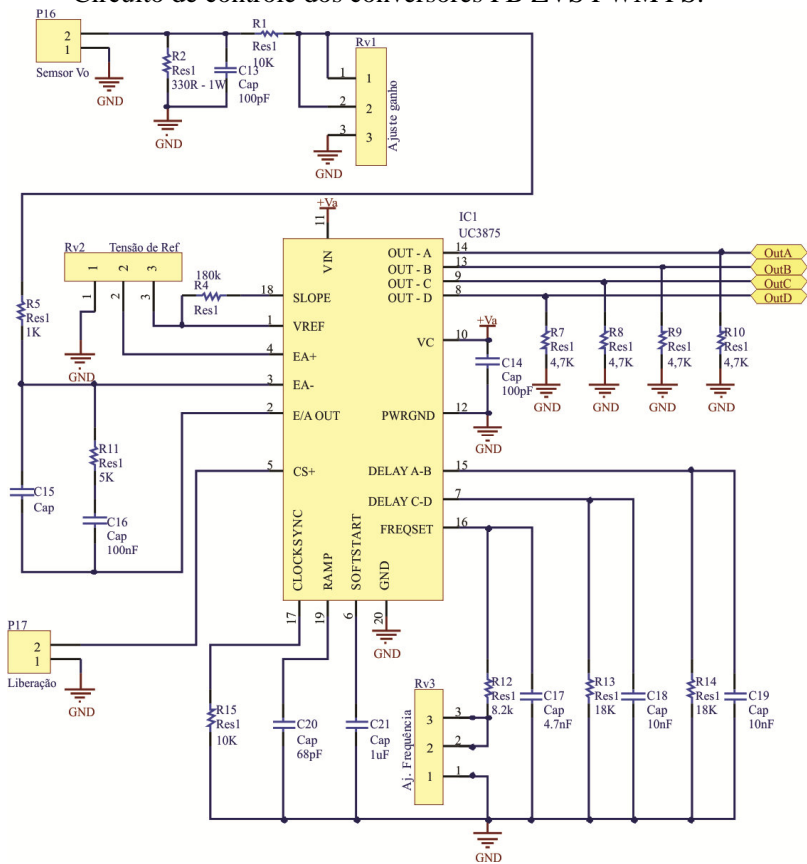
Alimentação da placa de controle digital

Placa de controle digital

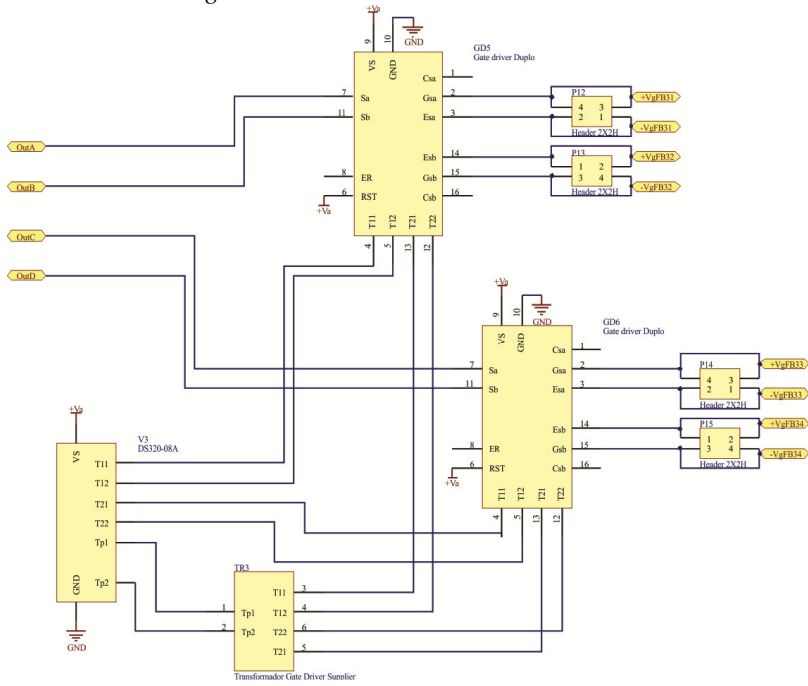
Fonte auxiliar:



