



UNIVERSIDADE ESTADUAL DE CAMPINAS
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA E COMPUTAÇÃO
DEPARTAMENTO DE SISTEMAS E CONTROLE DE ENERGIA

**Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com
ganhos estáticos elevados**

Autor: Fellipe Saldanha Garcia
Orientador: José Antenor Pomilio

Trabalho apresentado à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da UNICAMP
como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Comissão Examinadora

José Antenor Pomilio

Samir Ahmad Mussa

Edson Adriano Vendrusculo

UNICAMP

UFSC

UNICAMP

Campinas, 13 de agosto de 2010

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE -
UNICAMP

G165c	<p>Garcia, Fellipe Saldanha</p> <p>Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados / Fellipe Saldanha Garcia. --Campinas, SP: [s.n.], 2010.</p> <p>Orientador: José Antenor Pomilio.</p> <p>Dissertação de Mestrado - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.</p> <p>1. Conversores eletrônicos. 2. Energia - Fontes alternativas. 3. Veículos elétricos. I. Pomilio, José Antenor. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.</p>
-------	--

Título em Inglês: Step-up, non-insulated, high-gain DC-DC converters

Palavras-chave em Inglês: Electronic converters, Energy - Alternative sources,
Electrical vehicles

Área de concentração: Energia Elétrica

Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica

Banca examinadora: Samir Ahmad Mussa, Edson Adriano Vendrusculo

Data da defesa: 13/08/2010

Programa de Pós Graduação: Engenharia Elétrica

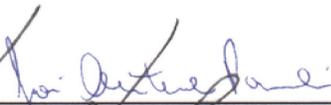
COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Fellipe Saldanha Garcia

Data da Defesa: 13 de agosto de 2010

Título da Tese: "Conversores CC-CC elevadores de tensão, não isolados, com ganhos estáticos elevados"

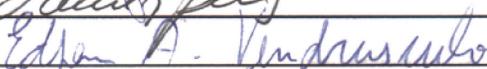
Prof. Dr. José Antenor Pomílio (Presidente):



Prof. Dr. Samir Ahmad Mussa:



Dr. Edson Adriano Vandrúsculo:



Agradecimentos

Meu primeiro contato acadêmico com a Eletrônica de Potência foi em 2004, quando era aluno do terceiro ano de graduação em engenharia elétrica da Unicamp, por ocasião de um desafio de projetos para o desenvolvimento de novas tecnologias chamado “*Future Energy Challenge*”. Foi então que conheci José Antenor Pomilio, o professor que coordenava um equipe participante de tal desafio. Agradeço ao professor Pomilio pelas oportunidades de aprendizado que me propiciou desde então, sempre orientando o meu trabalho com grande competência e ao mesmo tempo me dando o apoio e a liberdade para explorar novos caminhos.

Nesta jornada de aprendizado pela Eletrônica de Potência, incontáveis vezes busquei a ajuda de Edson Adriano Vendrusculo, sempre disposto a compartilhar sua grande experiência e habilidade. Aprendi muito com André Augusto Ferreira, sempre entusiasmado e disposto a ensinar e discutir novas idéias.

Meus especiais agradecimentos aos colegas e amigos, alunos e ex-alunos do Laboratório de Condicionamento de Energia Elétrica, pelo ambiente agradável e cooperativo sempre presente: Fernando Marafão, Helmo Kelis Morales Paredes, Giuliano Sperandio, Leonardo de Araújo Silva, Ernesto Kenji Luna, Sérgio Pires Pimentel, Rodolfo Martinez, Jakson Bonaldo, Juliana Lopes, Newton da Silva, Marcos Balduino, Douglas Pagani, Filipe de Nassau e Braga e Diego Tardivio Rodrigues.

Em 2008, tive a oportunidade de trabalhar em conjunto com José Claudio Geromel e Grace Deacto, com os quais vivi um período intenso de aprendizado e cooperação, no que se tornou uma aventura transdisciplinar na aplicação técnicas de controle em eletrônica de potência. Agradeço a eles pela oportunidade de expandir meus horizontes.

Durante o mestrado, tive a oportunidade de realizar um estágio de seis meses na Universidade de Pádua, Itália, durante o qual foi realizado parte do trabalho desta dissertação, em especial a construção do conversor e a obtenção de resultados experimentais. Para tanto, foi imprescindível a orientação do professor Giorgio Spiazzi, a quem agradeço pela competência com que apoiou as atividades realizadas. Agradeço também as valiosas contribuições de Simone Buso ao projeto do controle digital e de Renato Sartorello à realização experimental do conversor. Agradeço ainda todos os colegas, amigos e professores da Universidade de Pádua com os quais convivi durante este período, pelo ambiente agradável e cooperativo sempre presente.

*O essencial é saber ver,
Saber ver sem estar a pensar,
Saber ver quando se vê,
E nem pensar quando se vê,
Nem ver quando se pensa.*

*Mas isso (tristes de nós que trazemos
a alma vestida!),
Isso exige um estudo profundo,
Uma aprendizagem de desaprender.*

Alberto Caeiro

*Dedico este trabalho à minha família,
em especial à minha mãe, grande
inspiração na busca pelo conhecimento.*

Resumo

Os conversores CC-CC possuem importantes aplicações no aproveitamento de fontes renováveis de energia elétrica e nos veículos elétricos. Nestas aplicações, muitas vezes é desejável que o conversor opere com elevado ganho de tensão. Esta dissertação investiga topologias de conversores CC-CC não isolados, que possuem potencial de trabalhar com elevado ganho de tensão. Uma das topologias estudadas, o *interleaved double dual boost*, é utilizado para demonstrar as técnicas de projeto e controle do conversor. São apresentados resultados experimentais para este conversor.

Abstract

The DC-DC converters have important applications in the electric energy generation using renewable energy sources and in the electric vehicles. In those applications, it is often required that the converter operates with high voltage gain. This work investigates some non-insulated topologies of DC-DC converters that can be used when high voltage gain is necessary or convenient. One of the studied topologies, the six-phase interleaved double dual boost, is used to demonstrate the design and control techniques. Experimental results for this converter are presented.

Sumário

Lista de Figuras.....	xv
Lista de Tabelas	xix
Lista de Símbolos.....	xxi
Trabalhos Afins Publicados pelo Autor.....	xxiii
Prefácio	xxv
Introdução	1
Capítulo 1 – Topologias de Conversores	5
1.1 Conversor boost (condução contínua).....	5
1.2 Conversor boost interleaved (condução contínua)	9
1.3 Conversor boost interleaved (condução descontínua).....	12
1.4 Conversor boost quadrático com chave única.....	16
1.5 Conversor boost quadrático.....	18
1.6 Conversor interleaved double dual boost	20
1.7 Conversor proposto em [11].....	22
1.8 Conversor boost dobrador de tensão	25
Capítulo 2 – Escolha e Projeto do Conversor	29
2.1 Critérios de comparação.....	29
2.2 Resultados	30
2.3 Escolha da topologia	31
2.4 Descrição do conversor	32
2.5 Conceitos básicos para projeto de indutores	35
2.6 Núcleo magnético.....	41
2.7 Método da constante geométrica.....	43
2.8 Construção dos indutores	43
2.9 Hardware utilizado	47
Capítulo 3 – Projeto dos Controladores	51
3.1 Modelagem dinâmica	51
3.2 Descrição dos controladores.....	59
3.3 Projeto do controlador de corrente	63

3.4	Projeto do controlador de tensão	66
3.5	Implementação digital	68
Capítulo 4 – Medida das Perdas nos Transistores		75
4.1	Montagem experimental.....	75
4.2	Perdas de condução	79
4.3	Perdas de comutação	81
4.3.1	Entrada em condução.....	83
4.3.2	Desligamento	85
4.4	Conclusões	88
Capítulo 5 – Resultados Experimentais		89
Conclusões		95
Apêndice I – Valor Eficaz da Onda Triangular		97
Apêndice II – Tabela de Fios AWG		101
Apêndice III – Características do Núcleo		103
Apêndice IV – Circuito Integrado de Potência.....		105
Apêndice V – Condicionamento de Sinais		107
Apêndice VI – Circuito Placa de Aquecimento.....		109
Apêndice VII – Perdas de Comutação.....		111
Apêndice VIII – Medidas Rendimento.....		115
Referências Bibliográficas		119

Lista de Figuras

Figura 1: Sistema de tração elétrica do veículo híbrido Toyota Prius. Reproduzido de [1].	2
Figura 2: Conversor <i>boost</i> bidirecional em corrente	5
Figura 3: Região de operação do conversor <i>boost</i> (conservação de energia)	8
Figura 4: Curva de ganho estático do conversor <i>boost</i> no modo de condução contínua	8
Figura 5: Conversor <i>boost interleaved</i> com duas fases	10
Figura 6: Correntes no conversor <i>boost interleaved</i> (condução contínua)	11
Figura 7: Conversor <i>boost</i> convencional	12
Figura 8: Simulação do conversor <i>boost interleaved</i> com seis fases	14
Figura 9: Correntes no conversor <i>boost interleaved</i> (condução descontínua)	15
Figura 10: Conversor <i>boost</i> quadrático com chave única	16
Figura 11: Curva de ganho estático do conversor <i>boost</i> quadrático com chave única	17
Figura 12: Conversor <i>boost</i> quadrático	18
Figura 13: Tensões e correntes no conversor <i>boost</i> quadrático	19
Figura 14: Conversor <i>interleaved double dual boost</i>	20
Figura 15: Curva de ganho estático do conversor <i>interleaved double dual boost</i>	21
Figura 16: Correntes no conversor <i>interleaved double dual boost</i>	22
Figura 17: Conversor proposto em [11]	23
Figura 18: Curva de ganho estático do conversor proposto em [11]	24
Figura 19: Correntes nos indutores do conversor proposto em [11]	24
Figura 20: Conversor <i>boost</i> dobrador de tensão	25
Figura 21: Correntes e tensões no conversor <i>boost</i> dobrador de tensão	27
Figura 22: Conversor <i>interleaved double dual boost</i> com seis fases	33
Figura 23: Circuito magnético com núcleo e entreferro	37
Figura 24: Espreadimento (<i>fringing</i>)	38
Figura 25: Formato do núcleo C	39
Figura 26: Curva de histerese no material magnético	40
Figura 27: Perspectiva do núcleo C com entreferro	42
Figura 28: Núcleo utilizado para fabricação do indutor	45
Figura 29: Indutor fabricado	46
Figura 30: Microcontrolador utilizado	48

Figura 31: Conexão do conversor	49
Figura 32: Montagem do sistema	50
Figura 33: Conversor <i>interleaved double dual boost</i> com chaves ideais	51
Figura 34: Conversor em equilíbrio, razão cíclica de 0 a 100%	56
Figura 35: Conversor em equilíbrio, razão cíclica de 0 a 85%	56
Figura 36: Função de transferência da corrente para razão cíclica	58
Figura 37: Diagrama de Bode da tensão para corrente	59
Figura 38: Conjunto de controladores utilizados	60
Figura 39: Modelo por fase e por módulo (controle em modo corrente)	60
Figura 40: Controlador PI com filtro passa-baixa	61
Figura 41: Diagrama de Bode do controlador de corrente	64
Figura 42: Planta de corrente com compensador (malha aberta)	65
Figura 43: Planta de corrente com compensador (malha fechada)	66
Figura 44: Planta de tensão com compensador (malha aberta)	67
Figura 45: Portadoras utilizadas para geração do PWM hexa-fásico	69
Figura 46: Amostragem da corrente	70
Figura 47: Interrupções de controle do conversor	71
Figura 48: Rotina de controle do módulo	72
Figura 49: Controlador de tensão do módulo 1	73
Figura 50: Circuito utilizado nas medidas	75
Figura 51: Montagem do resistor de baixa indutância	76
Figura 52: Circuito de teste montado sobre placa de aquecimento	77
Figura 53: Sistema de imagem térmica	78
Figura 54: Imagem térmica do sistema sob teste	78
Figura 55: Modelo do IGBT durante a condução	79
Figura 56: Medida da queda de tensão durante a condução do IGBT	80
Figura 57: Relação de tensão e corrente no IGBT durante a condução	81
Figura 58: Formas de onda durante teste (idealizadas)	82
Figura 59: Medida das perdas de comutação do IGBT	82
Figura 60: Cruzamento da região durante entrada em condução	83
Figura 61: Perdas na entrada em condução para 90°C e 125°C	85

Figura 62: Cruzamento da região ativa no desligamento.....	86
Figura 63: Perdas no desligamento para 90°C e 125°C	87
Figura 64: Correntes nas seis fases (defasagem = 60°)	89
Figura 65: Correntes divididas por módulo (defasagem = 120°)	90
Figura 66: Correntes de entrada, saída e soma das correntes nas fases	91
Figura 67: Tensões de saída, dos módulos e de entrada.....	91
Figura 68: Rendimento em função da potência de saída para diferentes tensões de entrada.....	92
Figura 69: Variação na carga de 1023W para 2023W	93
Figura 70: Variação na carga de 2023W para 1023W	93
Figura 71: Forma de onda da corrente no indutor (condução contínua)	97
Figura 72: Forma de onda da corrente no indutor (condução descontínua).....	98

Lista de Tabelas

Tabela 1: Dimensionamento do conversor <i>boost</i> (condução contínua)	7
Tabela 2: Dimensionamento do conversor <i>boost interleaved</i> (condução contínua)	10
Tabela 3: Dimensionamento do conversor <i>boost interleaved</i> (condução descontínua)	15
Tabela 4: Dimensionamento do conversor <i>boost</i> quadrático com chave única	16
Tabela 5: Dimensionamento do conversor <i>boost</i> quadrático	18
Tabela 6: Dimensionamento do conversor <i>interleaved double dual boost</i>	21
Tabela 7: Dimensionamento do conversor proposto em [11]	23
Tabela 8: Dimensionamento do conversor Boost Dobrador de Tensão	26
Tabela 9: Comparação entre os conversores estudados	30
Tabela 10: Dados do conversor	35
Tabela 11: Especificações dos indutores	44
Tabela 12: Escolha do núcleo pelo método da constante geométrica	44
Tabela 13: Projeto dos Indutores	46
Tabela 14: Perdas nos indutores	46
Tabela 15: Parâmetros medidos nos indutores fabricados	47
Tabela 16: Necessidades vs. características do microcontrolador	48
Tabela 17: Parâmetros do conversor	56
Tabela 18: Ponto de operação nominal	56
Tabela 19: Especificações do controlador de corrente	63
Tabela 20: Parâmetros controlador de corrente	63
Tabela 21: Especificações do controlador de tensão	66
Tabela 22: Parâmetros do controlador de tensão	67
Tabela 23: Queda de tensão e parâmetros do modelo	80
Tabela 24: Parâmetros calculados para perdas na entrada em condução	84
Tabela 25: Parâmetros calculados para perdas ao desligar	87
Tabela 26: Resultados experimentais: perdas na entrada em condução	111
Tabela 27: Resultados experimentais: perdas no desligamento	112
Tabela 28: Rendimento em função da razão cíclica	115
Tabela 29: Rendimento em função da potência de saída	116

Lista de Símbolos

G	Ganho estático
G_{max}	Ganho estático máximo
G_{min}	Ganho estático mínimo
v_o	Tensão de saída
v_i	Tensão de entrada
δ	Razão cíclica
P_i	Potência de entrada
P_o	Potência de saída
P_L	Potência perdas
i_{med}	Corrente media
i_{rms}	Corrente RMS
R_o	Resistência carga
η	Rendimento do conversor
T	Período de comutação
E_i	Energia total dos indutores
S_p	<i>Stress</i> de potência nas chaves
H	Intensidade do campo magnético
B	Densidade do campo magnético
J	Densidade de corrente
D	Campo elétrico de deslocamento
N	Número de espiras
l	Comprimento do caminho magnético
μ	Permeabilidade magnética
μ_0	Permeabilidade do espaço livre
μ_r	Permeabilidade relativa do material
Φ	Fluxo magnético
\mathcal{R}	Relutância
ε	Profundidade de penetração
P_c	Perdas no núcleo
K_u	Fator de ocupação
W_A	Área da janela do núcleo
A_w	Área ocupada por um condutor
K_g	Constante geométrica do núcleo
l_g	Comprimento do entreferro
A_C	Área da seção transversal do núcleo
s	Variável de Laplace

$G_c(s)$	Função de transferência do controlador
$G_{ic}(s)$	Função de transferência do controlador de corrente
$G_{vc}(s)$	Função de transferência do controlador de tensão
k_p	Ganho proporcional
k_i	Ganho integral
ω_z	Frequência angular do zero
ω_p	Frequência angular do pólo
ω_c	Frequência angular de corte
f_c	Frequência de corte
MF	Margem de fase
E_{on}	Energia dissipada na entrada em condução
E_{off}	Energia dissipada no desligamento
f_s	Frequência de comutação
f_{em}	Frequência efetiva de comutação do módulo
f_e	Frequência efetiva de comutação do conversor

Trabalhos Afins Publicados pelo Autor

Garcia, F.S., Ferreira, A. A. and Pomilio, J. A., "Low Cost Versatile Power Electronics Teaching Platform," *Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, COBEP*, 2007.

Garcia, F.S., Ferreira, A.A. and Pomilio, J.A., "Plataforma de Ensino de Eletrônica de Potência Versátil e de Baixo Custo," *Revista Eletrônica de Potência*, vol. 13, Maio 2008.

Garcia, F. S., Ferreira, A.A. and Pomilio, J. A., "Control Strategy for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC*, Fev. 2009.

Garcia, F.S., Pomilio, J. A., Deaecto, G. S. and Geromel, J. C., "Analysis and Control of DC-DC Converters based on Lyapunov Stability Theory," *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, ECCE*, Set. 2009.

Deaecto, G.S., Geromel, J. C., Garcia, F.S. and Pomilio, J.A., "Switched Affine Systems Control Design with Application to DC-DC Converters," *IET Control Theory and Applications*, vol.4, Jul. 2010.

Garcia, F.S., Pomilio, J. A. and Spiazzi, G., "Modelling and Control Design of the Six-Phase Interleaved Double Dual Boost Converter," *Aceito para publicação, IEEE International Conference on Industry Applications, Induscon*, 2010.

Prefácio

"Energy is central to achieving the interrelated economic, social, and environmental aims of sustainable human development. But if we are to realise this important goal, the kinds of energy we produce and the ways we use them will have to change. Otherwise, environmental damage will accelerate, inequity will increase, and global economic growth will be jeopardised."

José Goldemberg

in World Energy Assessment: Energy and the Challenge of Sustainability (2000)

A utilização de energia é de fundamental importância para os seres humanos. Dela dependemos para o transporte, a comunicação, a produção de alimentos, enfim, para todo tipo de atividade humana. De fato, a habilidade de empregar fontes de energia externas ao próprio metabolismo para realização de suas necessidades, sendo um dos primeiros exemplos o domínio sobre o fogo, permitiu ao homem alterar significativamente seu ambiente e a conseqüente realização das sociedades modernas.

Passamos então a viver em uma sociedade tecnológica e o consumo de energia per capita cresceu rapidamente. Mas este consumo é bastante desigual – refletindo a desigualdade social ainda existente em nosso planeta e, em particular, em nosso país. A correção destas desigualdades envolverá o aumento do consumo de energia por populações desprivilegiadas, o que demandará aumentar a produção de energia e a eficiência energética.

Este aumento precisa ocorrer de forma sustentável: ambientalmente, socialmente e economicamente. Tal desafio levará a uma grande mudança nos padrões de produção e consumo de energia, que passa pela integração de fontes mais limpas – preferencialmente renováveis – e pelo aumento da eficiência energética.

No legado que o século 20 nos deixa destaca-se, sob o ponto de vista energético, o surgimento dos sistemas de energia elétrica e a criação da indústria automotiva.

Os sistemas de energia elétrica foram progressivamente centralizados e hoje se baseiam em grandes unidades geradoras – muitas delas consumindo combustíveis fósseis. A tendência, no entanto, é a introdução de pequenas unidades geradoras, próximas aos locais de consumo, que contribuam para o aproveitamento de recursos energéticos renováveis como o sol e o vento.

A indústria automotiva revolucionou o transporte e os meios produtivos. Porém, a utilização do petróleo como fonte energética para os veículos é em grande parte responsável pela poluição urbana e pela mudança climática global. As reservas de petróleo são decrescentes e este recurso tende a ser mais escasso e caro.

Devido ao grande avanço na ciência e tecnologia, em especial a revolução no armazenamento de energia elétrica propiciada pela nanotecnologia (aplicada, por exemplo, nas baterias e ultracapacitores), tornam-se cada vez mais atrativos os veículos elétricos. Tais veículos podem utilizar energia de fontes limpas e são muito mais eficientes do que os movidos a combustão interna.

Neste novo cenário energético, os conversores CC-CC cumprem um importante papel de interface com sistemas de armazenamento de energia elétrica – sejam estes em veículos ou estacionários – e permitem a integração de fontes renováveis e distribuídas com os atuais sistemas de energia elétrica.

Introdução

O crescimento na utilização de energia renovável traz novos desafios à tecnologia de conversão de energia elétrica. Um destes desafios está relacionado ao fato de que alguns dispositivos que armazenam ou produzem energia elétrica, como baterias, ultracapacitores, células combustíveis e painéis solares, são construídos utilizando células de baixa tensão (na faixa de 0,5V a 4V).

Normalmente estas células são conectadas em série para atingir uma tensão razoável para a aplicação. No entanto, a conexão de um grande número de células em série aumenta a complexidade e reduz o desempenho do sistema, por causa de diferenças entre as células (e.g., variações na fabricação) e diferentes condições de operação (e.g. temperatura da célula).

É ainda importante notar que estas fontes ou dispositivos de armazenamento citados apresentam significativa variação na tensão de saída, dependendo de fatores como o estado de carga no caso das baterias e a intensidade da radiação solar no caso dos painéis solares.

Em aplicações típicas, como o acionamento de motores elétricos e conexão com a rede, é normalmente necessário ou conveniente utilizar uma tensão estável e relativamente elevada. Quanto este é o caso, um conversor elevador de tensão pode ser utilizado para elevar a tensão da fonte até o nível especificado para a aplicação e produzir uma tensão estável apesar de variações na tensão da fonte.

Como exemplo de aplicação e motivação para este trabalho, considere a eletrônica para conversão de energia presente no veículo híbrido Toyota Prius, mostrada na Figura 1 [1]. De acordo com esta referência, a tensão nominal da bateria é 206.1V, e o barramento CC conectado ao inversor possui tensão máxima de 500 V. Para elevar a tensão da bateria, a Toyota utilizou um conversor Boost bidirecional em corrente. Esta dissertação explora outras topologias que podem ser utilizadas para elevar a tensão, em especial quando alto ganho de tensão é necessário.

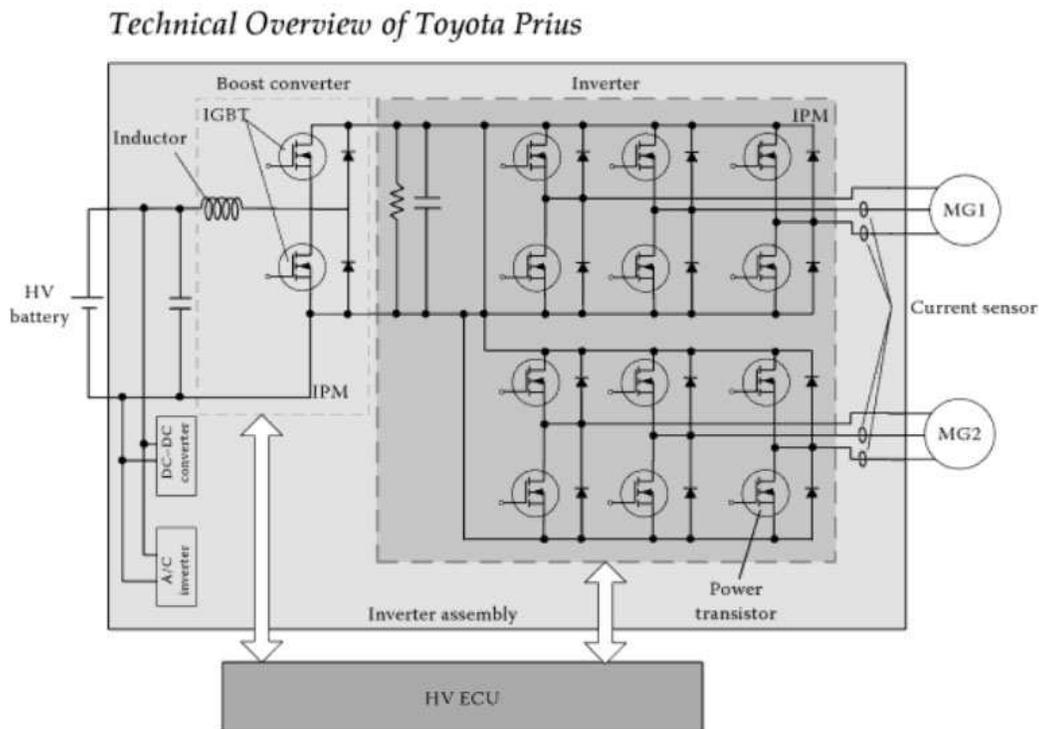


Figura 1: Sistema de tração elétrica do veículo híbrido Toyota Prius. Reproduzido de [1].

Em relação aos termos utilizados na literatura, deve-se ressaltar a diferença entre as características "ganho estático elevado" (*high gain* ou *large conversion ratio*, na literatura em inglês) e "ampla faixa" (*wide range*). O ganho estático de um conversor é definido como a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada do conversor em regime permanente, enquanto ampla faixa de trabalho está relacionada com o quanto o ganho estático é capaz de variar, mantendo o correto funcionamento do conversor.

Como exemplo, considere uma bateria com tensão mínima de 60 V e tensão máxima de 100 V. Suponha que a saída do conversor CC-CC deva fornecer 360 V, para a alimentação de um inversor conectado a rede elétrica de 240 V. O ganho estático máximo (G_{max}) deste conversor é

$$G_{max} = \frac{v_o}{v_i} = \frac{360}{60} = 6,0$$

Este conversor deve operar para todas as condições de tensão de entrada, mantendo a saída estável em 360 V. O ganho estático do conversor (G) deverá variar na faixa

$$3,6 = G_{min} \leq G \leq G_{max} = 6,0$$

Pode-se dizer então que este conversor CC-CC é de alto ganho estático (6,0) e de ampla faixa, pois há uma variação significativa do ganho estático em função da condição de operação do conversor.

Nos conversores isolados, a isolação é realizada através do uso de um transformador (como no caso do conversor *forward*) ou de um indutor acoplado (como no caso do conversor *flyback*). Neste caso, pode-se obter alto ganho de tensão com o uso de uma relação de espiras conveniente. Porém, o uso de um transformador ou indutor acoplado não permite necessariamente operar em ampla faixa, uma vez que a relação de espiras é fixa.

Em certas aplicações existe a necessidade do conversor CC-CC prover isolação entre a carga e a fonte, em geral por questões de segurança em aplicações conectadas à rede elétrica. Nos casos em que a isolação não é uma necessidade (como ocorre normalmente nos veículos elétricos), é de interesse investigar o potencial dos conversores não isolados quando operando sob condição de alto ganho de tensão, uma vez que o transformador ou indutor acoplado é, em geral, um componente que apresenta maiores perdas de potência, maior custo e menor confiabilidade quando comparado com o indutor.

Pelos motivos apresentados, neste trabalho não foram considerados conversores que utilizam transformadores ou indutores acoplados, ainda que não sejam isolados.

Os conversores CC-CC podem transferir a potência em apenas uma direção ou em ambas as direções, conforme a aplicação:

- na interface com dispositivos de armazenamento de energia elétrica, como baterias e ultracapacitores, geralmente é necessário o uso de conversores bidirecionais, para permitir o acúmulo e o fornecimento de energia elétrica.
- na interface com fontes de energia elétrica, como painéis fotovoltaicos e células a combustível, que não devem absorver potência elétrica, não é necessário o uso de conversores bidirecionais.



Capítulo 1 – Topologias de Conversores

1.1 *Conversor boost (condução contínua)*

O conversor *boost* ou elevador de tensão, cuja versão bidirecional em corrente é ilustrada na Figura 2, é a solução convencional em aplicações que demandam aumento de tensão e não necessitam de isolamento entre a carga e a fonte.

Caso os transistores utilizados sejam MOSFETs (*Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor*), o uso do segundo transistor (T2) ainda cumpre a função de reduzir as perdas de condução, pois o canal do MOSFET conduz em ambas as direções, usualmente com uma queda de tensão menor do que a do diodo correspondente (D2). Esta estratégia é chamada de retificação síncrona [2].

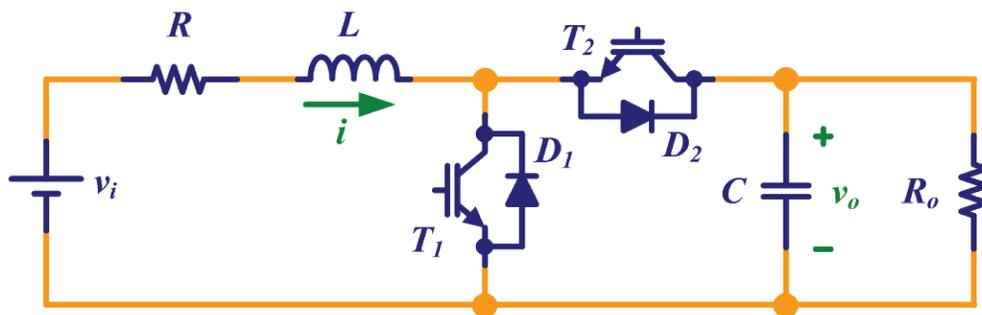


Figura 2: Conversor *boost* bidirecional em corrente

Considerando a operação das chaves de forma complementar, a corrente no indutor poderá se inverter, porém nunca permanecerá em zero, isto é, não há possibilidade de ocorrência do modo de condução descontínuo. Por esta razão, a operação deste conversor com comando complementar para as chaves é chamado de "modo de condução contínua forçado" [2].

Para modulação PWM (*Pulse Width Modulation*), ganho estático de tensão deste conversor, supondo todos os componentes como ideais, é [3]

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{1 - \delta}$$

sendo δ a razão cíclica (ou ciclo de trabalho).

Como neste trabalho busca-se avaliar o potencial dos conversores para operação com ganhos de tensão relativamente altos, deve-se notar que "embora, teoricamente, quando o ciclo de trabalho tende à unidade a tensão de saída tende para infinito, na prática, os elementos parasitas e

não ideais do circuito (como as resistências do indutor e da fonte) impedem o crescimento da tensão acima de um certo limite, no qual as perdas nestes elementos resistivos se tornam maiores do que a energia transferida pelo indutor para a saída" [3].

Com base no modelo da Figura 2, pode-se avaliar o potencial do ganho de tensão deste conversor. Pelo balanço de potências no conversor,

$$P_i - P_L = P_o \quad (1)$$

onde P_i representa a potência de entrada do conversor, P_o a potência de saída e P_L as perdas de potência, inseridas no modelo pela resistência em série com o indutor. Segue que:

$$P_i = v_i i_{med} \quad (2)$$

$$P_L = R i_{rms}^2 \quad (3)$$

$$P_o = \frac{v_o^2}{R_o} \quad (4)$$

Supondo baixa ondulação de corrente no indutor, corrente média e a corrente eficaz (*RMS*) no indutor são aproximadamente iguais, conforme demonstrado no Apêndice I, isto é,

$$i_{rms} \cong i_{med} = i \quad (5)$$

Pode-se então escrever

$$v_o^2 = R_o v_i i - R_o R i^2 \quad (6)$$

$$\eta = \frac{P_o}{P_i} \quad (7)$$

$$v_o^2 = \eta R_o v_i i \quad (8)$$

Onde η é o rendimento do conversor.

A equação (6) impõe um limite sobre a máxima tensão de saída do conversor. De fato, pode-se calcular o máximo desta função fazendo-se a derivada da função (6) em relação à i_L e igualando a zero. Por este método obtém-se que

$$v_o(max) = \frac{v_i}{2} \sqrt{\frac{R_o}{R}} \quad (9)$$

e neste ponto de operação

$$\eta = 0,5 \quad (10)$$

Pode-se concluir das relações apresentadas que o ganho de tensão no conversor *boost* é limitado pela raiz quadrada da relação entre a resistência na carga e a resistência na entrada. Além disto, a operação do conversor na região de máximo ganho significa trabalhar com rendimento bastante reduzido. Deve-se enfatizar ainda que a limitação encontrada se refere ao melhor caso, pois não foram consideradas outras fontes de perda no conversor, por exemplo as perdas de comutação das chaves.

Para ilustrar os resultados obtidos, será utilizado o conversor *boost* dimensionado conforme a Tabela 1.

Tabela 1: Dimensionamento do conversor *boost* (condução contínua)

Especificações do Conversor	
Potência Saída	2200 W
Potência de Entrada	2429 W
Rendimento	0,91
Frequencia de Comutação	11,1 kHz
Tensão de Entrada	60 V
Tensão de Saída	360 V
Corrente de Entrada (média)	40,48 A
Corrente de Entrada (RMS)	40,63 A
Ripple corrente de Entrada	4 A

Cálculo dos Componentes		
R	0,13 Ω	
C	220 μ F	400 V
L	1000 μ H	42,50 A (pico)
Ro	58,9 Ω	
T1/D1, T2/D2	42,5 A	400 V

Ponto de Operação	
Razão Cíclica	0,85

Com base neste dimensionamento, o limite imposto sobre a região de operação pelo princípio de conservação de energia é mostrado na Figura 3. O ponto de operação referente ao dimensionamento realizado possui rendimento de aproximadamente 90%, conforme indicado nesta mesma figura.

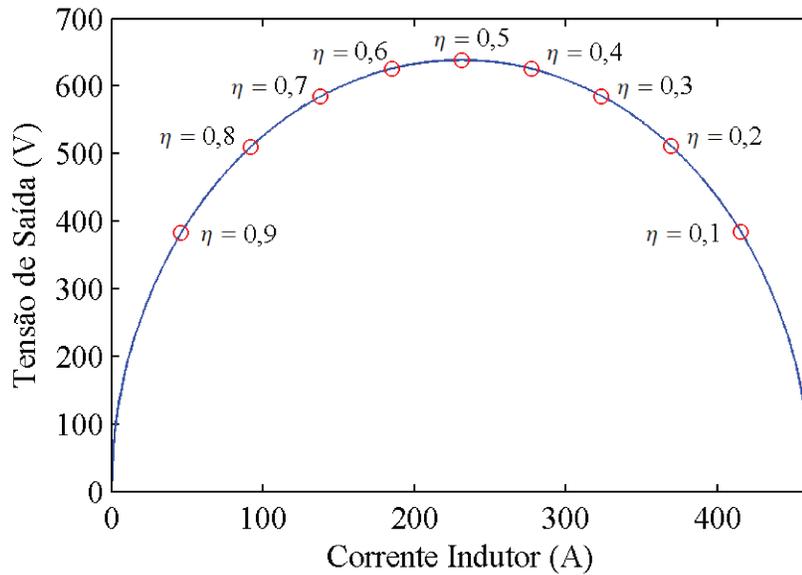


Figura 3: Região de operação do conversor *boost* (conservação de energia)

Considerando operação do conversor utilizando a técnica de modulação PWM, o ponto de operação calculado para o conversor corresponde à razão cíclica de 0,85. A tensão de saída para razão cíclica variando de 0 a 1 é mostrada na Figura 4.

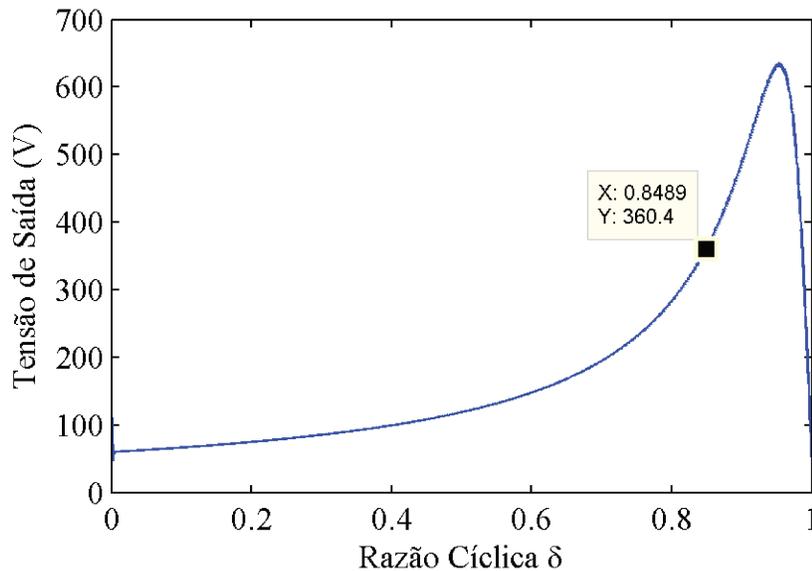


Figura 4: Curva de ganho estático do conversor *boost* no modo de condução contínua

A vantagem do conversor *boost* é sua simplicidade: possui apenas um indutor e um capacitor como componentes passivos e dois transistores garantem a operação bidirecional em corrente. Além disto, este conversor já foi bastante estudado e técnicas de controle são bem

conhecidas. A corrente de entrada não apresenta descontinuidades e a ondulação na corrente de entrada pode ser reduzida através do aumento no indutor.

No entanto, para operação com potência relativamente elevada e com alto ganho de tensão, deve-se notar que toda a corrente de entrada é conduzida por um indutor, que possui indutância elevada para garantir a operação no modo de condução contínua. Uma possibilidade que será investigada neste trabalho é dividir a corrente em indutores menores.

