

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

“Inversor *Buck-Boost* integrado para aplicações com micro-geradores eólicos”

José Carlos Ugaz Peña

Orientador: 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
Fevereiro 2012

FICHA CATALOGRÁFICA

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

- | | |
|------|---|
| U26i | <p>Ugaz Peña, José Carlos.
Inversor <i>Buck-Boost</i> integrado para aplicações com micro-geradores eólicos / José Carlos Ugaz Peña. -- Ilha Solteira : [s.n.], 2012
127 f. : il.</p> <p>Dissertação (mestrado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2012</p> <p>Orientador: Carlos Alberto Canesin
Inclui bibliografia</p> <p>1. Inversor integrado monofásico <i>Book-Boost</i>. 2. Eneergia alternativa. 3. Energia renovável. 4. Energia eólica. 5. Energia – Fontes alternativas. 6. Sistemas de geração eólica de baixa potência.</p> |
|------|---|



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
CAMPUS DE ILHA SOLTEIRA
FACULDADE DE ENGENHARIA DE ILHA SOLTEIRA

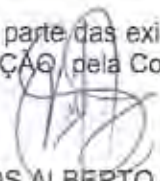
CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO: Inversor Buck-Boost integrado para aplicações com micro-geradores eólicos

AUTOR: JOSÉ CARLOS UGAZ PEÑA

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. GUILHERME DE AZEVEDO E MELO

Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira


Prof. Dr. LUIZ CARLOS DE FREITAS

Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal de Uberlândia

Data da realização: 28 de fevereiro de 2012.

Dedico este trabalho à minha mãe, Dana, pelo apoio, carinho e acima de tudo pelo o seu exemplo.

AGRADECIMENTOS

Sendo que a presente dissertação significa a realização de um importante objetivo na minha vida, quero aproveitar este espaço para agradecer às pessoas que foram de importância no decorrer deste processo.

Primeiramente ao professor Dr. Carlos Alberto Canesin, pela oportunidade e a orientação ao longo do mestrado.

Aos colegas do Laboratório de Eletrônica de Potência da Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira (LEP- FEIS) pela amizade e colaboração ao longo do trabalho.

Ao Prof. Dr. Guilherme Azevedo e Melo pela sua significativa contribuição, sendo parte das bancas de qualificação e defesa desta dissertação.

Ao Prof. Dr. Falcondes, que foi parte da banca na qualificação e realizou importantes críticas e sugestões ao trabalho.

Ao professor Luis Carlos de Freitas, membro da banca na defesa da dissertação, pelas sugestões e aportes.

Aos meus companheiros de casa, que são a minha família no Brasil.

À minha namorada, Flavilene Souza, pela compreensão, amor e ajuda permanente.

À Arilce Freire Souza, mãe da minha namorada, pelo incentivo e o auxílio na redação do texto.

Aos meus companheiros e amigos no Peru que, mesmo na distancia, têm-me acompanhado e incentivado ao estudo, trabalho e reflexão para assim reforçar o meu compromisso na construção de um sociedade mais justa.

Ao Prof. Dr. Rubén Romero cuja ajuda foi fundamental para a realização deste objetivo.

Finalmente à minha família que, ainda longe, sempre foi a minha principal fonte de estímulo para a superação.

“Los que no nos contentamos con la mediocridad, los que menos aún nos conformamos con la injusticia, somos frecuentemente designados como pesimistas. Pero, en verdad, el pesimismo domina mucho menos nuestro espíritu que el optimismo. No creemos que el mundo deba ser fatal y eternamente como es. Creemos que puede y debe ser mejor. El optimismo que rechazamos es el fácil y perezoso optimismo panglosiano de los que piensan que vivimos en el mejor de los mundos posible.”

- Amauta José Carlos Mariátegui

Resumo

O presente estudo propõe a utilização do conversor integrado *Buck-Boost* monofásico no aproveitamento da energia proveniente de pequenos geradores eólicos, considerando-se o atual crescimento da utilização em pequena escala de potência das fontes de energia alternativas, o que motiva o desenvolvimento de novas e eficientes tecnologias para os sistemas de conversão. Tipicamente, os sistemas de conversão de energia eólica, em baixas potências, disponibilizam tensões contínuas de saída na faixa de 12 V até 48 V (valores médios), por outro lado, a grande maioria das cargas de uso domiciliar necessitam de tensão alternada com valores eficazes entre 110 V a 240 V. Isto leva à necessidade da utilização de conversores CC-CA, denominados de inversores. As estruturas inversoras tradicionais fornecem tensões alternadas cujo valor de pico está limitado ao valor máximo da tensão de entrada, o que leva à necessidade de incluir um estágio elevador adicional ao sistema de conversão de energia eólica, antes de realizar a conversão CC-CA, resultando em redução do rendimento, aumento de peso e volume.

O inversor integrado apresentado neste trabalho realiza, em uma única estrutura, as funções de elevação e redução da tensão, próprias do conversor *Buck-Boost* CC-CC, e a função de conversão de tensão contínua em alternada, garantindo uma baixa distorção harmônica para a tensão de saída e um rendimento elevado. Porém, as características dinâmicas são as correspondentes às do conversor *Buck-Boost* CC-CC, o que significa a presença de um zero no semi-plano positivo, com a conseqüente limitação no projeto dos controladores. Para resolver esta situação, adotou-se como estratégia o controle em modo corrente por valores médios instantâneos. Um requisito para a realização desta estratégia de controle é a obtenção de um modelo linear. Para este propósito, realizou-se a modelação da estrutura pelo método dos valores médios em espaço de estados. Por outro lado, sendo o conversor *Buck-Boost* um conversor à acumulação indutiva, a estrutura inversora proposta tem características de fonte de corrente. Isto impõe como exigência que as chaves semicondutoras para a realização da ponte inversora tenham capacidade de bloqueio de tensão reversa. Assim, foram consideradas duas alternativas: a utilização de IGBTs com capacidade de bloqueio reverso (RB-IGBTs) e a utilização de associações série de diodo e MOSFET.

Portanto, neste trabalho são apresentadas as análises qualitativa e quantitativa para um inversor monofásico *Buck-Boost* integrado, a modelação e o projeto dos controladores para a estrutura proposta. O inversor proposto, integrado a um sistema típico de conversão de

energia eólica, é também simulado computacionalmente. Finalmente, são apresentados, discutidos e comparados os resultados experimentais de dois protótipos implementados em laboratório para o inversor monofásico integrado proposto.

Palavras chave: Inversor integrado monofásico *Buck-Boost*. Energias alternativas e renováveis. Energia eólica. Sistemas de geração eólica de baixa potência.

Abstract

This work proposes the utilization of the single-phase integrated Buck-Boost inverter in small wind energy conversion systems, considering the constant increase use of low power renewable and alternative energy systems in the last decade. This fact has been encouraging the development of new and more efficient technologies for these conversion systems. Typically, small wind energy conversion systems supply DC voltages within 12 to 48 Volts (mean values). However, the most of the domestic loads require AC voltage to operate (with rms values within 110 to 240 V) and it is necessary to use DC-AC converters (known as inverters). Traditional inverters supply AC voltage with peak values that are lower than the peak value of the input DC voltage, then an extra boost input stage is required before the DC-AC conversion, resulting in additional losses and reduced efficiency, greater size and weight.

The proposed inverter is able to reduce and boost the DC input voltage (as an buck-boost converter) and also to make the DC-AC conversion with low harmonics and high efficiency, all in a single stage. However, dynamics are the same of the DC-DC buck-boost converter; this means a right half-plane zero which limits the compensator performance. To overcome this limitation, the used control strategy is the current programming mode. In order to obtain a linear equivalent model (required for this control strategy) the converter is modeled by the state averaging method. Furthermore, as buck-boost is an inductive accumulation converter, the resulting topology is a current source inverter. Thus, reverse blocking capability is required for the transistors at the inverter bridge. Two alternatives were considered to implement the inverter bridge: IGBTs with reverse blocking capability (RB-IGBTs) and the series association of diode and MOSFET.

Therefore, this work includes the qualitative and quantitative analysis, modeling of dynamics and compensators design for the proposed single-phase integrated buck-boost inverter. In addition, main simulations results of the inverter connected to a small wind energy system are included. Moreover, experimental results from two prototypes are presented, compared and discussed.

Keywords: Single-phase integrated buck-boost inverter. Alternative and renewable energies. Wind energy. Small WECS.

Lista de ilustrações

Figura 1: C_p em função de λ para diversos valores de β .	19
Figura 2: Potência mecânica de saída em função da velocidade angular do rotor para diversas velocidades do vento.	22
Figura 3: Esquema de conexão de um sistema de conversão de energia eólica com velocidade angular variável.	23
Figura 4: Potência mecânica de saída em função da velocidade do vento para uma turbina genérica.	24
Figura 5: Inversor integrado <i>Buck-Boost</i> monofásico para aplicações em pequenos de conversão de energia eólica com gerador tipo PMSG.	25
Figura 6: Circuito equivalente, por fase, de um gerador síncrono com carga resistiva.	30
Figura 7: Circuito equivalente do gerador síncrono com retificador em ponte e carga resistiva.	30
Figura 8: Conexão direta de um inversor tipo fonte de tensão.	32
Figura 9: Utilização de um conversor CC-CC intermediário.	33
Figura 10: Topologia inversora a duplo estágio.	34
Figura 11: Topologias inversoras de estágio único e quatro chaves ativas.	35
Figura 12: Esquema para implementação dos algoritmos de MPPT.	37
Figura 13: Fluxograma do método da escalada via P&O.	40
Figura 14: Rotor, estator e retificador em ponte diodos num gerador eólico.	42
Figura 15: Turbinas airBREEZE (esquerda) e Whisper 100 (direita)	43
Figura 16: Turbina Excel 1	43
Figura 17: Turbina Raum 1.5 kW	43
Figura 18: Síntese do inversor integrado <i>Buck-Boost</i> . (a) Disposição inicial, (b) Equivalente após redução de elementos reativos, (c) Topologia final com carga resistiva.	45
Figura 19: Primeira etapa de funcionamento no semi-ciclo positivo e circuito equivalente.	47
Figura 20: Segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo positivo e circuito equivalente.	47
Figura 21: Primeira etapa de funcionamento no semi-ciclo negativo e circuito equivalente.	48
Figura 22: Segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo negativo e circuito equivalente.	49
Figura 23: Principais formas de onda idealizadas para um período de chaveamento.	49
Figura 24: Esquema de modulação PWM e pulsos de acionamento para cada uma das chaves em um período de oscilação da tensão de saída.	50

Figura 25: Estrutura e símbolo de um NPT-IGBT (esquerda) e de um RB-IGBT (direita).....	51
Figura 26: Inversor integrado <i>Buck-Boost</i> implementado com associação de MOSFET e diodo série na ponte inversora.	52
Figura 27: Etapas de operação e circuitos equivalentes da estrutura considerando associação série MOSFET-diodo na ponte inversora (apenas semi-ciclo positivo).....	53
Figura 28: Esquema de modulação simplificado considerando associação série MOSFET- diodo na ponte inversora.....	53
Figura 29: Ábaco da variação de D em função de ωt , para valores específicos de α	56
Figura 30: Formas de onda idealizadas da corrente no indutor e nas chaves.....	59
Figura 31: Formas de onda idealizadas da tensão e corrente na carga.	60
Figura 32: Modelo inicial do inversor integrado <i>Buck-Boost</i> monofásico.....	70
Figura 33: Primeira etapa de operação e circuito equivalente.....	71
Figura 34: Segunda etapa de operação do inversor integrado <i>Buck-Boost</i> e circuito equivalente.....	72
Figura 35: Circuito equivalente em equilíbrio para o inversor integrado <i>Buck-Boost</i> monofásico.....	76
Figura 36: Circuitos equivalentes para pequenos sinais AC do conversor <i>Buck-Boost</i> ..	78
Figura 36: Função de transferência $G_{id}(s)$	84
Figura 38: Função de transferência $G_{vi}(s)$	84
Figura 39: Esquema de controle em modo de corrente por valores médios instantâneos.	85
Figura 40: Malha de controle de corrente.....	85
Figura 41: Função de transferência da malha aberta de corrente compensada.	88
Figura 42: Resposta ao degrau de entrada da função de transferência da malha fechada de corrente.	88
Figura 43: Malha de controle de tensão.....	89
Figura 44: Malha simplificada de controle de tensão.....	89
Figura 45: Função de transferência da malha aberta de tensão incluindo o compensador.....	91
Figura 46: Resposta ao degrau da função de transferência da malha fechada de tensão.	91
Figura 47: Diagrama de blocos considerado na simulação computacional.....	93
Figura 48: Curva de potência para a turbina eólica simulada.....	95
Figura 49: Distribuição do vento utilizada na simulação computacional.....	96
Figura 50: Modelo Simulink® do sistema de conversão de energia eólica.	96

Figura 51: Potência mecânica de saída com o método da razão cíclica ótima e máxima potência mecânica disponível.....	97
Figura 52: Detalhe da potência mecânica de saída para o sistema operando com o método da razão cíclica ótima.	97
Figura 53: Potência mecânica de saída com o método da escalada e máxima potência mecânica disponível.....	97
Figura 54: Detalhe da potência mecânica de saída para o sistema operando com o método da escalada.....	98
Figura 55: Modelo Simulink® do subsistema Inversor <i>Buck-Boost</i>	99
Figura 5.6: Tensão e corrente na carga para operação em regime nominal.	99
Figura 57: Corrente no indutor para operação em regime nominal.....	100
Figura 58: Corrente e tensão (coletor a emissor) chave S_0	100
Figura 59: Detalhe da tensão e corrente na chave S_0	101
Figura 60: Formas de onda dos esforços nos semicondutores da associação D_1 - S_1	101
Figura 61: Detalhe corrente e tensão no diodo D_1	102
Figura 62: Tensão, corrente na carga e corrente no indutor para degrau de 50% a 100% de potência na carga.	103
Figura 63: Tensão e corrente de saída operando com carga indutiva.....	104
Figura 64: Tensão de saída e corrente no indutor para operação com carga não linear.	105
Figura 65: Protótipos do inversor <i>Buck-Boost</i> : Baseado em RB-IGBTs (esquerda) e baseado em associação série diodo-MOSFET (direita).	106
Figura 66: Disposição para a implementação experimental.	107
Figura 67: Forma de onda da tensão de saída (100 V/div), corrente na carga (2 A/div) e corrente no indutor (5 A/div).	108
Figura 68: Espectro harmônico da tensão de saída para os primeiros 17 componentes.....	108
Figura 69: Tensão e corrente na chave S_2 para o sistema operando com potência reduzida..	110
Figura 70: Detalhe em alta frequência da tensão e corrente na chave S_2 para o sistema operando com potência reduzida.	110
Figura 71: Formas de onda da tensão de saída, corrente na carga e corrente no indutor para operação com carga nominal.	112
Figura 72: Espectro harmônico da tensão de saída para os primeiros 17 componentes.....	113
Figura 73: Corrente e tensão na chave S_0	114
Figura 74: Detalhe da corrente e tensão na chave S_0	115
Figura 75: Corrente e tensão na chave S_4	116

Figura 76: Corrente e tensão no diodo D_4	116
Figura 77: Corrente e tensão na associação D_4 - S_4	117
Figura 78: Detalhe da corrente e tensão na associação D_4 - S_4	117
Figura 79: Principais formas de onda durante a aplicação do degrau de carga.	118
Figura 80: Rendimento da estrutura para diferentes valores de carga.	119

Lista de tabelas

Tabela 1: Características das topologias inversoras revisadas	36
Tabela 2: Características de alguns PSCEE comerciais	44
Tabela 3: Esforços nos semicondutores considerando associação série diodo-MOSFET	54
Tabela 4: Especificações de projeto	60
Tabela 5: Parâmetros das funções de transferência do projeto.....	83
Tabela 6: Parâmetros do sistema de conversão de energia eólica.	94
Tabela 7: Parâmetros do sistema para implementação dos métodos de MPPT.....	95
Tabela 8: Principais valores obtidos na simulação.	102
Tabela 9: Principais valores obtidos com o protótipo baseado em RB-IGBTs	109
Tabela 10: Principais valores obtidos com o protótipo baseado em associação série diodo-MOSFET	114
Tabela 11: Rendimento da estrutura para diferentes valores da carga	119
Tabela 12: Comparação dos protótipos implementados.....	120
Tabela 13: Comparação do protótipo com estruturas estudadas	120

Sumário

Capítulo 1

Introdução	17
1.1 Introdução Geral	17
1.2 Aproveitamento da energia eólica na geração de energia elétrica	18
1.2.1 <i>Princípios aerodinâmicos</i>	18
1.2.2 <i>Classes de turbinas eólicas</i>	20
1.2.3 <i>Princípios para o rastreamento do ponto de máxima potência em turbinas eólicas de velocidade variável</i>	21
1.3 Proposta de trabalho.....	25

Capítulo 2

Pequenos sistemas de conversão de energia eólica	27
2.1 Introdução	27
2.2 Características do sistema mecânico	27
2.2.1 <i>Disposição do eixo</i>	28
2.2.2 <i>Ângulo de passo fixo</i>	28
2.2.3 <i>Transmissão direta do torque</i>	28
2.3 O gerador elétrico.....	29
2.3.1 <i>Modelo de circuito equivalente do gerador síncrono de ímã permanente</i>	29
2.3.2 <i>Modelo de circuito equivalente do gerador síncrono de ímã permanente com um retificador em ponte de diodos</i>.....	30
2.4 Eletrônica de potência aplicada a PSCEE	32
2.4.1 <i>Topologias de conexão</i>.....	32
2.4.2 <i>Topologias inversoras de estágio único</i>	33
2.5 Técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT)	36
2.5.1 <i>Método da razão cíclica ótima</i>.....	37
2.5.2 <i>Método da escalada</i>	39
2.6 Sistemas disponíveis comercialmente	40
2.6.1 <i>Características mecânicas</i>	41
2.6.2 <i>Características elétricas</i>.....	42

2.7	Conclusões	44
-----	------------------	----

Capítulo 3

Inversor integrado <i>Buck-Boost</i> monofásico	45
3.1 Introdução	45
3.2 Análise qualitativa	46
3.2.1 <i>Semi-ciclo positivo</i>	47
3.2.2 <i>Semi-ciclo negativo</i>	48
3.2.3 <i>Modulação por largura de pulso</i>	50
3.2.3 <i>Considerações tecnológicas</i>	50
3.2.4 <i>Esforços nos semicondutores</i>	54
3.3 Análise quantitativa	55
3.4 Exemplo de projeto	60
3.4.1 <i>Cálculo do Indutor</i>	61
3.4.2 <i>Cálculo do Capacitor</i>	63
3.4.3 <i>Cálculo da resistência de carga</i>	64
3.4.4 <i>Especificação dos semicondutores</i>	64
3.5 Conclusões	68

Capítulo 4

Modelação, funções de transferência e projeto de controladores	69
4.1 Introdução	69
4.2 Equações em espaço de estados para o inversor integrado <i>Buck-Boost</i> monofásico	69
4.3 Obtenção de modelo para pequenos sinais	77
4.4 Obtenção das funções de transferência	79
4.4.1 <i>Dedução da função de transferência $G_{id}(s)$</i>	80
4.4.2 <i>Dedução da função de transferência $G_{vi}(s)$</i>	81
4.5 Projeto dos controladores	85
4.5.1 <i>Projeto do controlador de corrente</i>	85
4.5.2 <i>Projeto do controlador de tensão</i>	89
4.6 Conclusões	92

Capítulo 5

Resultados de simulação	93
5.1 Introdução	93
5.2 Resultados do sistema de conversão de energia eólica.....	94
5.2.1 <i>Método da razão cíclica ótima.....</i>	<i>96</i>
5.5.1 <i>Método da escalada baseado no algoritmo de perturbar e observar</i>	<i>97</i>
5.3 Resultados no inversor integrado <i>Buck-Boost</i>	98
5.3.1 <i>Resultados operando em regime nominal na carga</i>	<i>99</i>
5.3.2 <i>Resultado para o degrau de carga</i>	<i>103</i>
5.3.3 <i>Resultado para carga indutiva</i>	<i>104</i>
5.3.4 <i>Resultado para carga não linear.....</i>	<i>104</i>
5.4 Conclusões	105

Capítulo 6

Resultados experimentais	106
6.1 Introdução	106
6.2 Resultados para o protótipo baseado em RB-IGBTs.	107
6.3 Resultados para o protótipo baseado em associação série diodo-MOSFET na ponte inversora.....	111
6.3.1 <i>Resultados operando em regime nominal na carga</i>	<i>112</i>
6.3.2 <i>Esforços nos semicondutores.....</i>	<i>114</i>
6.3.3 <i>Resultado para o degrau de carga</i>	<i>117</i>
6.3.4 <i>Rendimento da estrutura</i>	<i>118</i>
6.4 Comparação de resultados	119
6.5 Conclusões	121

Capítulo 7

Conclusões gerais e continuidade do trabalho.....	122
Referências.....	123

CAPÍTULO 1

Introdução

1.1 Introdução Geral

A demanda por energia, particularmente na forma de energia elétrica, é cada vez maior no Brasil e no mundo, isto devido às exigências de uma indústria em desenvolvimento e de uma população em crescimento. Por outro lado, tem-se a preocupação pelos altos níveis de poluição por carbono como consequência de décadas de utilização majoritária de combustíveis fósseis, o que tem motivado a criação de normatividade para promover a utilização responsável da energia e incentivar o aproveitamento de novas fontes de energia. Neste contexto, a Eletrônica de Potência tem adquirido uma grande importância, pois permite otimizar a utilização da energia proveniente das fontes geradoras convencionais já existentes (tais como usinas hidroelétricas e térmicas) e facilita o aproveitamento de novas fontes de energia (CARRASCO *et al.*, 2006). Entre essas novas fontes de energia, têm especial importância aquelas consideradas como renováveis e alternativas; tais como biomassa, solar, eólica, mini hidráulica entre outras, que além de serem fontes de energia com baixa emissão de carbono, tem como vantagem o potencial de fornecer energia em áreas não cobertas pela rede elétrica convencional (NAYAR *et al.*, 2001). Como adicional, estas fontes de energia permitem a implementação de pequenos sistemas de conversão, os quais vêm espalhando-se recentemente e se caracterizam por poderem ser utilizados em instalações domiciliares, comerciais ou até itinerantes.