Circuito de controle dos conversores FB ZVS PWM PS:



Circuito de *gate driver* dos conversores FB-PWM-ZVS-PS:



APENDICE B – PROJETO DOS DISPOSITIVOS MAGNÉTICOS

Neste apêndice será mostrada a metodologia de projeto de todos os componentes magnéticos utilizados no projeto. A referência [24] foi utilizada como base para todos os cálculos envolvidos.

B.1 INDUTOR *BOOST*

Nesta seção será apresentada a metodologia de cálculo realizada para dimensionar o indutor do conversor *boost*. Uma característica importante deste indutor é sua frequência de operação, múltipla da frequência de comutação.

A tabela 1.B trás as especificações utilizadas para iniciar o dimensionamento do indutor.

Tabela 1.B - Especificações para o projeto do indutor *boost*.

Parâmetro	Valor
Indutância requerida	$L_b = 4,313 \times 10^{-4}$ H
Ondulação de corrente máxima	$\Delta I_{Lb} = 20\%$
Corrente média no indutor	$I_{Lmed} = I_e = 7,246$ A
Corrente eficaz no indutor boost $\cong I_e$	$I_{Lef} \cong I_e \cong 7,246$ A
Corrente de pico no indutor	$I_{LM} = I_e + \frac{\Delta I_{Lb} I_e}{2} = 7,971$ A
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{max} = 0,25$ T
Fator de utilização da janela do núcleo	$k_w = 0,7$
Máxima densidade de corrente	$J_{max} = 400$ A/cm ²
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_0 = 4\pi 10^{-7}$ H/m

A partir das especificações acima, calcula-se qual o menor núcleo que pode ser utilizado. O produto da área da perna central com a área de janela do carretel é utilizado para fazer essa escolha.

$$A_e A_w = \frac{I_{LM} I_{Lef} L_b}{B_{max} J_{max} k_w} = 3,558 \text{ cm}^4 \quad (\text{B.1})$$

Com base no cálculo acima, foi escolhido o núcleo a seguir:

Tabela 2.B – Núcleo escolhido.

Parâmetro	Valor
Fabricante	THORNTON
Modelo	NEE55/28/21
Área da perna central	$A_e = 3,54 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_w = 2,5 \text{ cm}^2$
Produto das áreas ($A_e A_w$)	$A_e \cdot A_w = 8,85 \text{ cm}^4$
Comprimento magnético	$l_e = 12 \text{ cm}$
Comprimento de médio de uma espira	$l_t = 11,6 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_e = 42,5 \text{ cm}^3$
Massa do núcleo	$m_n = 0,109 \text{ kg}$
Perdas magnéticas @ 120kHz-0,045T	$P_p = 3 \text{ W/kg}$
Material	IP6

A partir dos parâmetros do núcleo, calcula-se o número de espiras, a máxima densidade de fluxo magnético e o entreferro necessário.

$$N = \frac{I_{LM} L_b}{B_{max} A_e} = 39 \quad (\text{B.2})$$

$$B_{real} = \frac{I_{LM} L_b}{N A_e} = 0,249 \text{ T} \quad (\text{B.3})$$

$$l_{ef} = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L_b} = 1,569 \text{ mm} \quad (\text{B.4})$$

A partir do número de espiras e dos parâmetros do núcleo, faz-se o dimensionamento dos condutores. O condutor escolhido é o AWG26 (0,1287mm²). Este condutor foi escolhido por apresentar características mecânicas que facilitam a confecção do enrolamento. A secção do condutor escolhido é apresentada na equação (B.5).

$$S_{cond} = 0,010379 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.5})$$