O conversor opera com alta razão cíclica, o que pode dificultar a resposta dinâmica uma vez que é necessário impor um limite máximo à razão cíclica para evitar que o conversor opere na região próxima ou acima da tensão de ganho máximo (pois nesta região o controle pode se tornar instável). Como o ponto de operação já está muito próximo desta região, o controlador possui uma faixa muito pequena na qual pode atuar, prejudicando a resposta dinâmica do conversor. Nesta região, uma pequena mudança na razão cíclica representa uma grande mudança na tensão de saída, implicando em um ajuste muito preciso da razão cíclica (o que é agravado em sistemas digitais, pois neste caso o ajuste é feito em valores discretos) e também em um controlador mais lento.

A operação com alto valor de razão cíclica é ainda um fator limitante para a frequência de comutação do conversor, pois o tempo no qual o transistor permanece desligado deve ser muito maior do que o tempo para entrada em condução e desligamento da chave, para o correto funcionamento do conversor.

1.2 ***Conversor boost interleaved (condução contínua)***

O conversor *boost interleaved* (ou entrelaçado), na configuração com duas fases, é ilustrado na Figura 5. O número de fases é indicado pelo número de indutores na entrada. Este conversor pode também ser implementado com um maior número de fases, sendo comuns na literatura as configurações com duas e quatro fases [4][5][6][7]. Quanto maior a quantidade de fases, menor a corrente em cada indutor e maior o efeito de cancelamento da ondulação entre as fases.

No caso de duas fases, estas são defasadas entre si em 180° , isto é, o acionamento dos transistores correspondentes em cada fase é realizado com uma diferença correspondente a metade do período de comutação.

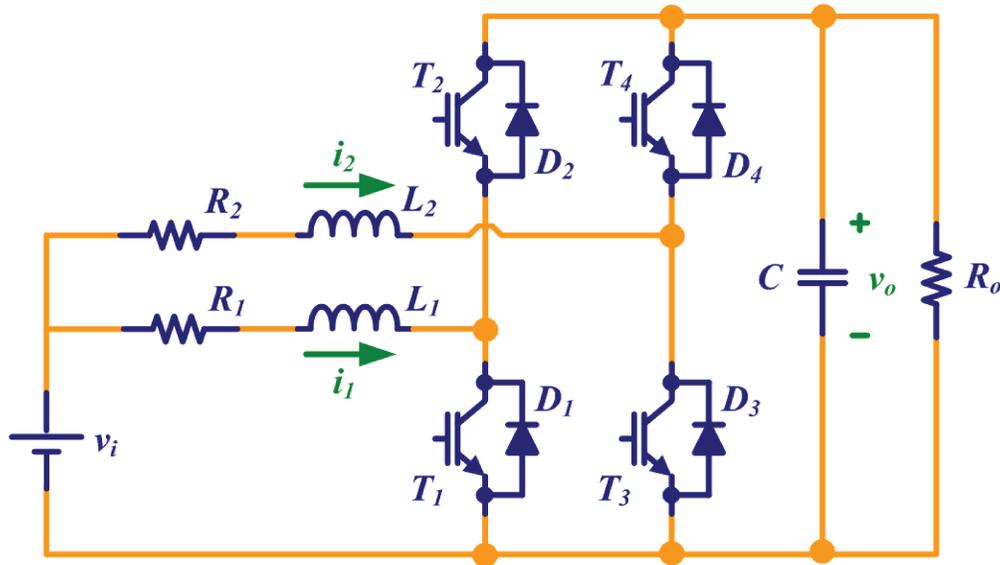


Figura 5: Conversor *boost interleaved* com duas fases

O dimensionamento deste conversor para o modo de condução contínua é mostrado na Tabela 2.

Tabela 2: Dimensionamento do conversor *boost interleaved* (condução contínua)

Especificações do Conversor	
Potência Saída	2200 W
Potência de Entrada	2417 W
Rendimento	0,91
Frequencia de Comutação	11,1 kHz
Tensão de Entrada	60 V
Tensão de Saída	360 V
Corrente de Entrada (média)	40,28 A
Corrente em cada Indutor (média)	20,14 A
Ripple corrente de Entrada	4,17 A

Cálculo dos Componentes		
R1 = R2	0,24 Ω	
C	220 μ F	400 V
L1 = L2	825 μ H	22,64 A (pico)
R _o	58,9 Ω	
T1/D1,...,T4/D4	22,64 A	400 V

Ponto de Operação	
Razão Cíclica	0,85

Comparando o dimensionamento do conversor *boost interleaved* apresentado na Tabela 2 com o do conversor *boost* na Tabela 1, pode-se observar que, para mesma ondulação na corrente de entrada, o conversor *boost interleaved* utiliza indutores de menor indutância. Isto ocorre porque a defasagem de 180° entre as fases provoca um cancelamento parcial na ondulação da corrente na entrada do conversor, conforme mostrado na Figura 6. Nesta mesma figura, pode-se ainda constatar que a ondulação na corrente de entrada possui o dobro da frequência de comutação, o que facilita a filtragem, caso esta seja necessária.

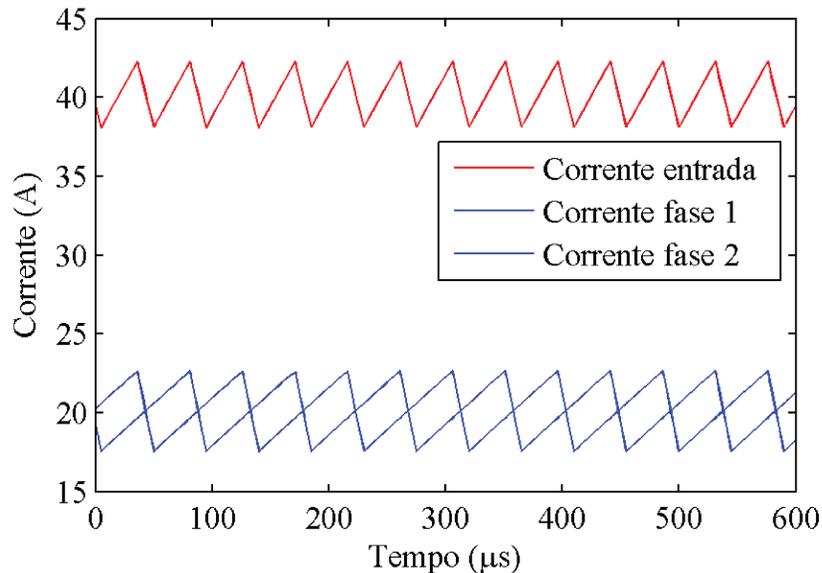


Figura 6: Correntes no conversor *boost interleaved* (condução contínua)

A divisão da corrente pelos indutores resultou em especificações menos severas para estes componentes, como pode ser constatado pelo maior valor admissível na resistência em série com o indutor. As chaves são em maior número, mas com especificação de corrente reduzida de forma aproximadamente proporcional ao número de fases, uma vez que a corrente é distribuída entre as fases.

O ponto de operação calculado para este conversor é o mesmo calculado para o conversor *boost* convencional operando no modo de condução contínua. De fato, o ganho estático deste conversor em função da razão cíclica é semelhante ao do conversor *boost* apresentado na Seção 1.1. Portanto, houve melhora na especificação dos componentes, mas as dificuldades produzidas pela operação com razão cíclica elevada permanecem inalteradas.

As desvantagens que podem ser apontadas neste conversor quando comparado ao conversor *boost* convencional é que a introdução de mais fases torna os circuitos de controle mais sofisticados e aumenta o número de componentes. Enquanto estas desvantagens podem representar uma barreira para a utilização desta topologia em conversores de baixo custo, em aplicações de maior potência, que possuem naturalmente custo mais elevado, um pequeno aumento no custo do controle pode ser facilmente compensado pelas vantagens já citadas deste conversor.

1.3 **Conversor boost interleaved (condução descontínua)**

O conversor *boost* também pode ser operado no modo de condução descontínua, sendo este modo caracterizado pelo fato da corrente no indutor ser nula durante uma parte do período de comutação. Neste modo de operação a tensão de saída é maior do que no modo de condução contínua, considerando a mesma razão cíclica [3].

Para operação em condução descontínua, pode-se utilizar o circuito apresentado na Figura 2, porém não se deve utilizar o acionamento complementar das chaves e sim acionar apenas o transistor inferior (T1) quando for necessário que a potência flua da fonte de menor tensão (v_i) para a fonte de maior tensão (v_o) ou acionar apenas o transistor superior (T2) quando se deseja que a potência flua no sentido contrário. Alternativamente, pode-se empregar apenas um diodo no lugar de T2/D2, caso não se necessite de operação bidirecional em corrente. Este circuito é mostrado na Figura 7.

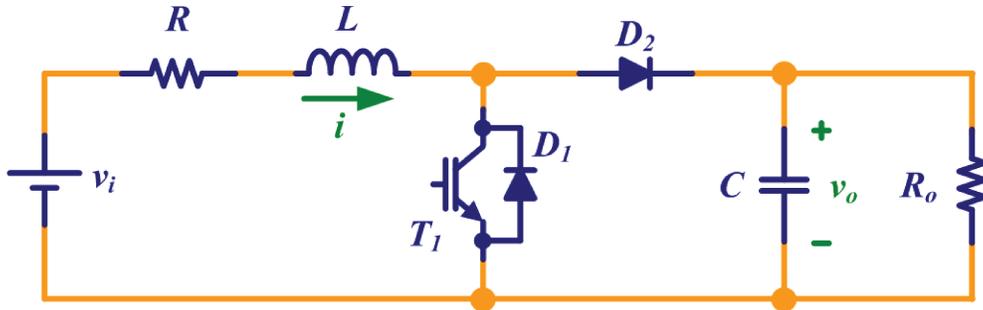


Figura 7: Conversor *boost* convencional

Para efeito de comparação, pode-se calcular o ganho de tensão teórico para o conversor *boost* operando no modo de condução descontínua. Neste modo de operação a relação entre a tensão de entrada e a tensão de saída, para $R = 0$, é dada por [8]

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4\delta^2}{K}}}{2} \quad (11)$$

com

$$K = \frac{2L}{R_o T} \quad (12)$$

Como a ondulação de corrente no indutor é muito maior do que na operação em modo contínuo, há uma significativa redução na especificação da indutância do indutor. Ao mesmo

tempo, a corrente RMS aumenta por um fator de pelo menos 15%, considerando a mesma corrente média (conforme demonstrado no Apêndice I), o que resulta em aumento nas perdas em elementos resistivos parasitas.

Como vantagem do modo de condução descontínuo, além da operação com menor razão cíclica e da redução no indutor, o transistor inferior (T1) entra em condução de forma suave (com corrente nula) e o diodo (D2) desliga quando a corrente no indutor retorna naturalmente para zero, o que reduz as perdas de comutação. Além disto, o projeto das malhas de controle pode ser simplificado, pois a modelagem do circuito não apresenta efeito de fase não-mínima.

A desvantagem do conversor *boost* da Figura 7 operando no modo de condução descontínua é a descontinuidade na corrente de entrada. Tal ondulação pode ser indesejável para a fonte, gerando a necessidade de um filtro (que implica em mais componentes e custos adicionais), além de produzir sérios problemas de compatibilidade eletromagnética.

O valor da corrente eficaz do o indutor aumenta, resultando em uma especificação ainda mais estrita quanto à resistência em série com o indutor, em comparação com a operação no modo de condução contínuo. Também aumentam as componentes de alta frequência da corrente do indutor, que estão relacionadas ao aumento das perdas por efeito pelicular e de proximidade no enrolamento e histerese e correntes parasitas no núcleo do indutor.

As chaves devem ser dimensionadas para conduzir uma corrente cujo pico é maior do que o dobro da corrente média de entrada e bloquear a tensão de saída, aumentando o volume e o custo dos componentes semicondutores.

Para conversores de baixa potência (digamos, até algumas centenas de watts), as desvantagens citadas não são tão significativas e o conversor *boost* operando no modo de condução descontínua pode ser uma opção razoável. Para potências relativamente elevadas (alguns partir de alguns kilowatts), tais desvantagens são significativas e tornam este conversor pouco atrativo.

Para evitar a alta ondulação na corrente de entrada no *boost* no modo de condução descontínuo, pode-se utilizar mais de uma fase, de modo a anular parte da ondulação. Deve-se notar que a corrente nos indutores é descontínua, porém não necessariamente a corrente de entrada, uma vez que pode ocorrer um cancelamento na ondulação das fases, produzindo uma forma de onda mais suave na entrada.

O circuito utilizado para simulação do conversor *boost interleaved* no modo de condução descontínua é mostrado na Figura 8. Esta figura mostra o circuito utilizado para simulação, realizada com o software PLECS, um pacote de expansão do Simulink, ambiente de simulação interno ao MATLAB¹.

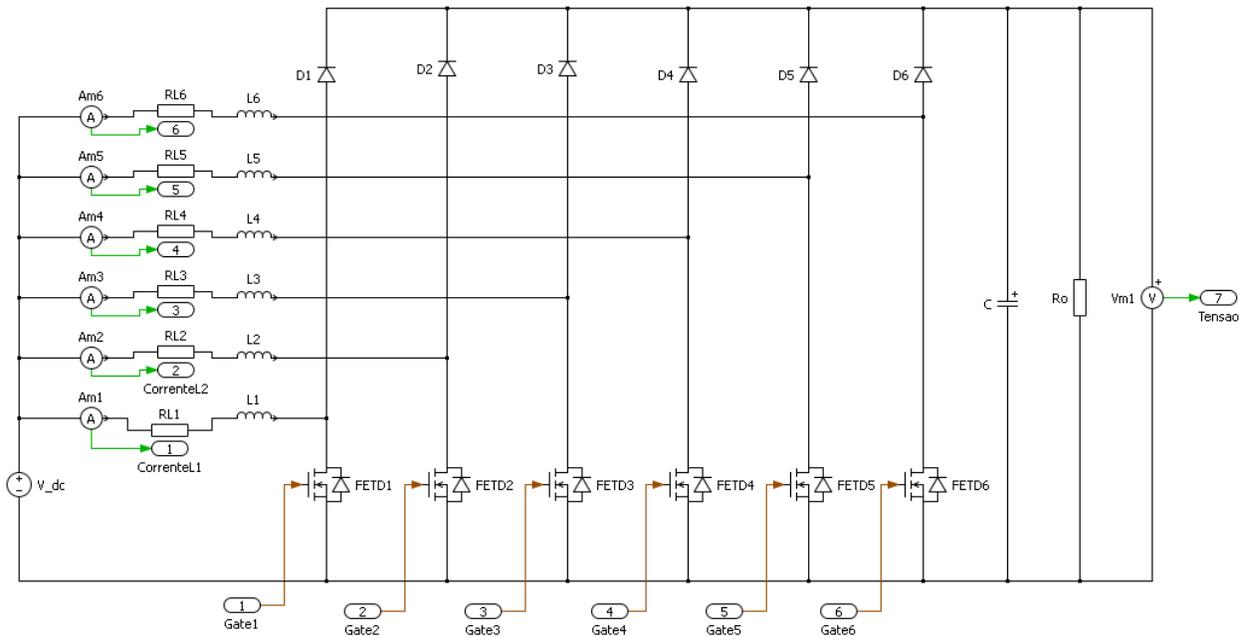


Figura 8: Simulação do conversor *boost interleaved* com seis fases

O conversor *boost interleaved* no modo de condução descontínua foi escolhido com seis fases para que a ondulação na corrente de entrada fosse de aproximadamente 4 A, de forma a facilitar a comparação com as outras topologias apresentadas neste trabalho, que foram dimensionadas para este mesmo valor.

O dimensionamento do conversor *boost interleaved* no modo de condução descontínuo é apresentado na Tabela 3.

Este conversor trabalha com razão cíclica reduzida em relação ao conversor *boost* ou *boost interleaved* no modo de condução contínua. A ondulação na corrente de entrada é reduzida pelo efeito de cancelamento entre as fases, mostrado na Figura 9. Além disso, as formas de onda da

¹ MATLAB e Simulink são marcas registradas de The Mathworks, Inc. PLECS é marca registrada de Plexim GmbH.

corrente na entrada e na saída possuem frequência correspondente à frequência de comutação multiplicada pelo número de fases (neste caso, 66,6 kHz), o que facilita a filtragem do sinal.

Tabela 3: Dimensionamento do conversor *boost interleaved* (condução descontinua)

Especificações do Conversor	
Potência Saída	2200 W
Potência de Entrada	2436 W
Rendimento	0,90
Frequencia de Comutação	11,1 kHz
Tensão de Entrada	60 V
Tensão de Saída	360 V
Corrente de Entrada (média)	40,61 A
Corrente em cada Indutor (média)	6,768 A
Ripple corrente de Entrada	4 A

Cálculo dos Componentes		
$R1 = \dots = R6$	0,53 Ω	
C	47 μF	400 V
$L1 = \dots = L6$	225 μH	16 A (pico)
R_o	58,9 Ω	
$T1/D1 = \dots = T6/D6$	16 A	400 V

Ponto de Operação	
Razão Cíclica	0,71

O conversor *boost interleaved* com seis fases no modo de condução descontinua apresenta a necessidade de um controle relativamente sofisticado para a correta defasagem entre as fases. Em uma aplicação de alta potência, isto não é, em geral, um obstáculo para a utilização deste conversor.

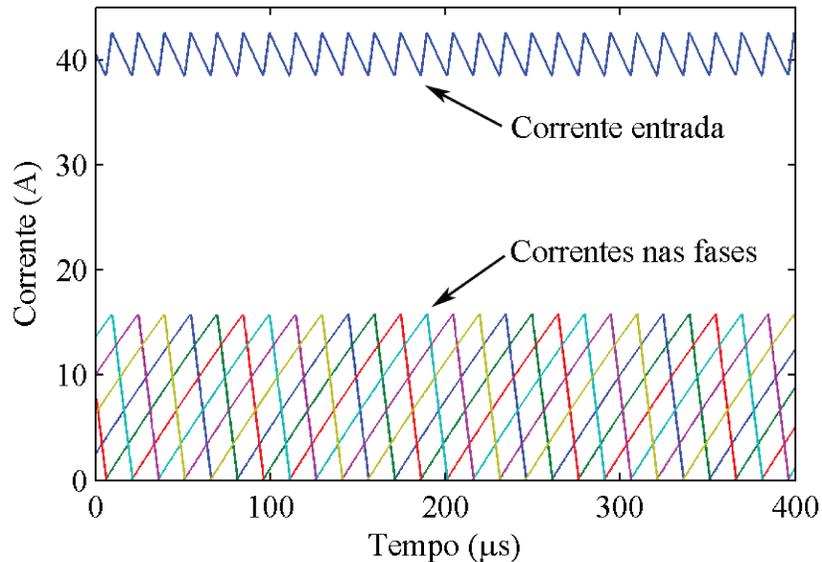


Figura 9: Correntes no conversor *boost interleaved* (condução descontinua)

1.4 Conversor boost quadrático com chave única

O conversor *boost* quadrático com chave única é discutido em [9] e reproduzido na Figura 10. A principal característica deste conversor é realizar o aumento de tensão através de dois estágios, porém utilizando apenas uma chave controlada (T1/D1). Este circuito possui capacidade de transferir energia em apenas uma direção, da fonte de menor tensão (v_i) para a fonte de maior tensão (v_o).

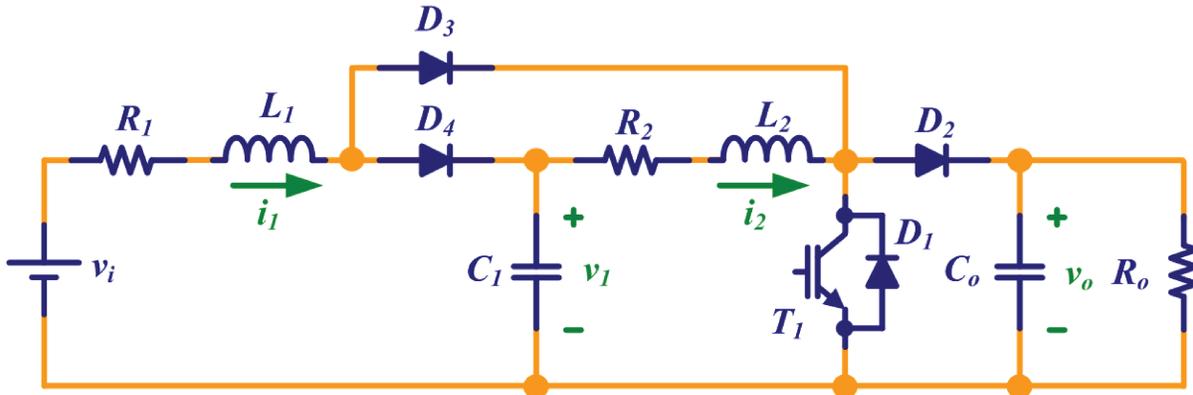


Figura 10: Conversor *boost* quadrático com chave única

Considerando este conversor com componentes ideais, o ganho estático apresenta uma relação quadrática com a razão cíclica [9],

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{(1 - \delta)^2} \quad (13)$$

sendo δ a razão cíclica. O dimensionamento deste conversor é apresentado na Tabela 4.

Tabela 4: Dimensionamento do conversor *boost* quadrático com chave única

Especificações do Conversor	
Potência Saída	2200 W
Potência de Entrada	2430 W
Rendimento	0,91
Frequencia de Comutação	11,1 kHz
Tensão de Entrada	60 V
Tensão de Saída	360 V
Corrente de Entrada (média)	40,5 A
Ripple corrente de Entrada	4 A
Ponto de Operação	
Razão Cíclica	0,61

Cálculo dos Componentes		
RL1	0,04 Ω	
RL2	0,06 Ω	
L1	750 μ H	42,5 A (pico)
L2	1500 μ H	20 A (pico)
C1	220 μ F	200 V
C2	220 μ F	400 V
Ro	58,91 Ω	
T1/D1	62,5 A	400 V
D3=D4	42,5 A	200 V
D2	20 A	400 V

A relação apresentada entre a razão cíclica e o ganho estático é mais conveniente (em relação ao *boost* convencional) quanto é necessário ganho de tensão elevado, pois implica em um ponto de operação com menor razão cíclica. Este fato pode ser confirmado pela curva de tensão de saída em função da razão cíclica mostrada na Figura 11.

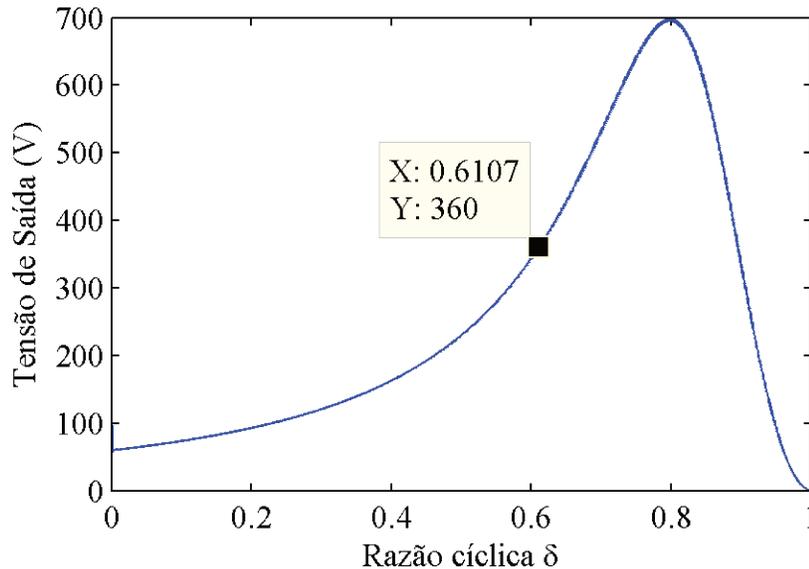


Figura 11: Curva de ganho estático do conversor *boost* quadrático com chave única

Esta topologia traz, portanto, um claro benefício de reduzir a razão cíclica no ponto de operação, porém o dimensionamento realizado mostra que existe uma grande penalidade sobre o dimensionamento das chaves. A chave controlada (T1/D1) precisa conduzir a corrente do estágio de entrada mais a corrente do estágio intermediário e bloquear a tensão de saída.

Apesar da indutância do indutor na entrada ser um pouco inferior em relação ao conversor *boost* convencional no modo de condução contínua, também é menor a resistência série admitida para este componente, sendo esta redução necessária para preservar o rendimento do conversor na presença de um estágio adicional. São utilizados neste conversor dois indutores, sendo que um deles (L_1) conduz toda a corrente de entrada.

Podemos concluir que esta topologia com dois estágios para elevar a tensão é justificável apenas para fontes de baixa potência, nas quais o rendimento do conversor pode não ser de extrema importância. Em aplicações que não são de baixa potência (digamos, a partir de algumas centenas de watts), esta topologia possui desvantagens consideráveis.

1.5 Conversor boost quadrático

O conversor *boost* quadrático, ilustrado na Figura 12, consiste em dois estágios, cada um dos estágios formado por um conversor *boost* convencional.

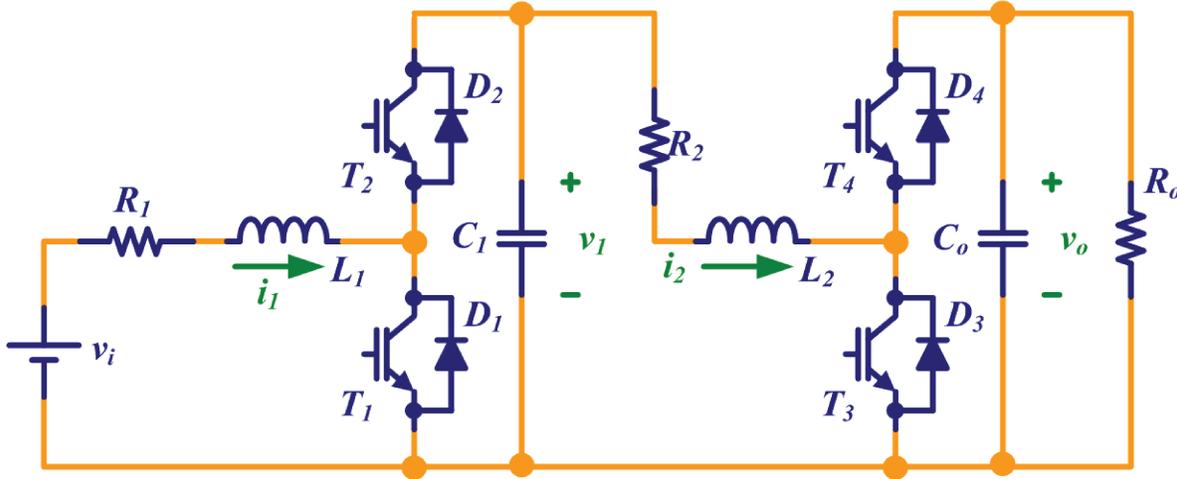


Figura 12: Conversor *boost* quadrático

O dimensionamento deste conversor é mostrado na Tabela 5. Como o conversor é composto por dois conversores *boost* em cascata, a relação teórica entre o ganho estático e a razão cíclica é o quadrado desta relação para o conversor *boost* convencional, isto é,

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1}{(1 - \delta)^2} \quad (14)$$

Tabela 5: Dimensionamento do conversor *boost* quadrático

Especificações do Conversor	
Potência Saída	2200 W
Potência de Entrada	2430 W
Rendimento	0,91
Frequencia de Comutação	11,1 kHz
Tensão de Entrada	60 V
Tensão de Saída	360 V
Corrente de Entrada (média)	40,5 A
Ripple corrente de Entrada	4 A
Ponto de Operação	
Razão Cíclica	0,61

Cálculo dos Componentes		
R1	0,1	Ω
R2	0,2	Ω
L1	750	μH 42,5 A (pico)
L2	1500	μH 20 A (pico)
C1	220	μF 200 V
C2	220	μF 400 V
Ro	58,91	Ω
T1/D1, T2/D2	42,5	A 200 V
T3/D3, T4/D4	20	A 400 V

A curva de ganho estático deste conversor é semelhante à curva apresentada para o conversor *boost* quadrático com chave única na Figura 11, assim como o dimensionamento dos componentes passivos e o ponto de operação escolhido. Tal semelhança não é mera coincidência uma vez que estes dois conversores operam de forma bastante similar, dividindo a tarefa de elevar a tensão em dois estágios e criando, portanto, um barramento de tensão intermediária, conforme ilustrado na Figura 13.

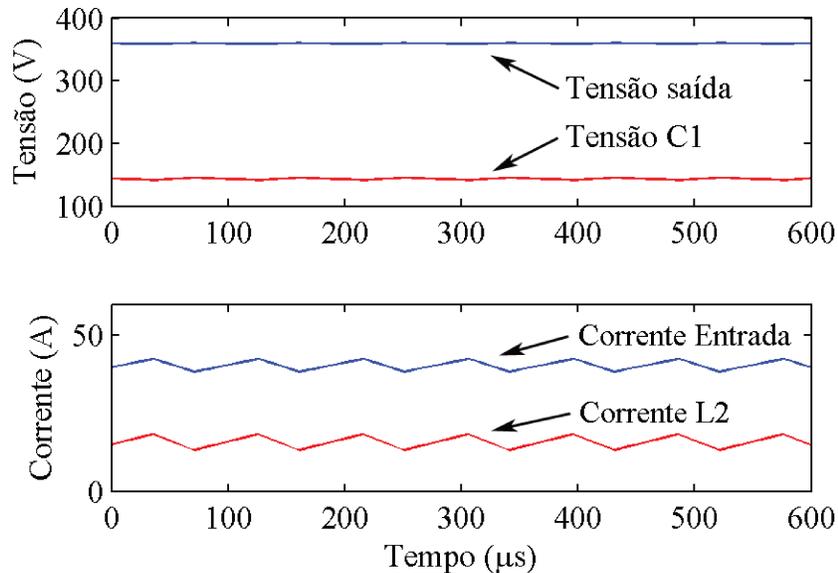


Figura 13: Tensões e correntes no conversor *boost* quadrático

A principal diferença em relação ao conversor *boost* quadrático com chave única é que os estágios são rigorosamente separados, não compartilhando nenhuma chave entre eles. Desta maneira, não há uma excessiva penalidade sobre nenhuma das chaves e o dimensionamento das chaves é vantajoso em relação ao caso anterior, principalmente porque as chaves do primeiro estágio, que conduzem uma corrente mais elevada estão sujeitas a tensão do barramento intermediário e apenas as chaves do segundo estágio – que possui corrente menor – precisam bloquear a tensão de saída.

Este conversor apresenta uma razão cíclica nominal bastante apropriada para boa resposta dinâmica e para evitar problemas com os tempos necessários para a comutação das chaves. A principal dificuldade com este conversor está relacionada com a conversão em dois estágios, implicando na necessidade de obter rendimento bastante elevado em cada estágio que resulte em rendimento global (que é o produto do rendimento em cada estágio) dentro das especificações

propostas. Esta dificuldade dificulta o uso deste conversor em aplicações com alta potencia (acima de alguns kilowatts).

1.6 *Conversor interleaved double dual boost*

O conversor *interleaved double dual boost* é apresentado na referência [10] e reproduzido na Figura 14. Este conversor é composto por duas fases, sendo a primeira delas um conversor *boost* (que utiliza as chaves T1/D1 e T2/S2) e a segunda um conversor *boost* "invertido" (chaves T3/D3 e T4/D4). A tensão na saída do conversor é dada pela tensão soma das tensões de cada fase e a tensão da fonte (invertida). Assim como ocorre no conversor *boost interleaved*, as fases são acionadas com defasagem de 180°.

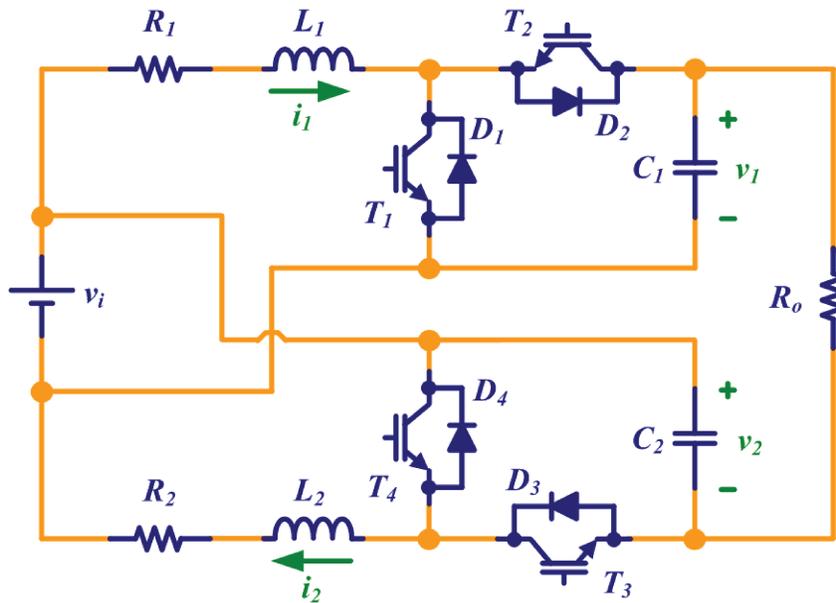


Figura 14: *Conversor interleaved double dual boost*

Idealmente, o ganho estático deste conversor é dado por

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1 + \delta}{1 - \delta} \quad (15)$$

Para o modelo não ideal apresentado na Figura 14, dimensionado conforme a Tabela 6, o ganho estático em função da razão cíclica é apresentado na Figura 15. Como esperado, o ponto de operação nominal deste conversor possui razão cíclica reduzida em comparação com o conversor *boost* no modo de condução contínua.

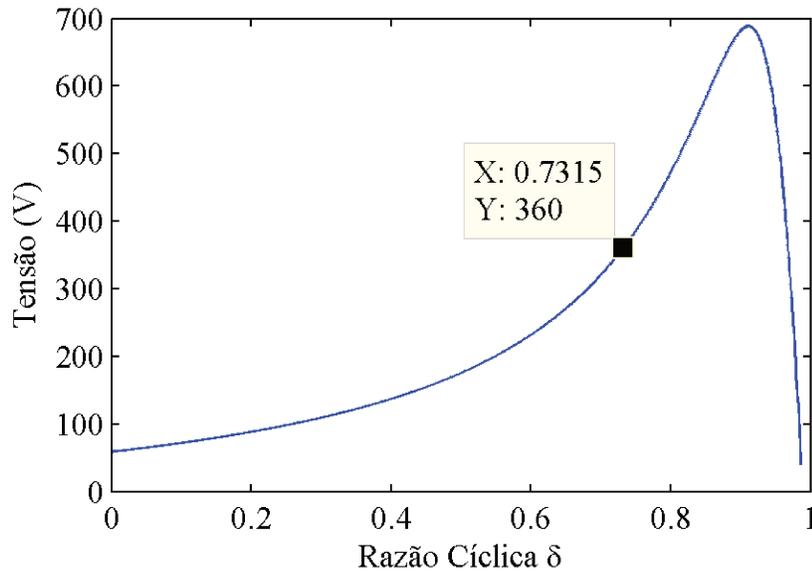


Figura 15: Curva de ganho estático do conversor *interleaved double dual boost*

O dimensionamento deste conversor é apresentado na Tabela 6. Pode-se notar que existe um efeito semelhante ao do conversor *boost interleaved* apresentado na Seção 1.2, isto é, a corrente em cada indutor é reduzida em relação ao conversor *boost*, por uma divisão da corrente pelos dois indutores.

Tabela 6: Dimensionamento do conversor *interleaved double dual boost*

Especificações do Conversor	
Potência Saída	2200 W
Potência de Entrada	2433 W
Rendimento	0,90
Frequencia de Comutação	11,1 kHz
Tensão de Entrada	60 V
Tensão de Saída	360 V
Corrente de Entrada (média)	40,55 A
Corrente em cada Indutor (média)	23,33 A
Ripple corrente de Entrada	3,8 A

Cálculo dos Componentes		
R1 = R2	0,2 Ω	
C1 = C2	470 μF	200 V
L1 = L2	950 μH	25,5 A (pico)
Ro	58,9 Ω	
T1/D1, ... , T4/D4	230 V	25,5 A

Ponto de Operação	
Razão Cíclica	0,73

Enquanto no conversor *boost interleaved* a divisão era completa (a soma das correntes nos indutores corresponde à corrente de entrada), neste caso a soma da corrente nos indutores é ligeiramente maior do que a corrente na entrada, como se pode constatar na Tabela 6. Consequentemente é necessária uma redução na resistência em série como indutor para manter o mesmo rendimento, o que pode ser observado ao se comparar a Tabela 6 com a Tabela 2. Parte

desta redução é compensada por uma redução nos valores de indutância deste conversor em relação ao conversor *boost interleaved*.

Como também ocorre com o Boost Interleaved, a ondulação na corrente de entrada ocorre em uma frequência múltipla da frequência de comutação (neste caso, o dobro). Isto, em geral, facilita a filtragem da corrente de entrada, caso necessário. Este efeito é ilustrado na Figura 16.

