

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

“Uma Nova Metodologia de Projeto e Controle para o Inversor Boost (CSI) Monofásico, para o Aproveitamento de Fontes Alternativas e Renováveis de Energia Elétrica”

Leonardo Poltronieri Sampaio

Orientador: Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin

Dissertação de Mestrado apresentada à Faculdade de Engenharia - UNESP - Campus de Ilha Solteira, como parte dos requisitos para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.
Área de Conhecimento: Automação.

**Ilha Solteira - SP
Agosto de 2010**

FICHA CATALOGRÁFICA

Elaborada pela Seção Técnica de Aquisição e Tratamento da Informação
Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação da UNESP - Ilha Solteira.

S192n Sampaio, Leonardo Poltronieri.
Uma nova metodologia de projeto e controle para o inversor Boost (CSI) monofásico, para o aproveitamento de fontes alternativas e renováveis de energia elétrica / Leonardo Poltronieri Sampaio. --Ilha Solteira : [s.n.], 2010
110 f. : il.

Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2010

Orientador: Carlos Alberto Canesin

1. Inversores elétricos. 2. Eletrônica de potência. 3. Energia – Fontes alternativas. 4. Métodos de espaço de estados.

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

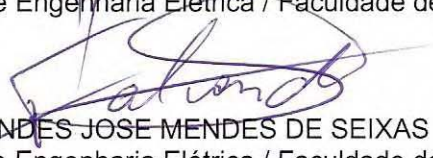
TÍTULO: Uma Nova Metodologia de Projeto e Controle para o Inversor Boost (CSI) Monofásico, para o Aproveitamento de Fontes Alternativas e Renováveis de Energia Elétrica


AUTOR: LEONARDO POLTRONIERI SAMPAIO

ORIENTADOR: Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN

Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de MESTRE em ENGENHARIA ELÉTRICA, Área: AUTOMAÇÃO, pela Comissão Examinadora:


Prof. Dr. CARLOS ALBERTO CANESIN
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. DENIZAR CRUZ MARTINS
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Santa Catarina - Florianópolis/SC

Data da realização: 27 de agosto de 2010.

Agradecimentos

Agradeço à Deus.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Carlos Alberto Canesin, por ter confiado na minha pessoa, por ter auxiliado no meu crescimento profissional e pessoal, pelo apoio neste e em outros trabalhos que realizamos desde a minha graduação.

Ao Moacyr Aureliano Gomes de Brito e ao Luigi Galotto Junior, pela oportunidade de trabalhar em equipe e por terem contribuído de forma significativa na evolução e andamento deste trabalho.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência: Luciano de Souza da Costa e Silva, Prof. Dr. Guilherme de Azevedo e Melo, Alírio Fazio Junior, Rodolfo Castanho Fernandes e Marcelo Rubia da Silva.

Agradeço a minha mãe, Roselly de Fátima Batista Poltronieri e a meu irmão, Lucas Poltronieri Sampaio, por serem minha família e terem me ajudado a chegar até aqui.

Aos meus avós Osvaldo e Irene pelo apoio e ensinamentos.

A minha querida namorada, Juliana Aparecida de Souza, pelo incentivo, amor, carinho e por me ajudar nos momentos mais difíceis.

À Devanir José de Souza, e à Aparecida Sala de Souza, pais da minha namorada, pelo apoio e incentivo.

Ao Prof. Dr. Dionízio Paschoareli Júnior por ter participado na banca de qualificação, trazendo contribuições significativas para o trabalho.

Aos professores Dr. Falcondes José Mendes de Seixas e Dr. Denizar Cruz Martins pela participação na banca de defesa de mestrado, levantando em pauta as questões mais importantes e trazendo discussões que permitiram melhorias neste trabalho.

À CAPES (Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior) pelo apoio financeiro.

Resumo

Este trabalho propõe uma nova abordagem na metodologia de operação para o inversor *Boost* monofásico, como estrutura base para o aproveitamento de fontes alternativas e renováveis de energia elétrica. Considerando-se que equipamentos eletro/eletrônicos convencionais em CA (corrente alternada) necessitam, normalmente, de níveis e formato de tensão diferentes daqueles fornecidos por essas fontes de energia, o inversor proposto é uma estrutura integrada que tem a capacidade de operar como conversor elevador de tensão e inversor, apresentando um número reduzido de componentes e rendimento maior, quando comparado às formas tradicionais de se associar em cascata o conversor elevador com o inversor.

O projeto convencional do inversor fonte de corrente (CSI) exige uma indutância elevada de entrada, além disso, o modelo a pequeno sinais do CSI é semelhante ao do conversor *Boost* no modo de condução contínua, apresentando um zero no semi-plano direito na função de transferência para o controle da tensão de saída, sendo que este zero causa o conhecido efeito de fase não-mínima. Desta forma, uma metodologia especial de projeto é apresentada resultando numa indutância *Boost* reduzida e numa técnica de controle utilizando um sistema multi-malhas, com alimentação direta, devidamente projetada de forma a possibilitar elevadas dinâmicas de transferência de energia. Adicionalmente, o inversor apresenta tensão de saída com reduzidas distorções harmônicas (DHT), número reduzido de componentes de potência e, conseqüentemente, elevada densidade de potência.

Neste trabalho são apresentadas as análises qualitativa e quantitativa do inversor, a modelagem e técnica de controle proposta, metodologia de projeto, os principais resultados de simulação e experimentais com a finalidade de demonstrar a viabilidade de aplicação da proposta.

Palavras chave: Inversor *Boost* Monofásico. Controle Multi-Malhas. Modelação no Espaço de Estados. Qualidade da Energia Elétrica. Fontes Renováveis de Energia Elétrica. Conversores Estáticos de Potência.

Abstract

This work presents a new methodology for the operation and control of a single-phase current-source Boost Inverter, it is used as base structure for alternative and renewable electric energy sources. The electro/electronics devices normally require electrical source in AC (alternate current) in different voltage levels and shapes those provided by the alternative and renewable electrical sources. The proposed inverter is an integrated structure able to operate as step-up DC-DC converter and inverter, it presents a reduced number of components, high efficiency when compared with the traditional technique of step-up and inverter for cascade association.

The conventional design of current source inverter (CSI) require a large boost inductance, therefore, the small-signal model is similar to continuous-current-mode (CCM) Boost converter, which has a right-half-plane (RHP) zero in its control-to-output transfer function, and this RHP zero causes the well-known non-minimum-phase effects. In this context, a special design with small boost inductance and a multi-loop control is proposed in order to assure stability and very fast dynamics. Furthermore, the inverter presents output voltage with very low total harmonic distortion (THD), reduced number of components and high power density.

In addition, this work presents the Boost CSI operation, the proposed control technique, the main simulation and experimental results in order to demonstrate the feasibility of the proposal. .

Keywords: Single-Phase Boost Inverter. Multi-Loop Control. State-Space Modeling. Power Quality. Renewable Electric Energy Sources. Power Electronics Converters.

Lista de Figuras

1.1	Painel Fotovoltaico Típico	14
1.2	Estruturas utilizadas para a adequação da energia elétrica fornecida pelo painel fotovoltaico	15
1.3	Circuito elétrico equivalente de uma célula solar	15
1.4	Curva I-V para um dado valor de R_p e R_s	16
1.5	Circuito topológico do conversor <i>Boost</i> clássico	17
1.6	Ganho estático do conversor <i>Boost</i> em função da razão cíclica, para o caso ideal e para diversos valores de $\frac{R_L}{R}$	19
1.7	Conversor <i>Boost</i> ZVS PWM	19
1.8	Conversor <i>Boost</i> quadrático utilizando apenas uma chave	20
1.9	Conversor <i>Boost</i> quadrático com comutação suave	21
1.10	Conversor <i>Boost</i> quadrático com número reduzido de componentes	21
1.11	Modulação PWM Senoidal utilizada no Inversor VSI	23
1.12	Inversor monofásico em meia-ponte clássico (VSI)	23
1.13	Conversor CC-CA Half-Bridge ZVS-PWM	24
1.14	Conversor em Ponte-Completa PWM Clássico (VSI)	24
1.15	Inversor Fonte de Corrente (CSI) monofásico	25
1.16	Inversor CSI em multinível	26
1.17	Inversor CSI com modulação HPWM e <i>snubber</i> ressonante passivo	26
1.18	Inversor <i>Boost</i> Integrado.	28
1.19	Inversor <i>Boost</i> utilizando uma estrutura elevadora	28
1.20	Inversor <i>Full-Bridge Buck-Boost</i> série ressonante - FB-SRRBI	29
1.21	Proposta de dissertação: Inversor <i>Boost</i> (CSI) Monofásico	29
2.1	Inversor <i>Boost</i> Monofásico	31
2.2	Etapa de pré-carga do capacitor ($0 \leq \omega t < \gamma$), semi-ciclo positivo	32
2.3	Primeira etapa de funcionamento, semi-ciclo positivo	33
2.4	Segunda etapa de funcionamento, semi-ciclo positivo	33
2.5	Etapa de pré-carga do capacitor ($\pi \leq \omega t < \pi + \gamma$), semi-ciclo negativo	34
2.6	Primeira etapa de funcionamento, semi-ciclo negativo	34
2.7	Segunda etapa de funcionamento, semi-ciclo negativo	34
2.8	Principais formas de onda idealizadas para a operação na frequência de chaveamento	35
2.9	Modulação PWM Senoidal utilizada no Inversor CSI	36

2.10	Ábaco da variação de D em função de ωt , para valores específicos de α	38
2.11	Ábaco da variação de $\Delta I_{L_{Norm}}$ em função de ωt , para valores específicos de α	40
2.12	Ábaco da variação da DHT em função de γ	41
2.13	Forma de onda de corrente idealizada no indutor L	41
2.14	Forma de onda de corrente idealizada na chave S_1	41
2.15	Forma de onda de corrente idealizada na chave S_2	42
2.16	Forma de onda de corrente idealizada na chave S_3	42
2.17	Forma de onda de corrente idealizada na chave S_4	42
2.18	Formas de onda de tensão e corrente idealizadas na carga	43
2.19	Ábaco da variação de $\Delta I_{L_{Norm}}$ em função de ωt , para α de projeto	44
3.1	Circuito equivalente para o Inversor <i>Boost</i>	48
3.2	Primeira etapa de funcionamento do conversor <i>Boost</i>	49
3.3	Segunda etapa de funcionamento do conversor <i>Boost</i>	49
3.4	Circuito equivalente da equação (3.28)	52
3.5	Circuito equivalente da equação (3.29)	52
3.6	Representação dos circuitos	52
3.7	Modelo CC do inversor <i>Boost</i>	53
3.8	Circuito equivalente obtido para a tensão média no indutor L	55
3.9	Circuito equivalente obtido para a corrente média no capacitor C_f	55
3.10	Circuito equivalente obtido para a corrente de entrada do inversor	56
3.11	Modelo a pequenos sinais CA do inversor <i>Boost</i>	56
3.12	Modelo a pequenos sinais CA idealizado do inversor <i>Boost</i>	56
3.13	Processo de linearização, Indutância L referida ao secundário	57
3.14	Processo de linearização, alocação da fonte de corrente	57
3.15	Processo de linearização, fonte de tensão equivalente e corrente referida ao primário	58
3.16	Processo de linearização, fonte de tensão referida ao primário	58
3.17	Processo de linearização, Indutância L referida ao secundário	58
3.18	Circuito canônico valores médios, sem perturbações em $\hat{d}(s)$ e $\hat{v}_{In}(s)$ referido ao secundário	59
3.19	Circuito canônico valores médios da FT G_{id}	61
3.20	Malha de Controle de Corrente	64
3.21	Função de Transferência de Malha Aberta de Corrente	65
3.22	Função de Transferência de Malha Aberta de Corrente, Incluindo o Compensador de Corrente	65
3.23	Resposta ao Degrau da Função de Transferência de Malha Aberta de Corrente com o Compensador PI	66
3.24	Malha de Controle de Tensão	66

3.25	Função de Transferência de Malha Aberta de Tensão	67
3.26	Função de Transferência de Malha Aberta de Tensão, Incluindo o Compensador de Tensão	67
3.27	Resposta ao Degrau da Função de Transferência de Malha Aberta de Tensão com o Compensador PI	68
3.28	Comparação entre o controle modo corrente convencional e o controle modo corrente com realimentação	69
4.1	Modelo do Inversor CS <i>Boost</i> utilizado para obtenção dos resultados via simulação no ambiente MatLab®	71
4.2	Formas de Onda de Tensão (azul) e de Corrente (vermelho) na Carga	72
4.3	Forma de Onda de Corrente no Indutor <i>Boost</i>	73
4.4	Formas de Onda de Tensão e Corrente na Chave S_1	73
4.5	Formas de Onda de Tensão e Corrente na Chave S_2	74
4.6	Formas de Onda de Tensão e Corrente na Chave S_3	74
4.7	Formas de Onda de Tensão e Corrente na Chave S_4	74
4.8	Formas de Onda de Tensão (azul) e de Corrente (vermelho) na Carga	75
4.9	Forma de Onda de Tensão na Carga, Durante o Degrau de Meia Carga para Carga Nominal	75
4.10	Forma de Onda de Corrente no Indutor <i>Boost</i> , Durante o Degrau de Meia Carga para Carga Nominal	76
4.11	Formas de Onda de Tensão (azul) e de Corrente (vermelho) - Carga não Linear	76
4.12	Comparação de resultados para diferentes configurações de controle	77
5.1	Foto do Inversor <i>Boost</i> Monofásico, implementado utilizando módulo didático Semikron integrado ao sistema de aquisição e condicionamento de sinais	78
5.2	Formas de Onda de Tensão (azul) e de Corrente na Carga (vermelho) - Conversor Limitado em Potência	80
5.3	Forma de Onda da Corrente no Indutor <i>Boost</i> - Conversor Limitado em Potência	80
5.4	Formas de Onda de Tensão (azul; 50V/div) e de Corrente na Carga (vermelho; 500mA/div) - Experimental	81
5.5	Forma de Onda da Corrente no Indutor <i>Boost</i> (1A/div) - Experimental	81
5.6	Conteúdo harmônico da tensão de saída V_O até a 13ª ordem harmônica	81
5.7	Resposta ao degrau (50 a 100%), formas de onda de corrente no Indutor (vermelho; 2A/div) e de tensão na Carga (azul; 100V/div) - Experimental	82
5.8	Formas de Onda de Tensão (azul; 100V/div) e Corrente (vermelho; 5A/div) nas Chave S_1 e S_2	83
5.9	Formas de onda de tensão (azul; 100V/div) e corrente (vermelho; 2A/div) no Capacitor - Experimental	83

5.10	Formas de onda de corrente (vermelho; 5A/div) no Indutor <i>Boost</i> e de tensão (azul; 100V/div) na carga para o Inversor <i>Boost</i> operando apenas com controle da corrente de entrada - Experimental	85
5.11	Atuação dos sensores de corrente no indutor e de tensão na carga	86
5.12	Curva do rendimento do Inversor <i>Boost</i> Monofásico	86
A.1	Núcleo toroidal - <i>Iron Powder</i>	95
A.2	Curva de porcentagem de permeabilidade inicial em função da força magnetizante para o material 14	96
A.3	Curva da indutância em função da variação de corrente	98
A.4	Perdas por comutação no IGBT	99
A.5	Circuito térmico equivalente	100
B.1	Montagem Experimental do Inversor <i>Boost</i> Monofásico	103
B.2	Circuito equivalente do Inversor <i>Boost</i> com os IGBTs e diodos	104
B.3	Sensores de tensão na carga e de corrente no indutor	106
B.4	Placa contendo os sensores	106
B.5	Condicionamento do sinal de corrente e de tensão	107
B.6	Condicionamento do sinal de ataque das chaves	107
B.7	Condicionamento do sinal de ataque das chaves	108
B.8	Placa de Alimentação auxiliar	108
B.9	Esquemático do Controle implementado no Simulink/MatLab	110
B.10	Esquemático do Controle implementado no ControlDesk	110

Lista de Tabelas

2.1	Especificações de Projeto	43
3.1	Parâmetros das Funções de Transferência	63
4.1	Parâmetros de Projeto	71
4.2	Principais resultados de simulação	72
5.1	Principais resultados experimental	84
A.1	Parâmetros de projeto para o indutor <i>Boost</i>	94
A.2	Principais características para o núcleo T400-14D	95
A.3	Principais características do material 14	97
A.4	Principais características do IGBT STGW50NC60W	98
A.5	Características técnicas do dissipador HS15559	101
A.6	Características técnicas diodo Schottky SHD114536	101
B.1	Principais características do IGBT SKM50GB123D	104
B.2	Principais características do IGBT SK60GAL128	105
B.3	Estimativa de Perdas para o Inversor operando com uma potência de 101W na entrada, com frequência de chaveamento de 25kHz	109

Sumário

1	Introdução	13
1.1	Introdução	13
1.2	Painel Fotovoltaico	13
1.3	Conversores Elevadores de Tensão do Tipo <i>Boost</i>	17
1.4	Inversores Monofásicos	22
1.5	Estruturas Integradas Monofásicas	27
1.6	Proposta de trabalho	29
2	Inversor <i>Boost</i> Monofásico	31
2.1	Introdução	31
2.2	Etapas de Funcionamento	32
2.3	Análise Quantitativa	36
2.4	Exemplo de Projeto	43
2.5	Conclusões	46
3	Modelação, Funções de Transferência e Projeto dos Controladores	47
3.1	Introdução	47
3.2	Equações em Espaço de Estado para o Inversor <i>Boost</i>	47
3.3	Obtenção do Modelo CA para Pequenos Sinais	52
3.4	Obtenção das Funções de Transferência a Partir do Modelo CA para Pequenos Sinais do Inversor <i>Boost</i>	56
3.5	Projeto dos Controladores	63
3.6	Conclusões	69
4	Resultados de Simulação	70
4.1	Introdução	70
4.2	Resultados de Simulação	70
4.3	Conclusões	77
5	Resultados Experimentais	78
5.1	Introdução	78
5.2	Resultados para o Inversor operando com controle da corrente de entrada e da tensão de saída	79
5.3	Resultados para o Inversor operando apenas com controle da corrente de entrada	84

5.4	Sensor de Corrente na Entrada e da Tensão na Carga	85
5.5	Rendimento da Estrutura	86
5.6	Conclusões	86
6	Conclusão Geral e Continuidade do Trabalho	88
	Referências	90
	APÊNDICE A Especificações de Projeto	94
A.1	Projeto do Indutor <i>Boost</i>	94
A.2	Especificação do Interruptor	98
A.3	Especificação dos Diodos	101
A.4	Estimativa das perdas e rendimento do inversor	102
	APÊNDICE B Detalhes da Implementação em Laboratório	103
B.1	Introdução	103
B.2	Estágio de Potência	103
B.3	Sensores de Tensão na Carga e Corrente no Indutor	105
B.4	Condicionamento de Sinais	106
B.5	Placa de Alimentação Auxiliar	108
B.6	Estimativa das perdas e rendimento do inversor implementado	109
B.7	Implementação do Controle no dSPACE	109

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Introdução

Com a evolução da tecnologia e do processamento da energia elétrica surge a necessidade de adequar esta energia para os mais diversos tipos de aplicações. Neste contexto, a eletrônica de potência vem contribuindo de forma significativa com o processamento eletrônico da energia, desenvolvendo e propondo produtos cada vez mais eficientes, com elevado fator de potência, baixas perdas e volumes reduzidos, que vêm de encontro com o desejado pelo seguimento industrial, conforme (BLAABJERG et al., 2005; BOSE, 2005).

Há situações em que o dispositivo fornecedor de energia elétrica não atende as especificidades dos aparelhos elétrico-eletrônicos em corrente alternada, como são normalmente os casos do painel fotovoltaico (*PV-PhotoVoltaic*) e da célula a combustível (*FC-Fuel Cell*), que fornecem uma tensão contínua em seus terminais de saída. Além disso, tipicamente, a tensão eficaz para diversas aplicações residenciais/comerciais é de muito maior amplitude que a tensão média de saída das fontes alternativas tipo PV e FC.

Neste contexto, considerando-se o interesse para este trabalho de aplicações e aproveitamento de energia elétrica provenientes de painéis fotovoltaicos, este capítulo apresenta a análise simplificada do funcionamento e das principais características do PV, apresentando uma revisão bibliográfica das principais estruturas de conversores estáticos utilizadas no aproveitamento de energias alternativas e renováveis.

1.2 Painel Fotovoltaico

O Painel Fotovoltaico é um dispositivo utilizado para o processo de conversão da energia solar em elétrica. Dentre as fontes alternativas, a energia elétrica proveniente dos painéis é atualmente considerada como sendo a fonte de energia natural mais útil, uma vez que esta disponível de forma livre ao longo da Terra e participa, na Terra, como fator primário de todos os outros processos naturais de obtenção de energia. Além disso, apesar dos fenômenos de reflexão e absorção dos raios solares pela atmosfera, estima-se que a energia solar incidente sobre a superfície da terra seja da ordem de dez mil vezes maior do que o consumo energético mundial (AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL, 2003). Neste contexto, o conceito de geração distribuída de energia (GDDE), transformou-se numa possibilidade técnica real e atual, sujeita à diversas pesquisas e normatizações em todo o mundo. A figura 1.1 ilustra um painel fotovoltaico típico.



Figura 1.1: Painel Fotovoltaico Típico.

O Brasil possui excelentes níveis de radiação solar, a incidência solar é muito superior a verificada no restante do mundo, devido a sua localização, fator que coloca o país em vantagem com relação aos países industrializados com relação à possibilidade de utilização da energia solar fotovoltaica (CENTRO DE REFERÊNCIA PARA ENERGIA SOLAR E EÓLICA SÉRGIO DE SALVO BRITO - CRESESB/CEPEL, 2000). Os PVs são muito utilizados na Europa, principalmente na Alemanha, onde a irradiação solar é 1,4 vezes menor que na região com menor incidência no Brasil (MORAES, 2009). Este sistema pode ajudar a melhorar as condições de vida em comunidades isoladas aonde não existem redes de energia elétrica, pode ser utilizado para alimentar motores e bombas de irrigação utilizados na agricultura, pode ser utilizado para alimentar aparelhos telefônicos, estações repetidoras de rádio, TV, iluminação residencial, iluminação pública, nas telecomunicações, refrigeradores, aplicações marítimas, entre outras inúmeras aplicações.

O formato de tensão disponível nos terminais de saída de uma fonte alternativa de energia tipo PV é em corrente contínua e geralmente está em nível inferior ao solicitado pela aplicação em CA (motores CA, lâmpadas, equipamentos eletro/eletrônicos). Para superar este problema, uma técnica muito utilizada é a de associar um conversor CC-CC elevador com um inversor fonte de tensão (VSI) (WALKER; SERNIA, 2004), outra técnica é a de utilizar uma estrutura integrada (elevador+inversor) (JAIN; AGARWAL, 2007). A figura 1.2 ilustra a associação de PV com estes dois tipos de configuração.

O nível de tensão que um PV consegue fornecer depende das características construtivas (junção p-n, associação de células), do nível de incidência de luz e da temperatura. Os sistemas de painéis fotovoltaicos podem ser encontrados com diferentes níveis de tensão, corrente e potência. Muitas vezes estes níveis de potência (tensão e corrente) são insuficientes para suprir aplicações quando uma tensão maior é necessária, assim, os painéis podem ser associados em série, analogamente, para um maior nível de corrente os painéis podem ser associados em paralelo. Adicionalmente, é possível aumentar o nível de corrente e de tensão usando as duas

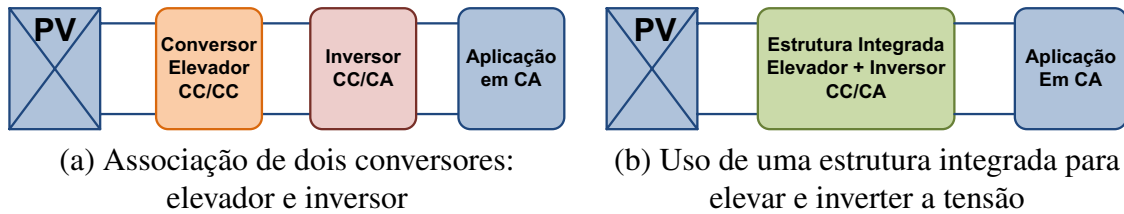


Figura 1.2: Estruturas utilizadas para a adequação da energia elétrica fornecida pelo painel fotovoltaico.

configurações simultaneamente.

Para entender o comportamento elétrico de um PV é necessário criar um modelo baseado em um circuito elétrico. O modelo mais simples de uma célula solar é uma fonte de corrente em paralelo com um diodo, conforme (GOW; MANNING, 1999; CASARO; MARTINS, 2008). A figura 1.3 ilustra o circuito elétrico equivalente de um PV e (1.1) expressa o equacionamento básico do circuito.

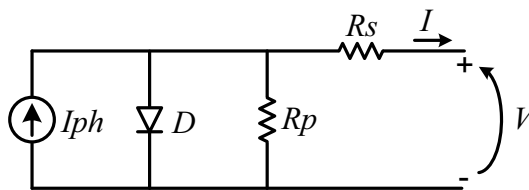


Figura 1.3: Circuito elétrico equivalente de uma célula solar.

$$I = I_{ph} - I_r \cdot \left[e^{q(V+I \cdot R_s)/\eta \cdot k \cdot T} - 1 \right] - \frac{V + I \cdot R_s}{R_p} \quad (1.1)$$

Onde:

V, I - Tensão e corrente nos terminais de saída de uma célula solar;

I_{ph} - Fotocorrente;

I_r - Corrente de saturação reversa da célula;

R_s, R_p - Resistência série e paralela da célula;

q - Carga do elétron, $1,6 \cdot 10^{-19}$ C;

η - Fator de qualidade da junção p-n;

k - Constante de Boltzmann, $1,38 \cdot 10^{-23}$ J/K;

T - Temperatura ambiente, K.

Os parâmetros I_{ph} e I_r são dependentes da corrente de curto-circuito por célula, temperatura de curto circuito, temperatura de referência, intensidade de radiação solar, energia de banda proibida e da tensão de circuito aberto por célula.

Desta forma, com a equação 1.1 é possível traçar a curva característica de tensão e corrente da célula, que depende dos valores de R_s e R_p , e dos níveis de temperatura e a radiação incidente no PV. Assim, a curva em análise apresenta um ponto máximo de relação entre a corrente I e tensão V do módulo, conforme ilustra a figura 1.4.

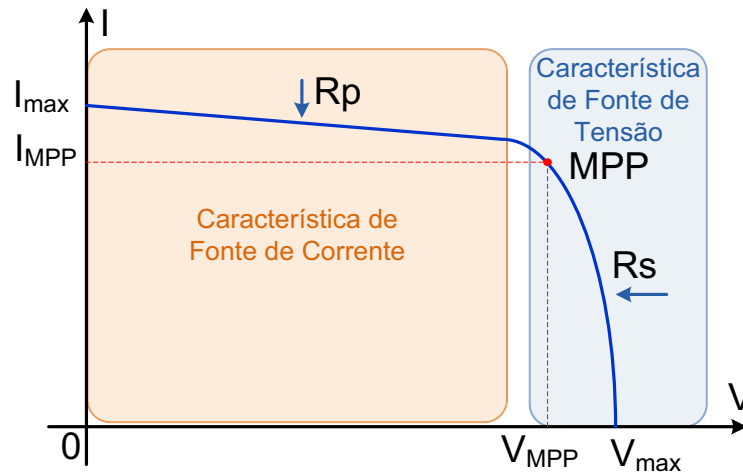


Figura 1.4: Curva I-V para um dado valor de R_p e R_s .

Para cada curva, dada pelos parâmetros inerentes e externos do PV, existe um ponto de máxima potência que pode ser extraída do painel (*MPP - Maximum Power Point*). Conforme se observa na figura 1.4 a resistência R_s regula a inclinação da curva após o valor de MPP, onde o PV atua como fonte de tensão. A resistência R_p regula a inclinação antes do MPP, onde o módulo comporta-se como fonte de corrente.

Assim, é necessário determinar a corrente solicitada ao painel em função de seus parâmetros. Uma técnica utilizada é o seguidor do ponto de máxima potência (*MPPT - Maximum Power Point Tracking*), onde uma das possibilidades de operação é fixar a tensão de saída do seguidor do ponto de máxima potência (COUTO, 2000). Esta técnica pode ser implementada através de hardware (analógicos ou digitais) ou através de softwares (algoritmos, inteligência artificial, entre outros métodos).

Existem dois tipos principais de configuração utilizando PV, classificados como aplicações autônomas (*stand-alone*) ou conectadas à rede de CA (*grid-connected*). Os sistemas autônomos operam de forma independente de outras fontes de energia (rede elétrica), servindo apenas como fornecedora de energia para cargas, é usual neste tipo de aplicação o uso de dispositivos armazenadores de energias, como baterias, para o caso de falhas e falta de energia no sistema. As aplicações conectadas a rede trabalham em paralelo com o sistema de distribuição de energia elétrica, fornecendo energia para a rede elétrica quando há um excedente de energia no PV, ou, exclusivamente quando são projetados para este fim (PEARSALL; HILL, 2001).

Para que a aplicação seja conectada à rede é necessário sincronizar a fase da tensão fornecida pelo PV, na mesma frequência, com a rede elétrica (considerando-se o caso monofásico, ou, fases considerando-se o caso trifásico). Uma das técnicas é sincronizar o cruzamento

do zero da tensão da rede com a tensão do inversor, sendo a *Phase-Locked Loop* (PLL) a técnica mais utilizada. A PLL sincroniza a fase do inversor através de definições de potência instantânea ou do produto escalar e da ortogonalidade, técnica empregada por meio de algoritmos computacionais ou por circuitos analógicos/digitais (MARAFÃO; DECKMANN, 2005).

1.3 Conversores Elevadores de Tensão do Tipo *Boost*

Os painéis fotovoltaicos fornecem em sua saída uma tensão média menor que a mínima necessária para alimentar equipamentos tipicamente residenciais, desta forma é necessária a elevação deste nível de tensão para posterior realizar a inversão para alimentação de cargas em CA. Neste contexto, o conversor elevador tem a capacidade de produzir uma tensão de saída maior ou igual à tensão de entrada.

1.3.1 Conversor *Boost* Clássico

O conversor *Boost* clássico é a estrutura mais simples e mais utilizada quando se deseja uma tensão de saída maior ou igual a tensão de entrada, a figura 1.5 ilustra o circuito topológico desta estrutura (RASHID, 2001).

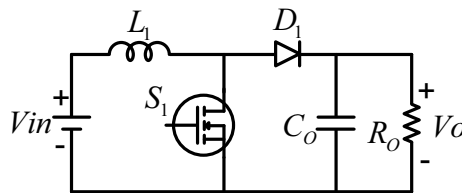


Figura 1.5: Circuito topológico do conversor *Boost* clássico.

O ganho estático (relação entre a tensão de saída pela tensão de entrada) do conversor *Boost*, operando no modo de condução contínua (MCC), é dado pela equação (1.2).

$$G = \frac{V_O}{V_{In}} = \frac{1}{1 - D} \quad (1.2)$$

Onde:

V_{In} - Tensão média de entrada;

V_O - Tensão média de saída;

D - Razão cíclica.

Considerando que uma associação de painéis fotovoltaicos seja capaz de fornecer uma tensão média de 24 V, e uma tensão média de 300 V seja requerida no barramento CC com uma potência de saída (P_O) de 1 kW, assim, o conversor deverá operar com um ganho de 12,5 e com uma razão cíclica de 0,92.

Idealmente o ganho estático do conversor *Boost* tende ao infinito quanto mais próximo a razão cíclica estiver da unidade, assim se esta estrutura estiver operando com controle em

malha fechada com uma razão cíclica de 0,92 a um degrau de carga uma pequena variação da razão cíclica pode levar a estrutura a operar com uma tensão maior que 300 V, outro fator é uma pequena faixa de trabalho para tal razão cíclica.

Outro ponto a ser considerado são os esforços nos semicondutores, para uma potência de 1 kW irá fluir uma corrente média de 41,67 A na entrada (1.3) e irá circular na chave uma corrente eficaz (1.4) de 40,00 A, já o diodo irá conduzir uma corrente média (1.5) de 3,33 A. Conseqüentemente, a chave irá dissipar uma potência muito elevada, podendo ultrapassar 10 % da potência entregue à carga.

$$I_{In} = \frac{P_{In}}{V_{In}} \quad (1.3)$$

$$I_{Seficaz} = \sqrt{\frac{1}{T_s} \cdot \int_0^{t_{on}} |I_{In}(t)|^2 \cdot dt} \quad (1.4)$$

$$I_{Dmedio} = \frac{1}{T_s} \cdot \int_{t_{on}}^{t_{off}} I_{In}(t) \cdot dt \quad (1.5)$$

Onde P_{In} é a potência de entrada, t_{on} é o tempo em condução da chave, t_{off} é o tempo de bloqueio da chave e I_{In} é a corrente de entrada.

Em um projeto de um conversor deve ser efetuada uma análise mais crítica, para verificar se a estrutura terá um comportamento próximo da idealidade conforme a equação exibida em (1.2). Devem ser levadas em conta as perdas por comutação, resistência série dos elementos indutivos e capacitivos, queda de tensão nos semicondutores, entre outros fatores que diminuem o ganho do conversor (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Por exemplo, considerando apenas a resistência série do indutor o ganho do conversor seria representado por (1.6).

$$G = \frac{1}{(1 - D) \cdot \left(1 + \frac{R_L}{(1-D)^2 \cdot R}\right)} \quad (1.6)$$

Onde R_L é a resistência série do indutor e R é a resistência da Carga.

A figura 1.6 ilustra a curva do ganho estático (G) do conversor *Boost* em função da razão cíclica (D) para a situação ideal e uma série de curvas para o caso não ideal para uma variação da resistência série do indutor. Conforme ilustra a figura 1.6 o ganho do conversor pode ser comprometido pela relação entre as resistências, dificultando o projeto do conversor que necessita de um ganho de 12,5 quando opera em carga nominal.

Podem-se reduzir as perdas por comutação e diminuir o estresse de corrente dos interruptores através das técnicas de comutação suave. Neste âmbito, a comutação pode ocorrer pelo chaveamento à tensão nula (*ZVS - Zero Voltage Switching*) ou pelo chaveamento à corrente nula (*ZCS - Zero Current Switching*). Geralmente, utilizam-se circuitos adicionais com chaves auxiliares transferindo a energia que seria processada pelas chaves principais durante o processo de comutação, através de indutâncias e de capacitâncias ressonantes, transferindo a energia durante

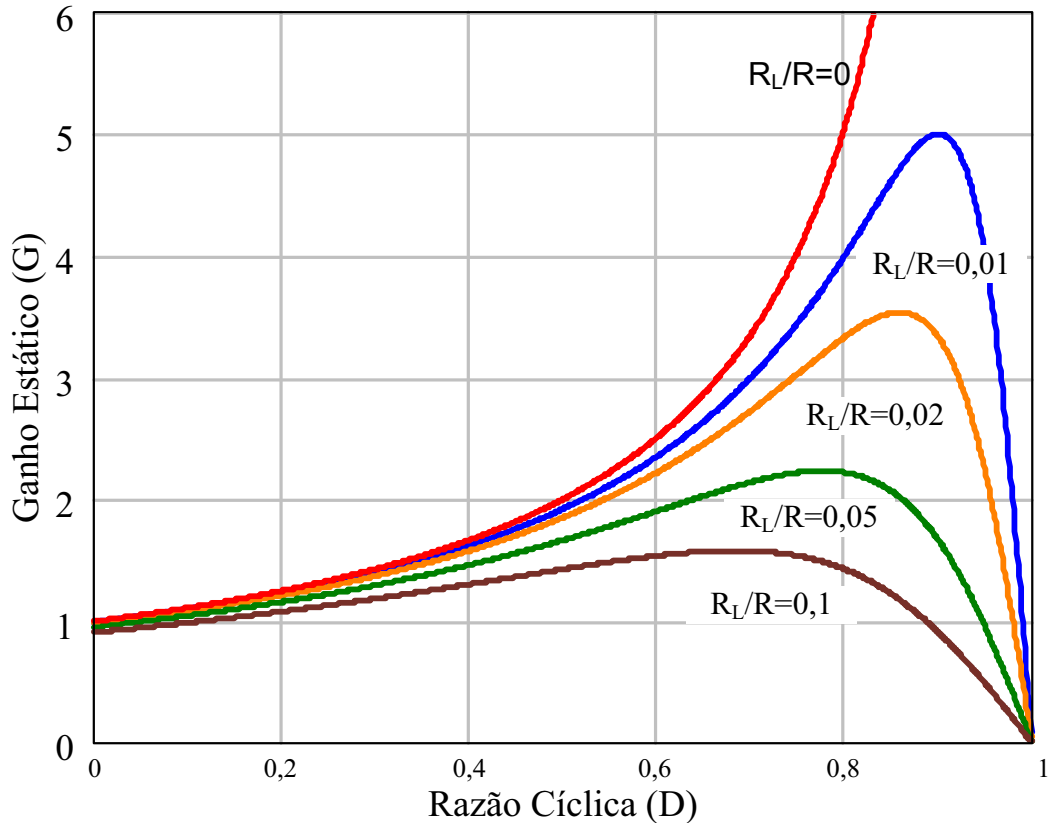


Figura 1.6: Ganho estático do conversor *Boost* em função da razão cíclica, para o caso ideal e para diversos valores de $\frac{R_L}{R}$.

as transições para a condução e/ou bloqueio de forma ressonante, e, em algumas estruturas as capacitâncias intrínsecas dos interruptores podem ser absorvidas neste processo de comutação (POMILIO, 2010).