Dentro das diversas fontes alternativas de energia a energia eólica é atualmente uma das fontes de maior utilização, apenas superada pela energia hidroelétrica (SAWIN *et al.*, 2011). A eólica é por muito, a fonte de energia alternativa mais difundida em aplicações de pequena e micro escala, e podendo ser utilizada em instalações isoladas ou conectadas à rede elétrica. Para operar o sistema com o máximo aproveitamento da energia, existem e são desenvolvidos métodos de rastreamento do ponto de máxima potência. Em sistemas isolados, isto leva a períodos de operação com energia gerada em excesso e, por outro lado, a períodos onde esta não é suficiente para atender a demanda das cargas. Logo, torna-se necessária a utilização de unidades de armazenamento de energia, sendo as baterias (geralmente com tensões de 12, 24 e 48 V) os elementos mais utilizados. Por outro lado a maioria de aparelhos

elétricos domiciliares é especificada para operar em tensão alternada (110, 127, ou 220 V a 50 ou 60 Hz), e torna-se necessário a conversão da tensão contínua disponível em tensão alternada. Todavia, as estruturas inversoras convencionais não são capazes de fornecer tensões alternadas com valores maiores que o valor médio da tensão de entrada, requerendo assim um estágio elevador intermediário.

Diante deste fato, o presente estudo visa contribuir com uma proposta de estágio único para realizar a conversão CC-CA em pequenos sistemas de conversão de energia eólica com geradores síncronos de ímã permanente.

1.2 Aproveitamento da energia eólica na geração de energia elétrica

O relatório global do vento do ano 2010 (GWEC, 2011), elaborado pelo Conselho Global da Energia Eólica, classifica a energia eólica como a segunda fonte de energia renovável mais difundida no mundo, com quase 200 GW de potência instalada e constata o crescimento exponencial desta fonte nos últimos anos. A grande parte desta potência corresponde às fazendas eólicas, com capacidades na ordem dos MW. Uma fazenda eólica é um complexo de geradores eólicos distribuídos cuidadosamente em uma região com alto potencial, determinado depois de estudos ao longo do tempo (DUWIND, 2001). Trata-se de instalações amplas e em locais afastados, porém atingidas pela rede de transmissão; além disso, a disposição das turbinas é tal que regularmente não permite a ampliação da fazenda. Esta é a forma mais difundida e eficiente de aproveitar a energia eólica (HOLMSTRØM, 2007), porém, já que o potencial é distribuído, existe a possibilidade de implementar sistemas de conversão de energia eólica em pequena escala. Estes sistemas vêm sendo implementados desde os anos setentas, porém as melhoras na tecnologia de fabricação, assim como os avanços na eletrônica de potência dentro do contexto mundial antes dito permitiram que fossem consideradas como alternativas economicamente viáveis, principalmente para suportar a demanda de energia tanto de residências ou de pequenas empresas, quanto para os países em desenvolvimento onde a infra-estrutura da rede elétrica ainda é limitada (WWEA, 2011).

1.2.1 Princípios aerodinâmicos

Independente do tamanho, os sistemas de conversão de energia eólica operam sob os mesmos princípios. Pelas características construtivas das pás, ao serem expostas a um fluxo de vento, estas convertem a energia cinética do vento em energia mecânica rotacional no seu

respectivo eixo. Estas energias podem ser associadas a potências (P_w e P_t respectivamente) que são definidas de acordo com (1) e (2) (ACKERMAN, 2005).

$$P_w = \frac{1}{2} \rho \cdot R^2 \cdot \pi \cdot v^3 \quad (1)$$

$$P_t = \frac{1}{2} \rho \cdot R^2 \cdot \pi \cdot v^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) = P_w \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (2)$$

Onde ρ é a densidade do ar no lugar de instalação da turbina, R é o comprimento das pás da turbina, v é a velocidade linear média do vento e $C_p(\lambda, \beta)$ é o coeficiente de potência da turbina, parâmetro específico para cada gerador dependente da relação linear de velocidade entre a velocidade das pás e a velocidade do vento (λ), esta relação é chamada na literatura de *tip speed ratio*; e do ângulo de passo das hélices da turbina (β) que na literatura é chamado de *pitch*. No caso de turbinas de eixo horizontal o limite do coeficiente de potência é estabelecido de acordo com a Lei de Betz no valor de 59.3%. Com base em (2) é possível calcular o torque mecânico no eixo da turbina (3).

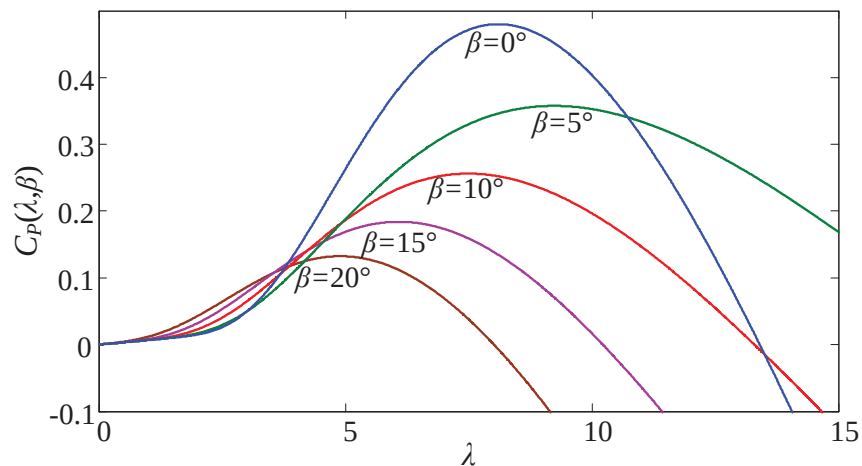
$$T_m = \frac{1}{2} \cdot \frac{1}{\omega} \rho \cdot R^2 \cdot \pi \cdot v^3 \cdot C_p(\lambda, \beta) \quad (3)$$

O coeficiente de potência (C_p) é um parâmetro que expressa a eficiência com que a turbina eólica converte a energia cinética do vento em energia mecânica rotacional (SALLES, 2009). Usualmente este coeficiente é determinado a partir de curvas experimentais para cada turbina. Heier (1998) desenvolveu um modelo matemático para a obtenção de uma forma generalizada do coeficiente apresentado em (4) e (5) e propôs um conjunto de valores para os coeficientes c_1 até c_9 . Sloodweg (2003), como parte do seu trabalho de doutorado, propôs outro conjunto de valores para estes coeficientes tendo como base as mesmas equações. A figura 1 apresenta um conjunto típico de curvas C_p como função da relação linear de velocidade para diversos valores do ângulo de passo para uma turbina de eixo horizontal.

$$C_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \cdot \beta - c_4 \cdot \beta^{c_5} - c_6 \right) \cdot e^{-\frac{c_7}{\lambda_i}} \quad (4)$$

$$\lambda_i = \frac{1}{\frac{1}{\lambda + c_8} + \frac{c_9}{\beta_3 + 1}} \quad (5)$$

Figura 1: C_p em função de λ para diversos valores de β .



Fonte: Elaboração do próprio autor

O processo até aqui descrito explica a obtenção da energia mecânica rotacional e do torque associado que será aplicado (direta ou indiretamente) no eixo do rotor do gerador elétrico. Dependendo de como o torque seja transmitido ao gerador e as características do próprio gerador utilizado, as turbinas eólicas podem ser classificadas, como é apresentado a seguir.

1.2.2 Classes de turbinas eólicas

As turbinas eólicas utilizadas na produção de energia elétrica podem ser classificadas de acordo aos seus princípios de operação e controle (AKHMATOV, 2003).

Com base no regime da velocidade aplicada no eixo do rotor, as turbinas podem ser de velocidade fixa ou variável. As primeiras apresentam uma leve variação ao redor de uma velocidade de referência, chamada síncrona. Isto leva a manter frequência e amplitude fixas na tensão de saída, o que possibilita a conexão direta da turbina à rede elétrica, ou a cargas locais sem necessidade de conversores de frequência. As turbinas de velocidade variável operam numa ampla faixa de velocidades e atualmente são, por muito, as mais utilizadas já que permitem otimizar a velocidade angular de acordo com a velocidade de vento, extraindo maior potência. Porém a tensão gerada apresenta amplitude e frequência variáveis, logo, torna-se necessário utilizar conversores de frequência para atender as especificidades da tensão alternada requerida. No passado sua utilização era reduzida devido às limitações tecnológicas da eletrônica de potência principalmente devido às elevadas perdas associadas ao IGBTs (LI; CHEN, 2008).

- Com base nas características do ângulo de passo as turbinas podem ser de ângulo fixo (*fixed pitch*) ou de ângulo variável. Na condição de ângulo fixo este

permanece invariável no valor estabelecido na construção da turbina. No caso de ângulo variável este é controlado durante a operação para extrair a maior potência disponível, assim como para limitar a potência em caso de ventos excessivos. Este processo é conhecido como *pitch control*.

- De acordo com o tipo de gerador elétrico, existem três tipos principais de turbinas, as equipadas com gerador de indução duplamente alimentado (em inglês *Double Fed Induction Generator* – DFIG), as equipadas com geradores síncronos de ímã permanente (*Permanent Magnet Synchronous Generator* – PMSG), e as equipadas com geradores síncronos de excitação elétrica (*Electrical Excited Synchronous Generator* – EESG) (BAROUDI *et al.*, 2007) sendo que a fabricação das últimas está descontinuada na indústria.
- Com base no tipo de conexão das cargas, a turbina pode ser para operação isolada (*stand alone*) ou para operação com conexão à rede elétrica (*grid connected*). A operação isolada é utilizada comumente em pequenas instalações com baixos níveis de potência ou sem cobertura da rede elétrica. A operação com conexão à rede é a mais difundida e utilizada em quase a totalidade das grandes instalações (com potências instaladas na ordem dos MW).
- Com base no sistema de transmissão da potência mecânica rotacional, as turbinas eólicas podem ser classificadas como de transmissão direta (*Direct Drive*) ou com caixa de engrenagens (*Gearbox*). Nas turbinas de transmissão direta o eixo da hélice é acoplado diretamente no eixo do rotor e a velocidade de rotação é a mesma para os dois. No caso de turbinas com caixa de engrenagens o torque mecânico no eixo da hélice é aplicado num sistema de engrenagens para elevar a velocidade rotacional no eixo do rotor (HANSEN *et al.*, 2001).

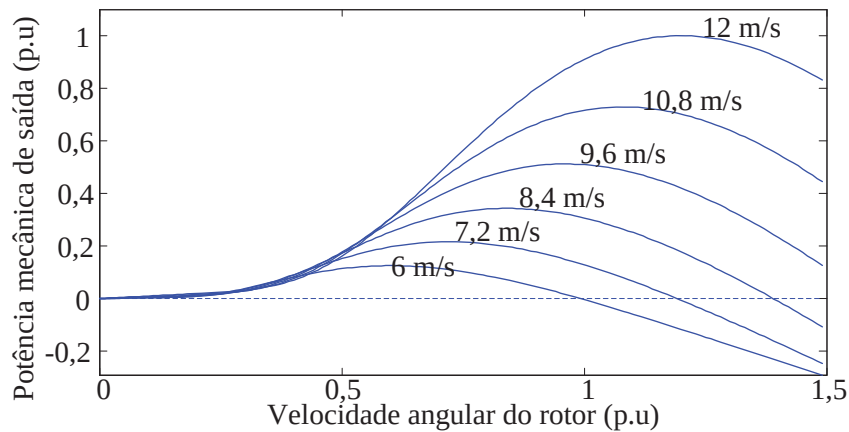
1.2.3 Princípios para o rastreamento do ponto de máxima potência em turbinas eólicas de velocidade variável

Em (1.2), verifica-se que a potência mecânica no eixo da turbina é diretamente proporcional a C_p . Na figura 1 torna-se evidente que para determinadas condições de ângulo de passo (β) existe apenas um único valor da relação linear de velocidade (λ) que garante o máximo valor para C_p . Considerando que o comprimento das pás é uniforme e constante, a relação linear de velocidade é definida conforme (1.6).

$$\lambda = \frac{v_{pas}}{v_{vento}} = \frac{\omega \cdot R}{v_{vento}} \quad (6)$$

Sendo ω a velocidade angular do eixo das hélices. De acordo com (1.6) e como explicado anteriormente, verifica-se que para cada velocidade do vento (v) e um determinado valor do ângulo de passo (β) existe um único valor da velocidade angular que garante a máxima potência. Substituindo a condição de ângulo de passo fixo ($\beta=0^\circ$) é possível expressar o coeficiente de potência (C_p) apenas como uma função da velocidade angular. Com esta condição e (1.2) é possível traçar curvas da potência mecânica rotacional (P_t) em função da velocidade angular para determinados valores da velocidade do vento conforme ilustra a figura 2, considerou-se uma turbina de eixo horizontal que opera com potência nominal para uma velocidade do vento de 12 m/s e velocidade angular no rotor de 1.2 vezes a nominal.

Figura 2: Potência mecânica de saída em função da velocidade angular do rotor para diversas velocidades do vento.

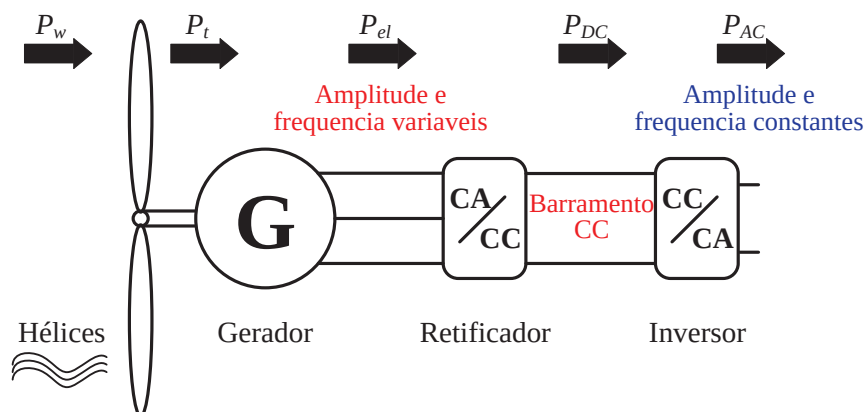


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Com base no comportamento descrito, deduz-se que a velocidade angular pode ser controlada de acordo com a velocidade do vento para maximizar a potência na saída da turbina, isto é conhecido como rastreamento do ponto de máxima potência (em inglês *Maximum Power Point Tracking* – MPPT). Para conseguir realizar este procedimento é necessário ter a possibilidade de alterar o valor do coeficiente de potência o que pode ser feito apenas mediante a manipulação da relação linear de velocidade e/ou do ângulo de passo. Sendo que o comprimento das pás é constante na operação do sistema, a condição necessária para controlar a relação linear de velocidade é que a turbina opere com velocidade angular variável. Isto leva a ter uma tensão alternada com frequência e amplitude variáveis o que impossibilita a conexão direta ao gerador de cargas alternadas convencionais. Assim torna-se

necessária a utilização de sistemas baseados em eletrônica de potência para realizar o processo de adequação da tensão (HANSEN *et al.*, 2001). O esquema de conexão mais difundido considera a utilização de um retificador na saída do gerador elétrico, e disponibiliza um barramento CC, neste barramento é ligado um inversor que finalmente é utilizado para fornecer energia às cargas locais e/ou injetá-la na rede (CHEN *et al.*, 2009). O esquema é ilustrado na figura 3. O barramento CC pode incluir, além de elementos reativos, estágios pré-reguladores de tensão e dispositivos para armazenagem de energia como baterias (HATZIARGYRIOU *et al.*, 2000); tal é o caso dos sistemas isolados.

Figura 3: Esquema de conexão de um sistema de conversão de energia eólica com velocidade angular variável.



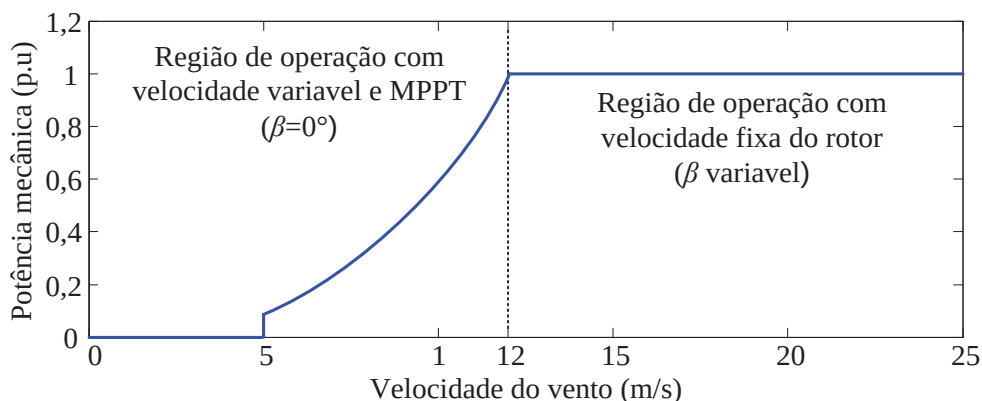
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Em geral os procedimentos de MPPT são implementados antes do estágio inversor de forma que o retificador pode ser controlado (baseado em IGBTs) ou não controlado (baseado em diodos). A utilização de um retificador controlado, também conhecido como conversor CA/CC, permite realização do MPPT no processo de retificação com uma elevada eficiência (CHEN *et al.*, 2009).

É importante salientar que o rastreamento do ponto de máxima potência é limitado elétrica e mecanicamente, já que o gerador elétrico é limitado a níveis específicos de velocidade e corrente sendo que potência mecânica aplicada ao eixo do rotor não deve exceder estes limites, pois isto danificaria o aparelho. Por outro lado, no sistema aerodinâmico os componentes são expostos a esforços mecânicos, principalmente as pás, e se um vento excessivo é aplicado diretamente estas podem ser danificadas. Logo, é prática comum a implementação de métodos de limitação da potência a processar conjuntamente com os métodos de MPPT (CHEN *et al.*, 2009) isto é conhecido como controle de sistemas de conversão de energia eólica. A figura 4 ilustra uma metodologia comumente utilizada. Nesta

figura se considerou uma turbina equipada com um gerador de indução duplamente alimentado que atinge a potência máxima processável com uma velocidade do vento de 12 m/s.

Figura 4: Potência mecânica de saída em função da velocidade do vento para uma turbina genérica.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Neste caso, a turbina entra em operação com velocidades do vento acima dos 5 m/s. Na faixa de 5 até 12 m/s, o sistema é controlado para rastrear o ponto de máxima potência com a condição de ângulo de passo fixo ($\beta=0^\circ$). Acima dos 12 m/s de velocidade do vento o sistema é controlado para operar com velocidade fixa no rotor, para isto é controlado o ângulo de passo, o que limita a potência processada até o valor máximo permitido pelo gerador.

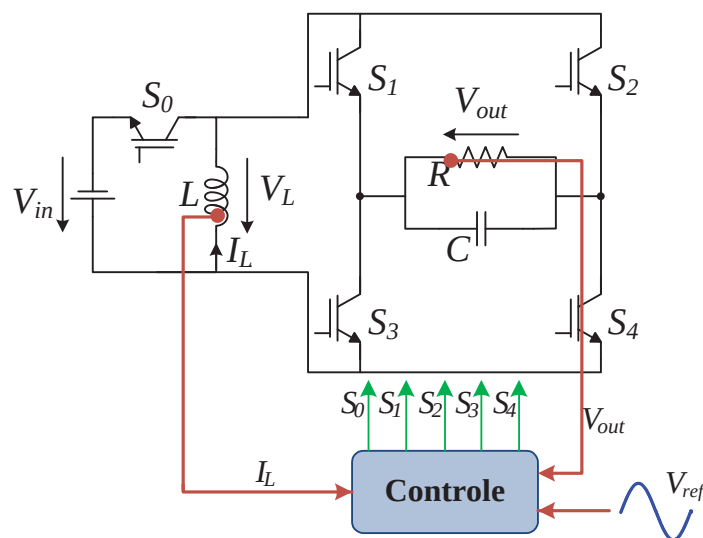
Para a realização do rastreamento do ponto de máxima potência existem diversos métodos, muitos estão baseados no sensoriamento da velocidade do vento mediante um anemômetro. A partir do conhecimento deste valor não só é possível controlar diversas variáveis, sejam mecânicas ou elétricas, que impõem o comportamento desejado do coeficiente de potência, mas também implementar os procedimentos de proteção turbina, o que é conhecido como controle de potência, em inglês *Power Control* (MILLER *et al.*, 1997). Porém, o custo de um anemômetro resulta elevado para ser utilizado em turbinas de baixa potência. Logo, existem métodos para realização do MPPT que não precisam a utilização de anemômetros ou ainda de nenhum sensor mecânico, neste caso os procedimentos de limitação de potência são realizados por métodos passivos. Em (SHIRAZI *et al.*, 2009) são apresentados e comparados diferentes métodos utilizados para a implementação de procedimentos de MPPT em sistemas eólicos. Numa secção posterior serão detalhados alguns métodos para realização de MPPT em pequenos sistemas de conversão de energia eólica. Como foi dito anteriormente, no caso de uma instalação isolada a realização de métodos de

MPPT impõe a necessidade de utilização de armazenadores de energia no barramento CC, sendo que o mais difundido em pequenos sistemas é a instalação de bancos de baterias na faixa de 12 V até 48 V.

1.3 Proposta de trabalho

O presente estudo tem como objetivo principal, o desenvolvimento de uma estrutura inversora, que seja capaz de fornecer tensão alternada, alimentando cargas isoladas a partir de pequenos sistemas de conversão de energia eólica equipados com gerador síncrono de ímã permanente. Os níveis de amplitude e frequência da tensão alternada devem estar de acordo às especificidades das cargas de corrente alternada monofásica, típicas de uso domiciliar. Já considerando que estes sistemas são equipados com bancos de baterias para o armazenamento da energia o inversor proposto deve elevar a tensão do barramento CC, tipicamente menor que a tensão de pico do lado CA, antes de realizar a conversão em CA. Além disso, deve operar com um rendimento elevado e com níveis de distorção harmônica de acordo com as normas vigentes. Para este propósito propõe-se como estrutura o inversor integrado *Buck-Boost* monofásico (LUIGI *et al.*, 2010) conforme ilustra a figura 5.

Figura 5: Inversor integrado *Buck-Boost* monofásico para aplicações em pequenos de conversão de energia eólica com gerador tipo PMSG.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Esta estrutura apresenta o comportamento do conversor *Buck-Boost* CC/CC, o que será estudado em detalhe nos capítulos posteriores, sendo que seu projeto será dedicado para trabalhar em modo de condução contínua, operando em uma frequência de chaveamento

elevada, resultando em elementos reativos reduzidos. Já que esta topologia apresenta menor número de componentes semicondutores, quando comparado com a disposição de dois estágios, espera-se que o seu rendimento seja maior. Por outro lado, as dinâmicas apresentam as mesmas limitações do conversor *Buck-Boost* CC/CC, especificamente a presença de um zero no semi-plano positivo, por este motivo propõe-se a metodologia de controle em modo de corrente por valores médios instantâneos. A fim de implementar esta estratégia de controle, foi deduzido um modelo equivalente para pequenos sinais e baixa frequência utilizando o procedimento de modelação por valores médios em espaço de estados. É assim que o presente estudo foi dividido em capítulos na seguinte seqüência:

O capítulo 2 apresenta um estudo introdutório das características dos pequenos sistemas de conversão de energia eólica. Analisa o modelo de circuito equivalente para um sistema destas características, equipado com gerador síncrono de imã permanente, assim como alguns métodos de MPPT utilizados.