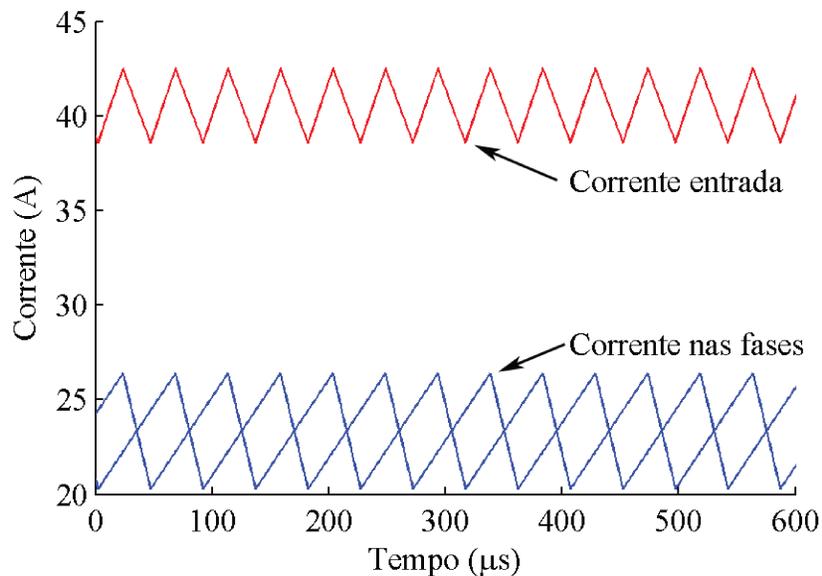


Figura 16: Correntes no conversor *interleaved double dual boost*

Outra característica digna de ser mencionada sobre este conversor é a redução na especificação das chaves. Enquanto nos outros conversores estudados havia a necessidade de chaves que suportassem a tensão de saída, neste caso as chaves precisam suportar apenas aproximadamente metade da tensão de saída (a rigor, a tensão suportada pelas chaves é a média entre a tensão de saída e a tensão de entrada [10]). Este conversor utiliza dois capacitores, em comparação com apenas um no caso do conversor *boost* ou *boost interleaved*, porém a tensão suportada pelos capacitores também é menor.

Conclui-se que este conversor apresenta importantes vantagens em relação aos demais conversores estudados e deverá ser considerado como alternativa para a realização experimental.

1.7 **Conversor proposto em [11]**

O conversor ilustrado na Figura 17 é proposto em [11], não sendo nesta referência atribuída uma denominação para este conversor. Este conversor possui uma versão unidirecional em corrente e uma versão bidirecional em corrente, sendo esta última considerada neste trabalho.

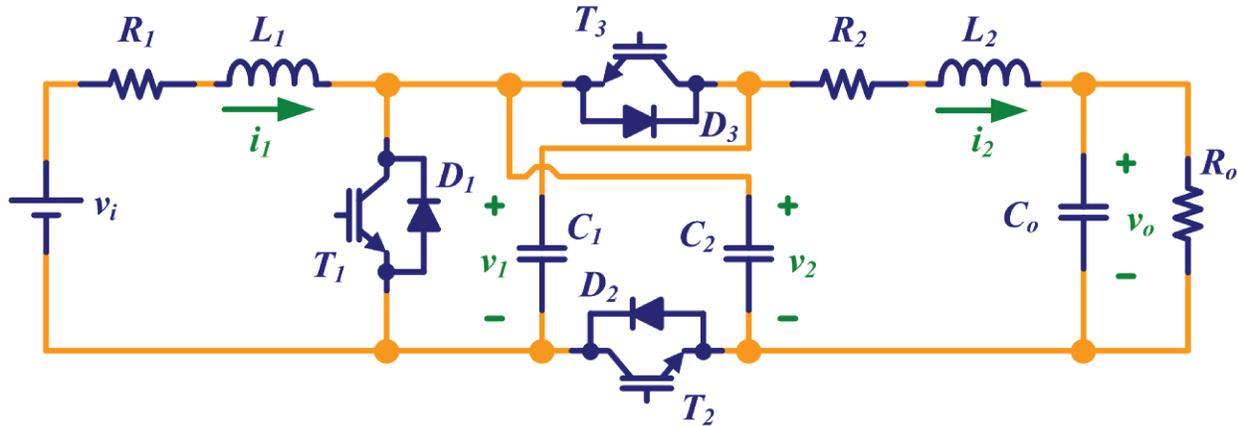


Figura 17: Conversor proposto em [11]

As chaves T2/D2 e T3/D3 são acionadas sincronamente e de maneira complementar à chave T1/D1. Durante a condução de T1/D1, o indutor L1 é carregado. Durante a condução de T2/D2 e T3/D3, o indutor L1 carrega os capacitores C1 e C2 com tensões iguais. Novamente, durante a condução de T1/D1 os capacitores C1 e C2 são colocados em série, carregando L2. Pode-se mostrar que a relação entre a tensão de saída e a tensão de entrada é dada por

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{1 + \delta}{1 - \delta} \quad (16)$$

O dimensionamento deste conversor é mostrado na Tabela 7. Uma vantagem deste conversor em relação ao *boost* é a operação com menor valor de razão cíclica. Para o dimensionamento apresentado na Tabela 7, a curva de ganho estático é mostrada na Figura 18.

Tabela 7: Dimensionamento do conversor proposto em [11]

Especificações do Conversor	
Potência Saída	2200 W
Potência de Entrada	2430 W
Rendimento	0,905
Frequencia de Comutação	11,1 kHz
Tensão de Entrada	60 V
Tensão de Saída	360 V
Corrente de Entrada (média)	40,5 A
Ripple corrente de Entrada	3,9 A
Ponto de Operação	0,74

Cálculo dos Componentes		
R1	0,11 Ω	
R2	1 Ω	
L1	950 μH	42,45 A (pico)
L2	500 μH	10 A (pico)
Ro	58,9 Ω	
C1=C2	220 uF	200 V
C	100 uF	400 V
T1/D1	42,5 A	200 V
T2/D2,T3/D3	21,2 A	400 V

Outra vantagem deste conversor em relação ao conversor *boost* é que a corrente de saída é contínua devido à presença do indutor L2, conforme mostrado na Figura 19, o que reduz o dimensionamento do capacitor de saída, considerando a mesma ondulação.

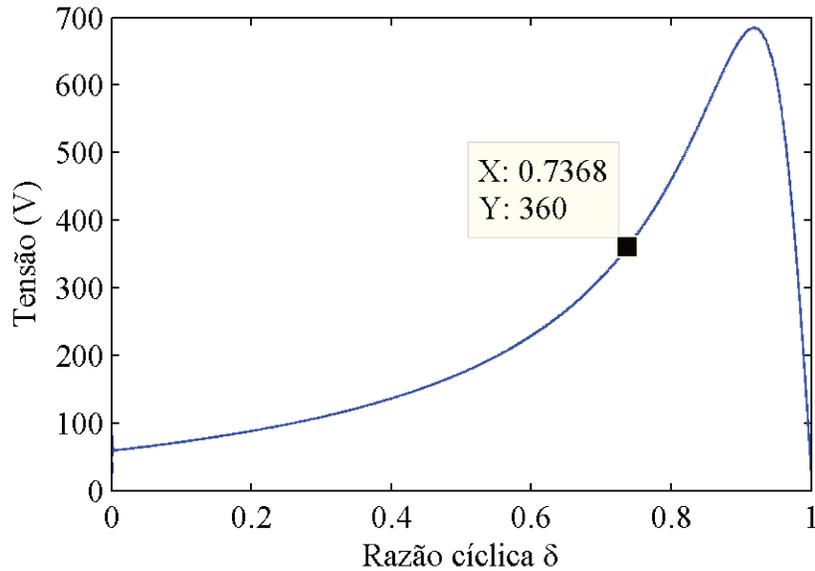


Figura 18: Curva de ganho estático do conversor proposto em [11]

Comparando o dimensionamento deste conversor com o conversor *boost*, pode-se observar que as exigências sobre a fabricação do indutor são ainda mais estritas. Isto ocorre porque o indutor L1 conduz toda a corrente de entrada e existe ainda a presença adicional do indutor L2.

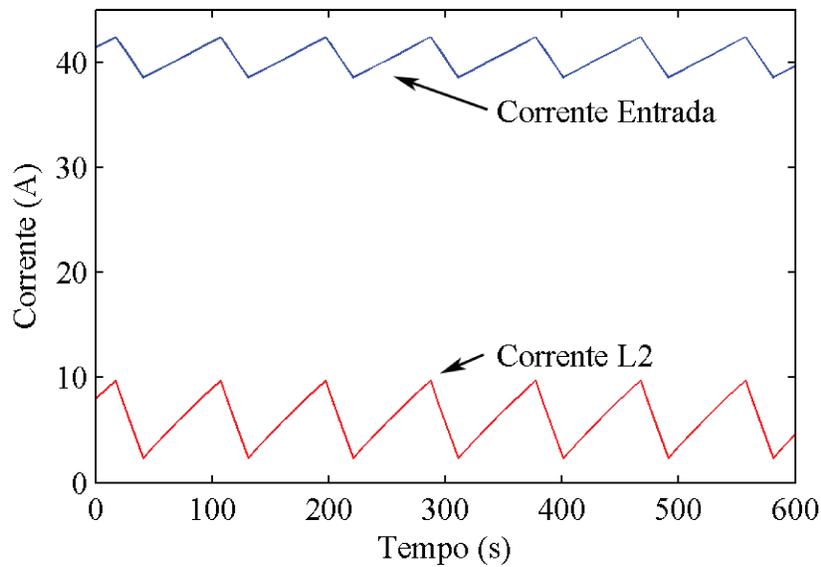


Figura 19: Correntes nos indutores do conversor proposto em [11]

A chave T1/D1 deve ser dimensionada para conduzir a soma das tensões de entrada e saída, embora precise suportar apenas metade da tensão de saída. Já as chaves T2/D2 e T3/D3 conduzem metade da corrente de entrada e precisam suportar a tensão de saída.

1.8 *Conversor boost dobrador de tensão*

Uma variação do conversor Boost Interleaved é proposta em [12], sendo denominada pelos autores de "conversor *boost interleaved* com característica dobradora de tensão". Por simplicidade, será aqui denominado "*boost dobrador de tensão*". Este conversor é reproduzido na Figura 20. No contexto apresentado em [12] é utilizado para a correção do fator de potência em fontes com entrada universal (90–264 V_{rms}). Este conversor possui operação unidirecional em corrente.

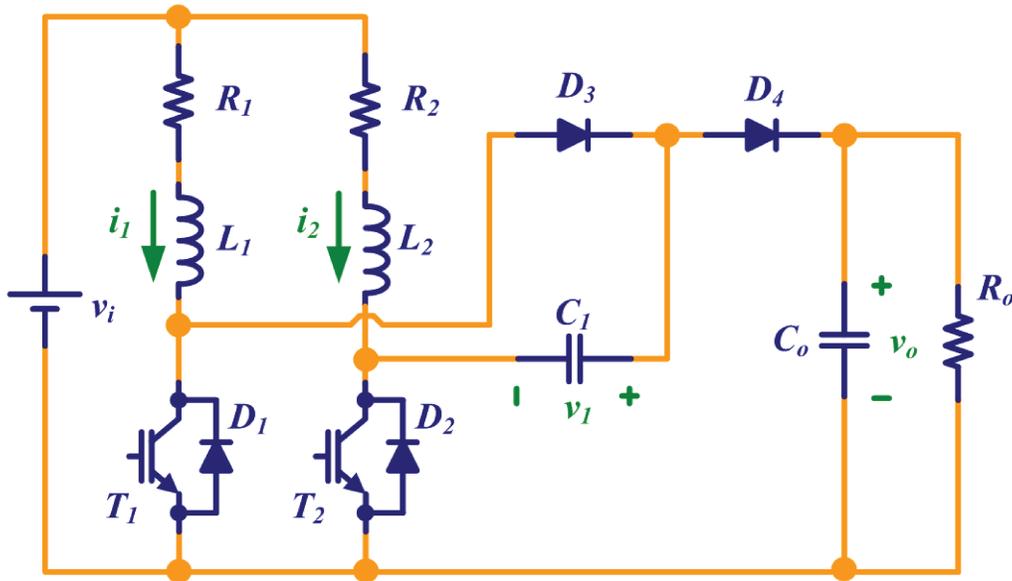


Figura 20: Conversor *boost* dobrador de tensão

A relação do ganho estático deste conversor com a razão cíclica é [12],

$$\frac{v_o}{v_i} = \frac{2}{1 - \delta} \quad (17)$$

sendo esta relação válida apenas para $\delta > 0,5$.

A operação deste conversor é realizada com o acionamento das fases defasadas em 180°. Durante a condução das chaves T1/D1 e T2/D2, os indutores são carregados e os diodos D3 e D4

permanecem desligados. No período em que a chave T1/D1 está desligada e a chave T2/D2 está em condução, o diodo D3 estará em condução e o indutor L1 carrega o capacitor C_1 .

No período em que a chave T2/D2 está desligada e a chave T1/D1 conduz, o diodo D4 estará em condução e a tensão na saída será a soma da tensão de entrada, a tensão do indutor L2 e a tensão do capacitor C_1 .

Não ocorre um intervalo no qual as chaves T1/D1 e T2/D2 estão desligadas simultaneamente, devido à defasagem de 180° e a operação com razão cíclica maior do que 0,5. No caso de operação com razão cíclica inferior a 0,5, a relação de ganho estático é alterada, porém esta região de operação não é de interesse no contexto desta dissertação, cujo foco é a operação com alto ganho de tensão.

Deste modo, parte da energia é processada em dois estágios, pois é primeiramente armazenada no capacitor intermediário C_1 e depois transferida para a saída. O capacitor C_1 é dimensionado para metade da tensão de saída, assim como as chaves T1/D1 e T2/D2. O dimensionamento deste conversor é mostrado na Tabela 8.

Tabela 8: Dimensionamento do conversor Boost Dobrador de Tensão

Especificações do Conversor		Cálculo dos Componentes		
Potência Saída	2200 W	R1=R2	0,25 Ω	
Potência de Entrada	2416 W	L1=L2	500 μ H	23,6 A (pico)
Rendimento	0,91	Ro	58,9 Ω	
Frequencia de Comutação	11,1 kHz	Co	220 μ F	400 V
Tensão de Entrada	60 V	C1	100 μ F	200 V
Tensão de Saída	360 V	T1/D1	23,6 A	200 V
Corrente de Entrada (média)	40,27 A	T2/D2	47,2 A	200 V
Corrente em cada Indutor (média)	20,13 A	D3=D4	23,6 A	400 V
Ripple corrente de Entrada	3,8 A	Ponto de Operação	0,69	

Embora os indutores possuam a mesma especificação, pois dividem igualmente a corrente de entrada, a chave T2/D2 deve possuir uma capacidade de corrente muito maior do que a chave T1/D1, pois a chave T2/D2 conduz, durante certo intervalo, a soma da corrente nos indutores.

A corrente é dividida entre os indutores e existe um cancelamento na ondulação de corrente devido à defasagem entre as fases, conforme mostrado na Figura 21. Ainda nesta figura, pode-se observar que o capacitor C_1 é carregado com aproximadamente metade da tensão de saída.

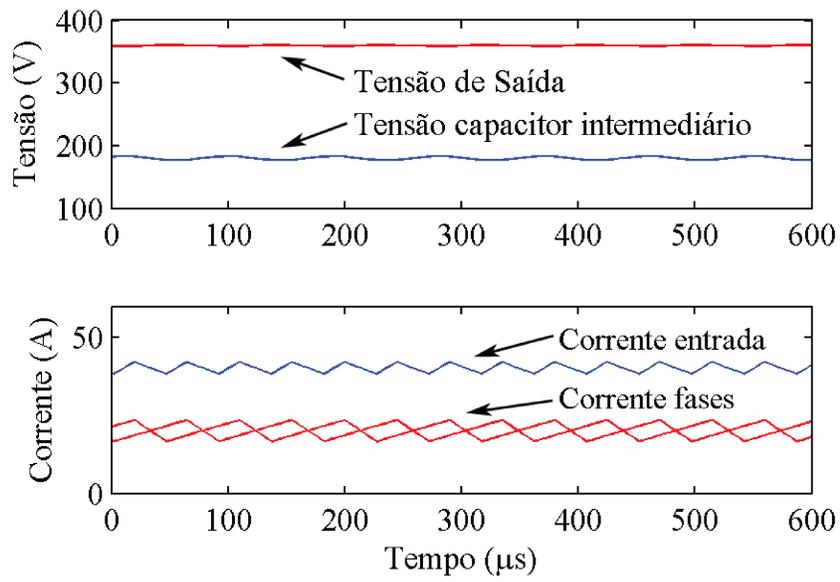


Figura 21: Correntes e tensões no conversor *boost* dobrador de tensão



Capítulo 2 – Escolha e Projeto do Conversor

2.1 *Crêterios de compara o*

No Capítulo 1 os conversores considerados como candidatos nesta disserta o foram apresentados e suas vantagens e desvantagens foram discutidas. Neste capítulo, o objetivo   fazer uma compara o entre algumas características dos conversores estudados que, em complemento às características discutidas anteriormente, permitam avaliar qual das topologias   mais adequadas no cenário proposto.

A "energia total dos indutores" (E_i)   aqui definida como a soma da energia armazenada em cada indutor que compõe o circuito, quando operado com a corrente para o qual foi especificado, isto  ,

$$E_i = \sum_{k=1}^n L_k i_k^2 \quad (18)$$

onde n   o número de chaves utilizadas no conversor e L_k e i_k são, respectivamente, as especifica es de indutância e corrente máxima do indutor k .

A máxima energia armazenada em um indutor   aproximadamente proporcional ao tamanho deste indutor (conforme [2], onde este conceito   denominado *energy-handling capability*). Deste modo, ao comparar a energia total nos indutores para os diferentes conversores, pretende-se avaliar o volume ocupado pelos indutores e o custo destes dispositivos, que cresce com a quantidade de material utilizada no núcleo e nos enrolamentos. Além disto, indutores de grande volume podem comprometer a confiabilidade do conversor, por serem menos resistentes a impactos.

O "*stress* de potência nas chaves" (S_p)   aqui definido como a soma para todas as chaves que compõe o circuito do produto da especifica o de tensão (de bloqueio) pela especifica o de corrente de cada chave, isto  

$$S_p = \sum_{k=1}^n v_k i_k \quad (19)$$

onde n   o número de chaves utilizadas no conversor e v_k e i_k são, respectivamente, as especifica es de tensão de bloqueio e corrente da chave k .

O *stress* de potência nas chaves é, em primeira aproximação, proporcional as perdas de comutação [13]. As perdas de condução também aumentam com a corrente (de maneira quadrática nos MOSFETs e aproximadamente linear nos IGBTs) e com a tensão (pois a resistência de condução dos MOSFETs ou a tensão de condução dos IGBTs tende a aumentar com a capacidade de bloqueio de tensão do dispositivo). Desta forma, o *stress* de potência nos dá uma indicação, ainda que de maneira aproximada, das perdas de potência nos semicondutores.

O *stress* de potência nas chaves também é um parâmetro indicativo do custo das chaves, já que o custo aumenta com as especificações de corrente e tensão (embora não necessariamente de maneira linear).

2.2 Resultados

A Tabela 9 apresenta a comparação dos conversores sob os critérios de quantidade de indutores, energia total dos indutores em Joules, quantidade de chaves (controladas ou não), *stress* de potência nas chaves em kilowatts, bidirecionalidade em corrente, razão cíclica nominal e ondulação (*ripple*) na corrente de entrada.

Tabela 9: Comparação entre os conversores estudados

Seção	Conversor	Qtd. indu_tores	Energia indutores (J)	Qtd. chaves	Stress de potência (kW)	Bi-direcional ?	Razão cíclica	Ripple entrada (A)
1.1	Boost MCC	1	0,90	2	34,0	Sim	0,85	4
1.2	Boost Interleaved MCC	2	0,42	4	36,2	Sim	0,85	4,2
1.3	Boost Interleaved MCD	6	0,17	12	76,8	Não	0,71	4
1.4	Boost Quadrático Chave Única	2	0,98	4	50,0	Não	0,61	4
1.5	Boost Quadrático	2	0,98	4	33,0	Sim	0,61	4
1.6	Interleaved Double Dual Boost	2	0,20	4	23,5	Sim	0,73	3,8
1.7	Proposto em [12]	2	0,88	3	25,5	Sim	0,74	3,9
1.8	Boost Dobrador de Tensão	2	0,28	4	33,0	Não	0,69	3,8

Com base na Tabela 9, algumas características dos conversores estudados são:

- A topologia que opera no modo descontínuo (Seção 1.3) apresenta um dimensionamento bastante vantajoso dos indutores. Das topologias operando em condução contínua, o conversor *interleaved double dual boost* (Seção 1.6) possui o menor dimensionamento para os indutores. Em seguida, o conversor *boost* dobrador

de tensão (Seção 1.8) também apresenta dimensionamento conveniente dos indutores.

- Há uma grande penalidade sobre o dimensionamento das chaves no conversor que operam no modo descontínuo (Seção 1.3). O conversor *boost* quadrático com chave única também apresenta uso das chaves muito ruim em comparação aos outros conversores.
- Os conversores *boost* com relação quadrática do ganho estático para a razão cíclica (Seções 1.4 e 1.5) trazem uma penalidade no dimensionamento das chaves e dos indutores em relação ao conversor *boost* em condução contínua (Seção 1.1).
- O conversor *interleaved double dual boost* (Seção 1.6) possui o melhor dimensionamento em relação à escolha das chaves, praticamente empatado com o conversor proposto em [11] (Seção 1.7).

2.3 **Escolha da topologia**

Dentre as topologias consideradas o conversor *interleaved double dual boost* se destacou pelo melhor dimensionamento dos componentes e pelo ponto de operação conveniente.

Algumas características do conversor *interleaved double dual boost*:

- possui chaves dimensionadas para suportar aproximadamente metade da tensão de saída, uma vantagem quando se trabalha com tensões relativamente elevadas.
- os indutores também apresentaram redução significativa em relação ao conversor *boost* ou *boost interleaved*.
- a razão cíclica de operação apresentou redução em relação ao conversor *boost*.
- é bidirecional em corrente.
- possui transistores conectados em uma configuração tradicional, o que facilita o projeto do acionamento (*drivers*) dos transistores.
- processa toda a energia em apenas um estágio.

Finalmente, devido aos fatores apresentados, conclui-se que o conversor *interleaved double dual boost*, apresentado na Seção 1.6, é a topologia mais vantajosa para a especificação escolhida para este projeto, sendo este conversor escolhido a realização experimental.

2.4 **Descrição do conversor**

O conversor *interleaved double dual boost* [10] [14] [15] foi mostrado na Figura 14, em sua versão mais simples, com apenas duas fases.

Neste trabalho, optou-se pela realização do conversor com seis fases devido às seguintes razões:

- O aumento do número de fases permite utilizar chaves e indutores com menor especificação de corrente e atingir potências mais elevadas em aplicações de alta potência
- Demonstrar a capacidade dos conversores entrelaçados de trabalhar com alta ondulação de corrente nas fases, mas esta ondulação se anular significativamente nas correntes de entrada e saída

A desvantagem da utilização de mais fases é o aumento no número de componentes e o aumento na complexidade do controle, porém tal dificuldade foi compensada parcialmente neste projeto pela disponibilidade de circuitos integrados de potência contendo seis chaves em configuração inversora trifásica e pela utilização de um microcontrolador com seis pares complementares de sinais *PWM* e com capacidade para realização da defasagem entre os canais.

O conversor *interleaved double dual boost* com seis fases, mostrado na Figura 22, é composto por 12 transistores ($T_1 \dots T_{12}$) com diodos em anti-paralelo ($D_1 \dots D_{12}$), seis indutores ($L_1 \dots L_6$) com suas respectivas resistência-série ($R_1 \dots R_6$) e dois capacitores de saída (C_1, C_2). A entrada do conversor é representada pela fonte de tensão v_i enquanto a carga é representada pelo resistor R_o .

O conversor pode ser dividido em dois módulos, aqui definidos como:

- Módulo 1, composto pelos transistores $T_1 \dots T_6$, diodos $D_1 \dots D_6$, indutores $L_1 \dots L_3$ e capacitor C_1 .
- Módulo 2, composto pelos transistores $T_7 \dots T_{12}$, diodos $D_7 \dots D_{12}$, indutores $L_4 \dots L_6$ e capacitor C_2 .

Deve-se observar que os módulos não são conversores independentes, mas possuem uma interação por compartilhar a mesma carga R_o .

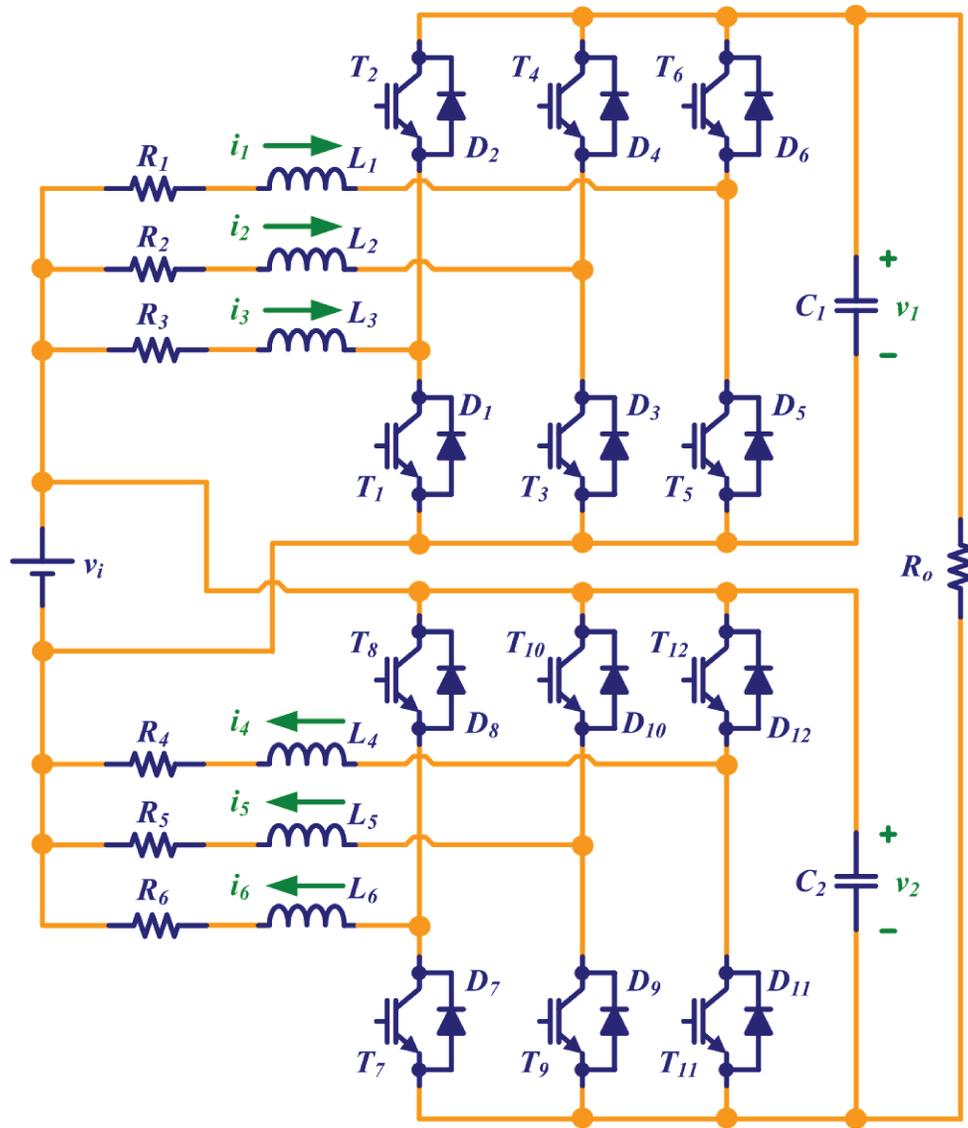


Figura 22: Conversor *interleaved double dual boost* com seis fases

Uma importante característica deste conversor é que os capacitores (C_1, C_2) e as chaves ($T_1 \dots T_{12}$ e $D_1 \dots D_{12}$) são dimensionadas para suportar uma tensão inferior à tensão da saída do conversor. De fato, a tensão de saída é dada por:

$$v_0 = v_1 + v_2 - v_i \quad (20)$$

A corrente na entrada do conversor (i_i) é dada por:

$$i_i = i_1 + i_2 + i_3 + i_4 + i_5 + i_6 - i_o \quad (21)$$

Onde $i_o = v_0/R_o$ é a corrente de saída do conversor.

A seguir, serão utilizadas variáveis maiúsculas para indicar o valor médio da tensão e corrente, isto é,

$$V = \frac{1}{T} \int_0^T v(t) dt \quad (22)$$

E

$$I = \frac{1}{T} \int_0^T i(t) dt \quad (23)$$

Considerando que a tensão média de saída é igual nos dois módulos, isto é, $V_1 = V_2 = V$ (operação simétrica dos módulos), temos que

$$V_0 = 2V - V_i \quad (24)$$

Equivalentemente,

$$V = (V_0 + V_i)/2 \quad (25)$$

Isto é, a tensão suportada pelos capacitores e pelas chaves é a média da tensão de saída e a tensão de entrada ou aproximadamente metade da tensão de saída quando $V_0 \gg V_i$.

Considerando que a corrente média é igual em todas as fases, isto é, $I_1 = I_2 = I_3 = I_4 = I_5 = I_6 = I$ (operação simétrica das fases), a corrente média na entrada é dada por

$$I_i = 6I - I_o \quad (26)$$

Ou seja, a corrente média por fase é dada por

$$I = (I_i + I_o)/6 \quad (27)$$

Ou aproximadamente um sexto da corrente de entrada quando $I_i \gg I_o$.

Sendo a principal motivação para realização deste conversor sua utilização para o condicionamento de energia de fontes usualmente de baixa tensão, como baterias, células a combustível e painéis solares, considerou-se na especificação a tensão de entrada variando na faixa de 50 a 100 V. A tensão de entrada nominal foi considerada como 60 V.

Supondo que a saída do conversor será conectada a um inversor, por sua vez conectado à rede de 220 V, o valor de 360 V no barramento CC é conveniente para permitir que o inversor trabalhe com índice de modulação abaixo de um, mesmo sob variações presentes na tensão da rede. Por esta razão, foi definida a tensão nominal de saída do conversor como 360 V.

A potência de saída depende da tensão de entrada utilizada e é limitada pela característica térmica dos circuitos integrados de potência. A potência nominal do conversor foi especificada em 2200 W, para uma entrada de 60 V e saída de 360 V (equivalente a uma carga nominal $R_o = 58,91\Omega$). Para máxima tensão de entrada (100 V) a potência de saída máxima é de 3600 W.

Considerando o modelo do conversor, a escolha realizada dos valores de tensão de entrada e saída e da carga nominal implica que o conversor trabalhará com razão cíclica $\delta \cong 0,73$.

O período de comutação (por fase) foi escolhido $90 \mu s$, que corresponde à frequência de comutação $f_s \cong 11,1 \text{ kHz}$. Este período é adequado à tecnologia dos transistores de potência utilizados (IGBTs) e também permite ao processador realizar todas as rotinas de controle e rotinas auxiliares, como proteção e soft-start.

Como objetivo do projeto do conversor, buscou-se no projeto um rendimento superior a 90%, ao menos para o ponto de operação nominal.

As principais características do conversor são mostradas na Tabela 10.

Tabela 10: Dados do conversor

Variáveis de Projeto			
Frequência de comutação	11,1	kHz	
Número de Fases	6	--	
Especificações do Conversor			
	min	max	[]
Tensão de Entrada (V_i)	50	100	V
Tensão de Saída (V_o)	360	500	V
Potência de Saída (P_o)	200	3600	W
Rendimento (η)	90	--	%

Ponto de Operação Nominal		
Potência de Saída (P_o)	2200	W
Tensão de Entrada (V_i)	60	V
Tensão de Saída (V_o)	360	V
Resistência de Saída (R_o)	58,9	Ω
Razão Cíclica	0,73	--
Corrente de Saída	6,1	A
Corrente de Entrada	40,7	A
Corrente Média por Indutor	7,8	A

2.5 Conceitos básicos para projeto de indutores

Considere a seguinte equação de Maxwell

$$\nabla \times \mathbf{H} = \mathbf{J} + \frac{d\mathbf{D}}{dt} \quad (28)$$

Onde \mathbf{H} é o vetor intensidade do campo magnético, \mathbf{J} é a densidade de corrente e \mathbf{D} é o campo elétrico de deslocamento. No projeto de elementos magnéticos em eletrônica de potência, é comum que a densidade de corrente seja da ordem de 10^6 A/m^2 , enquanto o segundo termo do lado direito é quase sempre inferior a 10 A/m^2 [16]. Por este motivo, o segundo termo é em geral desprezado e a equação (28) pode ser escrita, na forma integral, como

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = \int_S \mathbf{J} \cdot d\mathbf{S} \quad (29)$$

A equação (29) é denominada Lei de Ampère e indica que a integral de linha da intensidade do campo magnético em um percurso fechado é igual à corrente que atravessa a superfície delimitada por tal percurso. Como o termo variante no tempo em (28) foi desprezado, esta abordagem é denominada de quase-estática [16].

Considerando um enrolamento com N espiras, a equação (29) se torna

$$\oint_l \mathbf{H} \cdot d\mathbf{l} = Ni \quad (30)$$

Ainda, considerando o módulo da intensidade do campo magnético constante e paralelo ao percurso de integração, a integral no lado esquerdo pode ser simplificada e a equação (30) escrita como

$$Hl = Ni \quad (31)$$

O termo Ni é chamado de força magnetomotriz e representado pela letra F , isto é

$$F = Ni \quad (32)$$

O vetor intensidade do campo magnético \mathbf{H} está relacionado à densidade do campo magnético \mathbf{B} pela seguinte relação:

$$\mathbf{B} = \mu_0 \mu_r \mathbf{H} = \mu \mathbf{H} \quad (33)$$

onde μ é uma característica do material denominada permeabilidade, μ_0 é a permeabilidade do espaço livre (constante igual a $4\pi \cdot 10^{-7} \text{H/m}$) e μ_r é a permeabilidade relativa do material.

O fluxo magnético Φ que atravessa uma superfície \mathbf{S} é definido como

$$\Phi = \int_S \mathbf{B} \cdot d\mathbf{S} \quad (34)$$

No caso específico dos indutores, é considerado que a densidade do campo magnético \mathbf{B} é uniforme e perpendicular à seção transversal de área A (do núcleo ou do entreferro). A equação (34) pode então ser escrita como

$$\Phi = BA \quad (35)$$

Onde B é o módulo do vetor densidade do campo magnético \mathbf{B} .

Utilizando (31), (33) e (35), pode-se escrever a relação

$$Ni = \frac{l}{\mu A} \Phi \quad (36)$$

A relutância de um caminho magnético de comprimento l , área A e material de permeabilidade μ é então definida como

$$\mathcal{R} = \frac{l}{\mu A} \quad (37)$$

Pode-se fazer uma analogia com os circuitos elétricos: a força magnetomotriz F é análoga à tensão, o fluxo magnético Φ é análogo à corrente e a relutância \mathcal{R} é análoga à resistência. Para o circuito magnético,

$$F = \mathcal{R}\Phi \quad (38)$$

No caso do circuito magnético com entreferro, pode-se dividir a relutância em uma parcela devido ao núcleo magnético e uma parcela devido ao entreferro.

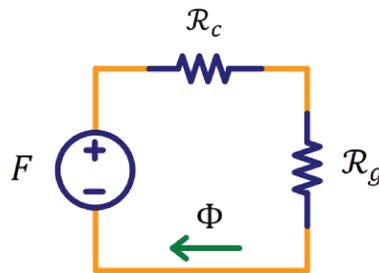


Figura 23: Circuito magnético com núcleo e entreferro

A relutância do núcleo magnético é dada por:

$$\mathcal{R}_c = \frac{l_c}{\mu_c A_c} \quad (39)$$

Onde l_c é o comprimento do caminho magnético, μ_c é a permeabilidade magnética do núcleo e A_c é a área da seção transversal do núcleo.

A relutância do entreferro é dada, em primeira aproximação, por

$$\mathcal{R}_g = \frac{l_g}{\mu_0 A_c} \quad (40)$$

Em geral, a relutância do entreferro é muito maior do que a do núcleo magnético e para um cálculo aproximado a relutância do núcleo pode ser desprezada. Neste caso,

$$ni = \mathcal{R}_g \Phi \quad (41)$$

E a indutância é determinada por [8]

$$L = \frac{n^2}{\mathcal{R}_g} = \frac{\mu_0 A_c n^2}{l_g} \quad (42)$$

Onde n é o número de espiras do indutor.

Nas equações (40) e (42), foi considerado que a área do entreferro é igual à área do núcleo. No entanto, no entreferro as linhas de fluxo tendem a se espalhar e ocupar uma área maior do que a área do núcleo. Este fenômeno, ilustrado na Figura 24, é denominado espraiamento (*fringing*) e produz um aumento da área efetiva do entreferro, que reduz a relutância e, portanto, aumenta a indutância por um fator k_f em relação à indutância inicialmente calculada.

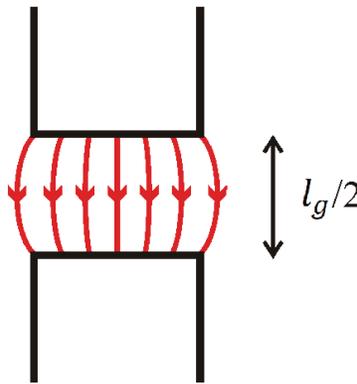


Figura 24: Espraiamento (*fringing*)

O fator k_f é denominado fator de franja (*fringing factor*) e pode ser estimado para um núcleo do tipo C como [17]

$$k_f = \left(1 + \frac{l_g}{\sqrt{A_c}} \ln \frac{2c}{l_g} \right) \quad (43)$$

Neste cálculo, é utilizado o comprimento do enrolamento, que neste caso coincide com a dimensão c do núcleo magnético, conforme mostrado na Figura 25.

As perdas de energia no indutor podem ser separadas em perdas enrolamento e perdas no núcleo.