Desta forma, em (DUARTE; CANESIN, 2004) os autores propõem um circuito de comutação adicional para o conversor *Boost* clássico para realizar a comutação suave, conforme ilustra a figura 1.7. A estrutura proposta opera em ZVS para a chave principal e ZCZVS para as chaves auxiliares. O circuito adicional absorve as capacitâncias intrínsecas dos interruptores e diodos, minimizando as perdas da recuperação reversa do diodo boost e diodos em anti-paralelo com a chave principal. Assim, a estrutura apresenta uma eficiência maior que o conversor clássico, opera com menores perdas e reduz o nível de interferências eletromagnéticas (IEM).

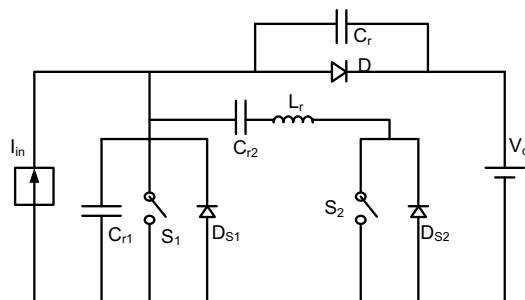


Figura 1.7: Conversor *Boost* ZVS PWM.

1.3.2 Conversor *Boost* Quadrático

Em muitas aplicações onde a necessidade de ganho estático seja elevada, os conversores CC/CC clássicos podem não atender as especificações usuais de desempenho, assim, muitos pesquisadores começaram a modificar os conversores proporcionando um aumento na faixa de operação do ganho da estrutura. Desta forma, em (LUO; YE, 2005) apresenta-se uma forma de elevar o ganho do conversor *Boost* clássico através da adição de dois diodos, um capacitor e um indutor ao circuito, conseguindo assim um conversor *Boost* quadrático, conforme ilustra a figura 1.8. A técnica utilizada no trabalho a fim de aumentar o ganho estático é usualmente conhecida como *lift*, que permite elevar o ganho do conversor de diferentes formas, obtendo as seguintes estruturas derivadas do conversor *Boost*: *Boost* duplo, triplo, quadrático, até se generalizar o conversor em uma estrutura de N-ésima ordem.

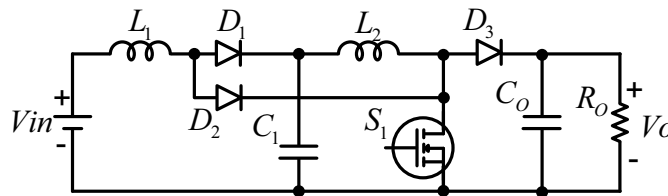


Figura 1.8: Conversor *Boost* quadrático utilizando apenas uma chave.

Desta forma, o ganho do conversor *Boost* quadrático é dado por:

$$G = \left(\frac{1}{1-D} \right)^2 \quad (1.7)$$

Como observa-se em (1.7) a razão cíclica desta estrutura para o mesmo ganho analisado anteriormente (12,5) a razão cíclica será de 0,717, já a corrente eficaz que fluirá sobre a chave será de 35,42 A. Porém, esta estrutura utiliza um número maior de componentes, são necessários dois diodos, um capacitor e um indutor a mais que o *Boost* clássico. Desta forma, esses elementos adicionais diminuem o rendimento do conversor, e contribuem para um aumento no custo final do projeto.

O *Boost* quadrático apresentado na figura 1.8 opera no modo de condução contínua e não possui nenhum circuito de auxílio a comutação, isso eleva a perdas por comutação e possivelmente os níveis de IEM. Assim, no trabalho (BARRETO et al., 2002) é proposto um circuito adicional para que o conversor funcione com comutação suave, conforme ilustra a figura 1.9.

Para a comutação suave do conversor são utilizados dois circuitos auxiliares, um para cada *Boost*, a célula opera em ZVS para a chave principal e em ZCS para as chaves auxiliares. Com a inclusão destas células o conversor não opera com um ganho exatamente quadrático e seu valor também dependerá dos elementos ressonantes, porém, a chave irá operar sem esforços adicionais de tensão, os níveis de IEM ficam reduzidos e diminuem-se as perdas na comutação, melhorando a performance, a vida útil e o rendimento da estrutura. Entretanto, o número de

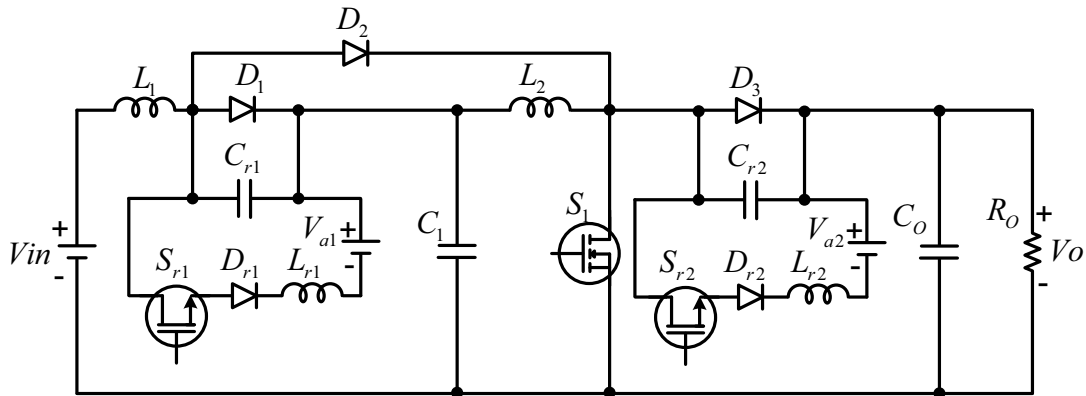


Figura 1.9: Conversor *Boost* quadrático com comutação suave.

componentes passivos e ativos, assim como o custo, podem inviabilizar tal técnica para aplicações práticas.

Usualmente o *Boost* quadrático é utilizado quando se deseja tensões elevadas na carga e um alto valor de ganho estático, assim, essas duas características fazem com que a chave tenha que suportar uma tensão elevada durante o bloqueio e que consiga conduzir uma corrente elevada. Esses fatores exigem um semicondutor mais robusto, que pode encarecer o projeto final do conversor, além de aumentar a potência dissipada na chave.

Desta forma, no trabalho (NOVAES et al., 2007) propõe-se duas modificações no conversor *Boost* quadrático, a retirada de um dos diodos e a inclusão de uma chave adicional, conforme ilustra a figura 1.10. A característica principal deste novo conversor proposto é a redução significativa da tensão de bloqueio das chaves, que diminui a potência dissipada nos semicondutores, além da redução de um diodo na estrutura, como desvantagem a estrutura não opera com um ganho exatamente quadrático, a chave principal S_2 não está normalmente na massa (referência) de S_1 e o conversor não opera com comutação suave.

Neste contexto, considerando-se a possibilidade de se trabalhar com estruturas *Boost* com ganho elevado, e, a possibilidade de se reduzir custos para a estrutura clássica *Boost* + inversor, através de processo de integração das mesmas, nos próximos itens avaliam-se os estudos conduzidos até então para tais atributos.

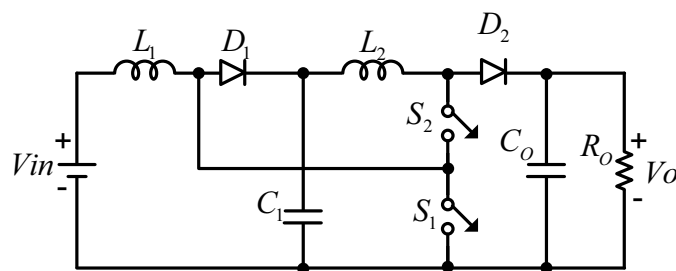


Figura 1.10: Conversor *Boost* quadrático com número reduzido de componentes.

1.4 Inversores Monofásicos

Os inversores de tensão são estruturas capazes de converter uma fonte de energia CC em uma fonte de energia CA, podendo controlar o nível do valor eficaz da tensão de saída e da frequência fundamental. São utilizados em diversas aplicações, como acionamento de motores de indução, aquecimento de fornos elétricos, fontes ininterruptas de energia, aproveitamento de fontes alternativas de energia, etc (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

Os inversores podem ser alimentados por tensão (*VSI - Voltage Source Inverter*) ou por corrente (*CSI - Current Source Inverter*), através de sistemas monofásicos ou trifásicos. Basicamente, existem três estruturas principais empregadas em topologias monofásicas para VSI: Meia-ponte (*HB - Half-Bridge*), Ponte-completa (*FB - Full-Bridge*) e *Push-pull*.

A forma da tensão de saída do inversor depende da técnica utilizada no controle das chaves. A técnica de modulação mais utilizada é a modulação por largura de pulso (*PWM - Pulse Width Modulation*). Nela a frequência de operação da estrutura é fixada e a transferência de potência é dada pela variação da razão cíclica. Esta técnica permite um equacionamento e uma modelação mais simples da estrutura, o que facilita o controle das chaves.

Na modulação PWM senoidal (SPWM), o comando mais utilizado em estruturas monofásicas é através de uma portadora senoidal, onde a forma de onda alternada de saída é gerada a partir da comparação da portadora senoidal, com a frequência da tensão de saída desejada, com um sinal triangular que impõem a frequência de operação dos interruptores, conforme figura 1.11.

1.4.1 Inversores Monofásicos do tipo VSI

A grande utilização do VSI é devido à simplicidade de projeto e implementação, uma vez que este conversor é inerentemente estável, apresentando comportamento similar ao conversor Buck, conforme (VILLALVA; FILHO, 2008).

A figura 1.12 ilustra o conversor monofásico em meia-ponte clássico, com comutação forçada. O funcionamento da estrutura é dado pela operação complementar das chaves, deve haver um tempo morto entre a entrada em condução e o bloqueio das chaves, a fim de evitar um curto com a tensão de entrada.

O conversor em meia-ponte é a estrutura inversora mais simples e de implementação fácil, porém, necessita de uma fonte de alimentação CC com ponto médio, que é proporcionada usualmente por capacitores. Essa estrutura é usualmente empregada em baixas potências devido à tensão aplicada na carga ser metade da tensão de entrada, e, a DHT da tensão na carga é elevada (superior a 10%).

Esse conversor apresenta grandes perdas por comutação quando operado em elevadas frequências, o que limita a frequência de operação da estrutura, além de elevados níveis de interferências eletromagnéticas provocados pela interrupção brusca do fluxo de energia que circula nas chaves durante a entrada/bloqueio das chaves.

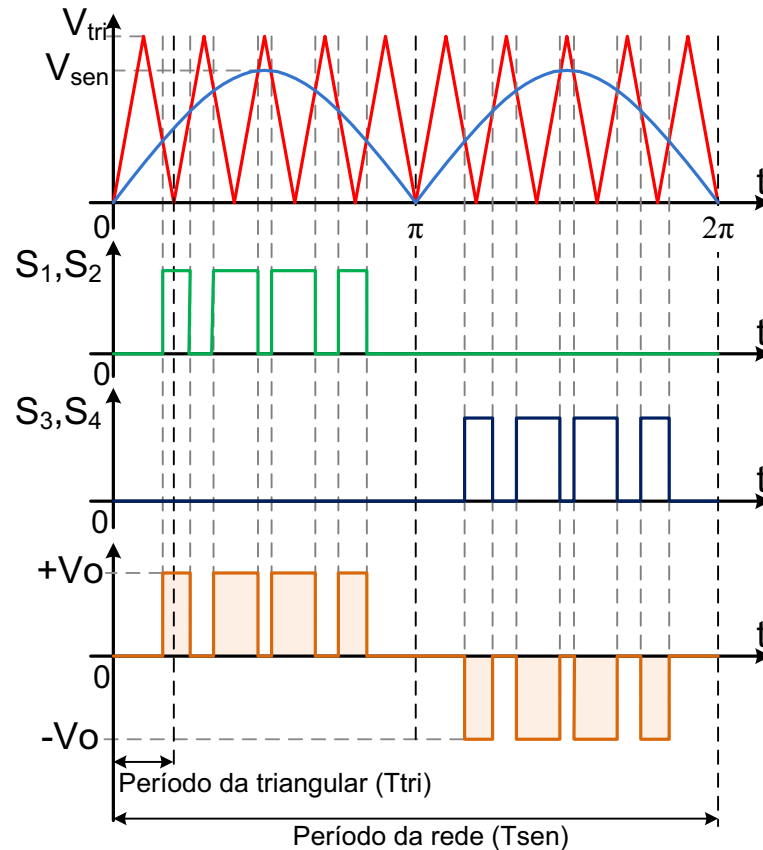


Figura 1.11: Modulação PWM Senoidal utilizada no Inversor VSI.

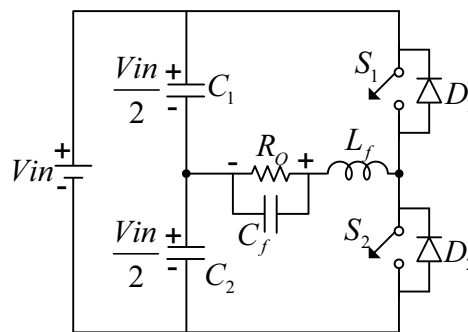


Figura 1.12: Inversor monofásico em meia-ponte clássico (VSI).

Uma alternativa encontrada pelos autores em (SOARES, 2004) a fim de melhorar o conversor em meia-ponte foi a de usar a técnica de comutação suave, conforme ilustra a figura 1.13. A estrutura apresenta comutação do tipo ZVS-PWM para os interruptores principais e ZCS-PWM para os interruptores auxiliares. A estrutura utilizada na célula ressonante possibilita a absorção das capacitâncias intrínsecas dos transistores, das capacitâncias intrínsecas de junção dos diodos e das capacitâncias parasitas do conversor, possibilitando que a estrutura opere em elevada frequência e com elevada densidade de potência. Além disso, o conversor apresenta uma reduzida distorção harmônica total (DHT) e um rendimento acima de 96%.

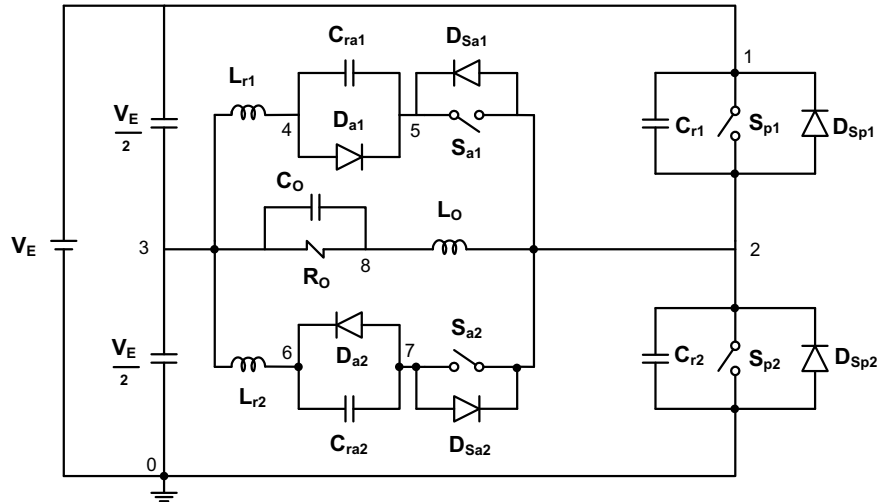


Figura 1.13: Conversor CC-CA Half-Bridge ZVS-PWM.

Por outro lado, o conversor em ponte-completa consegue entregar à carga uma tensão igual à da entrada, o dobro da tensão que o conversor em meia-ponte fornecia à carga, isso permite que a estrutura opere com potências mais elevadas (RASHID, 2001; ERICKSON; MAK-SIMOVIC, 2001). O conversor possui dois braços inversores, sendo que duas chaves (S_1 e S_2) entram em condução em conjunto, enquanto as outras duas chaves (S_3 e S_4) estão bloqueadas, conforme ilustra a figura 1.14.

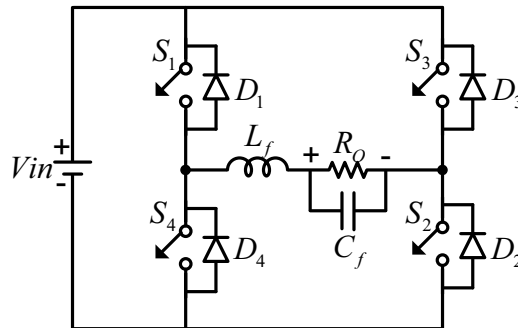


Figura 1.14: Conversor em Ponte-Completa PWM Clássico (VSI).

Apesar da estrutura apresentada na figura 1.14 conseguir operar com uma potência maior, as perdas pela comutação são mais elevadas, devido à presença de quatro interruptores na estrutura. Além de problemas com a recuperação reversa dos diodos em anti-paralelo com as chaves, fazendo com que os interruptores sofram grandes derivadas e picos de correntes elevados, diminuindo a eficiência do conversor e elevando o nível de IEM, fatores que ocorrem tanto para o inversor em ponte-completa quanto para o inversor em meia-ponte.

Considerando-se a necessidade de aplicações no aproveitamento de energia elétrica proveniente de painéis fotovoltaicos, e, a necessidade de se elevar e inverter a tensão para alimentação de cargas em CA, nos próximos itens serão analisadas estruturas CSI integradas com função *Boost* e *Buck-Boost*.

1.4.2 Inversores monofásicos do tipo CSI

Os inversores monofásicos do tipo fonte de corrente são estruturas capazes de controlar a tensão alternada fornecida para a carga (frequência e valor eficaz da tensão na carga) (RASHID, 2001; WANG et al., 2007), conforme ilustra a figura 1.15. As principais características do inversor CSI são:

- Integração da ação *Boost* e inversor;
- Capacidade de produzir tensão eficaz na saída maior que valor médio da tensão de entrada;
- Possibilidade de modulação por largura de pulso (PWM);
- Pode-se obter o modelo matemático do inversor considerando o funcionamento similar ao do conversor *Boost*.

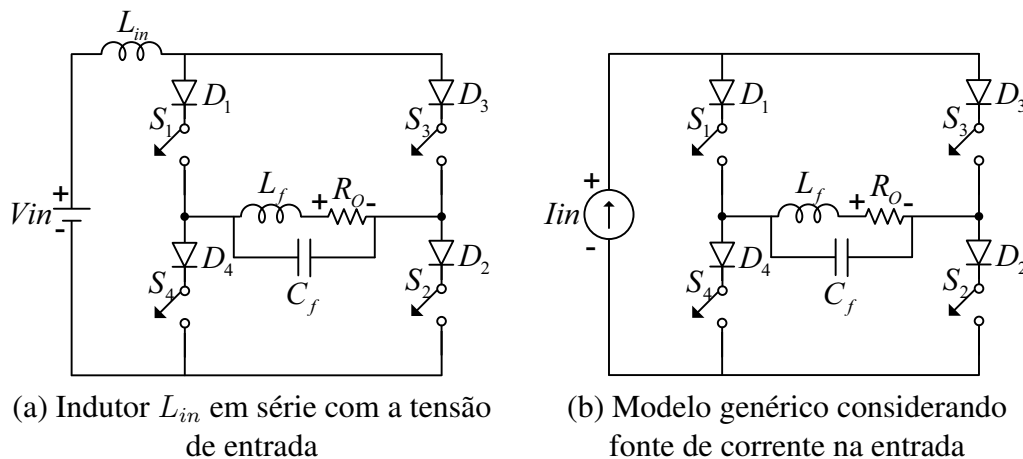


Figura 1.15: Inversor Fonte de Corrente (CSI) monofásico.

A modulação PWM clássica para este tipo de inversor gera um grande conteúdo harmônico na corrente, além de problemas de picos de corrente e das derivadas $\frac{di}{dt}$ durante o chaveamento da estrutura. Desta forma, nos artigos (LO et al., 2005; HIRACHI; TOMOKUNI, 1997) são propostas modificações na modulação PWM com a finalidade de reduzir a mudança abrupta da corrente ($+I_O \rightarrow -I_O$), diminuindo assim os picos (*spikes*) de corrente, também pode ser amostrado o valor instantâneo da corrente da entrada através de um sensor (*shunt*), assim, pode-se comparar a corrente amostrada com uma forma de onda senoidal de referência, diminuindo a DHT da estrutura (observa-se que os diodos em série com os interruptores indicam que tais interruptores devem ser unidirecionais em corrente, não havendo a real necessidade dos mesmos, caso sejam esses realmente unidirecionais em corrente).

Em (VÁZQUEZ et al., 2009a) é proposto um inversor CSI multinível, onde são utilizados um diodo e duas chaves adicionais, conforme ilustra a figura 1.16. Com a estrutura proposta

consegue-se aproximar à corrente entregue a carga (I_O) com um formato mais próximo ao senoidal, conseguindo-se eliminar harmônicas de baixas frequências, que o filtro LC normalmente não consegue filtrar. Entretanto, tal aplicação é para estrutura conectada à rede de CA. A modulação empregada no inversor CSI é similar à técnica clássica empregada no inversor VSI.

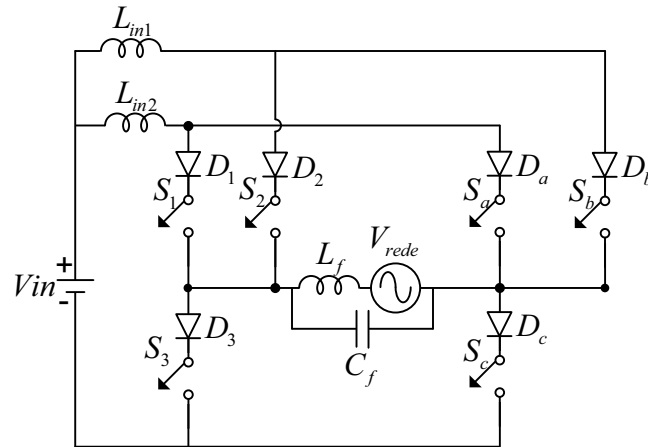


Figura 1.16: Inversor CSI em multinível.

A figura 1.17 ilustra o inversor CSI com *snubber* ressonante e modulação híbrida por largura de pulso (*HPWM - Hybrid Pulse Width Modulation*) (LI; CHUNG, 2008). A modulação é dada através de duas chaves operando em baixa frequência e duas trabalhando em alta frequência, para a comutação suave não são utilizadas chaves auxiliares. A associação da modulação e do *snubber* permite que a estrutura opere com rendimento superior a 91 %, valor superior ao típico para o inversor CSI clássico.

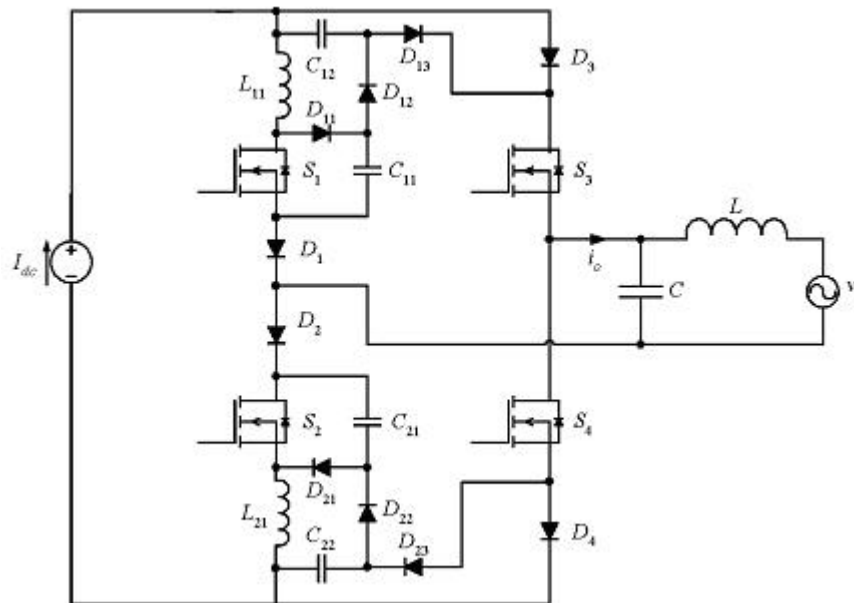


Figura 1.17: Inversor CSI com modulação HPWM e *snubber* ressonante passivo.

Em geral, o CSI possui característica de fonte de corrente na entrada, o indutor normalmente projetado é de elevada dimensão para garantir a energia que deve ser entregue à carga (VÁZQUEZ et al., 2009b). O modelo a pequenos sinais do CSI é semelhante ao do conversor CC-CC *Boost* no modo contínuo, que apresenta características de sistema de fase não-mínima (o zero no semi-plano direito (RHPZ) é influenciado principalmente pelo indutor), ocasionando uma resposta lenta às dinâmicas exigidas pelas aplicações (LOH et al., 2008). Além disso, como a modulação é dada pela corrente, o controle da estrutura é realizado através do controle da corrente de saída, inviabilizando a sustentação de uma tensão eficaz com pequenas variações. Estas características dificultam o projeto e o controle da estrutura e desestimulam a utilização do CSI como estrutura integrada para aplicações onde se deseja conectar um painel/bateria a uma carga em CA.

1.5 Estruturas Integradas Monofásicas

Neste item são apresentadas as principais estruturas monofásicas integradas, que são capazes de elevar e inverter a tensão entregue à carga em uma só estrutura, como o CSI clássico. Em muitas aplicações é necessário maximizar o aproveitamento da energia disponível, como as aplicações que utilizam energias geradas a partir de painéis fotovoltaicos que possuem um rendimento baixo ($\approx 15\%$). Desta forma, é necessário maximizar o rendimento da estrutura que fará o condicionamento da energia elétrica entregue à carga.

A associação em cascata de conversor elevador mais inversor apresenta um rendimento menor que cada estrutura operando independentemente, devido à multiplicação dos rendimentos individuais (KJAER et al., 2005), assim, uma estrutura integrada além de poder oferecer um rendimento maior também possui menos componentes, diminuindo custos e aumentando a densidade de potência da estrutura.

Neste contexto, em (CÁCERES; BARBI, 1999) é proposto o inversor *Boost*, conforme ilustra a figura 1.18. A estrutura consiste de dois *Boost* bi-direcionais em corrente, conectados em paralelo com a carga, produzindo uma tensão alternada com nível CC em cada conversor. Os conversores operam com defasagem de 180° entre si, resultando em tensão alternada sem nível CC para a carga. Cada conversor opera com ganho conforme (1.8), sendo o ganho total da estrutura igual a (1.9).

$$\frac{V_1}{V_{In}} = \frac{V_2}{V_{In}} = \frac{1}{1-D} \quad (1.8)$$

$$\frac{V_{O_{pico}}}{V_{In}} = \frac{2 \cdot D - 1}{D \cdot (1 - D)} \quad (1.9)$$

Apesar da estrutura apresentada na figura 1.18 conseguir elevar e inverter a tensão de entrada, a estrutura apresenta um controle complexo, devido a necessidade de se gerar saída alternada com nível contínuo em cada braço do inversor. Desta forma em (LIANG et al., 2002) é

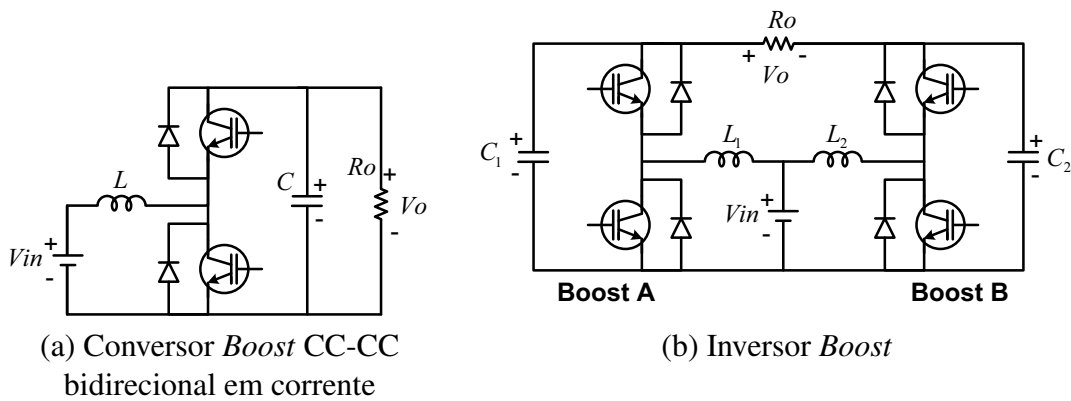


Figura 1.18: Inversor *Boost* Integrado.

apresentada uma nova topologia de inversor *Boost*, com um ganho idêntico ao conversor *Boost* CC/CC, utilizando apenas uma etapa *Boost*, conforme ilustra a figura 1.19.

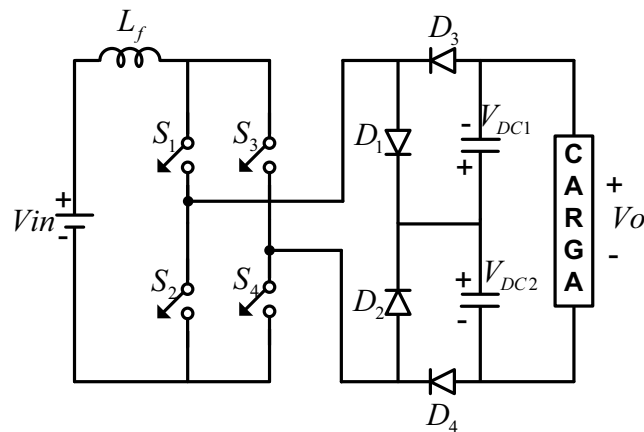


Figura 1.19: Inversor *Boost* utilizando uma estrutura elevadora.

A estrutura inversora apresentada na figura 1.19 por utilizar apenas um conversor *Boost* possibilita controle mais simples, onde usualmente é empregado o controle no modo corrente e possui volume reduzido. Para a operação da estrutura, duas chaves podem operar em baixa frequência e as outras duas podem operar em alta frequência, diminuindo as perdas durante o chaveamento. Entretanto, a DHT da tensão de saída para cargas não lineares pode ser elevada.

No trabalho (WANG, 2004) é apresentado o inversor *Buck-Boost* em Ponte completa série-ressonante (*FB-SRBBI - Full-Bridge Series-Resonant Buck-Boost Inverter*) que possibilita tensão de saída tanto maior quanto menor que a de entrada, conforme ilustra a figura 1.20. O autor apresenta uma célula ressonante ZCS em série com a carga sem a necessidade de chaves auxiliares, o que torna a estrutura simples e compacta, aumentando a densidade de potência do conversor. Porém, para potência típicas de 1 kW, o peso e volume dos elementos magnéticos torna a estrutura inadequada, além de DHT elevadas para a tensão na carga para cargas não lineares.

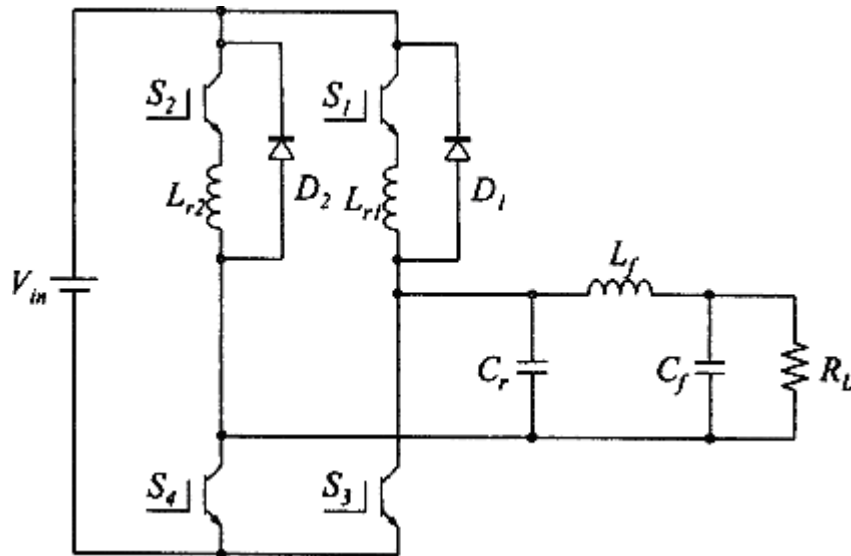


Figura 1.20: Inversor *Full-Bridge Buck-Boost* série ressonante - FB-SRRBI.

1.6 Proposta de trabalho

O objetivo principal desta dissertação é o desenvolvimento de uma estrutura que seja capaz de fornecer um nível adequado de tensão e corrente para cargas isoladas (*stand-alone*), onde a fonte de energia é um conjunto de painéis fotovoltaicos, considerando-se cargas típicas residenciais monofásicas em CA. A estrutura de dois estágios é a mais utilizada, devido as facilidades de controle, porém apresenta um número maior de componentes e um rendimento menor que a estrutura integrada. Dentre as estruturas integradas o inversor fonte de corrente (CSI), conforme ilustra a figura 1.21, é a topologia que apresenta um menor número de componentes, porém, apresenta um comportamento semelhante ao conversor *Boost*, possui um indutor de dimensão elevada para operar como fonte de corrente, no modo de corrente contínua, e quando modelado por valores médios de tensão, utilizando apenas uma malha de controle apresenta um zero no semi-plano direito, o que dificulta sua operação dinâmica e torna o controle lento e muitas vezes inviável.

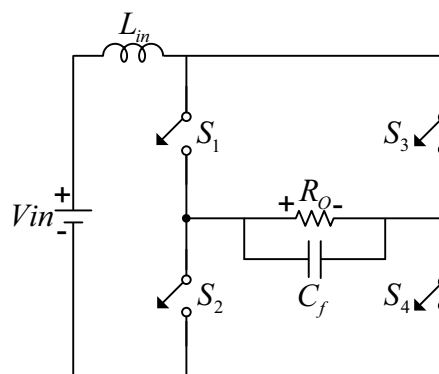


Figura 1.21: Proposta de dissertação: Inversor *Boost* (CSI) Monofásico.

Desta forma, de acordo com as desvantagens e vantagens das estruturas apresentadas,

este trabalho propõe o desenvolvimento e implementação de uma nova abordagem na metodologia de operação para o inversor *Boost* monofásico da figura 1.21. Como principal vantagem, a estrutura apresenta uma indutância de entrada reduzida e é controlada utilizando-se um sistema multi-malhas, devidamente projetada de forma a possibilitar elevadas dinâmicas de transferência de energia, e, ainda, com reduzidas distorções harmônicas para a tensão de saída, número de componentes reduzido e elevada densidade de potência.

Este trabalho foi dividido em capítulos, na seguinte sequência:

No capítulo 2, apresenta-se a estrutura do inversor *Boost* monofásico, ilustrando o funcionamento da estrutura, as análises qualitativa e quantitativa e, um exemplo de projeto para determinados dados de especificação.