No capítulo 3 são apresentadas a síntese, assim como as análises qualitativa e quantitativa da estrutura proposta. São detalhadas as etapas de operação, as principais grandezas e as considerações dos componentes semicondutores; assim também é apresentado um exemplo de projeto para o estágio de potência.

No capítulo 4 é desenvolvida a modelação da estrutura por valores médios e em espaço de estado, resultando na obtenção do modelo equivalente para pequenos sinais em baixa frequência. São determinadas as funções de transferência e é realizado o projeto dos controladores.

No capítulo 5 são apresentados os principais resultados da simulação computacional do sistema, o que inclui a simulação de alguns algoritmos de MPPT e da estrutura de potência proposta. Para esta finalidade foi utilizada a ferramenta Simulink® do software Matlab®.

No capítulo 6 são apresentados e discutidos os principais resultados experimentais para os protótipos do inversor integrado *Buck-Boost* monofásico implementados em laboratório, incluindo-se a resposta frente a um degrau de carga para conferir a validade da modelação feita e a funcionalidade dos controladores projetados.

As conclusões, assim como a proposta de continuidade do trabalho são apresentadas no capítulo 7.

CAPÍTULO 2

Pequenos sistemas de conversão de energia eólica

2.1 Introdução

Durante décadas a indústria da energia eólica teve como foco a geração de eletricidade em grandes turbinas alocadas em regiões expostas a ventos de alta velocidade média tais como topos de colinas ou leitos oceânicos. Nos anos recentes uma quantidade crescente de fabricantes está produzindo pequenas turbinas orientadas a aplicações domiciliares ou em pequenos negócios. Embora a definição de “pequenos sistemas de conversão de energia eólica” (PSCEE) seja aplicável para dispositivos de até 50 kW (16 metros de diâmetro), as turbinas de aplicação doméstica são em geral menores; ao máximo de alguns metros de diâmetro e com potências geradas abaixo dos 2 kW. Estas podem ser posicionadas em tetos, postes e inclusive em instalações itinerantes como acampamentos (BEST *et al.*, 2008). É costume conectar o sistema ao quadro de distribuição para utilizar a eletricidade gerada diretamente no local ou para injetá-la na rede elétrica. Devido a sua natureza, estes sistemas são instalados perto aos lugares onde as pessoas residem, o que tem notória influencia nas suas características. Por outro lado, já que os níveis de potência são baixos, as tecnologias utilizadas devem manter um compromisso de custo. A seguir serão estudadas as principais características dos PSCEE assim como das estruturas de eletrônica de potência que são utilizadas nestas aplicações.

2.2 Características do sistema mecânico

Como foi explicado anteriormente, o principio de conversão da energia eólica é o mesmo não importando o tamanho do sistema. Logo, o processo de conversão da energia cinética do vento em energia rotacional no eixo da turbina é o mesmo explicado na secção 1.2. Pelas características das locações destes sistemas, o vento apresenta um comportamento mais complexo do que no caso das grandes fazendas eólicas, variável e inclusive turbulento o que tem forte influencia no comportamento do sistema (LEITHEAD, 1990). Por outro lado os baixos níveis da potência gerada impõem limitações no custo do sistema. A seguir são listadas as principais características mecânicas dos PSCEE.

2.2.1 Disposição do eixo

Atualmente os fabricantes oferecem turbinas de eixo vertical ou horizontal. Na disposição vertical não é necessário que a turbina esteja alinhada com o vento, o que é de utilidade quando este varia de velocidade constantemente como é no caso dos centros urbanos. Em geral as turbinas deste tipo apresentam um melhor desempenho (que as de eixo horizontal) quando operam em ambientes turbulentos o que é importante em PSCEE (STANNARD; BUMBY, 2007). A grande desvantagem é a natureza da rotação que apresenta torques instantâneos elevados e até pulsantes ao que leva a sobre-dimensionamento o sistema de transmissão com a consequência de uma utilização reduzida (ERIKSSON *et al.*, 2008). Já no caso das turbinas de disposição horizontal o eixo é alocado na parte alta do poste e alinhado com o vento para garantir uma adequada utilização deste. No caso das grandes turbinas o alinhamento é feito mediante um controle mecânico ativo, o que implica a utilização de anemômetros e atuadores o que resultaria custoso em demasia para um sistema de pouca potência. Já com relação a pequenas turbinas o alinhamento é feito de maneira passiva mediante um simples cata-vento. Sob condições adequadas de vento e similares capacidades mecânicas, estas apresentam um aproveitamento maior que aquelas de eixo vertical (LEITHEAD, 1990), por este motivo são as predominantes no mercado.

2.2.2 Ângulo de passo fixo

Já que o custo é um fator limitante importante nos pequenos sistemas de conversão de energia eólica, os procedimentos de proteção frente a ventos excessivos são em geral passivos e sem sensores mecânicos. Desta forma o ângulo de passo (β) permanece fixo. Logo, os critérios de proteção implicam o desalinhamento da turbina respeito do vento uma vez ultrapassado uma determinada velocidade, este critério é conhecido como *furling*.

2.2.3 Transmissão direta do torque

Pela limitação de custo antes mencionada, é em geral uma necessidade a fabricação de turbinas eólicas de transmissão direta, ou seja, que operam sem caixa de engrenagens. Isto não só reduz o custo dos componentes, mas também reduz a necessidade de manutenção e aumenta a confiabilidade do sistema ao incrementar o tempo médio entre faltas já que este componente é um dos que maior manutenção precisa (BUSSEL *et al.*, 2002). Porém, a ausência de uma caixa de engrenagens impõe no rotor uma velocidade menor, assim é

necessário que o gerador elétrico seja capaz de trabalhar com um rendimento adequado em baixas velocidades.

2.3 O gerador elétrico

Pelas características próprias destes sistemas o gerador elétrico precisa ser compacto e operar numa ampla faixa de velocidades do rotor, incluindo baixas. Ainda, precisa ser de conexão simples. Por estes motivos, o gerador mais utilizado na fabricação de turbinas para PSCEE é o Gerador síncrono de ímã permanente conhecido na literatura como PMSG. Um PMSG é um gerador síncrono equipado com ímãs internos que mantêm constante o campo magnético no rotor fazendo desnecessária qualquer excitação externa. Estes geradores têm um elevado torque e densidade de potência o que facilita a sua utilização na geração eólica a pequena escala; já que podem operar em baixas velocidades não precisam de caixa de engrenagens (E.SPOONER; WILLIAMSON, 1996; BUMBY; MARTIN, 2005). Sendo um gerador de velocidade variável os níveis de tensão alternada obtidos são, também, variáveis em amplitude e frequência assim para a obtenção do nível CC o usual é retificar a tensão mediante um simples retificador em ponte de diodos. De acordo com as características próprias da fabricação do gerador. Os níveis de tensão CC obtidos estão entre 12 e 48 V (SAGRILLO; WOOFENDEN, 2009).

Como explicado anteriormente, para o eficiente aproveitamento da energia é necessário utilizar estratégias de MPPT que mantenham o sistema operando na proximidade do ponto ótimo. A limitação de custo impede a utilização de sensores e atuadores mecânicos. Logo é fundamental conhecer o comportamento elétrico do sistema.

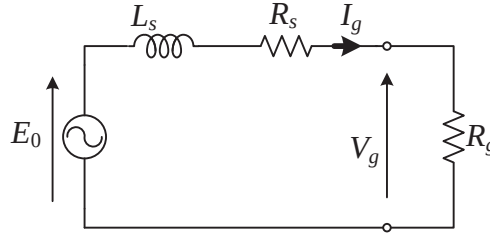
2.3.1 Modelo de circuito equivalente do gerador síncrono de ímã permanente

Em (BOLDEA, 2006) é apresentado um estudo detalhado dos geradores síncronos de ímã permanente, tanto de fluxo radial, axial como transversal e reverso. Precisamente os dois últimos são os de maior utilização neste tipo de aplicações. Embora a análise de um gerador síncrono de ímã permanente seja complexa pela natureza tridimensional da distribuição do campo magnético, é possível obter um modelo de circuito equivalente bastante simples. O modelo básico, para cada fase e considerando cargas resistivas, é apresentado na figura 6.

No gráfico, de acordo com a teoria básica de geradores síncronos (GURU; HIZIROGLU, 2001), E_0 é a força eletromotriz definida em (7), L_S é a indutância síncrona, que depende da disposição dos ímãs assim como dos detalhes construtivos do gerador, R_S é a

resistência do estator e R_g a resistência de carga. O circuito representa o comportamento elétrico de cada fase, onde V_g é a tensão vista pela carga e I_g a corrente de fase.

Figura 6: Circuito equivalente, por fase, de um gerador síncrono com carga resistiva.



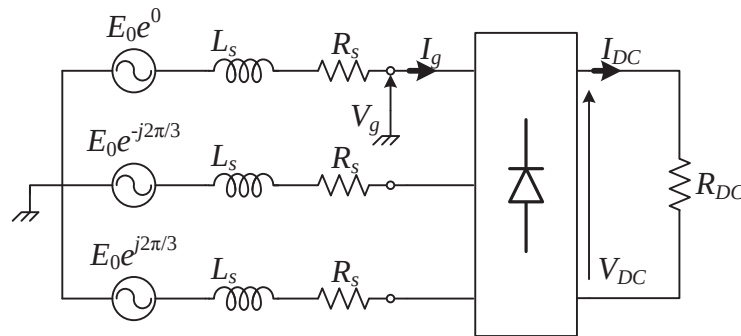
Fonte: Elaboração do próprio autor.

$$E_0 = K \cdot \omega_r \quad (7)$$

Em (7) K é uma constante que considera a distribuição espacial dos imãs, o campo magnético entre eles e os detalhes construtivos do gerador, ω_r é a frequência angular do rotor. Em (AZZOUZI *et al.*, 2005) e (PARVIAINEN *et al.*, 2004) são apresentados os métodos analíticos para a determinação dos parâmetros mencionados.

2.3.2 Modelo de circuito equivalente do gerador síncrono de imã permanente com um retificador em ponte de diodos

Figura 7: Circuito equivalente do gerador síncrono com retificador em ponte e carga resistiva.



Fonte: Boldea (2006).

A grande maioria dos geradores disponíveis na indústria para estas aplicações são trifásicos. Além disso, considerando a velocidade rotacional variável, para poder aproveitar a energia elétrica gerada é necessário retificar a tensão obtida. Em consequência, é de interesse para o presente estudo a inclusão de um modelo do circuito equivalente para o PMSG, operando com um retificador a ponte de diodos na saída. Com base no modelo ilustrado na figura (6) e considerando uma distribuição senoidal do campo magnético e apenas uma carga

resistiva no lado CC, pode-se obter o circuito da figura (7). Logo, a tensão contínua aplicada na carga é definida em (8).

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi} \int_{-\frac{\pi}{6}}^{\frac{\pi}{6}} V_{gpeak} \cos \theta d\theta$$

$$V_{DC} = \frac{3}{\pi} V_{gpeak}$$
(8)

Com base em (8), e considerando eficiência de 100% no retificador em ponte, é possível estabelecer uma relação entre a carga do lado CC e a carga vista por cada fase do gerador (R_g).

$$P_{AC} = 3 \frac{V_{gpeak}^2}{2 \cdot R_g} = \frac{V_{DC}^2}{R_{DC}} = P_{DC}$$

$$R_g = \frac{3}{2} \frac{V_{gpeak}^2}{\left(\frac{3\sqrt{3}}{\pi} V_{gpeak} \right)^2} R_{DC}$$

$$R_g = \frac{\pi^2}{18} R_{DC}$$
(9)

Deste modo é possível representar a carga do lado CC como uma carga resistiva conectada em estrela na saída do gerador. Evidentemente a presença do retificador impõe um comportamento não linear para a corrente no gerador. Normalmente a tensão retificada é filtrada antes de ser processada, a presença deste filtro (geralmente capacitivo) influi fortemente no fator de potência. Já que o fator de deslocamento é quase unitário, é pratica comum a utilização de um conversor com modulação de largura de pulso (*Pulse Width Modulation* - PWM) na saída do filtro o que, além de garantir o nível de tensão desejado, melhora o fator de potência (BOLDEA, 2006). Assim também é comum a fabricação de geradores PMSG com distribuições de campo magnético com conteúdo harmônico para se aproximar a uma distribuição trapezoidal o que incrementa a potência do lado CC. Este critério é detalhado em (MUNOZ-GARCIA; NOVOTNY, 1996).

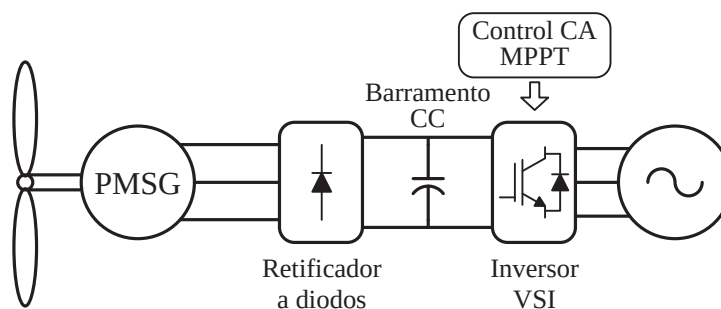
2.4 Eletrônica de potência aplicada a PSCEE

A eletrônica de potência é amplamente aplicada em sistemas de conversão de energia eólica de velocidade variável com dois propósitos principais. O primeiro é o controle da potência processada, isto implica na realização das técnicas de MPPT assim como na limitação da potência processada (no caso de grandes turbinas). O segundo propósito é a realização da conversão CC-CA.

2.4.1 Topologias de conexão

Considerando aplicações de baixa potência, existem duas topologias principais para a conexão de conversores de eletrônica de potência com geradores síncronos de ímã permanente (BAROUDI *et al.*, 2007). A primeira topologia considera a conexão direta de um inversor tipo fonte de tensão (*Voltage Source Inverter* – VSI) no barramento CC, disponível na saída do retificador, conforme a figura 8.

Figura 8: Conexão direta de um inversor tipo fonte de tensão.

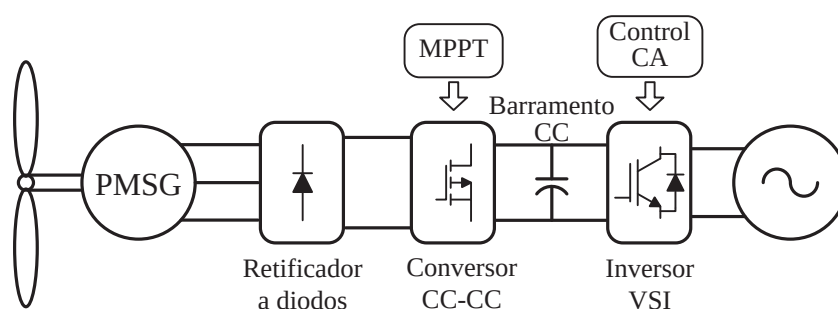


Fonte: Baroudi *et al.* (2007).

O inversor é controlado para realizar conjuntamente o algoritmo de MPPT e a conversão CC-AC. O método de MPPT está baseado na estimação do valor da tensão do barramento CC em função da velocidade do vento. A tensão do barramento CC está diretamente relacionada à velocidade angular do gerador, logo, o controle desta variável permite modificar o valor da razão linear de velocidade (λ). O valor da tensão CC, é controlado mediante a razão cíclica do inversor VSI, isto é possível somente se a tensão de saída é imposta, em consequência esta topologia apenas é viável para operação conectada à rede. A medição da velocidade do vento implica na necessidade de um anemômetro, excessivamente custoso para aplicações domiciliares. Também o controle do inversor é de alta complexidade, uma vez que este deve procurar impor um valor (previamente calculado) na

tensão CC e ao mesmo tempo realizar adequadamente a conversão CC-CA. Outra limitação importante nesta topologia é que o gerador eólico deve garantir, ao longo da faixa de velocidades de operação, que a tensão no barramento CC seja sempre maior do que o valor de pico da tensão alternada da rede, isto pela limitação das estruturas inversoras convencionais. Estes motivos levam à necessidade de considerar outra topologia que consiga operar realizando tanto o MPPT como a conversão CC-CA sem precisar de sensores mecânicos e que seja aplicável ainda em instalações isoladas. A principal alternativa é a inclusão de um conversor CC-CC intermediário entre o retificador e o barramento CC, conforme a figura 9.

Figura 9: Utilização de um conversor CC-CC intermediário.



Fonte: Baroudi *et al.* (2007).

O conversor CC-CC intermediário permite a realização do MPPT mediante a variação da razão cíclica sem necessidade de conhecer a velocidade do vento. Alguns métodos serão explicados numa seção posterior. Desta forma permite o controle da tensão do barramento CC, o que simplifica o controle do inversor. Esta topologia pode ser aplicada em instalações conectadas à rede ou em instalações isoladas. Neste último caso, é necessária a inclusão de baterias no barramento CC. O valor da tensão neste barramento pode ser escolhido para facilitar a utilização de inversores convencionais, porém os padrões comerciais para os bancos de baterias estão na faixa de 12 V até 48 V já que isto permite a integração dos PSCEE com outros sistemas de aproveitamento de energias distribuídas através de um único barramento CC.

2.4.2 Topologias inversoras de estágio único

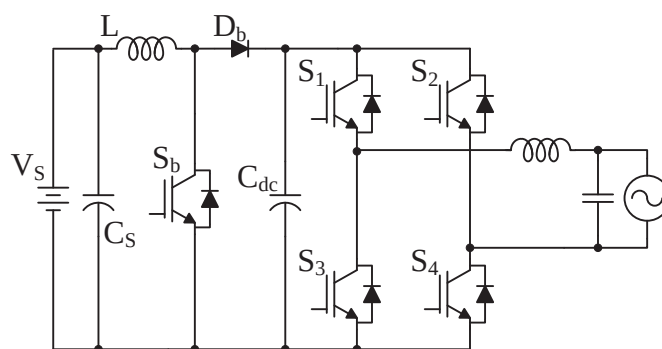
Como foi dito anteriormente, uma característica dos PSCEE, que é comum à de outros sistemas de geração distribuída de baixa potência baseados em energias alternativas e renováveis, é que a tensão CC de saída tem um valor de pico tipicamente menor que as tensões AC requeridas. Em (XUE *et al.*, 2004) são descritas as principais características das

diversas topologias inversoras para este tipo de aplicações, além disso, estas são classificadas e comparadas. De acordo com os autores as principais funções dos inversores para este tipo de aplicações são as seguintes:

- Conversão de um valor variável de tensão CC em tensão CA fixa para aplicações isoladas, ou em uma corrente CA de frequência fixa para aplicações conectadas à rede. A tensão CC de entrada pode ser menor ou maior do que a tensão de saída requerida.
- Garantir a qualidade da tensão fornecida com baixa distorção harmônica, baixa variação de amplitude e frequência.
- Proteção do gerador, e no caso de aplicações conectadas a rede também a proteção do sistema elétrico frente a condições inadequadas de tensão, frequência ou temperatura. Isto pode incluir funções adicionais de anti-ilhamento ou isolamento galvânica se for necessário.
- Controle do gerador para a realização do MPPT.

As topologias para atender estas funcionalidades podem ser de duplo estágio ou de estágio único. As topologias de duplo estágio são obtidas mediante a conexão em cascada de um conversor CC-CC de características elevadoras e um inversor mediante um barramento CC, conforme é ilustrado na figura 10, onde foi considerado um conversor *Boost* CC-CC em cascada com um inversor em ponte completa.

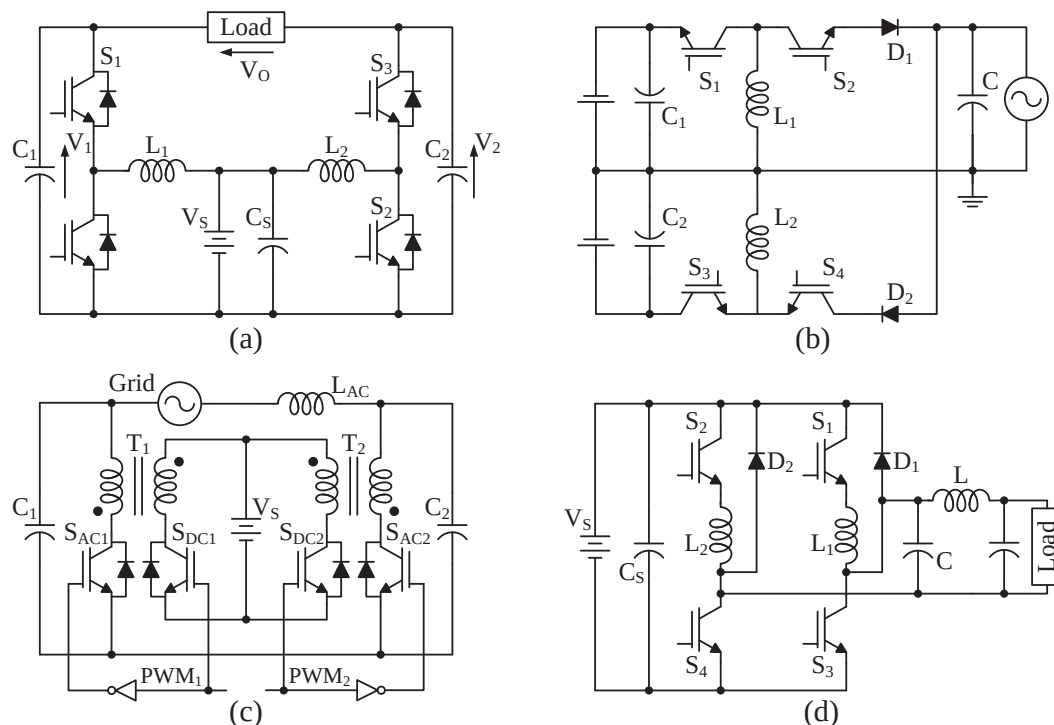
Figura 10: Topologia inversora a duplo estágio.



Fonte: Xue *et. al.* (2004).

Já considerando as topologias monofásicas e de estágio único Xue *et. al.* (2004) classifica estas em dois grupos de acordo com o número de chaves semicondutoras ativas (transistores), topologias de quatro chaves e topologias de seis chaves. Na figura 11 são apresentadas algumas estruturas inversoras de estágio único e quatro chaves ativas.

Figura 11: Topologias inversoras de estágio único e quatro chaves ativas.