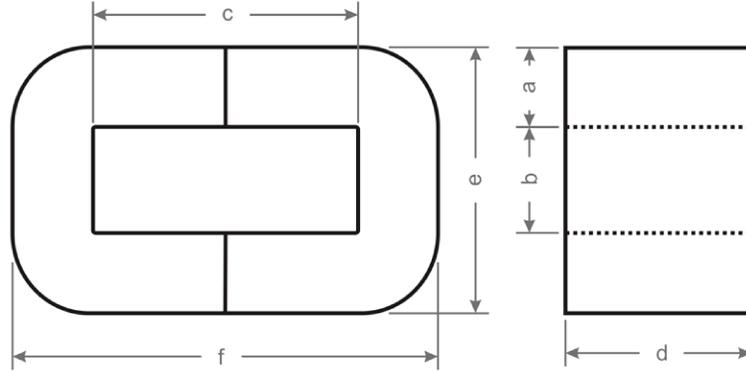


Figura 25: Formato do núcleo C

As perdas no enrolamento (também denominadas “perdas no cobre”) ocorrem devido ao aquecimento do condutor pela passagem de corrente. Estas perdas podem ser estimadas a partir da resistividade material do condutor, usualmente cobre, na temperatura de operação do indutor e pela corrente eficaz que percorre o indutor. A resistividade do cobre é dada, em Ω/m , por

$$\rho_{Cu} = 1,724 \cdot 10^{-8} [1 + 0,0042(T - 20)] \quad (44)$$

Onde T é a temperatura em $^{\circ}C$.

A resistência do enrolamento, em Ω , é dada por

$$R = \rho_{Cu} \frac{l_w}{A_w} = \rho_{Cu} \frac{n(MLT)}{A_w} \quad (45)$$

Onde l_w é o comprimento do condutor, A_w é a área da seção transversal do condutor e $MLT = l_w/n$ é o comprimento médio por espira (*mean length per turn*).

As perdas no enrolamento, em baixa frequência (CC), são dadas por

$$P_{Cu} = RI_{rms}^2 \quad (46)$$

No entanto, em alta frequência existe uma tendência ao aumento da concentração de corrente próximo à superfície do condutor. Este fenômeno é chamado efeito pelicular. A distribuição de corrente no condutor pode ser encontrada através das equações de Maxwell. Para uma corrente senoidal, mostra-se que a corrente apresenta um decaimento exponencial conforme aumenta a distância percorrida para dentro do condutor. A constante da exponencial é chamada de profundidade de penetração e dada por [8]

$$\varepsilon = \sqrt{\frac{\rho_{Cu}}{\pi\mu f}} \quad (47)$$

Com a frequência f expressa em Hz . A permeabilidade magnética μ do cobre é aproximadamente igual à permeabilidade magnética do vácuo μ_0 .

Considerando um fio de cobre a $100\text{ }^\circ C$ e a frequência de $11,1\text{ kHz}$, a profundidade de penetração é de aproximadamente $0,71\text{ mm}$.

No Apêndice II é apresentada uma tabela de fios padrão AWG, contendo a resistividade CC do fio, bem como a frequência na qual diâmetro do fio é igual à profundidade de penetração. Este valor de frequência é um parâmetro indicativo da frequência máxima na qual o fio pode ser utilizado.

As perdas no núcleo podem ser divididas em perdas por histerese e perdas por correntes parasitas. A Figura 26 mostra a curva de histerese típica de um material magnético utilizado no projeto de indutores em eletrônica de potência.

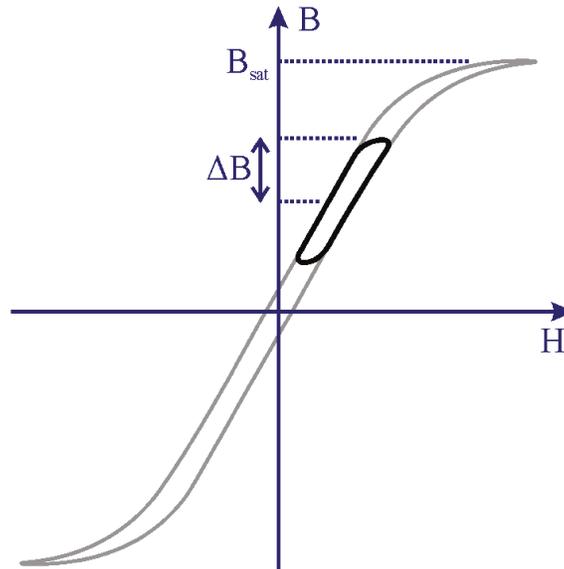


Figura 26: Curva de histerese no material magnético

As perdas por correntes parasitas são causadas por correntes induzidas no núcleo (também chamadas de correntes de Foucault), pois a variação do fluxo magnético no núcleo produz uma tensão induzida, conforme a lei de Faraday:

$$v(t) = \frac{d\Phi}{dt} \quad (48)$$

Observe que, pela lei de Lenz, a corrente é sempre induzida no sentido de produzir um fluxo magnético que anule a variação do fluxo magnético que deu origem à corrente.

As perdas por correntes induzidas são inversamente proporcionais à resistividade do material magnético e aumentam aproximadamente com o quadrado da frequência [16]. Como as perdas por correntes parasitas são bastante significativas em aplicações de alta frequência, nestas aplicações o núcleo magnético deve ter altíssima resistividade.

2.6 *Núcleo magnético*

Em eletrônica de potência, são utilizadas duas classes de materiais nos núcleos magnéticos [16]:

- ligas de ferro com outros elementos, como silício (Si), níquel (Ni), sendo estes materiais denominados ferromagnéticos. São caracterizados por alta densidade de fluxo de saturação, em geral entre 1,4 e 1,9 T.
- Óxidos de ferro e outros elementos como manganês (Mn) e zinco (Zn), que constituem materiais cerâmicos ferrimagnéticos, usualmente denominados ferrites. São caracterizados por alta resistividade e baixa densidade de fluxo de saturação, na faixa de 0,25 a 0,45 T. Utilizadas principalmente em aplicações de alta frequência.

Neste projeto é utilizada uma frequência de comutação relativamente baixa, de modo que o núcleo de ferrite não é atrativo devido à baixa densidade de fluxo de saturação. Dentre os materiais ferromagnéticos, uma classe de interesse são os materiais amorfos, além de possuírem alta densidade de campo magnético de saturação, possuem alta permeabilidade e baixas perdas.

O núcleo magnético escolhido para este projeto foi um núcleo de material amorfo do tipo C, cuja densidade de campo magnético de saturação é de aproximadamente 1,5 T para 150 °C (a densidade de campo magnético de saturação diminui com a temperatura).

As perdas neste núcleo, incluindo perdas por histerese e perdas por correntes parasitas, podem ser calculadas a partir da folha de dados do fabricante do núcleo magnético, utilizando-se a seguinte expressão [18]:

$$P_c = 9.14 f_s^{1.5} \Delta B^{1.98} \quad (49)$$

Onde P_c são as perdas no núcleo em W/kg , f_s é a frequência de comutação em kHz e ΔB é a variação da densidade de fluxo magnético em T .

O formato do núcleo magnético do tipo C é mostrado na Figura 25. Estes núcleos são disponíveis em diversas dimensões-padrão, listadas no Apêndice III.

Na Figura 27 é mostrada uma vista em perspectiva do núcleo tipo C, indicando que o comprimento do entreferro, l_g , é de fato dividido em dois entreferros de igual comprimento.

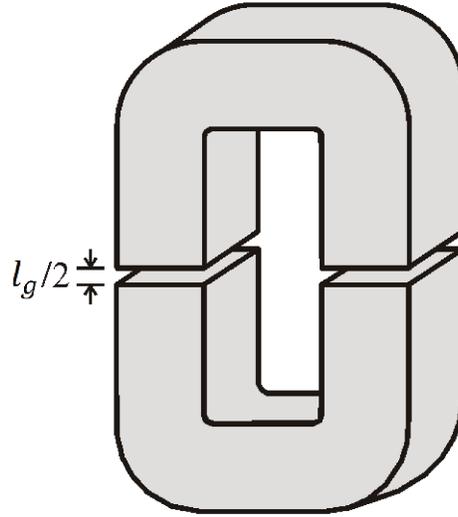


Figura 27: Perspectiva do núcleo C com entreferro

Para a escolha do núcleo, deve-se garantir uma densidade de fluxo máxima no núcleo (B_{max}) inferior à densidade de fluxo magnético de saturação (B_{sat}). Substituindo (35) em (41), obtém-se que:

$$nI_{max} = B_{max} A_c \mathcal{R}_g = B_{max} \frac{l_g}{\mu_0} \quad (50)$$

Além disto, a área da janela do núcleo deve ser suficiente para conter a área ocupada pelos condutores do enrolamento. No núcleo do tipo C, a área da janela, W_A , pode ser calculada como

$$W_A = bc \quad (51)$$

Onde as dimensões b e c são indicadas na Figura 25.

No entanto, nem toda área da janela pode ser ocupada pelo condutor, devido ao formato dos condutores (em geral de seção transversal circular), aos materiais de isolamento presentes e à técnica de enrolamento. É definido o fator de ocupação, K_u , como a fração da área da janela que é efetivamente ocupada pelos condutores do enrolamento [8].

A área ocupada pelos condutores do enrolamento é dada por:

$$nA_w \quad (52)$$

Onde A_w é a área ocupada por um condutor (que pode ser formado por diversos fios entrelaçados).

Portanto, deve-se atender a seguinte restrição

$$K_u W_A \geq nA_w \quad (53)$$

2.7 Método da constante geométrica

O método da constante geométrica, apresentado em [17], é um método para dimensionamento do núcleo de indutores. A constante geométrica é uma medida do tamanho magnético efetivo do núcleo, quando as perdas de condução relacionadas ao nível CC da corrente e a resistência do enrolamento representam o fator dominante no dimensionamento [8].

Com base nas restrições (42), (45), (50) e (53), pode-se escrever a seguinte restrição [8],

$$\frac{A_c^2 W_A}{MLT} \leq \frac{\rho_{Cu} L^2 I_{max}^2}{B_{max}^2 RK_u} \quad (54)$$

Os valores do lado direito são especificações do indutor ou outros valores conhecidos. Os valores do lado esquerdo são função apenas da geometria do núcleo e, portanto, esta expressão é chamada de constante geométrica K_g .

$$K_g = \frac{A_c^2 W_A}{MLT} \quad (55)$$

No Apêndice III são mostradas as constantes geométricas para núcleos amorfos do tipo C.

2.8 Construção dos indutores

A ondulação de corrente no indutor é dada por

$$\Delta i = \frac{v_i \delta T}{L} \quad (56)$$

Considerando a ondulação de corrente máxima igual a 7,4 A, pode-se calcular por (56) que a indutância necessária é de 535 μH .

Apesar da corrente instantânea máxima em regime ser de 11,5 A, deve-se evitar a saturação do núcleo também em situações transitórias (por exemplo, um degrau de carga), nas quais a corrente pode exceder o valor de regime. Para o dimensionamento do núcleo, foi considerada a corrente máxima de 20 A. Para a densidade de fluxo máxima, foi utilizado o valor de 1 T. Um resumo das principais especificações dos indutores é mostrado na Tabela 11.

Tabela 11: Especificações dos indutores

Características dos Indutores			Condições de Operação		
Número de Indutores	6	un	Corrente Média	7,8	A
Indutância Requerida	535	μH	Corrente Pico-a-Pico	7,4	A
Dens. Fluxo Máximo (Saturação)	1,5	T	Corrente Instantânea Máxima	11,5	A
Dens. Fluxo Máximo Considerado	1,0	T	Corrente Instantânea Mínima	4,1	A
Temperatura Máxima	100	°C	Corrente RMS	8,1	A
			Corrente Máxima (transiente)	20	A

Considerando as perdas de condução (máximas) por indutor como $P_{Cu} = 5W$, o fator de preenchimento $K_u = 0,35$ e a densidade de fluxo magnético máximo $B_{max} = 1T$, pode-se calcular através de (53) que a constante geométrica K_g deve ser maior do que 0,99, conforme mostrado na Tabela 12.

Tabela 12: Escolha do núcleo pelo método da constante geométrica

Método da Constante Geométrica		
Perdas Máximas de Condução	5	W
Máximo fator de preenchimento	35	%
Máxima densidade de fluxo magnético	1	T
K_g deve ser maior do que	0,99	cm ⁵

Consultando a tabela do Apêndice III, verifica-se que o menor núcleo que atende a restrição da constante geométrica é o AMS-CC1-110040-H0N0R, sendo, portanto, este núcleo escolhido para a fabricação do indutor. A foto do núcleo utilizado para fabricação do indutor é mostrado na Figura 28.

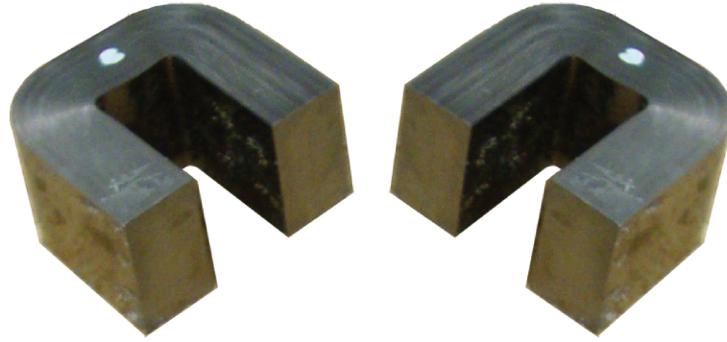


Figura 28: Núcleo utilizado para fabricação do indutor

Um valor inicial para o entreferro pode ser calculado pela expressão [8]:

$$l_g = \frac{\mu_0 L I_{max}^2}{B_{max}^2 A_c} \quad (57)$$

No entanto, esta expressão é apenas aproximada e desconsidera a relutância do núcleo e o efeito de espraçamento.

O número de espiras pode ser calculado, também de maneira aproximada, por

$$N = \frac{L I_{max}}{B_{max} A_c} \quad (58)$$

Enquanto a área do condutor deve respeitar a restrição imposta por (53).

A partir dos valores iniciais calculados, adotou-se um procedimento de ajuste dos parâmetros através de diversas iterações em uma planilha eletrônica, passando-se a considerar o efeito da relutância do núcleo e o efeito de espraçamento. Os parâmetros encontrados após este procedimento são mostrados na Tabela 13.

Em relação à densidade de corrente no condutor, pode-se considerar inicialmente (de modo conservador) o valor de 3 A/mm^2 . Este valor em geral pode ser maior, porém um cálculo preciso deve considerar diversos fatores térmicos, como a quantidade de camadas, isolamento entre os condutores, temperatura suportável pelos materiais de isolamento, dentre outros. Neste projeto, foi adotada a densidade de corrente de $4,39 \text{ A/mm}^2$.

A variação na densidade de fluxo magnético é dada por

$$\Delta B = \frac{v_i \delta T}{2N A_c} \quad (59)$$

Utilizando as equações (49) e (59), foram calculadas as perdas no núcleo por histerese e corrente parasita.

Tabela 13: Projeto dos Indutores

Núcleo			Condutor		
Núcleo Escolhido:	AMS-CC1-110040-H0N0R		AWG #	24	--
Comprimento do entreferro	2,8	mm	Número de Espiras	59	--
Fator de franja	1,7	--	Condutores em paralelo	9	--
Relutância do Entreferro	6	MAt/Wb	Área da janela	520	mm ²
Permeabilidade relativa do núcleo	1200	--	Área ocupada pelo cobre	109	mm ²
Relutância do Núcleo	0,57	MAt/Wb	Fator de preenchimento	20,9	%
Máxima força de magnetização	1180	At	Densidade de Corrente	4,39	A/mm ²
Máximo fluxo magnético	181	μWb	Frequência @ δ = d	22,4	kHz
Máxima densidade de fluxo	1,00	T	Comprimento do	5,43	m
Indutância	533	μH	MLT	92	mm

Na tabela 14, a unidade Amperè-espira é representada pelo símbolo *At*. A partir dos dados da Tabela 13, foram calculadas as perdas CC no enrolamento. Estas perdas são mostradas na Tabela 14.

Tabela 14: Perdas nos indutores

Perdas no núcleo			Perdas no cobre		
Δ B	0,19	T	Resistência CC	0,061	Ω
Perdas no núcleo por indutor	2,41	W	Perdas por Indutor (CC)	3,98	W
Perdas totais (6 indutores)	14,5	W	Perdas CC totais (6 indutores)	23,9	W

Um dos seis indutores fabricados é mostrado na Figura 29.

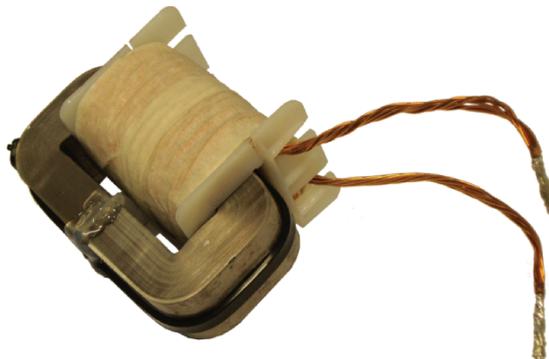


Figura 29: Indutor fabricado

A indutância medida nos indutores fabricados é mostrada na Tabela 15. Verifica-se uma dispersão de $\pm 3\%$ no valor da indutância em relação ao valor esperado. Para um melhor cancelamento da ondulação de corrente dos módulos, os indutores foram agrupados de forma que os três de maior indutância (2,3,4) foram utilizados no módulo 1 e os três de menor indutância (1,5,6) foram utilizados no módulo 2.

Tabela 15: Parâmetros medidos nos indutores fabricados

Indutor #	Indutância @ 100Hz (μH)	Indutância @ 10kHz (μH)	Resistência @ 100Hz (Ω)	Frequência de Ressonância (MHz)	Corrente de Saturação (A)
1	521,8	514,8	0,057	1,07	34,0
2	542,5	536,3	0,055	0,94	33,3
3	548,0	539,6	0,058	1,05	33,2
4	548,0	541,3	0,056	0,99	33,3
5	523,6	518,5	0,055	0,95	33,8
6	525,5	518,8	0,052	0,99	33,8

A Tabela 15 mostra ainda a corrente de saturação dos indutores (medida em temperatura ambiente), cujo valor médio é $I_{sat} = 33,6 A$, ou seja, 68% maior do que o valor de projeto (20A). Claramente, esta diferença é resultado da utilização (conservadora) do valor máximo de densidade de fluxo magnético como $B_{max} = 1T$, enquanto a densidade de fluxo magnético de saturação especificada pelo fabricante é $B_{max} = 1,5T$ para temperatura de 150 °C.

2.9 Hardware utilizado

Para realização das chaves de potência de cada módulo conversor, foi utilizado o circuito integrado de potência IRAMX20UP60A, que contém seis transistores bipolares de porta isolada (*insulated gate bipolar transistors* – IGBTs), cada um deles com diodo em anti-paralelo, em uma típica configuração de ponte inversora trifásica. O módulo integrado contém ainda os *drivers* dos transistores (incluindo circuito de *bootstrap*), circuitos auxiliares e um termistor para proteção térmica [19]. O circuito elétrico deste componente é apresentado no Apêndice IV.

Devido às necessidades peculiares da realização do conversor, como a necessidade de sincronismo entre seis fases, foi de fundamental importância a escolha do hardware de controle. Primeiramente optou-se pela realização digital de todo o controle [20].

Foi escolhido o microcontrolador TMS320F28335, fabricado Texas Instruments, para a implementação das rotinas de controle do conversor. As necessidades que motivaram esta escolha

e características do microcontrolador escolhido que atendem a tais necessidades são mostradas na Tabela 16.

Tabela 16: Necessidades vs. características do microcontrolador

Necessidades	Características
<ul style="list-style-type: none"> • Aquisição de dois sinais de tensão e seis sinais de corrente defasados, de maneira sincronizada com os sinais <i>PWM</i>. • Processamento de dois controladores de tensão e seis controladores de corrente, todos com saturação dinâmica. Processamento de funções auxiliares, como partida suave. • Geração de um par de sinais <i>PWM</i> complementares por fase, totalizando seis pares de sinais <i>PWM</i> defasados. 	<ul style="list-style-type: none"> • Possui um conversor A/D com 16 canais de entrada, resolução de 12 <i>bits</i> e tempo de conversão mínimo de 80 <i>ns</i>. O início da conversão pode ser sincronizado com as portadoras dos sinais <i>PWM</i>. • Realiza instruções em ponto flutuante e 32 bits. Possui frequência de operação de até 150 <i>MHz</i>, atingindo 300 <i>MIPS</i>. • Até seis portadoras para geração dos sinais <i>PWM</i>, com possibilidade de defasagem entre as portadoras. Geração de até seis pares de sinais <i>PWM</i>.

O microcontrolador utilizado pertence a uma placa de desenvolvimento do mesmo fabricante (TMS320F28335 *Experimenters Kit*), mostrada na Figura 30.



F28335 Delfino™ Family

Figura 30: Microcontrolador utilizado

A conexão das placas que compõe o conversor é mostrada na Figura 31.

Os pulsos *PWM* produzidos pelo microcontrolador são enviados para uma interface intermediária (*buffer*), que possui a função de proteger o microcontrolador em caso de falhas externas e cujas saídas possuem maior capacidade de corrente que as saídas do microcontrolador. Da placa de *buffer*, os sinais são enviados às placas de potência, onde são isolados por opto-acopladores.

Na direção inversa, as placas de potência enviam dois sinais lógicos que indicam falha (um para cada módulo). Estes sinais são isolados por opto-acopladores na placa de potência e enviados para a placa de *buffer*, de onde são retransmitidos para o microcontrolador.

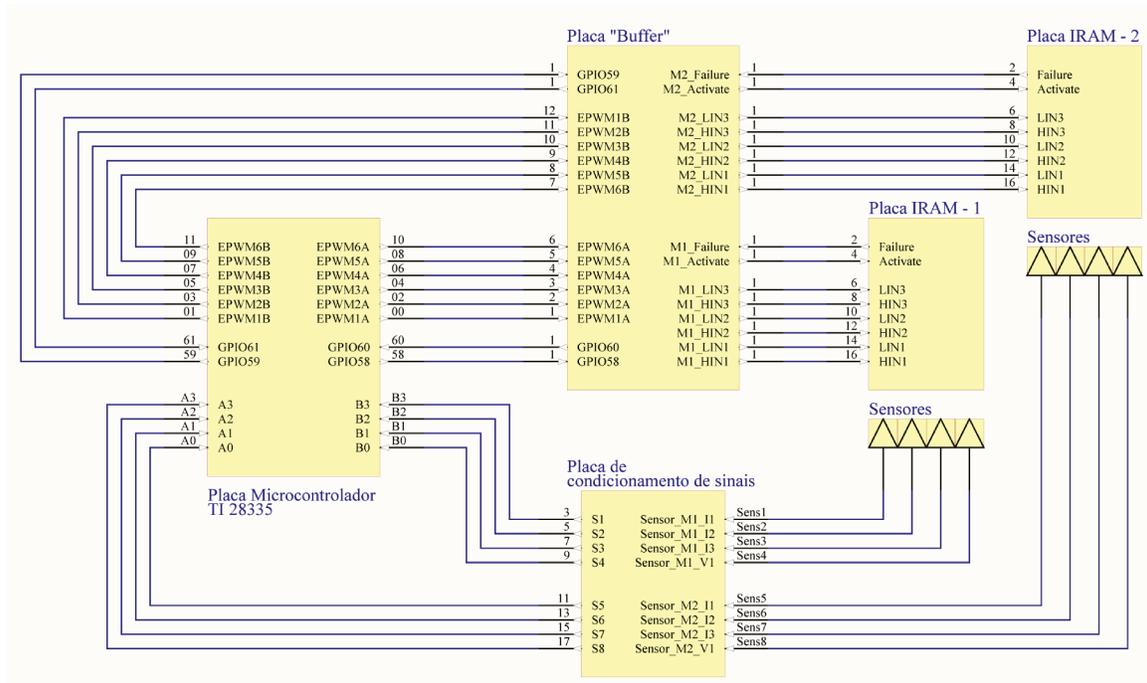


Figura 31: Conexão do conversor

Os sensores de tensão e corrente são instalados nas placas de potência do conversor, sendo utilizados sensores de efeito Hall de tensão e corrente, que já provêm isolamento entre o potencial onde é realizada a medida (circuito de potência) e o sinal enviado (circuito de controle),

Os sinais dos sensores são enviados para placa de condicionamento de sinais, onde são transformados em níveis adequados para o conversor A/D do microcontrolador, isto é, sinais de 0 a 3 V. A placa de condicionamento de sinais foi projetada para realização do condicionamento de oito sinais em corrente recebidos dos sensores de efeito Hall (cada canal pode ser configurado para utilização com sensores de corrente ou tensão). O circuito da placa de condicionamento de sinais é mostrado no Apêndice V.

A disposição dos componentes do hardware do conversor é mostrada na Figura 32.

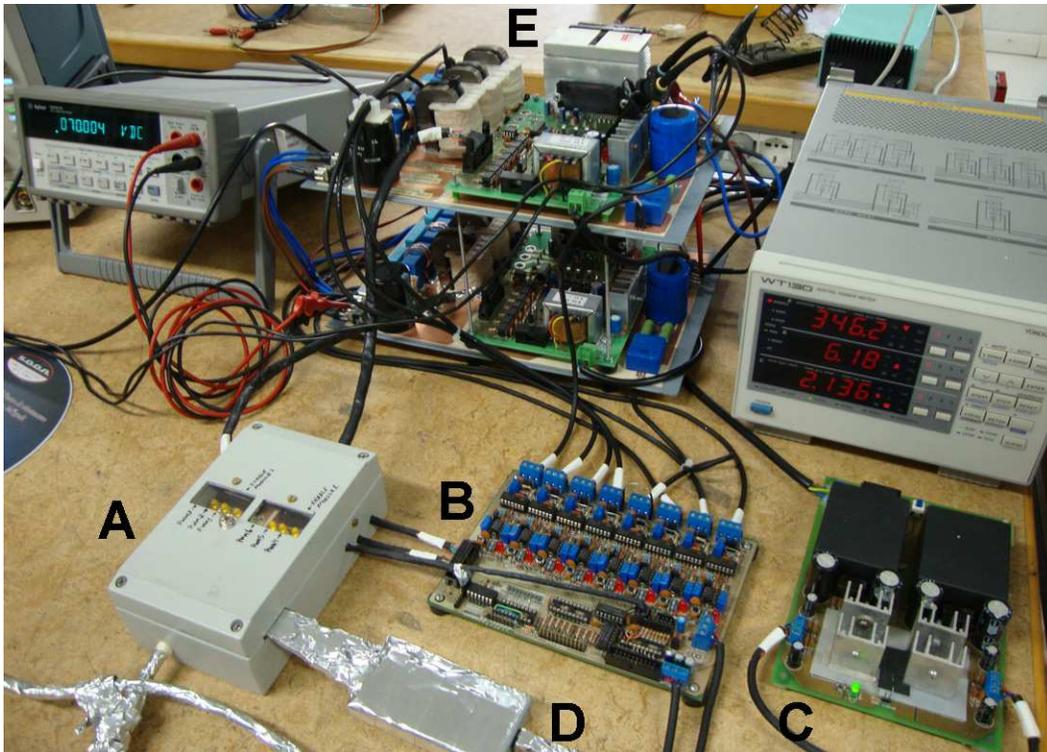


Figura 32: Montagem do sistema

Os principais elementos que compõe a montagem experimental são:

- A: caixa de material condutor (alumínio), com a função de blindagem eletromagnética, dentro da qual estão contidas a placa de desenvolvimento do microcontrolador e a placa de buffer.
- B: placa de condicionamento de sinais com 8 canais, que recebe sinais (em corrente) dos sensores de efeito Hall através de cabos blindados e envia os sinais condicionados ao conversor A/D do microcontrolador.
- C: fonte da placa de condicionamento.
- D: emulador BlackHawk USB2000, utilizado para programação e leitura de variáveis do microntrolador.
- E: Placas dos circuitos de potência do conversor, contendo os semicondutores de potência, indutores, capacitores e sensores. A placa superior implementa o módulo 2, enquanto a placa inferior implementa o módulo 1 do conversor.

Capítulo 3 – Projeto dos Controladores

3.1 Modelagem dinâmica

Para cada fase do conversor, o par de transistores (com diodos em anti-paralelo) correspondente implementa uma chave que pode estar em duas posições: conectando o indutor em paralelo com a fonte ou conectando o indutor entre a fonte e a carga. A Figura 33 mostra o conversor com os transistores e diodos substituídos por chaves ideais equivalentes.

Note que a corrente no indutor nunca permanece em zero (para entrada não nula) e o conversor trabalha sempre no modo de condução contínua.

As variáveis $\delta_1, \dots, \delta_6 \in [0,1]$ representam a razão cíclica das chaves $S_1 \dots S_6$, respectivamente. É aqui adotada a convenção de que a razão cíclica é referida à posição da chave que conecta o indutor em paralelo com a fonte v_i . Note que esta convenção implica que no módulo 1 a razão cíclica está relacionada à condução do transistor (ou diodo) inferior, enquanto para o módulo 2 a razão cíclica está relacionada à condução do transistor (ou diodo) superior.

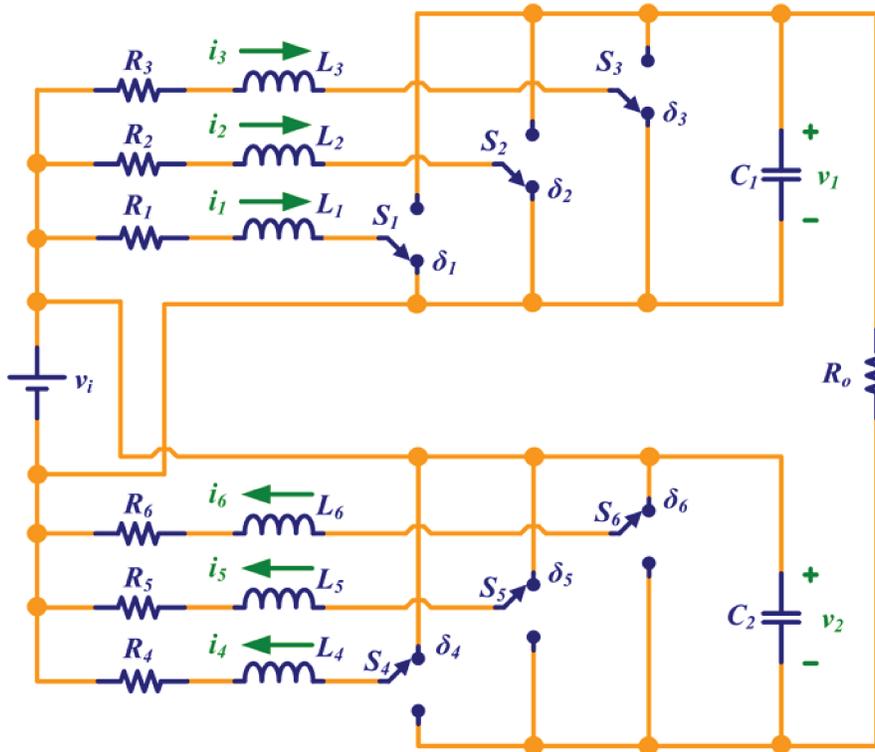


Figura 33: Conversor *interleaved double dual boost* com chaves ideais

O modelo do conversor no espaço de estados será escrito como

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{x} + \mathbf{B}\mathbf{u} \quad (60)$$

Este modelo contém oito variáveis de estado, que foram escolhidas como as correntes em cada um dos seis indutores e a tensão em cada um dos dois capacitores.

A seguir, variáveis maiúsculas serão utilizadas para representar o valor médio das variáveis.

O vetor de estado é definido como

$$\mathbf{x} = [I_1 \ I_2 \ I_3 \ V_1 \ I_4 \ I_5 \ I_6 \ V_2] \quad (61)$$

E o vetor de entrada é definido como

$$\mathbf{u} = [V_i] \quad (62)$$

A matriz do sistema pode ser expressa em termos da razão cíclica de cada fase, indicada pelas variáveis $\delta_1, \dots, \delta_6$. É utilizada a notação $\bar{\delta}_i = (1 - \delta_i)$.

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_1}{L_1} & 0 & 0 & \frac{-\bar{\delta}_1}{L_1} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{-R_2}{L_2} & 0 & \frac{-\bar{\delta}_2}{L_2} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{-R_3}{L_3} & \frac{-\bar{\delta}_3}{L_3} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ \frac{\bar{\delta}_1}{C_1} & \frac{\bar{\delta}_2}{C_1} & \frac{\bar{\delta}_3}{C_1} & \frac{-1}{R_o C_1} & 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_o C_1} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_4}{L_4} & 0 & 0 & \frac{-\bar{\delta}_4}{L_4} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_5}{L_5} & 0 & \frac{-\bar{\delta}_5}{L_5} \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & \frac{-R_6}{L_6} & \frac{-\bar{\delta}_6}{L_6} \\ 0 & 0 & 0 & \frac{-1}{R_o C_2} & \frac{\bar{\delta}_4}{C_2} & \frac{\bar{\delta}_5}{C_2} & \frac{\bar{\delta}_6}{C_2} & \frac{-1}{R_o C_2} \end{bmatrix} \quad (63)$$

A matriz de entrada é dada por

$$\mathbf{B} = \left[\frac{1}{L_1} \ \frac{1}{L_2} \ \frac{1}{L_3} \ \frac{1}{R_o C_1} \ \frac{1}{L_4} \ \frac{1}{L_5} \ \frac{1}{L_6} \ \frac{1}{R_o C_2} \right] \quad (64)$$

Que é independente da posição das chaves.

Considere agora que os componentes do conversor são iguais, isto é,

$$L_1 = L_2 = L_3 = L_4 = L_5 = L_6 = L \quad (65)$$

$$R_1 = R_2 = R_3 = R_4 = R_5 = R_6 = R \quad (66)$$

$$C_1 = C_2 \quad (67)$$

Considere ainda que

$$V_1 = V_2 = V \quad (68)$$

De fato, a condição (68) não é geral (isto é, não vale para operação arbitrária do conversor). Porém deve ser considerado que os módulos são simétricos e que durante a operação do conversor a mesma referência de tensão será utilizada para a tensão dos dois capacitores e, portanto, espera-se que o controle mantenha estas tensões equilibradas.

Sob estas condições, o sistema pode ser escrito como dois sistemas independentes de ordem quatro, um para cada módulo, sendo que o módulo 1 possui o seguinte vetor de estado

$$\mathbf{x} = [I_1 \quad I_2 \quad I_3 \quad V]' \quad (69)$$

e é descrito pelas matrizes

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R_1}{L} & 0 & 0 & \frac{-\bar{\delta}_1}{L} \\ 0 & \frac{-R_2}{L} & 0 & \frac{-\bar{\delta}_2}{L} \\ 0 & 0 & \frac{-R_3}{L} & \frac{-\bar{\delta}_3}{L} \\ \frac{\bar{\delta}_1}{C} & \frac{\bar{\delta}_2}{C} & \frac{\bar{\delta}_3}{C} & \frac{-2}{R_o C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ \frac{1}{L} \\ \frac{1}{L_3} \\ \frac{1}{R_o C_1} \end{bmatrix} \quad (70)$$

Ainda, se for considerado que a corrente em todas as fases de um módulo é a mesma (também devido à ação de controle), temos que

$$I_1 = I_2 = I_3 = I \quad (71)$$

e que a razão cíclica é a mesma para as fases do módulo 1,

$$\delta_1 = \delta_2 = \delta_3 = \delta \quad (72)$$

Então a ordem do sistema é reduzida e o modelo por fase e por módulo possui o seguinte vetor de estado

$$\mathbf{x} = [I \quad V]' \quad (73)$$

e é descrito pelas matrizes

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-\bar{\delta}}{L} \\ \frac{3\bar{\delta}}{C} & \frac{-2}{R_o C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{R_o C} \end{bmatrix} \quad (74)$$

Partindo-se do modelo de ordem oito, descrito pelas matrizes (63) e (64), o sistema passou a ser representado em um modelo por fase e por módulo de ordem dois, descrito pelas matrizes em (74).

Para enfatizar, o modelo das matrizes apresentadas em (74) representa a dinâmica da corrente em uma fase e da tensão do capacitor no módulo correspondente, supondo que todo o conversor está se comportando da mesma maneira (simetricamente), devido à semelhança no valor dos componentes e pela ação dos controladores.

A matriz \mathbf{A} é agora escrita na maneira utilizada para a técnica de média no espaço de estados. A matriz \mathbf{A}_1 corresponde à posição $\delta = 1$, enquanto a matriz \mathbf{A}_2 corresponde à posição $\delta = 0$.

$$\mathbf{A}_1 = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-2}{R_o C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{3}{C} & \frac{-2}{R_o C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B}_1 = \mathbf{B}_2 = \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{R_o C} \end{bmatrix} \quad (75)$$

Considerando a modulação PWM, o sistema médio no espaço de estados, em função da razão cíclica, é dado por [3] [21]:

$$\mathbf{A} = \mathbf{A}_1 \delta + \mathbf{A}_2 (1 - \delta) = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-(1-\delta)}{L} \\ \frac{3(1-\delta)}{C} & \frac{-2}{R_o C} \end{bmatrix} \quad \mathbf{B} = \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{R_o C} \end{bmatrix} \quad (76)$$

O modelo de pequenos sinais relacionando as variáveis de estado à razão cíclica pode ser encontrado separando as variáveis em um nível médio somado a uma pequena perturbação.

$$\mathbf{x} = \mathbf{X} + \tilde{\mathbf{x}} \quad (77)$$

$$\mathbf{y} = \mathbf{Y} + \tilde{\mathbf{y}} \quad (78)$$

$$\delta = \Delta + \tilde{\delta} \quad (79)$$

$$\mathbf{u} = \mathbf{U} \quad (80)$$

O sistema é então expresso por:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} + \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\tilde{\delta} \quad (81)$$

Para o conversor em equilíbrio,

$$\mathbf{A}\mathbf{X} + \mathbf{B}\mathbf{U} = \mathbf{0} \quad (82)$$

Próximo ao ponto de operação,

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\tilde{\delta} \quad (83)$$

De (82), o estado de equilíbrio do sistema (ponto de operação) é dado por

$$\mathbf{X}_{eq} = -\mathbf{A}^{-1}\mathbf{B}\mathbf{U} \quad (84)$$

Com

$$\mathbf{A} = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-(1-\delta)}{L} \\ \frac{3(1-\delta)}{C} & \frac{-2}{R_o C} \end{bmatrix} \quad (85)$$

$$\mathbf{A}^{-1} = \frac{R_o LC}{2R+3R_o(1-\delta)^2} \begin{bmatrix} \frac{-2}{R_o C} & \frac{(1-\delta)}{L} \\ \frac{-3(1-\delta)}{C} & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} \quad (86)$$

$$\mathbf{X}_{eq} = \frac{-R_o LC}{2R+3R_o(1-\delta)^2} \begin{bmatrix} \frac{-2}{R_o C} & \frac{(1-\delta)}{L} \\ \frac{-3(1-\delta)}{C} & \frac{-R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ \frac{1}{R_o C} \end{bmatrix} v_i \quad (87)$$

O ponto de equilíbrio, expresso em função da razão cíclica, é dado por

$$\mathbf{X}_{eq} = \begin{bmatrix} i_{eq} \\ v_{eq} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1+\delta}{2R+3R_o(1-\delta)^2} \\ \frac{3(1-\delta)R_o+R}{2R+3R_o(1-\delta)^2} \end{bmatrix} v_i \quad (88)$$

Utilizados os valores de entrada e dos componentes mostrados Tabela 17, o conjunto de pontos de equilíbrio para a tensão no capacitor e corrente no indutor, de acordo com (88), é apresentado na Figura 34, para razão cíclica variando entre 0 e 100%.