No capítulo 3 é apresentada a modelação matemática do inversor *Boost* através da modelação em espaço de estados, obtendo-se os modelos CC e CA do conversor, as principais funções de transferências pertinentes ao projeto dos controladores de tensão e corrente. As funções estão representadas no plano s (contínuo).

No capítulo 4, são apresentados os resultados de simulação para o inversor *Boost*, com controle multi-malhas, implementado no software MatLab/Simulink.

No capítulo 5 os resultados experimentais para o Inversor *Boost* monofásico controlado de forma digital através da plataforma dSPACE ACE1104 STD_USB são apresentados, incluindo-se respostas dinâmicas para degraus de carga, a fim de demonstrar a funcionalidade da metodologia proposta.

As conclusões e propostas de continuidade para o trabalho são apresentadas no capítulo 6.

CAPÍTULO 2

Inversor *Boost* Monofásico

2.1 Introdução

A estrutura de potência selecionada para realizar a conversão de energia proveniente de fontes renováveis de energia (Painel fotovoltaico, Célula combustível) é o inversor *Boost* monofásico, conforme ilustra a figura 2.1.

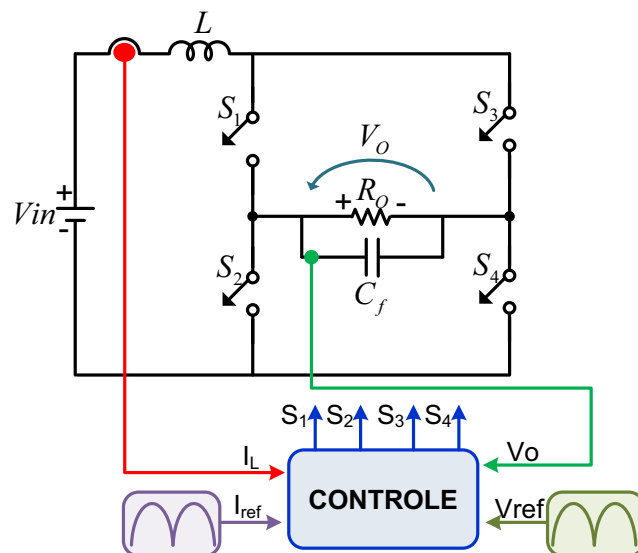


Figura 2.1: Inversor *Boost* Monofásico.

O inversor será projetado para operar no modo de condução contínua a fim de reduzir os níveis de corrente nos semicondutores, uma vez que os picos de corrente tendem a se elevar no modo de condução descontínua para garantir a mesma potência entregue à carga. Uma das vantagens da estrutura é a capacidade de produzir uma tensão de saída eficaz maior que a tensão média de entrada, eliminando a necessidade de inclusão de um estágio CC/CC elevador, aumentando assim o rendimento, a densidade de potência e reduzindo custos da estrutura final. O inversor fonte de corrente possui um comportamento dual ao inversor fonte de tensão, ou seja, a conversão CC-CA é realizada diretamente através da modulação da corrente de entrada, sendo utilizada principalmente no acionamentos de máquinas elétricas e na conexão do PV com a rede elétrica (VÁZQUEZ et al., 2009a; WANG et al., 2007).

2.2 Etapas de Funcionamento

Neste tópico apresentam-se as etapas de funcionamento do inversor CS *Boost*. De forma a simplificar a análise da estrutura foram consideradas as seguintes hipóteses:

- Elementos reativos ideais (sem resistência série ou elementos parasitas);
- Semicondutores ideais (entrada em condução e bloqueio instantâneos; curtos-circuitos quando em condução e circuitos abertos quando bloqueados);
- Corrente média no capacitor é nula;
- Tensão média no indutor é nula;
- O circuito opera em regime permanente.

2.2.1 Semi-ciclo Positivo

Etapa de pré-carga do Capacitor C_f ($0, \gamma$)

O inversor *Boost* opera de forma semelhante ao conversor *Boost*, assim, enquanto a tensão de saída $V_O(\omega t)$ for menor que a tensão de entrada V_{In} o inversor não consegue operar. No instante de tempo $\omega t = 0$ o capacitor está descarregado, e durante este intervalo ($0 \leq \omega t < \gamma$) pode-se realizar a pré-carga do capacitor até que a tensão de saída se iguale com a tensão de entrada ($V_O(\omega t) = V_{In}$), mandando para condução as chaves S_1 e S_4 , conforme ilustra a figura 2.2.

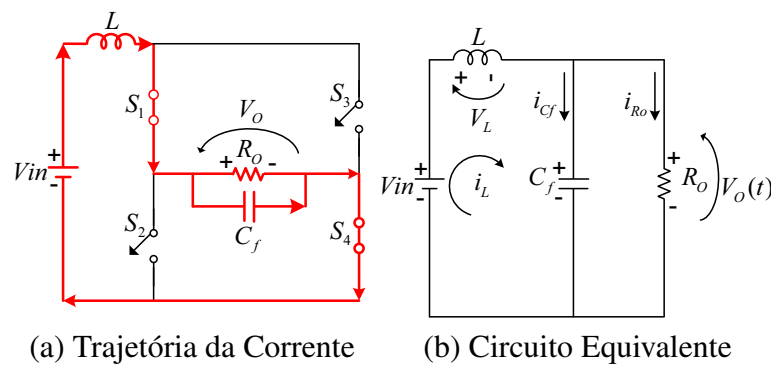


Figura 2.2: Etapa de pré-carga do capacitor ($0 \leq \omega t < \gamma$), semi-ciclo positivo.

Primeira Etapa (t_0, t_1)

No instante inicial t_0 as chaves S_1 e S_2 são comandadas para condução enquanto as chaves S_3 e S_4 ficam bloqueadas, conforme a figura 2.3. Nesta etapa o indutor L é carregado e a corrente cresce de forma linear com o tempo, enquanto que o capacitor C_f fornece energia para a carga.

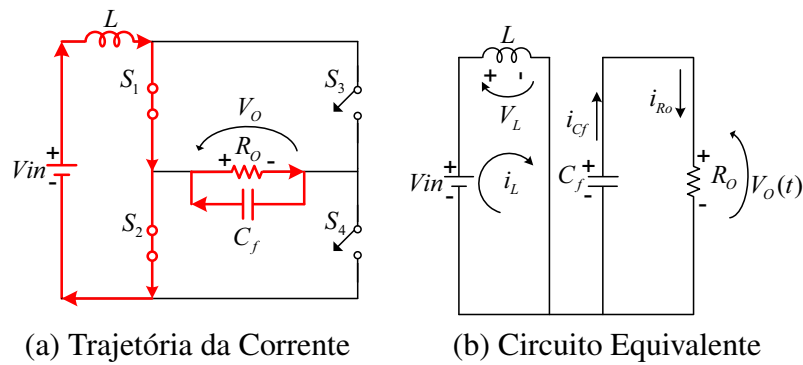


Figura 2.3: Primeira etapa de funcionamento, semi-ciclo positivo.

Segunda etapa (t_1, t_2)

No início da segunda etapa a chave S_2 é bloqueada e a chave S_4 é comandada para condução, a chave S_3 continua bloqueada, conforme ilustra a figura 2.4. Nesta etapa o indutor L fornece energia para a carga e para o capacitor C_f , fazendo com que a corrente no indutor decresça de forma linear.

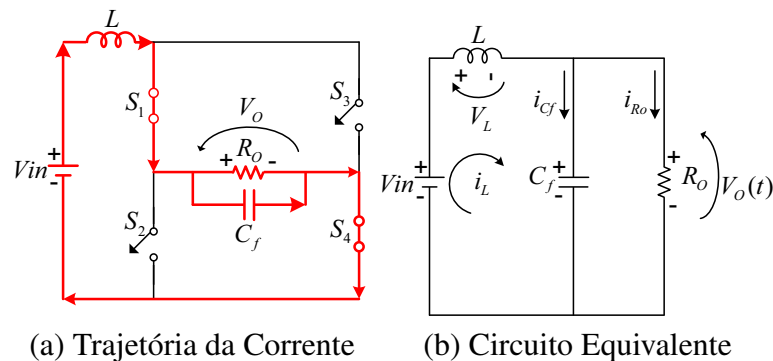


Figura 2.4: Segunda etapa de funcionamento, semi-ciclo positivo.

2.2.2 Semi-ciclo Negativo

Etapa de pré-carga do Capacitor C_f ($\pi, \pi + \gamma$)

No instante de tempo $\omega t = \pi$ o capacitor está descarregado, e durante este intervalo ($\pi \leq \omega t < \pi + \gamma$) pode-se realizar a pré-carga do capacitor até que a tensão de saída se iguale com a tensão de entrada ($V_O(\omega t) = -V_{In}$), mandando para condução as chaves S_3 e S_2 , conforme ilustra a figura 2.5.

Primeira etapa (t_0, t_1)

No início da primeira etapa as chaves S_3 e S_4 são comandadas para condução enquanto as chaves S_1 e S_2 ficam bloqueadas, conforme a figura 2.6. Nesta etapa o indutor L é carregado, a corrente cresce de forma linear com o tempo, enquanto que o capacitor C_f fornece energia para a carga.

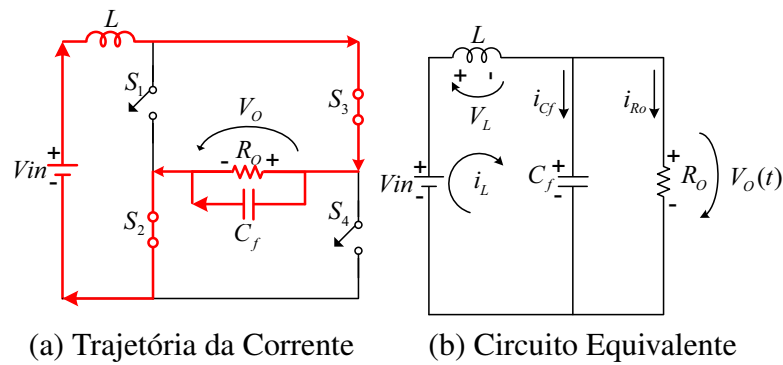


Figura 2.5: Etapa de pré-carga do capacitor ($\pi \leq \omega t < \pi + \gamma$), semi-ciclo negativo.

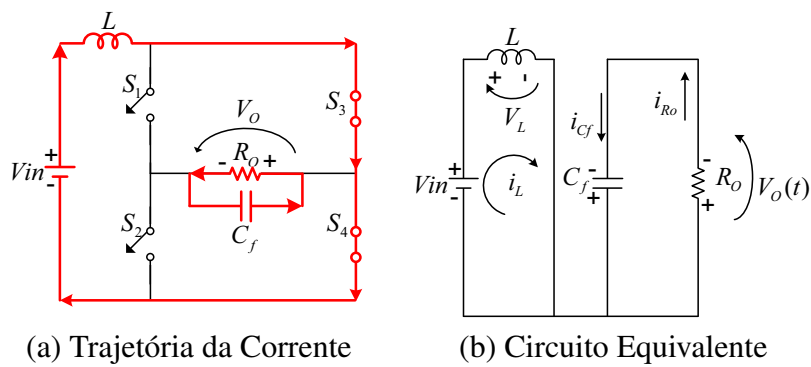


Figura 2.6: Primeira etapa de funcionamento, semi-ciclo negativo.

Segunda etapa (t_1, t_2)

No início da segunda etapa a chave S_4 é bloqueada e a chave S_2 é comanda para condução, as chaves S_1 e S_3 ficam bloqueadas, conforme exibe a figura 2.7. Nesta etapa o indutor L fornece energia para a carga, e a corrente no indutor decresce de forma linear.

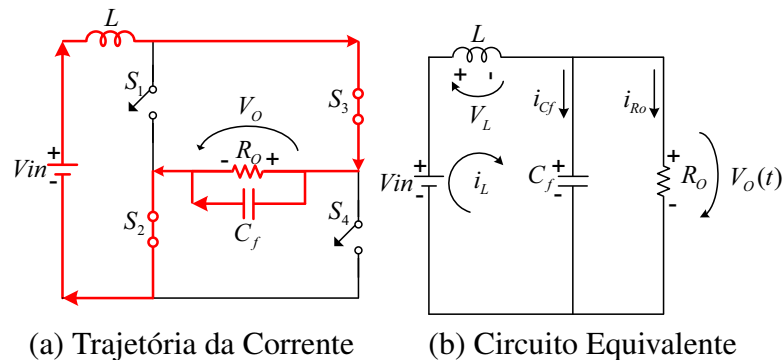


Figura 2.7: Segunda etapa de funcionamento, semi-ciclo negativo.

As formas de onda idealizadas para a operação na frequência de chaveamento para os principais componentes do circuito são ilustradas na figura 2.8.

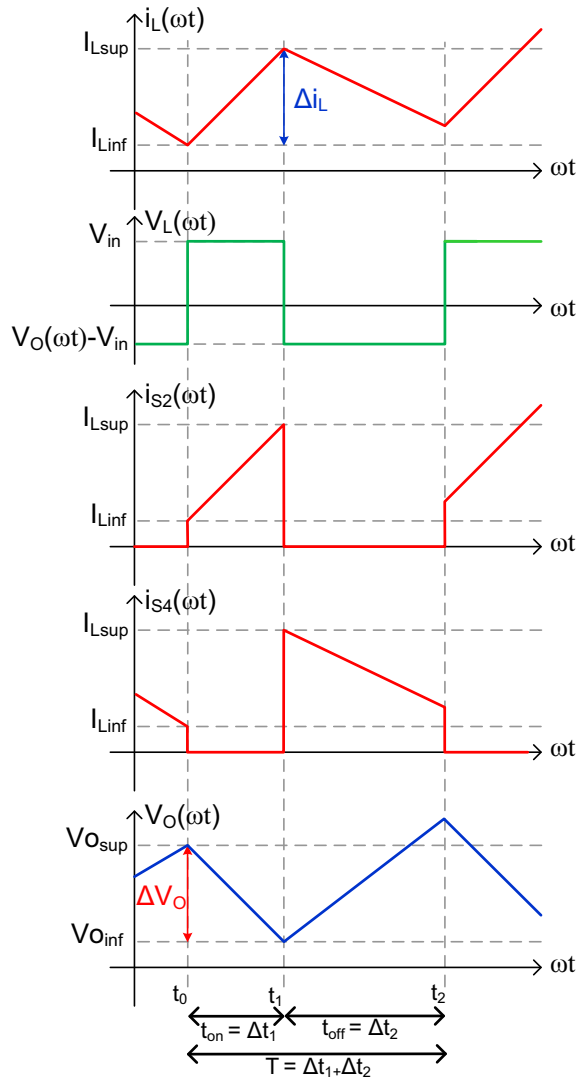


Figura 2.8: Principais formas de onda idealizadas para a operação na frequência de chaveamento.

2.2.3 Modulação PWM Senoidal

Para o chaveamento foi utilizada a modulação PWM senoidal de três níveis, conforme ilustra a figura 2.9. As chaves S_1 e S_3 operam na frequência de chaveamento da rede, enquanto as chaves S_2 e S_4 operam na frequência da portadora triangular. É gerado um sinal senoidal modificado, considerando os intervalos de pré-carga do capacitor C_f , com a frequência de saída desejada e uma triangular com a frequência de chaveamento do inversor. Os sinais são enviados a um comparador gerando um pulso quando o nível de tensão da triangular for maior que o nível de tensão senoidal, definido como índice de modulação que é calculado conforme (2.1). Na figura 2.9 o termo $V_{in,f}$ representa a mínima tensão na modulante senoidal para que ocorra a operação do inversor.

$$M = \frac{V_{sen}}{V_{tri}} \tag{2.1}$$

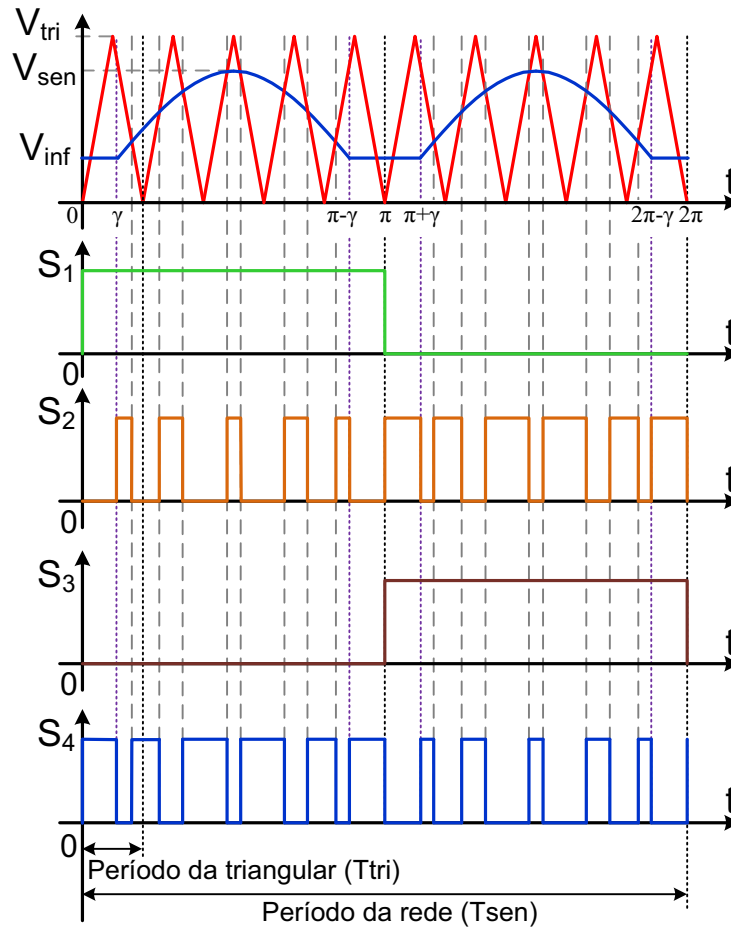


Figura 2.9: Modulação PWM Senoidal utilizada no Inversor CSI.

A modulação por largura de pulso senoidal (*SPWM - Sinusoidal Pulse Width Modulation*) tem por finalidade dar um formato senoidal na forma de onda modulada, assim, a relação entre o período da senoidal e da triangular é um índice (N) que relaciona o nível de valor eficaz nas ordens harmônicas, conforme (2.2). De uma forma geral, esse valor deve ser inteiro e positivo a fim de se ter um maior valor eficaz na componente fundamental da forma de onda, reduzindo o volume do filtro e diminuindo a taxa de distorção harmônica na forma de onda modulada.

$$N = \frac{T_{sen}}{T_{tri}} \quad (2.2)$$

2.3 Análise Quantitativa

Para a análise quantitativa do inversor *Boost* será considerado apenas o semi-ciclo positivo de operação. Neste intervalo de operação a tensão de entrada do inversor é constante e igual à V_{In} , enquanto que a tensão de saída $V_O(\omega t)$ é uma senoidal retificada e seu módulo é representado na equação 2.3.

$$|V_O(\omega t)| = V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)| \quad (2.3)$$

onde: $\omega = 2\pi f_O$; f_O é a frequência alternada de saída e V_p é a tensão de pico de saída.

Conforme demonstra a literatura básica (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) o ganho do conversor *Boost* pode ser calculado conforme 2.4.

$$G = \frac{V_O}{V_{In}} \quad (2.4)$$

Como a tensão de saída do inversor *Boost* é alternada o ganho é variável com o tempo, assim, o ganho em função da tensão de saída $V_O(t)$ pode ser obtida em (2.5).

$$G(\omega t) = \frac{V_O(\omega t)}{V_{In}} = \frac{V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)|}{V_{In}} \quad (2.5)$$

Reorganizando a expressão (2.5) obtém-se a expressão da razão cíclica (D) variável com o tempo, conforme (2.6).

$$D(\omega t) = 1 - \frac{V_{In}}{V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)|} \quad (2.6)$$

Definindo a relação α :

$$\alpha = \frac{V_{In}}{V_p} \quad (2.7)$$

obtem-se:

$$D(\omega t) = 1 - \frac{\alpha}{|\text{sen}(\omega t)|} \quad (2.8)$$

Através da equação (2.8) é possível visualizar o comportamento da razão cíclica com a variação de ωt para um valor específico de α , conforme ilustra a figura 2.10.

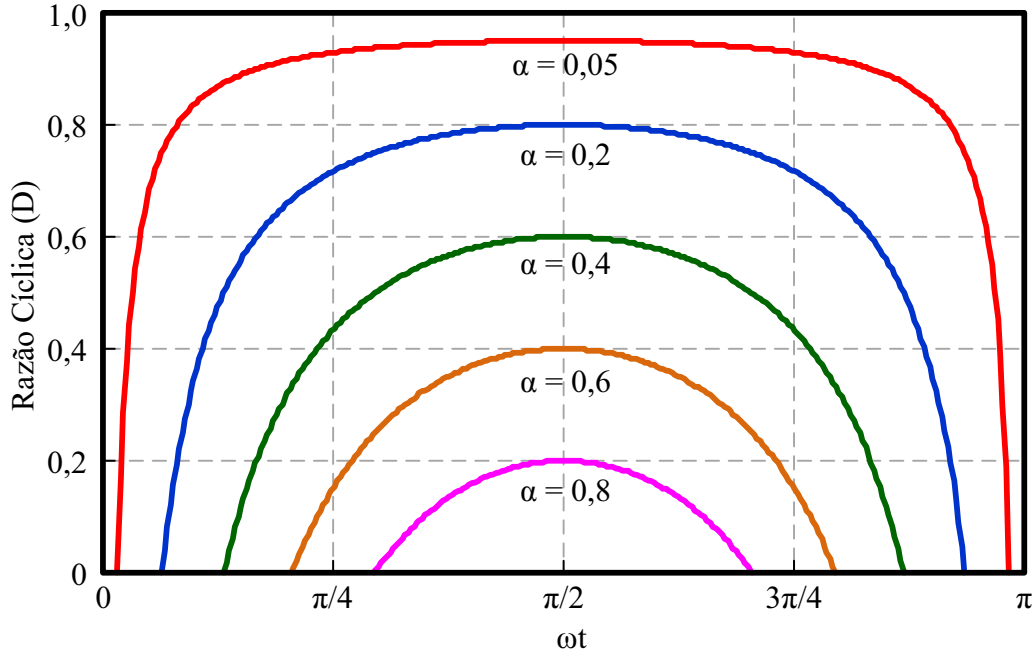


Figura 2.10: Ábaco da variação de D em função de ωt , para valores específicos de α .

Obviamente, conforme figura 2.10, quanto maior a relação α , maior será a distorção harmônica presente na tensão de saída, uma vez que o período de operação *Boost* é reduzido, e além disso, a ação *Boost* somente é possível para $|V_O(\omega t)| \geq V_{IN}$.

A corrente (I_L) no indutor L cresce de forma linear no início da primeira etapa de funcionamento tanto para o semi-ciclo positivo, quanto para o semi-ciclo negativo, conforme (2.9).

$$I_{L1}(t) = I_{min}(t) + \frac{V_{In}}{L} \cdot t \quad (2.9)$$

Ao final da primeira etapa, quando $t = t_{on}$, a corrente no indutor atinge seu valor máximo ($I_{max}(t)$), que é dado por (2.10).

$$I_{max}(t) = I_{min}(t) + \frac{V_{In}}{L} \cdot t_{on} \quad (2.10)$$

É possível obter a ondulação (*ripple*) de corrente através da diferença entre o valor máximo e mínimo de corrente ($\Delta I_L = I_{max} - I_{min}$).

$$\Delta I_L = \frac{V_{In}}{L} \cdot t_{on} \quad (2.11)$$

Durante a segunda etapa de funcionamento (S_1 e S_4 conduzindo) a corrente no indutor L decresce de forma linear, conforme ilustra (2.12).

$$I_{L2}(t) = I_{max}(t) + \frac{V_{In} - V_O}{L} \cdot t \quad (2.12)$$

No instante em que $t = t_{off}$ a corrente no indutor atinge o valor mínimo (I_{min}), que é

representada conforme (2.13).

$$I_{min}(t) = I_{max}(t) + \frac{V_{In} - V_O(t)}{L} \cdot t_{off} \quad (2.13)$$

Substituindo a diferença das corrente máxima e mínima pela ondulação de corrente e substituindo $V_O(t)$ por (2.3) na expressão (2.13) obtém-se (2.14).

$$\Delta I_L = \frac{V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)| - V_{In}}{L} \cdot t_{off} \quad (2.14)$$

Somando os tempos de carga e descarga do indutor obtém-se o período (T_s) de funcionamento do conversor, em alta frequência de chaveamento, que é constante durante a operação da estrutura sendo representado por (2.15).

$$T_s = t_{on} + t_{off} \quad (2.15)$$

Onde: t_{on} é o tempo de chave fechada e t_{off} é o tempo de chave aberta.

Reorganizando as expressões (2.11) e (2.14) e substituindo em (2.15) obtém-se a expressão (2.16).

$$T_s = \frac{\Delta I_L \cdot L}{V_{In}} + \frac{\Delta I_L \cdot L}{V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)| - V_{In}} \quad (2.16)$$

Agrupando os termos comuns em (2.16) obtém-se:

$$T_s = \Delta I_L \cdot L \cdot \left(\frac{1}{V_{In}} + \frac{1}{V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)| - V_{In}} \right) \quad (2.17)$$

Reorganizando (2.17):

$$T_s = \Delta I_L \cdot L \cdot \left[\frac{V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)|}{V_{In} \cdot (V_p \cdot |\text{sen}(\omega t)| - V_{In})} \right] \quad (2.18)$$

Dividindo a expressão (2.18) por V_p e usando a relação (2.7) obtém-se:

$$T_s = \Delta I_L \cdot L \cdot \left[\frac{|\text{sen}(\omega t)|}{V_{In} \cdot (|\text{sen}(\omega t)| - \alpha)} \right] \quad (2.19)$$

Rearranjando os termos de (2.19) obtém-se:

$$\frac{\Delta I_L \cdot L}{V_{In} \cdot T_s} = 1 - \frac{\alpha}{|\text{sen}(\omega t)|} \quad (2.20)$$

A expressão (2.20) demonstra que a ondulação de corrente no indutor é variável com o tempo, desta forma, pode-se normalizar a ondulação de corrente conforme (2.21):

$$\frac{\Delta I_L \cdot L}{V_{In} \cdot T_s} = \Delta I_{LNorm} \quad (2.21)$$

Resultando em (2.22).

$$\Delta I_{L_{Norm}} = 1 - \frac{\alpha}{|\text{sen}(\omega t)|} \quad (2.22)$$

Conforme verifica-se na expressão (2.22) a corrente no indutor varia com o tempo com o mesmo comportamento da variação da razão cíclica, exibido na expressão (2.6). Desta forma, para uma melhor visualização da variação da corrente no indutor, plotou-se o ábaco da variação da ondulação da corrente pelo tempo, conforme ilustra a figura 2.11.

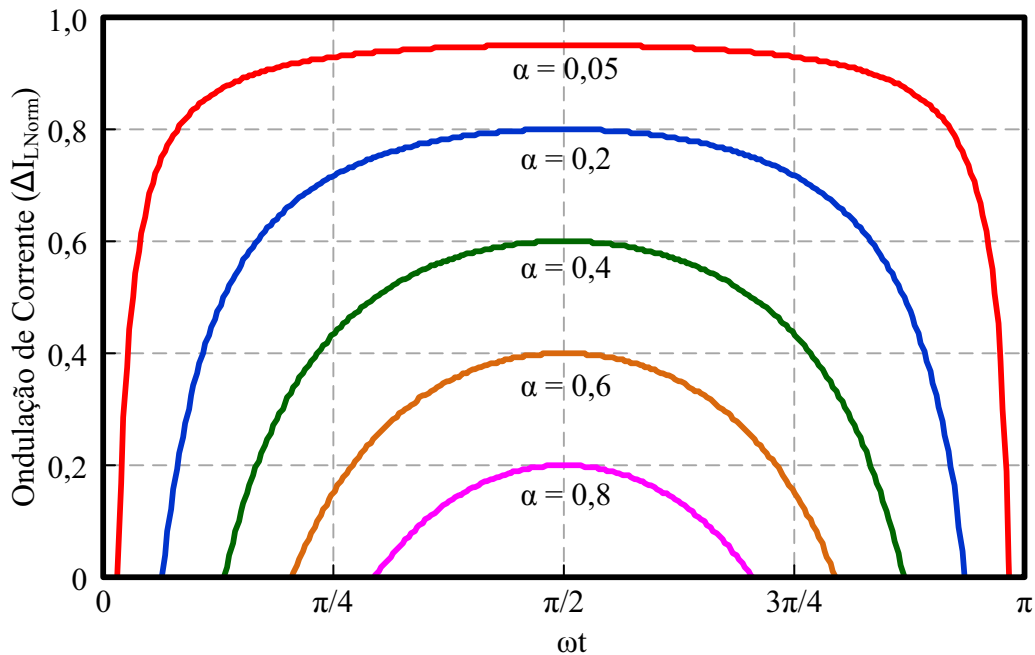


Figura 2.11: Ábaco da variação de $\Delta I_{L_{Norm}}$ em função de ωt , para valores específicos de α .

Através da série de *Fourier* a forma de onda de tensão de saída, considerando o tempo de pré-carga, foi decomposta, obtendo-se as ordem harmônicas de tensão, permitindo a obtenção da DHT em função do tempo de pré-carga (γ), conforme ilustra a figura 2.12.

De acordo com as especificações de projeto, apresentadas na tabela 2.1, para a tensão de saída $V_{O_{eficaz}} = 127V$ e tensão de entrada $V_{In} = 24V$, a relação α é igual a 0,1333. Através da equação (2.23) verifica-se que o tempo de pré-carga para as especificações de projeto é muito pequeno.

$$\gamma = \arcsen(\alpha) = 7,66^\circ \quad (2.23)$$

Nas figuras 2.13 até 2.18 são apresentadas as principais formas de onda de corrente e tensão, para um período genérico de saída normalizado em função de ωt e com uma frequência de chaveamento genérica. Com a finalidade de facilitar o entendimento, as ondulações de corrente e tensão nas formas de onda foram suprimidas, uma vez que a frequência de chaveamento é muito superior à frequência de saída do inversor.

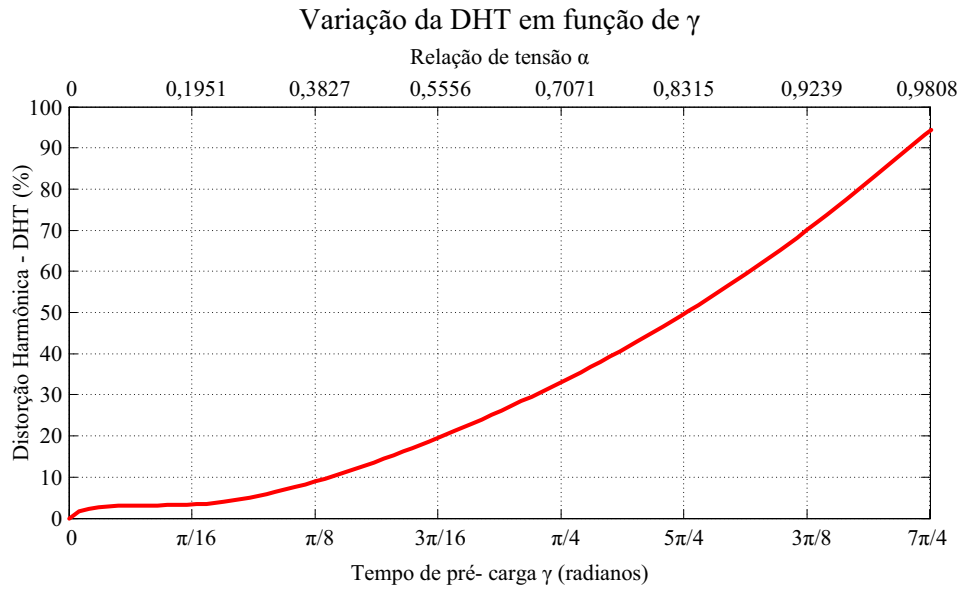


Figura 2.12: Ábaco da variação da DHT em função de γ .

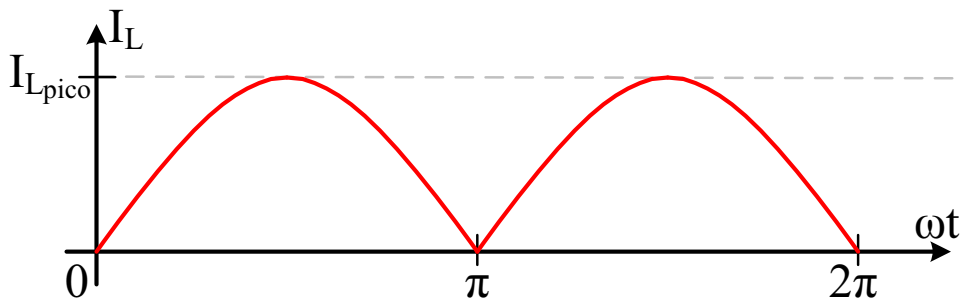


Figura 2.13: Forma de onda de corrente idealizada no indutor L.

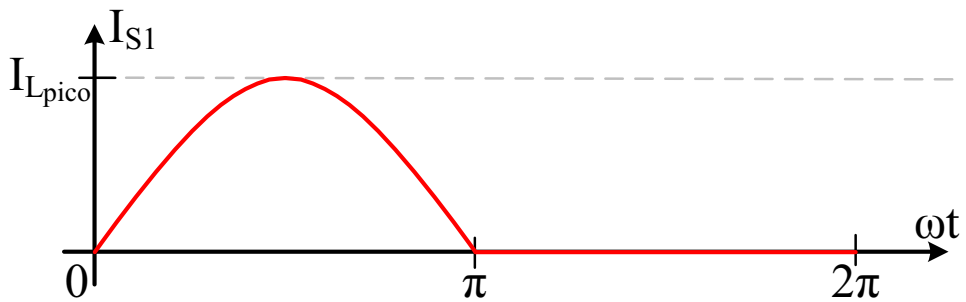


Figura 2.14: Forma de onda de corrente idealizada na chave S_1 .

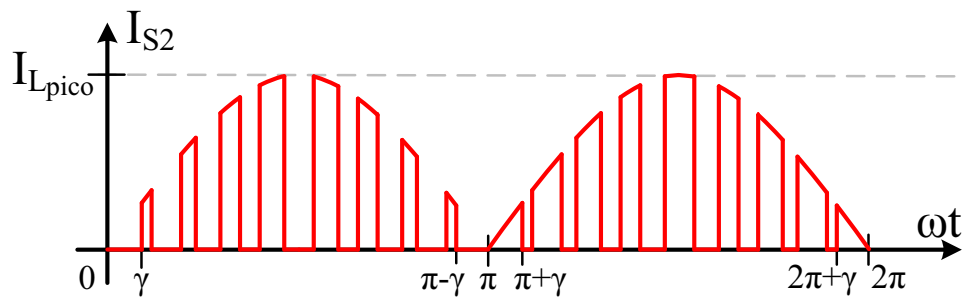


Figura 2.15: Forma de onda de corrente idealizada na chave S_2 .

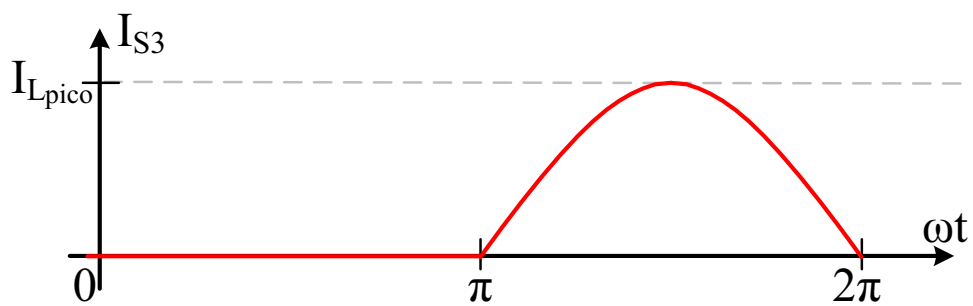


Figura 2.16: Forma de onda de corrente idealizada na chave S_3 .