Fontes: Cáceres e Barbi (1999), Kasa (1999), Kjære Blaabjerg (2003), Wang (2003)

Cáceres e Barbi (1999) propuseram a topologia de quatro chaves apresentada na figura 11 (a) correspondente a um inversor *Boost* não isolado. A tensão CA é obtida a partir da diferença das saídas dos conversores *Boost* CC-CC de fonte comum. Estas saídas apresentam ondulações senoidais deslocadas 180° superpostas a um nível CC. Este mesmo princípio é utilizado por Vásquez *et. al.* (1999), porém a partir de dois conversores *Buck-Boost*. Uma versão alternativa do inversor *Buck-Boost* de quatro chaves foi proposta por Kasa *et. al.* (1999) conforme mostra a figura 11 (b). Nesta topologia, dois conversores *Buck-Boost* fornecem cada semi-ciclo da tensão de saída a partir de uma fonte CC simétrica. Uma característica importante desta topologia é que permite a realização do MPPT para aplicações com painéis fotovoltaicos de uso domiciliar. Como principal limitação a estrutura não pode operar em instalações isoladas, mas apenas conectadas à rede. Uma alternativa de inversor *Buck-Boost* isolado ou inversor *Flyback* foi proposta por Kjær e Blaabjerg (2003) conforme mostra a figura 11 (c). Esta topologia opera sob o mesmo princípio do inversor *Boost* proposto por Cáceres e Barbi porém com conversores *Flyback* CC-CC. A principal característica desta estrutura é o isolamento galvânico em alta frequência, o que reduz o peso e volume dos componentes magnéticos, porém é limitada a instalações conectadas à rede. Outra topologia de estágio único com quatro chaves ativas é o inversor *Buck-Boost* ressonante proposto por Wang (2003) conforme ilustra a figura 11 (d). Nesta estrutura as chaves S_1 , S_3 e

D_2 operam durante o semi-ciclo positivo, já no semi-ciclo negativo as chaves S_2 , S_4 e D_1 são as que operam. A operação desta estrutura está limitada a instalações isoladas.

Outras topologias de inversores de estágio único com seis chaves ativas, assim como de inversores de duplo estágio são apresentadas e comparadas em (XUE *et al.*, 2004). Considerando apenas as estruturas de estágio único e quatro chaves ativas, assim como a estrutura tradicional de duplo estágio (apresentada na figura 10) elaborou-se a tabela 1.

Tabela 1: Características das topologias inversoras revisadas

Fig.	Estágios	Desacoplamento de potência	Isolamento / Duplo aterramento	Operação
10	Dois	Capacitor de entrada grande e Capacitor intermediário	Não / Não	Isolada ou Conectada à rede
11 (a)	Um	Capacitor de entrada grande (C_S) ou capacitores intermediários pequenos (C_1 , C_2)	Não / Não	Isolada ou Conectada à rede
11 (b)	Um	Capacitores de entrada grandes (C_1 , C_2)	Não/Sim	Conectada à rede
11 (c)	Um	Capacitores intermediários pequenos (C_1 , C_2)	Sim (alta frequência) / Sim	Conectada à rede
11 (d)	Um	Capacitor de entrada grande (C_S)	Não / Não	Isolada

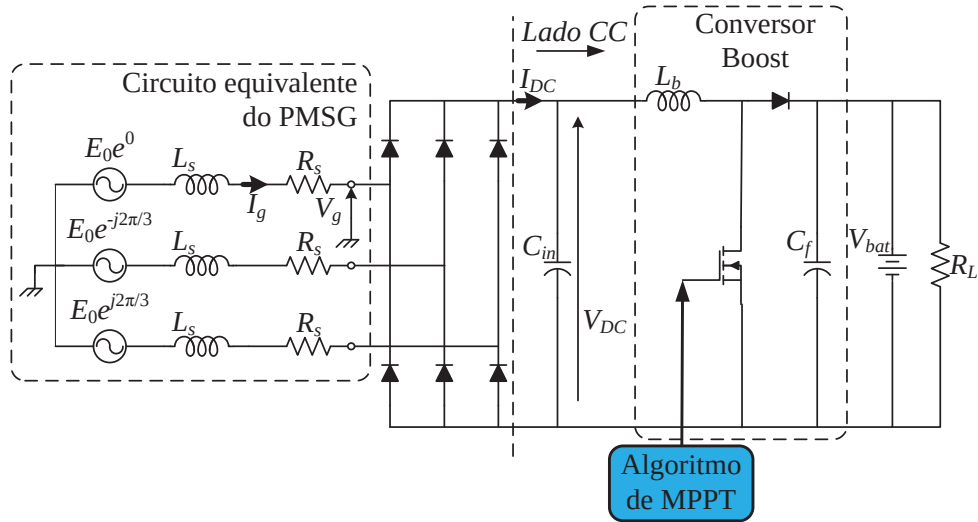
Fonte: Xue *et. al.* (2004)

2.5 Técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT)

De acordo com o explicado anteriormente, os métodos para realização do MPPT em PSCEE requerem simplicidade e baixo custo, sendo limitados à parte elétrica do sistema. Já que esta realização implica na obtenção de uma potência de saída variável, num sistema isolado, é necessário armazenar a energia gerada em excesso (aquela que não é demandada pela carga local), para este propósito é comum a utilização de bancos de baterias. Isto traz como consequência uma tensão de saída quase constante, assim como a possibilidade de atender as demandas de energia na carga ainda em condições de energia insuficiente no vento.

Para a implementação destes métodos, precisa-se ter controle sob a potência elétrica processada pelo sistema. Já que a retificação é feita de modo passivo (retificador em ponte de diodos), a potência pode ser controlada somente após o retificador. Para este propósito, utiliza-se um conversor *Boost* como ilustra a figura 12. Nesta figura R_L representa o consumo de potência por cargas CC.

Figura 12: Esquema para implementação dos algoritmos de MPPT.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A utilização do conversor *Boost* permite calcular a potência processada a partir de corrente no indutor (que é a mesma corrente de entrada) e a tensão de entrada. No caso das aplicações em carregadores de baterias, a tensão de saída é imposta, assim o controle sobre a corrente e a tensão de entrada pode ser realizado com base apenas na razão cíclica. A seguir são apresentadas duas técnicas de MPPT que trabalham com base no princípio descrito. Estas técnicas são o Método da razão cíclica ótima (em inglês *Optimal Duty Cycle*) e o método da escalada (em inglês *Hill Climbing*).

2.5.1 Método da razão cíclica ótima

Este método está baseado na análise matemática das relações entre a potência processada e a razão cíclica no conversor para condições de tensão de saída fixa (AMEI *et al.*, 2002). Com base nas equações do conversor *Boost* (MARTINS; BARBI, 2008a) e desconsiderando as perdas é possível refletir a resistência de carga a um equivalente resistivo (R_{DC}) conectado na saída do retificador de acordo com (10).

$$R_{DC} = (1 - \alpha)^2 R_L \quad (10)$$

Onde α é a razão cíclica do conversor. De acordo com o modelo apresentado na secção 2.3.1 é possível considerar uma carga resistiva do lado CC como uma carga resistiva conectada em estrela no lado CA, conforme a (11):

$$R_g = \frac{\pi^2}{18} R_{DC} = \frac{\pi^2}{18} (1-\alpha)^2 R_L \quad (11)$$

Com (11) pode-se expressar a potência fornecida pelo gerador (P_g) de acordo a (12).

$$P_g = \frac{3E_0^2 \frac{\pi^2}{18} (1-\alpha)^2 R_L}{\left\{ \frac{\pi^2}{18} (1-\alpha)^2 R_L + R_s \right\}^2 + X_s^2} \quad (12)$$

Onde E_0 é o valor eficaz da força eletromotriz, R_s é a resistência do estator e X_s é a reatância devido à indutância síncrona do gerador (L_s). Se considerar a potência subministrada pelo gerador (P_g) como uma função da razão cíclica (α) é possível calcular o valor máximo da potência derivando e igualando a zero.

$$\begin{aligned} \frac{dP_g}{d\alpha} &= \frac{d \frac{3E_0^2 \frac{\pi^2}{18} (1-\alpha)^2 R_L}{\left\{ \frac{\pi^2}{18} (1-\alpha)^2 R_L + R_s \right\}^2 + X_s^2}}{d\alpha} = 0 \\ \frac{dP_g}{d\alpha} &= \frac{\left\{ \frac{\pi^2}{18} (1-\alpha)^2 R_L \right\}^2 - (R_s^2 + X_s^2)}{\left[\left\{ \frac{\pi^2}{18} (1-\alpha)^2 R_L + R_s \right\}^2 + X_s^2 \right]^2} = 0 \end{aligned} \quad (13)$$

Ao resolver a equação chega-se a (14)

$$\alpha_{OPT} = \frac{\pi \sqrt{R_L}}{\pi \sqrt{R_L} + 3 \sqrt{2 \sqrt{R_s^2 + X_s^2}}} \quad (14)$$

Ou ainda:

$$\alpha_{OPT} = \frac{\pi \sqrt{R_L}}{\pi \sqrt{R_L} + 3 \sqrt{2 \sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2}}} \quad (15)$$

Onde a solução é chamada de α_{OPT} e corresponde ao ponto de máxima potência extraída do sistema. Os parâmetros R_s e L_s são especificados pelo fabricante ou dedutíveis

mediante provas ao gerador, assim para a determinação do valor ótimo da razão cíclica precisa-se apenas do conhecimento de dois parâmetros construtivos e da medição da frequência angular do gerador, esta última pode ser calculada através de detecção de cruzamentos por zero na tensão. No caso de aplicações com carregadores de baterias a tensão de saída é fixa e determinada pela tensão das baterias (V_{bat}), assim a resistência de carga pode ser expressa em função da tensão de saída e os parâmetros R_s e L_s conforme (16).

$$R_L = \frac{2}{3} V_{bat}^2 \frac{\sqrt{R_s^2 + (\omega L_s)^2} + R_s}{E_0^2} \quad (16)$$

É importante salientar que o processo de cálculo e variação do valor da razão cíclica deve ser realizado num espaço de tempo que permita a estabilização do sistema. Este lapso de tempo está determinado pelas características do estágio de potência, principalmente pelos valores dos componentes reativos.

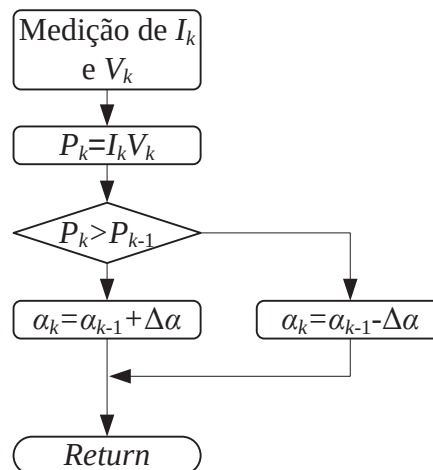
2.5.2 Método da escalada

Trata-se de um método heurístico que mediante alterações e medições constantes procura achar o ponto de operação de máxima potência extraída, foi inicialmente desenvolvido para ser utilizado em sistemas fotovoltaicos (FEMIA *et al.*, 2007). Este método pode ser implementado mediante a utilização de diversos algoritmos, um destes, simples e eficiente, é o método de Perturbar e Observar (P&O). Considerando como variável de controle a razão cíclica (α), é introduzida uma pequena perturbação ($\Delta\alpha$), em seguida é medida ou calculada a variação da potência processada (geralmente a potência na entrada do conversor *Boost*). Se um incremento na razão cíclica causar um incremento na potência processada a razão cíclica é novamente incrementada; se ao contrario, com o incremento a potência processada diminui, a razão cíclica é reduzida. O processo é repetido periodicamente até que a potência processada oscilar ao redor do valor máximo disponível. Este método não precisa de conhecimento prévio dos parâmetros do gerador. A forma mais simples de ser implementado é mediante o estabelecimento de um valor fixo para a perturbação a ser introduzida na razão cíclica.

Com a medição da tensão (V) e corrente (I) de entrada ao conversor *Boost* é possível determinar a potência para cada instante, logo o diagrama de fluxo do algoritmo descrito com magnitude fixa na perturbação é apresentado na figura 13. Na figura V_k e I_k são os valores

atuais de tensão e corrente de entrada ao conversor *Boost*. Estes são utilizados para calcular o valor atual da potência e comparar este com o valor da potência da amostra anterior ($k-1$).

Figura 13: Fluxograma do método da escalada via P&O.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Assim como o método da razão cíclica ótima, este método tem uma limitação de tempo mínimo para processar as variáveis e atribuir valores o tempo de estabelecimento do estágio de potência. Por outro lado, este método é suscetível de modificações para melhorar a sua eficácia. A mais simples é a inclusão de um valor de passo variável o que pode levar a uma convergência mais rápida sem perda de precisão ao redor do valor máximo. Um exemplo de otimização do método é apresentado em (RAZA *et al.*, 2008) aplicado a PSCEE.

É importante salientar que, a consequência da utilização de conversor estáticos a tensão de saída nestes sistemas apresenta uma componente ondulante na frequência de chaveamento.

2.6 Sistemas disponíveis comercialmente

As políticas de incentivo adotadas por diversos governos nos últimos anos motivaram o rápido crescimento do mercado dos PSCEE. Este é o caso dos Estados Unidos onde no ano 2010 foi registrado um incremento de 26% do mercado dos PCEES o que corresponde a um incremento de 25,6 MW (AWEA, 2011). Assim também no Reino Unido estimava-se um crescimento do mercado em 167% (RENEWABLEUK, 2011) para o ano 2011. Já no Brasil, embora a existência de um programa de incentivo (Programa de Incentivo às Fontes Alternativas de Energia Elétrica – PROINFA) o aproveitamento da energia eólica na geração elétrica é muito baixo, isto com base na informação disponibilizada pela Agência Nacional de

Energia Elétrica (2011). Ainda, este aproveitamento está focalizado na geração em grandes fazendas eólicas e em consequência o mercado dos PSCEE é quase inexistente. Com base na informação dos mercados dos Estados Unidos e do Reino Unido é possível listar algumas das principais características dos PSCEE que estão comercialmente disponíveis.

Um dos principais parâmetros comerciais, se não o mais importante, que serve para a classificação dos produtos é o diâmetro do rotor já que como foi visto em (1) e (2) este dá uma referência direta da quantidade de energia que é capaz de processar o sistema. Outro parâmetro de grande importância é a altura da torre de instalação, sendo que este valor resulta crítico no preço do sistema. Já entrando no detalhe dos sistemas disponíveis comercialmente é importante salientar que estes são oferecidos como soluções completas, ou seja, incluem regularmente tanto os componentes do sistema de geração elétrica (gerador eólico, torre e acessórios de montagem) assim como os componentes para o processamento de energia gerada tais como o retificador, o gerenciador de carga (e as baterias se for o caso) e o sistema de controle. Em geral as características destes componentes são apresentadas pelos fabricantes junto com as curvas de potência do gerador. Antes de apresentar e comparar alguns modelos comerciais é necessário indicar quais componentes e parâmetros são comuns à maioria de sistemas oferecidos.

2.6.1 Características mecânicas

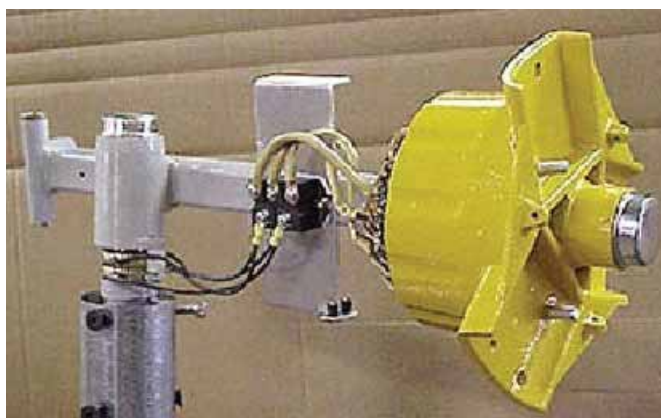
Alem da altura da torre, do diâmetro e da área do rotor, outros parâmetros importantes são o peso da turbina no topo da torre (*Top-tower turbine weight*), a energia média anual gerada (*Annual Energy Output*), o sistema de limitação de velocidade (*Governing system*), a velocidade de limitação (*Governing Speed*) e a velocidade nominal do rotor. O primeiro parâmetro indica o peso total da turbina, que é de importância para a sua instalação. O segundo parâmetro indica a energia média (em kWh) sob determinadas condições do vento médio, altitude, densidade do ar e tipo de carga elétrica, que o sistema é capaz de fornecer na saída ao longo de um ano. O sistema de limitação é o método que a turbina utiliza para se desalinhar do vento, evitando ser danificada quando este atinge velocidades excessivas. Como foi mencionado anteriormente, as grandes turbinas operam sob controle do ângulo de passo (β) para este propósito. No caso de turbinas pequenas estas normalmente operam sob o princípio chamado *furling*, ou desalinhamento, que pode ser por direção do eixo do rotor (*side furling*) ou por inclinação deste (*tilt furling*). A velocidade de limitação é o valor da velocidade do vento ao qual o sistema começa a aplicar o método de limitação, ou seja, a

partir da qual a turbina desalinha-se do vento para proteção. Já a velocidade do rotor, é o valor em revoluções por minuto (RPM) no qual o sistema opera gerando a potência nominal. Já que estes sistemas são de transmissão direta, este valor corresponde à velocidade nominal do gerador elétrico.

2.6.2 Características elétricas

Como foi mencionado anteriormente, o gerador síncrono de imã permanente é o gerador mais utilizado nestas aplicações, sendo que quase a totalidade de sistemas comercialmente disponíveis considera este tipo de gerador. Outra característica comum nestes sistemas, é a utilização de retificador em ponte de diodos, normalmente alocados próximos ao gerador já que a rotação da turbina e o fluxo de ar deste servem como ventilação para os semicondutores, conforme mostra a figura 14.

Figura 14: Rotor, estator e retificador em ponte diodos num gerador eólico.



Fonte: Bergey Windpower (2012)

Os parâmetros elétricos apresentados comercialmente que têm maior importância são a tensão do banco de baterias, a capacidade ou não de operar sem estas, a potência elétrica, e o mecanismo de desligamento. A capacidade de operar sem baterias implica um maior rendimento e a redução do volume, porém o controle resulta mais complexo, sendo uma característica limitada a sistemas que operam conectados à rede elétrica. O mecanismo de desligamento geralmente utilizado em estes sistemas é o freio dinâmico, este consiste em aplicar um curto circuito no gerador para deter o funcionamento da turbina.

As figuras 15 até 17 apresentam turbinas de PSCEE comercialmente disponíveis. Os modelos apresentados são: airBREEZE fabricada pela Southwest Windpower (EUA),

Whisper 100 fabricada também pela Southwest Windpower, Excel 1 fabricada pela Bergey Windpower (EUA) e Raum 1.5 kW fabricada pela Raum Energy (Canada).

Figura 15: Turbinas airBREEZE (esquerda) e Whisper 100 (direita)



Fonte: Southwest Windpower (2012)

Figura 16: Turbina Excel 1



Fonte: Bergey Windpower (2012)

Figura 17: Turbina Raum 1.5 kW



Fonte: Raum Energy (2012)

Na tabela 2 são listados alguns dos parâmetros e características mais importantes destas quatro turbinas comerciais.

Tabela 2: Características de alguns PSCEE comerciais

	airBREEZE	Whisper 100	Excel 1	Raum 1.5kW
Diâmetro do Rotor	1,17 m	2,1 m	2,5 m	2,9 m
Área do rotor	1,1 m ²	3,7 m ²	4,9 m ²	6,8 m ²
Peso no topo	5,9 kg	21 kg	34 kg	39 kg
Energia Anual				
3.6 m/s	160 kWh	360 kWh	681 kWh	825 kWh
5 m/s	337,5 kWh	1020 kWh	1669 kWh	2779 kWh
6.3 m/s	608 kWh	1860 kWh	2866 kWh	4779 kWh
RPM nominal	--	--	490	800
Gerador	PMSG	PMSG	PMSG	PMSG
Sistema de Limitação	<i>Side Furling</i>	<i>Side Furling</i>	<i>Side Furling</i>	<i>Tilt up Furling</i>
Velocidade de Limitação	--	--	13 m/s	10 m/s
Mecanismo de desligamento	Freio Dinâmico	Freio Dinâmico	Freio Dinâmico	Freio dinâmico (opção mecânica)
Tensão das baterias	12, 24 e 48 VCC	12, 24 e 48 VCC	24 VCC	28 e 48 VCC
Conexão à rede sem baterias	Não	Não	Não	Sim
Controle	MPPT e carregamento de baterias	MPPT e carregamento de baterias	MPPT e carregamento de baterias	MPPT, carregamento de baterias, Conversão CC-CA

Fonte: Southwest Windpower (2012), Bergery Windpower (2012), Raum Energy (2012).

2.7 Conclusões

Neste capítulo foram estudadas as principais características construtivas e operacionais dos pequenos sistemas de conversão de energia eólica. A partir destas, foi possível entender as diversas topologias dos conversores de eletrônica de potência a serem utilizados nestes sistemas, tanto para a realização do controle da potência processada, quanto para a conversão CC-CA requerida para a utilização da energia gerada. Realizou-se um breve estudo do estado da arte dos conversores aplicados a pequenos sistemas de aproveitamento de fontes distribuídas de energia, com foco nas estruturas inversoras de estágio único. Estudaram-se alguns métodos para a realização do rastreamento do ponto de máxima potência em PSCEE. Além disso, também foram apresentadas as características de determinados PSCEE comerciais. Neste sentido, obtiveram-se os elementos referenciais para a continuidade da pesquisa proposta, a ser apresentada e discutida nos capítulos seguintes desta dissertação.

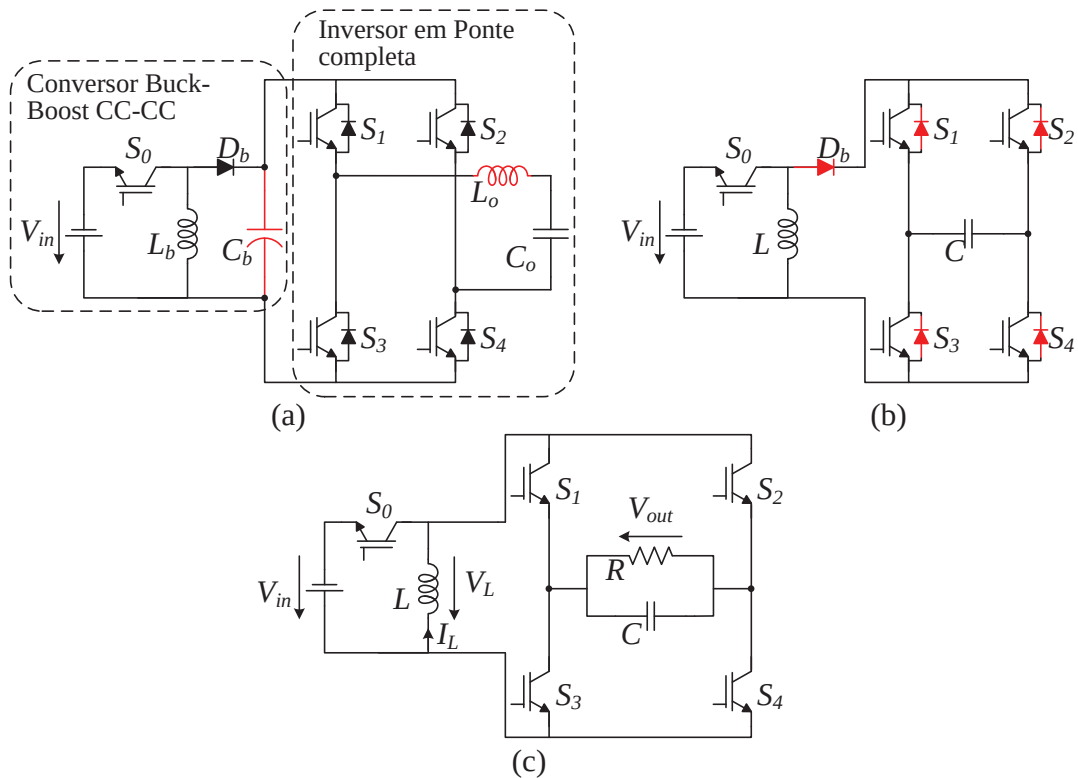
CAPÍTULO 3

Inversor integrado *Buck-Boost* monofásico

3.1 Introdução

O presente estudo teve como objetivo o aproveitamento da energia proveniente de micro geradores eólicos do tipo PMSG para atender cargas isoladas. A fim de alcançar esse objetivo, o inversor monofásico integrado *Buck-Boost* foi proposto como estrutura de potência. Esta estrutura foi apresentada inicialmente em (LUIGI *et al.*, 2010), como resultado da integração de um conversor *Buck-Boost* CC-CC e um inversor em ponte completa. Este processo, também chamado de síntese, é apresentado graficamente na figura 18, onde os elementos a serem reduzidos em cada etapa são destacados em vermelho.