Tabela 17: Parâmetros do conversor

v_i	R	L	C	R_o
60V	0.15Ω	$535\mu\text{H}$	$470\mu\text{F}$	59Ω

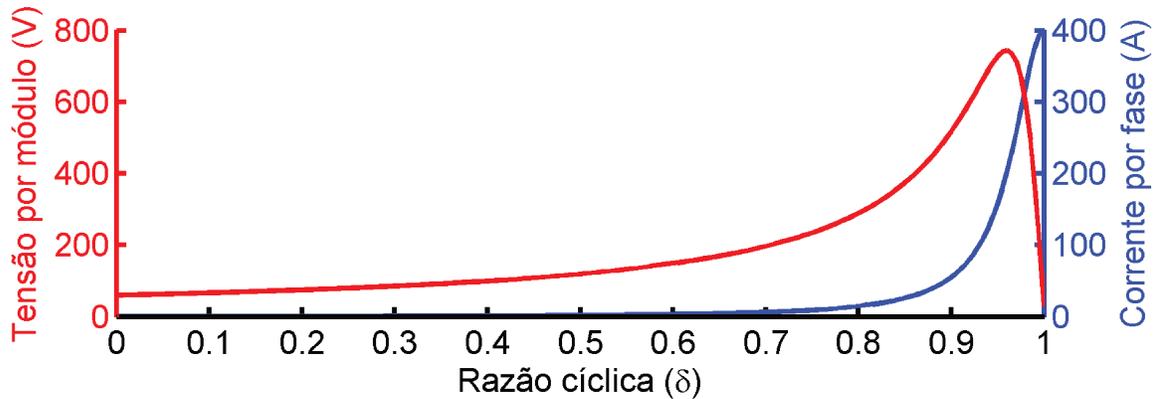


Figura 34: Conversor em equilíbrio, razão cíclica de 0 a 100%

Os pontos de equilíbrio relacionados a altos valores de razão cíclica resultam em alta corrente e baixo rendimento, sendo, portanto, indesejáveis. Uma região de operação mais razoável é mostrada na Figura 35. Para a realização das malhas de controle, a razão cíclica foi limitada (saturada) em 0,85, mesmo em condições transitórias.

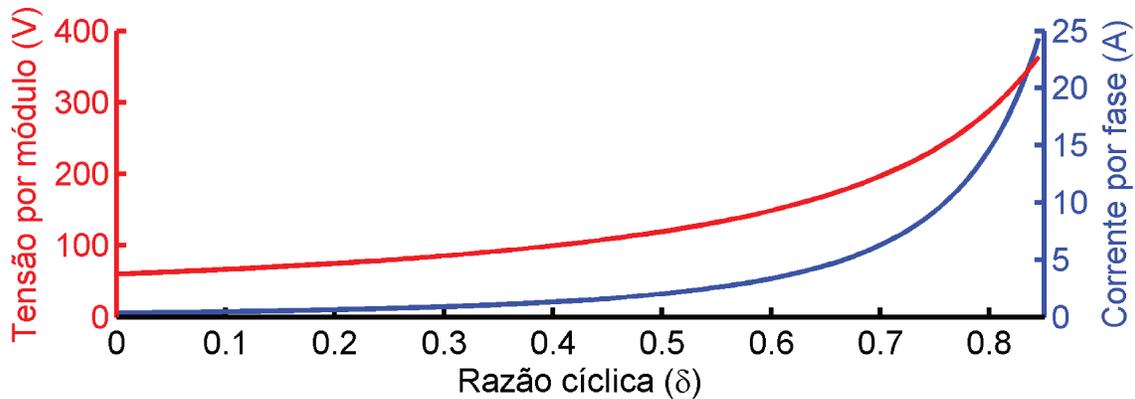


Figura 35: Conversor em equilíbrio, razão cíclica de 0 a 85%

Para o método de linearização que se segue, um ponto de operação nominal deve ser selecionado. Obviamente, tal ponto deve pertencer ao conjunto de pontos definido pela equação (88). O ponto de operação nominal escolhido é mostrado na Tabela 18.

Tabela 18: Ponto de operação nominal

i	v	δ
7.86A	217.9V	0.73

Considerando as seis fases e os dois módulos, este ponto de operação corresponde à tensão de saída de 376 V e à corrente de entrada de 40,8 A.

De (83), o sistema linearizado em torno do ponto de operação é dado por:

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2)\mathbf{U}]\tilde{\boldsymbol{\delta}} \quad (89)$$

Como

$$\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2 = \mathbf{0} \quad (90)$$

A expressão (89) é simplificada para

$$\dot{\mathbf{x}} = \mathbf{A}\tilde{\mathbf{x}} + [(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X}]\tilde{\boldsymbol{\delta}} \quad (91)$$

As funções de transferência entre as variáveis de estado e a razão cíclica podem ser encontradas por

$$\mathbf{H}(s) = (s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1}(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2)\mathbf{X}_{eq} \quad (92)$$

Onde

$$s\mathbf{I} - \mathbf{A} = \begin{bmatrix} s + \frac{R}{L} & \frac{(1-\delta)}{L} \\ \frac{-3(1-\delta)}{C} & s + \frac{2}{R_o C} \end{bmatrix} \quad (93)$$

$$(s\mathbf{I} - \mathbf{A})^{-1} = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{R}{L} + \frac{2}{R_o C}\right)s + \frac{2R}{R_o LC} + \frac{3(1-\delta)^2}{LC}} \begin{bmatrix} s + \frac{2}{R_o C} & \frac{-(1-\delta)}{L} \\ \frac{3(1-\delta)}{C} & s + \frac{R}{L} \end{bmatrix} \quad (94)$$

$$\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2 = \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & 0 \\ 0 & \frac{-2}{R_o C} \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{-R}{L} & \frac{-1}{L} \\ \frac{3}{C} & \frac{-2}{R_o C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{1}{L} \\ \frac{-3}{C} & 0 \end{bmatrix} \quad (95)$$

$$\mathbf{H}(s) = \frac{1}{s^2 + \left(\frac{R}{L} + \frac{2}{R_o C}\right)s + \frac{2R}{R_o LC} + \frac{3(1-\delta)^2}{LC}} \begin{bmatrix} s + \frac{2}{R_o C} & \frac{-(1-\delta)}{L} \\ \frac{3(1-\delta)}{C} & s + \frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_{eq}}{L} \\ \frac{-3i_{eq}}{C} \end{bmatrix} \quad (96)$$

Finalmente, as funções de transferência podem ser escritas como

$$H(s) = \begin{bmatrix} \frac{I(s)}{\Delta(s)} \\ \frac{V(s)}{\Delta(s)} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{(R_o C v_{eq})Cs + [2v_{eq} + 3R_o(1 - \delta)i_{eq}]}{(R_o LC)s^2 + (RR_o C + 2L)s + [2R + 3R_o(1 - \delta)^2]} \\ \frac{-3R_o Li_{eq}s - 3i_{eq}RR_o + 3R_o(1 - \delta)v_{eq}}{(R_o LC)s^2 + (RR_o C + 2L)s + [2R + 3R_o(1 - \delta)^2]} \end{bmatrix} \quad (97)$$

A função de transferência da corrente para razão cíclica, mostrada no primeiro elemento de (97), será utilizada no projeto do controlador de corrente (malha interna). O diagrama de Bode desta função é mostrado na Figura 36, na qual é destacada a magnitude e a fase na frequência de 1 kHz.

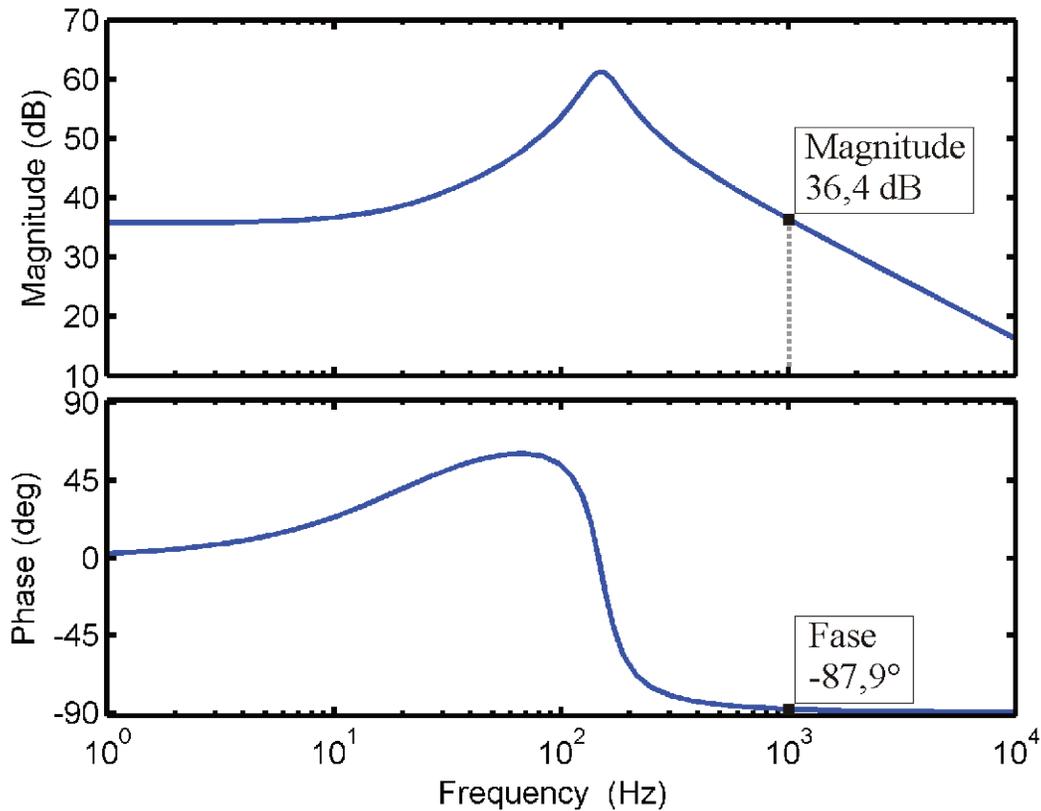


Figura 36: Função de transferência da corrente para razão cíclica

Usando (97), a função de transferência relaciona a tensão no capacitor (v) com a corrente no indutor (i) pode ser calculada conforme mostrado a seguir.

$$\frac{V(s)}{I(s)} = \frac{V(s) \Delta(s)}{\Delta(s) I(s)} = \frac{-3R_o Li_{eq}s - 3i_{eq}RR_o + 3R_o(1 - \delta)v_{eq}}{(R_o C v_{eq})Cs + [2v_{eq} + 3R_o(1 - \delta)i_{eq}]} \quad (98)$$

A função de transferência (98), que relaciona a tensão do módulo à corrente por fase será utilizada no projeto do controlador de tensão (malha externa). O diagrama de Bode da função de transferência (98) é mostrado na Figura 37, na qual é destacada a magnitude e a fase para a frequência de 100Hz.

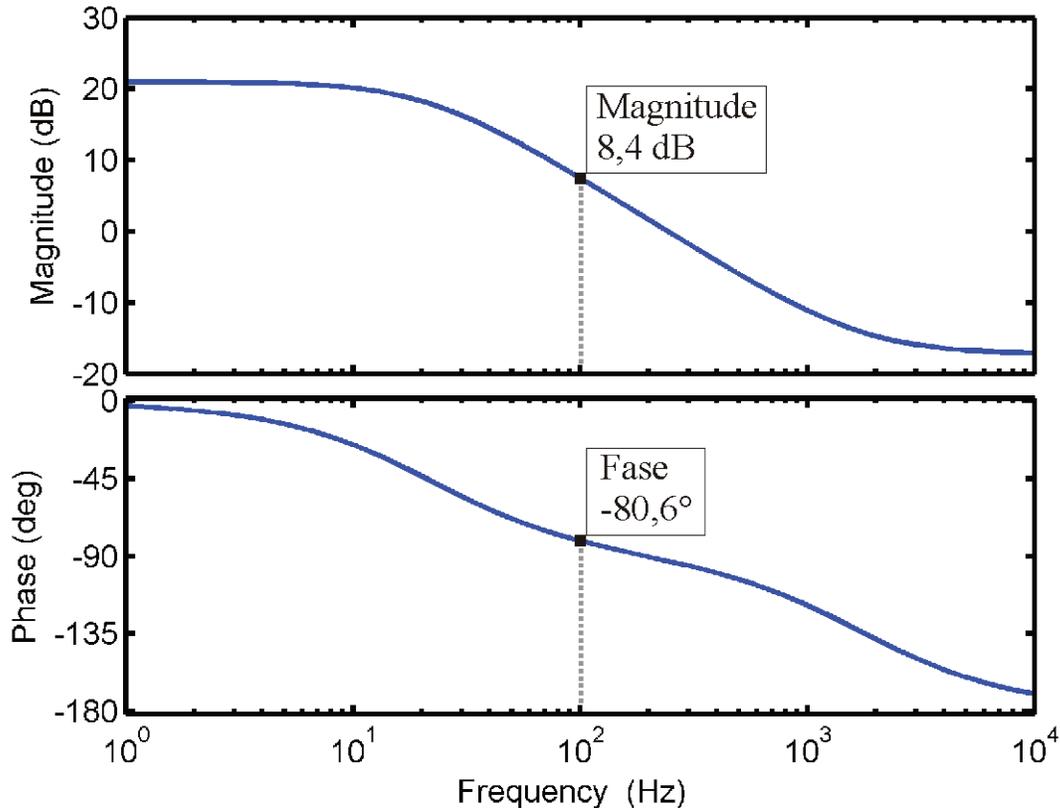


Figura 37: Diagrama de Bode da tensão para corrente

3.2 Descrição dos controladores

O controle do conversor *interleaved double dual boost* foi projetado utilizando uma malha interna para o controle da corrente média de cada indutor, ou seja, um controlador de corrente por fase, totalizando seis controladores de corrente.

Os três indutores de cada módulo compartilham a mesma referência de corrente. Um controlador de tensão é utilizado para cada módulo, que produz uma referência de corrente média para os indutores daquele módulo. O diagrama de blocos dos controladores é mostrado na Figura 38.

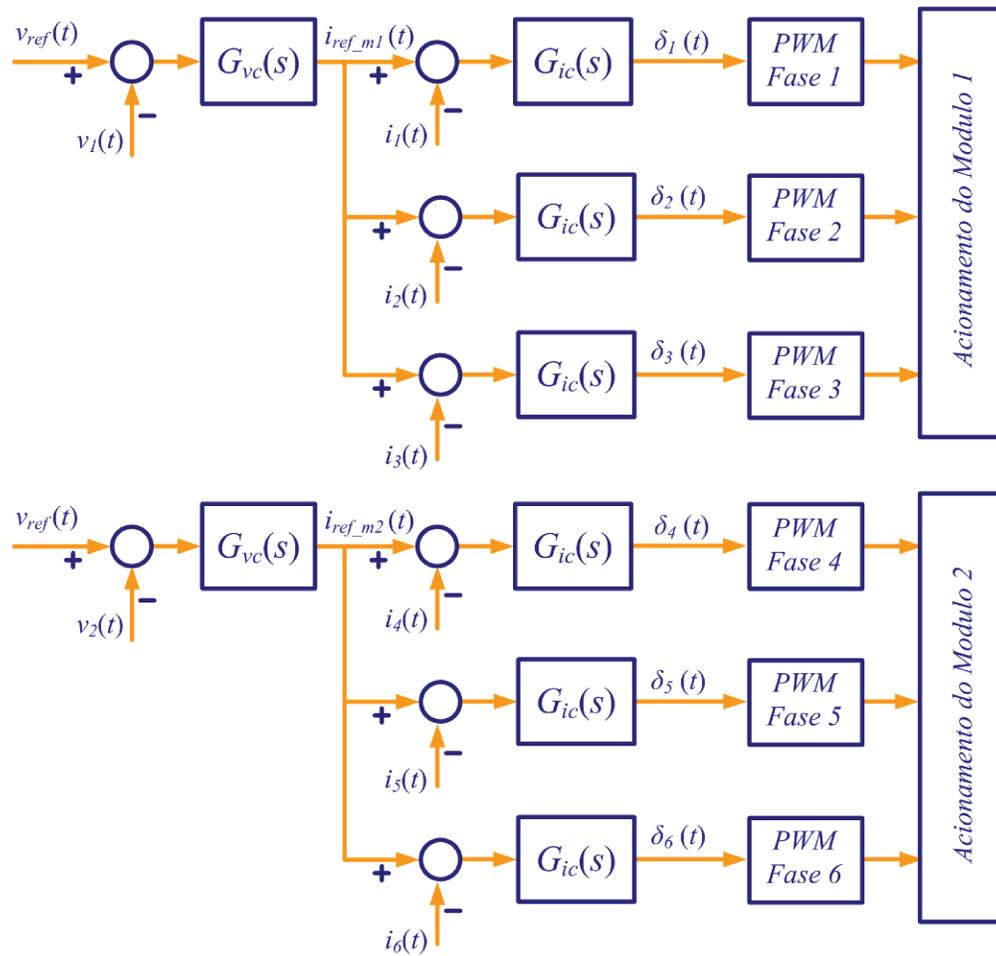


Figura 38: Conjunto de controladores utilizados

Para o projeto dos controladores, é considerado o modelo por fase e por módulo, mostrado na Figura 39. As funções de transferência da planta forma calculadas na Seção 3.1.

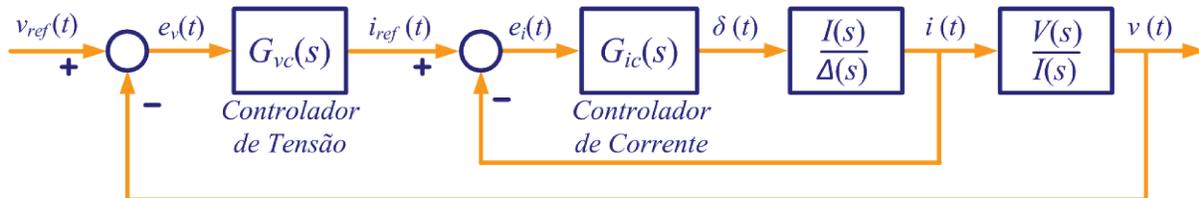


Figura 39: Modelo por fase e por módulo (controle em modo corrente)

O controlador escolhido para o controle da corrente média foi um PI com um filtro passa-baixa. Este controlador é equivalente ao “tipo 2” na técnica de projeto de controladores “método do fator k” [22]. O diagrama de blocos do controlador é mostrado na Figura 40, na qual $i(t)$ é o

sinal de entrada, $o(t)$ é o sinal de saída, k_p é o ganho proporcional, k_i é o ganho integral, ω_p é a frequência angular do pólo e s a variável de Laplace.

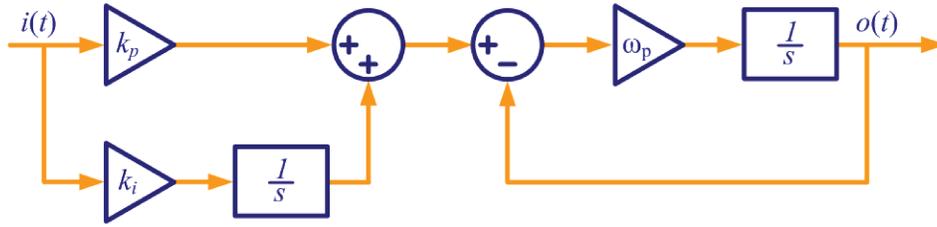


Figura 40: Controlador PI com filtro passa-baixa

A função de transferência do controlador, $G_c(s)$, é dada por

$$G_c(s) = \frac{o(s)}{i(s)} = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \left(\frac{\omega_p}{s + \omega_p}\right) = \frac{k_i}{s} \left(\frac{s + \omega_z}{\omega_z}\right) \left(\frac{\omega_p}{s + \omega_p}\right) \quad (99)$$

Onde $\omega_z = k_i/k_p$ é a frequência angular do zero.

De acordo com o método do fator k , o zero é alocado um fator k abaixo da frequência de corte, enquanto o pólo é alocado um fator k acima da frequência de corte, de modo que a frequência de corte é igual à média geométrica entre as frequências do zero e do pólo, isto é

$$\omega_z = \omega_c/k \quad (100)$$

$$\omega_p = \omega_c k \quad (101)$$

$$\omega_c = \sqrt{\omega_z \omega_p} \quad (102)$$

O módulo da função de transferência do controlador (99), na frequência de corte escolhida, é dado por

$$\|G_c(s)|_{s=j\omega_c}\| = \left\| \frac{k_i}{j\omega_c} \left(\frac{j + 1/k}{1/k}\right) \left(\frac{k}{j + k}\right) \right\| = \frac{k_i k}{\omega_c} = k_p \quad (103)$$

Enquanto a fase, que será representada por ϕ , é dada por

$$\phi = \angle[G_c(s)|_{s=j\omega_c}] = \angle \frac{1}{j} + \angle(j + 1/k) - \angle(j + k) \quad (104)$$

Escrevendo esta expressão como

$$\phi = -90^\circ + \phi_1 + \phi_2 \quad (105)$$

Tem-se que

$$\tan \phi_1 = k \quad (106)$$

E

$$\tan \phi_2 = 1/k \quad (107)$$

Portanto

$$\phi = -90^\circ + \tan^{-1}(k) - \tan^{-1}(1/k) \quad (108)$$

Utilizando a igualdade trigonométrica

$$\tan^{-1}(x) + \tan^{-1}(1/x) = 90^\circ \quad (109)$$

Tem-se que

$$\phi = 2 \tan^{-1}(k) - 180^\circ \quad (110)$$

Onde ϕ é o avanço de fase introduzido pelo controlador. O valor de k pode ser determinado por

$$k = \tan(\phi/2 + 90^\circ) \quad (111)$$

Para o cálculo dos parâmetros do controlador, deve-se primeiramente definir a frequência de corte e a margem de fase desejadas.

Em seguida, deve-se obter os valores de ganho (G) e fase (P) da função de transferência da planta ($H(s)$) na frequência de corte escolhida, isto é,

$$G = \|H(s)|_{s=j\omega_c}\| \quad (112)$$

E

$$P = \sphericalangle[H(s)|_{s=j\omega_c}] \quad (113)$$

Estes valores podem ser obtidos a partir da Figura 36 para a função de transferência da corrente por razão cíclica e a partir da Figura 37 para a função de transferência da tensão para corrente.

O avanço de fase necessário para que o sistema atinja a margem de fase desejada é

$$\phi = MF - 180^\circ - P \quad (114)$$

Pela definição de frequência de corte, nesta frequência o ganho da planta com controlador é unitário, isto é,

$$\|H(s)|_{s=j\omega_c}\| \cdot \|G_c(s)|_{s=j\omega_c}\| = 1 \quad (115)$$

Portanto, de (103) e (112), o ganho proporcional é dado por

$$k_p = 1/G \quad (116)$$

E o ganho integral é dado por

$$k_i = \omega_z k_p = \omega_c k_p / k \quad (117)$$

3.3 Projeto do controlador de corrente

Para o projeto do controlador de corrente, inicialmente deve ser especificado a frequência de corte e a margem de fase desejadas. Segundo [21], o modelo médio da planta obtido pela linearização do sistema na Seção 3.1 é válido até aproximadamente metade da frequência de comutação. Para limitar o erro relacionado à discretização do controlador a frequência de corte do controlador de corrente foi escolhida em um décimo da frequência de comutação. Os valores adotados para o controlador de corrente são mostrados na Tabela 19.

Tabela 19: Especificações do controlador de corrente

Frequência de corte	$f_c = \omega_c / (2\pi) = 1 \text{ kHz}$
Margem de fase	$MF = 80^\circ$

Para a planta de corrente, conforme Figura 36, $P = -87,9^\circ$ e $G = 36,4 \text{ dB} = 66,21$. Utilizando (114), pode-se calcular que o avanço de fase na frequência de corte, e com base neste dado, calcula-se o fator k utilizando (111). De (116), obtêm-se o ganho proporcional. Parâmetros calculados para o controlador de corrente são mostrados na Tabela 20.

Tabela 20: Parâmetros controlador de corrente

Avanço de fase na frequência de corte	$\phi = -12,1$
Fator k	$k = 9,47$
Frequência angular do zero	$\omega_z = 663,7 \text{ rad/s}$
Frequência angular do pólo	$\omega_p = 59479 \text{ rad/s}$
Ganho proporcional	$k_p = 0,0151$
Ganho integral	$k_i = 10,02$

A função de transferência do controlador de corrente é

$$G_{ic}(s) = \frac{10,02}{s} \left(\frac{s + 663,7}{663,7} \right) \left(\frac{59479}{s + 59479} \right) \quad (118)$$

O diagrama de Bode desta função é mostrado na Figura 41.

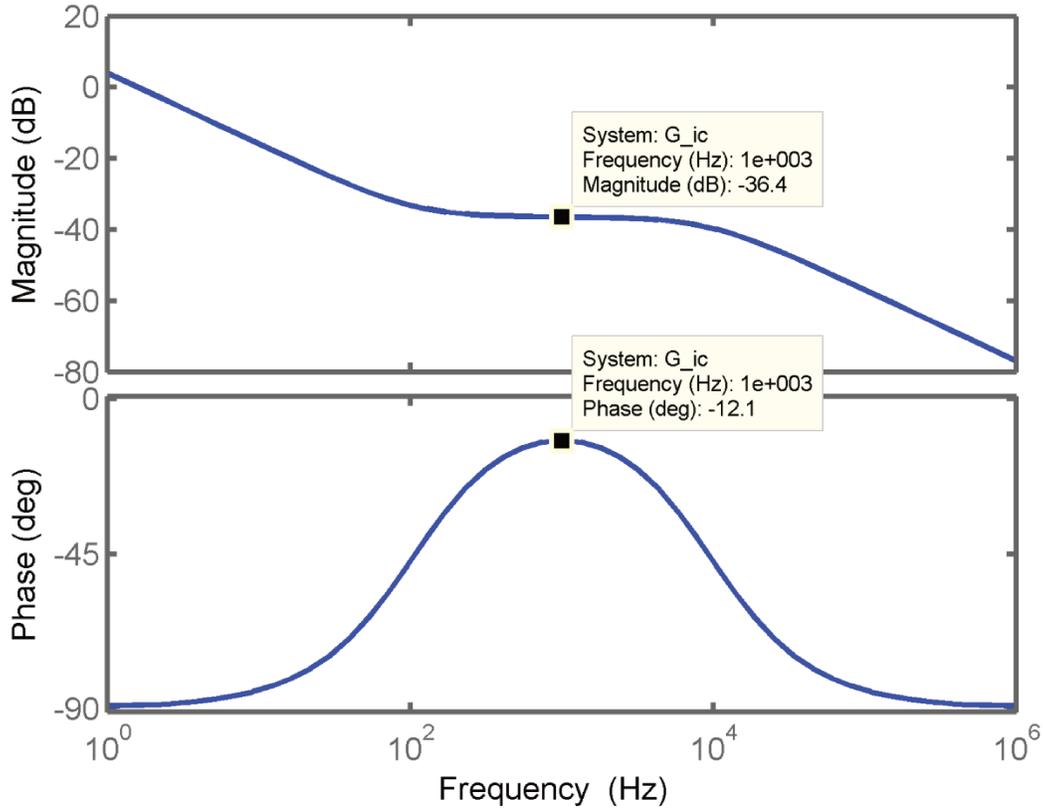


Figura 41: Diagrama de Bode do controlador de corrente

A função de transferência do sistema composto pela planta de corrente mais o controlador de corrente, em malha aberta, é mostrado na Figura 42, na qual é possível verificar que a Frequência de corte e a margem de fase foram obtidas no valor especificado.

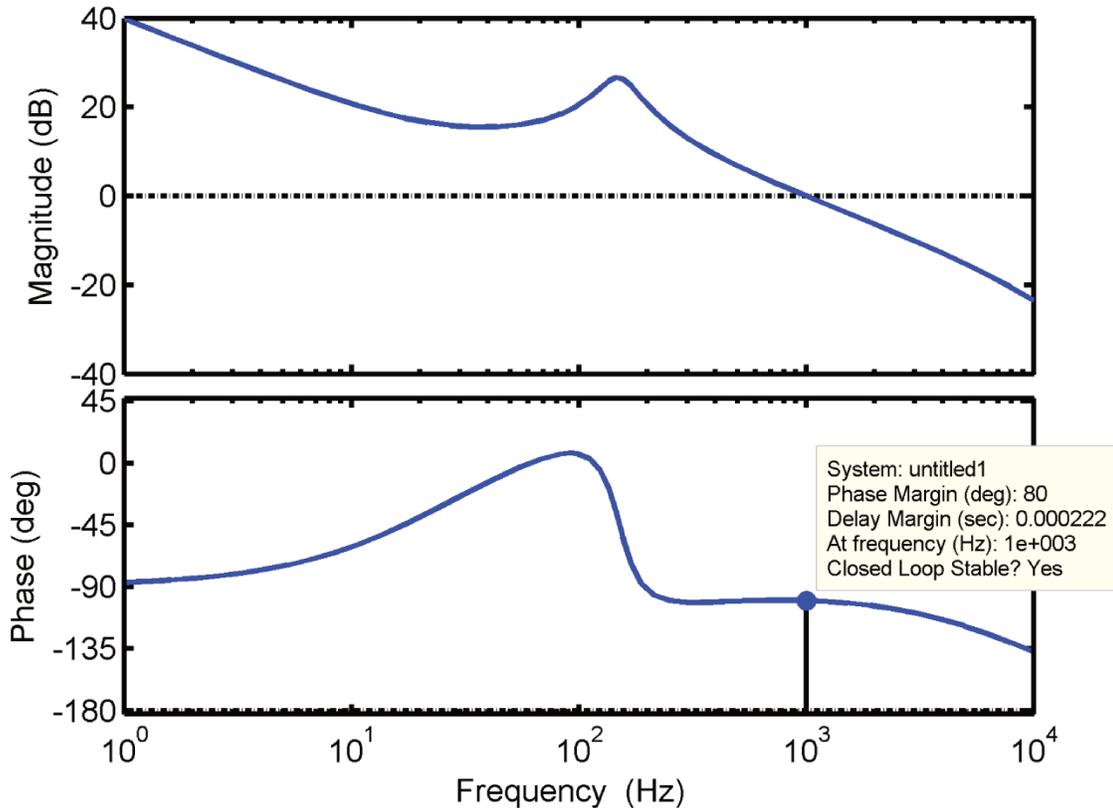


Figura 42: Planta de corrente com compensador (malha aberta)

A Figura 43 mostra o diagrama de Bode da planta de corrente com compensador em malha fechada. Em malha fechada, idealmente, a relação entre a corrente e a referência de corrente (isto é, $I(s)/I_{ref}(s)$) possui ganho unitário e fase nula até a frequência de corte escolhida (neste caso, 1 kHz). Porém, nesta frequência já existe um atraso de fase de 45° .

No entanto, se considerarmos a frequência de um décimo da largura de banda (neste caso, 100 Hz), pode-se observar na Figura 43 que o ganho é aproximadamente unitário (0 dB) e a fase aproximadamente nula até esta frequência. Esta característica permite escolher a frequência de corte do controlador de tensão em 100 Hz e considerar a malha interna de corrente da Figura 39 com ganho unitário e fase nula para o projeto do controlador de tensão. Esta aproximação simplifica o projeto, pois permite realizar o projeto do controlador de tensão levando em conta apenas a função de transferência da tensão para corrente $V(s)/I(s)$, apresentada em (98).

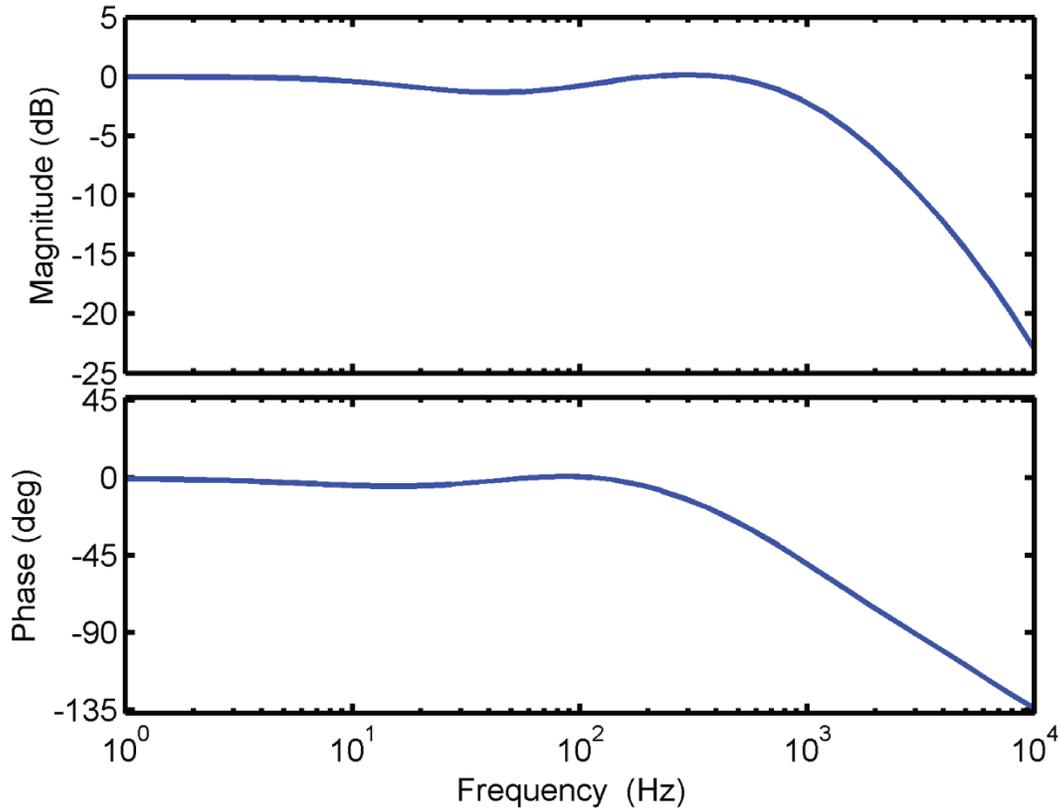


Figura 43: Planta de corrente com compensador (malha fechada)

3.4 Projeto do controlador de tensão

O projeto do controlador de tensão é análogo ao projeto do controlador de corrente. O mesmo tipo de controlador mostrado na Figura 40 é utilizado. Para que seja razoável a aproximação de que o controle em malha fechada de corrente segue a corrente de referência com ganho unitário e fase nula, a frequência de corte do controlador de tensão foi escolhida 10 vezes menor do que a frequência de corte do controle de corrente. A margem de fase foi escolhida como 80° .

Tabela 21: Especificações do controlador de tensão

Frequência de corte	$f_c = \omega_c / (2\pi) = 100 \text{ Hz}$
Margem de fase	$MF = 80^\circ$

Para a planta de tensão, conforme Figura 37, $P = -80,6^\circ$ e $G = 8,4 \text{ dB} = 2,63$. Utilizando (114), pode-se calcular que o avanço de fase na frequência de corte, e com base neste dado,

calcula-se o fator k utilizando (111). De (116), obtêm-se o ganho proporcional. Parâmetros calculados para o controlador de corrente são mostrados na Tabela 22.

Tabela 22: Parâmetros do controlador de tensão

Avanço de fase na frequência de corte	$\phi = -19,4$
Fator k	$k = 5,84$
Frequência angular do zero	$\omega_z = 107,7 \text{ rad/s}$
Frequência angular do pólo	$\omega_p = 3667 \text{ rad/s}$
Ganho proporcional	$k_p = 0,380$
Ganho integral	$k_i = 40,9$

O diagrama de Bode da função de transferência da planta de tensão com controlador em malha aberta é mostrado na Figura 44.