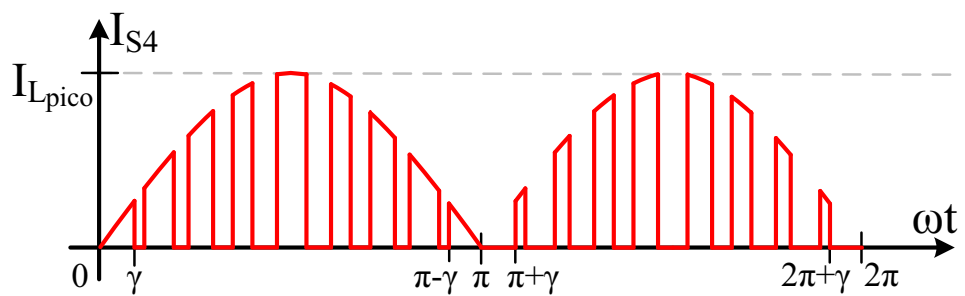


Figura 2.17: Forma de onda de corrente idealizada na chave S_4 .

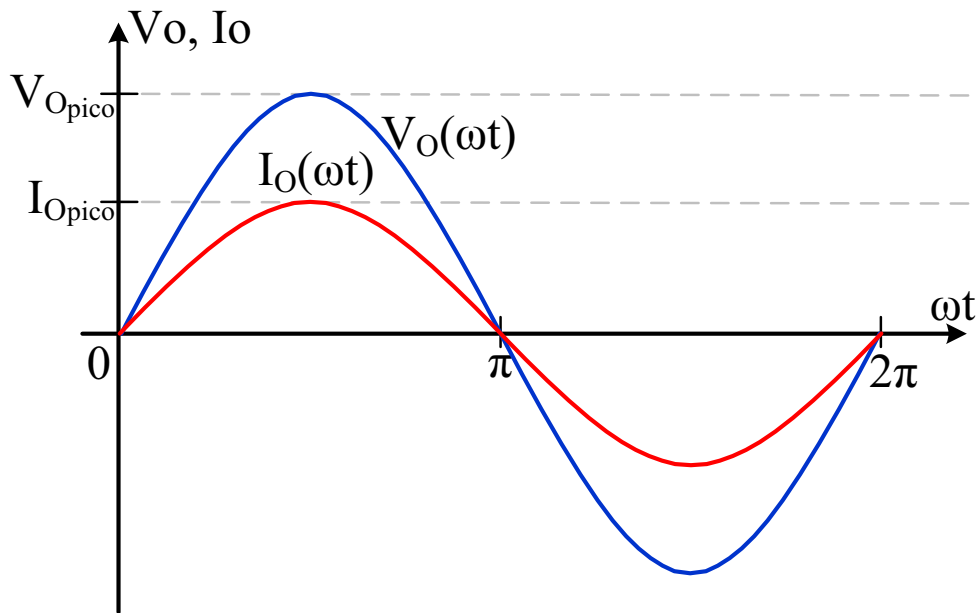


Figura 2.18: Formas de onda de tensão e corrente idealizadas na carga.

2.4 Exemplo de Projeto

Neste tópico será ilustrada uma metodologia de projeto para o inversor *Boost* CS, operando em MCC com controle por valores médios instantâneos. As especificações de projeto estão ilustradas na Tabela 2.1.

Tabela 2.1: Especificações de Projeto.

Parâmetro	Valor
Tensão de Entrada (V_{In})	24 V
Tensão Eficaz de Saída ($V_{O_{eficaz}}$)	127 V
Potência de Saída (P_O)	1000 W
Frequência de chaveamento (f_s)	50 KHz
Frequência de saída (f_o)	60 Hz
Ondulação de Corrente no Indutor (ΔI_L)	10 %
Ondulação de Tensão no Capacitor (ΔV_O)	5 %

2.4.1 Cálculo do Indutor

O indutor é calculado para a condição de ondulação da corrente máxima, ou seja, quando $|\text{sen}(\omega t)| = 1$. Isolando a variável L na equação (2.21) é possível calcular o valor da indutância, conforme a expressão (2.24).

$$L = \frac{V_{In} \cdot \Delta I_{L_{Norm}}}{\Delta I_L \cdot f_s} \quad (2.24)$$

Onde:

$$T_s = \frac{1}{f_s} \quad (2.25)$$

Através das equações determinadas anteriormente tem-se que a relação α é igual 0,133 e a ondulação máxima de corrente normalizada para este valor de α é $\Delta I_{L_{Norm}} = 0,867$. A figura 2.19 ilustra a ondulação normalizada de corrente para o valor de α de projeto.

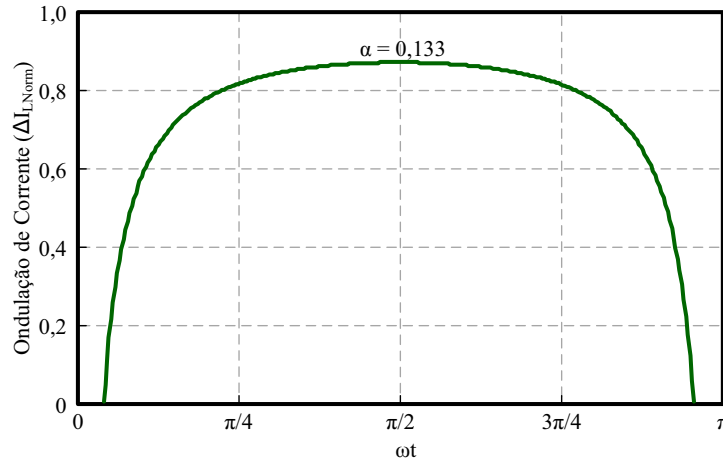


Figura 2.19: Ábaco da variação de $\Delta I_{L_{Norm}}$ em função de ωt , para α de projeto.

A corrente média no indutor de entrada pode ser calculada como:

$$I_{L_{medio}} = \frac{P_o}{V_{In}} \quad (2.26)$$

A corrente eficaz no indutor de entrada é dada por (2.27).

$$I_{L_{eficaz}} = \frac{P_o}{V_{O_{eficaz}}} \cdot \frac{1}{\alpha} \quad (2.27)$$

Desta forma, a corrente média no indutor é $I_{L_{medio}} = 41,67$ A, a ondulação de corrente é $\Delta I_L = 4,17$ A e a corrente eficaz no indutor é $I_{L_{eficaz}} = 59,00$ A. Através desses valores e fazendo o uso da equação (2.24) obtém-se um indutor de $L = 100 \mu\text{H}$.

Observa-se que, considerando-se a operação do CSI *Boost* clássico, a indutância *boost* de entrada seria de aproximadamente 10 mH, cerca de 100 vezes maior, para o mesmo nível de potência processada.

Outros detalhes para o projeto do indutor encontram-se no apêndice A.

2.4.2 Cálculo do Capacitor

O capacitor de saída trabalha na frequência de chaveamento (f_s) da estrutura, fornecendo energia para a carga durante a primeira etapa da estrutura (durante o carregamento de L). Assim, o capacitor pode ser calculado através da equação (2.28) considerando o ponto de máxima transferência de energia, durante o pico da forma de onda de tensão.

$$I_{C_f} = C_f \cdot \frac{dV_O}{dt} \quad (2.28)$$

Considerando que a ondulação (ΔV_O) da tensão de saída com o tempo é linear, pode-se expressar a equação (2.28) como:

$$I_{C_f} = C_f \cdot \frac{\Delta V_O}{\Delta t} \quad (2.29)$$

Sabendo que $\Delta t = t_{on}$ é a variação do tempo e que $t_{on} = D(\omega t) \cdot T$, tem-se:

$$I_{C_f} = C_f \cdot \frac{\Delta V_O}{D(\omega t) \cdot T} \quad (2.30)$$

Reorganizando a expressão (2.30), e considerando a situação em que o capacitor precisa fornecer a máxima energia ($sen(\omega t) = 1$) é possível determinar o capacitor de saída C_f , conforme (2.31).

$$C_f = \frac{I_{O_{pico}} \cdot (1 - \alpha)}{\Delta V_O \cdot f_s} \quad (2.31)$$

Calculando a variação de tensão $\Delta V_O = 127 \cdot \sqrt{2} \cdot 0,05 = 9 \text{ V}$, tem-se que o capacitor $C_f = 21,4 \mu\text{F}$. Adotando o capacitor comercial mais próximo ao projetado, sem que comprometa o funcionamento da estrutura tem-se que $C_f = 18 \mu\text{F}$.

2.4.3 Especificação das chaves

As chaves S_1 e S_3 operam em baixa frequência, trabalhando na metade do período da saída do inversor (60 Hz). As chaves S_2 e S_4 operam em alta frequência, durante o semi-ciclo positivo a chave S_2 controla a primeira etapa da operação *Boost* e a chave S_4 controla a segunda etapa de funcionamento, durante o semi-ciclo negativo o inverso ocorre. Desta forma, somando os valores eficazes instantâneos de cada etapa de operação as chaves S_2 e S_4 possuem um valor de corrente eficaz igual ao valor eficaz das chaves S_1 e S_3 . O valor eficaz da corrente que flui pela chave pode ser obtido através da equação (2.32).

$$f_{eficaz} = \sqrt{\frac{1}{T} \cdot \int_{T_1}^{T_2} |f(t)|^2 \cdot dt} \quad (2.32)$$

Substituindo as variáveis na equação (2.32), considerando que a corrente que flui pela chave é a mesma corrente que passa pelo indutor, considerando que a chave irá operar entre $0 \leq \omega t \leq \pi$ obtém-se:

$$I_{S_{eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^\pi |I_{L_{pico}} \cdot sen(\omega t)|^2 \cdot d\omega t} \quad (2.33)$$

Reorganizando a expressão (2.33) tem-se:

$$I_{S_{eficaz}} = \sqrt{\frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot I_{L_{pico}}^2 \cdot \int_0^\pi \text{sen}(\omega t)^2 \cdot d\omega t} \quad (2.34)$$

Desenvolvendo a expressão da integral relacionado com a expressão (2.34) obtém-se a seguinte relação:

$$\int \text{sen}(x)^2 dx = \frac{x}{2} - \frac{\text{sen}(2 \cdot x)}{4} \quad (2.35)$$

Usando a relação apresentada em (2.35) na expressão (2.34) e fazendo as substituições necessárias obtém-se o valor da corrente eficaz na chave, conforme ilustra (2.36).

$$I_{S_{eficaz}} = \frac{I_{L_{pico}}}{2} \quad (2.36)$$

Substituindo o valor de pico da corrente no indutor $I_{L_{pico}}$ pelo valor eficaz correspondente, tem-se:

$$I_{S_{eficaz}} = \frac{I_{L_{eficaz}}}{\sqrt{2}} \quad (2.37)$$

Considerando-se idealmente que a estrutura opera com rendimento máximo, com a finalidade de facilitar os cálculos. Desta forma, a corrente eficaz no indutor é de 59,00 A e a corrente eficaz na chave é 41,70 A.

O cálculo das perdas por condução e comutação, e a estimava de perdas totais no inversor e de rendimento da estrutura encontram-se no apêndice A.

2.4.4 Cálculo da Resistência de Carga

Considerando que a carga de saída é puramente resistiva tem-se:

$$R_O = \frac{V_{O_{eficaz}}^2}{P_O} \quad (2.38)$$

Assim, o valor da resistência de saída é igual a 16,13Ω.

2.5 Conclusões

As análises qualitativa e quantitativa para o inversor *Boost* monofásico, demonstram a funcionalidade do conversor, proporcionando uma metodologia de projeto e permitindo o controle da tensão de saída, e através dos ábacos pode-se verificar que a DHT da tensão de saída será menor quanto menor for o valor da relação α , ou seja, diminui-se o tempo de pré-carga. Adicionalmente, um exemplo de projeto foi desenvolvido a fim de se demonstrar os procedimentos para a implementação da estrutura.

CAPÍTULO 3

Modelação, Funções de Transferência e Projeto dos Controladores

3.1 Introdução

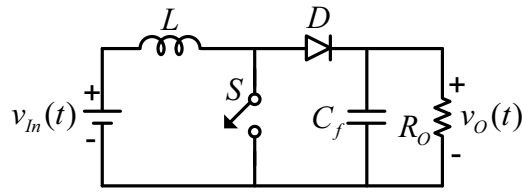
Os conversores estáticos de potência são utilizados nas mais diversas aplicações. Neste contexto, o inversor *Boost* deve funcionar conforme as especificações de projetos, entregando níveis adequados de tensão e corrente para os mais diversos tipos e quantidades de aparelhos elétricos/eletrônicos conectados na estrutura. Os conversores estáticos são estruturas cujos circuitos elétricos possuem comportamentos matemáticos não-lineares, dessa forma, o método escolhido para a obtenção deste modelo é apresentado em (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001; BRITO, 2008) e consiste em analisar o conversor a partir de seus dois estados de funcionamento, no modo de condução contínua, representados pela condição do interruptor principal (aberto ou fechado), obtendo-se equações para dois estados distintos. A análise é realizada através do balanço de energia no indutor e no capacitor, em um determinado período de comutação, através dos valores médios. As funções de transferências são obtidas a partir de um modelo do conversor linearizado em torno de um ponto de operação.

O modelo apresentado neste capítulo representa o funcionamento fundamental dos circuitos analisados, onde o equacionamento é simplificado através da modelação por valores médios das variáveis, desprezando-se as ondulações de corrente no indutor e as ondulações de tensão no capacitor. Essa metodologia possibilita uma análise rápida do funcionamento do circuito, uma vez que não há a necessidade de se trabalhar com os intervalos de comutação, permitindo descrever o que ocorre tanto para pequenos quanto para grandes sinais.

Neste capítulo ilustrar-se-á a obtenção de um modelo CA a pequenos sinais para o inversor *Boost*, e a partir dele apresentar-se-á o equacionamento para a obtenção das funções de transferência necessárias para o projeto dos compensadores de tensão e de corrente no plano S (contínuo).

3.2 Equações em Espaço de Estado para o Inversor *Boost*

Esta seção apresenta o equacionamento para a obtenção de um modelo em pequenos sinais para o inversor *Boost*. Na figura 3.1 é apresentado o modelo equivalente para o inversor *Boost*.

Figura 3.1: Circuito equivalente para o Inversor *Boost*.

Um sistema linear invariante no tempo pode ser representado em espaço de estados através de uma matriz canônica, conforme (3.1).

$$\begin{aligned} K \frac{dx(t)}{dt} &= Ax(t) + Bu(t) \\ y(t) &= Cx(t) + Eu(t) \end{aligned} \quad (3.1)$$

Onde $x(t)$ é o vetor de estados que representa a corrente no indutor, a tensão no capacitor, entre outras variáveis de interesse. As variáveis de entrada são representadas pelo vetor de entrada $u(t)$, que geralmente são fontes independentes. O vetor de saída $y(t)$ representa as variáveis de saída, a serem mensuradas ou controladas. As matrizes A, B, C e E são constantes de proporcionalidades. A matriz K contém tipicamente os valores de capacitância, indutância própria e mútua.

Desta forma, as variáveis elétricas a serem analisadas no inversor *Boost* são a corrente no indutor $i_L(t)$ e a tensão no capacitor $v_O(t)$, representadas pelo vetor de estados $x(t)$ como:

$$x(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_O(t) \end{bmatrix} \quad (3.2)$$

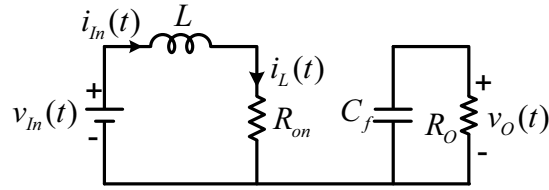
No modelo apresentado será considerado algumas das não-linearidades da estrutura, como a queda de tensão no diodo V_D quando está conduzindo e a resistência série R_{on} da chave em condução. Assim, como variáveis de entrada tem-se a fonte de tensão v_{In} (fonte independente) e a queda de tensão no diodo V_D , conforme (3.3).

$$u(t) = \begin{bmatrix} v_{In}(t) \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.3)$$

Para o modelo utilizado é necessário calcular a corrente de entrada do conversor i_{In} , como fonte dependente de corrente representado pelo vetor saída $y(t)$ como:

$$y(t) = \begin{bmatrix} i_{In}(t) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

A estrutura *Boost* no modo de condução contínua (MCC) possui duas etapas de operação, a primeira quando a chave S está conduzindo e a segunda quando está bloqueada. Assim, a figura 3.2 ilustra a primeira etapa de operação do conversor.


 Figura 3.2: Primeira etapa de funcionamento do conversor *Boost*.

A tensão no indutor L , a corrente no capacitor C_f e a corrente de entrada para o intervalo de tempo em que S está conduzindo podem ser calculadas como:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{In}(t) - i_L(t) \cdot R_{on} \quad (3.5)$$

$$C_f \frac{dv_O(t)}{dt} = -\frac{v_O(t)}{R_O} \quad (3.6)$$

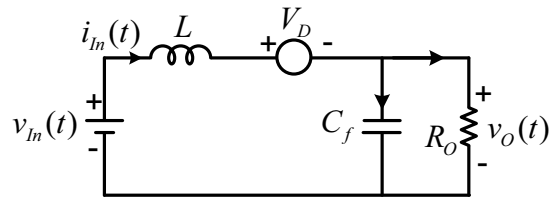
$$i_{In}(t) = i_L(t) \quad (3.7)$$

Estas equações podem ser expressas através das matrizes de espaços de estados, como:

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_O(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_{on} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_O} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{In}(t) \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

$$\begin{bmatrix} i_{In}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{In}(t) \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.9)$$

A segunda etapa de operação do conversor inicia quando a chave S é comandada para o bloqueio, conforme ilustra a figura 3.3.


 Figura 3.3: Segunda etapa de funcionamento do conversor *Boost*.

A tensão no indutor L , a corrente no capacitor C_f e a corrente de entrada para o intervalo de tempo em que S está bloqueado podem ser calculadas como:

$$L \frac{di_L(t)}{dt} = v_{In}(t) - v_O(t) - V_D \quad (3.10)$$

$$C_f \frac{dv_O(t)}{dt} = i_L(t) - \frac{v_O(t)}{R_O} \quad (3.11)$$

$$i_{In}(t) = i_L(t) \quad (3.12)$$

Consequentemente, as matrizes de espaço de estados são expressas por (3.13) e (3.14).

$$\begin{bmatrix} L & 0 \\ 0 & C_f \end{bmatrix} \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_O(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_O} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{In}(t) \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

$$\begin{bmatrix} i_{In}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{In}(t) \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

O modelo médio do conversor em equilíbrio (Modelo CC) pode ser obtido por (3.15), desde que as frequências naturais do conversor e das constantes de tempo das variáveis de entrada sejam muito menores que a frequência de chaveamento do conversor.

$$\begin{aligned} 0 &= A \cdot X + B \cdot U \\ Y &= C \cdot X + E \cdot U \end{aligned} \quad (3.15)$$

Onde:

X = Vetor de estado em equilíbrio (CC)

U = Vetor de entrada em equilíbrio (CC)

Y = Vetor de saída em equilíbrio (CC)

As matrizes médias são determinadas por (3.16).

$$\begin{aligned} A &= D \cdot A_1 + D' \cdot A_2 \\ B &= D \cdot B_1 + D' \cdot B_2 \\ C &= D \cdot C_1 + D' \cdot C_2 \\ E &= D \cdot E_1 + D' \cdot E_2 \end{aligned} \quad (3.16)$$

Onde D representa a razão cíclica do conversor e D' é a razão do tempo de chave aberta pelo período $\left(\frac{t_{off}}{T_S}\right)$, ou seja, o complemento da razão cíclica $(1 - D)$.

Desta forma, as constantes de proporcionalidades A, B, C e E são dadas por:

$$A = D \cdot \begin{bmatrix} -R_{on} & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R_O} \end{bmatrix} + D' \cdot \begin{bmatrix} 0 & -1 \\ 1 & -\frac{1}{R_O} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -DR_{on} & -D' \\ D' & -\frac{1}{R_O} \end{bmatrix} \quad (3.17)$$

$$B = D \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} + D' \cdot \begin{bmatrix} 1 & -1 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -D' \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

$$C = D \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} + D' \cdot \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

$$E = D \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} + D' \cdot \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Substituindo as constantes A, B, C e E na equação de equilíbrio (CC) (3.15), tem-se:

$$\begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -DR_{on} & -D' \\ D' & -\frac{1}{R_O} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -D' \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{In} \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.21)$$

$$\begin{bmatrix} I_{In} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_O \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{In} \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

A solução do sistema em equilíbrio, tendo em vista as equações médias do sistema linear em equilíbrio é dada por (3.23).

$$\begin{aligned} X &= -A^{-1} \cdot B \cdot U \\ Y &= (-C \cdot A^{-1} \cdot B + E) \cdot U \end{aligned} \quad (3.23)$$

A matriz inversa A^{-1} pode ser obtida através do uso da matriz adjunta (BARATOJO, 2008), conforme (3.24).

$$A^{-1} = \frac{1}{\det(A)} \cdot \text{adj}(A) \quad (3.24)$$

Através da equação (3.24) a matriz inversa A é dada por (3.25).

$$A^{-1} = \left(\frac{1}{D'^2 + \frac{DR_{on}}{R}} \right) \cdot \begin{bmatrix} -\frac{1}{R} & D' \\ -D' & -DR_{on} \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Substituindo A^{-1} exibida em (3.25) na expressão (3.23) obtém-se (3.26) e (3.27).

$$\begin{bmatrix} I_L \\ V_O \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{1 + \frac{DR_{on}}{D'^2 R_O}} \right) \cdot \begin{bmatrix} -\frac{1}{D'^2 R_O} & -\frac{1}{D' R_O} \\ -\frac{1}{D'} & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{In} \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

$$\begin{bmatrix} I_{In} \end{bmatrix} = \left(\frac{1}{1 + \frac{DR_{on}}{D'^2 R_O}} \right) \cdot \begin{bmatrix} \frac{1}{D'^2 R_O} & -\frac{1}{D' R_O} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} V_{In} \\ V_D \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Expandindo a primeira linha da matriz (3.26) obtém-se a expressão (3.28).

$$V_{In} - D' \cdot V_D - D \cdot R_{on} I - D' \cdot V_O = 0 \tag{3.28}$$

Fazendo-se o uso da equação (3.28) é possível desenhar o circuito equivalente, conforme ilustra a figura 3.4.

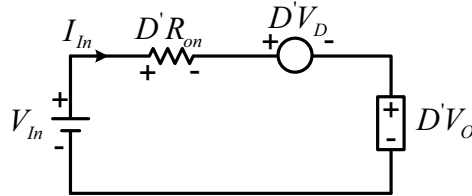


Figura 3.4: Circuito equivalente da equação (3.28).

Expandindo a segunda linha da matriz (3.27) obtém-se a expressão (3.29).

$$D' I - \frac{V_O}{R_O} = 0 \tag{3.29}$$

Fazendo-se o uso da equação (3.29) é possível desenhar o circuito equivalente, conforme ilustra a figura 3.5.

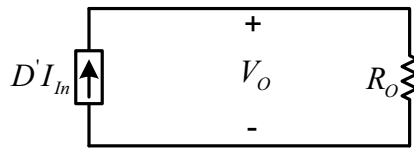


Figura 3.5: Circuito equivalente da equação (3.29).

Os circuitos apresentados nas equações (3.28) e (3.29) podem ser desenhados em conjunto, conforme demonstra a figura 3.6.

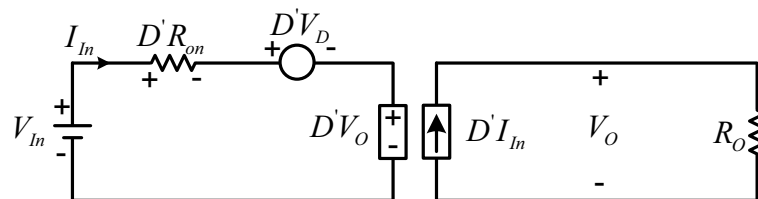
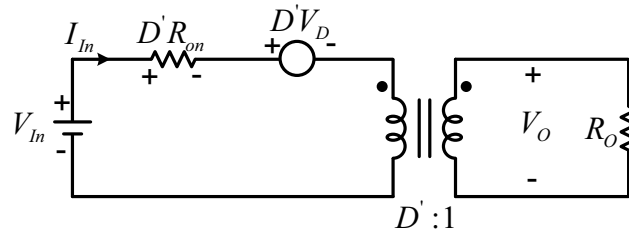


Figura 3.6: Representação dos circuitos.

Analisando a figura 3.6 verifica-se que as fonte de tensão $D'V_O$ e a fonte de corrente $D'I_{In}$ podem ser agrupadas em um “transformador CC” ideal, com razão de transformação $D' : 1$. Conseqüentemente, o circuito equivalente pode ser representado conforme a figura 3.7.

3.3 Obtenção do Modelo CA para Pequenos Sinais

No modelo CA para pequenos sinais a ser apresentado as ondulações de tensão e corrente são desprezadas, uma vez que o conversor opera no modo de condução contínua (MCC)


 Figura 3.7: Modelo CC do inversor *Boost*.

e as ondulações são pequenas, e o modelo tem a finalidade de ilustrar o valor médio das variáveis do circuito. Desta forma, os valores médios de tensão no indutor e a corrente no capacitor podem ser obtidos a partir da equação (3.30).

$$\langle x(t) \rangle_{T_S} = \frac{1}{T_S} \int_t^{t+T_S} x(\tau) d\tau \quad (3.30)$$

Desta forma, a tensão média no indutor e a corrente média no capacitor podem ser obtidas a partir de (3.31) e (3.32).

$$L \cdot \frac{d \langle i_L \rangle_{T_S}}{dt} = \langle v_L(t) \rangle_{T_S} \quad (3.31)$$

$$C_f \cdot \frac{d \langle v_O \rangle_{T_S}}{dt} = \langle i_{C_f}(t) \rangle_{T_S} \quad (3.32)$$

A seguir são inseridas perturbações no sistema, ou seja, pequenas variações nos sinais e posteriormente linearizam-se as equações em torno de um ponto de operação. Com a inserção das perturbações, assume-se que cada variável é composta pelo seu valor CC (representado com letra inicial maiúscula) mais uma pequena variação CA (representado pela variável com sinal de acento circunflexo na primeira letra) sobreposta ao sinal, portanto têm-se:

$$\langle x(t) \rangle_{T_S} = X + \hat{x}(t) \quad (3.33)$$

$$\langle u(t) \rangle_{T_S} = U + \hat{u}(t) \quad (3.34)$$

$$\langle y(t) \rangle_{T_S} = Y + \hat{y}(t) \quad (3.35)$$

$$d(t) = D + \hat{d}(t) \quad (3.36)$$

$$d'(t) = D' - \hat{d}(t) \quad (3.37)$$

Desta forma, inserindo essas perturbações nos sistemas de equações que representam os dois subintervalos obtém-se (3.38) e (3.39).

$$\begin{aligned}
 K \cdot \frac{d(X + \hat{x}(t))}{dt} &= \left((D + \hat{d}(t)) A_1 + (D' - \hat{d}(t)) A_2 \right) \cdot (X + \hat{x}(t)) \\
 &+ \left((D + \hat{d}(t)) B_1 + (D' - \hat{d}(t)) B_2 \right) \cdot (U + \hat{u}(t)) \quad (3.38)
 \end{aligned}$$

$$\begin{aligned}
 Y + \hat{y}(t) &= \left((D + \hat{d}(t)) C_1 + (D' - \hat{d}(t)) C_2 \right) \cdot (X + \hat{x}(t)) \\
 &+ \left((D + \hat{d}(t)) E_1 + (D' - \hat{d}(t)) E_2 \right) \cdot (U + \hat{u}(t)) \quad (3.39)
 \end{aligned}$$

Desenvolvendo as expressões (3.38) e (3.39), desprezando-se os termos de segunda ordem, é possível obter o modelo CA médio de pequenos sinais, conforme demonstra as equações (3.40) e (3.41).

$$K \cdot \frac{d\hat{x}(t)}{dt} = A \cdot \hat{x}(t) + B \cdot \hat{u}(t) + \{(A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U\} \cdot \hat{d}(t) \quad (3.40)$$

$$\hat{y}(t) = C \cdot \hat{x}(t) + E \cdot \hat{u}(t) + \{(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U\} \cdot \hat{d}(t) \quad (3.41)$$

Os termos de 1ª ordem das equações (3.40) e (3.41) são apresentados em (3.42) e (3.43).

$$\begin{aligned}
 (A_1 - A_2) \cdot X + (B_1 - B_2) \cdot U &= \begin{bmatrix} V_O - I_L \cdot R_{on} \\ -I_L \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_D \\ 0 \end{bmatrix} = \\
 &= \begin{bmatrix} V_O - I_L \cdot R_{on} + V_D \\ -I_L \end{bmatrix} \quad (3.42)
 \end{aligned}$$

$$(C_1 - C_2) \cdot X + (E_1 - E_2) \cdot U = [0] \quad (3.43)$$

Desta forma, substituindo-se as matrizes A , B , C e E , as equações (3.42) e (3.43) nas equações (3.40) e (3.41), os sistemas de equações de análise a pequenos sinais CA pode ser reescrito como:

$$K \cdot \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_O(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -DR_{on} & -D' \\ D' & -\frac{1}{R_O} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & -D' \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{v}_O(t) \\ 0 \end{bmatrix} + [V_O - I_L \cdot R_{on} + V_D] \cdot \hat{d}(t) \quad (3.44)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{In} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_O(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{v}_O(t) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.45)$$

A queda de tensão no diodo em condução foi considerado como um valor constante e igual a V_D . Desta forma, no modelo a pequenos sinais CA a variação da queda de tensão $\hat{v}_D(t)$ é igual a zero.

Os sistemas de equações apresentados em (3.44) e (3.45) podem ser representados na forma escalar, conforme (3.46), (3.47) e (3.48).

$$L \cdot \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} = -D' \cdot \hat{v}_O(t) - D \cdot R_{on} \cdot \hat{i}_L(t) + \hat{v}_{In}(t) + (V_O - I_L \cdot R_{on} + V_D) \cdot \hat{d}(t) \quad (3.46)$$

$$C_f \cdot \frac{d\hat{v}_O(t)}{dt} = D' \cdot \hat{i}_L(t) - \frac{\hat{v}_O(t)}{R_O} - I_L \cdot \hat{d}(t) \quad (3.47)$$

$$\hat{i}_{In}(t) = \hat{i}_L(t) \quad (3.48)$$

Com as equações apresentadas em (3.46), (3.47) e (3.48) pode-se construir os circuitos equivalentes para cada uma das equações.

Da equação (3.46) pode-se obter o circuito representado na figura 3.8.

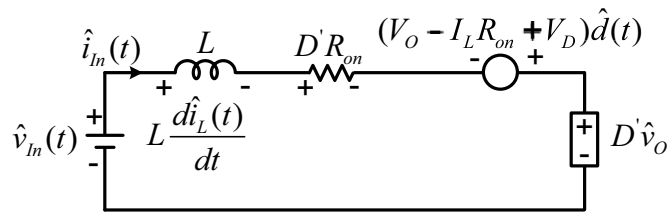


Figura 3.8: Circuito equivalente obtido para a tensão média no indutor L .

Da equação (3.47) pode-se obter o circuito representado na figura 3.9.

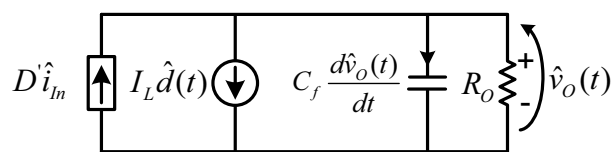


Figura 3.9: Circuito equivalente obtido para a corrente média no capacitor C_f .

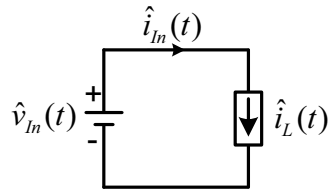


Figura 3.10: Circuito equivalente obtido para a corrente de entrada do inversor.

Da equação (3.48) pode-se obter o circuito representado na figura 3.10.

Pode-se representar os três circuitos das figuras 3.8 até 3.10 em conjunto. Além disso, pode-se realizar a mesma consideração efetuada no circuito ilustrado na figura 3.7, ou seja, as fontes de tensão $D'\hat{v}_O$ e a fonte de corrente $D'\hat{i}_{Im}$ podem ser agrupadas em um “transformador CC” ideal, com razão de transformação $D' : 1$. Consequentemente, o circuito equivalente pode ser representado conforme a figura 3.11.

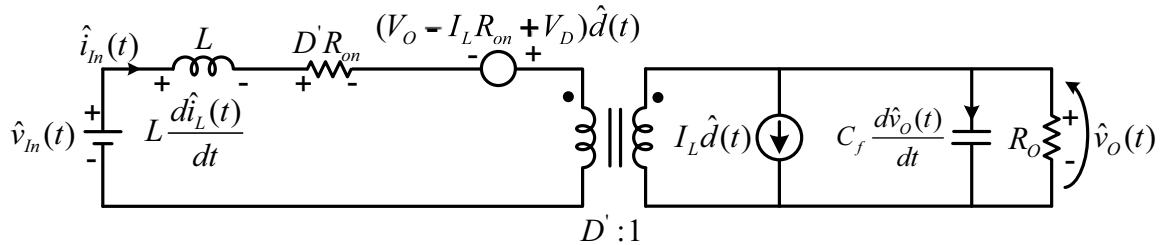


Figura 3.11: Modelo a pequenos sinais CA do inversor *Boost*.

Pode-se representar um circuito equivalente idealizado do inversor *Boost*, desprezando-se a queda de tensão no diodo V_D e a resistência série da chave R_{on} , conforme ilustra a figura 3.12.

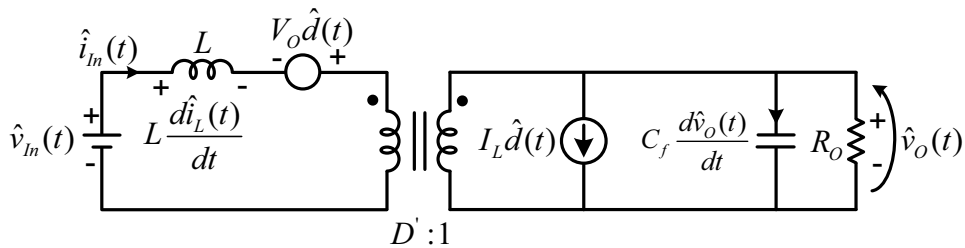


Figura 3.12: Modelo a pequenos sinais CA idealizado do inversor *Boost*.

3.4 Obtenção das Funções de Transferência a Partir do Modelo CA para Pequenos Sinais do Inversor *Boost*

A partir do modelo a pequenos sinais CA apresentado na figura 3.12 pode-se obter as funções de transferências desejadas. Além disso, através da relação de transformação pode-se referir um componente do circuito do primário para o secundário, ou vice-versa, as principais relações de transformação são:

$$\frac{V_1}{V_2} = D' \tag{3.49}$$

$$\frac{I_1}{I_2} = \left(\frac{1}{D'} \right) \tag{3.50}$$

$$\frac{L_1}{L_2} = D'^2 \tag{3.51}$$

Desta forma, é possível referir a indutância no primário, para o secundário, conforme ilustra a figura 3.13.

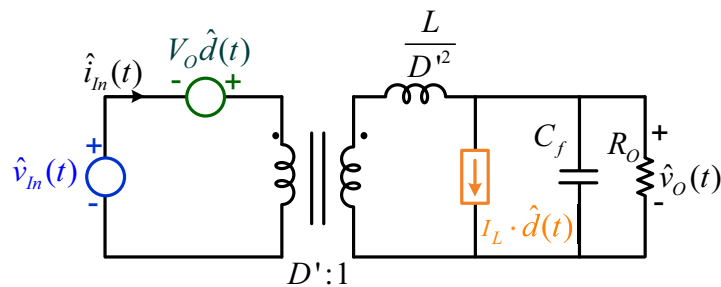


Figura 3.13: Processo de linearização, Indutância L referida ao secundário.

A ideia é deixar as fontes de energia do lado primário e os elementos passivos no secundário, assim através do teorema de Thévenin pode-se alocar a fonte de corrente antes da indutância $\frac{L}{D'^2}$, conforme a 3.14.