Figura 18: Síntese do inversor integrado *Buck-Boost*. (a) Disposição inicial, (b) Equivalente após redução de elementos reativos, (c) Topologia final com carga resistiva



Fonte: Elaboração do próprio autor.

O conversor *Buck-Boost* CC-CC é conectado a um inversor monofásico em ponte completa como se ilustra na figura 18 (a). Por simplicidade as polaridades da fonte, chave e

diodo do conversor são invertidas. Num conversor *Buck-Boost* CC-CC operando em modo de condução contínua a energia flui da fonte para a carga apenas na segunda etapa de operação (MARTINS; BARBI, 2008a) em forma de corrente acumulada no indutor, assim a filtragem capacitiva desta corrente pode ser realizada diretamente na carga (C_o) o que faz desnecessário o capacitor de saída no estágio CC-CC (C_b), assim também o indutor de saída torna-se dispensável já que o indutor do conversor realiza a acumulação de energia. Reduzindo estes elementos chega-se ao circuito apresentado em 18 (b) aqui os elementos reativos tem sido renomeados. O diodo de saída no conversor *Buck-Boost* CC-CC impõe um sentido ao fluxo de corrente na carga. Pode-se ver que com IGBTs unidirecionais este diodo de saída torna-se desnecessário e pode ser retirado chegando-se assim à topologia proposta que é apresentada em 18 (c) com uma carga resistiva.

A fim de reduzir os valores de pico para as correntes e tensões nos semicondutores, o inversor foi projetado para operar em modo de condução contínua. A principal vantagem desta estrutura é a possibilidade de obter uma tensão alternada de saída com valor eficaz maior que o valor médio da tensão de entrada. Assim é superada a necessidade de um estágio elevador CC/CC o qual, ao incluir mais elementos semicondutores, elevaria as perdas do sistema e reduziria a eficiência.

É importante salientar que sendo o conversor *Buck-Boost* um conversor a acumulação indutiva, a estrutura derivada apresenta características de inversor tipo fonte de corrente (*Current Source Inverter* - CSI). Em consequência os transistores da ponte inversora são submetidos a esforços de tensão reversa no bloqueio (MARTINS; BARBI, 2008b), torna-se necessária a utilização de componentes que apresentem esta característica. Esta consideração tecnológica será abordada em detalhe numa secção posterior.

3.2 Análise qualitativa

A seguir são apresentadas as etapas de funcionamento do inversor *Buck-Boost* proposto. Estas foram deduzidas com as seguintes considerações:

- Elementos reativos (indutivo e capacitivo) ideais.
- Elementos semicondutores ideais (entrada em condução e bloqueio instantâneos, resistência em condução nula, capacidade ideal de bloqueio de tensão reversa, resistência em bloqueio infinita, tensões de junção nulas).
- Operação do sistema em regime permanente.

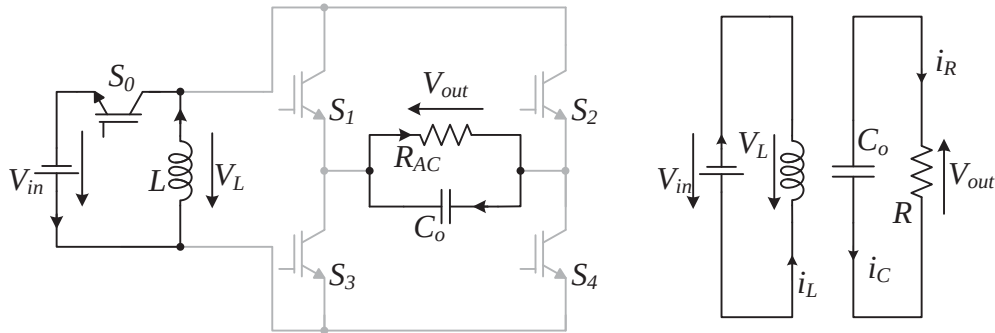
3.2.1 Semi-ciclo positivo

Durante todo o semi-ciclo positivo a chave S_1 é acionada para condução, enquanto as chaves S_2 e S_3 permanecem bloqueadas.

Primeira etapa (t_0, t_1). Carga do indutor.

No início desta primeira etapa a chave S_0 é fechada para conduzir enquanto a chave S_4 é bloqueada. A tensão de entrada é aplicada diretamente no indutor e este é carregado a través do transistor S_0 . Neste intervalo não existe transferência de energia da fonte para a carga e esta é alimentada pelo capacitor de saída.

Figura 19: Primeira etapa de funcionamento no semi-ciclo positivo e circuito equivalente.

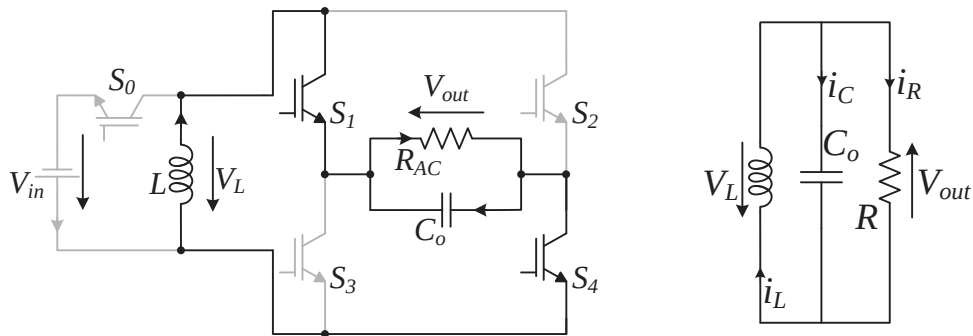


Fonte: Elaboração do próprio autor.

A figura 19 ilustra a primeira etapa de operação junto com o circuito equivalente. Para efeitos didáticos mostram-se em preto apenas os elementos e seções do circuito onde existe fluxo de potência.

Segunda etapa (t_1, t_2). Transferência de energia para a carga

Figura 20: Segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo positivo e circuito equivalente.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

No início desta etapa a chave S_0 é bloqueada enquanto a chave S_4 é acionada para condução. A corrente fornecida pela fonte torna-se nula e o indutor transfere a energia acumulada para a carga a través dos transistores S_1 e S_4 . A tensão aplicada no indutor é o valor negativo da tensão de saída, em consequência o indutor descarrega-se, no entanto o capacitor é carregado. A operação é ilustrada na figura 20.

O período de chaveamento (T_S) é definido como o intervalo de tempo entre t_0 e t_2 .

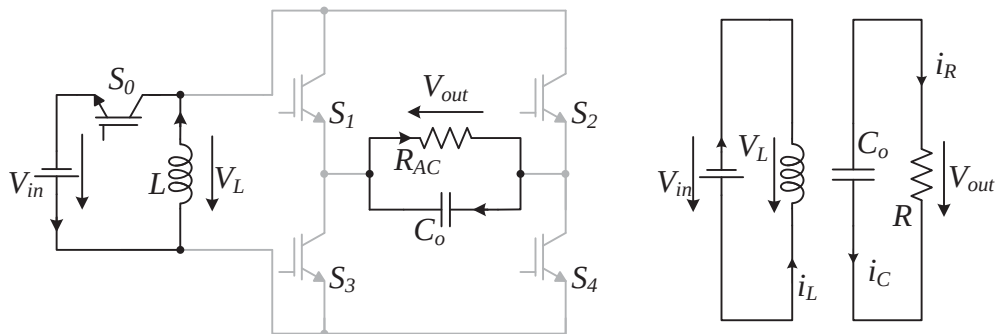
3.2.2 Semi-ciclo negativo

Durante o semi-ciclo negativo a chave S_2 é acionada para condução enquanto as chaves S_1 e S_4 permanecem bloqueadas.

Primeira etapa (t_0, t_1). Carga do indutor.

Esta etapa é semelhante à primeira etapa do semi-ciclo positivo, a chave S_0 é fechada para conduzir enquanto a chave S_3 é bloqueada. A tensão de entrada é aplicada diretamente no indutor e este se carrega. No entanto o capacitor fornece energia para a carga. A operação é ilustrada na figura 21.

Figura 21: Primeira etapa de funcionamento no semi-ciclo negativo e circuito equivalente.

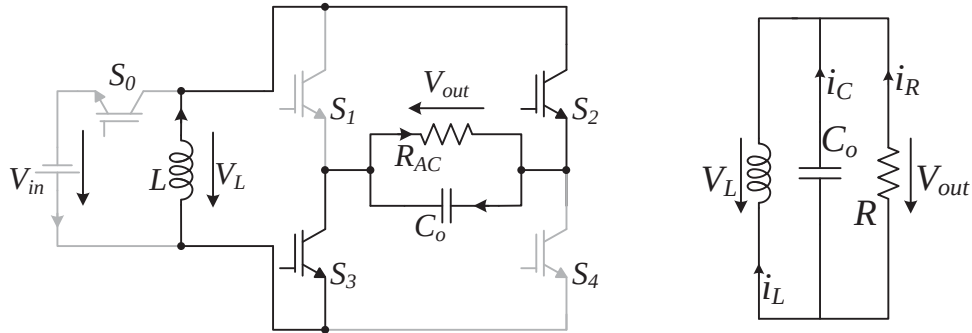


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Segunda etapa (t_1, t_2). Transferência de energia para a carga

No início desta etapa a chave S_0 é bloqueada enquanto a chave S_3 é acionada para condução. A corrente na fonte torna-se nula e o indutor transfere a energia acumulada para a carga. A tensão no indutor é a mesma tensão de saída, negativa, e em consequência o indutor se descarrega com o tempo, no entanto o capacitor de saída armazena energia, conforme ilustra a figura 22.

Figura 22: Segunda etapa de funcionamento no semi-ciclo negativo e circuito equivalente.

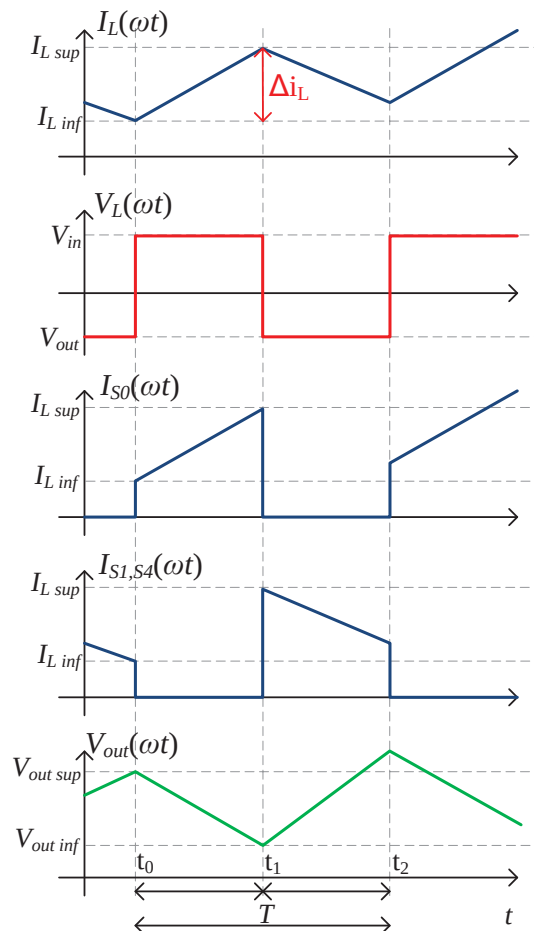


Fonte: Elaboração do próprio autor.

As etapas de operação descritas correspondem a um conversor à acumulação indutiva ou *Buck-Boost* (MARTINS; BARBI, 2008a).

As formas de onda idealizadas nos principais componentes do sistema e os seus respectivos valores superiores e inferiores, para um período de chaveamento, são apresentados na figura 23.

Figura 23: Principais formas de onda idealizadas para um período de chaveamento.

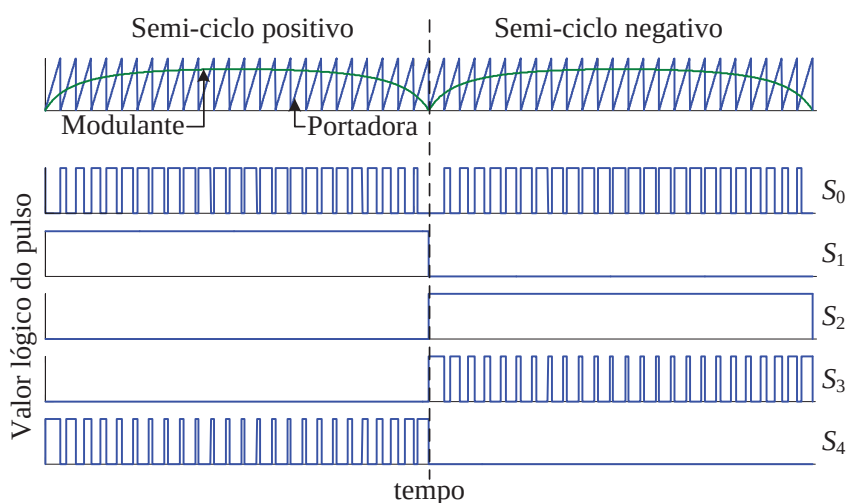


Fonte: Elaboração do próprio autor.

3.2.3 Modulação por largura de pulso

Para garantir a operação desejada do inversor foi utilizada a modulação por largura de pulso como ilustra a figura 24. As chaves S_1 e S_2 operam complementarmente em baixa frequência (frequência desejada para a tensão de saída) com uma razão cíclica de 50%, estabelecendo assim o respectivo semi-ciclo (positivo para S_1 e negativo para S_2).

Figura 24: Esquema de modulação PWM e pulsos de acionamento para cada uma das chaves em um período de oscilação da tensão de saída.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

As chaves S_0 , S_3 e S_4 operam em alta frequência (frequência de chaveamento). É gerado um sinal modulante com a frequência desejada para a tensão de saída. Este sinal é comparado com o sinal portador, gerando o sinal PWM para acionamento da chave S_0 . As chaves S_3 e S_4 são acionadas, em seus respectivos semi-ciclos, por um sinal PWM lógico complementar da chave S_0 . Este sinal é obtido pela multiplicação lógica dos sinais PWM lógico complementar da chave S_0 e o sinal que aciona a chave S_2 ou S_1 respectivamente. Assim os pares $S_1 - S_4$ e $S_2 - S_3$ realizam a função do diodo no conversor *Buck-Boost* CC-CC.

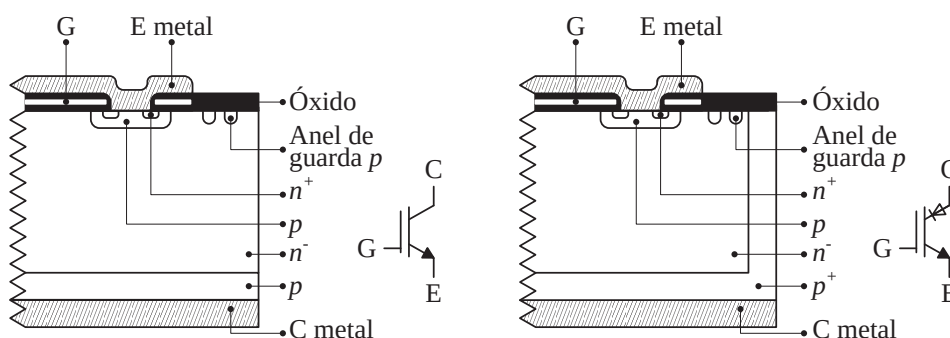
3.2.3 Considerações tecnológicas

Como mencionado anteriormente, a estrutura proposta é um inversor do tipo fonte de corrente, em consequência os transistores da ponte inversora precisam ter a capacidade de bloqueio de tensão reversa. Atualmente os componentes mais utilizados como dispositivos de chaveamento em pontes inversoras são os IGBTs. Os princípios físicos de construção e operação dos IGBTs são tais que é possível o projeto e fabricação de componentes com esta

capacidade, porém o mais comum é que os projetistas, na procura de otimizar as características de condução do dispositivo, desconsiderarem a capacidade de bloqueio de tensão reversa. Como consequência a maioria de IGBTs disponíveis comercialmente apresentam uma capacidade de bloqueio de tensão desprezível (ABEDINPOUR; SHENAI, 2001).

Além das aplicações em inversores do tipo CSI, IGBTs com capacidade de bloqueio de tensão reversa são requeridos para aplicações como circuitos auxiliares para chaveamento suave e em chaves bidirecionais, utilizadas em conversores matriciais. Para atender estas necessidades alguns fabricantes têm introduzido no mercado IGBTs especialmente projetados, os que são chamados de RB-IGBT (*Reverse Blocking Insulated Gate Bipolar Transistor*). Em (LINDEMANN, 2002; TAKEI *et al.*, 2002; MOTTO *et al.*, 2004) são apresentados três RB-IGBTs de propósito comercial. Os três componentes mencionados foram desenvolvidos sob os mesmos princípios. Trata-se de IGBTs do tipo *Non Punch Trough* (NPT-IGBTs) onde a camada tipo p^+ do coletor tem sido modificada do jeito que forma uma grande camada de isolamento conforme pode ser visualizado na figura 25. A consequência é a inclusão prática de um diodo série adicional no coletor do IGBT o que garante a capacidade de bloquear tensão reversa.

Figura 25: Estrutura e símbolo de um NPT-IGBT (esquerda) e de um RB-IGBT (direita).

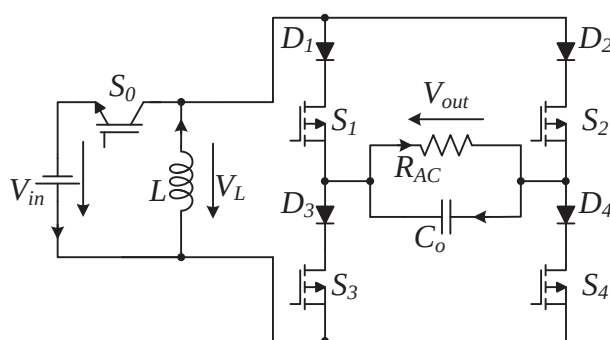


Fonte: Lindemann (2002).

Um exemplo de RB-IGBT que opera com o princípio antes descrito e que está disponível comercialmente é o IXRH40N120 fabricado pela IXYS®. É importante salientar que sendo uma associação série de elementos as características do componente podem ser apresentadas por separado para o IGBT e o diodo associado. Uma revisão dos parâmetros do mencionado RB-IGBT permite verificar que as características dinâmicas do diodo associado não são apropriadas para operações em alta frequência, principalmente devido à elevada

corrente de recuperação reversa, que leva a elevadas perdas por comutação e a um rendimento reduzido da estrutura, o que será discutido posteriormente. Logo, torna-se necessário considerar alternativas para a implementação dos transistores com capacidade de bloqueio de tensão reversa. Neste trabalho considerou-se a realização de ditos componentes a partir da associação série de diodo *Shottky* e MOSFET. O MOSFET tem como característica a redução da tensão de condução ao valor associado à respectiva resistência, isto pode significar uma redução de perdas sempre que o valor da mencionada resistência seja baixo. Por outro lado os circuitos de ataque apresentam a mesma simplicidade para MOSFETs e IGBTs. Já a seleção do diodo *Shottky* tem como principal objetivo a redução das perdas por recuperação reversa, que são quase desprezíveis neste tipo de diodos. Em consequência, é necessário incluir esta associação de componentes no estudo das etapas de operação da estrutura a fim de conhecer as grandezas correspondentes aos esforços de tensão e corrente em cada um dos componentes semicondutores. Na figura 26 é apresentada a disposição do inversor integrado *Buck-Boost* monofásico implementado com associação de MOSFET e diodo para a realização das chaves da ponte inversora.

Figura 26: Inversor integrado *Buck-Boost* implementado com associação de MOSFET e diodo série na ponte inversora.



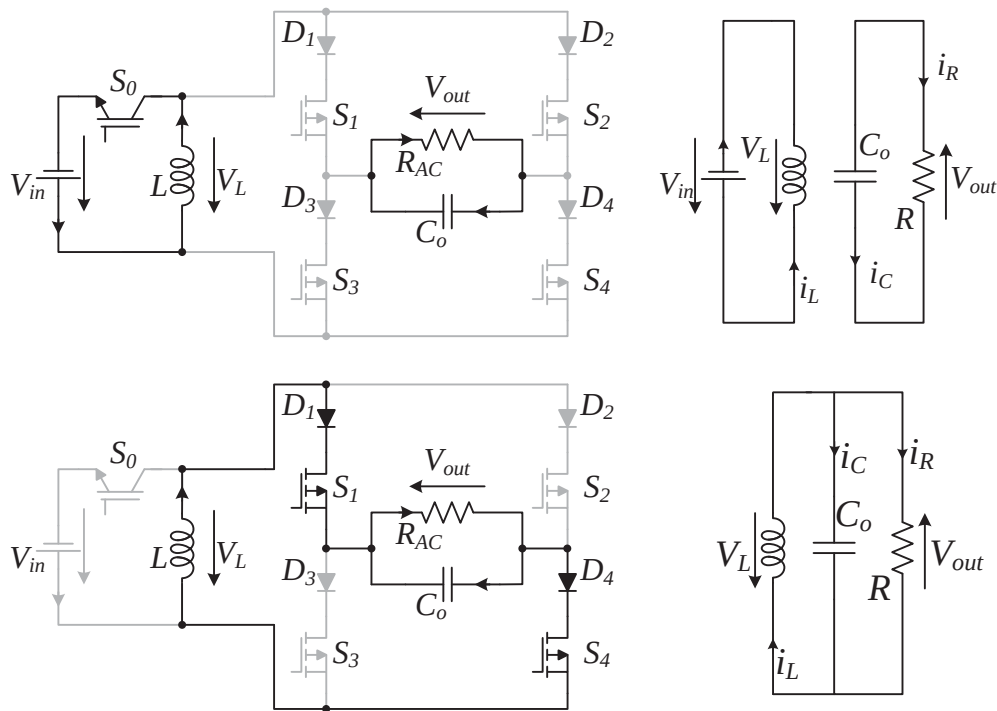
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na figura 27 são apresentadas as etapas de operação da estrutura para o semi-ciclo positivo (destacando em vermelho os componentes e seções do circuito onde existe fluxo de corrente) e os respectivos circuitos equivalentes. Verifica-se que a inclusão destes componentes não altera o princípio de operação da estrutura.