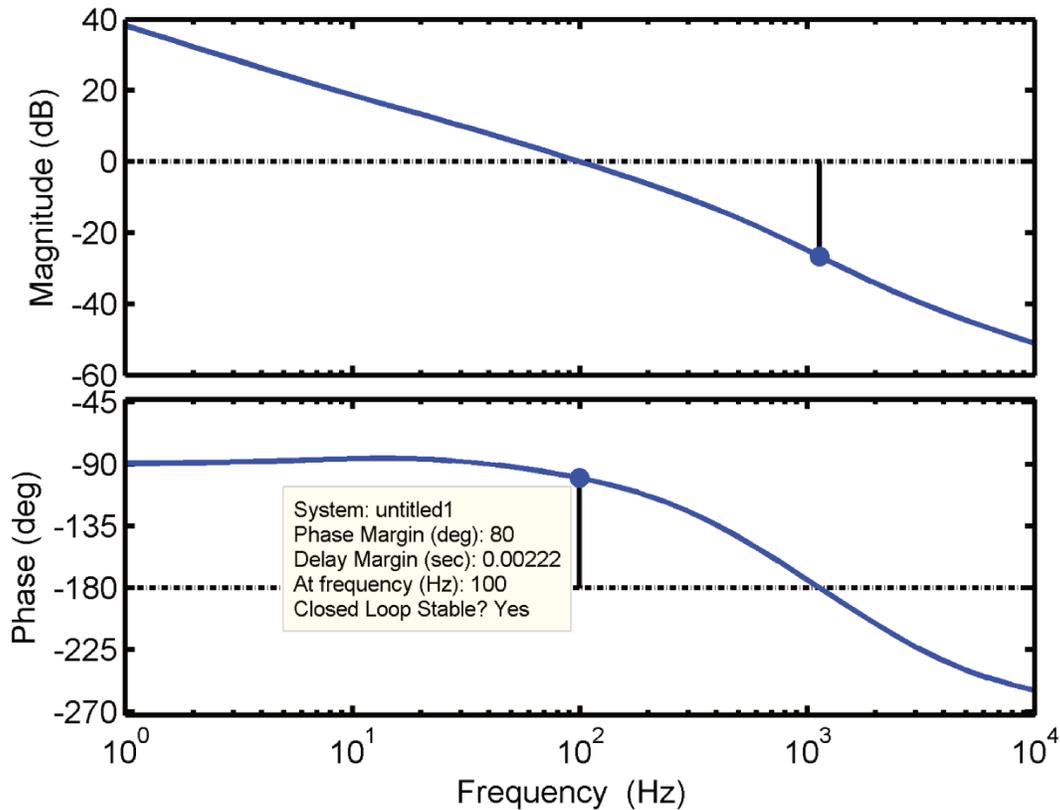


Figura 44: Planta de tensão com compensador (malha aberta)

3.5 *Implementação digital*

Conforme mencionado na Seção 2.9, as rotinas de controle foram implementadas em um microcontrolador TMS320F28335. O software de controle foi desenvolvido no ambiente Simulink do MATLAB, que oferece suporte para o processador utilizado. Toda programação foi realizada através de blocos no Simulink, sendo o código final, em linguagem C, automaticamente gerado por este software.

Foram configurados no microcontrolador seis canais PWM (denominados PWM1 ... PWM6), cada um deles com um par de saídas complementares para o acionamento dos dois transistores de cada fase. Os canais PWM1, PWM2 e PWM3 acionam o módulo 1 e os canais PWM4, PWM5 e PWM6 acionam o módulo 2. Cada canal PWM possui uma portadora, totalizando seis portadoras, defasadas em 60° , conforme mostrado na Figura 45. As portadoras correspondentes aos canais do mesmo módulo estão defasadas em 120° .

Na Figura 45 é mostrado um sinal de controle (modulante) constante e os correspondentes sinais PWM. Obviamente, cada portadora possui uma modulante diferente, uma vez que cada fase possui o seu controlador de corrente, que irá gerar o valor da razão cíclica correspondente àquela fase. O valor da razão cíclica de cada canal PWM é atualizado apenas uma vez por ciclo, quando a portadora atinge o valor mínimo.

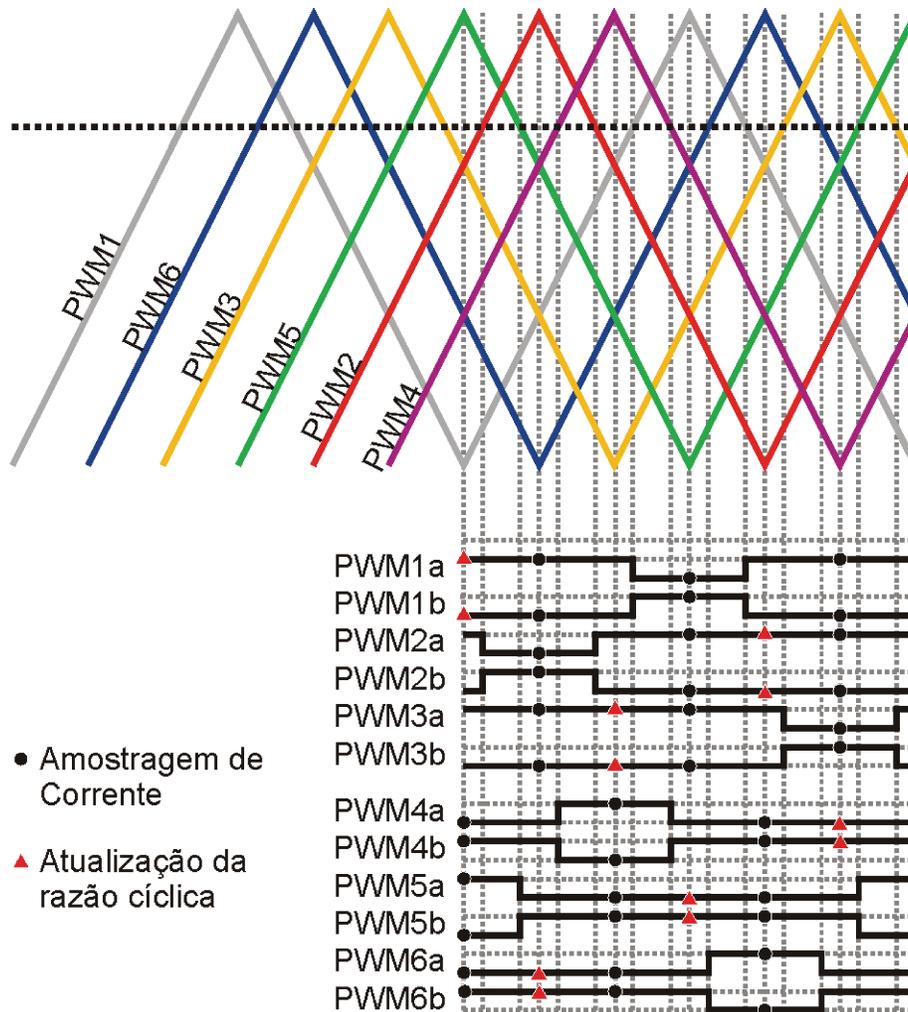


Figura 45: Portadoras utilizadas para geração do PWM hexa-fásico

A amostragem da corrente de cada indutor é feita três vezes por ciclo (uma para cada portadora do mesmo módulo), quando a portadora dos canais PWM do mesmo módulo atingem o valor máximo, como mostrado na Figura 45. Esta sincronização da amostragem com as portadoras permite que se recupere o valor médio da forma de onda da corrente.

Conforme ilustrado na Figura 46, uma das amostragens da corrente ocorre quando a própria portadora que gerou o PWM está em seu valor máximo, o que indica que a corrente está em seu valor médio. As outras duas amostragens estão deslocadas de mais e menos um terço do período ($\pm T/3$), o que garante que a média das três amostras será igual ao valor médio da forma de onda, considerando a forma de onda triangular da corrente.

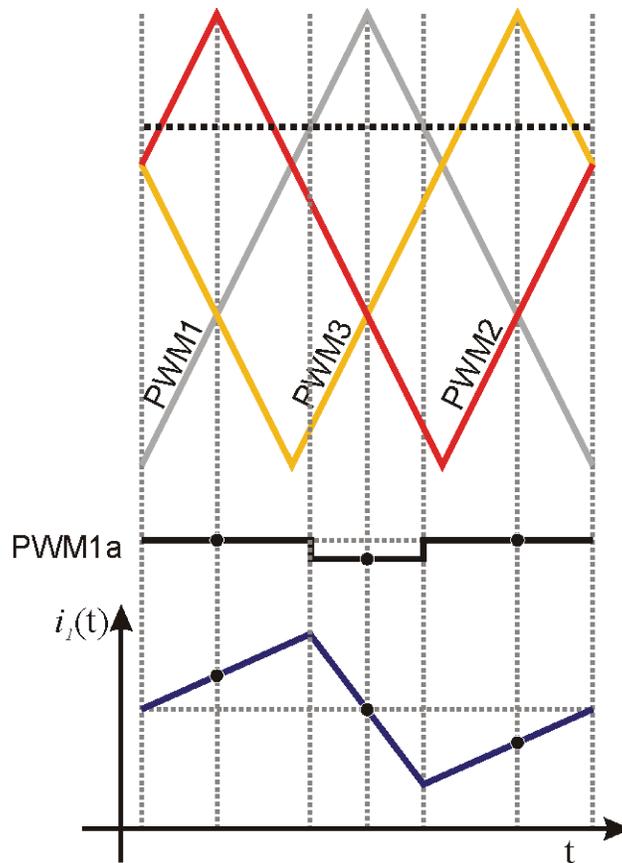


Figura 46: Amostragem da corrente

O software de controle do conversor é dividido em duas interrupções, uma para as rotinas de controle do módulo 1 outra para as rotinas de controle do módulo 2.

A interrupção que executa as rotinas de controle do módulo 1 é acionada pelo final da conversão do canal A do conversor A/D (onde estão conectados os sinais do módulo 1), sendo o início da conversão determinado pelos canais PWM1, PWM2 e PWM3 (no instante em que a portadora atinge o valor máximo).

Analogamente, interrupção que executa as rotinas de controle do módulo 2 é acionada pelo final da conversão do canal B do conversor A/D (onde estão conectados os sinais do módulo 2), sendo o início da conversão determinado pelos canais PWM4, PWM5, PWM6 (no instante em que a portadora atinge o valor máximo).

A tela que mostra a configuração das interrupções no Simulink é mostrada na Figura 47. O bloco 28335 configura as características do microcontrolador utilizado para a geração do código, como a frequência de operação e o mapa de memória.

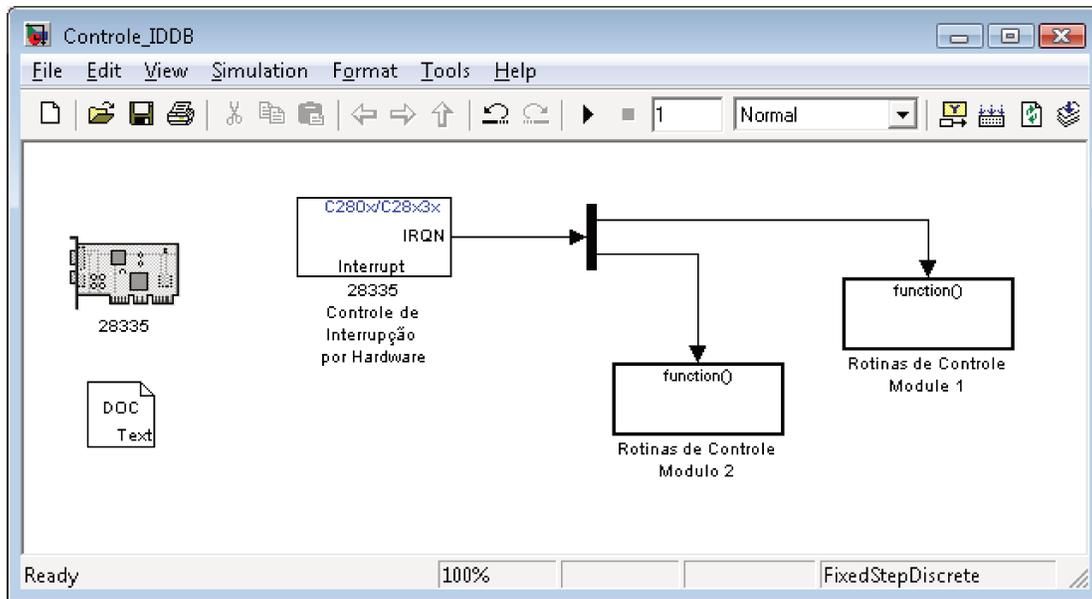


Figura 47: Interrupções de controle do conversor

Dentro de cada bloco denominado “Rotinas de controle” estão implementadas as rotinas de controle da cada módulo. A estrutura deste bloco segue basicamente o diagrama da Figura 38. O bloco de controle do módulo 1 implementado no Simulink é mostrado na Figura 48. Observe ainda que depois da amostragem (bloco “ADC Modulo 1), é feita a média das últimas três amostras, para o cálculo do valor médio da corrente.

Finalmente, cada um dos blocos de controlador mostrado no bloco “Rotinas de controle” implementa como um controlador com a configuração básica da Figura 40. É utilizado um integrador com saturação dinâmica para a parte integral, ou seja, o limite do integrador é calculado com base ao valor da parte proporcional.

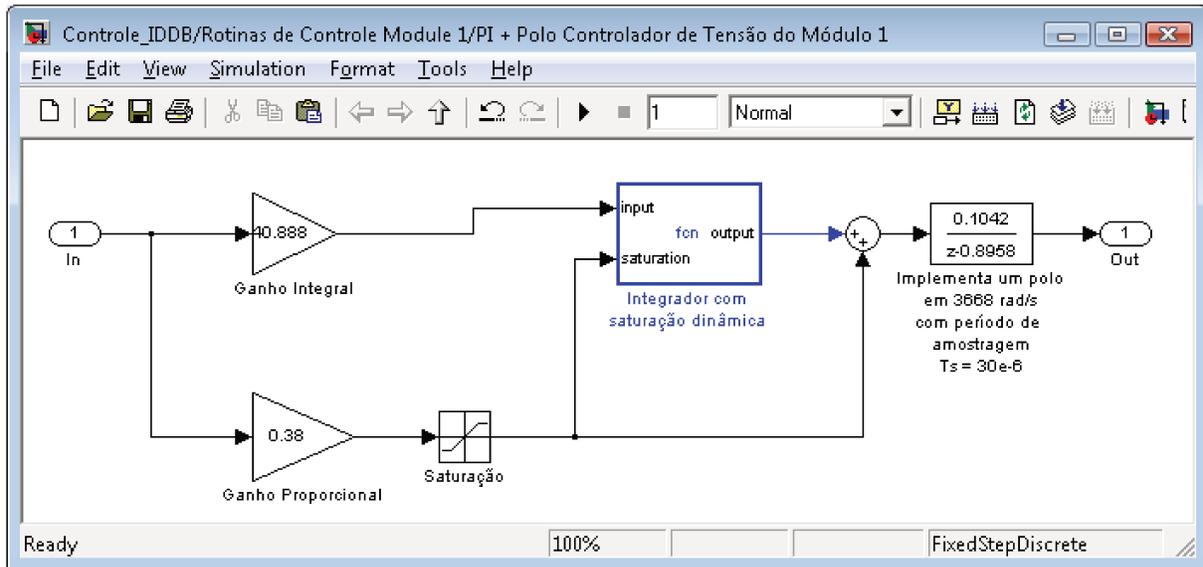


Figura 49: Controlador de tensão do módulo 1



Capítulo 4 – Medida das Perdas nos Transistores

Esta seção descreve como foram experimentalmente determinadas as perdas de condução e comutação dos transistores operando com carga indutiva. O transistor sob teste é um IGBT (*insulated gate bipolar transistor*) contido no circuito integrado de potência IRAMX20UP60A, apresentado na Seção 2.9.

O objetivo das medidas de perdas nos transistores é auxiliar no projeto dos elementos de dissipação térmica do conversor, melhorar a estimativa do rendimento e permitir a análise da variação do rendimento em função da frequência de comutação do conversor.

4.1 Montagem experimental

O circuito utilizado para a medida das perdas no transistor é apresentado na Figura 50. O transistor no qual as medidas serão realizadas é denominado “*device under test*” (DUT). O Transistor superior não é ligado e o diodo superior é utilizado como diodo de roda-livre (*freewheeling*), isto é, este diodo permite a circulação da corrente no indutor enquanto o DUT não está conduzindo. Este circuito emula as condições reais de funcionamento do transistor quando operando como parte do conversor sob estudo.

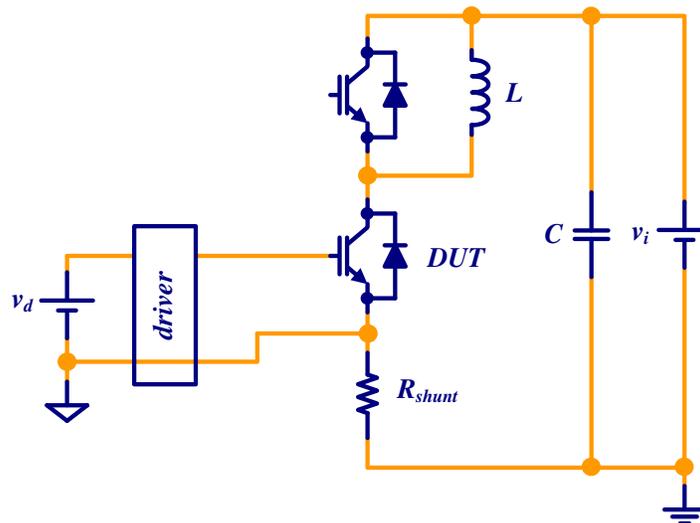


Figura 50: Circuito utilizado nas medidas

A medida da corrente coletor-emissor do transistor é extremamente delicada devido à alta velocidade de comutação da chave (na ordem de 100 ns), o que implica em alta derivada de

corrente (na ordem de 10^8 A/s). Como o cálculo da potência dissipada no transistor é baseado na multiplicação dos sinais de tensão coletor-emissor e corrente coletor-emissor, uma pequena defasagem entre os sinais medidos produzirá um cálculo de potência errado.

A técnica utilizada para medição da corrente coletor-emissor foi baseada em um resistor de baixíssima indutância, cuja construção é mostrada na Figura 51. Este resistor “*shunt*” foi construído com resistores SMD de alta precisão (1% de tolerância) dispostos radialmente a partir do centro de um conector BNC. O conector BNC é ligado diretamente ao osciloscópio através de um cabo com impedância característica de 50Ω (evitando o uso de uma sonda de tensão). Para evitar reflexão no sinal, a entrada do osciloscópio é configurada para impedância de 50Ω . O resistor utilizado no experimento é de $25 m\Omega$, isto é, o ganho do sensor é de $40 A/V$.

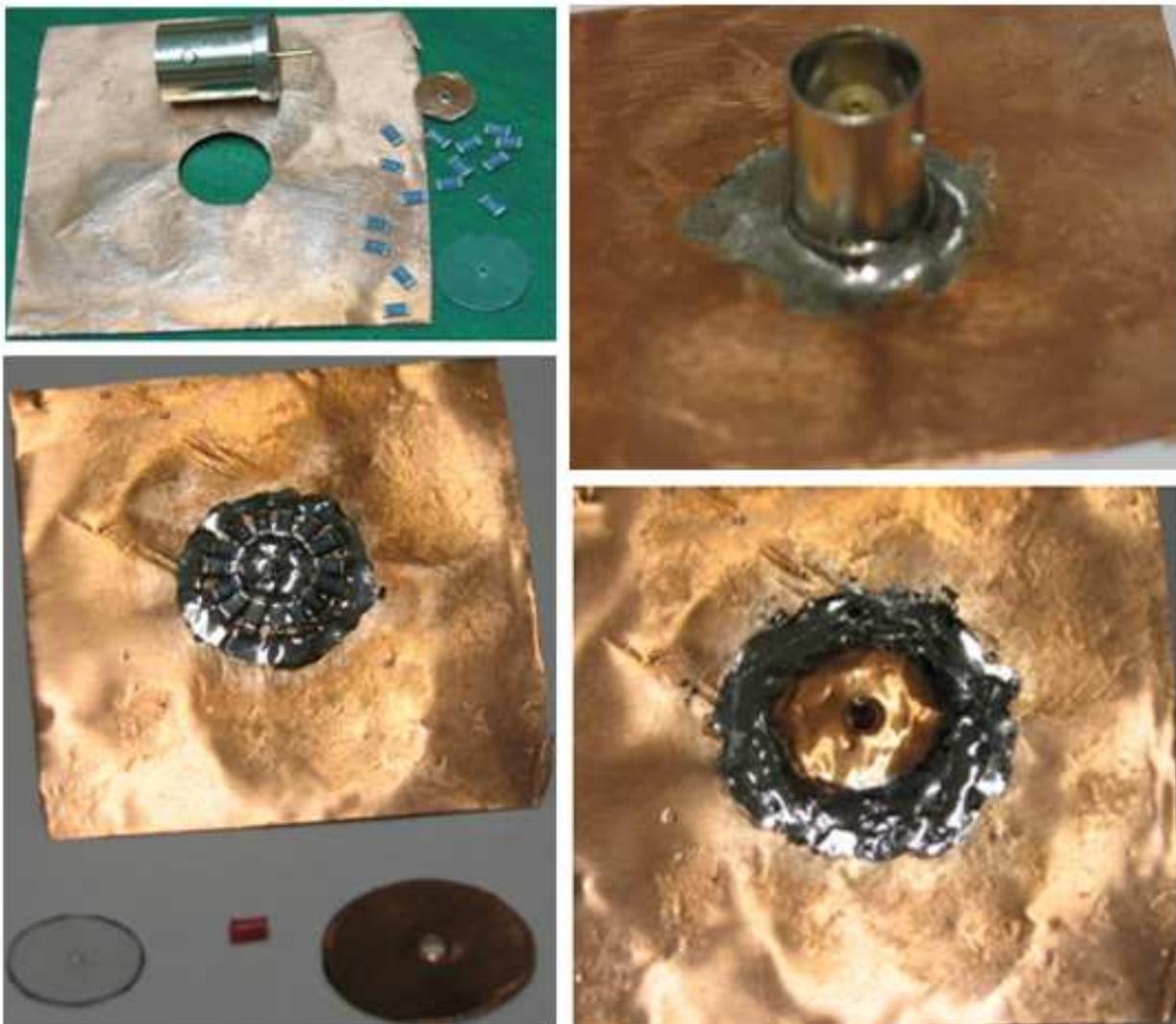


Figura 51: Montagem do resistor de baixa indutância

Os capacitores que compõem a capacitância C mostrada na Figura 50 são montados, em um barramento de cobre, o mais próximo possível do transistor sob teste, de maneira a reduzir a indutância parasita no caminho entre o transistor e os capacitores, que pode causar uma variação na tensão sobre a chave e perturbar a medida de potência. A montagem dos capacitores sobre o barramento de cobre é mostrada na Figura 52.

Ainda na Figura 52, é mostrada a montagem do circuito integrado sobre a placa de aquecimento (em alumínio). A placa de aquecimento é então aquecida por um conjunto de resistores montados sob a placa. A temperatura da placa é controlada por um circuito eletrônico auxiliar, cujo esquema elétrico é mostrado no Apêndice VI.

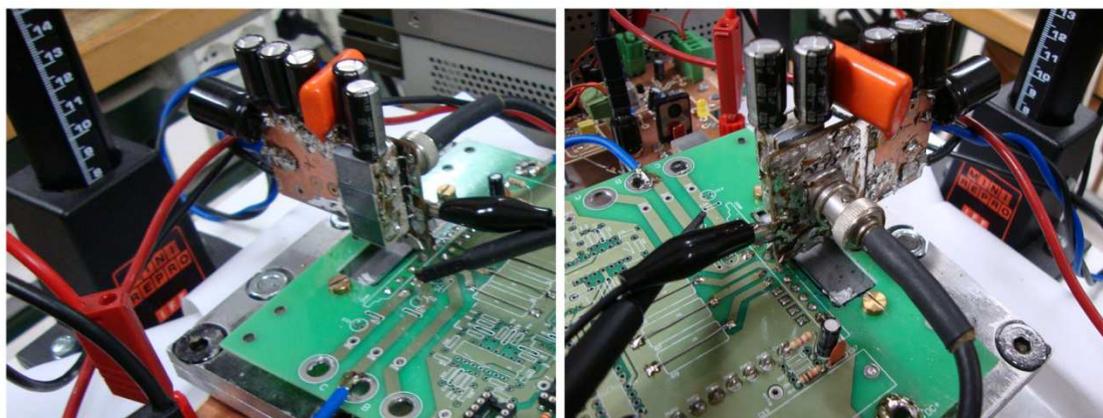


Figura 52: Circuito de teste montado sobre placa de aquecimento

A temperatura da placa e da superfície do circuito integrado são monitoradas através de um sistema de imagem térmica, conforme mostrado na Figura 53.

A temperatura desejada é ajustada no circuito de controle da placa térmica e aguarda-se um longo tempo (aproximadamente uma hora) para garantir o equilíbrio térmico do sistema. A imagem térmica produzida pela termocâmera permite verificar que o sistema atingiu o equilíbrio térmico, bem como detectar perturbações térmicas eventualmente introduzidas pela realização da medida.



Figura 53: Sistema de imagem térmica

Um exemplo de imagem térmica do sistema, registrado durante o experimento a $125\text{ }^{\circ}\text{C}$, é mostrado na Figura 54.

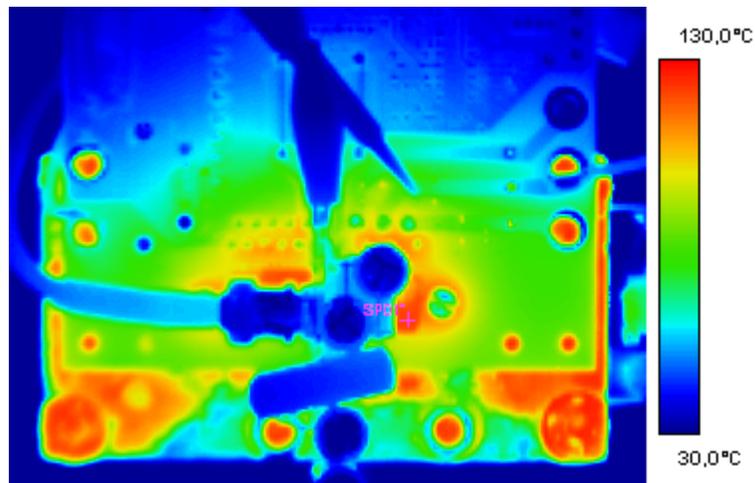


Figura 54: Imagem térmica do sistema sob teste

Para uma medida confiável, é necessário que a temperatura da junção se mantenha próxima à temperatura da placa. Por este motivo, a medida é feita com pulsos extremamente curtos e é aguardado um longo intervalo entre os pulsos para reduzir a influência da energia dissipada pelo transistor na temperatura da junção.

4.2 Perdas de condução

Para modelar as perdas de condução, é considerado que durante a condução o IGBT se comporta como uma fonte de tensão fixa em série com uma resistência constante, como mostrado na Figura 55. Para estimar os parâmetros (tensão e resistência), a queda de tensão no transistor foi medida para vários valores de corrente. As medidas foram realizadas para dois valores de temperatura, a saber, 90°C e 125°C .

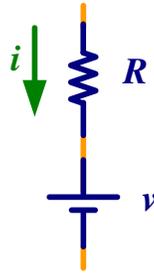


Figura 55: Modelo do IGBT durante a condução

Para a realização das medidas, a tensão da fonte v_i mostrada na Figura 50 deve ser ajustada em um valor baixo o suficiente para permitir a utilização de uma escala conveniente do osciloscópio (evitando a saturação do canal durante o bloqueio da chave), porém esta tensão deve ser suficiente para a correta polarização do transistor. Neste experimento, escolheu-se a tensão de 16 Volts.

Na Figura 56 é mostrada a tensão (canal 1) e a corrente (canal 2) no DUT durante a condução. Deve-se notar nesta figura, em relação à escala do canal 2, que a atenuação do sensor foi compensada no osciloscópio de maneira que 1 Volt corresponde a 1 Ampere.

Ainda na Figura 56, observa-se que um breve pulso de $100\ \mu\text{s}$ foi aplicado ao DUT e a corrente cresce de maneira aproximadamente linear durante a condução. O pulso é repetido a cada $10\ \text{ms}$ e, portanto, a chave permanece ligada durante 1% do período.

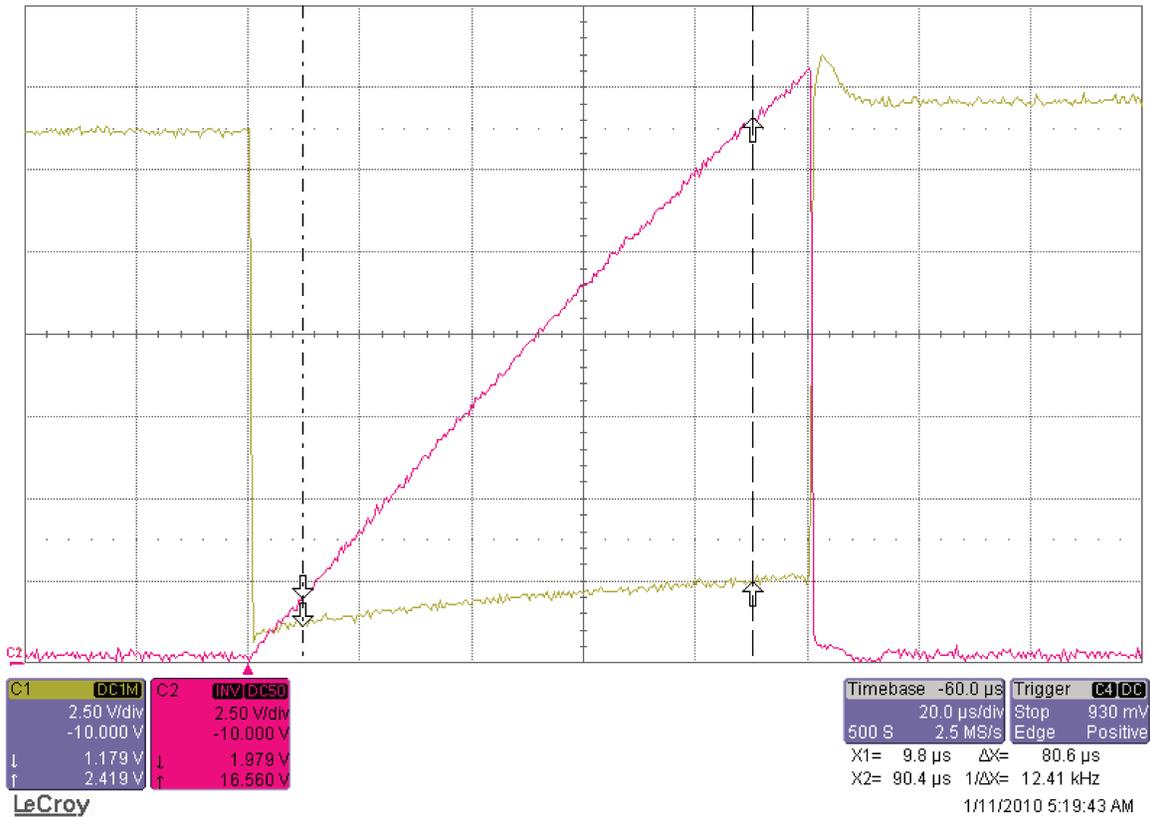


Figura 56: Medida da queda de tensão durante a condução do IGBT

A Tabela 23 mostra as medidas de tensão e corrente realizadas, bem como os parâmetros do modelo que foram obtidos a partir destas medidas, através de uma regressão linear (método dos mínimos quadrados). Os dados apresentados na Tabela 23, são mostrados na Figura 57.

Tabela 23: Queda de tensão e parâmetros do modelo

Junção em 90 °C				Junção em 125 °C			
Dados experimentais		Parâmetros do		Dados experimentais		Parâmetros do	
Corrente (A)	Tensão (V)	V	V	Corrente (A)	Tensão (V)	V	V
1,98	1,18	1,08	0,088 Ω	2,05	1,27	1,17	0,099 Ω
3,92	1,44			3,86	1,65		
7,83	1,77			7,76	1,98		
11,36	2,19			11,37	2,31		
14,72	2,40			14,77	2,58		
16,56	2,42			16,37	2,80		

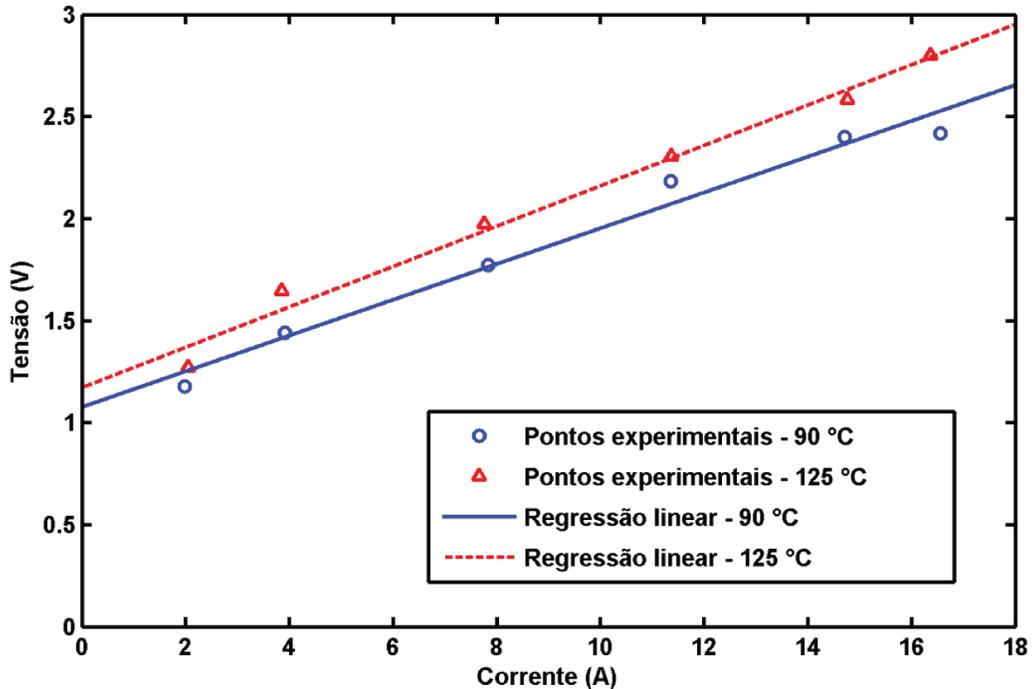


Figura 57: Relação de tensão e corrente no IGBT durante a condução

A análise da Figura 57 permite verificar que se trata de uma aproximação razoável considerar a queda de tensão no IGBT durante a condução como uma função linear da corrente. Além disto, para as temperaturas consideradas, a queda de tensão aumenta com o aumento da temperatura da junção.

4.3 *Perdas de comutação*

Para a medida das perdas de comutação, uma seqüência de dois pulsos foi utilizada. As formas de onda idealizadas durante o teste são apresentadas na Figura 58.

Primeiramente, a tensão de bloqueio do IGBT é ajustada para um conjunto de medições. O IGBT é ligado por um breve período, no qual a corrente no indutor cresce (aproximadamente) linearmente até o valor desejado, quando o IGBT é desligado e a corrente passa a ser conduzida pelo diodo. Variando a duração do primeiro pulso, controla-se a intensidade da corrente com a qual o indutor é carregado.

Em seguida, com o indutor carregado (sua corrente está sendo conduzida pelo diodo), o transistor é ligado e logo em seguida desligado, e a medida das perdas de comutação são realizadas nas transições deste segundo pulso.

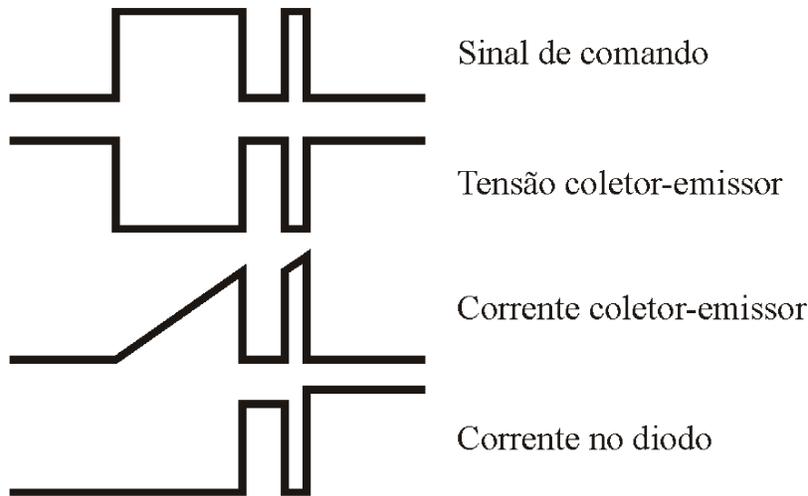


Figura 58: Formas de onda durante teste (idealizadas)

Um exemplo de medida das perdas de comutação é mostrado na Figura 59. Apenas o segundo pulso, de interesse para medida, é mostrado. Uma função matemática do osciloscópio é utilizada para multiplicar a tensão e corrente e obter a potência instantânea.