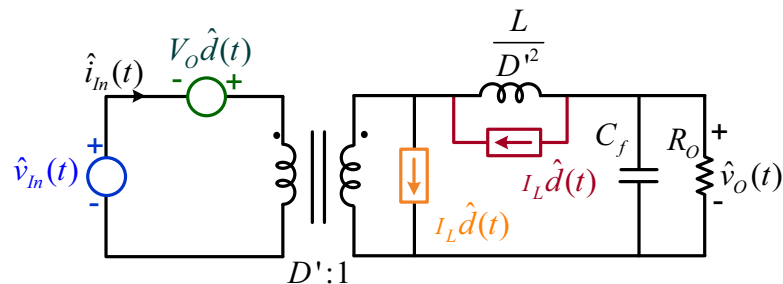


Figura 3.14: Processo de linearização, alocação da fonte de corrente.

A corrente em paralelo com o indutor pode ser solucionada aplicando Laplace na equação da tensão média no indutor (3.31) e fazendo as devidas manipulações chega-se em (3.52). Assim, a figura 3.15 ilustra a fonte de tensão equivalente a fonte de corrente em paralelo com o indutor, e com a fonte de corrente referida ao primário.

$$\mathcal{L} \{ \langle v_L(t) \rangle_{T_S} \} = \mathcal{L} \left\{ L \cdot \frac{d \langle i_L \rangle_{T_S}}{dt} \right\} = \frac{I_L \cdot L \cdot s}{D'^2} \cdot \hat{d}(s) \tag{3.52}$$

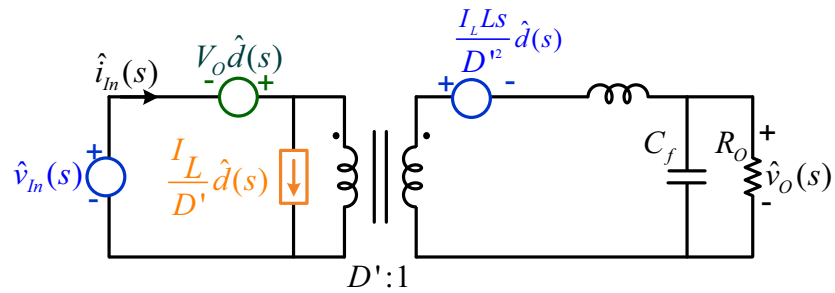


Figura 3.15: Processo de linearização, fonte de tensão equivalente e corrente referida ao primário.

Consequentemente, a fonte de tensão pode ser referida ao primário, conforme ilustra a figura 3.16.

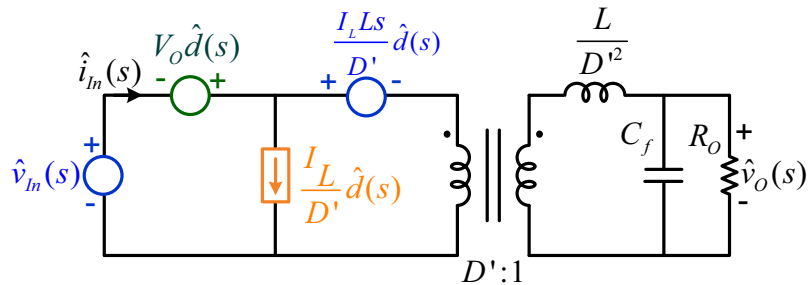


Figura 3.16: Processo de linearização, fonte de tensão referida ao primário.

Associando as fontes de tensão e ajustando os termos, obtém-se o modelo a pequenos sinais ilustrado na figura 3.17.

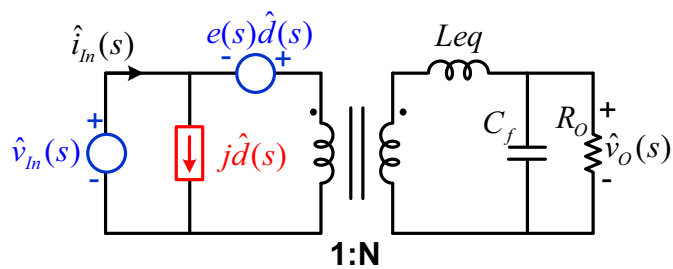


Figura 3.17: Processo de linearização, Indutância L referida ao secundário.

Onde:

$$\begin{aligned}
 Leq &= \frac{L}{D'^2} \\
 j &= \frac{V_O}{R_O \cdot D'^2} \\
 e(s) &= V_O \cdot \left(1 - \frac{Leq}{R_O} \cdot s\right) \\
 N &= \frac{1}{D'}
 \end{aligned} \tag{3.53}$$

3.4.1 Função de Transferência $G_{vi}(s)$

Com o circuito canônico pode-se obter as funções de transferência (FT) do conversor. Para obter a função de transferência de $G_{vi}(s)$ deve-se considerar as variações de $\hat{v}_O(s)$ em relação a $\hat{i}_L(s)$, sendo nula a perturbação em $\hat{d}(s)$, conforme (3.54). A figura 3.18 ilustra o circuito correspondente a FT $G_{vi}(s)$ com as fontes de tensão e corrente referidos ao primário.

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{i}_L(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} \tag{3.54}$$

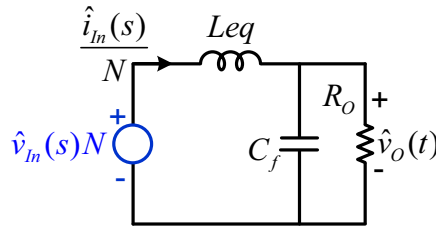


Figura 3.18: Circuito canônico valores médios, sem perturbações em $\hat{d}(s)$ e $\hat{v}_{In}(s)$ referido ao secundário.

A corrente de entrada que circula no indutor pode ser descrita por (3.55).

$$\frac{\hat{i}_{In}(s)}{N} = \frac{\hat{v}_{In}(s) \cdot N}{Z} \tag{3.55}$$

Onde Z é a impedância total do sistema dada por (3.56).

$$Z = s \cdot Leq + Z_O = s \cdot Leq + R_O // \frac{1}{s \cdot C_f} = \frac{s^2 \cdot Leq \cdot R_O \cdot C_f + s \cdot Leq + R_O}{1 + s \cdot R_O \cdot C_f} \tag{3.56}$$

Onde Z_O é a impedância de saída do inversor (resistência R_O e capacitor C_f).

Sabendo que a corrente de entrada é igual a corrente no indutor ($\hat{i}_{In} = \hat{i}_L$), substituindo (3.56) em (3.55) obtém-se (3.57).

$$\hat{v}_{In}(s) = \frac{\hat{i}_{In}(s)}{N^2} \cdot \frac{s^2 Leq R_O C_f + s Leq + R_O}{1 + s R_O C_f} \quad (3.57)$$

Através do método dos nós obtém-se a seguinte relação:

$$\frac{\hat{v}_{In}(s)N - \hat{v}_O(s)\hat{d}(s)}{s Leq} = \frac{\hat{v}_O(s)\hat{d}(s)}{\frac{R_O}{1+sR_OC_f}} \quad (3.58)$$

Substituindo (3.57) em (3.58) e reorganizando a expressão obtém-se:

$$\begin{aligned} \hat{v}_{In}(s)NR_O &= \hat{v}_O(s) \cdot (sR_OC_f + sLeq + R_O)\hat{d}(s) \\ \frac{\hat{i}_L(s)}{N} \cdot \frac{s^2 Leq R_O C_f + s Leq + R_O}{1 + s R_O C_f} \cdot R_O &= \hat{v}_O(s) \cdot (sR_OC_f + sLeq + R_O)\hat{d}(s) \\ \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{i}_L(s)} &= \frac{R_O}{N \cdot (1 + sR_OC_f)} \end{aligned} \quad (3.59)$$

Consequentemente, a função de transferência (FT) $G_{vi}(s)$ é dada por (3.60).

$$G_{vi}(s) = \left. \frac{\hat{v}_O(s)}{\hat{i}_L(s)} \right|_{\hat{d}(s)=0} = \frac{D' \cdot R_O}{1 + sR_OC_f} \quad (3.60)$$

A FT $G_{vi}(s)$ pode ser comparada com uma função de transferência de primeira ordem, possuindo um ganho CC, e um polo na frequência w_{p1} :

$$G_{vi}(s) = Ganho_{G_{vi}} \cdot \left[\frac{1}{1 + \frac{s}{w_{p1}}} \right] \quad (3.61)$$

Onde:

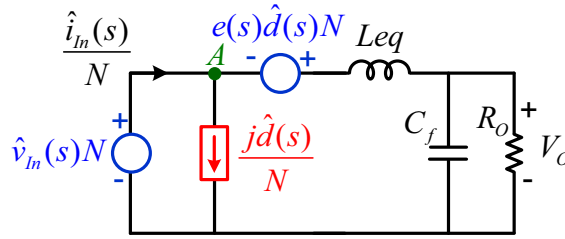
$$Ganho_{G_{vi}} = D' \cdot R_O \quad (3.62)$$

$$w_{p1} = \frac{1}{R_O \cdot C_f} \quad (3.63)$$

3.4.2 Função de Transferência $G_{id}(s)$

A função de transferência $G_{id}(s)$ é obtida da mesma forma que $G_{vi}(s)$, considerando as perturbações em $\hat{i}_{In}(s)$ e $\hat{d}(s)$, e referindo os componentes do primário para o secundário, conforme (3.64). A figura 3.19 ilustra o circuito correspondente à FT $G_{id}(s)$.

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{In}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_O(s)=0} \quad (3.64)$$


 Figura 3.19: Circuito canônico valores médios da FT G_{id} .

Analisando as correntes que entram e saem do nó A tem-se:

$$\frac{\hat{i}_{In}(s)}{N} = \frac{j\hat{d}(s)}{N} + i_O \quad (3.65)$$

Onde:

$$i_O = N \frac{e(s)\hat{d}}{Z} \quad (3.66)$$

Substituindo (3.66) em (3.65) obtém-se (3.67).

$$\frac{\hat{i}_{In}(s)}{N} = \frac{j\hat{d}(s)}{N} + N \frac{e(s)\hat{d}(s)}{Z} \quad (3.67)$$

Reescrevendo-se (3.67), obtém-se (3.68) e (3.69)

$$\frac{\hat{i}_{In}(s)}{N} = \frac{\hat{d}(s)}{N} \cdot \left(j + \frac{e(s)N^2}{Z} \right) \quad (3.68)$$

$$\frac{\hat{i}_{In}(s)}{\hat{d}(s)} = \left(j + \frac{e(s)N^2}{Z} \right) \quad (3.69)$$

Fazendo uso das relações de transformações dadas em (3.49), (3.50) e (3.51) tem-se:

$$\frac{\hat{i}_{In}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_O}{R_O D'^2} + \frac{V_O}{Z D'^2} \cdot \left(1 - \frac{sLeq}{R_O} \right) \quad (3.70)$$

$$= \frac{V_O Z}{Z R_O D'^2} + \frac{V_O}{Z R_O D'^2} \cdot (R_O - sLeq) \quad (3.71)$$

$$= \frac{V_O}{R_O D'^2} \cdot \left(\frac{Z + R_O - sLeq}{Z} \right) \quad (3.72)$$

Substituindo-se a impedância Z (3.56) em (3.72) tem-se:

$$\frac{\hat{i}_{In}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{V_O}{R_O D'^2} \cdot \left(\frac{\frac{s^2 Leq R_O C_f + s Leq + R_O}{1 + s R_O C_f} + R_O - s Leq}{\frac{s^2 Leq R_O C_f + s Leq + R_O}{1 + s R_O C_f}} \right) \quad (3.73)$$

$$= \frac{V_O}{R_O D'^2} \cdot \left(\frac{s R_O^2 C_f + 2 R_O}{s^2 Leq R_O C_f + s Leq + R_O} \right) \quad (3.74)$$

$$= \frac{2 V_O}{R_O D'^2} \cdot \left(\frac{1 + \frac{s R_O C_f}{2}}{1 + s \frac{Leq}{R_O} + s^2 Leq C_O} \right) \quad (3.75)$$

$$= \frac{2 V_O}{R_O D'^2} \cdot \left(\frac{1 + \frac{s R_O C_f}{2}}{1 + s \frac{L}{R_O D'^2} + s^2 \frac{L C_O}{D'^2}} \right) \quad (3.76)$$

Consequentemente, a função de transferência (FT) $G_{id}(s)$ é dada por (3.77).

$$G_{id}(s) = \left. \frac{\hat{i}_{In}(s)}{\hat{d}(s)} \right|_{\hat{v}_O(s)=0} = \frac{2 V_O}{R_O D'^2} \cdot \left(\frac{1 + \frac{s R_O C_f}{2}}{1 + s \frac{L}{R_O D'^2} + s^2 \frac{L C_O}{D'^2}} \right) \quad (3.77)$$

A FT $G_{id}(s)$ pode ser comparada com a forma padrão de segunda ordem, possuindo um ganho CC, um zero na frequência w_z e um par de polos quadráticos na frequência de ressonância w_O , sendo a forma padrão representada em (3.78).

$$G_{id}(s) = Ganho_{Gid} \cdot \left[\frac{1 + \frac{s}{w_z}}{1 + \frac{s}{Q w_O} + \left(\frac{s}{w_O} \right)^2} \right] \quad (3.78)$$

Onde:

$$Ganho_{Gid} = \frac{2 \cdot V_O}{R_O \cdot D'^2} \quad (3.79)$$

$$w_z = \frac{2}{R_O \cdot C_f} \quad (3.80)$$

$$w_O = \frac{D'}{\sqrt{L \cdot C_f}} \quad (3.81)$$

$$Q = \frac{R_O \cdot D'}{L} \cdot \sqrt{L \cdot C_f} \quad (3.82)$$

A variável Q é denominada de fator de qualidade e está vinculada com o coeficiente de amortecimento do sistema (ξ) pela expressão (3.83).

$$Q = \frac{1}{2 \cdot \xi} \quad (3.83)$$

Desta forma, com as equações (3.61) e (3.78) e com os valores de projeto obtidos no capítulo 2 tem-se:

$$G_{vi}(s) = 3 \cdot \left[\frac{1}{1 + \frac{s}{3446}} \right] \quad (3.84)$$

$$G_{id}(s) = 441 \cdot \left[\frac{1 + \frac{s}{6893}}{1 + \frac{s}{5757} + \left(\frac{s}{4454}\right)^2} \right] \quad (3.85)$$

A tabela 3.1 exhibe os parâmetros das funções de transferência G_{vi} e G_{id} .

Tabela 3.1: Parâmetros das Funções de Transferência.

Parâmetro	Valor
$Ganho_{G_{vi}}$	3
$Ganho_{G_{id}}$	441
w_{p1}	3446
w_z	6893
Q	1,30
w_O	4454

3.5 Projeto dos Controladores

Para realizar o controle do inversor *Boost* é proposto o controle multi-malhas composto por duas malhas de controle, uma malha externa de tensão e uma malha interna de corrente, ambas rápidas, para garantir o formato senoidal da tensão na carga, além de oferecer dinâmicas elevadas e estabilidade.

A malha de corrente necessita de uma frequência de cruzamento de ganho elevada, com valor superior a frequência de cruzamento de ganho da malha de tensão, de forma a garantir que o controle seja rápido e garanta o formato senoidal na tensão de saída. Por outro lado, quando trabalha-se com controle digital utilizando DSP (*Digital Signal Processing*) pode-se ter um limite quanto a velocidade de amostragem das formas de ondas, tempo de processamento das informações e atuação do controle, podendo a malha de corrente não operar com a frequência de cruzamento projetada. A melhor alternativa nesta situação é inserir a malha de alimentação direta (*feedforward*) ao controle proposto (GALOTTO et al., 2009; SAMPAIO et al., 2010).

3.5.1 Projeto do Controlador de Corrente

A malha de controle da corrente está representada na figura 3.20 e engloba o ganho do sensor de corrente, o compensador, o ganho do modulador e a planta de corrente do conversor. Esta malha apresenta frequência de cruzamento de ganho elevada, sendo a malha mais rápida do conversor e é responsável por reduzir a ordem do sistema de controle, fazendo com que o capacitor de saída seja carregado com características de fonte de corrente.

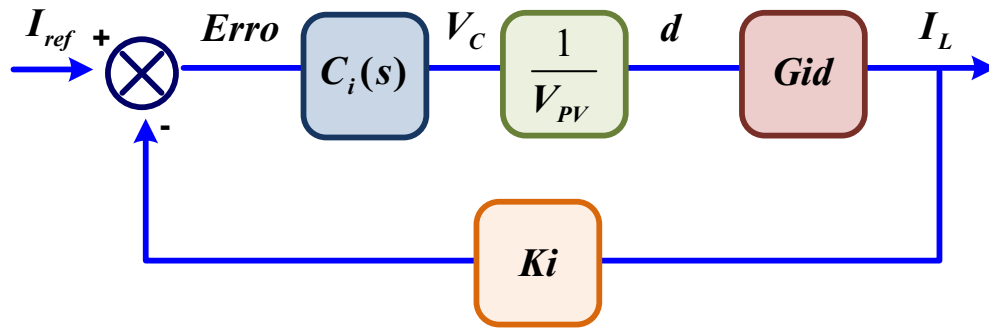


Figura 3.20: Malha de Controle de Corrente.

A malha de corrente é composta pelos seguintes blocos:

- $C_i(s)$: Função de transferência do compensador de corrente;
- G_{id} : Função de transferência da planta;
- $\frac{1}{V_{PV}}$: Função de transferência do comparador PWM;
- K_i : Função de transferência do sensor de corrente.

O projeto do compensador foi realizado no plano contínuo, usando a ferramenta no domínio da frequência, lançando mão dos diagramas de bode de módulo e de fase, adotando $\frac{1}{V_{PV}} = \frac{1}{60}$ e $K_i = \frac{1}{30}$. O compensador escolhido para a malha de controle de corrente é do tipo Proporcional-Integral (PI), conforme (3.86).

$$C_i(s) = \frac{80(s + 4000)}{s} \quad (3.86)$$

Para a malha de controle de corrente mostra-se o diagrama de bode do sistema não compensado, figura 3.21, e após a adição do compensador, o sistema apresenta elevada frequência de cruzamento de ganho, em torno de 9 kHz e ótima margem de fase, em torno de 83° (graus), o que pode ser visualizado na figura 3.22.

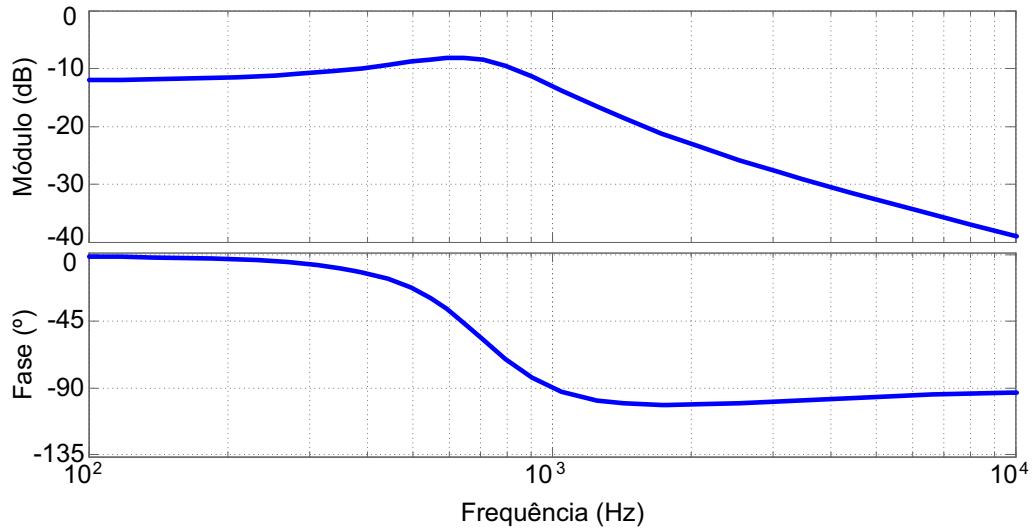


Figura 3.21: Função de Transferência de Malha Aberta de Corrente.

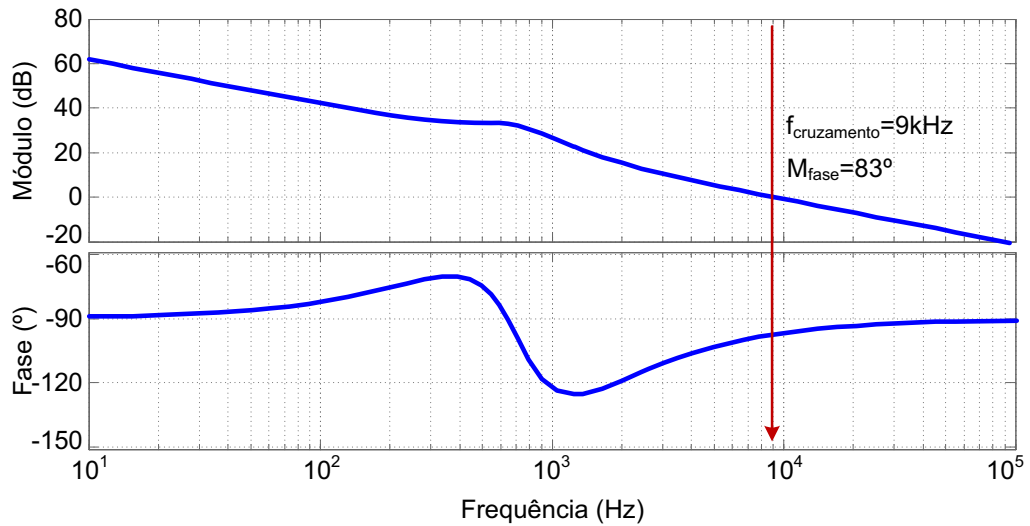


Figura 3.22: Função de Transferência de Malha Aberta de Corrente, Incluindo o Compensador de Corrente.

Para visualizar a qualidade da compensação efetuada, aplicou-se um degrau à função de transferência de corrente com o compensador projetado, podendo, a resposta ser visualizada na figura 3.23. Desta forma, verifica-se que o compensador PI de corrente torna a malha de corrente extremamente rápida e estável.

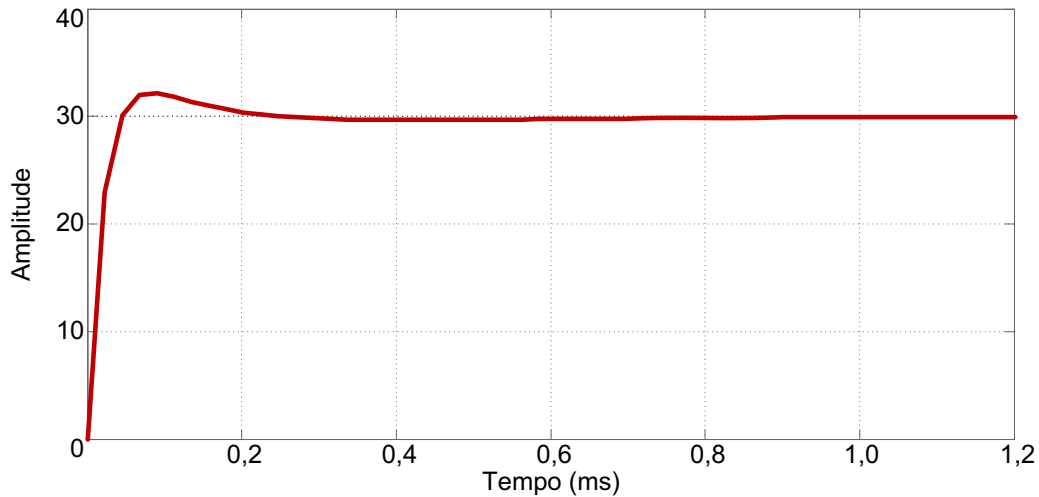


Figura 3.23: Resposta ao Degrau da Função de Transferência de Malha Aberta de Corrente com o Compensador PI.

3.5.2 Projeto do Controlador de Tensão

A malha de controle de tensão, representada na figura 3.24, é responsável por garantir o formato e o valor eficaz da tensão de saída e ainda engloba a malha de controle de corrente, já que a saída do compensador de tensão é a referência para a malha de corrente. Esta malha contempla o ganho do sensor de tensão, o compensador de tensão, a malha interna de corrente e a planta de tensão do conversor.

O cálculo do valor absoluto, presente na realimentação de tensão, é de extrema importância para realizar o controle da estrutura, uma vez que elimina a incompatibilidade natural entre a saída do inversor que é alternada e da corrente no indutor *Boost* que é contínua, tornando as duas variáveis de controle, tensão de saída e corrente no indutor, compatíveis, vistas pelo sistema de controle.

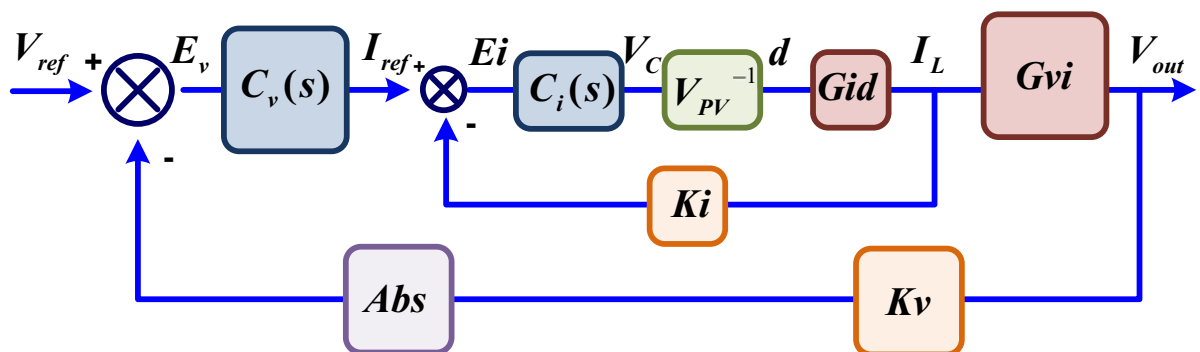


Figura 3.24: Malha de Controle de Tensão.

A malha de corrente é composta pelos seguintes blocos:

- $C_v(s)$: Função de transferência do compensador de tensão;
- G_{vi} : Função de transferência da planta de tensão;

- K_v : Função de transferência do sensor de tensão.

O diagrama de bode da função de transferência de malha aberta de tensão, incluindo a malha interna de corrente, é apresentado na figura 3.25, onde se verifica que o sistema é muito lento; contudo, após a adição do compensador PI, vide figura 3.26, o sistema apresenta frequência de cruzamento em torno de 650 Hz, e uma margem de fase adequada, mantendo o sistema rápido e estável, com relação à tensão de saída de 60 Hz, que é a tensão a ser controlada. Adotou-se $K_v = \frac{1}{60}$.

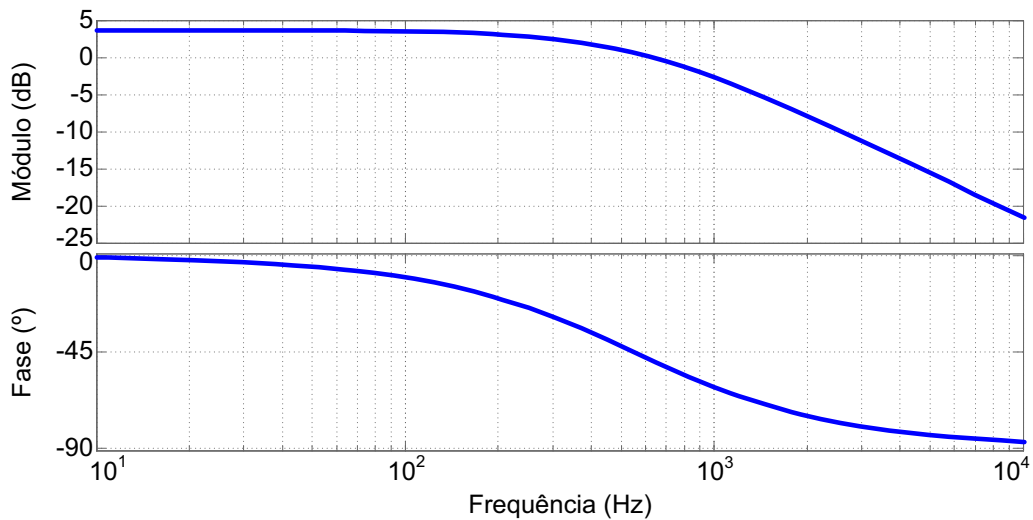


Figura 3.25: Função de Transferência de Malha Aberta de Tensão.

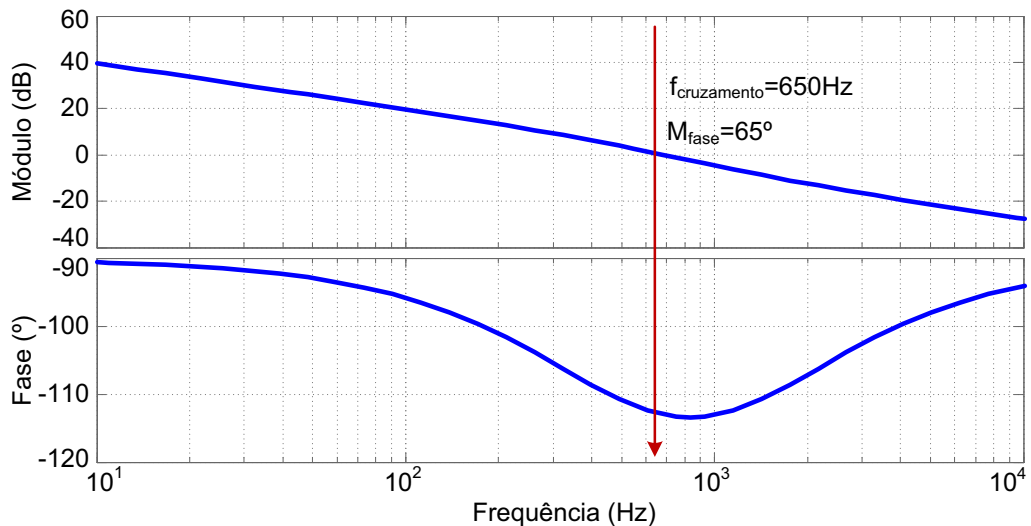


Figura 3.26: Função de Transferência de Malha Aberta de Tensão, Incluindo o Compensador de Tensão.

O projeto do compensador foi realizado no plano contínuo, usando a ferramenta no domínio da frequência, lançando mão dos diagramas de bode de módulo e de fase. O compensador escolhido para a malha de controle de tensão é do tipo Proporcional-Integral (PI), conforme (3.87).

$$C_v(s) = \frac{0,5(s + 8000)}{s} \quad (3.87)$$

Para visualizar a qualidade da compensação efetuada, aplicou-se um degrau à função de transferência de tensão com o compensador projetado, podendo a resposta ser verificada na figura 3.27. Assim, verifica-se que o compensador PI de tensão torna a malha de tensão rápida e estável.

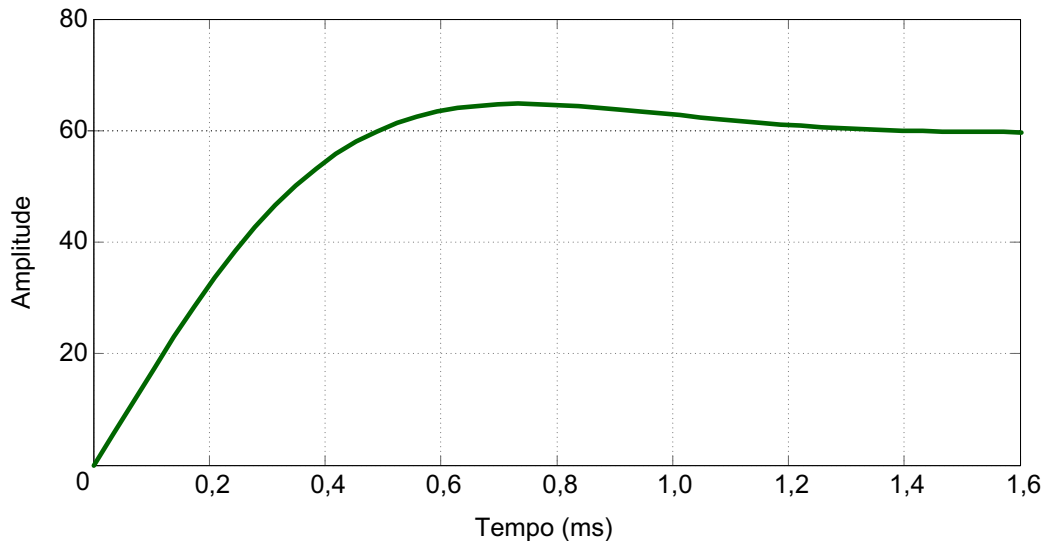


Figura 3.27: Resposta ao Degrau da Função de Transferência de Malha Aberta de Tensão com o Compensador PI.

3.5.3 Malhas de Alimentação Direta (*feedforward*)

Para o conversor *Boost*, as equações (3.88) e (3.89), obtidas a partir do modelo médio em espaço de estados, podem determinar a relação entre a razão cíclica e a derivada dos estados.

$$L \cdot \frac{di_L(t)}{dt} = -D' \cdot v_O(t) + v_{In}(t) \quad (3.88)$$

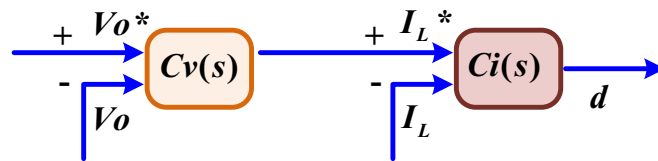
$$C \cdot \frac{dv_O(t)}{dt} = D' \cdot i_{In}(t) - i_O(t) \quad (3.89)$$

Utilizando estas equações, é possível saber a influência das entradas e dos estados na dinâmica do sistema.

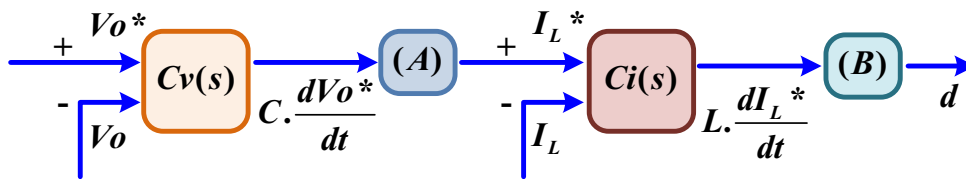
O erro de tensão é enviado para o controlador determinar a derivada necessária para compensar a resposta de tensão. Esta derivada de tensão é inserida na equação (3.89) que determinará a referência de corrente necessária. Da mesma forma, o erro de corrente é enviado ao segundo controlador que determinará a derivada de corrente desejada. Finalmente, com a equação (3.88) obtém-se a razão cíclica.

Esta estratégia de controle está ilustrada na figura 3.28. Observa-se que tal técnica foi utilizada em um conversor boost CC/CC, onde os efeitos na corrente e na tensão foram avalia-

dos para diferentes números de sensores (GALOTTO et al., 2009). Entre os benefícios observados estão: possibilidade de trabalhar com ganho de retroação reduzido, melhorando a estabilidade, maior atenuação de distúrbios e redução do efeito da não-linearidade do conversor. No caso do conversor elevador CC/CA, o ponto de operação varia continuamente prejudicando a metodologia convencional de projeto por modelos de pequenos sinais. Desta forma, a importância desta estratégia de controle para a aplicação de saída alternada é destacada. A Figura 3.28 mostra a maneira como foi feita a combinação da malha direta com a realimentação (3.28b) em comparação com o controle em modo corrente convencional (3.28a). O modo de controle em corrente convencional pode ser observado em (TANG et al., 1993).



(a) Metodologia Convencional



(b) Malha direta com realimentação

Figura 3.28: Comparação entre o controle modo corrente convencional e o controle modo corrente com realimentação.

Os blocos A e B ilustrados na figura 3.28 são montados de acordo com as equações (3.88) e (3.89), respectivamente.