Nota-se que com esta associação de componentes, os transistores da ponte inversora devem ser acionados apenas para estabelecer a polaridade da tensão de saída, levando à simplificação do esquema de chaveamento, assim como a redução de perdas por comutação nos braços inferiores da ponte inversora (elementos com subscritos 3 e 4). Logo, os pulsos

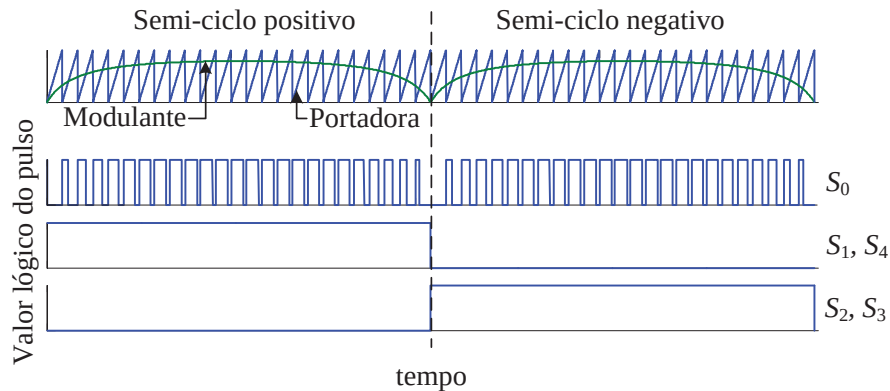
correspondentes à polaridade positiva da tensão de saída devem ser aplicados no acionamento das chaves S_1 e S_4 , enquanto os pulsos correspondentes ao semi-ciclo negativo devem ser aplicados para o acionamento das chaves S_2 e S_3 . O esquema de modulação simplificado é apresentado na figura 28. Nota-se que este é o mesmo esquema apresentado na figura 24 onde os pulsos correspondentes a S_4 e S_3 foram substituídos pelos pulsos S_1 e S_2 de respectivamente.

Figura 27: Etapas de operação e circuitos equivalentes da estrutura considerando associação série MOSFET-diodo na ponte inversora (apenas semi-ciclo positivo).



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 28: Esquema de modulação simplificado considerando associação série MOSFET-diodo na ponte inversora.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

3.2.4 Esforços nos semicondutores

Os esforços de tensão associados a cada um dos componentes semicondutores da estrutura podem ser expressos em função das tensões de entrada e saída. A tabela 3 lista estes esforços de tensão para cada etapa de operação.

Tabela 3: Esforços nos semicondutores considerando associação série diodo-MOSFET

Componente ou Associação	Grandeza	Semi-ciclo positivo		Semi-ciclo negativo	
		1ª Etapa	2ª Etapa	1ª Etapa	2ª Etapa
S_0	I_{S0}	I_L	0	I_L	0
	V_{S0}	0	$V_{out}+V_{in}$	0	$-V_{out}+V_{in}$
S_1-D_1	I_{D1-S1}	0	I_L	0	0
	V_{D1-S1}	$-(V_{out}+V_{in})/2$	0	$-(V_{out}+V_{in})/2$	$-V_{out}$
	V_{S1}	0	0	$-(V_{out}+V_{in})/2$	$-V_{out}$
	V_{D1}	$-(V_{out}+V_{in})/2$	0	0	0
S_2-D_2	I_{D2-S2}	0	0	0	I_L
	V_{D2-S2}	$(V_{out}-V_{in})/2$	V_{out}	$(V_{out}-V_{in})/2$	0
	V_{S2}	$(V_{out}-V_{in})/2$	V_{out}	0	0
	V_{D2}	0	0	$(V_{out}-V_{in})/2$	0
S_3-D_3	I_{D3-S3}	0	0	0	I_L
	V_{D3-S3}	$(V_{out}-V_{in})/2$	V_{out}	$(V_{out}-V_{in})/2$	0
	V_{S3}	$(V_{out}-V_{in})/2$	V_{out}	0	0
	V_{D3}	0	0	$(V_{out}-V_{in})/2$	0
S_4-D_4	I_{D4-S4}	0	I_L	0	0
	V_{D4-S4}	$-(V_{out}+V_{in})/2$	0	$-(V_{out}+V_{in})/2$	$-V_{out}$
	V_{S4}	0	0	$-(V_{out}+V_{in})/2$	$-V_{out}$
	V_{D4}	$-(V_{out}+V_{in})/2$	0	0	0

Fonte: Elaboração do próprio autor.

3.3 Análise quantitativa

Para realizar a análise quantitativa do inversor proposto, considerou-se apenas o semi-ciclo positivo. Assim, a tensão de entrada é constante enquanto a tensão de saída é uma senoidal retificada de valor definido pela seguinte expressão:

$$V_{out}(t) = V_p |Sen(\omega t)| \quad (17)$$

Onde $\omega = 2\pi f_o$, f_o é a frequência alternada da tensão de saída e V_p é o valor de pico desta mesma tensão.

De acordo com a literatura básica (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001), o ganho estático do conversor *Buck-Boost* operando em MCC é definido por (18).

$$G = \frac{V_{out}}{V_{in}} = -\frac{D}{1-D} \quad (18)$$

Onde V_{in} é a tensão de entrada, D é a razão cíclica, que neste caso é variável com o tempo. Como a tensão é alternada o ganho G também é alternado. Considerando apenas o valor absoluto do ganho G , e substituindo a relação o valor de V_{out} de acordo com (17) chega-se a (19).

$$G(\omega t) = \frac{V_{out}(\omega t)}{V_{in}} = -\frac{D(\omega t)}{1-D(\omega t)} \quad (19)$$

Rearranjando a (19) pode-se obter a expressão da razão cíclica:

$$D(\omega t) = \frac{|sen(\omega t)|}{|sen(\omega t)| + \frac{V_{in}}{V_p}} \quad (20)$$

Definindo a variável α como:

$$\alpha = \frac{V_{in}}{V_p} \quad (21)$$

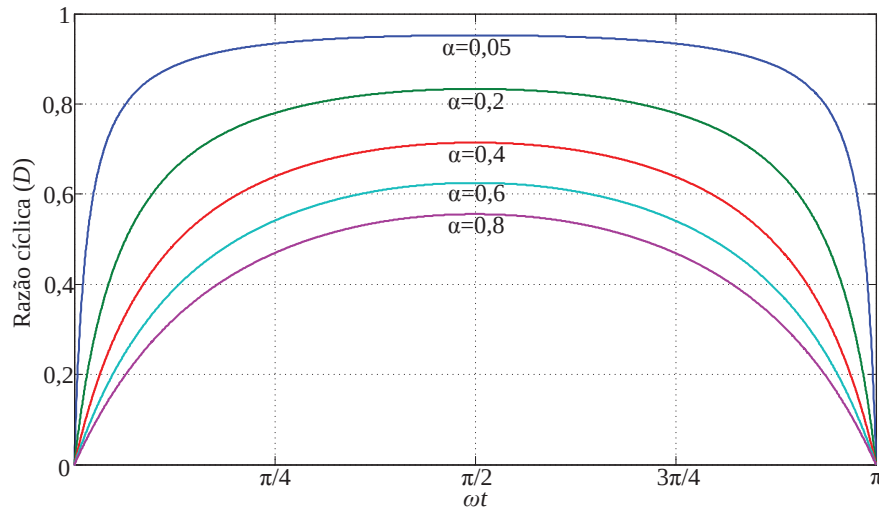
Obtém-se:

$$D(\omega t) = \frac{|\text{sen}(\omega t)|}{|\text{sen}(\omega t)| + \alpha} \quad (22)$$

Assim, a (22) expressa o comportamento da razão cíclica no tempo para cada valor de α . A figura 29 mostra este comportamento em função de ωt para diferentes valores de α .

É importante destacar que, diferente de outros inversores integrados como o Boost-CSI (SAMPAIO, 2010), o efeito de regulação da tensão de saída neste conversor é garantido para valores absolutos de V_{out} maiores ou menores do que valor de V_{in} , ou seja, ao longo de todo o período de oscilação. Isto simplifica o controle já que não são necessários intervalos de pré-carga.

Figura 29: Ábaco da variação de D em função de ωt , para valores específicos de α .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A primeira etapa de funcionamento (tanto no semi-ciclo negativo quanto no positivo) é a etapa de carga do indutor. Nesta etapa a corrente no indutor (I_L) cresce linearmente segundo (23):

$$I_L(t) = I_{L\min}(t) + \frac{V_{in}}{L}t \quad (23)$$

Onde $I_{L\min}(t)$ é a corrente no indutor no início da etapa e L é o valor da indutância. No final da primeira etapa ($t=t_{on}$) a corrente no indutor atinge o seu valor máximo, que vem dado pela expressão (24):

$$I_{L\max}(t) = I_{L\min}(t) + \frac{V_{in}}{L} t_{on} \quad (24)$$

A ondulação da corrente no indutor é a diferença entre os valores máximo e mínimo da corrente em um período de chaveamento.

$$\Delta I_L(t) = I_{L\max}(t) - I_{L\min}(t) = \frac{V_{in}}{L} t_{on} \quad (25)$$

Onde t_{on} é o tempo de duração da primeira etapa, ou seja, o tempo que a chave S_0 conduz num período de chaveamento.

Já na segunda etapa de funcionamento a corrente no indutor decresce segundo (26):

$$I_L(t) = I_{L\max}(t) - \frac{V_{out}(t)}{L} t \quad (26)$$

No instante final desta etapa a corrente no indutor atinge o seu valor mínimo:

$$I_{L\min}(t) = I_{L\max}(t) - \frac{V_p |\sin(\omega t)|}{L} t_{off} \quad (27)$$

Onde t_{off} é o tempo de duração da segunda etapa, ou seja, o tempo em que a chave S_0 é bloqueada durante um período de chaveamento. Logo a soma do tempo de duração das duas etapas é o período de chaveamento de acordo com (28)

$$t_{on} + t_{off} = T_s \quad (28)$$

Rearranjando as equações (25) e (27) obtêm-se os valores de t_{on} e t_{off} a somas destes valores, de acordo com (28), é o período de chaveamento conforme a (29).

$$\begin{aligned} T_s = t_{on} + t_{off} &= \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_{in}} + \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_{out}} = L \cdot \Delta I_L \left(\frac{1}{V_{in}} + \frac{1}{V_{out}} \right) \\ T_s &= L \cdot \Delta I_L \left(\frac{V_{in} + V_{out}}{V_{in} \cdot V_{out}} \right) = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_{in}} \left(\frac{1 + \frac{V_{out}}{V_{in}}}{\frac{V_{out}}{V_{in}}} \right) = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_{in}} \left(\frac{1 + \frac{V_p}{V_{in}} |\sin(\omega t)|}{\frac{V_{out}}{V_{in}} |\sin(\omega t)|} \right) \end{aligned} \quad (29)$$

Por substituição de (21) em (29) obtém-se:

$$T_s = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_{in}} \left(\frac{\alpha + |\sin(\omega t)|}{|\sin(\omega t)|} \right) \quad (30)$$

Reordenando os termos obtém-se:

$$\frac{L \cdot \Delta I_L}{V_{in} \cdot T_s} = \frac{|\sin(\omega t)|}{\alpha + |\sin(\omega t)|} \quad (31)$$

Assim verifica-se que a ondulação da corrente no indutor é variável com o tempo. Normalizando o valor desta ondulação obtém-se (32).

$$\Delta I_{Lnorm} = \frac{L \cdot \Delta I_L}{V_{in} \cdot T_s} = \frac{|\sin(\omega t)|}{\alpha + |\sin(\omega t)|} \quad (32)$$

Corrente no indutor

A corrente no indutor apresenta componentes de baixa frequência (frequência da tensão de saída) e de alta frequência (chaveamento) ou ondulação. Se desconsiderar essa ondulação, a forma de onda a ser obtida corresponde aos valores médios instantâneos da corrente no indutor. Da literatura básica (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001) tem-se a expressão da corrente média no indutor para o conversor *Buck-Boost* CC-CC de acordo com (33).

$$\overline{I_L} = -\frac{V_{out}}{D' \cdot R} \quad (33)$$

Onde R é o valor da resistência de carga e D' é o complemento da razão cíclica, definido como (34).

$$D' = 1 - D \quad (34)$$

O sinal negativo indica apenas que as tensões de entrada e saída tem polaridade inversa no caso do conversor *Buck-Boost* tradicional. Considerando os valores absolutos e a natureza variável no tempo da razão cíclica e a tensão de saída, a corrente no indutor para a topologia proposta é expressa por (35).

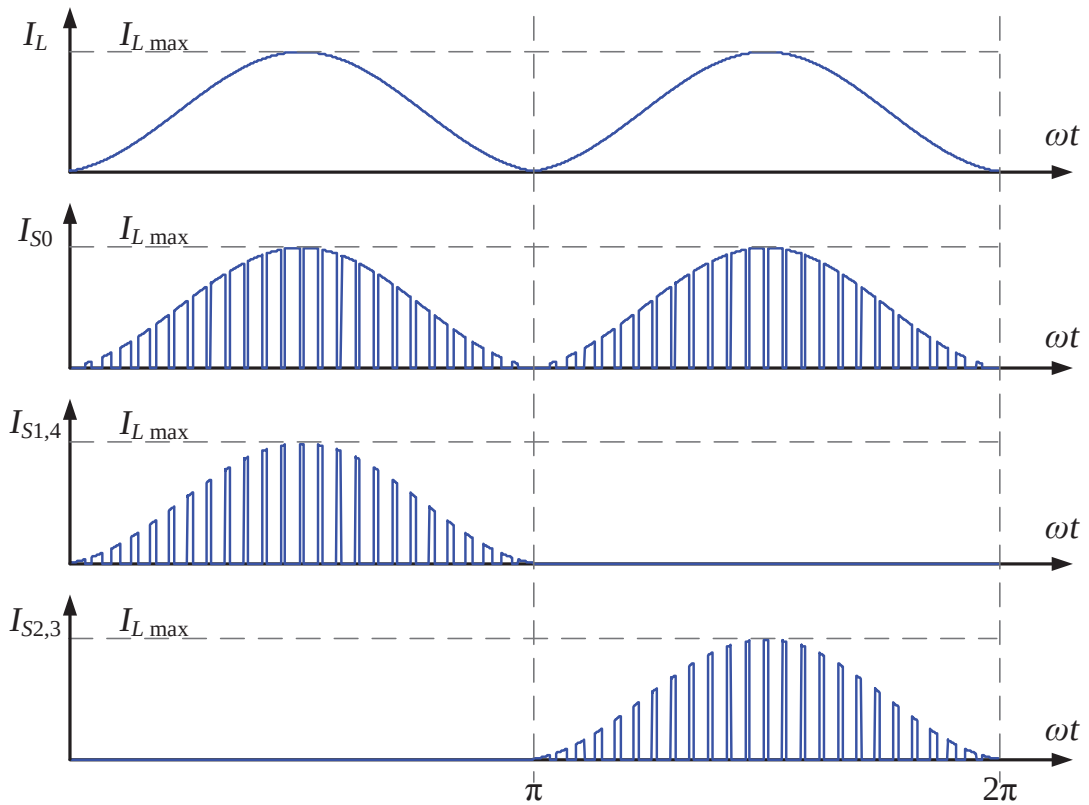
$$\overline{I_L}(\omega t) = \frac{V_p |\text{sen}(\omega t)|}{\left(1 - \frac{|\text{sen}(\omega t)|}{|\text{sen}(\omega t)| + \alpha}\right) R} \quad (35)$$

Rearranjando os termos chega-se a (36)

$$\overline{I_L}(\omega t) = \frac{V_p |\text{sen}(\omega t)| (|\text{sen}(\omega t)| + \alpha)}{\alpha R} \quad (36)$$

Na figura 30 são apresentadas as formas de onda das correntes nos principais componentes do circuito para um período de oscilação da tensão de saída em função de ωt , considerando uma frequência de chaveamento genérica.

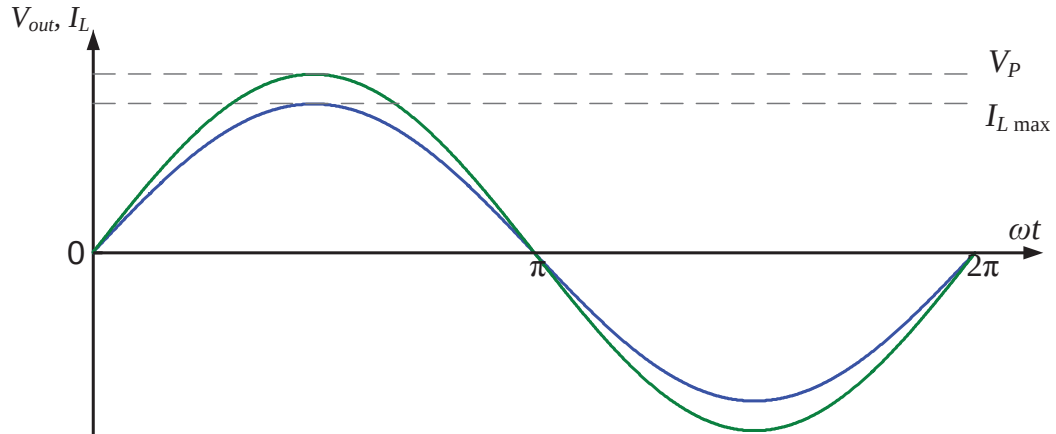
Figura 30: Formas de onda idealizadas da corrente no indutor e nas chaves.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na figura 31 são apresentadas as formas de onda idealizadas da corrente e tensão na carga, com as mesmas considerações que na figura 31. Nestas duas figuras desconsideraram-se as ondulações de corrente e tensão.

Figura 31: Formas de onda idealizadas da tensão e corrente na carga.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

3.4 Exemplo de projeto

A seguir realiza-se o projeto do estágio de potência para o inversor integrado *Buck-Boost* operando em MCC conforme às especificações da tabela 4.

Tabela 4: Especificações de projeto

Parâmetro	Valor
Tensão de entrada (V_{in})	48 V
Tensão eficaz de saída (V_{out})	127 V
Potência de saída (P_o)	300 W
Ondulação da tensão de saída (ΔV_{out})	10%
Ondulação da corrente no indutor (ΔI_L)	3 A
Frequência de chaveamento (f_s)	48 kHz
Frequência de tensão de saída (f_o)	60 Hz

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Substituindo os dados do projeto em (21) obtém-se:

$$\alpha = \frac{V_{in}}{V_P} = \frac{48V}{127 \cdot \sqrt{2}V} = 0,267 \quad (37)$$

Para este valor de α , a máxima ondulação normalizada da corrente no indutor é:

$$\Delta I_{LnormMAX} = \frac{|\sin(\omega t)|}{|\sin(\omega t)| + \alpha_{\omega t=\pi/2}} = \frac{1}{1+0,267} = 0,789 \quad (38)$$

3.4.1 Cálculo do Indutor

A equação (32) pode ser rearranjada em termos da indutância:

$$L = \Delta I_{Lnorm} \frac{V_{in} \cdot T_s}{\Delta I_L} \quad (39)$$

Assim, pode-se ver que o valor máximo da indutância corresponde ao valor máximo da ondulação normalizada de corrente no indutor, o mesmo que foi calculado em (38). Para calcular o valor desta indutância é necessário definir a ondulação da corrente no indutor. Considerando-se uma ondulação máxima de 3 A e substituindo este valor em (39):

$$\begin{aligned} L &= 0,789 \frac{48V}{48000Hz \cdot 3A} \\ L &= 263 \mu H \end{aligned} \quad (40)$$

A equação (36) expressa o valor médio instantâneo da corrente no indutor considerando eficiência de 100%. Já que a ondulação de corrente tem valor médio zero, o valor médio da expressão (36) ao longo de um período de oscilação da tensão de saída é a corrente media total no indutor, expressa por (41).

$$\begin{aligned} I_{Lmedia} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \overline{I_L}(\omega t) d\omega t \\ I_{Lmedia} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_p |sen(\omega t)| (|sen(\omega t)| + \alpha)}{\alpha R} d\omega t \end{aligned} \quad (41)$$

Integrando obtém-se (42)

$$I_{Lmedia} = \frac{V_p}{\alpha \cdot R \cdot \pi} \left(\frac{\pi}{2} + 2\alpha \right) \quad (42)$$

Substituindo os valores conhecidos:

$$I_{Lmedia} = 8,4 A \quad (43)$$

Logo, é possível calcular o valor eficaz da corrente no indutor. Desconsiderando a ondulação, o valor eficaz da corrente no indutor é expresso por (44).

$$\overline{I_{Leficaz}} = \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \overline{I_L}^2(\omega t) d\omega t} \quad (44)$$

Substituindo (36) e integrando.

$$\begin{aligned} \overline{I_{Leficaz}} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{V_P |\sin(\omega t)| (|\sin(\omega t)| + \alpha)}{\alpha R} \right)^2 d\omega t} \\ \overline{I_{Leficaz}} &= \sqrt{\frac{V_P^2}{\alpha^2 R^2 \pi} \int_0^{\pi} (|\sin(\omega t)| (|\sin(\omega t)| + \alpha))^2 d\omega t} \\ \overline{I_{Leficaz}} &= \frac{V_P}{\alpha \cdot R \cdot \pi} \sqrt{\frac{1}{\pi} \left(\frac{\pi \alpha^2}{2} + \frac{4\alpha}{3} + \frac{3\pi}{8} \right)} \\ \overline{I_{Leficaz}} &= 9,97 \text{ A} \end{aligned} \quad (45)$$

Este valor corresponde unicamente ao valor médio instantâneo da corrente no indutor e para efeitos do projeto do componente deve-se considerar também a ondulação. Já que a frequência de chaveamento projetada é sempre um múltiplo inteiro da frequência de oscilação da tensão de saída, o valor eficaz total da corrente é expresso por (46)

$$I_{Leficaz} = \sqrt{\overline{I_{Leficaz}}^2 + I_{LR_eficaz}^2} \quad (46)$$

Considerando a ondulação de corrente com forma de onda triangular, a corrente eficaz no indutor pode ser calculada de acordo com (47)

$$\begin{aligned} I_{Leficaz} &= \sqrt{9,97^2 + \left(\frac{1,5}{\sqrt{3}} \right)^2} \\ I_{Leficaz} &= 10 \text{ A} \end{aligned} \quad (47)$$

Com base na expressão (36) é possível determinar o valor de pico da corrente no indutor. Este valor é importante no projeto do indutor. Pelas características da topologia proposta este valor de pico da corrente no indutor é também o valor de pico da corrente em todas as chaves do inversor (BARBI, 2007). O valor corresponde à soma da corrente média máxima e a ondulação da corrente no indutor conforme a (48).

$$I_{LMAX} = \overline{I_L}(\omega t)_{MAX} + \frac{\Delta I_L}{2} \quad (48)$$

O valor máximo da corrente média acontece para $\omega t = \pi/2$, substituindo este e os demais valores conhecidos chega-se a (49).

$$\begin{aligned} I_{LMAX} &= \frac{V_P(1+\alpha)}{\alpha \cdot R} + \frac{\Delta I_L}{2} \\ I_{LMAX} &= 17,33 \text{ A} \end{aligned} \quad (49)$$

3.4.2 Cálculo do Capacitor

O capacitor de saída tem a função de fornecer energia para a carga durante a primeira etapa de funcionamento (tanto para o semi-ciclo negativo como para o semi-ciclo positivo). Este capacitor opera na frequência de chaveamento (f_s). A corrente no componente é expressa por (50):

$$I_C = C \frac{dv_C(t)}{dt} = C \frac{dV_{out}(t)}{dt} \quad (50)$$

Considera-se um comportamento linear ao longo de um período de chaveamento.

$$I_C = C \frac{\Delta V_{out}(t)}{\Delta t} \quad (51)$$

Os valores máximos da ondulação de tensão de saída assim como da corrente no capacitor acontecem no pico da tensão de saída. O intervalo de tempo é aquele em que o capacitor fornece energia para a carga, ou seja, o intervalo em que a chave S_0 permanece fechada. O mesmo pode ser expresso em termos da razão cíclica e do período de chaveamento. Assim a capacitância pode ser calculada segundo (52):

$$C = \frac{I_{Cpeak}}{\Delta V_{outpeak}} D \left(\frac{\pi}{2} \right) T_s \quad (52)$$

Por substituição dos valores conhecidos obtém-se:

$$C = \frac{3,34 \text{ A}}{0,1 \cdot 127 \text{ V} \cdot \sqrt{2}} 0,789 \cdot \frac{1}{48000 \text{ Hz}} = 3,05 \mu\text{F} \quad (53)$$

Para efeitos do projeto adotou-se o valor de 3 μF .