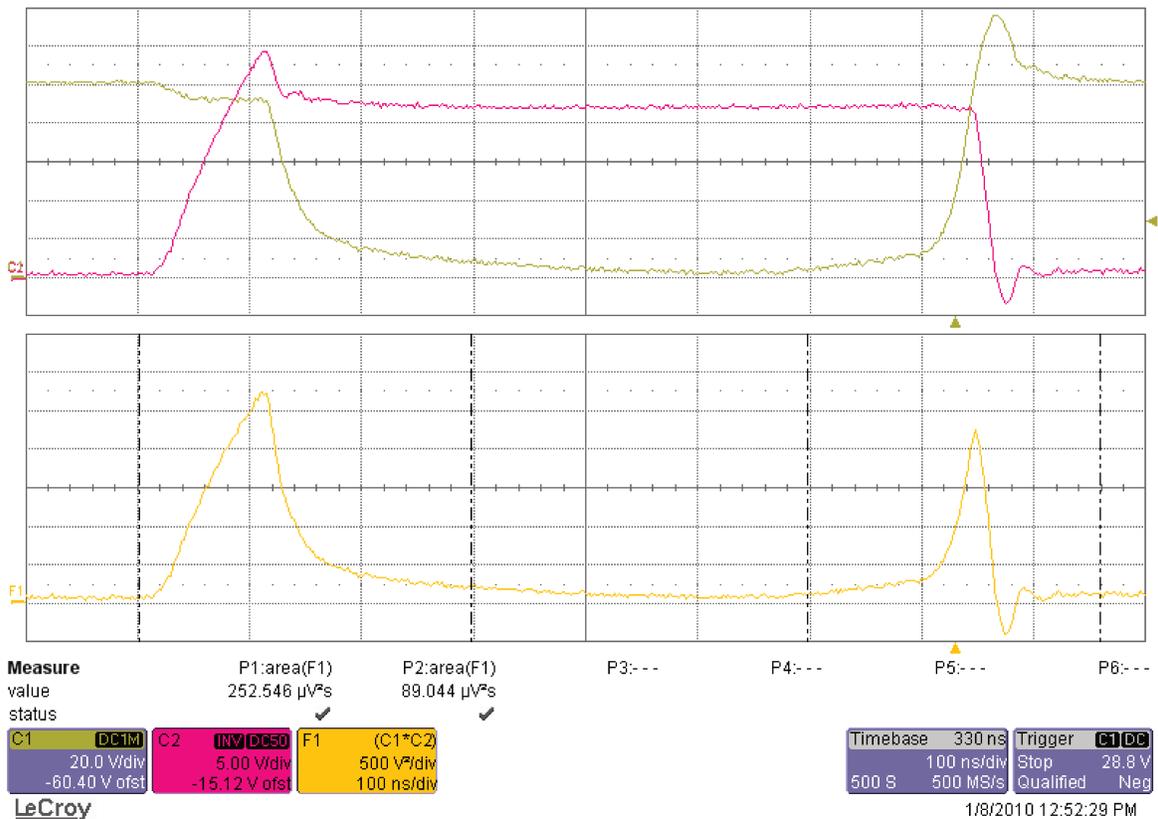


Figura 59: Medida das perdas de comutação do IGBT

O osciloscópio é ainda configurado para integrar a potência durante a entrada em condução e o desligamento das chaves. Os limites de integração são mostrados pelos dois pares de barras verticais. O valor obtido pela integração é a energia dissipada na entrada em condução e no desligamento das chaves, respectivamente. Como o ganho do sensor já foi previamente compensado no osciloscópio, a o resultado da medida é dado diretamente em μJ e não precisa ser multiplicado por um fator de escala.

A escolha da janela de integração é feita considerando que o transistor deve completar a transição do estado de bloqueio para o estado em condução (e vice-versa), porém não pode ser precisamente definido o momento que caracteriza a fronteira entre as perdas de comutação e as perdas de condução.

4.3.1 Entrada em condução

Durante a entrada em condução do IGBT, o diodo de roda-livre (*freewheeling*) é desligado. A corrente de recuperação reversa do diodo é conduzida através do IGBT, aumentando a energia dissipada no transistor. Este efeito pode ser notado no pico de corrente mostrado na Figura 60.

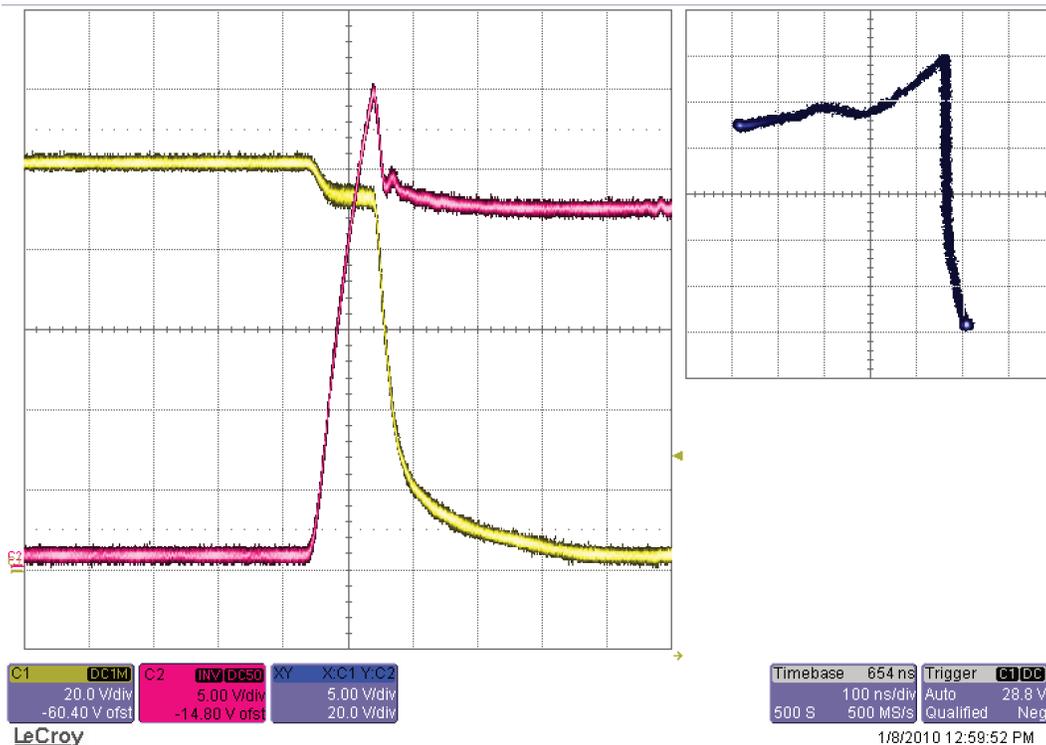


Figura 60: Cruzamento da região durante entrada em condução

A energia dissipada no transistor durante a entrada em condução foi medida para diferentes valores de tensão e corrente e sob duas condições de temperatura na junção. Os resultados são apresentados no Apêndice VII.

Buscou-se uma função da tensão e corrente que descrevesse aproximadamente os resultados experimentais obtidos e um bom compromisso entre simplicidade e precisão foi encontrado utilizando (119).

$$E_{on} = \alpha V^\beta I^\gamma \quad (119)$$

Onde E_{on} é a energia dissipada na entrada em condução, V é a tensão que a chave bloqueia antes da entrada em condução, I é a corrente no indutor no momento da entrada em condução e α, β, γ são os parâmetros a serem determinados. Os parâmetros calculados são mostrados na Tabela 24, juntamente com indicadores da qualidade (*goodness indicators*) do procedimento de regressão dos dados (*data fitting*). Estes parâmetros indicam que as perdas na entrada em condução crescem aproximadamente linearmente com a tensão e com expoente maior do que um em relação a corrente.

Tabela 24: Parâmetros calculados para perdas na entrada em condução

Parametros	90 °C	125 °C	Indicadores	90 °C	125 °C
α	0,03	0,06	Erro RMS (μ J)	7,69	9,09
β	1,02	0,99	Erro máximo(μ J)	25,01	24,62
γ	1,39	1,20			

Utilizando a equação (119), que descreve aproximadamente as perdas ao ligar no intervalo de tensão e corrente sob interesse, é possível gerar uma matriz de elementos igualmente espaçados que pode ser utilizada com o software PLECS (pacote de expansão do Simulink, ambiente de simulação interno ao MATLAB²) para a simulação térmica das chaves, incluindo perdas de comutação.

Um gráfico das perdas de comutação em função da tensão e corrente, gerados pelo software mencionado, é mostrado na Figura 61. Note que as perdas de comutação ao ligar crescem com o aumento da temperatura do semicondutor, para os valores medidos.

² Matlab e Simulink são marcas de registradas de The Mathworks, Inc. PLECS é marca registrada de Plexim GmbH.

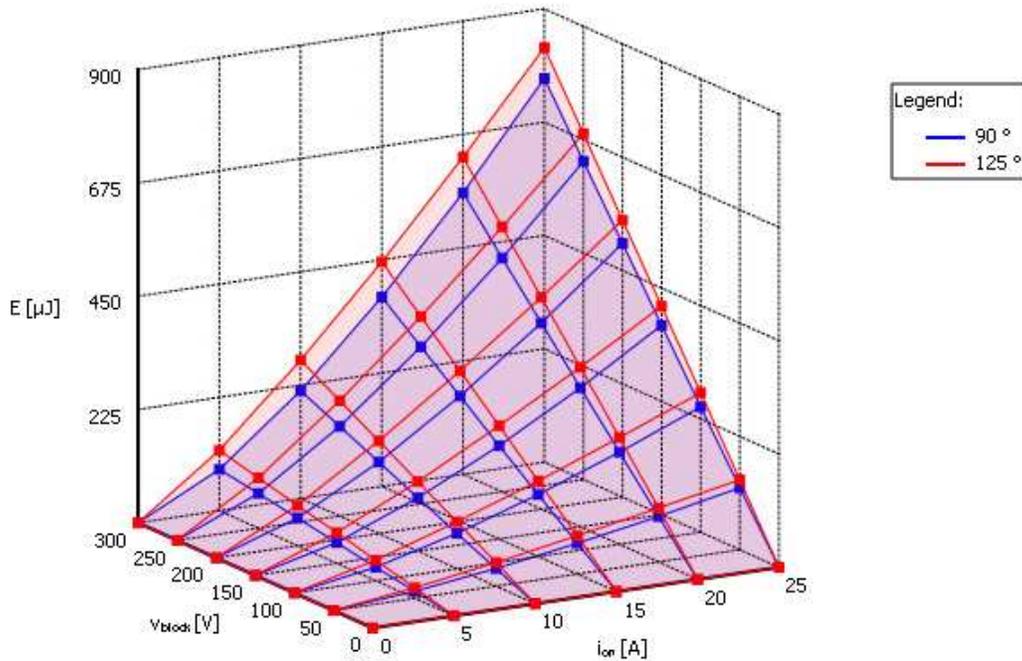


Figura 61: Perdas na entrada em condução para 90°C e 125°C

Para efeito de comparação, o *datasheet* do fabricante dos transistores sob teste [19] informa que o “valor típico” para as perdas na entrada em condução é de:

- $390 \mu J$, para as seguintes condições: temperatura da junção de $25^{\circ}C$, tensão do barramento de $400 V$, corrente de $10 A$ e indutância de teste de $2 mH$.
- $620 \mu J$, para as seguintes condições: temperatura da junção de $150^{\circ}C$, tensão do barramento de $400 V$, corrente de $10 A$ e indutância de teste de $2 mH$.

O valor das perdas na entrada em condução fornecidos pelo fabricante pode ser utilizado apenas como referência. Porém não são úteis para um cálculo das perdas de comutação no circuito, pois foram obtidos em condições diferentes das condições de utilização.

4.3.2 Desligamento

O desligamento do IGBT é mostrado na Figura 62.

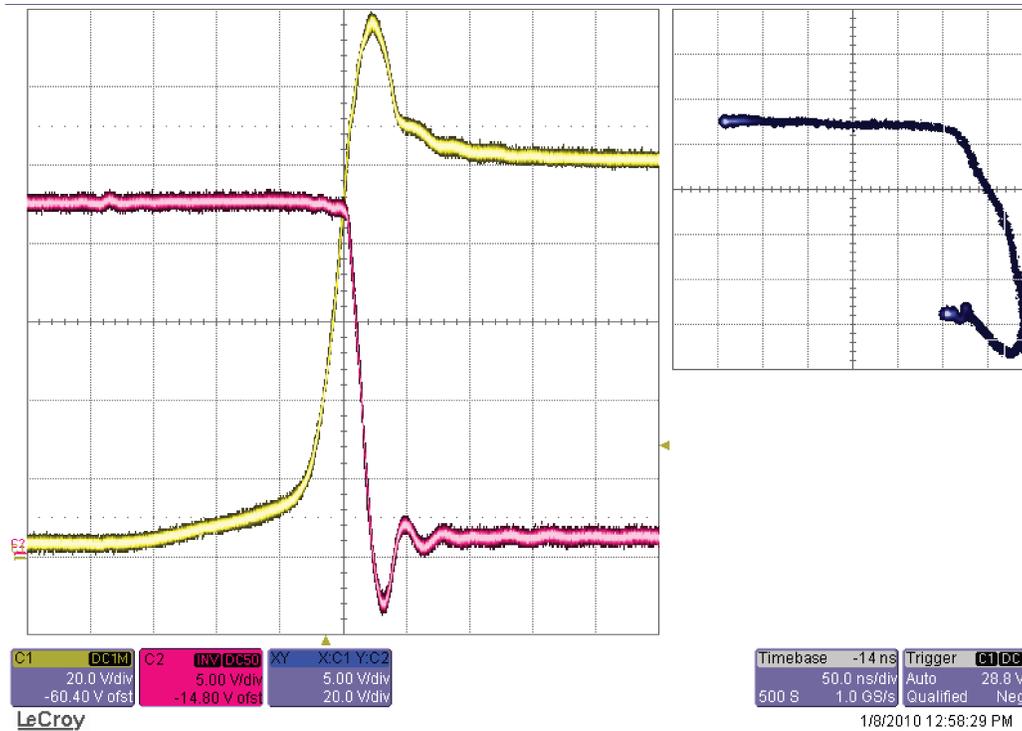


Figura 62: Cruzamento da região ativa no desligamento

A energia dissipada no transistor durante a entrada em condução foi medida para diferentes valores de tensão e corrente e sob duas condições de temperatura na junção. Os resultados são apresentados no Apêndice VII.

Buscou-se uma função da tensão e corrente que descrevesse aproximadamente os resultados experimentais obtidos e um bom compromisso entre simplicidade e precisão foi encontrado utilizando a seguinte função

$$E_{off} = aV^bI^c \quad (120)$$

Onde E_{off} é a energia dissipada no desligamento, V é a tensão de bloqueio da chave após o desligamento, I é a corrente no indutor no momento em que a chave é desligada e a, b, c são os parâmetros a serem determinados. Os parâmetros calculados são mostrados na Tabela 25, juntamente com indicadores da qualidade (*goodness indicators*) do procedimento de regressão dos dados (*data fitting*). Estes parâmetros indicam que as perdas no desligamento crescem aproximadamente linearmente com a tensão e com expoente maior do que um em relação à corrente.

Tabela 25: Parâmetros calculados para perdas ao desligar

Parâmetros	90 °C	125 °C	Indicadores	90 °C	125 °C
a	0,02	0,04	Erro RMS (μ J)	5,39	5,98
b	0,99	0,89	Erro máximo (μ J)	13,04	17,13
c	1,16	1,25			

Utilizando a equação (120), que descreve aproximadamente as perdas no desligamento no intervalo de tensão e corrente sob interesse, é possível gerar uma matriz de elementos igualmente espaçados que pode ser utilizada com o software PLECS para a simulação térmica das chaves, incluindo perdas de comutação. Um gráfico das perdas de comutação em função da tensão e corrente, gerados pelo software mencionado, é mostrado na Figura 63. Note que as perdas no desligamento também aumentam com o aumento da temperatura.

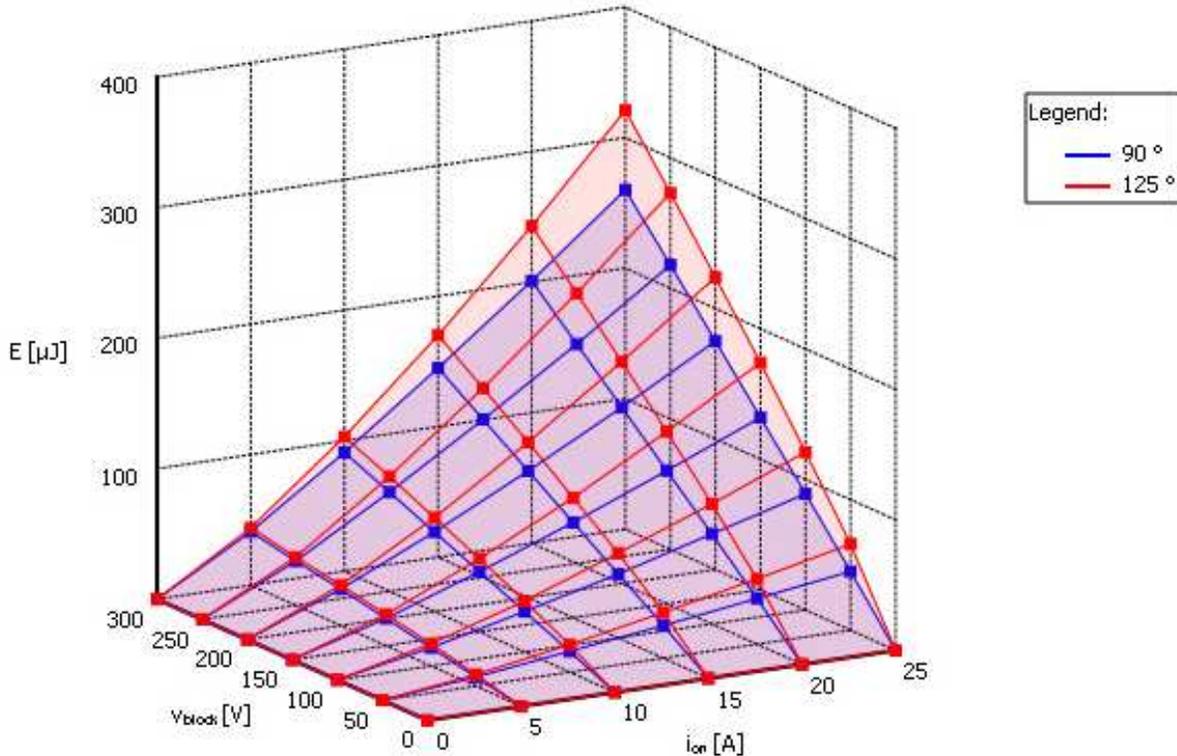


Figura 63: Perdas no desligamento para 90°C e 125°C

Para efeito de comparação, o *datasheet* do fabricante dos transistores sob teste [19] informa que o “valor típico” para as perdas no desligamento é de:

- 150 μ J, para as seguintes condições: temperatura da junção de 25°C, tensão do barramento de 400 V, corrente de 10 A e indutância de teste de 2 mH.

- $305 \mu J$, para as seguintes condições: temperatura da junção de $150^{\circ}C$, tensão do barramento de $400 V$, corrente de $10 A$ e indutância de teste de $2 mH$.

O valor das perdas no desligamento fornecidos pelo fabricante pode ser utilizado apenas como referência. Porém não são úteis para um cálculo das perdas de comutação no circuito, pois foram obtidos em condições diferentes das condições de utilização.

4.4 **Conclusões**

O conjunto de medidas realizado no transistor sob teste permite concluir que, para as temperaturas utilizadas no experimento, tanto as perdas de condução como as perdas de comutação aumentam significativamente com o aumento da temperatura da junção.

Considerando as mesmas condições de tensão, corrente e temperatura, as perdas na entrada em condução são significativamente (aproximadamente duas vezes) maiores do que as perdas no desligamento. Portanto, caso se considere um circuito auxiliar de comutação (*snubber*), deve-se dar preferência à entrada em condução.

A corrente de recuperação reversa do diodo parece contribuir significativamente para aumentar as perdas de entrada em condução do transistor. Por esta razão, quando possível, o uso de diodos Schottky deve ser considerado no projeto.

O uso de um modelo linear (mostrado na Figura 55) para a relação entre tensão e corrente durante a condução é uma aproximação razoável para o cálculo das perdas de condução. As funções (119) e (120) podem ser utilizadas para estimativa das perdas de comutação, no intervalo de tensão e corrente considerados.

Capítulo 5 – Resultados Experimentais

Uma importante característica dos conversores entrelaçados (*interleaved*) é a possibilidade de trabalhar com ondulação (*ripple*) de corrente elevada em cada fase e, devido à defasagem dos sinais, anular parcialmente a ondulação, obtendo baixa ondulação nas correntes de entrada e saída. Além disto, a ondulação resultante terá frequência maior que a frequência de comutação das fases, o que pode ainda contribuir para redução do volume dos elementos de filtragem.

No conversor realizado, trabalhou-se com seis fases, sendo a defasagem entre elas de 60° . Os sinais de corrente nas seis fases são mostrados na Figura 64. Como não são comuns osciloscópios com mais de quatro canais, optou-se por realizar a aquisição dos dados no osciloscópio em duas partes (mantendo o mesmo sinal de sincronia) e gerar os gráficos utilizando o software MATLAB. O mesmo procedimento foi adotado para as outras figuras.

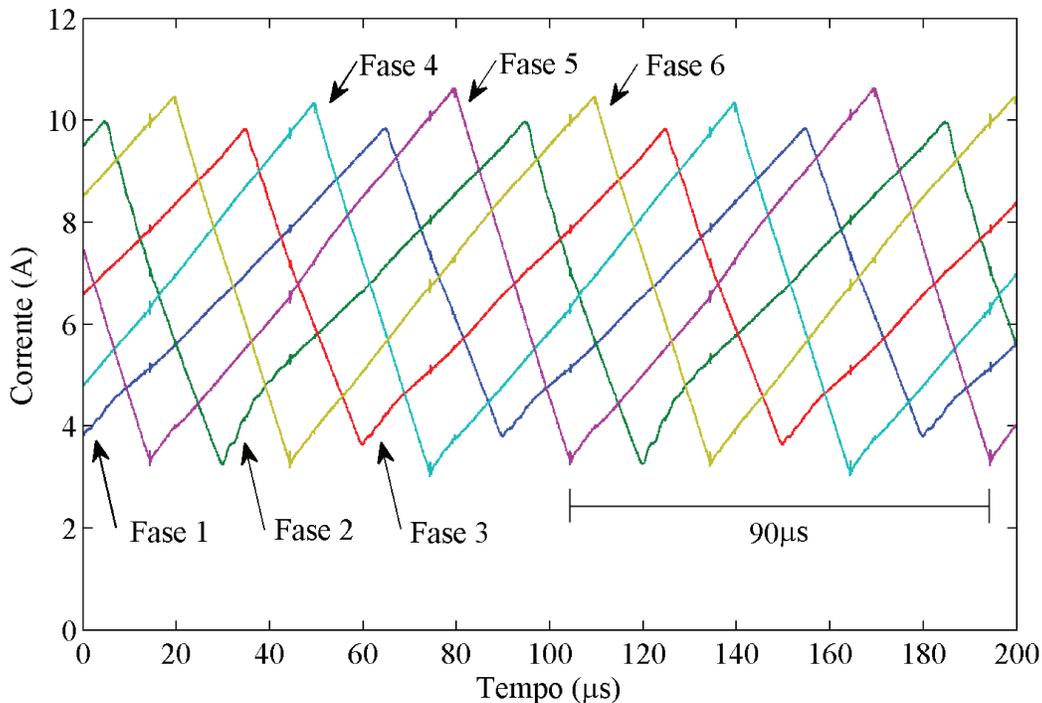


Figura 64: Correntes nas seis fases (defasagem = 60°)

Na Figura 64, pode-se observar que as três correntes correspondentes ao mesmo módulo possuem defasagem de 120° entre si, de modo provocar uma redução na ondulação de corrente o mais próximo possível dos indutores. O período da ondulação da corrente em cada fase é de $T_s = 90 \mu s$, correspondente à frequência de comutação $f_s \cong 11,1 \text{ kHz}$.

Observa-se ainda na Figura 64 que as correntes do módulo 1 possuem os valores pico-a-pico e as derivadas ligeiramente menores, devido à escolha realizada de utilizar os indutores de maior valor neste módulo. Pela ação do controle, o nível médio das correntes é aproximadamente igual (sendo pequenas variações possíveis em função da imprecisão dos sensores).

Na Figura 65 as correntes são mostradas divididas por módulos. Observa-se já um significativo cancelamento da ondulação na corrente de cada módulo. O período da ondulação da corrente total em cada módulo é de $30 \mu s$, correspondente à frequência efetiva de comutação do módulo $f_{em} \cong 33,3 \text{ kHz}$.

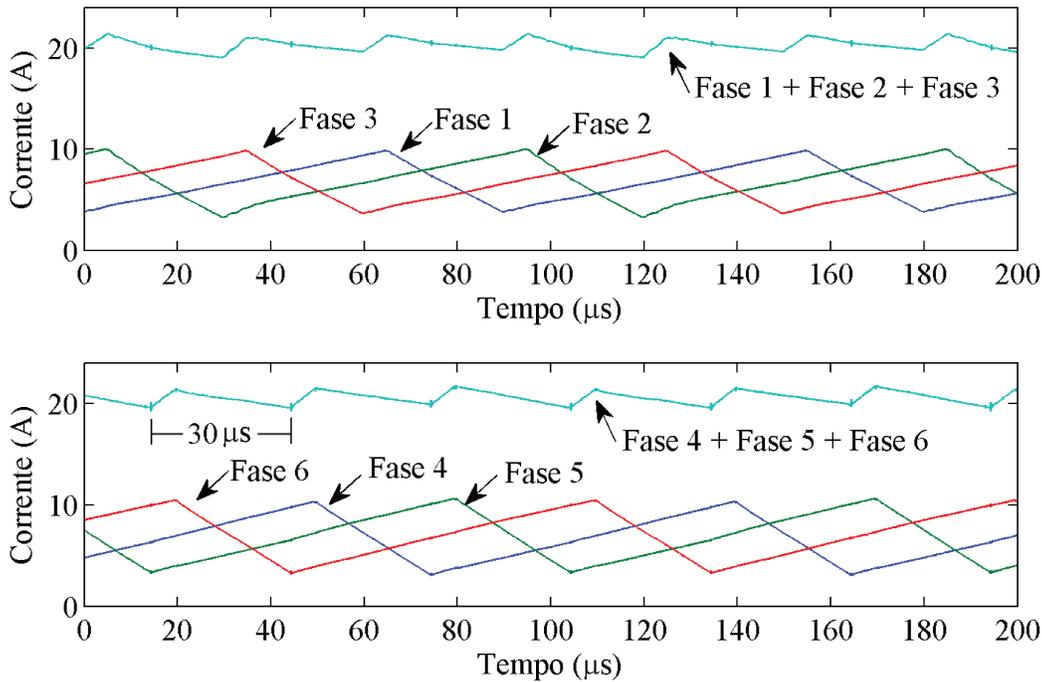


Figura 65: Correntes divididas por módulo (defasagem = 120°)

A corrente de entrada do conversor é dada pela soma das correntes nas fases subtraída da corrente de saída, conforme (21). A corrente de entrada, a soma da corrente nas fases e corrente de saída são mostradas na Figura 66. Nesta figura a corrente medida na entrada já foi filtrada por um capacitor. O período da ondulação da corrente na entrada e na saída é de $15 \mu s$, correspondente à frequência efetiva de comutação do conversor $f_e \cong 66,6 \text{ kHz}$.

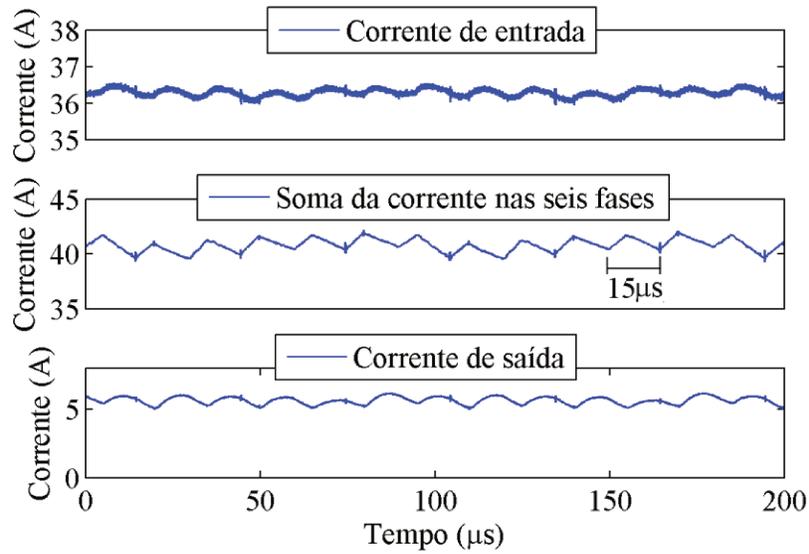


Figura 66: Correntes de entrada, saída e soma das correntes nas fases

A tensão de saída do conversor é dada pela soma das tensões dos módulos, subtraída da tensão de entrada, conforme (20). A tensão de saída (v_o), as tensões dos módulos (v_1 e v_2), e a tensão de entrada (v_i) são mostradas na Figura 67. Pode-se observar que existe uma defasagem na ondulação das tensões dos módulos e que a ondulação da tensão de saída ocorre no dobro da frequência da ondulação das tensões dos módulos. A tensão de entrada se manteve estável durante o experimento.

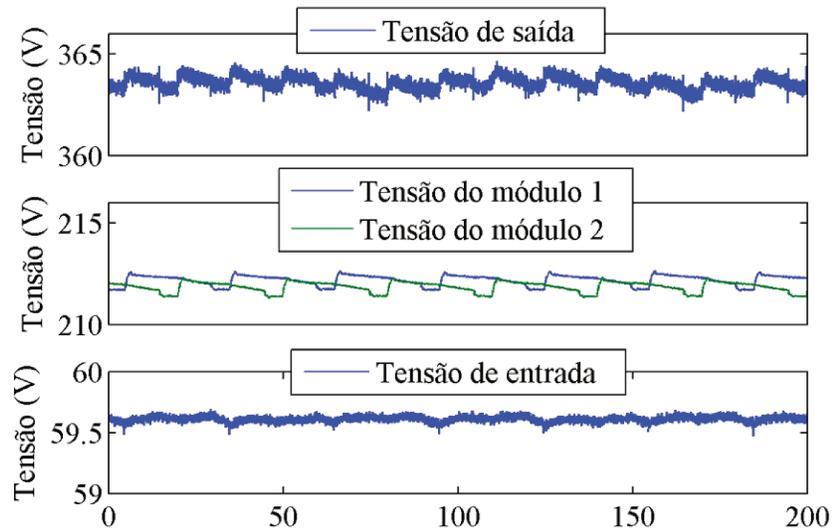


Figura 67: Tensões de saída, dos módulos e de entrada

O rendimento do conversor em função da potência de saída, para diferentes tensões de entrada, é mostrado na Figura 68. A tensão de saída foi mantida em 360 V, enquanto a carga R_o é ajustada para o valor desejado para cada medida.

Um ponto interessante mostrado na Figura 68 é que, na condição de baixa potência, o rendimento é maior para tensão de entrada mais baixa. Este resultado não é esperado se for considerado que a tensão de entrada menor implica em uma corrente de entrada maior, geralmente associada a mais perdas.

No entanto, este conversor possui uma desvantagem quando opera com baixo ganho de tensão relacionado à subtração da tensão de entrada na fórmula da tensão de saída (20). Este efeito, no entanto, se torna pouco significativo quando o conversor opera com alto ganho de tensão.

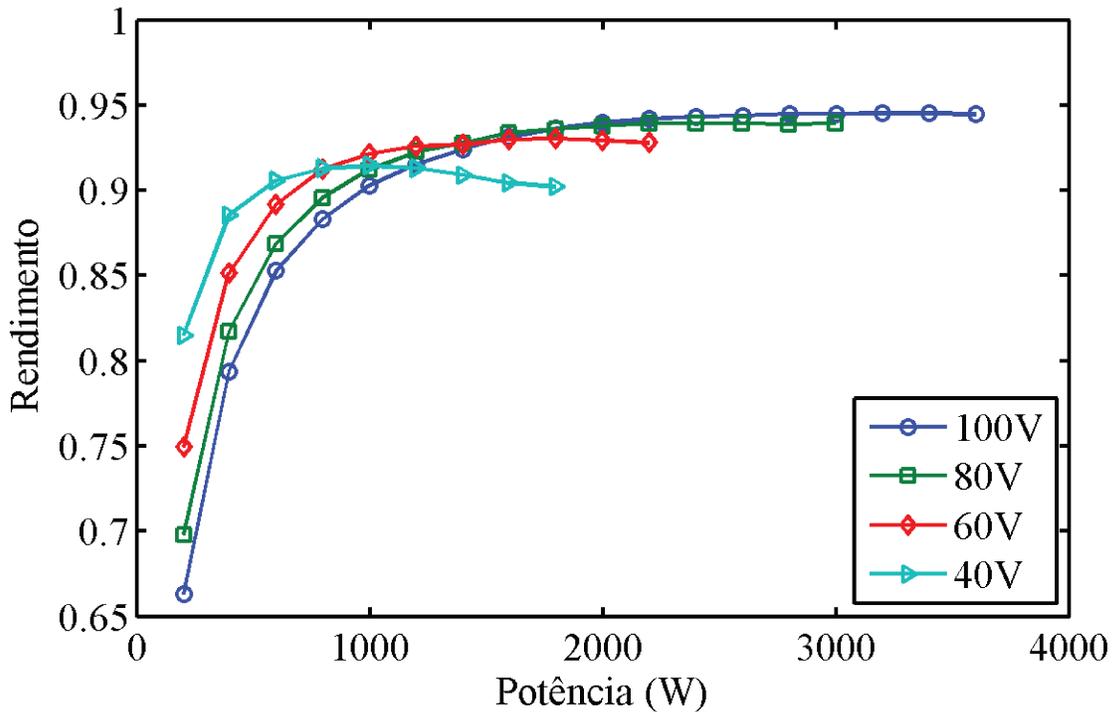


Figura 68: Rendimento em função da potência de saída para diferentes tensões de entrada

Para avaliar o comportamento dinâmico do sistema, uma variação em degrau da carga foi aplicada à saída do conversor. Com a tensão de entrada e saída nos valores nominais (respectivamente, 60 V e 360 V), a carga foi alterada de 1023 W para 2023 W (Figura 69) e em seguida foi alterada de 2023 W para 1023 W (Figura 70).

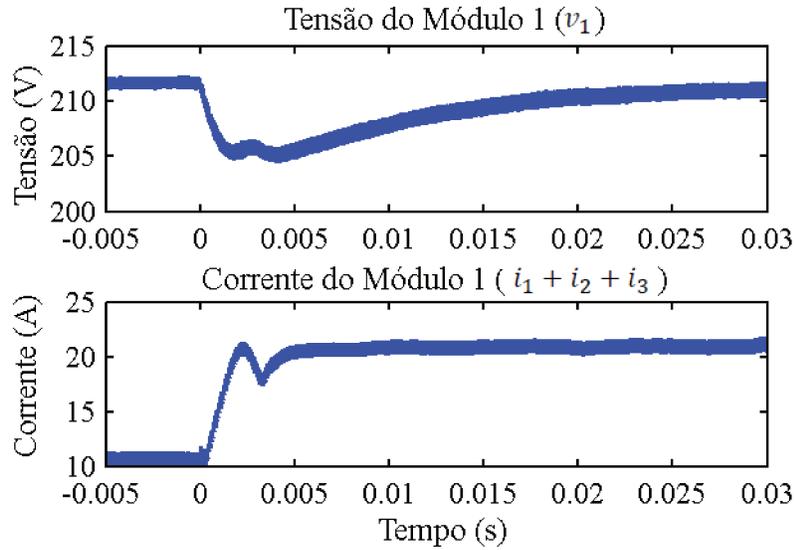


Figura 69: Variação na carga de 1023W para 2023W

As variações em degrau da carga demonstram a estabilidade do sistema para significativa variação nas condições de operação. As trajetórias dos valores de tensão e corrente no conversor apresentadas na Figura 69 e na Figura 70 são influenciadas pela interação entre as diferentes fases e pelas não linearidades do controle (como por exemplo, saturação dinâmica de variáveis, discretização).

Note que, apesar de não mostradas na Figura 69 e na Figura 70, a tensão de entrada também foi registrada durante o experimento e permaneceu constante. A dinâmica mostrada nestas figuras refere-se ao controle do conversor e não à tensão de entrada.

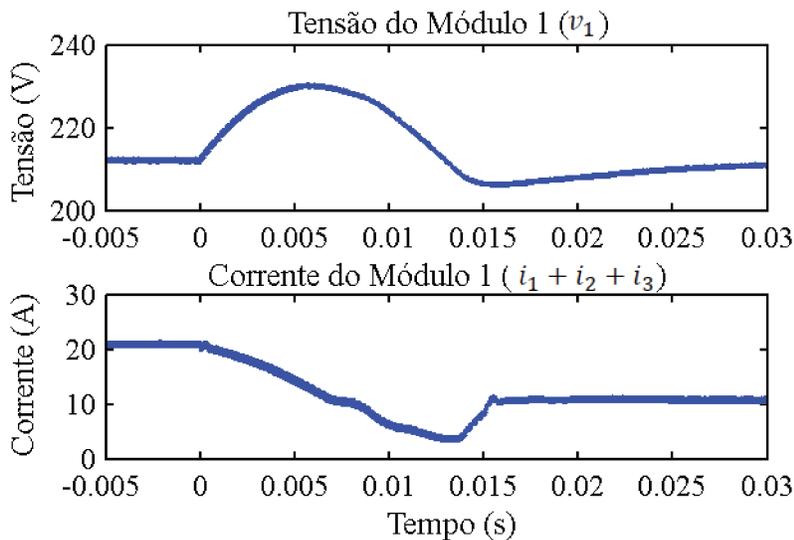


Figura 70: Variação na carga de 2023W para 1023W

Conclusões

Com base nos estudos realizados, verificou-se uma grande diversidade no dimensionamento entre os conversores pesquisados, reforçando a importância da escolha adequada do conversor para certa aplicação. Tal escolha é uma tarefa difícil em virtude da grande quantidade de características a serem comparadas.

Neste projeto foi adotada a estratégia de projetar e simular todos os conversores considerados com especificações compatíveis, com o objetivo de determinar qual(is) seria(m) mais adequado(s) para a situação proposta neste projeto – alto ganho de tensão (6 vezes) e potência nominal de 2,2 kW. Esta abordagem permitiu a seleção de uma topologia, julgada mais adequada com base nos critérios considerados.

Foi possível encontrar topologias consideradas melhores para as especificações escolhidas do que a solução convencionalmente considerada – o conversor *boost*. A partir do estudo das topologias, foi escolhido um conversor, o *interleaved double dual boost*, como o mais adequado para as especificações propostas. Este conversor foi projetado detalhadamente e um protótipo foi construído em laboratório, permitindo a obtenção de dados experimentais.