Calcula-se então a secção requerida, tendo como critério, a máxima densidade de corrente permitida.

$$S_{req} = \frac{I_{Lef}}{J_{max}} = 0,042 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.6})$$

A partir da secção requerida, calcula-se o número de condutores em paralelo.

$$n_{fios} = \frac{S_{req}}{S_{cond}} = 4 \quad (\text{B.7})$$

Com base no núcleo escolhido e no dimensionamento dos condutores, é realizado o cálculo das perdas no indutor. As perdas são divididas em perdas no cobre e perdas no núcleo. A resistividade do condutor AWG26 (0,1287 mm²) é dada pela equação (B.8).

$$\rho_{cond} = 0,001789 \Omega/\text{cm} \quad (\text{B.8})$$

Calcula-se o comprimento do enrolamento e a resistência equivalente:

$$l_{fio} = l_t N = 4,524 \text{ m} \quad (\text{B.9})$$

$$R_e = \frac{l_{fio} \rho_{cond}}{n_{fios}} = 0,054 \Omega \quad (\text{B.10})$$

A perda no cobre é calculada através da equação (B.11).

$$P_{cu} = I_{Lef}^2 \cdot R_e = 2,833 \text{ W} \quad (\text{B.11})$$

As perdas magnéticas são calculadas através de parâmetros obtidos no catálogo do fabricante. As perdas magnéticas são dadas em função da frequência e da excursão da densidade de fluxo. Primeiramente, calcula-se a excursão da densidade de fluxo, equação (B.12).

$$\Delta B = \frac{I_e L_b \Delta I_{Lb}}{N A_e} = 0,045 \text{ T} \quad (\text{B.12})$$

A partir do catálogo do fabricante, obtém-se:

$$P_p = 3 \text{ W/kg} \quad (\text{B.13})$$

Calcula-se a perda em função da massa do núcleo:

$$P_{nucleo} = P_p m_n = 0,327 \text{ W} \quad (\text{B.14})$$

A partir da potência dissipada no indutor, é possível calcular a sua elevação de temperatura. A resistência térmica, indutor-ar, é dada pela equação (B.15).

$$R_{th} = 23(A_e A_w)^{-0,37} = 10,265 \text{ } ^\circ\text{C/W} \quad (\text{B.15})$$

A elevação de temperatura do núcleo será de:

$$\Delta T = R_{th}(P_{nucleo} + P_{cu}) = 32,44 \text{ } ^\circ\text{C} \quad (\text{B.16})$$

O próximo passo para o dimensionamento do magnético é a verificação da possibilidade de execução. A área ocupada por um condutor é dada pela equação (B.17), esta leva em conta a área do cobre mais a área do isolamento.

$$S_{fioiso} = 0,00167 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.17})$$

Área de janela ocupada pelo enrolamento:

$$A_{w_min} = \frac{S_{fioiso} N n_{fios}}{k_w} = 1,396 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.18})$$

Possibilidade de execução:

$$k_{exe} = \frac{A_{w_min}}{A_w} = 0,559 \quad (\text{B.19})$$

Como a possibilidade de execução é menor que um, é possível enrolar este indutor.

B.2 INDUTOR DE SAÍDA FB-ZVS-PWM-PS:

Neste tópico será apresentada a metodologia de cálculo realizada para dimensionar o indutor de saída dos conversores FB-PWM-ZVS-PS.

A tabela 3.B trás as especificações utilizadas para iniciar o dimensionamento do indutor.

Tabela 3.B - Especificações para o projeto do indutor.