3.4.3 Cálculo da resistência de carga

Considera-se uma tensão de saída puramente senoidal e uma carga puramente resistiva, o valor da resistência de carga é expresso por (54).

$$R = \frac{V_{out}^2}{P_o} \quad (54)$$

$$R = 53,8\Omega$$

3.4.4 Especificação dos semicondutores

A chave S_0 opera na frequência de chaveamento. A corrente nesta chave é pulsante. Logo, para calcular a corrente eficaz desconsiderou-se a ondulação, com base apenas do valor médio da corrente instantânea ao longo de um período de chaveamento. O valor médio da corrente na chave para um conversor *Buck-Boost* é expresso por (55) (MARTINS; BARBI, 2008a).

$$\overline{I_s} = D \cdot \overline{I_L} \quad (55)$$

Considera-se a variação no tempo e substituindo as expressões (22) e (36) em (55), chega-se à equação da corrente média na chave de entrada para um período de chaveamento de acordo com (56).

$$\overline{I_{s_0}}(\omega t) = D(\omega t) \cdot \overline{I_L}(\omega t) = \frac{|\text{sen}(\omega t)|}{|\text{sen}(\omega t)| + \alpha} \cdot \frac{V_p |\text{sen}(\omega t)| (|\text{sen}(\omega t)| + \alpha)}{\alpha \cdot R} \quad (56)$$

$$\overline{I_{s_0}}(\omega t) = \frac{V_p |\text{sen}(\omega t)|^2}{\alpha \cdot R}$$

Com base em (56) é possível calcular o valor médio da corrente nesta chave, já que o valor médio da ondulação é zero. A corrente nesta chave é a mesma de entrada ao inversor. Dessa forma o valor médio desta corrente é definido por (57).

$$\begin{aligned}
I_{S_0 \text{ media}} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \overline{I_{S_0}}(\omega t) d\omega t \\
I_{S_0 \text{ media}} &= \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \frac{V_p^2 |\text{sen}(\omega t)|^2}{\alpha \cdot R} d\omega t \\
I_{S_0 \text{ media}} &= \frac{V_p}{2\alpha \cdot R}
\end{aligned} \tag{57}$$

Substituindo o valor de α e rearranjando a expressão chega-se a (58).

$$I_{S_0 \text{ media}} = \frac{V_p}{2\alpha \cdot R} = \frac{P_o}{V_{in}} = 6,25 \text{ A} \tag{58}$$

O que é válido considerando 100% de rendimento.

Se desconsiderar a ondulação de corrente é possível achar o valor eficaz da corrente na chave de acordo com (59).

$$\begin{aligned}
\overline{I_{S_0 \text{ eficaz}}} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \overline{I_{S_0}}^2(\omega t) d\omega t} \\
\overline{I_{S_0 \text{ eficaz}}} &= \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \left(\frac{V_p |\text{sen}(\omega t)|^2}{\alpha \cdot R} \right)^2 d\omega t} \\
\overline{I_{S_0 \text{ eficaz}}} &= \frac{V_p}{\alpha \cdot R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} |\text{sen}(\omega t)|^4 d\omega t}
\end{aligned} \tag{59}$$

Com a integração e substituição dos valores conhecidos chega-se a:

$$\begin{aligned}
\overline{I_{S_0 \text{ eficaz}}} &= \frac{V_p}{\alpha \cdot R} \sqrt{\frac{1}{\pi} \cdot \frac{3\pi}{8}} \\
\overline{I_{S_0 \text{ eficaz}}} &= 7.65 \text{ A}
\end{aligned} \tag{60}$$

Pelas características da topologia os valores de pico das correntes em todas as chaves são iguais ao valor de pico da corrente no indutor especificado em (49).

A tensão nos terminais da chave S_0 , quando bloqueia, é a soma da tensão de entrada e o valor absoluto da tensão de saída. Assim, o valor de pico acontece no pico da tensão de saída. Incluindo a ondulação de tensão especificada (5 % do valor de pico) a tensão máxima na chave S_0 é calculada em (61).

$$\begin{aligned}
V_{S_0pico} &= V_{in} + V_{outpico} \\
V_{S_0pico} &= 48 \text{ V} + 127 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot (1 + 5\%) \\
V_{S_0pico} &= 236.6 \text{ V}
\end{aligned} \tag{61}$$

Para a realização da ponte inversora consideraram-se associações série *Shottky* e MOSFET. No semi-ciclo positivo as associações D_1-S_1 e D_4-S_4 realizam conjuntamente a função do diodo no conversor *Buck-Boost* tradicional, já no semi-ciclo negativo são as associações D_2-S_2 e D_4-S_4 as que realizam esta função. Assim as formas de onda de corrente para cada conjunto de associações são as mesmas, porém defasadas 180° . Desconsiderando a ondulação, a corrente média no diodo num período de chaveamento para o conversor *Buck-Boost* é expressa por (62) (MARTINS; BARBI, 2008a).

$$\overline{I_S} = D' \cdot \overline{I_L} \tag{62}$$

Onde D' é o complemento da razão cíclica (D) definido em (34). Para simplificar a análise consideram-se apenas as associações D_1-S_1 e D_4-S_4 . Levando em conta da natureza variável no tempo chega-se à (63), que expressa a corrente média instantânea nos elementos D_1, S_1, D_4 e S_4 .

$$\begin{aligned}
\overline{I_{D-S_{1,4}}}(\omega t) &= D'(\omega t) \cdot \overline{I_L}(\omega t) \\
\overline{I_{D-S_{1,4}}}(\omega t) &= \left(1 - \frac{|\sin(\omega t)|}{|\sin(\omega t)| + \alpha} \right) \cdot \frac{V_p |\sin(\omega t)| (|\sin(\omega t)| + \alpha)}{\alpha \cdot R} \\
\overline{I_{D-S_{1,4}}}(\omega t) &= \frac{V_p |\sin(\omega t)|}{R}
\end{aligned} \tag{63}$$

O valor médio da ondulação de corrente é zero, logo, pode-se utilizar (63) para calcular a corrente média nos componentes semicondutores da ponte inversora de conforme a (64)

$$\begin{aligned}
I_{D-S_{1,4} \text{ media}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} \overline{I_{S_{1,4}}}(\omega t) d\omega t \\
I_{D-S_{1,4} \text{ media}} &= \frac{1}{2\pi} \int_0^\pi \frac{V_p |\sin(\omega t)|}{R} d\omega t \\
I_{D-S_{1,2,3,4} \text{ media}} &= \frac{V_p}{\pi \cdot R}
\end{aligned} \tag{64}$$

Com a substituição dos valores conhecidos:

$$I_{D-S_{1,2,3,4} \text{ media}} = 1,065 \text{ A} \quad (65)$$

Se desconsiderar a ondulação de corrente, a expressão (63) pode ser utilizada para calcular a corrente eficaz nos componentes semicondutores da ponte inversora.

$$\overline{I_{D-S_{1,4} \text{ eficaz}}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} I_{S_{1,4}}^2(\omega t) d\omega t} \quad (66)$$

Substitui-se a expressão (63) em (66):

$$\begin{aligned} \overline{I_{D-S_{1,4} \text{ eficaz}}} &= \frac{V_P}{R} \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} |\text{sen}(\omega t)|^2 d\omega t} \\ \overline{I_{D-S_{1,2,3,4} \text{ eficaz}}} &= \frac{V_P}{2R} \end{aligned} \quad (67)$$

Com a substituição dos valores conhecidos:

$$\overline{I_{D-S_{1,2,3,4} \text{ eficaz}}} = 1,67 \text{ A} \quad (68)$$

Com base nos parâmetros das tabelas 3 e 4 é possível calcular os máximos esforços de tensão aos que são submetidos os componentes semicondutores da ponte inversora. No caso dos MOSFET a máxima de tensão de bloqueio é a tensão de saída. Assim o valor de pico que devem bloquear os MOSFET pode ser calculado de acordo com (69).

$$\begin{aligned} V_{S_{MAX}} &= V_{out}(\omega t) \\ V_{S_{1,2,3,4MAX}} &= 127 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot (1+5\%) = 189 \text{ V} \end{aligned} \quad (69)$$

Já no caso dos diodos a máxima tensão que estes bloqueiam é a metade da soma das tensões de entrada é saída. O valor de pico da tensão de bloqueio é calculado em (70).

$$\begin{aligned} V_{D_{MAX}} &= \frac{V_{in} + V_{out}(\omega t)}{2} \\ V_{D_{1,2,3,4MAX}} &= \frac{48 \text{ V} + 127 \text{ V} \cdot \sqrt{2} \cdot (1+5\%)}{2} = 118,5 \text{ V} \end{aligned} \quad (70)$$

Com base nos valores calculados pode-se realizar a especificação dos componentes para a implementação do estágio de potência. É importante salientar aqui que, devido às idealidades consideradas, os esforços nos semicondutores serão maiores.

3.5 Conclusões

Neste capítulo foram apresentadas as análise qualitativa e quantitativa do inversor integrado monofásico *Buck-Boost*, operando no modo de condução contínua. O estudo da operação da estrutura mostra a funcionalidade desta proposta, permitindo a elevação da tensão (CC) de entrada e ao mesmo tempo a inversão (CA) na saída, com a desejável frequência e valor eficaz. As considerações tecnológicas mostram que para garantir a operação especificada é possível realizar a implementação da ponte inversora baseada em associações em série de MOSFET e diodos, dado que os atuais RB-IGBTs ainda não possuem as características desejadas para operação em frequências elevadas. Foi realizado o estudo das formas de onda e dos esforços de tensão e corrente nos principais componentes, assim como, o estabelecimento de uma metodologia de projeto a ser utilizada na implementação do estágio de potência.

CAPÍTULO 4

Modelação, funções de transferência e projeto de controladores

4.1 Introdução

No presente estudo o inversor monofásico *Buck-Boost* deve operar, conforme as especificações do projeto, fornecendo níveis adequados de tensão alternada para os diversos aparelhos que serão conectados na estrutura. Os conversores estáticos são estruturas baseadas em componentes eletrônicos que apresentam comportamentos matemáticos não lineares. A modelagem que foi escolhida no presente estudo é baseada no método dos valores médios e feita por espaços de estado (*State-Space Averaging*) (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001). Este método consiste em analisar o conversor a partir das suas equações de estado nas duas etapas de operação, correspondente ao modo de condução contínua.

O controle em modo corrente por valores médios foi a opção utilizada. Os resultados das funções de transferências foram deduzidas mediante o balanço dinâmico da energia nos elementos de acumulação (indutor e capacitor) para um período de chaveamento (KASSAKIAN *et al.*, 1992), através da utilização do modelo linearizado e em torno do ponto de operação.

Este capítulo apresenta o equacionamento para as variáveis de estado do inversor integrado *Buck-Boost* feito mediante o método dos valores médios por espaços de estado. Despreza-se as ondulações nestas variáveis, o que facilita a análise do circuito e a obtenção de um modelo linear equivalente para o projeto dos controladores.

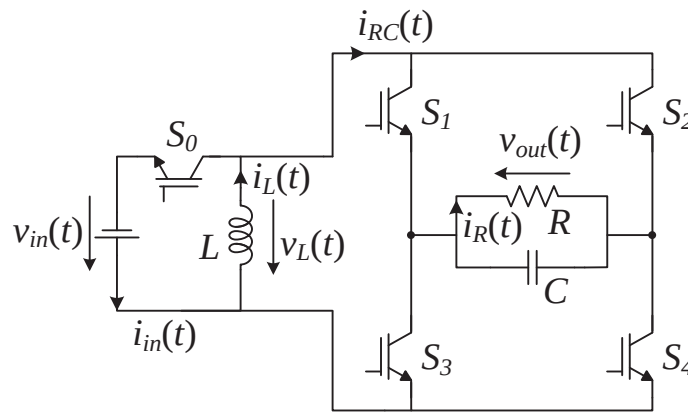
Com o objetivo de simplificar, considerou-se elementos ideais (tensão de junção dos semicondutores nula, resistências nula em condução, resistências infinitas em bloqueio, resistências série nulas nos elementos de acumulação).

4.2 Equações em espaço de estados para o inversor integrado *Buck-Boost* monofásico

No capítulo 3 apresentou-se a operação do inversor proposto. Conforme discutido anteriormente o chaveamento de S_1 e S_2 é apenas para alternar periodicamente a polaridade da

tensão na carga. Logo, esta alternância não tem influência na dinâmica do conversor dentro de um período de chaveamento. Assim a modelação da topologia proposta pode ser realizada apenas considerando um dos semi-ciclos e a alternância de polaridade na carga para o regime permanente. Com este conceito apresenta-se o equacionamento para a obtenção de um modelo linear de pequenos sinais do inversor integrado *Buck-Boost* monofásico. O modelo inicial é apresentado na figura 32, nesta figura são mostradas todas as variáveis a serem consideradas no equacionamento.

Figura 32: Modelo inicial do inversor integrado *Buck-Boost* monofásico.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Matematicamente pode-se modelar o comportamento do conversor como um sistema linear invariante no tempo. Isto pode ser representado no espaço de estados mediante a seguinte relação matricial (71).

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B} \cdot \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C} \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{E} \cdot \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (71)$$

Onde $\mathbf{x}(t)$ é o vetor de estados (arranjo das variáveis de estado que neste caso são respectivamente a corrente no indutor e a tensão de saída, que é a mesma tensão no capacitor C) definido em (72), $\mathbf{u}(t)$ é o vetor de entrada (arranjo das variáveis de entrada, neste caso é uma tensão contínua independente) e $\mathbf{y}(t)$ é o vetor de saída (arranjo das variáveis de saída a serem medidas ou controladas). As variáveis vetoriais são apresentadas em negrito.

$$\mathbf{x}(t) = \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{out}(t) \end{bmatrix} \quad (72)$$

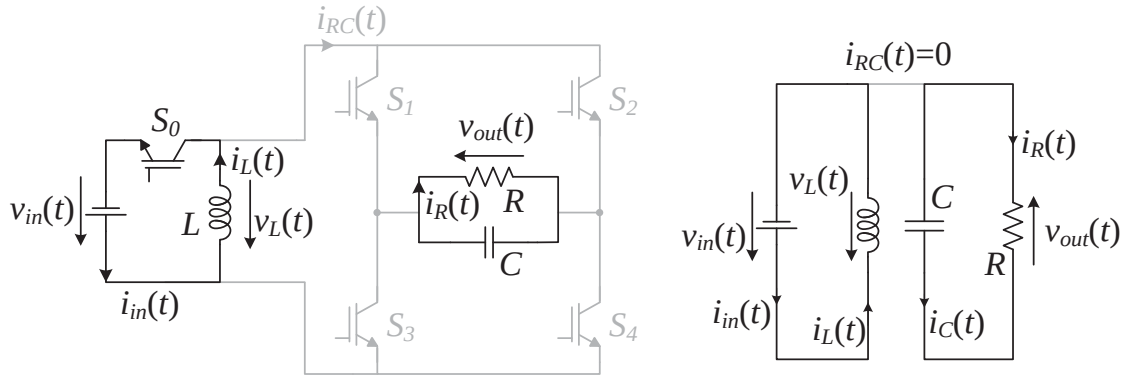
Considera-se apenas como entrada independente a tensão de entrada conforme (73). Neste caso, já que o controle proposto é em modo de corrente por valores médios, as variáveis de saída são respectivamente a corrente injetada na ponte inversora e a corrente de entrada, de acordo a (74).

$$\mathbf{u}(t) = v_{in}(t) \quad (73)$$

$$\mathbf{y}(t) = \begin{bmatrix} i_{RC}(t) \\ i_{in}(t) \end{bmatrix} \quad (74)$$

Conforme a proposta deste trabalho, o inversor integrado *Buck-Boost* operando em MMC apresenta duas etapas de funcionamento. A primeira corresponde à carga do indutor e foi detalhada no capítulo 3. Nesta etapa existe fluxo de potência de fonte para o indutor e do capacitor para a carga. O circuito resultante é apresentado na figura 33, junto com o circuito equivalente. Para efeitos didáticos mostram-se em preto apenas os elementos e seções do circuito onde existe fluxo de potência.

Figura 33: Primeira etapa de operação e circuito equivalente



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Do circuito equivalente anterior podem-se deduzir as seguintes expressões:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= v_L(t) = v_{in}(t) \\ C \frac{dv_{out}(t)}{dt} &= i_C(t) = -i_R(t) = -\frac{v_{out}(t)}{R} \\ i_{RC}(t) &= 0 \\ i_{in}(t) &= i_L(t) \end{aligned} \quad (75)$$

Estas equações podem ser expressas mediante matrizes conforme a (76).

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{out}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{out}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}(t) \\ \begin{bmatrix} i_{RC}(t) \\ i_{in}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{out}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}(t) \end{aligned} \quad (76)$$

Assim, as equações em espaço de estados nesta etapa são apresentadas em (77).

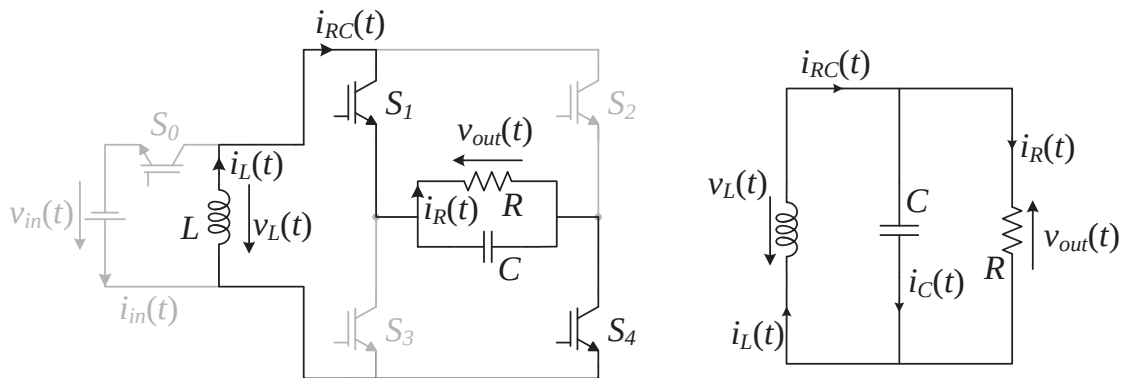
$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} &= \mathbf{A}_1 \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_1 \cdot \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_1 \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_1 \cdot \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (77)$$

Sendo que:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_1 &= \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_1 &= \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{E}_1 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (78)$$

A segunda etapa de operação corresponde à transferência de energia para a carga como foi detalhado no capítulo 3.