3.6 Conclusões

Apresentou-se neste capítulo a modelação via espaço de estados, encontrando-se os modelos CC e CA para pequenos sinais para o circuito equivalente do inversor *Boost* monofásico. Através destes modelos pode-se obter as principais funções de transferência do conversor e na sequência apresentou-se uma metodologia para o projeto dos controladores de corrente e tensão. O controle é realizado através de multi-malhas, o que proporciona um controle rápido para variações na carga. O controle altera a razão cíclica com a finalidade de controlar a corrente no indutor, e, por consequência controlar a tensão de saída.

CAPÍTULO 4

Resultados de Simulação

4.1 Introdução

Fazendo uso do procedimento de projeto, da modelação e do projeto dos controladores do inversor *Boost* pode-se realizar simulações computacionais de forma a verificar e validar a proposta da dissertação, analisando se ela atende aos requisitos de qualidade, tais como: tempo de estabelecimento da tensão de saída; porcentagem de sobressinal; se a tensão de saída se mantém regulada em torno da tensão nominal de carga; se a corrente de entrada mantém o formato senoidal retificado.

Desta forma, este capítulo apresenta os resultados de simulação para o inversor *Boost* a fim de validar o funcionamento da estrutura, tanto para regime permanente, quanto para degrau de carga e para cargas não-lineares. Maiores detalhes sobre as especificações de projeto podem ser encontrados no Apêndice A.

4.2 Resultados de Simulação

A ferramenta computacional utilizada para as simulações foi o software *Simulink*®, presente no ambiente *MatLab*®, no qual é possível modelar e analisar a dinâmica de sistemas e possibilita a integração de projetos de potência com projetos de controle de forma simples e eficaz. As simulações foram realizadas utilizando-se de um modelo chaveado para o inversor CSI *Boost* a fim de se obter resultados mais precisos.

Na figura 4.1, apresenta-se todo o circuito simulado, incluindo o modelo construído, a estratégia de controle e de modulação.

Os parâmetros de projeto utilizados na simulação, obtidos de acordo com as equações apresentadas nos capítulos 2 e 3, se encontram na tabela 4.1.

Na tabela 4.2 são apresentados os principais resultados obtidos em simulação.

Na figura 4.2, são apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente na carga, em regime permanente, onde se verifica o formato senoidal da tensão, que apresenta reduzido conteúdo harmônico, com uma distorção harmônica total (DHT) de apenas 3,8%. Esta DHT é extremamente baixa se considerarmos que os conversores do tipo *Boost* apresentam dificuldades em seu controle, como o zero no semiplano direito e ainda, tem como característica inerente, não funcionarem de forma adequada quando a tensão de saída é menor do que a de entrada. Este efeito pode ser visualizado na tensão de saída do inversor quando seu valor instantâneo é menor do que o valor da tensão de entrada, que está minimizado com uma atuação eficiente do

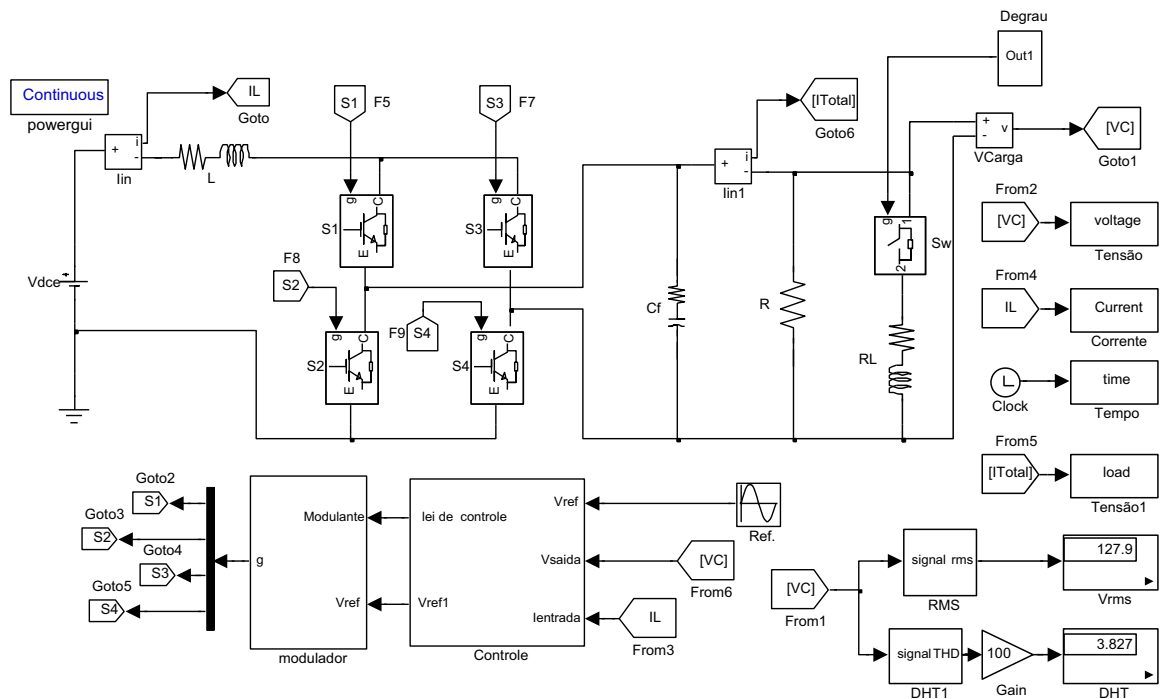


Figura 4.1: Modelo do Inversor CS Boost utilizado para obtenção dos resultados via simulação no ambiente MatLab®.

Tabela 4.1: Parâmetros de Projeto.

Parâmetro	Valor
Tensão de Entrada V_{In}	24 V
Tensão Eficaz de Saída V_{Orms}	127 V
Potência de Saída P_O	1000 W
Frequência de chaveamento f_s	50 kHz
Frequência de saída f_O	60 Hz
Ondulação de Corrente no Indutor ΔI_L	10 %
Ondulação de Tensão no Capacitor ΔV_O	5 %
Indutância Boost L	100 μ H
Capacitor de Saída C_f	18 μ F
Ganho do Sensor de Corrente K_i	1/30
Ganho do Sensor de Tensão K_v	1/60
Ganho do Modulador PWM V_{pv}	60

Tabela 4.2: Principais resultados de simulação.

Componente	Valor
Chave S_1, S_2, S_3 e S_4	
Tensão de Pico	181,00 V
Corrente eficaz	41,10 A
Corrente média	23,30 A
Indutor L	
Tensão eficaz	46,70 V
Corrente eficaz	54,30 A
Corrente média	44,30 A
Capacitor C_f	
Tensão eficaz	127,80 V
Corrente eficaz	27,70 A
Carga R_O	
Tensão eficaz	127,80 V
Corrente eficaz	7,90 A

modulador.

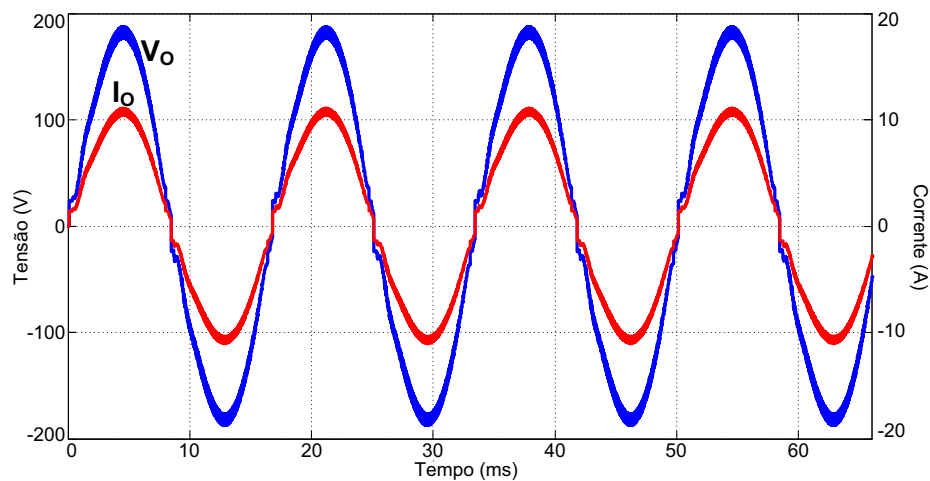


Figura 4.2: Formas de Onda de Tensão (azul) e de Corrente (vermelho) na Carga.

A corrente no indutor de entrada, para a operação com carga nominal, é apresentada na figura 4.3.

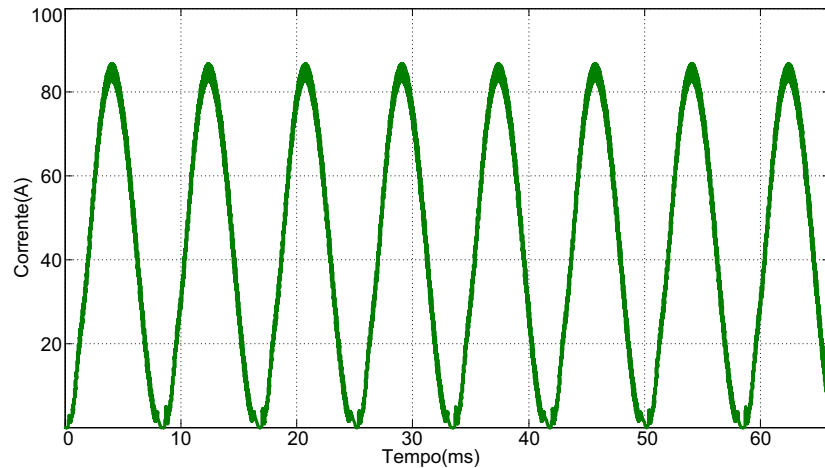


Figura 4.3: Forma de Onda de Corrente no Indutor *Boost*.

A corrente no indutor é pulsante no dobro da frequência da rede, devido à característica da carga ser pulsante. Esta oscilação ocorre devido à ausência de um estágio intermediário com um barramento CC, o qual proporcionaria um desacoplamento de potência, entretanto elevando peso, volume e custos. Portanto, este efeito é característico deste tipo de conversor.

As figuras 4.4 até 4.7 ilustram as formas de onda de tensão e corrente nas chaves S_1 , S_2 , S_3 e S_4 , exibindo a forma de onda de tensão na cor azul e a de corrente na cor vermelha. Como as chaves S_2 e S_4 operam em alta frequência, são exibidas o comportamento da tensão e corrente em baixa frequência (60 Hz) e detalhes em alta frequência (50 kHz).

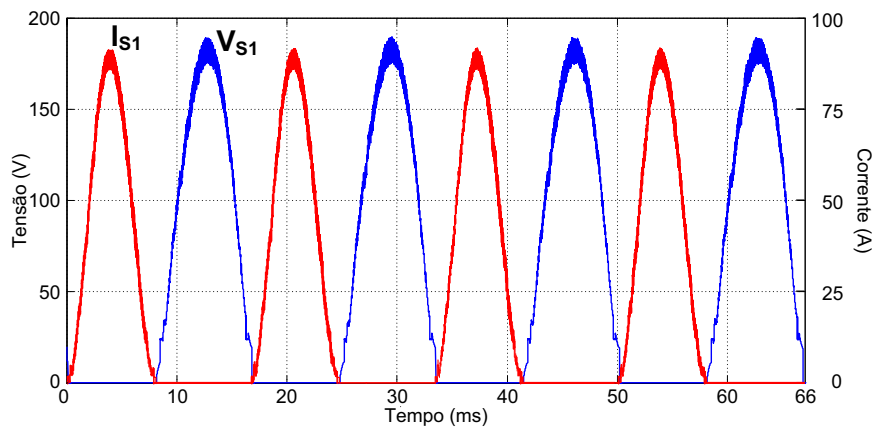
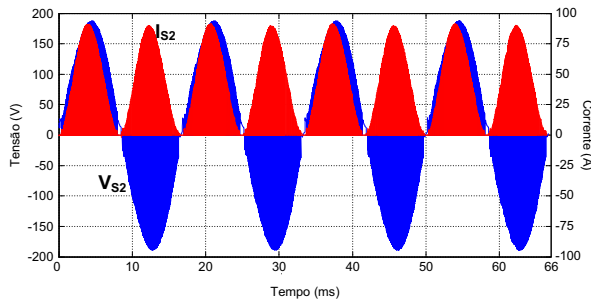
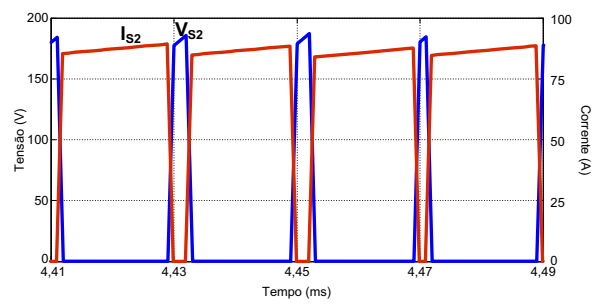


Figura 4.4: Formas de Onda de Tensão (Azul) e Corrente (Vermelho) na Chave S_1 .



(a) Formas de ondas em baixa frequência de saída ($f_O = 60$ Hz)



(b) Formas de ondas com detalhes na frequência de chaveamento ($f_s = 50$ kHz)

Figura 4.5: Formas de Onda de Tensão (Azul) e Corrente (Vermelho) na Chave S_2 .

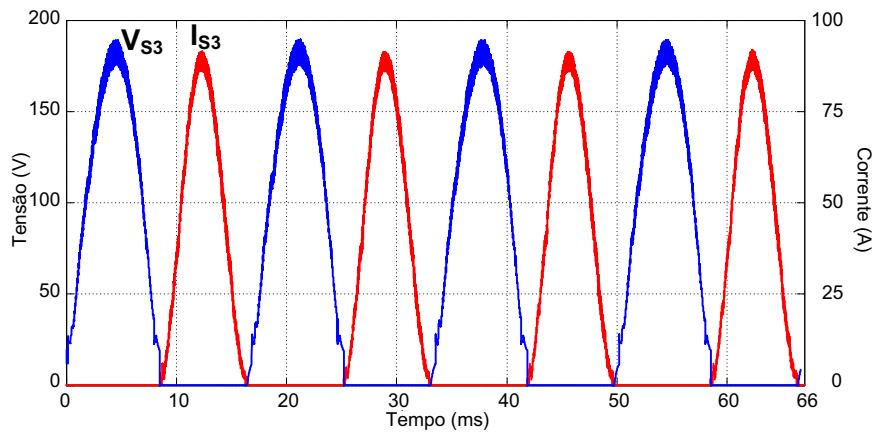
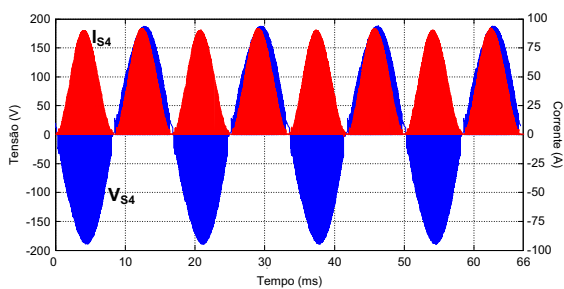
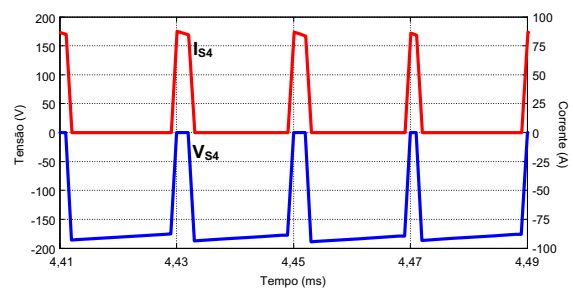


Figura 4.6: Formas de Onda de Tensão (Azul) e Corrente (Vermelho) na Chave S_3 .



(a) Formas de ondas em baixa frequência de saída ($f_O = 60$ Hz)



(b) Formas de ondas com detalhes na frequência de chaveamento ($f_s = 50$ kHz)

Figura 4.7: Formas de Onda de Tensão (Azul) e Corrente (Vermelho) na Chave S_4 .

Para verificar o funcionamento da estrutura alimentando uma carga indutiva, simulou-se o sistema com uma carga de $650W$ em paralelo com uma de $350 VA$, com fator de deslocamento de $0,6$ em atraso. Na figura 4.8 mostram-se as formas de onda de tensão e de corrente na carga, em regime permanente, onde se verifica o formato senoidal da tensão, que apresenta

reduzido conteúdo harmônico, com uma DHT de 5,7%, demonstrando que a estrutura apresenta um bom comportamento para alimentar cargas indutivas.

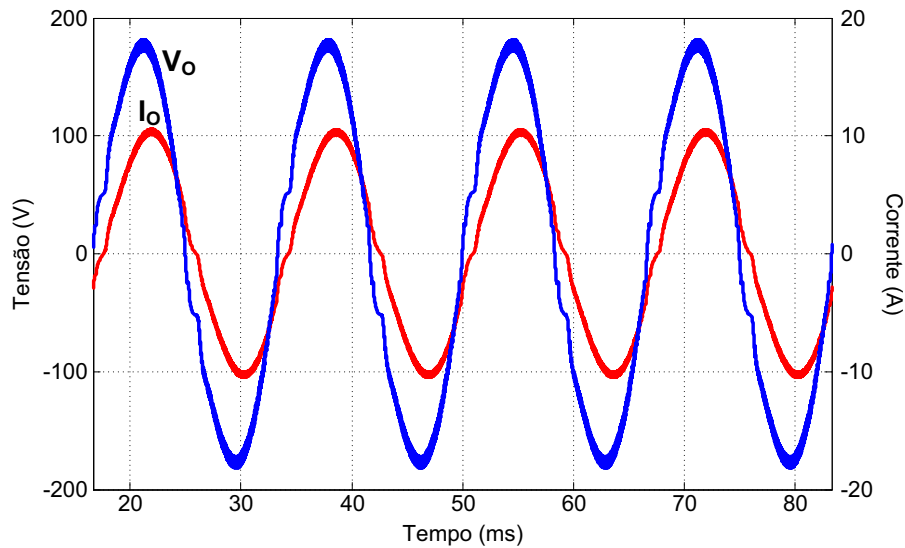


Figura 4.8: Formas de Onda de Tensão (azul) e de Corrente (vermelho) na Carga.

A fim de se verificar as dinâmicas dos compensadores projetados é aplicado um degrau de carga, variando de meia carga para a carga nominal. O degrau de carga é aplicado quando a tensão de saída passa por seu valor máximo instantâneo, sendo, portanto, aplicado no ponto mais crítico. A resposta do inversor pode ser visualizada nas figuras 4.9 e 4.10, que apresentam a tensão de saída do inversor, e a corrente no indutor *Boost*, respectivamente.

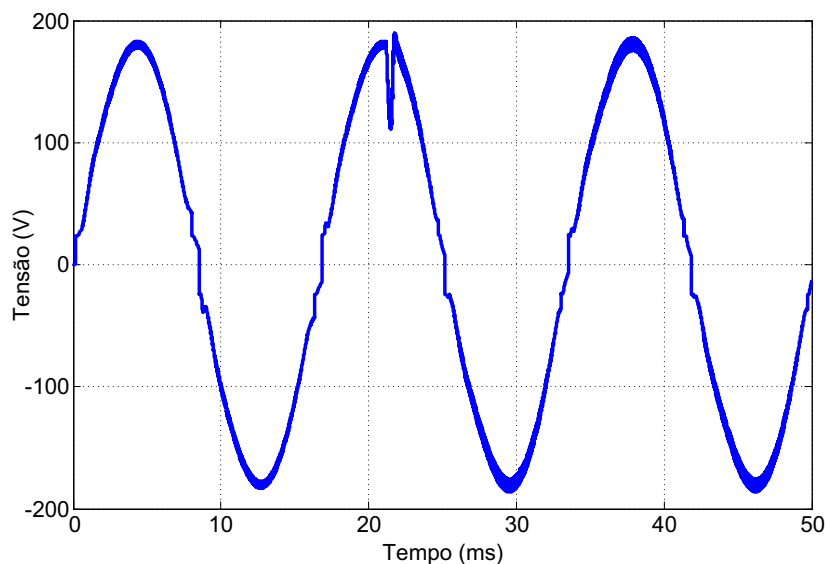


Figura 4.9: Forma de Onda de Tensão na Carga, Durante o Degrau de Meia Carga para Carga Nominal.

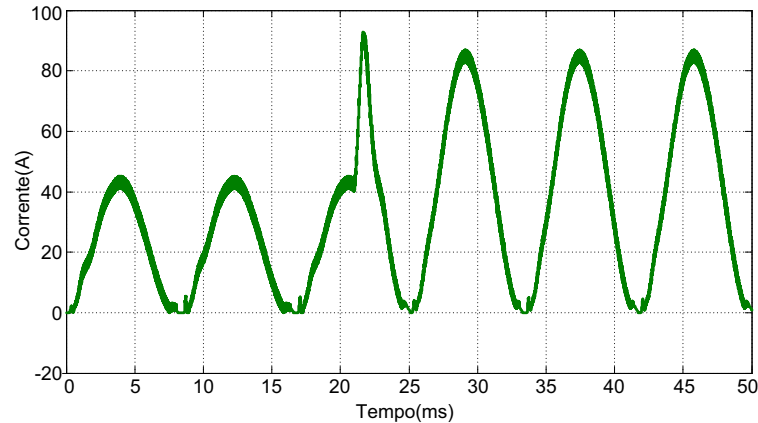


Figura 4.10: Forma de Onda de Corrente no Indutor *Boost*, Durante o Degrau de Meia Carga para Carga Nominal.

Para verificar o funcionamento da estrutura alimentando uma carga não linear, simulou-se o sistema com uma carga de $700W$ em paralelo com um retificador monofásico com filtro capacitivo na saída de $300VA$. Na figura 4.11, mostram-se as formas de onda de tensão e de corrente na carga, em regime permanente, onde se verifica o formato senoidal da tensão, que apresenta reduzido conteúdo harmônico, com uma distorção harmônica total (DHT) de $5,9\%$.

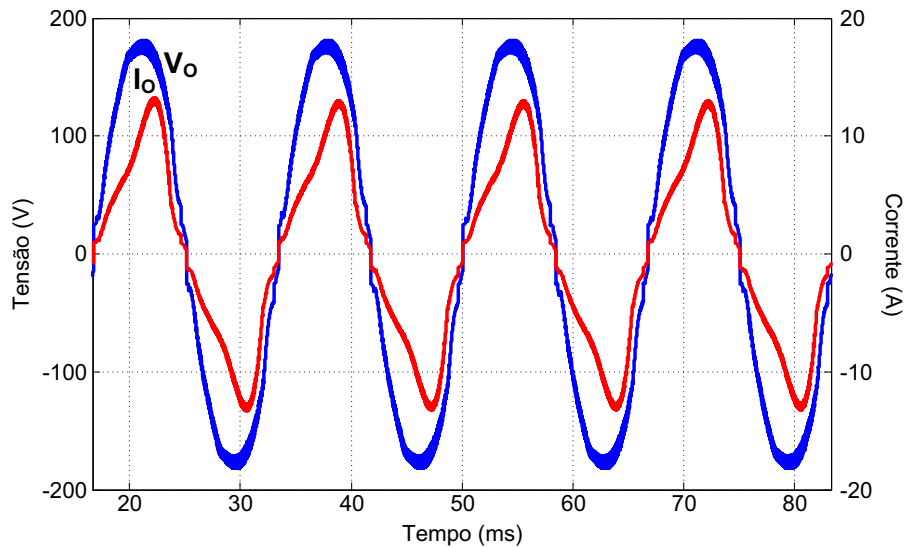


Figura 4.11: Formas de Onda de Tensão (azul) e de Corrente (vermelho) na Carga - Carga não Linear.

A alta velocidade de resposta dos compensadores pode ser problemática na implementação prática devido aos atrasos de sensores, processadores e conversores A/D, por exemplo. Estes pequenos atrasos são relevantes em malhas realimentadas de forma rápida e geralmente levam à instabilidade. Entretanto, com a combinação de malhas de alimentação direta (*feed-forward*), as malhas de realimentação podem ser mais lentas sem prejudicar o rastreamento e a rejeição de distúrbios. A figura 4.12 mostra a comparação dos resultados de três diferentes configurações de controle. Pode ser observado que o distúrbio de tensão é atenuado em relação

ao controle somente com retroação. A principal vantagem está no aumento das margens de estabilidade do sistema, visto que a retroação pode ser sintonizada em menor frequência.

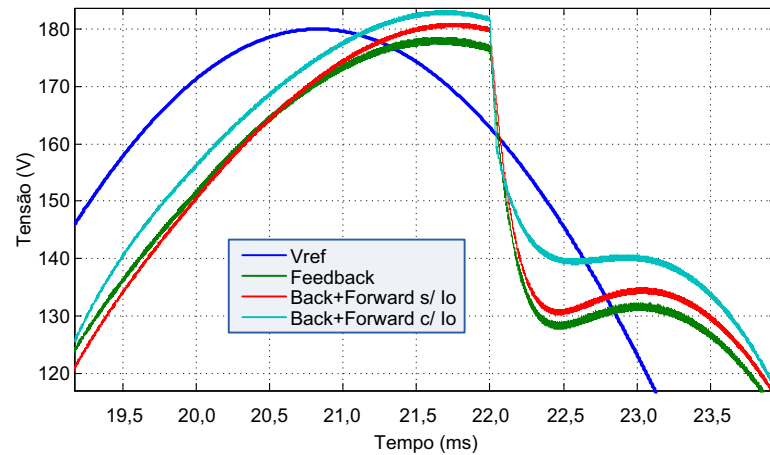


Figura 4.12: Comparação de resultados para diferentes configurações de controle.

4.3 Conclusões

Apresentou-se o inversor *Boost* monofásico implementado no software MatLab (Simulink), com controle multi-malhas, demonstrando a nova metodologia de projeto para o inversor fonte de corrente. Ilustrou-se os resultados de simulação mais relevantes, onde se verifica que o controle atua de forma extremamente rápida e estável, demonstrando que a abordagem de projeto e controle funciona corretamente. A DHT obtida para a tensão de saída é reduzida, principalmente levando-se em consideração as características dinâmicas convencionais que os conversores do tipo *Boost* apresentam, em função do projeto exigir uma indutância elevada na entrada, e da existência de zero no semi-plano direito na função de transferência de controle da saída. Apresentaram-se as variações de carga, as formas de onda de tensão e corrente para cargas do tipo resistiva-indutiva (RL) e resultados para cargas do tipo não-linear (retificador), sendo que o controle proposto operou com pleno êxito, conforme projetado, resultando em reduzidas DHT para a tensão de saída, para os tipos de cargas testados.

CAPÍTULO 5

Resultados Experimentais

5.1 Introdução

Neste capítulo são apresentados os principais resultados obtidos do Inversor *Boost* Monofásico implementado em laboratório, controlado de forma digital utilizando-se uma plataforma DSP (dSPACE ACE1104). O Inversor foi implementado através da adaptação de um módulo da Semikron, integrando os dispositivos de potência (indutor, capacitor, resistor e circuito de proteção), o condicionamento de sinais e o processamento de sinais (analógico e digital), conforme é ilustrado na figura 5.1. Detalhes da implementação em laboratório podem ser encontrados no Apêndice B.

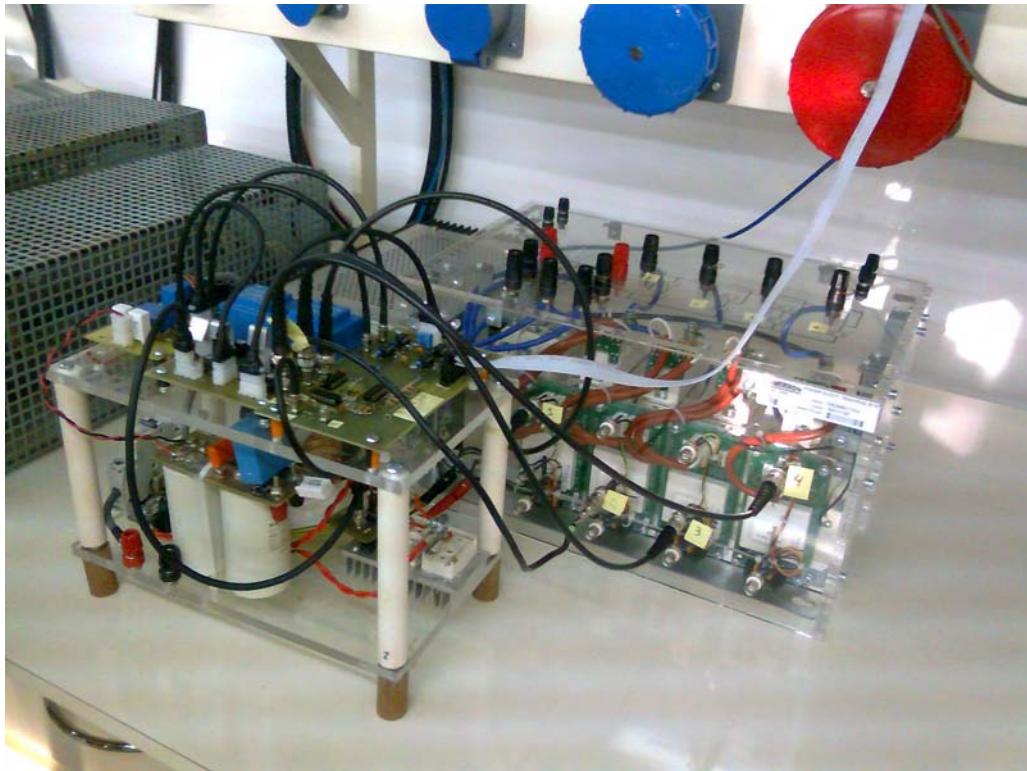


Figura 5.1: Foto do Inversor *Boost* Monofásico, implementado utilizando módulo didático Semikron integrado ao sistema de aquisição e condicionamento de sinais.

De modo geral, o módulo Semikron empregado é utilizado em aplicações típicas como retificador monofásico ou trifásico e inversor VSI monofásico ou trifásico, operando com frequência entre 10 a 25 kHz. Para a implementação do inversor o módulo disponibiliza IGBTs

(SKM50GB123D) com diodos em anti-paralelo e, devido ao inversor proposto necessitar de chaves unidirecionais, a fim de não colocar o capacitor de saída em curto, houve a necessidade de associação de diodos em série com as chaves, com a finalidade de inibir a ação dos referidos diodos em anti-paralelo. Em relação ao *driver* utilizado no módulo (SKHI22A), o mesmo possui uma pré-programação para operar com razões cíclicas inferiores a 0,9, e também apresenta um atraso de propagação do pulso da ordem de $1,4 \mu\text{s}$.

O controle digital foi implementado utilizando o software de desenvolvimento Matlab/Simulink, que é integrado à plataforma DSPACE ACE1104, possibilitando que o desenvolvimento prático seja realizado em tempo real. Após o desenvolvimento de todo o controle e monitoração do controle digital no dispositivo, verificou-se que o mesmo permitia uma amostragem máxima de 38 kHz.

Devido às limitações de chaveamento utilizou-se a frequência de chaveamento da estrutura em 24 kHz, como forma de obter um número inteiro entre a relação do período da frequência de saída com a de chaveamento ($\frac{T_{saída}}{T_s}$). Uma limitação adicional, na utilização deste módulo e *drivers*, foi quanto à frequência de amostragem para o controle, tendo de ser ajustada em 38 kHz. Por tais motivos, as dinâmicas das malhas de controle foram prejudicadas e por consequência a operação da estrutura.

Observa-se que, para realizar o controle ótimo da tensão de saída, a razão cíclica do conversor precisa, em alguns instantes, ser maior do que 0,9, e, os sinais de controle não devem apresentar atrasos significativos. Entretanto, como a razão cíclica estava limitada, houve a necessidade de reduzi-lá para o valor máximo de 0,89, o que ainda foi relativamente elevada para o *driver*, visto que o mesmo apresenta atrasos de propagação de pulsos elevados (aproximadamente de $1,4 \mu\text{s}$).

Finalmente, considerando-se a necessidade de alimentação da estrutura, para testes laboratoriais, através de uma fonte de tensão de 24 V, a qual deveria proporcionar elevadas correntes para os parâmetros nominais de projeto, houveram dificuldades na extração de potências próximas à nominal, em função das limitações atuais das fontes existentes no LEP-Laboratório de Eletrônica de Potência (FE/IS-UNESP).

5.2 Resultados para o Inversor operando com controle da corrente de entrada e da tensão de saída

Devido as limitações apresentadas anteriormente, obteve-se uma potência máxima processada de 100 W na entrada do conversor. Desta forma, com o propósito de validar a estratégia de controle, mesmo diante das limitações laboratoriais, foram realizadas novas simulações ajustadas para esta nova condição e, estas estão apresentadas a seguir.

Na figura 5.2 é apresentada a tensão e a corrente na carga, e, na figura 5.3 a forma de onda de corrente no indutor *Boost*.

De acordo com os novos resultados de simulação, verifica-se o mesmo comportamento

daqueles para a simulação com carga nominal. Entretanto, a distorção harmônica de tensão alcançada para esta carga foi de 7%, o que é considerado um valor reduzido para o nível de potência processada (cerca de 100 W) e operação isolada da rede.

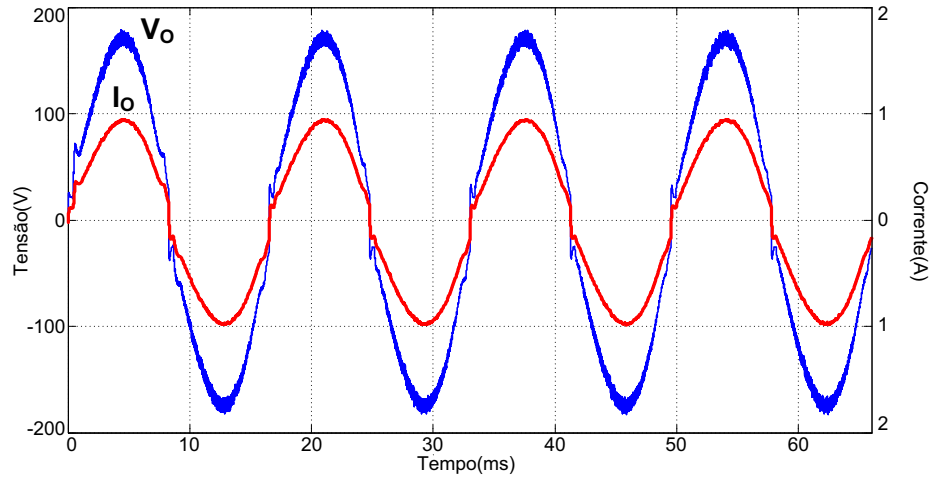


Figura 5.2: Formas de Onda de Tensão (azul) e de Corrente na Carga (vermelho) - Conversor Limitado em Potência.

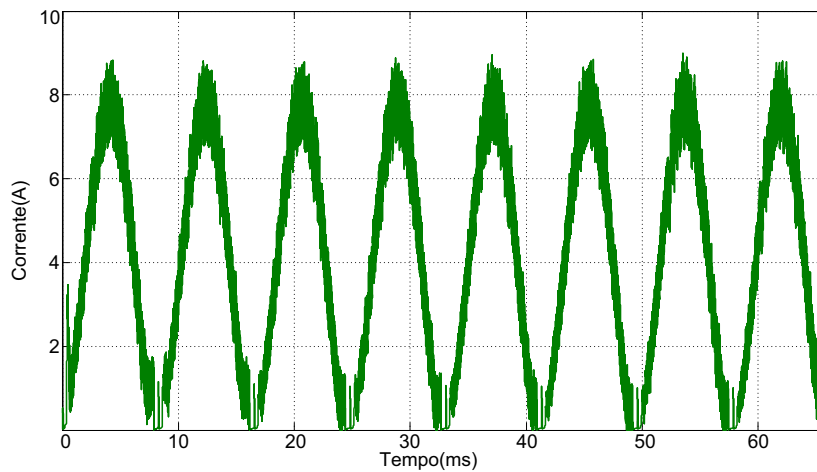


Figura 5.3: Forma de Onda da Corrente no Indutor *Boost* - Conversor Limitado em Potência.