Parâmetro	Valor
Indutância requerida	$L_f = 4,313 \times 10^{-4} \text{ H}$
Ondulação de corrente máxima	$\Delta_{IL} = 20\%$
Corrente média no indutor	$I_{Lmed} = I_o = 20 \text{ A}$
Corrente eficaz no indutor	$I_{Lef} \cong I_o \cong 20 \text{ A}$
Corrente de pico no indutor	$I_{LM} = I_o + \frac{\Delta I_{Lf} I_o}{2} = 22 \text{ A}$
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{max} = 0,3 \text{ T}$
Fator de utilização da janela do núcleo	$k_w = 0,7$
Máxima densidade de corrente	$J_{max} = 475 \text{ A/cm}^2$
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$

A partir das especificações acima, calcula-se qual o menor núcleo que pode ser utilizado. O produto da área da perna central com a área de janela do carretel é utilizado para fazer essa escolha.

$$A_e A_w = \frac{I_{LM} I_{Lef} L_f}{B_{max} J_{max} k_w} = 5,17 \text{ cm}^4 \quad (\text{B.20})$$

Com base no cálculo acima, foi escolhido o núcleo a seguir:

Tabela 4.B – Núcleo escolhido.

Parâmetro	Valor
Fabricante	THORNTON
Modelo	NEE55/28/25
Área da perna central	$A_e = 4,21 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_w = 2,5 \text{ cm}^2$
Produto das áreas ($A_e A_w$)	$A_e A_w = 10,525 \text{ cm}^4$
Comprimento magnético	$l_e = 12,3 \text{ cm}$
Comprimento de médio de uma espira	$l_t = 14 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_e = 52 \text{ cm}^3$
Massa do núcleo	$m_n = 0,13 \text{ kg}$
Perdas magnéticas @ 40 kHz-0,05 T	$P_p = 1,5 \text{ W/kg}$
Material	IP12E

A partir dos parâmetros do núcleo, calcula-se o número de espiras, a máxima densidade de fluxo magnético e o entreferro necessário.

$$N = \frac{I_{LM}L_f}{B_{max}A_e} = 21 \quad (B.21)$$

$$B_{real} = \frac{I_{LM}L_f}{NA_e} = 0,292 \text{ T} \quad (B.22)$$

$$l_{ef} = \frac{N^2\mu_0A_e}{L_f} = 1,991 \text{ mm} \quad (B.23)$$

A partir do número de espiras e dos parâmetros do núcleo, faz-se o dimensionamento dos condutores. O condutor escolhido é o AWG17 (1,0379 mm²). Este condutor foi escolhido por apresentar características mecânicas que facilitam a confecção do enrolamento. A secção do condutor escolhido é apresentada na equação (B.24).

$$S_{cond} = 0,010379 \text{ cm}^2 \quad (B.24)$$

Calcula-se então a secção requerida, tendo como critério, a máxima densidade de corrente permitida.

$$S_{req} = \frac{I_{Lef}}{J_{max}} = 0,042 \text{ cm}^2 \quad (B.25)$$

A partir da secção requerida, calcula-se o número de condutores em paralelo.

$$n_{fios} = \frac{S_{req}}{S_{cond}} = 4 \quad (B.26)$$

Com base no núcleo escolhido e no dimensionamento dos condutores, é realizado o cálculo das perdas no indutor. As perdas são divididas em perdas no cobre e perdas no núcleo. A resistividade do condutor AWG17 (1,0379mm²) é dada pela equação (B.27).

$$\rho_{cond} = 0,000222 \text{ } \Omega/\text{cm} \quad (B.27)$$

Calcula-se o comprimento do enrolamento e a resistência equivalente:

$$l_{fio} = l_t N = 2,94 \text{ m} \quad (B.28)$$

$$R_e = \frac{l_{fio} \rho_{cond}}{n_{fios}} = 0,016 \Omega \quad (B.29)$$

A perda no cobre é calculada através da equação (B.31).

$$P_{cu} = I_{Lef}^2 R_e = 6,527 \text{ W} \quad (B.30)$$

As perdas magnéticas são calculadas através de parâmetros obtidos no catálogo do fabricante. As perdas magnéticas são dadas em função da frequência e da excursão da densidade de fluxo. Primeiramente calcula-se a excursão da densidade de fluxo, equação (B.30).