Os resultados experimentais obtidos que demonstraram a capacidade desta topologia de trabalhar com ganho elevado de tensão e alta eficiência. Como a tarefa de elevar a tensão é dividida entre os dois módulos, o conversor trabalha com dispositivos (transistores, diodos, capacitores e indutores) de tensão inferior a tensão de saída. A corrente é dividida entre as fases e o conversor pode trabalhar com número elevado de fases, o que é especialmente vantajoso em aplicações com corrente elevada.

Como uma característica desfavorável do conversor *interleaved double dual boost*, deve-se citar que o controle de tensão não é feito diretamente na tensão de saída do conversor, mas através do controle de tensão em dois capacitores, um na saída de cada módulo. Este controle independente de tensão nos dois capacitores é necessário para garantir o equilíbrio destas tensões, porém deve-se notar que uma variação na tensão da fonte irá provocar uma variação na tensão de saída, conforme a equação (20). Por este motivo, caso a tensão de entrada varie, este valor deve ser medido e a tensão de referência dos capacitores calculada em função da tensão de saída desejada, com base na equação (25).

A potência nominal escolhida para realização do dimensionamento dos conversores e do protótipo, 2,2 kW, é compatível, por exemplo, com um pequeno veículo elétrico como uma *scooter* elétrica ou um *kart* elétrico ou ainda com um sistema solar fotovoltaico residencial. Em muitas aplicações, a potência necessária é significativamente maior, como nos carros elétricos para uso urbano, nos quais a potência é em geral acima de 20 kW.

A realização de conversores de maior potência é um tópico de interesse para trabalhos futuros. Outra aplicação potencial dos conversores estudados é no gerenciamento de energia em sistemas com múltiplas fontes de energia, conforme descrito em [23] e [24].

Apêndice I – Valor Eficaz da Onda Triangular

Valor eficaz de uma onda triangular – Condução Contínua

Considerando a forma de onda da corrente no indutor operando em condução contínua, ilustrada na Figura 71.

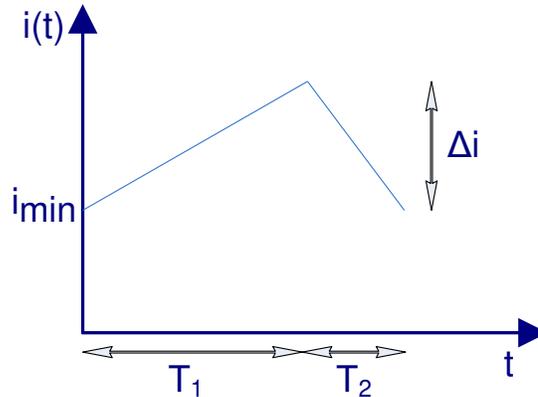


Figura 71: Forma de onda da corrente no indutor (condução contínua)

A corrente média é dada por:

$$i_{med} = i_{min} + \frac{\Delta i}{2} \quad (121)$$

Por simetria, pode-se calcular o valor eficaz (RMS) apenas no intervalo T_1 , e o resultado será o mesmo para o intervalo $T = T_1 + T_2$.

$$i_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \left(i_{min} + \Delta i \frac{t}{T_1} \right)^2 dt} = \quad (122)$$

$$= \sqrt{\frac{1}{T_1} \int_0^{T_1} \left(i_{min}^2 + 2i_{min} \Delta i \frac{t}{T_1} + \Delta i^2 \frac{t^2}{T_1^2} \right) dt} = \quad (123)$$

$$i_{rms} = \sqrt{i_{min}^2 + i_{min} \Delta i + \frac{\Delta i^2}{3}} \quad (124)$$

Para condução contínua com baixa ondulação de corrente ($i_{min} \gg \Delta i$), podemos desprezar o último termo:

$$i_{rms} \cong \sqrt{i_{min}^2 + i_{min} \Delta i} \quad (125)$$

Expandindo esta raiz através da série de Taylor e considerando os dois primeiros termos:

$$i_{rms} \cong i_{min} + \frac{\Delta i}{2} = i_{med} \quad (126)$$

Apesar da simplificação, esta fórmula apresenta bons resultados para a condição de baixa ondulação. Por exemplo, se $i_{min} > 2\Delta i$ o erro da relação (126) é inferior a 0,7%. Se Δi for comparável à ou maior que i_{min} , é necessário utilizar a relação (124) no cálculo do valor eficaz da corrente.

Valor eficaz de uma onda triangular – Condução Descontínua

Considerando a forma de onda da corrente no indutor operando em condução descontínua, ilustrada na Figura 72.

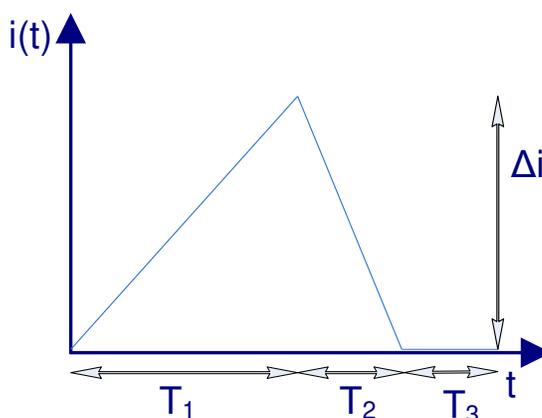


Figura 72: Forma de onda da corrente no indutor (condução descontínua)

O valor médio desta forma de onda é

$$i_{med} = \frac{\Delta i}{2} \left(\frac{T_1 + T_2}{T} \right) \quad (127)$$

Podemos calcular o valor eficaz (RMS) desta forma de onda no período formado por T_1 e T_2 utilizando a relação (122) com $i_{min} = 0$. O valor eficaz em T_3 é nulo. Portanto,

$$i_{rms} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i^2 dt} = \sqrt{\frac{1}{T} \left[\int_0^{T_1} \left(\Delta i \frac{t}{T_1} \right)^2 + \int_0^{T_2} \left(\Delta i \frac{t}{T_2} \right)^2 \right] dt} = \sqrt{\frac{\Delta i^2 T_1 + T_2}{T} dt} \quad (128)$$

$$i_{rms} = \frac{\Delta i}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{T_1 + T_2}{T}} \quad (129)$$

A relação entre as correntes eficaz e média é

$$\frac{i_{rms}}{i_{med}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \sqrt{\frac{T}{T_1 + T_2}} > \frac{2}{\sqrt{3}} \quad (130)$$

No caso limite entre os dois modos de condução (condução crítica), no qual $T_1 + T_2 = T$, as equações 6.4 e 6.5 se simplificam para:

$$i_{med} = \frac{\Delta i}{2} \quad (131)$$

$$i_{rms} = \frac{\Delta i}{\sqrt{3}} \quad (132)$$

A relação entre as correntes eficaz e média no caso de condução crítica é:

$$\frac{i_{rms}}{i_{med}} = \frac{2}{\sqrt{3}} \cong 1,15 \quad (133)$$

Apêndice II – Tabela de Fios AWG

AWG #	Diâmetro (mm)	Área (mm ²)	Corrente @ 3A/mm ² (A)	Ohm/m @ 100°C	Freq. @ $\delta = d$ (kHz)
1	7,348	42,41	127,2	0,0005	0,108
2	6,543	33,62	100,9	0,0006	0,136
3	5,827	26,67	80,00	0,0008	0,172
4	5,189	21,15	63,45	0,0010	0,216
5	4,620	16,77	50,30	0,0012	0,273
6	4,115	13,30	39,89	0,0015	0,344
7	3,665	10,55	31,65	0,0020	0,434
8	3,264	8,367	25,10	0,0025	0,547
9	2,906	6,631	19,89	0,0031	0,690
10	2,588	5,261	15,78	0,0039	0,870
11	2,304	4,168	12,51	0,0049	1,098
12	2,052	3,308	9,924	0,0062	1,383
13	1,829	2,627	7,880	0,0078	1,742
14	1,628	2,082	6,246	0,0099	2,198
15	1,450	1,652	4,956	0,0125	2,770
16	1,290	1,308	3,923	0,0158	3,499
17	1,151	1,040	3,119	0,0198	4,401
18	1,024	0,823	2,469	0,0250	5,560
19	0,912	0,653	1,959	0,0315	7,007
20	0,813	0,519	1,557	0,0397	8,819
21	0,724	0,412	1,235	0,0501	11,12
22	0,645	0,327	0,981	0,0630	14,00
23	0,574	0,259	0,776	0,0796	17,68
24	0,511	0,205	0,614	0,1006	22,35
25	0,455	0,162	0,487	0,1269	28,18
26	0,404	0,128	0,384	0,1608	35,72
27	0,361	0,102	0,307	0,2016	44,78
28	0,320	0,080	0,241	0,2561	56,88
29	0,287	0,065	0,194	0,3184	70,72
30	0,254	0,051	0,152	0,4065	90,30
31	0,226	0,040	0,120	0,5133	114,0
32	0,203	0,032	0,097	0,6352	141,1
33	0,180	0,026	0,077	0,8065	179,1
34	0,160	0,020	0,060	1,0243	227,5
35	0,142	0,016	0,048	1,2964	288,0
36	0,127	0,013	0,038	1,6262	361,2
37	0,114	0,010	0,031	2,0076	445,9
38	0,102	0,008	0,024	2,5409	564,4
39	0,089	0,006	0,019	3,3187	737,2
40	0,079	0,005	0,015	4,2304	939,7

Apêndice III – Características do Núcleo

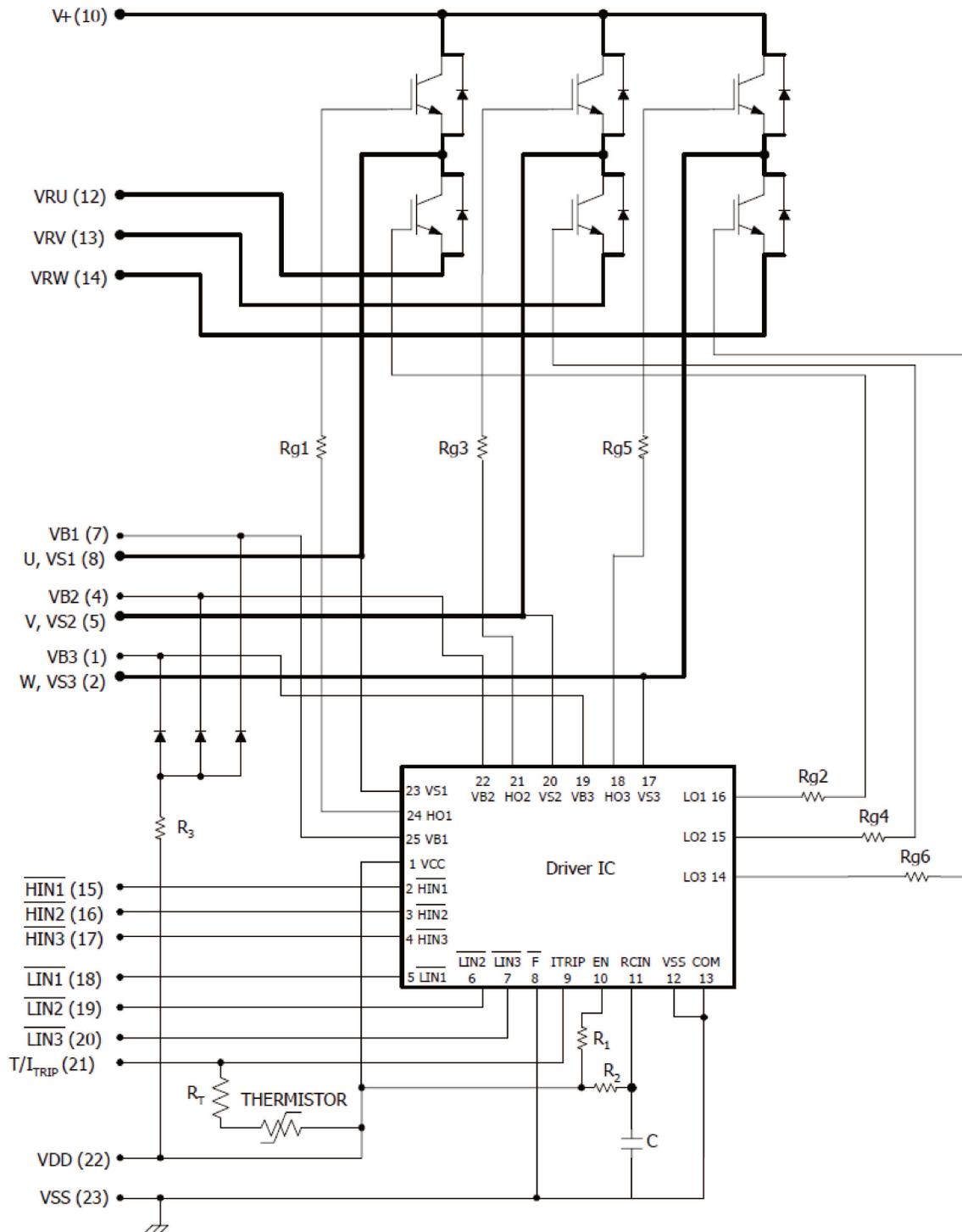
As características mostradas na tabela a seguir referem-se aos núcleos de material amorfo tipo C, produzidos pela AMS (www.advancedmodularsolutions.com).

Código do produto	a (mm)	b (mm)	c (mm)	d (mm)	e (mm)	f (mm)	l_c (cm)	A_c (cm ²)	V_c (cm ³)	m (g)	$W_a A_m$ (cm ⁴)	K_g (cm ⁵)
AMS-CC1-091033-RONOR	9,1	10,2	33	15	29	51	11,5	1,1	12,6	91	3,7	0,35
AMS-CC1-099033-RONOR	9,9	9,7	33	15	29,5	53	12,9	1,2	15,5	112	3,9	0,36
AMS-CC1-120040-GONOR	11,9	12,7	39,7	10	36,4	64,2	16	0,95	15,2	110	4,8	0,28
AMS-CC1-099033-HONOR	9,9	9,7	33	20	29,5	53	12,9	1,6	20,5	150	5,2	0,64
AMS-CC1-100033-HONOR	10	11	33	20	31	53	13,1	1,6	21	151	5,8	0,71
AMS-CC1-110030-HONOR	11	13	30	20	35	52	13,4	1,76	23,6	170	6,9	0,90
AMS-CC1-110040-HONOR	11	13	40	20	35	62	15,4	1,8	27,7	200	9,4	1,09
AMS-CC1-120040-HONOR	11,9	12,7	39,7	20	36,4	64,2	16	1,9	30,4	220	9,6	1,14
AMS-CC1-110040-IONOR	11	13	40	25	35	62	15,4	2,25	34,6	250	11,7	1,71
AMS-CC1-110050-IONOR	11	13	50	25	35	72	17,4	2,25	39,1	282	14,6	1,89
AMS-CC1-110050-SONOR	11	13	50	30	35	72	17,4	2,7	47	340	17,5	2,72
AMS-CC1-130056-IONOR	13	15	56	25	41	82	20	2,6	52	374	21,8	2,84
AMS-CC1-130056-SONOR	13	15	56	30	41	82	20	3,12	62,4	460	26,2	4,09
AMS-CC1-130056-S1NOR	13	15	56	35	41	82	20	3,64	72,8	530	30,6	5,56
AMS-CC1-160070-IONOR	16	20	70	25	52	102	25,3	3,2	81	590	44,8	5,67
AMS-CC1-160070-SONOR	16	20	70	30	52	102	25,3	3,84	97,1	710	53,8	8,16
AMS-CC1-160070-TONOR	16	20	70	40	52	102	25,3	5,12	130	950	71,7	14,5
AMS-CC1-160070-T1NOR	16	20	70	45	52	102	25,3	5,76	146	1060	80,6	18,4
AMS-CC1-190083-S1NOR	19	25	83	35	63	121	30,3	5,32	161	1170	110	19,4
AMS-CC1-190083-TONOR	19	25	83	40	63	121	30,3	6,08	184	1330	126	25,3
AMS-CC1-190083-UONOR	19	25	83	50	63	121	30,3	7,6	230	1670	158	39,6
AMS-CC1-190090-VONOR	19	25	90	60	63	128	31,7	9,12	289	2100	205	59,0

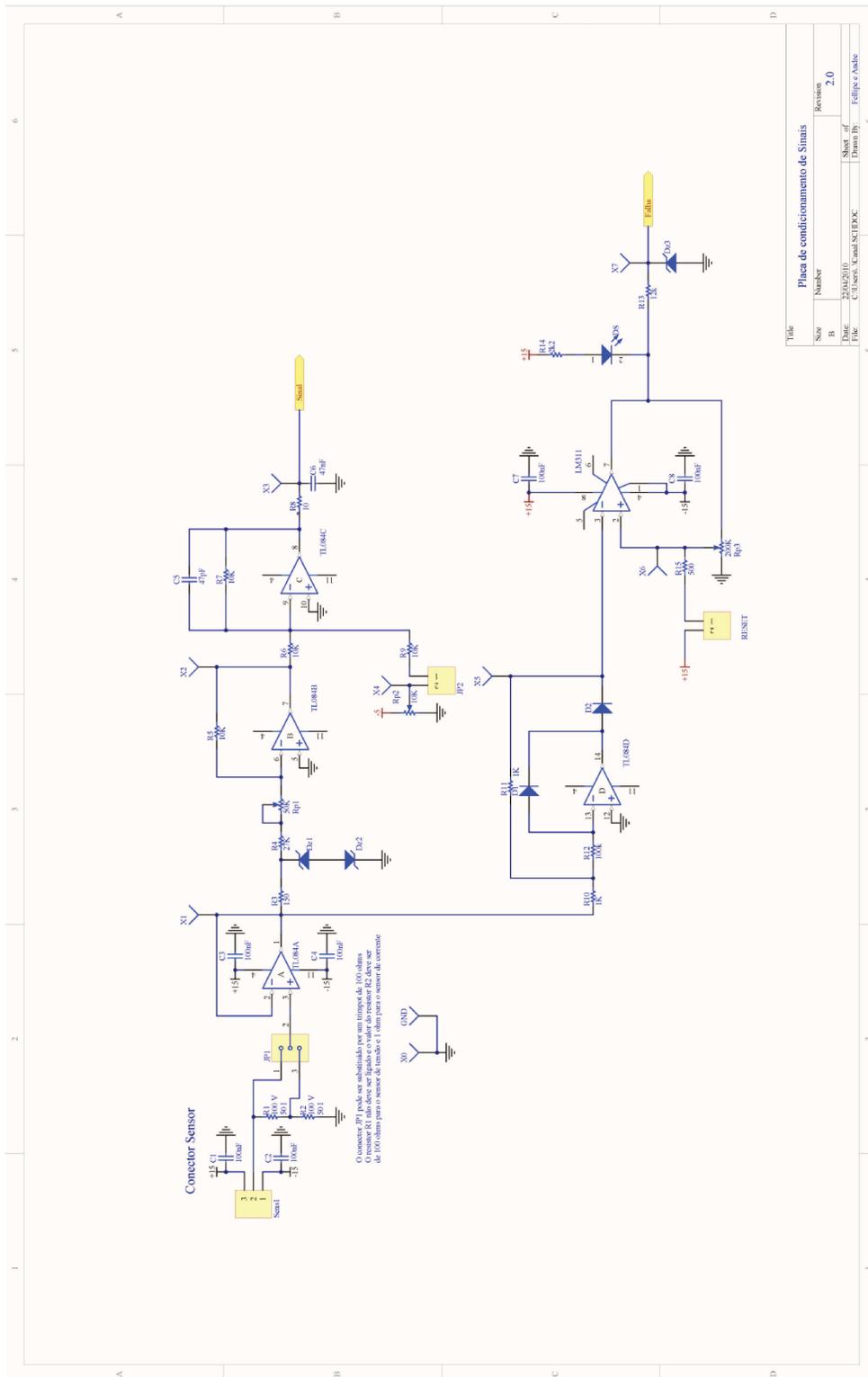
Onde:

- As dimensões de a...f se referem à Figura 25
- l_c é o comprimento médio do caminho magnético
- A_c é a área média da seção transversal magnética
- V_c é o volume de material magnético
- m é a massa do núcleo
- $W_a A_m$ é o produto área-núcleo
- K_g é a constante geométrica do núcleo

Apêndice IV – Circuito Integrado de Potência



Apêndice V – Condicionamento de Sinais



Apêndice VII – Perdas de Comutação

Tabela 26: Resultados experimentais: perdas na entrada em condução

Junção em 90 °C			Junção em 125 °C		
Tensão (V)	Corrente (A)	Energia (μ J)	Tensão (V)	Corrente (A)	Energia (μ J)
50	2,3	7,8	50	2,5	10,0
70	3,4	14,7	75	3,7	21,1
100	4,7	29,6	100	5,0	37,2
120	5,5	43,5	125	6,1	58,1
150	7,2	69,7	150	7,2	85,9
170	8,0	92,3	175	8,4	123,1
190	9,1	121,7	200	9,8	167,1
220	10,3	172,5	225	11,0	218,4
250	11,9	234,8	250	12,2	284,4
270	13,1	283,2	275	13,2	355,8
300	14,3	364,2	300	14,3	434,1
50	3,2	10,0	50	3,3	13,5
70	4,7	19,1	75	4,9	29,2
100	6,4	39,3	100	6,5	51,3
120	7,7	62,0	125	8,2	81,5
150	10,1	101,1	150	9,8	121,8
170	11,0	133,7	175	11,8	175,3
190	12,6	176,9	200	13,3	240,7
220	14,6	254,8	225	15,1	321,2
250	16,3	352,5	250	16,7	411,5
270	18,3	432,2	50	4,6	19,6
50	4,8	15,7	75	6,8	44,2
80	7,9	40,5	100	9,4	79,3
100	10,0	64,3	125	11,4	129,8
120	12,4	98,6	150	13,9	194,6
150	15,5	179,5	175	16,4	283,5
170	17,4	242,5	200	18,9	399,8
190	20,0	327,0	50	1,6	10,1
220	23,3	494,1	75	2,3	21,8
50	6,7	25,9	100	3,1	38,3
80	11,3	70,8	125	3,9	57,9
100	14,3	116,8	150	4,6	69,0
120	17,6	185,2	175	5,5	87,3
150	22,2	329,7	200	6,1	109,7
170	25,6	464,4	225	6,7	139,0
			250	7,4	174,0
			275	8,2	211,0
			300	9,1	257,2
			50	6,7	29,7

(continuação da Tabela 26)

75	10,2	67,1
100	13,7	132,5
125	17,0	215,3
150	21,2	350,4
50	10,9	54,7
75	16,6	134,0
100	22,6	269,0

Tabela 27: Resultados experimentais: perdas no desligamento

Resultados experimentais: Perdas no desligamento					
Junção em 90 °C			Junção em 125 °C		
Tensão (V)	Corrente (A)	Energia (μ J)	Tensão (V)	Corrente (A)	Energia (μ J)
50	2,6	4,3	50	2,8	4,6
70	3,7	8,0	75	4,0	9,6
100	5,4	15,8	100	5,4	17,1
120	6,5	22,8	125	6,7	26,6
150	8,2	36,4	150	8,1	39,0
170	9,2	48,4	175	9,5	55,9
190	10,5	62,5	200	10,8	74,2
220	11,9	85,7	225	12,3	95,7
250	13,8	114,1	250	13,8	126,8
270	14,7	135,1	275	14,8	157,0
300	16,4	172,2	300	16,2	189,9
50	3,4	5,3	50	3,5	5,8
70	4,8	9,8	75	5,2	12,6
100	6,9	19,4	100	7,0	22,3
120	8,5	29,0	125	8,9	35,2
150	10,6	46,3	150	10,6	51,5
170	12,9	60,4	175	12,2	72,9
190	13,3	80,4	200	14,1	98,2
220	15,6	110,3	225	15,9	126,9
250	18,2	147,7	250	17,7	159,8
270	19,6	173,1	50	5,1	12,5
50	5,0	6,8	75	7,9	27,5
80	8,1	17,5	100	10,5	47,4
100	10,4	26,8	125	13,0	73,0
120	12,6	43,1	150	16,0	104,5
150	15,9	70,5	175	18,7	148,1
170	18,2	91,8	200	21,7	197,4
190	20,4	117,8	50	1,8	2,9
220	24,0	167,7	75	2,9	6,3

(continuação da Tabela 27)

50	7,4	14,7	100	3,7	11,1
80	13,9	36,9	125	4,6	18,1
100	15,7	57,6	150	5,4	27,1
120	19,2	85,9	175	6,8	37,2
150	24,3	140,2	200	7,4	51,7
170	28,3	182,8	225	8,5	66,9
			250	9,6	85,0
			275	10,2	106,0
			300	11,3	134,0
			50	7,1	18,3
			75	10,7	39,4
			100	14,8	71,7
			125	18,9	111,8
			150	22,9	162,8
			50	11,0	23,3
			75	16,9	51,4
			100	22,8	93,7

Apêndice VIII – Medidas Rendimento

Tabela 28: Rendimento em função da razão cíclica

Delta (%)	Vin (V)	Vout (V)	Pout (W)	Pin (W)	Rendimento
0	60,0	58,09	57,47	59,1	0,972
2	60,0	60,1	61,53	64	0,961
4	60,0	62,55	66,65	69,5	0,959
6	60,0	65,15	72,3	75,6	0,956
8	60,0	67,9	78,4	82,2	0,954
10	60,0	70,7	85,2	89,6	0,951
12	60,0	73,8	92,9	98,1	0,947
14	60,0	77,2	101,4	107,5	0,943
16	60,0	80,7	110,8	117,9	0,940
18	60,0	84,2	120,8	128,9	0,937
20	60,0	87,9	131,5	140,7	0,935
22	60,0	91,7	143,1	153,6	0,932
24	60,0	95,7	155,9	167,7	0,930
26	60,0	99,9	169,9	183,1	0,928
28	60,0	104,3	185,2	199,9	0,926
30	60,0	109	202,1	218,4	0,925
32	60,0	113,9	220,9	238,8	0,925
34	60,0	119,1	241,5	261,3	0,924
36	60,0	124,6	264,2	285,9	0,924
38	60,0	130,5	289,4	313,3	0,924
40	60,0	136,7	317,6	343,6	0,924
42	60,0	143,3	349,2	377,4	0,925
44	60,0	150,4	384,3	415,1	0,926
46	60,0	157,9	423,9	457,3	0,927
48	60,0	166,1	468	504,8	0,927
50	60,0	174,8	519	558,2	0,930
52	60,0	184,1	575	618,2	0,930
54	60,0	193,9	638	684,6	0,932
56	60,0	204,5	709	760,2	0,933
58	60,0	216,4	794	850,7	0,933
60	60,0	229,6	894	957,4	0,934
62	60,0	244,2	1012	1083,1	0,934
64	60,0	260,6	1151	1231,2	0,935
66	60,0	278,7	1315	1407,4	0,934
67	60,0	288,6	1413	1511,5	0,935
68	60,0	299	1514	1620,6	0,934
69	60,0	309,9	1625	1741,2	0,933
70	60,0	321,6	1749	1874,5	0,933
71	60,0	334	1885	2022,3	0,932
72	60,0	347	2033	2184,3	0,931
72,5	60,0	353,9	2114	2274,2	0,930
73	60,0	361,1	2201	2368,1	0,929
73,5	60,0	368,3	2289	2467,5	0,928
74	60,0	376	2384	2573	0,927
74,5	60,0	383,8	2484	2685,8	0,925

Tabela 29: Rendimento em função da potência de saída

Vin(V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	Rendimento
30,0	7,869	236,1	360,1	0,58	201	0,851
30,0	14,796	444,1	360,1	1,11	397	0,894
30,0	22,124	664	360	1,67	597	0,899
30,0	29,641	889,2	360	2,23	798	0,897
30,0	37,355	1120,6	360,1	2,78	999	0,891
30,0	45,351	1360,9	360,1	3,34	1199	0,881
40,0	6,163	246,6	360	0,58	201	0,815
40,0	11,172	447,1	360,1	1,11	396	0,886
40,0	16,471	659,1	360	1,67	597	0,906
40,0	21,851	874,2	360	2,22	798	0,913
40,0	27,308	1092,5	360	2,78	999	0,914
40,0	32,861	1314,4	360,1	3,34	1200	0,913
40,0	38,485	1539,8	360	3,9	1400	0,909
40,0	44,17	1766,8	360	4,45	1598	0,904
40,0	49,778	1993,2	360,1	5	1798	0,902
50,0	5,148	257,4	360	0,58	201	0,781
50,0	9,119	456,1	360,1	1,11	396	0,868
50,0	13,243	662,2	360,1	1,67	597	0,902
50,0	17,439	871,9	360	2,22	798	0,915
50,0	21,694	1084,6	360	2,78	998	0,920
50,0	25,894	1299,4	360	3,34	1199	0,923
50,0	30,28	1515,2	360,1	3,89	1398	0,923
50,0	34,61	1730,5	360,1	4,44	1597	0,923
50,0	39,044	1952,1	360,1	5	1797	0,921
50,0	43,51	2176,4	360	5,56	1998	0,918
60,0	4,495	269,5	360	0,6	202	0,750
60,0	7,77	466,3	360	1,12	397	0,851
60,0	11,178	670,8	360	1,67	598	0,891
60,0	14,609	875,5	360	2,23	799	0,913
60,0	18,07	1084,2	360,1	2,79	999	0,921
60,0	21,602	1295,9	360,1	3,34	1200	0,926
60,0	25,134	1508,5	360	3,89	1398	0,927
60,0	28,63	1717,6	360,1	4,44	1597	0,930
60,0	32,212	1932,7	360,1	5	1798	0,930
60,0	35,837	2150,2	360,1	5,56	1998	0,929
60,0	39,51	2370,6	360	6,12	2200	0,928*
70,0	3,965	277,8	360	0,6	200	0,720
70,0	6,787	475,3	360	1,12	396	0,833
70,0	9,691	678,3	360	1,67	597	0,880
70,0	12,615	883,1	360,1	2,23	798	0,904
70,0	15,551	1088,5	360,1	2,78	999	0,918
70,0	18,505	1295,1	360	3,34	1200	0,927
70,0	21,513	1506,1	360,1	3,89	1398	0,928
70,0	24,454	1711,5	360,1	4,45	1598	0,934
70,0	27,471	1923,1	360	5	1797	0,934
70,0	30,512	2135,5	360	5,55	1997	0,935
70,0	33,561	2349,7	360,1	6,11	2198	0,935
70,0	36,684	2567,3	360,1	6,67	2401	0,935

*Ponto de Operação Nominal

(continuação da Tabela 29)

Vin(V)	Iin (A)	Pin (W)	Vout (V)	Iout (A)	Pout (W)	Rendimento
80,0	3,601	287,9	360,1	0,59	201	0,698
80,0	6,053	484,5	360	1,12	396	0,817
80,0	8,592	687,4	360,1	1,67	597	0,868
80,0	11,133	890,8	360,1	2,23	798	0,896
80,0	13,691	1095,1	360,1	2,78	999	0,912
80,0	16,258	1300,5	360	3,34	1200	0,923
80,0	18,779	1507,1	360,1	3,89	1398	0,928
80,0	21,38	1710,4	360,1	4,44	1597	0,934
80,0	24,01	1920,7	360,1	5	1798	0,936
80,0	26,641	2130,9	360,1	5,55	1998	0,938
80,0	29,282	2342,2	360,1	6,11	2200	0,939
80,0	31,915	2552,6	360,1	6,66	2398	0,939
80,0	34,57	2765,4	360,1	7,22	2598	0,939
80,0	37,243	2979,3	360,1	7,77	2797	0,939
80,0	39,883	3191,8	360,1	8,33	2998	0,939
90,0	3,269	294,4	360	0,57	201	0,683
90,0	5,451	490,4	360	1,11	396	0,808
90,0	7,703	693,5	360,1	1,66	597	0,861
90,0	9,958	896,3	360,1	2,22	798	0,890
90,0	12,225	1100,3	360,1	2,78	998	0,907
90,0	14,497	1304,8	360	3,33	1199	0,919
90,0	16,776	1510,1	360	3,89	1400	0,927
90,0	19,056	1713,2	360,1	4,44	1597	0,932
90,0	21,308	1917,9	360	5	1796	0,936
90,0	23,634	2127,1	360	5,56	1997	0,939
90,0	25,972	2338,3	360,1	6,11	2199	0,940
90,0	28,304	2547,1	360,1	6,67	2400	0,942
90,0	30,631	2756,1	360,1	7,22	2598	0,943
90,0	33,021	2972,3	360	7,78	2801	0,942
90,0	35,372	3184,2	360	8,34	3002	0,943
90,0	37,735	3396,9	360	8,9	3200	0,942
90,0	40,091	3608,2	360	9,45	3401	0,943
100,0	3,032	303,1	360,1	0,59	201	0,663
100,0	4,989	498,8	360	1,12	396	0,794
100,0	7,011	701,2	360	1,67	598	0,853
100,0	9,036	903,7	360,1	2,23	798	0,883
100,0	11,062	1106,2	360,1	2,78	999	0,903
100,0	13,098	1309,8	360	3,34	1199	0,915
100,0	15,124	1514,8	360,1	3,89	1400	0,924
100,0	17,145	1714,8	360	4,44	1597	0,931
100,0	19,198	1919,5	360	5	1797	0,936
100,0	21,255	2125,5	360	5,55	1997	0,940
100,0	23,353	2334,7	360,1	6,11	2199	0,942
100,0	25,433	2542,5	360	6,67	2398	0,943
100,0	27,547	2755	360	7,23	2600	0,944
100,0	29,631	2963,2	360	7,78	2800	0,945
100,0	31,751	3174,5	360,1	8,34	3000	0,945
100,0	33,854	3385,4	360,1	8,9	3200	0,945
100,0	35,967	3598,2	360	9,45	3401	0,945
100,0	38,074	3809,4	360	10,01	3599	0,945

Referências Bibliográficas

- [1] Ehsani, M., et al., *Modern Electric, Hybrid Electric, and Fuel Cell Vehicles, Second Edition*, USA : CRC Press, 2008.
- [2] Maniktala, S., *Switching Power Supplies A to Z*, USA : Newnes, 2006.
- [3] Pomilio, J. A., *Fontes Chaveadas*, [Disponível em www.dsce.fee.unicamp.br/~pomilio] 2008.
- [4] Betten, J. and Kollman, R., "Interleaving dc/dc converters boost efficiency and voltage," *EDN*, no. 77, 2005.
- [5] Yu, W., Qian, H. and Lai, J., "Design of High-Efficiency Bidirectional DC-DC Converter and High-Precision Efficiency Measurement," *IEEE Industrial Electronics, IECON*, 2008.
- [6] Huang, X. et al., "A DSP Based Controller for High-Power Interleaved Boost Converter," *Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC*, 2003.
- [7] Yao, G., Chen, A. and He, X., "Soft Switching Circuit for Interleaved Boost Converters," *IEEE Trans. on Power Electronics*, vol. 22, pp. 80-86, 2007.
- [8] Erickson, R. W. and Maksimovic, D., *Fundamentals of Power Electronics*, USA : Springer, 2000.
- [9] Ortiz-Lopez, M. G. et al., "Current-Mode Control for a Quadratic Boost Converter with a Single Switch," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 2007.
- [10] Dang, B. V., et al., "New high-power high-ratio non isolated DC-DC boost converter for fuel cell applications," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 2006.
- [11] Nomura, H., Fujiwara, K. and Yoshida, M., "A New DC-DC Converter Circuit with Larger Step-up/down Ratio," *IEEE Power Electronics Specialists Conference, PESC*, 2006.
- [12] Jang, Y. and Jovanović, M. M., "Interleaved Boost Converter With Intrinsic Voltage-Doubler Characteristic for Universal-Line PFC Front End," *Trans. on Power Electronics*, vol. 22, no. 4, Jul. 2007.
- [13] Mohan, N., Undeland, T. M. and Robbins, W. P., *Power Electronics*, USA : John Wiley & Sons Inc., 1995.
- [14] Kajangan, K. and Neammenee, B., "High Gain Interleave Technique with Maximum Peak Power Tracking for Wind Turbine Converter," *ECTI-CON, 6th International*

Conference on Telecommunications and Information Technology, 2009.

[15] Thounthong, P., Sethakul, P. and Davat, B., "Modified 4-phase interleaved fuel cell converter for high-power high-voltage applications," *ICIT, IEEE International Conference on Industrial Technology*, 2009.

[16] den Bossche, Alex V and Valchev, Vencislav C., *Inductors and Transformers for Power Electronics*, USA : CRC Press, 2005.

[17] McLyman, C. W. T., *Transformer and Inductor Design Handbook*, USA : Marcel Dekker, Inc., 2004.

[18] AMS, *AMS Ener-G Amorphous C-Cores Product Datasheet*, s.l. : available at www.advancedmodularsolutions.com.

[19] IRF, *IRAMX20UP60A Datasheet (PD-96956 Rev F)*, s.l. : Available at www.irf.com.

[20] Buso, S. and Matavelli, P., *Digital Control in Power Electronics*, USA : Morgan & Claypool, 2006.

[21] Kislovski, A. S., Redl, R and Sokal, N. O., *Dynamic Analysis of Switching Mode DC-DC Converters*, New York : Van Nostrand Reinhold, 1991.

[22] Venable, H. D., "The K factor: A new mathematical tool for stability analysis and synthesis," *Proceedings of Powercon*, 1983.

[23] Ferreira, A.A., et al., "Energy Management Fuzzy Logic Supervisory for Electric Vehicle Power Supplies System," *Trans. on Power Electronics*, vol. 23, no. 1, pp. 107-115, Jan. 2008.

[24] Garcia, F. S., Ferreira, A.A. and Pomilio, J. A., "Control Strategy for Battery-Ultracapacitor Hybrid Energy Storage System," *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition, APEC*, 2009.