As figuras 5.4 e 5.5 ilustram os resultados experimentais obtidos, apresentando as formas de onda de corrente e de tensão na carga, e a forma de onda da corrente no indutor *Boost*. Pôde-se verificar um comportamento muito próximo ao simulado, com uma DHT na tensão de saída de 7,7%. Os valores eficaz de tensão e corrente obtidos na carga foram de 123,3 V e 0,7 A, respectivamente e, conseguindo-se fornecer à carga uma potência de 86 W.

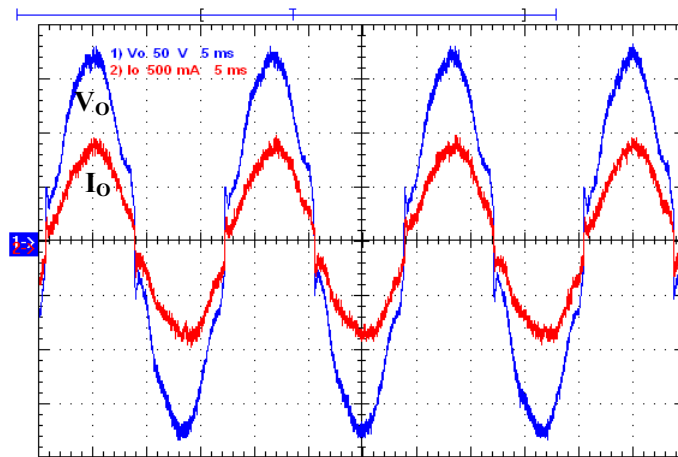


Figura 5.4: Formas de Onda de Tensão (azul; 50V/div) e de Corrente na Carga (vermelho; 500mA/div) - Experimental.

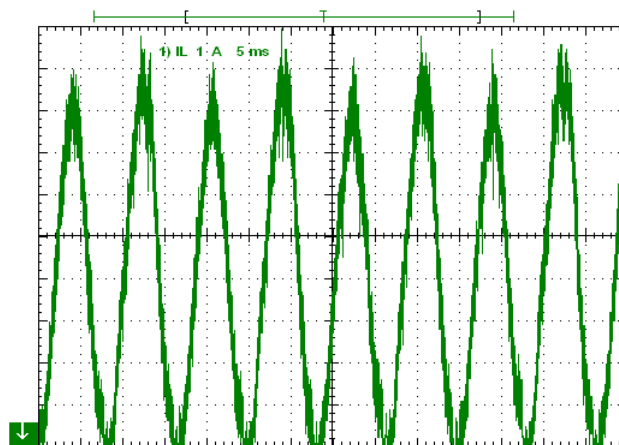


Figura 5.5: Forma de Onda da Corrente no Indutor *Boost* (1A/div) - Experimental.

A figura 5.6 ilustra o conteúdo harmônico da tensão de saída (V_O), exibindo-se as percentagens das componentes harmônicas, em relação à fundamental, até a 13ª ordem.

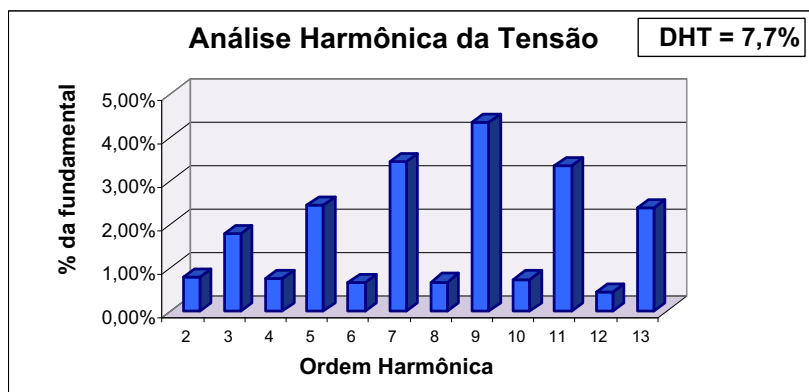


Figura 5.6: Conteúdo harmônico da tensão de saída V_O até a 13ª ordem harmônica.

De acordo com os resultados obtidos a fonte de tensão de entrada apresentou uma tensão e corrente média de 24 V e 4,22 A, respectivamente, disponibilizando para o circuito uma potência ativa de 101 W. Observa-se que as medições de potência foram executadas com o analisador de energia Yokogawa WT3000. Desta forma, utilizando a equação da eficiência (5.1) o conversor apresentou uma eficiência de 85 %, valor próximo ao esperado, tendo em vista que todo o circuito de potência utilizado (módulo Semikron, 2 kVA) está superdimensionado para a potência drenada, além do que, foram inseridos componentes adicionais, diodos em série com as chaves do módulo Semikron, os quais contribuem para a redução do rendimento da estrutura.

$$\eta = \frac{P_O}{P_{In}} = \frac{86}{101} = 85 \% \quad (5.1)$$

A figura 5.7 ilustra a resposta da estratégia de controle, quando é aplicado um degrau de carga no conversor, variando a potência de saída de 50 % para 100 %, observa-se que o controle atua de forma rápida e eficiente.

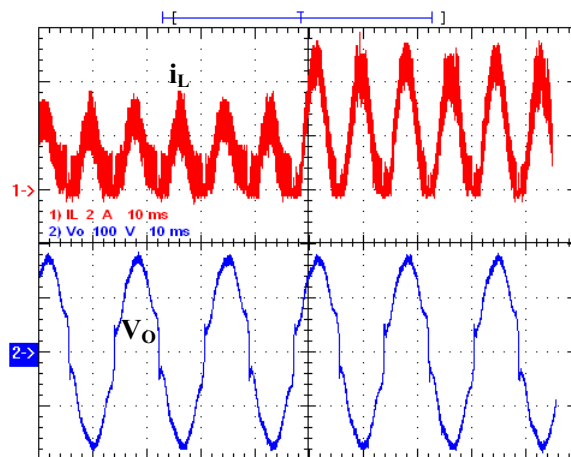
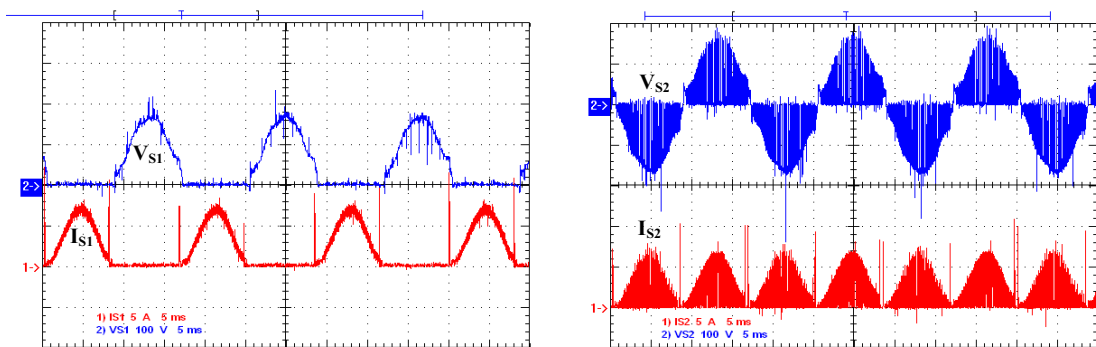


Figura 5.7: Resposta ao degrau (50 a 100%), formas de onda de corrente no Indutor (vermelho; 2A/div) e de tensão na Carga (azul; 100V/div) - Experimental.

As figuras 5.8a e 5.8b ilustram as formas de onda de tensão e corrente nos interruptores S_1 e S_2 , respectivamente. A tensão e corrente para a chave S_3 possui um comportamento similar aos ilustrado para a chave S_1 , com tempo de condução complementar a S_1 , e o mesmo vale para a chave S_4 em relação a S_2 . As formas de onda de tensão e corrente no capacitor de saída são apresentadas na figura 5.9.



(a) Chave S_1 , operando a 60 Hz

(b) Chave S_2 , operando a 24 kHz

Figura 5.8: Formas de Onda de Tensão (azul; 100V/div) e Corrente (vermelho; 5A/div) nas Chave S_1 e S_2 .

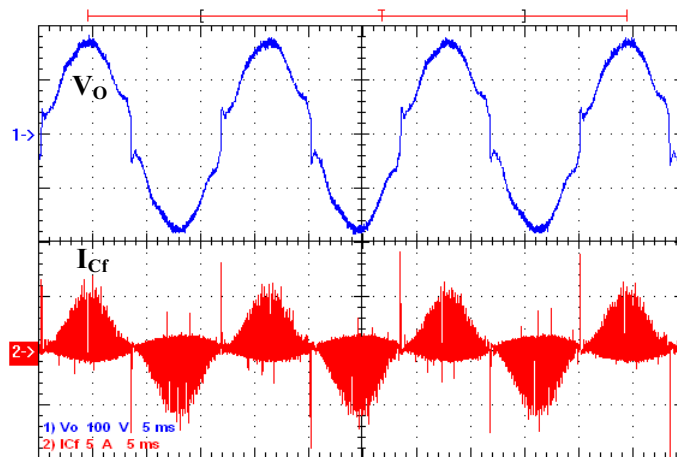


Figura 5.9: Formas de onda de tensão (azul; 100V/div) e corrente (vermelho; 2A/div) no Capacitor.

Na tabela 5.1 são apresentados os principais resultados obtidos durante os ensaios laboratoriais.

Tabela 5.1: Principais resultados experimental.

Componente	Valor
Fonte de tensão de entrada	
Tensão média	24,0 V
Corrente média	4,2 A
Potência ativa	101,0 W
Indutor L	
Tensão eficaz	43,1 V
Corrente eficaz	5,1 A
Corrente média	4,2 A
Chaves S_1, S_2, S_3 e S_4	
Tensão de Pico	180,0 V
Corrente eficaz	2,3 A
Corrente média	1,2 A
Diodo série com as chaves S_1, S_2, S_3 e S_4	
Tensão de Pico	180,0 V
Corrente eficaz	2,3 A
Corrente média	1,2 A
Capacitor C_f	
Tensão eficaz	123,3 V
Corrente eficaz	1,7 A
Carga R_O	
Tensão eficaz	123,3 V
Corrente eficaz	0,7 A
Potência ativa	86,3 W
Rendimento (η)	85,0 %

5.3 Resultados para o Inversor operando apenas com controle da corrente de entrada

Quando o conversor opera com controle da corrente de entrada e da tensão de saída consegue-se dar um formato senoidal para a tensão de saída. Como o conversor opera com um ganho (G) teórico de 7,5, a razão cíclica (D) será superior ao valor teórico de 0,867 para

conseguir fornecer à carga uma tensão eficaz de 127 V, devido as perdas existentes no circuito (resistências série do indutor, queda de tensão nos semicondutores, capacitâncias parasitas, entre outros fatores). Desta forma, na figura 5.10 é ilustrado as formas de onda de corrente no indutor *Boost* e de tensão na carga para o conversor operando apenas com o controle da corrente de entrada, como o controle não impõe a tensão de saída o conversor consegue operar com uma corrente de entrada maior, uma vez que a razão cíclica está inferior a 0,9, fator limitante dos *drivers* disponíveis para utilização no módulo didático da Semikron.

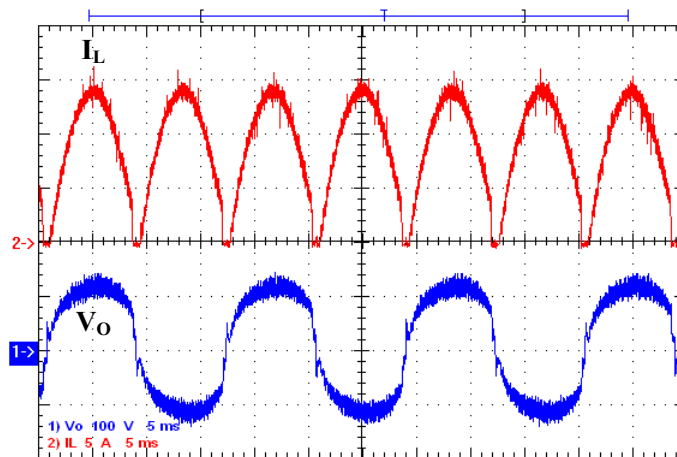


Figura 5.10: Formas de onda de corrente (vermelho; 5A/div) no Indutor *Boost* e de tensão (azul; 100V/div) na carga para o Inversor *Boost* operando apenas com controle da corrente de entrada - Experimental.

5.4 Sensor de Corrente na Entrada e da Tensão na Carga

A figura 5.11a ilustra a forma de onda de corrente no indutor *Boost* (entrada) real e a forma de onda de corrente obtida pelo sensor de corrente, passando pelo condicionamento de sinal. Da mesma forma, a forma de onda de tensão na carga e a respectiva forma de onda obtida pelo sensor de tensão é apresentada na figura 5.11b. Pode-se verificar que tanto o sensor de corrente, quanto o sensor de tensão conseguem amostrar as formas de onda adequadamente, garantindo uma boa qualidade nas informações que serão disponibilizadas para a atuação do controle.

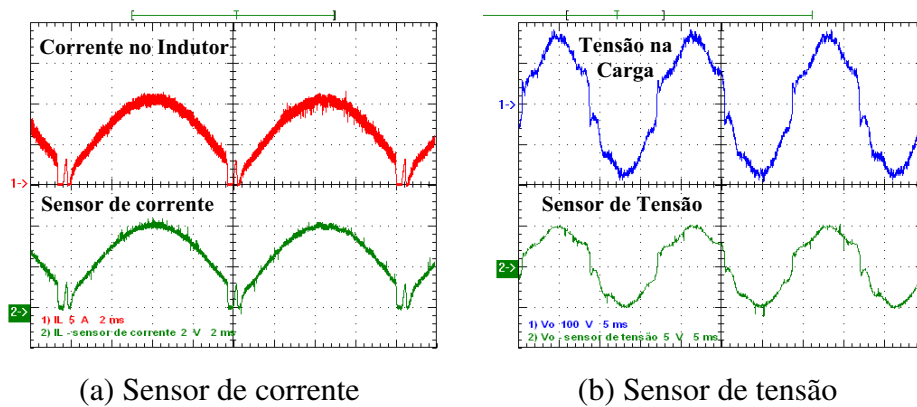


Figura 5.11: Atuação dos sensores de corrente no indutor e de tensão na carga. (a) Forma de onda de corrente no indutor (vermelho; 5A/div) e de tensão no sensor de corrente (verde; 2V/div). (b) Forma de onda de tensão na carga (verde; 100V/div) e de tensão no sensor de tensão (verde; 5V/div).

5.5 Rendimento da Estrutura

Diante das limitações descritas anteriormente foi possível traçar um perfil de eficiência da estrutura até 20 % da potência nominal especificada para o projeto (1 kW), limitando-se a avaliação deste parâmetro, conforme ilustra a figura 5.12. Pode ser observado na figura 5.12 que a eficiência da estrutura melhora conforme aumenta-se a potência na carga e, possivelmente, para a potência nominal especificada e para uma implementação com os componentes recomendados, o inversor operará com uma melhor eficiência.

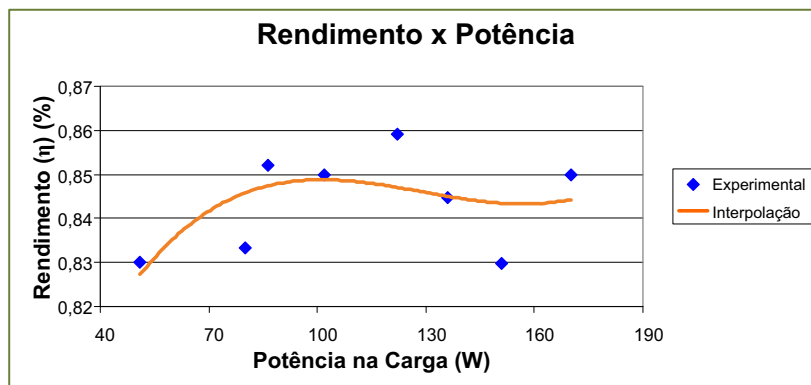


Figura 5.12: Curva da rendimento do Inversor *Boost* Monofásico.

5.6 Conclusões

As limitações encontradas durante a implementação e os testes experimentais não prejudicaram a verificação da metodologia de projeto e controle propostos. Apesar da baixa potência obtida com o inversor *CS Boost*, em torno de 100 W na entrada, a DHT obtida foi de 7,7 %, sendo reduzida para esta potência, levando-se em consideração que a aplicação é para

alimentação de cargas isoladas da rede em CA (stand-alone). Além disso, o formato e os valores verificados em simulação se aproximam muito dos encontrados na implementação laboratorial, e, a análise dinâmica demonstrou que o controle implementado opera de forma excelente.

Um hardware específico para o conversor CSI proposto pode melhorar muito os resultados de potência encontrados, além do que, um sistema de controle que permita maior frequência de amostragem e menores atrasos deve melhorar os formatos das correntes e tensões no conversor, além de reduzir a DHT de tensão.

CAPÍTULO 6

Conclusão Geral e Continuidade do Trabalho

A nova abordagem para o Inversor *Boost* proposta nesta dissertação possibilita que a estrutura opere de forma adequada para diferentes tipos de cargas (resistiva, indutiva e não linear), propiciando uma DHT reduzida, e, através do controle multi-malhas, com alimentação direta, o conversor atua de forma rápida e estável mesmo diante de variações de cargas.

Comparando a abordagem proposta nesta dissertação com a metodologia clássica de operação para o inversor fonte de corrente, verifica-se que o indutor de entrada é reduzido para esta nova metodologia. Considerando-se as mesmas especificações de projeto conseguiu-se reduzir o valor da indutância em aproximadamente 100 vezes, o que leva à diminuição de peso, volume e custos. Além disso, com a metodologia clássica o controle apresenta dinâmicas reduzidas, podendo inviabilizar e dificultar o uso no aproveitamento de fontes alternativas e renováveis de energia elétrica, onde a carga é isolada.

O protótipo foi implementado através da adaptação de um módulo didático da Semikron, usualmente utilizado como inversor VSI, adicionalmente, em função da limitação da fonte empregada para os ensaios, a estrutura ficou limitada a operar com uma potência de entrada em torno de 100W. Além destes fatos, os *drivers* presentes no módulo Semikron possuem limitação de razão cíclica e tempo morto inadequado para a topologia e controle propostos, assim como, o controle implementado através da plataforma dSPACE ACE1104, com emulação de DSP TMS320F2407, restringiu a velocidade das malhas de controle. Apesar da baixa potência e reduzida velocidade possível para as malhas de controle, conseguiu-se demonstrar a metodologia de projeto e de controle propostas, obtendo-se uma DHT (7,7%) reduzida na tensão de saída, e respostas dinâmicas frente a degraus de carga muito rápidas e estáveis.

Como proposta de continuidade de trabalho propõe-se o desenvolvimento de um protótipo dedicado ao projeto (Hardware dedicado), utilizando-se IGBTs rápidos, unidirecionais e de reduzidas perdas, a fim de se reduzir as perdas em condução e por comutação, e, a utilização de circuitos de gate (*drivers*) que consigam operar com razão cíclica e frequências elevadas. Além disso, de forma a garantir que a malha de corrente opere com frequência de cruzamento de ganho elevado, poder-se-ia implementar a malha de corrente e os sinais de comando para as chaves externamente ao dSPACE, ou seja, através de circuitos analógicos.

Finalmente, aplicar técnicas de MPPT ao Inversor *Boost* Monofásico, de forma a se obter o máximo aproveitamento da energia, quando do acoplamento da estrutura à painéis fotovoltaicos.

Referências

- AGÊNCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA - ANEEL. *Energia solar*. [S.l.:s.n.], 2003. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/>>. Acesso em: 10 maio 2010.
- BARATOJO, J. T. *Matrizes determinantes sistemas de equações lineares*. Porto Alegre: ediPucRS, 2008. 87 p. ISBN 978-85-7430-758-9.
- BARBI, I. *Projeto de fontes chaveadas*. 2. ed. [S.l.]: UFSC, 2007. 334 p.
- BARRETO, L. H. S. C.; COELHO, E. A. A.; FARIAS, V. J.; FREITAS, L. C. D.; JR., J. B. V. An optimal lossless commutation quadratic pwm boost converter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION - APEC, 17., 2002, Dallas. *Proceedings...* Dallas: IEEE, 2002. p. 624–629.
- BLAABJERG, F.; CONSOLI, A.; FERREIRA, J. A.; WYK, J. D. V. The future of electronic power processing and conversion. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Nova Iorque, v. 41, n. 1, p. 3–8, 2005.
- BOSE, B. K. The past, present, and future of power electronics [guest introduction]. *IEEE on Industrial Electronics Magazine*, Nova Iorque, v. 3, n. 2, p. 7–11, 2005.
- BRITO, M. A. G. *Pré-regulador retificador boost com controle digital por valores médios, para sistema de iluminação fluorescente multi-lâmpadas, utilizando dispositivo fpga e vhdl*. 2008. 160 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista - UNESP, Ilha Soleira, 2008.
- CASARO, M. M.; MARTINS, D. C. Modelo de arranjo fotovoltaico destinado a análises em eletrônica de potência via simulação. *Eletrônica de Potência*, Rio de Janeiro, v. 13, n. 3, p. 141–146, 2008.
- CÁCERES, O. R.; BARBI. A boost dc-ac converter: Analysis, design, and experimentation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nova Iorque, v. 14, n. 1, p. 134–141, 1999.
- CENTRO DE REFERÊNCIA PARA ENERGIA SOLAR E EÓLICA SÉRGIO DE SALVO BRITO - CRESESB/CEPEL. *Energia solar - princípios e aplicações*. [S.l.:s.n.], 2000. Disponível em: <<http://www.crescesb.cepel.br/tutorial>>. Acesso em: 15 maio 2010.
- COUTO, M. B. *Ensaio de equipamentos de consumo típicos utilizados em sistemas fotovoltaicos*. 2000. 124 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Mecânica) — Universidade Federal do Rio Grande do Sul - UFRS, Porto Alegre, 2000.

DUARTE, R. A.; CANESIN, C. A. A new zvs-pwm commutation cell, and a novel family of zvs-pwm converters. In: CONFERÊNCIA INTERNACIONAL DE APLICAÇÕES INDUSTRIAIS - INDUSCON, 6., 2004, Joinville. *Anais...* Joinville: IEEE, 2004. p. 1–6.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of power electronics*. 2. ed. [S.l.]: Springer, 2001. 912 p.

GALOTTO, L.; CANESIN, C. A.; CORDERO, R.; QUEVEDO, C. A.; GAZINEU, R. Non-linear controller applied to boost dc-dc converters using the state space average model. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA, 10., 2009, Bonito. *Anais...* Bonito: SOBRAEP, 2009. p. 733–740.

GOW, J. A.; MANNING, C. D. Development of a photovoltaic array model for use in power-electronics simulation studies. *IEE Proceedings Electric Power Applications*, Inglaterra, v. 146, n. 2, p. 193–200, 1999.

HIRACHI, K.; TOMOKUNI, Y. A. A novel control strategy on single-phase pwm current source inverter incorporating pulse area modulation. In: POWER CONVERSION CONFERENCE - PCC, 2., 1997, Nagaoka. *Proceedings...* Nagaoka: IEEE, 1997. p. 289–294.

JAIN, S.; AGARWAL, V. A single-stage grid connected inverter topology for solar pv systems with maximum power point tracking. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nova Iorque, v. 22, n. 5, p. 1928–1940, 2007.

KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, Nova Iorque, v. 41, n. 5, p. 1292 – 1306, 2005.

LI, R. T. H.; CHUNG, H. S. H. Application of hybrid pwm and passive resonant snubber for grid-connected csi. In: POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE - PESC, 8., 2008, Rhodes. *Proceedings...* Rhodes: IEEE, 2008. p. 837–843.

LIANG, T. J.; SHYU, J. L.; CHEN, J. F. A novel dc/ac boost inverter. In: INTERSOCIETY ENERGY CONVERSION ENGINEERING CONFERENCE - IECEC, 37., 2002. *Proceedings...* [S.l.]: IEEE, 2002. p. 629–634.

LO, Y. K.; WANG, J. M.; WU, S. T. New commutation method for a full-bridge current-source inverter. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND DRIVES SYSTEMS - PEDS, 6., 2005, Kuala Lumpur. *Proceedings...* Kuala Lumpur: IEEE, 2005. p. 224–227.

LOH, C. P.; BLAABJERG, F.; WONG, P. C.; TAN, C. P. Tri-state current source inverter with improved dynamic performance. *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, Nova Iorque, v. 23, n. 4, p. 1631–1640, 2008.

LUO, F. L.; YE, H. Positive output cascade boost converters. *IEEE Proceedings on Electric Power Applications*, Nova Iorque, v. 151, n. 5, p. 590–606, 2005.

MARAFÃO, F. P.; DECKMANN, S. M. Metodologia de projeto e análise de algoritmos de sincronismo pll. *Eletrônica de Potência*, Rio de Janeiro, v. 10, n. 1, p. 7–14, 2005.

MELO, G. A. *Retificador entrelaçado boost, no modo de condução descontínua, com técnica de correção da corrente de entrada e elevado fator de potência, para aplicação em sistema trólebus*. 2010. 211 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista - UNESP, Ilha Soleira, 2010.

MICROMETALS. *Ferramenta de auxílio ao projeto de indutores*. 2010. Disponível em: <<http://www.micrometals.com>>. Acesso em: 25 mar. 2010.

MORAES, M. *Sol ligado na tomada: por que a energia solar pode ser uma das principais fontes de eletricidade do brasil na próxima década*. Revista Info Exame, 2009. 46-49 p. Disponível em: <http://planetasustentavel.abril.com.br/noticia/energia/conteudo_481277.shtml>. Acesso em: 10 out. 2010.

NOVAES, Y. R.; RUFER, A.; BARBI, I. A new quadratic, three-level, dc/dc converter suitable for fuel cell applications. In: POWER CONVERSION CONFERENCE - PCC, 3., 2007, Nagoya. *Proceedings...* Nagoya: IEEE, 2007. p. 601–607.

OLIVER, C. A new core loss model. *Switching Power Magazine*, S.l., v. 3, n. 1, p. 28–30, 2002. Disponível em: <<http://www.micrometals.com/appnotes/appnotedownloads/corelossupdate.pdf>>. Acesso em: 2 ago. 2010.

PEARSALL, N. M.; HILL, R. Photovoltaic modules, systems and applications. In: ARCHER, M. D.; HILL, R. (Org.). *Clean electricity from photovoltaics*. London: Imperial College Press, 2001. cap. 15, p. 1–42.

POMILIO, J. A. *Apostila de fontes chaveadas*. Campinas: UNICAMP, 2010. Disponível em: <<http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/apostila.html>>. Acesso em: 20 maio 2010.

RASHID, M. H. *Power electronics handbook*. [S.l.]: Academic Press, 2001. 895 p.

SAMPAIO, L. P.; BRITO, M. A. G.; GALOTTO, L.; CANESIN, C. A. Inversor boost monofásico, como alternativa de baixo custo e alta densidade de potência para fontes alternativas de energia. In: CONGRESSO BRASILEIRO DE AUTOMÁTICA, 18., 2010, Bonito. *Anais...* Bonito: SBA, 2010. p. 3686–3693.

SOARES, J. O. *Uma nova célula de comutação zvs-pwm aplicada à um inversor monofásico em meia ponte, com controle digital através de dispositivo fpga e linguagem vhdl*. 2004. 130 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista - UNESP, Ilha Soleira, 2004.

TANG, W.; LEE, F. C.; RIDLEY, R. B. Small-signal modeling of average current-mode control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nova Iorque, v. 8, n. 2, p. 112–119, 1993.

VILLALVA, M. G.; FILHO, E. R. Dynamic analysis of the input-controlled buck converter fed by a photovoltaic array. *Controle & Automação*, Campinas, v. 19, n. 4, p. 463–474, 2008.

VÁZQUEZ, N.; LOPEZ, H.; HERNANDEZ C.; VAZQUEZ, E.; OSORIO, R.; ARAU, J. A different multilevel current source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, Nova Iorque, v. 57, n. 8, p. 2623 – 2632, 2009b.

VÁZQUEZ, N.; LÓPEZ, H.; HERNÁNDEZ, C.; RODRIGUEZ, E.; OROSCO, R.; ARAU, J. A grid connected current source inverter. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON CLEAN ELECTRICAL POWER - ICCEP, 9., 2009, Capri. *Proceedings...* Capri: IEEE, 2009a. p. 439–442.

WALKER, R. G.; SERNIA, C. P. Cascaded dc-dc converter connection of photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nova Iorque, v. 19, n. 4, p. 1130–1139, 2004.

WANG, C. M. A novel single-stage full-bridge buck-boost inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Nova Iorque, v. 19, n. 1, p. 150–159, 2004.

WANG, J. B.; JOE, C.; RONALD, L. A grid connected photovoltaic system with irradiation injected current control. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON THE POWER ELECTRONICS - ICPE, 7., 2007, Daegu. *Proceedings...* Daegu: IEEE, 2007. p. 431–435.

APÊNDICE A

Especificações de Projeto

Este apêndice tem a finalidade de detalhar o procedimento de projeto para o Inversor *Boost*, demonstrando como projetar o indutor *Boost*, as especificações dos interruptores de potência, o cálculo térmico e as principais perdas na estrutura. Os principais valores obtidos teoricamente pode ser consultado na tabela 4.2, apresentada no capítulo 4, na página 72.

A.1 Projeto do Indutor *Boost*

Com a finalidade de reduzir as perdas magnéticas e melhorar o desempenho do inversor, o indutor *Boost* foi projetado utilizando núcleo toroidal de *Iron Powder*. Na tabela A.1 são apresentados os principais valores e parâmetros utilizados para a implementação do indutor.

Tabela A.1: Parâmetros de projeto para o indutor *Boost*.

Parâmetro	Valor
Tensão média de entrada	24 V
Tensão eficaz de saída	127 V
Corrente média máxima de entrada	50 A
Corrente máxima de entrada	80 A
Frequência de operação do indutor	120 Hz
Frequência de chaveamento	50 kHz
Potência de operação	1000 W
Indutância de entrada	100 μ H
Temperatura média no indutor	40 °C
Fator de utilização K	0,57
Temperatura máxima no indutor	100 °C
Máxima permeabilidade CC	50 %
Densidade de fluxo magnético Bmax	0,3 T
Densidade de corrente Jmax	400 A/cm ²

Na figura A.1 é ilustrado um núcleo toroidal com as principais dimensões físicas utilizadas em projeto.

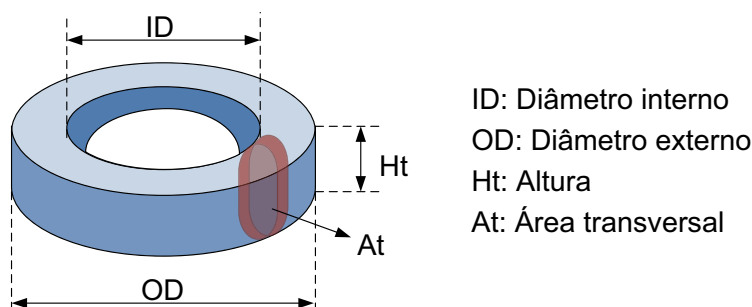


Figura A.1: Núcleo toroidal - Iron Powder.

O projeto do núcleo leva em conta a densidade de fluxo magnético que irá circular no núcleo, assim, a energia armazenada no indutor pode ser calculada por (A.1).

$$E = \frac{1}{2} \cdot L \cdot I^2 = 0,125 \text{ J} \tag{A.1}$$

De maneira geral, para o projeto de indutores utiliza-se o produto da área transversal (At) do núcleo pela área da janela do núcleo (Aw), que indicando o quanto de enrolamento será necessário para permitir a passagem do fluxo magnético. Esse produto AtAw pode ser calculado pela equação (A.2).

$$AtAw = \frac{2 \cdot E \cdot 10^4}{B_{max} \cdot J_{max} \cdot K} = 35,9 \text{ cm}^4 \tag{A.2}$$

Escolheu-se o núcleo **T400-14D** fabricado pela MicroMetals, o termo 400 indica o tamanho do diâmetro externo em 100 vezes o valor, na unidade de polegadas, o termo 14 indica o material e o termo D indica a altura do toroide. Na tabela A.2 é apresentado os principais características do núcleo escolhido.

Tabela A.2: Principais características para o núcleo T400-14D.

Núcleo	Al (nH/N ²)	OD (cm)	ID (cm)	Ht (cm)	At (cm ²)	l (cm)	Vol (cm ³)	MLT (cm/N)
T400-14D	45,50	10,20	5,72	3,30	6,85	25	171	11,1

O número de espiras necessárias para obter a indutância desejada é dada por:

$$N = \sqrt{\frac{L}{Al \cdot (\% \mu_0)}} = 48 \tag{A.3}$$

Onde $\% \mu_0$ é a porcentagem de permeabilidade inicial em função da força magnetizante CC (H). A força magnetizante pode ser calculada por (A.4).

$$H = \frac{0,4 \cdot \pi \cdot N \cdot I}{l} = 120,6 \frac{\text{A}}{\text{cm}} \tag{A.4}$$

Através do valor obtido em (A.4) pode-se obter a porcentagem de permeabilidade inicial, através da curva de porcentagem de permeabilidade inicial em função da força magnetizante para o material 14 ilustrado na figura A.2.

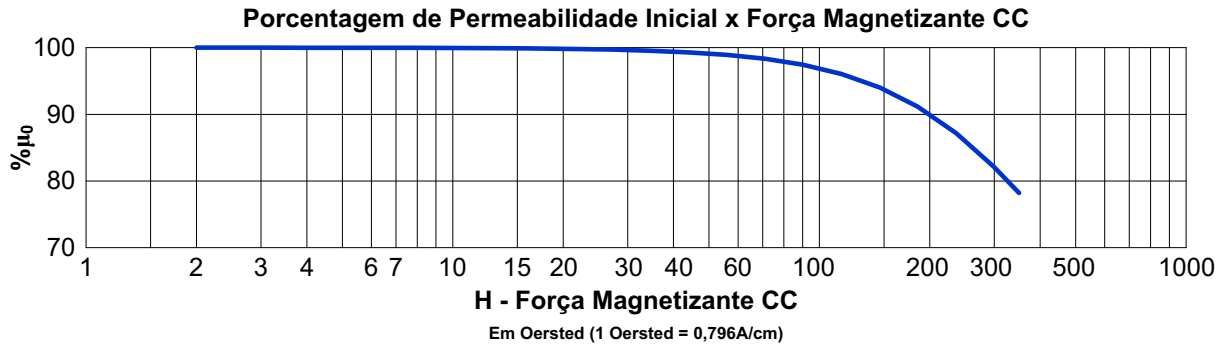


Figura A.2: Curva de porcentagem de permeabilidade inicial em função da força magnetizante para o material 14.

A área da janela do núcleo T400-14D pode ser calculada por (A.5).

$$A_w = \pi \cdot \left(\frac{ID}{2} \right)^2 = 25,70 \text{ cm}^2 \quad (\text{A.5})$$

Utilizando o fator de utilização K a área disponível para preenchimento do enrolamento é $14,90 \text{ cm}^2$. Dividindo este valor pelo número de espiras tem-se a área disponível por enrolamento: $0,3105 \text{ cm}^2$. Escolheu-se o fio AWG 20, que possui uma área com isolamento de $0,0062 \text{ cm}^2$, possibilitando que seja utilizado um conjunto de 50 fios (*Litz*). Segue-se as principais características do fio AWG 20:

- Diâmetro cobre (D_c): $0,081 \text{ cm}$;
- Área cobre (A_c): $0,0052 \text{ cm}^2$;
- Diâmetro isolamento (D_i): $0,089 \text{ cm}$;
- Área isolamento (A_i): $0,0062 \text{ cm}^2$;
- Resistência à 20°C (R_{20}): $0,00033 \Omega/\text{cm}$;
- Resistência à 100°C (R_{100}): $0,00044 \Omega/\text{cm}$;
- Corrente para 450 A/cm^2 (I_{avg}): $2,32 \text{ A}$.