$$\Delta B = \frac{I_o L_f \Delta I_{Lb}}{N A_e} = 0,053 \text{ T} \quad (B.31)$$

A partir do catálogo do fabricante, obtém-se:

$$P_p = 1,5 \text{ W/kg} \quad (B.32)$$

Calcula-se a perda em função da massa do núcleo:

$$P_{nucleo} = P_p m_n = 0,197 \text{ W} \quad (B.33)$$

A partir da potência dissipada no indutor, é possível calcular a sua elevação de temperatura. A resistência térmica, indutor-ar, é dada pela equação (B.34).

$$R_{th} = 23(A_e A_W)^{-0,37} = 9,627 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (B.34)$$

A elevação de temperatura do núcleo será de:

$$\Delta T = R_{th} \cdot (P_{nucleo} + P_{cu}) = 64,72 \text{ }^\circ\text{C} \quad (B.35)$$

O próximo passo para o dimensionamento do magnético é a verificação da possibilidade de execução. A área ocupada por um condutor é dada pela equação (B.36), esta leva em conta a área do cobre mais a área do isolamento.

$$S_{fioiso} = 0,012164 \text{ cm}^2 \quad (B.36)$$

Área de janela ocupada pelo enrolamento:

$$A_{W_min} = \frac{S_{fioiso} N n_{fios}}{k_w} = 1,46 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.37})$$

Possibilidade de execução:

$$k_{exe} = \frac{A_{W_min}}{A_w} = 0,584 \quad (\text{B.38})$$

Como a possibilidade de execução é menor que um, é possível enrolar este indutor.

B.3 INDUTOR RESSONANTE FB-ZVS-PWM-PS:

Neste tópico será apresentada a metodologia de cálculo realizada para dimensionar o indutor de ressonante dos conversores FB-PWM-ZVS-PS.

A tabela 5.B trás as especificações utilizadas para iniciar o dimensionamento do indutor.

Tabela 5.B - Especificações para o projeto do indutor.

Parâmetro	Valor
Indutância requerida	$L_r = 40 \times 10^{-6} \text{ H}$
Ondulação de corrente máxima	$\Delta_{IL} = 20\%$
Corrente eficaz no indutor $\cong I_e$	$I_{Lef} \cong I_{op} \cong 8 \text{ A}$
Corrente de pico no indutor	$I_{LM} = I_o + \frac{\Delta I_{Lr} \cdot I_{op}}{2} = 8,4 \text{ A}$
Máxima densidade de fluxo magnético	$B_{max} = 0,1 \text{ T}$
Fator de utilização da janela do núcleo	$k_w = 0,7$
Máxima densidade de corrente	$J_{max} = 350 \text{ A/cm}^2$
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_0 = 4\pi 10^{-7} \text{ H/m}$

A partir das especificações acima, calcula-se qual o menor núcleo que pode ser utilizado. O produto da área da perna central com a área de janela do carretel é utilizado para fazer essa escolha.

$$A_e A_w = \frac{I_{LM} I_{Lef} L_r}{B_{max} J_{max} k_w} = 1,097 \text{ cm}^4 \quad (\text{B.39})$$

Com base no cálculo anterior, foi escolhido o núcleo a seguir:

Tabela 6.B – Núcleo escolhido.

Parâmetro	Valor
Fabricante	THORNTON
Modelo	NEE42/21/15
Área da perna central	$A_e = 1,81 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_w = 1,57 \text{ cm}^2$
Produto das áreas ($A_e A_w$)	$A_e A_w = 2,842 \text{ cm}^4$
Comprimento magnético	$l_e = 9,7 \text{ cm}$
Comprimento de médio de uma espira	$l_t = 8,7 \text{ cm}$
Volume do núcleo	$V_e = 17,1 \text{ cm}^3$
Massa do núcleo	$m_n = 0,044 \text{ kg}$
Perdas magnéticas @ 40 kHz-0,1 T	$P_p = 50 \text{ W/kg}$
Material	IP6E

A partir dos parâmetros do núcleo, calcula-se o número de espiras, a máxima densidade de fluxo magnético e o entreferro necessário.

$$N = \frac{I_{LM} L_r}{B_{max} A_e} = 19 \quad (\text{B.40})$$

$$B_{real} = \frac{I_{LM} L_r}{N A_e} = 0,098 \text{ T} \quad (\text{B.41})$$

$$l_{ef} = \frac{N^2 \mu_0 A_e}{L_r} = 2,053 \text{ mm} \quad (\text{B.42})$$

A partir do número de espiras e dos parâmetros do núcleo, faz-se o dimensionamento dos condutores. Devido à componente alternada da corrente ser elevada, é necessário calcular qual a máxima profundidade de penetração da corrente no condutor, equação (B.43).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,038 \text{ cm} \quad (\text{B.43})$$

O diâmetro máximo do condutor que pode ser utilizado é definido pela equação (B.43).

$$d_{fio} = 2\Delta = 0,075 \text{ cm} \quad (\text{B.44})$$

A partir do diâmetro máximo do condutor, foi escolhido o fio AWG23 (0,2582mm²), que tem sua secção definida pela equação (B.45).

$$S_{cond} = 0,002582 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.45})$$

Calcula-se então a secção requerida, tendo como critério, a máxima densidade de corrente permitida.

$$S_{req} = \frac{I_{Lef}}{J_{max}} = 0,023 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.46})$$

A partir da secção requerida, calcula-se o número de condutores em paralelo.

$$n_{fios} = \frac{S_{req}}{S_{cond}} = 9 \quad (\text{B.47})$$

Com base no núcleo escolhido e no dimensionamento dos condutores, é realizado o cálculo das perdas no indutor. As perdas são divididas em perdas no cobre e perdas no núcleo. A resistividade do condutor AWG23 (0,2582 mm²) é dada pela equação (B.48).

$$\rho_{cond} = 0,000892 \text{ } \Omega/\text{cm} \quad (\text{B.48})$$

Calcula-se o comprimento do enrolamento e a resistência equivalente:

$$l_{fio} = l_t N = 1,653 \text{ m} \quad (\text{B.49})$$

$$R_e = \frac{l_{fio} \rho_{cond}}{n_{fios}} = 0,016 \text{ } \Omega \quad (\text{B.50})$$

A perda no cobre é calculada através da equação (B.51).

$$P_{cu} = I_{Lef}^2 R_e = 1,049 \text{ W} \quad (\text{B.51})$$

As perdas magnéticas são calculadas através de parâmetros obtidos no catálogo do fabricante. As perdas magnéticas são dadas em

função da frequência e da excursão da densidade de fluxo. Primeiramente, calcula-se a excursão da densidade de fluxo, equação (B.52).

$$\Delta B = B_{max} = 0,1 \text{ T} \quad (\text{B.52})$$

A partir do catálogo do fabricante, obtém-se:

$$P_p = 50 \text{ W/kg} \quad (\text{B.53})$$

Calcula-se a perda em função da massa do núcleo:

$$P_{nucleo} = P_p m_n = 0,197 \text{ W} \quad (\text{B.54})$$

A partir da potência dissipada no indutor, é possível calcular a sua elevação de temperatura. A resistência térmica, indutor-ar, é dada pela equação (B.55).

$$R_{th} = 23(A_e A_w)^{-0,37} = 15,628 \text{ }^\circ\text{C/W} \quad (\text{B.55})$$

A elevação de temperatura do núcleo será de:

$$\Delta T = R_{th}(P_{nucleo} + P_{cu}) = 50,76 \text{ }^\circ\text{C} \quad (\text{B.56})$$