O parâmetro MLT apresentado na tabela A.2 informa o comprimento médio do fio por volta no núcleo (MLT - *Mean Length Turn*), assim, o comprimento total do fio para cada espira é dada por (A.6).

$$l_{\text{espira}} = MLT \cdot N = 532,8 \text{ cm} \quad (\text{A.6})$$

A resistência série para cada fio é dada por (A.7).

$$R_{\text{espira}} = l_{\text{espira}} \cdot R_{20} = 0,1758 \Omega \quad (\text{A.7})$$

Considerando que são 50 fios em paralelo, a resistência total será de 3,52 mΩ (A.8). Assim, as perdas totais no enrolamento pode ser calculador por:

$$R_{\text{espira}_{\text{Total}}} = \frac{l_{\text{espira}} \cdot R_{20}}{N} = 3,52 \text{ m}\Omega \quad (\text{A.8})$$

$$\text{Perdas}_{\text{cobre}} = R_{\text{espira}_{\text{Total}}} \cdot I^2 = 8,8 \text{ W} \quad (\text{A.9})$$

Para calcular as perdas no núcleo deve-se primeiro calcular o pico da variação CA da densidade de fluxo magnético (\hat{B}), conforme (A.10).

$$\hat{B}_{\text{pico}} = \frac{V_{L_{\text{eficaz}}} \cdot 10^8}{4,44 \cdot At \cdot N \cdot f_S} = 64,20 \text{ Gauss} \quad (\text{A.10})$$

Onde $V_{L_{\text{eficaz}}}$ é a tensão eficaz no indutor *Boost*.

Com o valor de \hat{B} calcula-se as perdas no núcleo por (A.11) (OLIVER, 2002).

$$P_{\text{nucleoVol}} = \frac{f_S}{\frac{a}{\hat{B}^3} + \frac{b}{\hat{B}^{2.3}} + \frac{c}{\hat{B}^{1.65}}} + d \cdot f_S^2 \cdot \hat{B}^2 = 1,44 \text{ mW/cm}^3 \quad (\text{A.11})$$

Onde a, b, c e d são parâmetros intrínsecos do material empregado na construção do núcleo, para o material 14 utilizado no núcleo esses valores são apresentados na tabela (A.3).

Tabela A.3: Principais características do material 14.

Parâmetro	Valor
a	$4,0 \cdot 10^9$
b	$3,0 \cdot 10^8$
c	$2,7 \cdot 10^6$
d	$1,6 \cdot 10^{-14}$

Finalmente, para determinar as perdas no núcleo calcula-se o produto do volume do núcleo utilizado pelo valor determinado em (A.11), conforme (A.12).

$$P_{\text{nucleo}} = \frac{P_{\text{nucleoVol}} \cdot Vol}{1000} = 0,25 \text{ W} \quad (\text{A.12})$$

A empresa Micrometals, fabricante de núcleos *Iron Powder*, disponibiliza no site (MICROMETALS, 2010) uma ferramenta computacional para auxiliar no projeto do indutor. Com o uso da ferramenta, utilizando os mesmos parâmetros de projeto, pode-se obter a curva da

indutância em função da variação de corrente que flui pelo indutor, conforme ilustra a figura A.3.

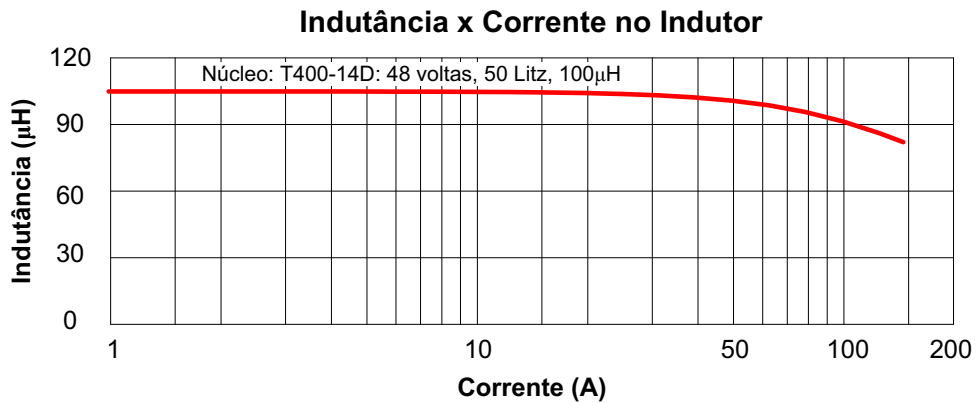


Figura A.3: Curva da indutância em função da variação de corrente.

A.2 Especificação do Interruptor

Para o funcionamento do inversor são necessário quatro interruptores unidirecionais em corrente, das quais duas irão operar em baixa frequência e duas irão operar em alta frequência. Os interruptores quando em condução precisam suportar uma corrente eficaz de 41,10 A, quando em bloqueio a tensão sobre o mesmo é de 180,00 V, e precisa operar com frequência de 50 kHz. Com estas especificações pode-se utilizar o IGBT unidirecional STGW50NC60W, as principais características deste IGBT é apresentado na tabela (A.4).

Tabela A.4: Principais características do IGBT STGW50NC60W.

Parâmetro	Valor
Tensão Coletor-Emissor V_{CE}	600 V
Corrente no Coletor a 25°C I_C	100 A
Tensão Máxima de Saturação Coletor-Emissor V_{CEsat}	2,6 V
Tempo de subida da corrente t_r	17 ns
Tempo de descida da corrente t_f	35 ns
Resistência térmica junção-cápsula R_{thjc}	0,45 °C/W
Resistência térmica junção-ambiente R_{thja}	50 °C/W
Temperatura máxima de junção R_j	150 °C

A.2.1 Perdas em Condução

As perdas em condução no IGBT são calculadas pelo produto da tensão direta V_{CE} e pela corrente que circula do coletor para o emissor semiconductor, conforme (A.13).

$$P_{S_{Cond}} = \frac{1}{T_S} \cdot \int_0^{t_{on}} I_S(t) \cdot V_{CE}(t) \cdot dt = V_{CEsat} \cdot I_{S_{medio}} \quad (A.13)$$

Onde $I_{S_{medio}}$ é a corrente média na chave.

Assim, a perda em condução para as chaves é dado por (A.14).

$$P_{S_{Cond1}} = P_{S_{Cond2}} = P_{S_{Cond3}} = P_{S_{Cond4}} = 33,00 \text{ W} \quad (\text{A.14})$$

A.2.2 Perdas por Comutação

As perdas por comutação ocorrem durante a entrada em condução e no bloqueio do interruptor, conforme ilustra a figura A.4.

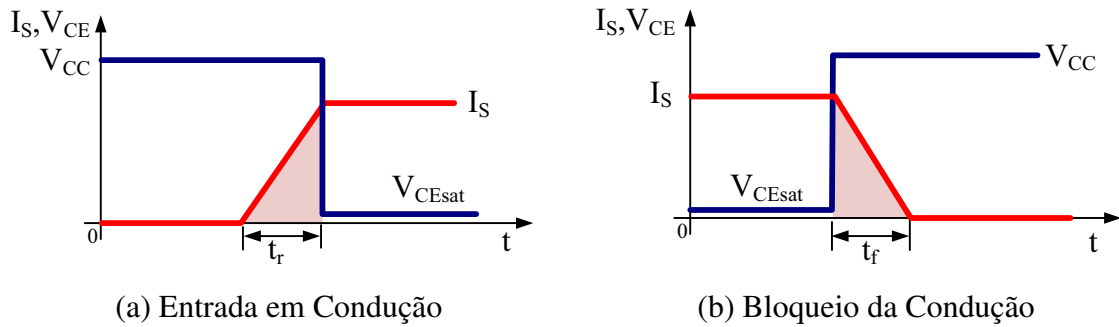


Figura A.4: Perdas por comutação no IGBT.

As perdas por comutação podem ser desprezadas para as chaves que operam em baixa frequência (S_1 e S_3), devido a comutação dessas chaves serem muito inferiores quando comparadas com as chaves que operam em frequências mais elevadas (S_2 e S_4). Assim, a perdas por comutação pode ser obtida através de (A.15).

$$P_{S_{comutacao}} = \frac{I_{S_{eficaz}} \cdot V_{CC} \cdot (t_r + t_f) \cdot f_S}{2} = 6,8 \text{ W} \quad (\text{A.15})$$

As perdas totais nos semicondutores operando na frequência da tensão de saída são dadas por (A.16) e para as chaves operando na em frequência elevada são obtidas por (A.17).

$$P_{S_{Total1}} = P_{S_{Total3}} = P_{S_{Cond1}} = 33,00 \text{ W} \quad (\text{A.16})$$

$$P_{S_{Total2}} = P_{S_{Total4}} P_{S_{Cond2}} + P_{S_{comutacao}} = 40,00 \text{ W} \quad (\text{A.17})$$

A.2.3 Especificação do Dissipador Térmico

Para que os semicondutores operem de forma adequada precisam trabalhar abaixo da temperatura máxima permitida, e normalmente apresentam uma dissipação térmica elevada, não conseguindo dissipar essa energia térmica para o ambiente (BARBI, 2007; MELO, 2010). Desta forma, é necessário o uso de dissipador de calor nos conversores chaveados, garantindo que a máxima temperatura de junção admissível fique abaixo dos valor definido pelo fabricante. A

figura A.5 ilustra o circuito térmico equivalente para os quatro IGBT do inversor *Boost* dispostos em um dissipador térmico.

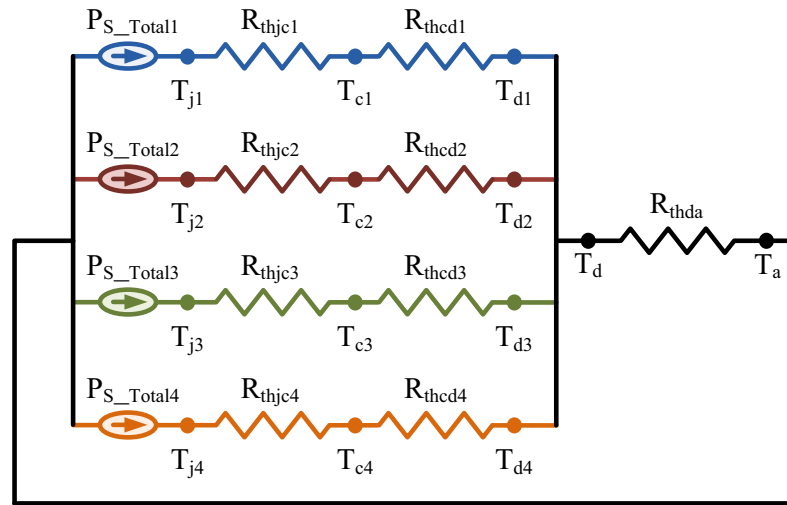


Figura A.5: Circuito térmico equivalente.

Onde:

P_{S_Totaln} representa a perda na chave S_n ;

R_{thjcn} é a resistência térmica junção-cápsula na chave S_n ;

R_{thcdn} é a resistência térmica cápsula-dissipador na chave S_n ($0,2^\circ\text{C}/\text{W}$);

R_{thda} é a resistência térmica dissipador-ambiente;

T_{jn} é a temperatura máxima de junção na chave S_n ;

T_{cn} é a temperatura da cápsula na chave S_n ;

T_{dn} é a temperatura do dissipador para chave S_n ;

T_d é a temperatura total do dissipador;

T_a é a temperatura ambiente;

n varia de 1 a 4, conforme a figura A.5.

Primeiramente, calcula-se a temperatura no dissipador para cada chave, conforme (A.18) e (A.19).

$$T_{d1} = T_{d3} = T_{j1} - P_{S_Total1} \cdot (R_{thjc1} + R_{thcd1}) = 128,55^\circ\text{C} \quad (\text{A.18})$$

$$T_{d2} = T_{d4} = T_{j2} - P_{S_Total2} \cdot (R_{thjc2} + R_{thcd2}) = 124,00^\circ\text{C} \quad (\text{A.19})$$

Adota-se a menor temperatura T_{dn} e calcula-se a resistência térmica do dissipador-ambiente, conforme (A.20)

$$R_{thda} = \frac{T_d - T_a}{P_{S_{Total1}} + P_{S_{Total2}} + P_{S_{Total3}} + P_{S_{Total4}}} = 0,58^\circ\text{C/W} \quad (\text{A.20})$$

O dissipador escolhido deve possuir uma resistência térmica de dissipador-ambiente menor que o calculado. A tabela A.5 apresenta as principais características técnicas deste dissipador.

Tabela A.5: Características técnicas do dissipador HS15559.

Parâmetro	Valor
Resistência térmica sem ventilação forçada	0,73 °C/W/4"
Resistência térmica com ventilação forçada a 6m/s	0,18 °C/W/4"
Dimensões	15,5x5,9 cm
Massa por metro linear	18 kg/m

Desta forma, utilizando o dissipador HS15559 com comprimento de 20,0cm consegue uma resistência térmica dissipador-ambiente de 0,52 °C/W.

A.3 Especificação dos Diodos

Em muitas situações pode-se não ter a disposição IGBT unidirecional em corrente. É usual o IGBT vir associado com um diodo em anti-paralelo, a fim de evitar que uma tensão reversa seja aplicada ao IGBT, principalmente quando uma carga indutiva é conecta/desconectada, possibilitando que tensões reversas elevadas apareçam e prejudiquem o funcionamento da chave.

Desta forma, quando é utilizado uma chave bidirecional será necessário utilizar um diodo em série com a chave, com a finalidade de inibir a entrada em condução do diodo em anti-paralelo. Outra característica que deve ser levada em consideração é que o tempo de recuperação reversa do diodo série deve ser maior que do diodo em anti-paralelo.

Assim, para os parâmetros de projeto do Inversor *Boost* é aconselhável a utilização de diodos do tipo Schottky. Uma opção seria o diodo Schottky SHD114536, onde suas principais características são apresentadas na tabela A.6.

Tabela A.6: Características técnicas diodo Schottky SHD114536.

Parâmetro	Valor
Máxima tensão de pico reversa V_{RR}	200 V
Máxima corrente média em condução I_F	60 A
Resistência térmica junção-cápsula R_{thjc}	0,35 °C/W
Queda de tensão em condução ($T_J = 25^\circ\text{C}$) V_F	0,95 V
Queda de tensão em condução ($T_J = 125^\circ\text{C}$) V_F	0,79 V

A.3.1 Perda em condução

A perda em condução para o diodo pode ser calculado através de (A.21).

$$P_{D_{conducao}} = V_F \cdot I_{D_{medio}} \quad (\text{A.21})$$

Onde $I_{D_{medio}}$ é a corrente média que flui pelo diodo durante a condução

A.3.2 Perda por comutação

As perdas por comutação para o diodo pode ser calculado através de A.22).

$$P_{D_{comutacao}} = \frac{V_O \cdot I_{D_{medio}} \cdot t_{rr}}{2} \quad (\text{A.22})$$

Onde t_{rr} é o tempo de recuperação reversa do diodo.

A.4 Estimativa das perdas e rendimento do inversor

As perdas estimada para o inversor é dada por (A.23).

$$P_{erdas_{Total}} = P_{cobre} + P_{ncleo} + P_{S_{Total1}} + P_{S_{Total2}} + P_{S_{Total3}} + P_{S_{Total4}} = 155,00 \text{ W} \quad (\text{A.23})$$

A estimativa de rendimento do inversor *Boost* pode ser obtido através da equação (A.24).

$$\eta = \frac{P_O - P_{erdas_{Total}}}{P_O} = 84,50 \% \quad (\text{A.24})$$

APÊNDICE B

Detalhes da Implementação em Laboratório

B.1 Introdução

Os circuitos que compõem o Inversor *Boost* podem ser agrupados em quatro grupos distintos, sendo eles: o primeiro grupo envolve os componentes do circuito de potência e os sensores; o segundo grupo envolve os estágios de condicionamento; o terceiro grupo engloba o processador digital de sinais, onde neste projeto utiliza-se o kit dSPACE ACE1104 e finalmente, o quarto grupo, que se refere ao circuito de comando, que recebe as informações do dSPACE e atua nos interruptores do circuito de potência.

Desta forma, neste apêndice são apresentados os detalhes da implementação em laboratório para o Inversor *Boost* Monofásico. A figura B.1 ilustra a montagem experimental.



Figura B.1: Montagem Experimental do Inversor *Boost* Monofásico.

B.2 Estágio de Potência

O circuito de potência para o Inversor *Boost* Monofásico, como comentado no capítulo 5, foi implementado a partir da adaptação do módulo de ensino didático da Semikron, tipicamente para aplicações em inversores fonte de tensão. A visão geral da estrutura de potência pode ser visualizada na figura 5.1, na página 78.

A tabela B.1 apresenta as principais características para o IGBT SKM50GB123D dis-

ponível para utilização no módulo didático.

Tabela B.1: Principais características do IGBT SKM50GB123D.

Parâmetro	Valor
Tensão Coletor-Emissor V_{CE}	1200 V
Corrente no Coletor a 25°C I_C	50 A
Tensão Máxima de Saturação Coletor-Emissor V_{CEsat}	3,0 V
Tempo de subida da corrente t_r	60 ns
Tempo de descida da corrente t_f	45 ns
Resistência térmica junção-cápsula R_{thjc}	0,4 °C/W
Temperatura máxima de junção R_j	150 °C

Devido aos IGBTs possuírem diodos em anti-paralelo houve a necessidade do adionamento de diodos em série com o IGBT, utilizou-se os dois diodos do módulo de IGBT SK60GAL128 que possui um IGBT com um diodo em anti-paralelo e outro diodo em anti-série, tipicamente utilizado para implementação do conversor *Boost*, conforme figura B.2.

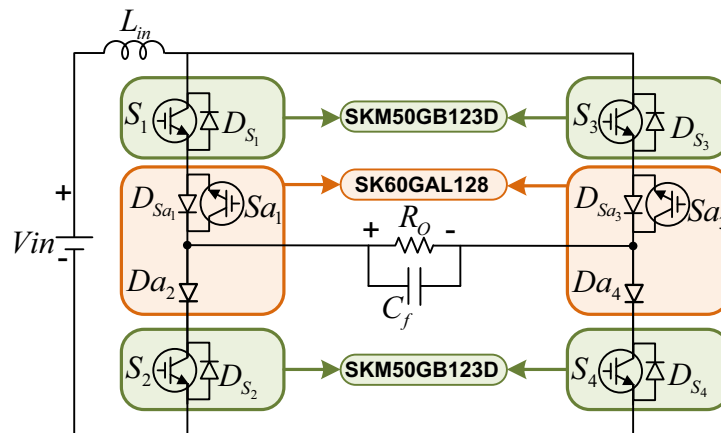


Figura B.2: Circuito equivalente do Inversor *Boost* com os IGBTs e diodos.

Observação: os IGBTs S_{a1} e S_{a3} nunca são comandados para condução, utiliza-se apenas os diodos em anti-paralelo com esses IGBTs.

A tabela B.2 apresenta as principais características técnicas para o IGBT SK60GAL128.

Tabela B.2: Principais características do IGBT SK60GAL128.

Parâmetro	Diodo Anti-paralelo	Diodo Anti-série
	Valor	Valor
Máxima tensão de pico reversa V_{RR}	1200 V	1200 V
Máxima corrente média em condução I_F	57 A	33 A
Resistência térmica junção-cápsula R_{thjc}	0,9 K/W	2,1 K/W
Queda de tensão em condução ($T_J = 25^\circ C$) V_F	1,1 V	1,2 V

B.3 Sensores de Tensão na Carga e Corrente no Indutor

Os sensores de tensão na carga e corrente no indutor foram implementados em uma placa independente, onde se optou pela utilização de sensores, que operam através do efeito Hall, com a finalidade de amostrar as formas de onda da tensão no capacitor de saída e da corrente no indutor *boost*, e devido a tecnologia empregada nos sensores facilitarem o isolamento do circuito de potência do circuito de condicionamento.

Optou-se por utilizar sensor do tipo Hall LA55-P, da fabricante LEM, para sensorar a corrente no indutor devido a algumas vantagens, tais como: isolamento galvânica entre primário e secundário; uma boa relação linear entre primário e secundário; *offset* praticamente ausente; tempo de resposta muito rápido (menor do que $1\mu s$); ampla faixa de variação de frequência (0 até 200kHz); alta imunidade para ruídos externos; capacidade elevada de corrente (0 a 50A). A relação de conversão do primário para o secundário é, respectivamente, de 1 para $K_n/1000$, onde K_n é a quantidade de espiras enroladas. No secundário do sensor é conectada uma resistência $R_{I_{sensor}}$ em paralelo, sendo o seu valor típico entre 10 a 160Ω , convertendo a corrente de saída ($I_{I_{sensor}}$) em um valor de tensão $V_{I_{sensor}}$ adequado para o circuito de condicionamento.

O sensor selecionado para amostar a tensão é o LV-25P, que apresenta excelente precisão, boa linearidade, baixa influência de temperatura, tempo de resposta rápido, imunidade elevada a interferências e influência pequena a ruídos de modo comum. Este sensor é especificado para medir tensões entre 10 e 500V, deve-se inserir uma resistência em série com o primário a fim de obter uma corrente proporcional a tensão que está sendo medida. No secundário do sensor é conectada uma resistência $R_{V_{sensor}}$ em paralelo, com valor típico entre 100 a 350Ω , convertendo a corrente de saída ($I_{V_{sensor}}$) em um valor de tensão $V_{V_{sensor}}$.

Na figura B.3, apresenta-se o esquemático dos sensores de tensão na carga e corrente no indutor.

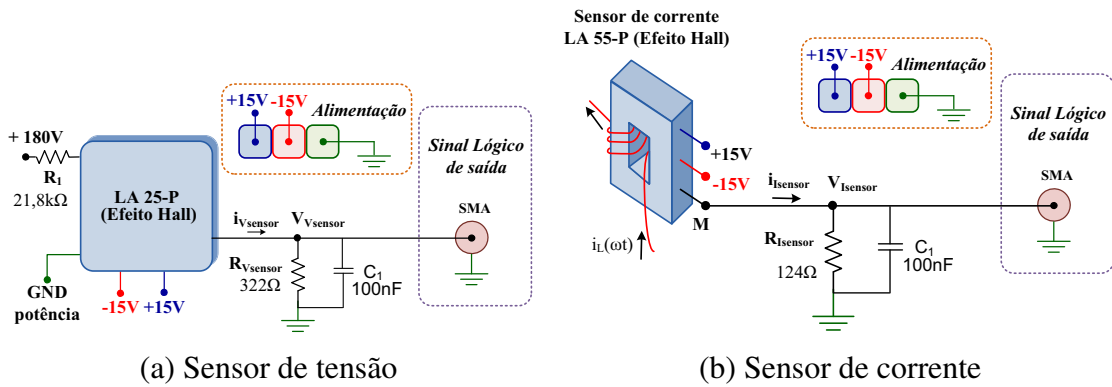


Figura B.3: Sensores de tensão na carga e de corrente no indutor.

Na figura B.4 apresenta-se a placa contendo os sensores implementada em laboratório.

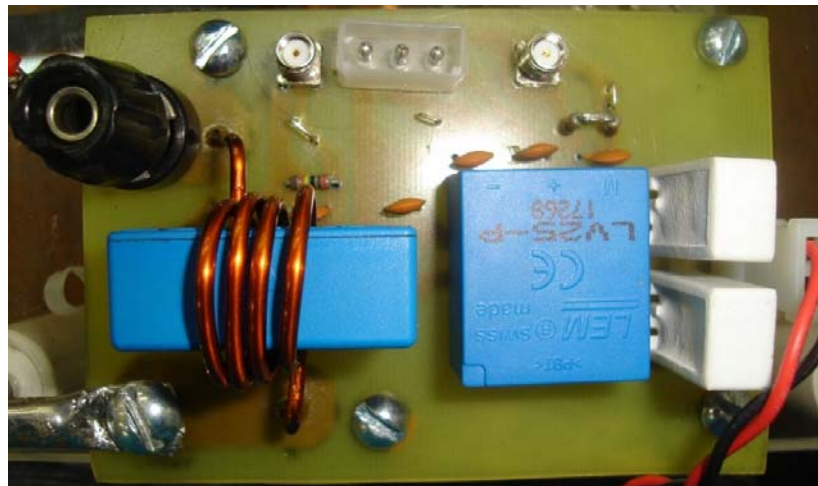


Figura B.4: Placa contendo os sensores.

B.4 Condicionamento de Sinais

Uma placa de circuito impresso foi desenvolvida para receber todos os componentes do estágio de condicionamento e ataque das chaves. Este estágio é responsável pela adequação das amplitudes dos sinais que será enviado para o AD do dSPACE, explorando ao máximo a escala permitida, filtragem de ruídos (filtros *anti-aliasing*), e também é responsável pelo recebimento dos sinais PWM e envio do sinal de ataque para o módulo Semikron.

O circuito de condicionamento para a corrente do indutor e da tensão no capacitor contém um *buffer*, um filtro *anti-aliasing*, uma proteção de sobretensão (diodo Zener). Na figura B.5 apresenta-se um desenho esquemático para o estágio de condicionamento da corrente no indutor e da tensão na carga.

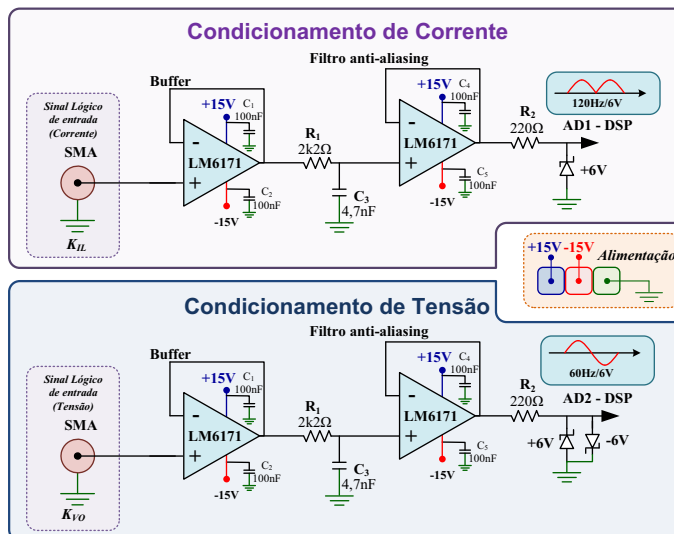


Figura B.5: Condicionamento do sinal de corrente e de tensão.

Os sinais de pulsos para as chaves são gerados pelo DSP, cada sinal é recebido pela placa de condicionamento e passa por dois *buffers*: pelo de tensão e, em seguida, pelo de corrente. Assim, este sinal é conduzido para o *driver* (SKHI22A) de ataque das chaves, localizado no módulo da Semikron, conforme ilustra a figura B.6.

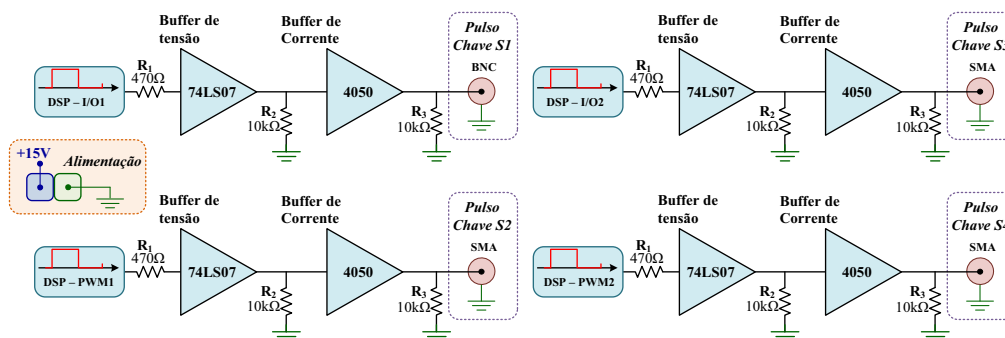


Figura B.6: Condicionamento do sinal de ataque das chaves.

A figura B.7 exibe a placa de circuito impresso desenvolvida para o estágio de condicionamento de sinais.

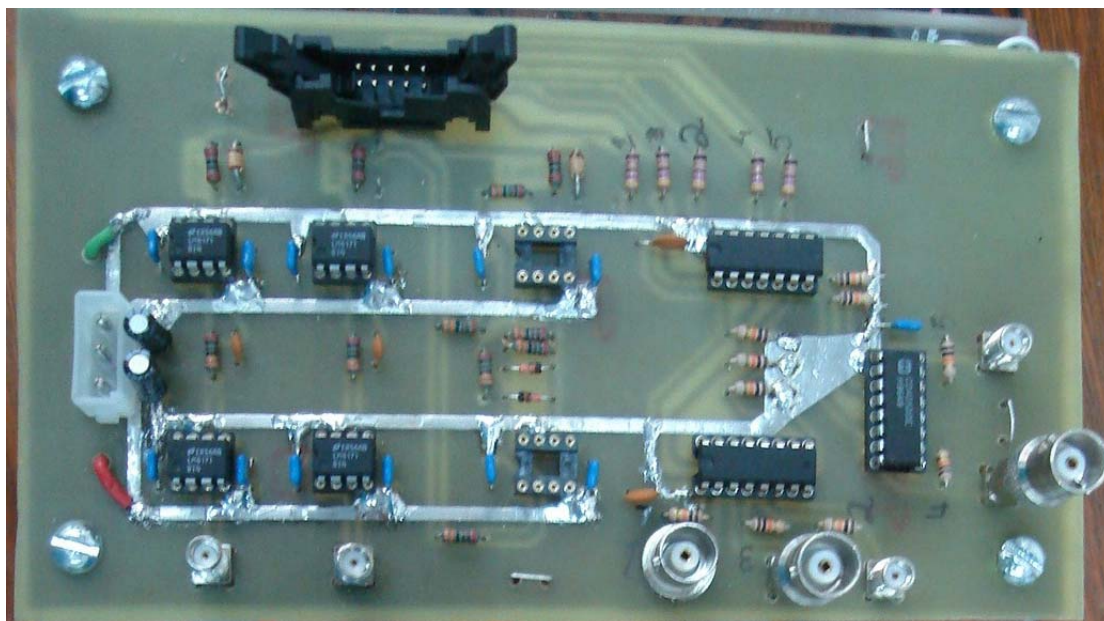


Figura B.7: Condicionamento do sinal de ataque das chaves.

B.5 Placa de Alimentação Auxiliar

Para alimentar os sensores do tipo Hall e todo o estágio de condicionamento desenvolve-se uma placa de circuito impresso para funcionar como fonte de alimentação auxiliar, conforme ilustra a figura B.8.



Figura B.8: Placa de Alimentação auxiliar.

B.6 Estimativa das perdas e rendimento do inversor implementado

De acordo com as equações apresentadas no apêndice A calculou-se as perdas estimadas para o inversor implementado operando na frequência de 25kHz e para uma potência de 101W na entrada, utilizou-se os valores mensurados experimentalmente, que estão dispostos na tabela 5.1.

Com a finalidade de comparar o projeto do inversor com IGBTs unidirecionais apresentado no apêndice A com o inversor *Boost* utilizando os IGBTs e diodos série especificados neste apêndice, a tabela B.3 apresenta as perdas estimadas para o inversor *Boost* operando com potência de entrada de 101W, com frequência de chaveamento de 25 kHz, frequência máxima suportada pelo *driver* SKHI22A.

Tabela B.3: Estimativa de Perdas para o Inversor operando com uma potência de 101W na entrada, com frequência de chaveamento de 25kHz.

Componente	Perdas (W) (101W na entrada)
Indutor L	0,30
IGBT S_1	1,50
IGBT S_2	1,90
IGBT S_3	1,50
IGBT S_4	1,90
Diodo D_{Sa_1}	1,20
Diodo D_{a_2}	1,37
Diodo D_{Sa_2}	1,20
Diodo D_{a_4}	1,37
Perdas Totais	12,24
Rendimento η	87,88%

B.7 Implementação do Controle no dSPACE

O controle para o inversor Boost monofásico foi implementado utilizando a ferramenta Simulink/MatLab, fazendo-se uso das caixas de ferramentas (*toolbox*) padrões do MatLab em conjunto com as caixas de ferramentas fornecidas pelo kit dSPACE ACE 1104, conforme ilustra a figura B.9.

Através do esquemático implementado no Simulink, o MatLab gera um conteúdo de dados que é enviado para a plataforma ControlDesk, que é fornecido pelo kit dSPACE, e permite uma maior interação entre o Inversor e o controle digital. Através desta plataforma é possível

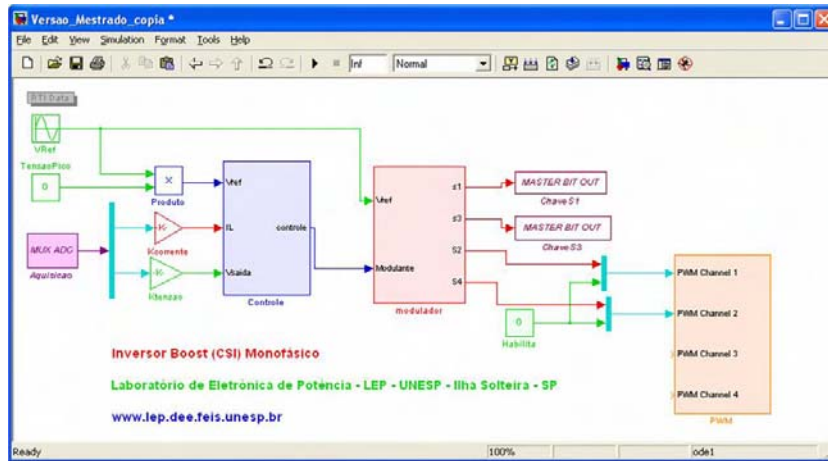


Figura B.9: Esquemático do Controle implementado no Simulink/MatLab.

modificar os parâmetros de controle e visualizar tanto os sinais que são recebidos quanto os sinais internos do controle no dSPACE. A figura B.10 exibe a programação utilizada no controle do inversor *Boost*, onde é possível modificar o compensador de corrente e de tensão, modificar o pico da senoidal de referência e, pode-se observar as formas de onda de tensão na carga, de corrente no indutor e a saída do compensador de corrente (modulante senoidal).

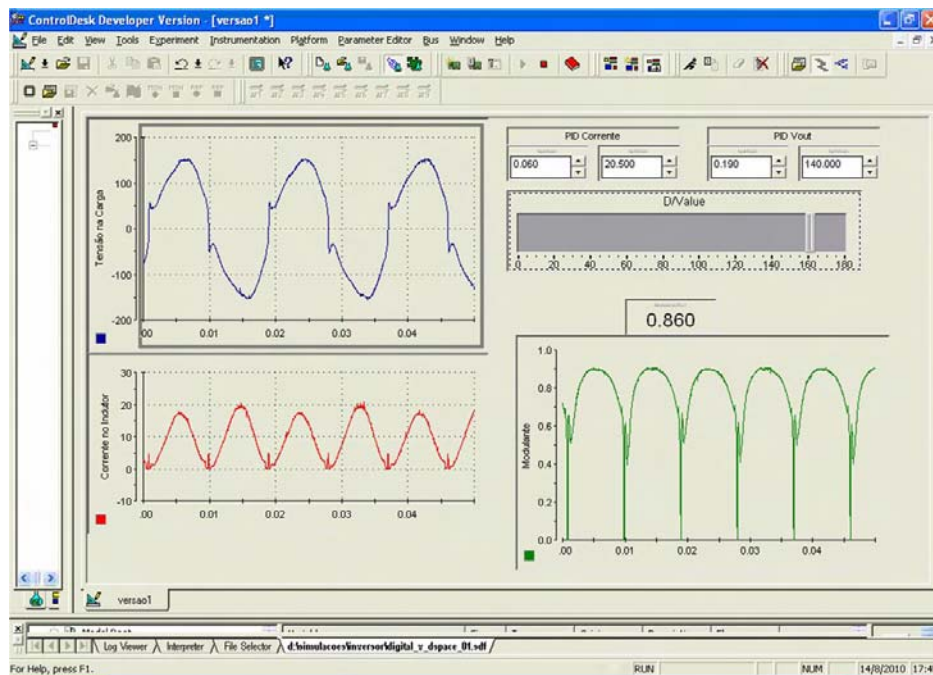


Figura B.10: Esquemático do Controle implementado no ControlDesk.