O próximo passo para o dimensionamento do magnético é a verificação da possibilidade de execução. A área ocupada por um condutor é dada pela equação (B.57), esta leva em conta a área do cobre mais a área do isolamento.

$$S_{fioiso} = 0,003221 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.57})$$

Área de janela ocupada pelo enrolamento:

$$A_{w_min} = \frac{S_{fioiso} \cdot N \cdot n_{fios}}{k_w} = 0,787 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.58})$$

Possibilidade de execução:

$$k_{exe} = \frac{A_{w_min}}{A_w} = 0,501 \quad (\text{B.59})$$

Como a possibilidade de execução é menor que um, é possível enrolar este indutor.

B.2 TRANSFORMADOR FB-ZVS-PWM:

Neste tópico será apresentada a metodologia de cálculo realizada para dimensionar o transformador dos conversores FB-PWM-ZVS-PS.

A tabela 7.B trás as especificações utilizadas para iniciar o dimensionamento do transformador.

Tabela 7.B - Especificações para o projeto do transformador.

Parâmetro	Valor
Relação de transformação	$n = \frac{N_p}{N_s} = 2,5$
Tensão de entrada	$V_{in} = 400 \text{ V}$
Corrente eficaz no primário	$I_{pef} = I_{op} = 8 \text{ A}$
Corrente eficaz no secundário	$I_{sef} = \frac{I_o}{\sqrt{2}} = 14,14 \text{ A}$
Máxima excursão de densidade de fluxo	$\Delta B = 0,15 \text{ T}$
Fator de utilização da janela do núcleo	$k_w = 0,7$
Fator de topologia	$k_t = 1$
Fator de utilização do primário	$k_p = 0,41$
Fator de utilização do núcleo	$k_u = 0,4$
Máxima densidade de corrente	$J_{max} = 400 \text{ A/cm}^2$
Permeabilidade magnética do ar	$\mu_0 = 4 \cdot \pi \cdot 10^{-7} \text{ H/m}$

A partir das especificações acima, calcula-se qual o menor núcleo que pode ser utilizado. O produto da área da perna central com a área de janela do carretel é utilizado para fazer essa escolha.

$$A_e A_w = \frac{P_{in}}{\Delta B J_{max} k_t k_u k_p 2 f_s} = 27,62 \text{ cm}^4 \quad (\text{B.60})$$

Com base no cálculo acima, foi escolhido o núcleo a seguir:

Tabela 8.B – Núcleo escolhido.

Parâmetro	Valor
Fabricante	THORNTON
Modelo	NEE65/(39+26)
Área da perna central	$A_e = 13,3 \text{ cm}^2$
Área da janela do carretel	$A_w = 4 \text{ cm}^2$
Produto das áreas ($A_e A_w$)	$A_e A_{wn} = 53,2 \text{ cm}^4$
Comprimento magnético	$l_e = 14,7 \text{ cm}$
Comprimento de médio de uma espira	$l_t = 30 \text{ cm}$
Massa do núcleo	$m_n = 0,4847 \text{ kg}$
Perdas magnéticas @ 40kHz-0,1T	$P_p = 15 \text{ W/kg}$
Material	IP12

A partir dos parâmetros do núcleo, calcula-se o número de espiras do primário e do secundário.

$$N_p = \frac{V_{in}}{2A_e \Delta B f_s} = 25 \quad (\text{B.61})$$

$$N_s = \frac{N_p}{n} = 10 \quad (\text{B.62})$$

A partir do número de espiras e dos parâmetros do núcleo, faz-se o dimensionamento dos condutores. Devido à componente alternada da corrente ser elevada, é necessário calcular qual a máxima profundidade de penetração da corrente no condutor, equação (B.63).

$$\Delta = \frac{7,5}{\sqrt{f_s}} = 0,038 \text{ cm} \quad (\text{B.63})$$

O diâmetro máximo do condutor que pode ser utilizado é definido pela equação (B.64).

$$d_{fio} = 2\Delta = 0,075 \text{ cm} \quad (\text{B.64})$$

A partir do diâmetro máximo do condutor, foi escolhido o fio AWG26 (0,1287 mm²), que tem sua secção definida pela equação (B.65).

$$S_{cond} = 0,001287 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.65})$$

Calcula-se então a secção requerida pelos enrolamentos primário e secundário, tendo como critério, a máxima densidade de corrente permitida.

$$S_{reqp} = \frac{I_{pef}}{J_{max}} = 0,02 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.66})$$

$$S_{reqs} = \frac{I_{sef}}{J_{max}} = 0,035 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.67})$$

A partir da secção requerida, calcula-se o número de condutores em paralelo que devem ser utilizados para cada enrolamento.

$$n_{fio.p} = \frac{S_{reqp}}{S_{cond}} = 16 \quad (\text{B.68})$$

$$n_{fio.s} = \frac{S_{reqs}}{S_{cond}} = 28 \quad (\text{B.69})$$

Com base no núcleo escolhido e no dimensionamento dos condutores, é realizado o cálculo das perdas no transformador. As perdas são divididas em perdas no cobre e perdas no núcleo. A resistividade do condutor AWG26 (0,1287 mm²) é dada pela equação (B.70).

$$\rho_{cond} = 0,001789 \text{ } \Omega/\text{cm} \quad (\text{B.70})$$

Determina-se então a resistência equivalente e a perda em cada enrolamento:

$$R_{ep} = \frac{l_{fio} \rho_{cond} N_p}{n_{fio.p}} = 0,079 \text{ } \Omega \quad (\text{B.71})$$

$$P_{ep} = R_{ep} I_{pef}^2 = 5,05 \text{ W} \quad (\text{B.72})$$

$$R_{es} = \frac{l_{fio} \rho_{cond} N_s}{n_{fio.s}} = 0,019 \text{ } \Omega \quad (\text{B.73})$$

$$P_{es} = R_{es} I_{sef}^2 = 3,7 \text{ W} \quad (\text{B.74})$$

As perdas magnéticas são calculadas através de parâmetros obtidos no catálogo do fabricante. As perdas magnéticas são dadas em função da frequência e da excursão da densidade de fluxo. Primeiramente, calcula-se a excursão da densidade de fluxo, equação (B.75).

$$\Delta B = 0,15 \text{ T} \quad (\text{B.75})$$

A partir do catálogo do fabricante, obtém-se:

$$P_p = 15 \text{ W/kg} \quad (\text{B.76})$$

Calcula-se a perda em função da massa do núcleo:

$$P_{nucleo} = P_p m_n = 7,27 \text{ W} \quad (\text{B.77})$$

A partir da potência dissipada no indutor, é possível calcular a sua elevação de temperatura. A área total de dissipação de calor é dada pela equação

$$A_o = 0,039 \text{ m}^2 \quad (\text{B.78})$$

$$\Delta T = 450 \left(\frac{P_{nucleo} + P_{ep} + 2P_{es}}{A_o} \right)^{0,826} = 38,25 \text{ }^\circ\text{C} \quad (\text{B.79})$$

O próximo passo para o dimensionamento do magnético é a verificação da possibilidade de execução. A área ocupada por um condutor é dada pela equação (B.80), esta leva em conta a área do cobre mais a área do isolamento.

$$S_{fioiso} = 0,001671 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.80})$$

Área de janela ocupada pelo enrolamento:

$$A_{W_min} = \frac{S_{fioiso} N_p n_{fio_p} + 2S_{fioiso} N_s n_{fio_s}}{k_w} = 0,787 \text{ cm}^2 \quad (\text{B.81})$$

Possibilidade de execução:

$$k_{exe} = \frac{A_{W_min}}{A_w} = 0,6 \quad (\text{B.82})$$

Como a possibilidade de execução é menor que um, é possível enrolar este indutor.