Figura 34: Segunda etapa de operação do inversor integrado *Buck-Boost* e circuito equivalente



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Nesta etapa a fonte não fornece energia, no entanto o indutor fornece a energia acumulada para a carga, assim como para o capacitor e este se carrega. A figura 34 apresenta graficamente esta opera e o circuito equivalente. Deste circuito podem-se deduzir as seguintes relações:

$$\begin{aligned} L \frac{di_L(t)}{dt} &= -v_{out}(t) \\ C \frac{dv_{out}(t)}{dt} &= i_L(t) - \frac{v_{out}(t)}{R} \\ i_{RC}(t) &= i_L(t) \\ i_{in}(t) &= 0 \end{aligned} \quad (79)$$

As equações de (79) podem ser expressas mediante matrizes conforme (80)

$$\begin{aligned} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{out}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{out}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}(t) \\ \begin{bmatrix} i_{RC}(t) \\ i_{in}(t) \end{bmatrix} &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_L(t) \\ v_{out}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} v_{in}(t) \end{aligned} \quad (80)$$

Assim as equações em espaço de estados nesta etapa são:

$$\begin{aligned} \frac{d\mathbf{x}(t)}{dt} &= \mathbf{A}_2 \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{B}_2 \cdot \mathbf{u}(t) \\ \mathbf{y}(t) &= \mathbf{C}_2 \cdot \mathbf{x}(t) + \mathbf{E}_2 \cdot \mathbf{u}(t) \end{aligned} \quad (81)$$

Sendo que:

$$\begin{aligned} \mathbf{A}_2 &= \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B}_2 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C}_2 &= \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{E}_2 &= \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (82)$$

Já que os circuitos equivalentes do conversor são diferentes para cada uma das etapas de operação têm-se diferentes matrizes de equações de estado para cada intervalo ($\mathbf{A}_1$, $\mathbf{B}_1$, $\mathbf{C}_1$, $\mathbf{E}_1$ na primeira etapa de operação e $\mathbf{A}_2$, $\mathbf{B}_2$, $\mathbf{C}_2$, $\mathbf{E}_2$ na segunda etapa de operação). A teoria de modelação de conversores estáticos por valores médios indica que é possível obter um sistema de equações de estado único a partir do cálculo dos valores médios das variáveis de estado num período de chaveamento, e aplicar os princípios de tensão média no indutor e de corrente média no capacitor. Para este procedimento é condição necessária que as dinâmicas do conversor, assim como as variáveis de estado, entrada e saída estejam limitadas a uma frequência muito menor que a de chaveamento (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

O valor médio de qualquer variável, para um período de chaveamento, é definido de acordo a (83)

$$\langle x(t) \rangle_{T_s} = \frac{1}{T_s} \int_t^{t+T_s} x(\tau) d\tau \quad (83)$$

Com as considerações indicadas, substituem-se as variáveis pelos seus respectivos valores médios num período de chaveamento; e aplicam-se os princípios de tensão média no indutor e corrente média no capacitor. Logo o sistema de equações por valores médios em espaço de estados fica conforme a (84).

$$\begin{aligned} \frac{d\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s}}{dt} &= (d(t) \cdot \mathbf{A}_1 + d'(t) \cdot \mathbf{A}_2) \cdot \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + (d(t) \cdot \mathbf{B}_1 + d'(t) \cdot \mathbf{B}_2) \cdot \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \\ \frac{d\langle \mathbf{y}(t) \rangle}{dt} &= (d(t) \cdot \mathbf{C}_1 + d'(t) \cdot \mathbf{C}_2) \cdot \langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} + (d(t) \cdot \mathbf{E}_1 + d'(t) \cdot \mathbf{E}_2) \cdot \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} \end{aligned} \quad (84)$$

Onde $d(t)$ é a razão cíclica dependente do tempo e $d'(t)$ é o seu complemento. Com base em (84) e (71) chega-se a (85)

$$\begin{aligned} \mathbf{A} &= d(t)\mathbf{A}_1 + d'(t)\mathbf{A}_2 \\ \mathbf{B} &= d(t)\mathbf{B}_1 + d'(t)\mathbf{B}_2 \\ \mathbf{C} &= d(t)\mathbf{C}_1 + d'(t)\mathbf{C}_2 \\ \mathbf{E} &= d(t)\mathbf{E}_1 + d'(t)\mathbf{E}_2 \end{aligned} \quad (85)$$

O seguinte passo é linearizar o sistema de equações ao redor do ponto de equilíbrio. Considerou-se como ponto de equilíbrio para o inversor aquele que corresponde à operação com as especificações de projeto. Neste caso a tensão de entrada mantém constante e a tensão de saída mantém amplitude e frequência fixas, o que significa potência constante na carga.

Nesta situação os valores representativos das variáveis são os valores eficazes. As derivadas das variáveis de estado em equilíbrio são nulas, logo o sistema de equações em espaço de estados fica de acordo a (86)

$$\begin{aligned}\mathbf{0} &= \mathbf{A} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= \mathbf{C} \cdot \mathbf{X} + \mathbf{E} \cdot \mathbf{U}\end{aligned}\quad (86)$$

Sendo que os valores em estado estacionário são:

$$\begin{aligned}\mathbf{X} &= \text{vetor de estados em equilíbrio} \\ \mathbf{U} &= \text{vetor de entradas em equilíbrio} \\ \mathbf{Y} &= \text{vetor de saídas em equilíbrio} \\ D &= \text{razão cíclica em equilíbrio } (D' = 1-D)\end{aligned}\quad (87)$$

Assim as matrizes $\mathbf{A}$, $\mathbf{B}$ e $\mathbf{C}$ são dadas por (88).

$$\begin{aligned}\mathbf{A} &= D \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 0 & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} + D' \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ \frac{1}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \\ \mathbf{B} &= D \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} + D' \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{C} &= D \begin{bmatrix} 0 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} + D' \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D' & 0 \\ D & 0 \end{bmatrix} \\ \mathbf{E} &= D \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} + D' \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \end{bmatrix}\end{aligned}\quad (88)$$

Logo, os vetores de estados e saídas em equilíbrio são obtidos de acordo com (89):

$$\begin{aligned}\mathbf{X} &= -\mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} \cdot \mathbf{U} \\ \mathbf{Y} &= (-\mathbf{C} \cdot \mathbf{A}^{-1} \mathbf{B} + \mathbf{E}) \cdot \mathbf{U}\end{aligned}\quad (89)$$

Logo, por substituição de (88) em (89) chega-se a (90).

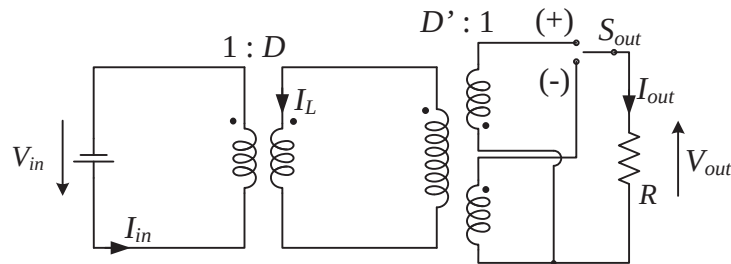
$$\begin{aligned}
 \mathbf{X} &= - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in} = \begin{bmatrix} \frac{D}{D'^2 \cdot R} \\ \frac{D}{D'} \end{bmatrix} \cdot V_{in} \\
 \mathbf{Y} &= - \begin{bmatrix} D' & 0 \\ D & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix}^{-1} \cdot \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \cdot V_{in} = \begin{bmatrix} \frac{D}{D' \cdot R} \\ \frac{D^2}{D'^2 \cdot R} \end{bmatrix} \cdot V_{in}
 \end{aligned} \tag{90}$$

A equação matricial (90) pode ser expandida para chegar a (91), que define os valores em equilíbrio das variáveis de estado e de saída.

$$\begin{aligned}
 I_L &= \frac{D}{D'^2 \cdot R} V_{in} \\
 V_{out} &= \frac{D}{D'} V_{in} \\
 I_{RC} &= \frac{D}{D' \cdot R} V_{in} = D' \cdot I_L \\
 I_{in} &= \frac{D^2}{D'^2 \cdot R} V_{in} = D \cdot I_L
 \end{aligned} \tag{91}$$

Com base em (91) e considerando a alternância de polaridade na saída obteve-se o circuito equivalente para o inversor integrado *Buck-Boost* em equilíbrio, conforme com figura 35. Este circuito equivalente desconsidera os elementos armazenadores de energia assim como as ondulações de tensão e corrente. Os transformadores são considerados como ideais e trabalham em toda a faixa de frequências. A chave S_{out} é apenas um recurso gráfico utilizado para por em evidência a alternância de polaridade da tensão de saída. Deve-se mencionar que a razão cíclica em equilíbrio ainda é variável no tempo, já que a trata-se de um inversor.

Figura 35: Circuito equivalente em equilíbrio para o inversor integrado *Buck-Boost* monofásico.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

4.3 Obtenção de modelo para pequenos sinais

Para a obtenção deste modelo as ondulações nas tensões e correntes num período de chaveamento são desprezadas, logo são apenas consideradas pequenas perturbações, nos valores médios das variáveis. Considera-se que este valor médio é composto pelo valor em equilíbrio (expressado com letra maiúscula) que é expresso em (91) e pelas pequenas perturbações ao redor desse ponto (expressadas por letras minúsculas com acento circunflexo). Introduzam-se também perturbações na razão cíclica e o seu complemento ao redor dos seus valores em equilíbrio, conforme (92).

$$\begin{aligned}\langle \mathbf{x}(t) \rangle_{T_s} &= \mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t) \\ \langle \mathbf{u}(t) \rangle_{T_s} &= \mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t) \\ \langle \mathbf{y}(t) \rangle_{T_s} &= \mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t) \\ d(t) &= D + \hat{d}(t) \Rightarrow d'(t) = D' - \hat{d}(t)\end{aligned}\tag{92}$$

Após a substituição desses valores nas equações em (84) obtém-se (93).

$$\begin{aligned}\frac{d(\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t))}{dt} &= \left\{ (D + \hat{d}(t)) \cdot \mathbf{A}_1 + (D' - \hat{d}(t)) \cdot \mathbf{A}_2 \right\} (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)) \\ &\quad + \left\{ (D + \hat{d}(t)) \cdot \mathbf{B}_1 + (D' - \hat{d}(t)) \cdot \mathbf{B}_2 \right\} (\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t)) \\ \frac{d(\mathbf{Y} + \hat{\mathbf{y}}(t))}{dt} &= \left\{ (D + \hat{d}(t)) \cdot \mathbf{C}_1 + (D' - \hat{d}(t)) \cdot \mathbf{C}_2 \right\} (\mathbf{X} + \hat{\mathbf{x}}(t)) \\ &\quad + \left\{ (D + \hat{d}(t)) \cdot \mathbf{E}_1 + (D' - \hat{d}(t)) \cdot \mathbf{E}_2 \right\} (\mathbf{U} + \hat{\mathbf{u}}(t))\end{aligned}\tag{93}$$

Conforme foi definido anteriormente as derivadas dos termos correspondentes ao ponto de equilíbrio são nulas. Já que se deseja um modelo linear, os termos de segunda ordem podem ser desconsiderados. Com base nos termos de primeira obtém-se (94).

$$\begin{aligned}\frac{d(\hat{\mathbf{x}}(t))}{dt} &= \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{x}}(t) - \mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{u}}(t) + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}\} \hat{d}(t) \\ \frac{d(\hat{\mathbf{y}}(t))}{dt} &= \mathbf{C} \cdot \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{E} \cdot \hat{\mathbf{u}}(t) + \{(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot \mathbf{U}\} \hat{d}(t)\end{aligned}\tag{94}$$

Nesta expressão são substituídos os valores obtidos em (78) e (82), assim chega-se a (95).

$$\mathbf{J} = (\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{1}{L} \\ -\frac{1}{C} & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_{out} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L} \\ 0 \end{bmatrix} V_{in} = \begin{bmatrix} \frac{V_{in} + V_{out}}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} \quad (95)$$

$$(\mathbf{C}_1 - \mathbf{C}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{E}_1 - \mathbf{E}_2) \cdot \mathbf{U} = \begin{bmatrix} -1 & 0 \\ 1 & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_L \\ V_{out} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -I_L \\ I_L \end{bmatrix}$$

Por substituição de (95) e (88) na equação (94) obtém-se (96).

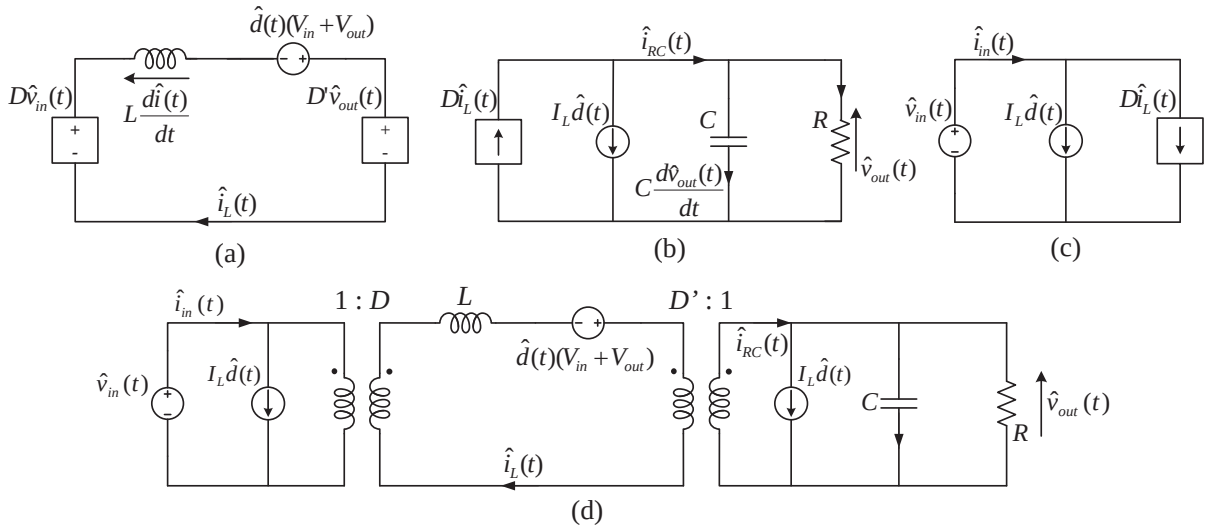
$$\frac{d}{dt} \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_{out}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_{out}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{in}(t) + \begin{bmatrix} \frac{V_{in} + V_{out}}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} \hat{d}(t) \quad (96)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_{RC}(t) \\ \hat{i}_{in}(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} D' & 0 \\ D & 0 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} \hat{i}_L(t) \\ \hat{v}_{out}(t) \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} -I_L \\ I_L \end{bmatrix} \hat{d}(t)$$

Pode-se expandir essas matrizes para chegar ao conjunto de equações (97)

$$\begin{aligned} \frac{d\hat{i}_L(t)}{dt} &= -\frac{D'}{L} \hat{v}_{out}(t) + \frac{D}{L} \hat{v}_{in}(t) + \frac{V_{in} + V_{out}}{L} \hat{d}(t) \\ \frac{d\hat{v}_{out}(t)}{dt} &= \frac{D'}{C} \hat{i}_L(t) - \frac{1}{R \cdot C} \hat{v}_{out}(t) - \frac{I_L}{C} \hat{d}(t) \\ \hat{i}_{RC}(t) &= D' \hat{i}_L(t) - I_L \hat{d}(t) \\ \hat{i}_{in}(t) &= D \hat{i}_L(t) + I_L \hat{d}(t) \end{aligned} \quad (97)$$

Figura 36: Circuitos equivalentes para pequenos sinais AC do conversor *Buck-Boost*: (a) equação da corrente no indutor, (b) equação da tensão no capacitor e da corrente de entrada à ponte inversora, (c) equação da corrente de entrada, (d) equivalente total.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

O sistema de equações anterior é linear e invariante no tempo. Cada uma das equações deste sistema pode ser representada graficamente mediante um modelo de circuito equivalente. As figuras 36 apresentam estes circuitos e o equivalente total. Este circuito equivalente total para pequenos sinais do inversor *Buck-Boost* operando em MCC é obtido unindo os circuitos equivalentes parciais.

4.4 Obtenção das funções de transferência

Para resolver o sistema linear de equações em espaço de estados (96) e obter as funções de transferência (FTs) precisa-se das equações no domínio da frequência. Com este propósito aplica-se a transformada de Laplace na equação de estados (94).

$$\mathcal{L}\left\{\frac{d\hat{\mathbf{x}}(t)}{dt}\right\} = \mathcal{L}\left\{\mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{x}}(t) + \mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{u}}(t) + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}\} \hat{d}(t)\right\} \quad (98)$$

Pelas propriedades da transformada de Laplace o sistema de equações no domínio da frequência fica expresso por (99).

$$\begin{aligned} s \cdot \hat{\mathbf{x}}(s) - \hat{\mathbf{x}}(0) &= \mathbf{A} \cdot \hat{\mathbf{x}}(s) + \mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{u}}(s) + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}\} \hat{d}(s) \\ (s - \mathbf{A}) \cdot \hat{\mathbf{x}}(s) &= \hat{\mathbf{x}}(0) + \mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{u}}(s) + \{(\mathbf{A}_1 - \mathbf{A}_2) \cdot \mathbf{X} + (\mathbf{B}_1 - \mathbf{B}_2) \cdot \mathbf{U}\} \hat{d}(s) \end{aligned} \quad (99)$$

Onde $\hat{\mathbf{x}}(0)$ é o vetor de condições iniciais das perturbações nas variáveis de estado. Substituindo o equivalente da matriz $\mathbf{J}$ e multiplicando à esquerda por $(s - \mathbf{A})^{-1}$ a equação (99) obtém-se (100).

$$\begin{aligned} (s - \mathbf{A})^{-1} \cdot (s - \mathbf{A}) \cdot \hat{\mathbf{x}}(s) &= (s - \mathbf{A})^{-1} \cdot \left(\hat{\mathbf{x}}(0) + \mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{u}}(s) + \mathbf{J} \hat{d}(s) \right) \\ \hat{\mathbf{x}}(s) &= (s - \mathbf{A})^{-1} \cdot \left(\hat{\mathbf{x}}(0) + \mathbf{B} \cdot \hat{\mathbf{u}}(s) + \mathbf{J} \hat{d}(s) \right) \end{aligned} \quad (100)$$

A equação (100) apresenta a solução geral do sistema de equações em espaço de estados dado em (94). Das especificações têm-se que os valores iniciais das perturbações nas variáveis de estado são nulos. Por substituição dos valores anteriormente obtidos chega-se à solução do sistema de equações de estado do inversor integrado *Buck-Boost* conforme com (101). Onde a expressão $\alpha(s)$ é definida conforme a (102).

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_{out}(s) \end{bmatrix} = \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} s - \begin{bmatrix} 0 & -\frac{D'}{L} \\ \frac{D'}{C} & -\frac{1}{R \cdot C} \end{bmatrix} \right)^{-1} \left(\begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) + \begin{bmatrix} \frac{V_{in} + V_{out}}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} \hat{d}(s) \right) \quad (101)$$

$$\begin{bmatrix} \hat{i}_L(s) \\ \hat{v}_{out}(s) \end{bmatrix} = \frac{1}{a(s)} \begin{bmatrix} L \cdot C \cdot s + \frac{L}{R} & -C \cdot D' \\ L \cdot R \cdot D' & L \cdot C \cdot s \end{bmatrix} \left(\begin{bmatrix} \frac{D}{L} \\ 0 \end{bmatrix} \hat{v}_{in}(s) + \begin{bmatrix} \frac{V_{in} + V_{out}}{L} \\ -\frac{I_L}{C} \end{bmatrix} \hat{d}(s) \right)$$

$$a(s) = L \cdot C \cdot s^2 + \frac{L \cdot s}{R} + D'^2 \quad (102)$$

As matrizes podem ser expandidas para mostrar as equações das variáveis de estado de acordo com (103) e (104).

$$\hat{i}_L(s) = \frac{1}{a(s)} \left\{ \left(C \cdot D \cdot s + \frac{D}{R} \right) \hat{v}_{in}(s) + \left[\left(C \cdot s + \frac{1}{R} \right) (V_{in} + V_{out}) + D' I_L \right] \hat{d}(s) \right\} \quad (103)$$

$$\hat{v}_{out}(s) = \frac{1}{a(s)} \left\{ D D' \hat{v}_{in}(s) + [D' (V_{in} + V_{out}) - I_L L s] \hat{d}(s) \right\} \quad (104)$$

Com base em (103) e (104) podem-se deduzir as FTs necessárias para o projeto dos controladores. Para este propósito desconsideram-se as perturbações na tensão de entrada:

$$\hat{v}_{in}(s) = 0 \quad (105)$$

4.4.1 Dedução da função de transferência $G_{id}(s)$

A função de transferência $G_{id}(s)$ expressa às variações de $\hat{i}_L(s)$ em relação a $\hat{d}(s)$.

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} \quad (106)$$

Por substituição de (105) em (103) obtém-se (107).

$$\hat{i}_L(s) = \frac{\left(C \cdot s + \frac{1}{R} \right) (V_{in} + V_{out}) + D' I_L}{L \cdot C \cdot s^2 + \frac{L \cdot s}{R} + D'^2} \hat{d}(s) \quad (107)$$

E rearranjando os termos obtém-se a expressão (108).

$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{\left(C \cdot s + \frac{1}{R}\right)(V_{in} + V_{out}) + D'I_L}{L \cdot C \cdot s^2 + \frac{L \cdot s}{R} + D'^2} \quad (108)$$

$$G_{id}(s) = \left(\frac{V_{in} + V_{out}}{R \cdot D'^2} + \frac{I_L}{D'}\right) \frac{\frac{s}{\omega_z} + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q \cdot \omega_0} + 1}$$

Esta FT pode ser expressa como uma função padrão de segunda ordem com ganho G_{id0} um zero na frequência ω_z , dois pólos quadráticos na frequência de ressonância ω_0 e fator de qualidade Q . Esta FT pode ser expressa como em (109).

$$G_{id}(s) = G_{id0} \frac{\frac{s}{\omega_z} + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q \cdot \omega_0} + 1} \quad (109)$$

Sendo que cada um dos termos é definido de acordo com (110)

$$G_{id0} = \frac{V_{in} + V_{out}}{R \cdot D'^2} + \frac{I_L}{D'}$$

$$\omega_z = \frac{1}{R \cdot C} + \frac{D'I_L}{(V_{in} + V_{out}) \cdot C}$$

$$\omega_0 = \frac{D'}{\sqrt{L \cdot C}}$$

$$Q = RD' \sqrt{\frac{C}{L}} \quad (110)$$

4.4.2 Dedução da função de transferência $G_{vi}(s)$

Esta FT expressa às variações da tensão de saída ($\hat{v}_{out}(s)$) em relação às variações na corrente no indutor ($\hat{i}_L(s)$) de acordo com (111).

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{i}_L(s)} \quad (111)$$

Substitui-se (105) em (104) para chegar a (112).

$$\hat{v}_{out}(s) = \frac{D'(V_{in} + V_{out}) - I_L L s}{L \cdot C \cdot s^2 + \frac{L \cdot s}{R} + D'^2} \hat{d}(s) \quad (112)$$

Logo, rearranjando termos obtém-se a expressão (113).

$$\frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{d}(s)} = \frac{D'(V_{in} + V_{out}) - I_L L s}{L \cdot C \cdot s^2 + \frac{L \cdot s}{R} + D'^2} \quad (113)$$

A FT desejada não aparece explicitamente na resolução das equações em espaço de estados, porém, pode ser deduzida dividindo a equação (113) por (117).

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{\frac{D'(V_{in} + V_{out}) - I_L L s}{L \cdot C \cdot s^2 + \frac{L \cdot s}{R} + D'^2}}{\left(C \cdot s + \frac{1}{R}\right)(V_{in} + V_{out}) + D' I_L} \quad (114)$$

Os termos da expressão podem ser rearranjados para obter (115).

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v}_{out}(s)}{\hat{i}_L(s)} = \frac{D'(V_{in} + V_{out})}{\frac{V_{in} + V_{out}}{R} + D' I_L} \frac{1 - \frac{s}{\frac{D'(V_{in} + V_{out})}{I_L L}}}{\frac{1}{R \cdot C} + \frac{D' I_L}{(V_{in} + V_{out}) \cdot C}} + 1 \quad (115)$$

Esta FT pode ser expressa como uma função padrão de primeira ordem com ganho G_{vi0} , um zero no semi-plano positivo na frequência $\omega_{rh pz}$ e um pólo no semi-plano negativo na frequência ω_p conforme (116).

$$G_{vi}(s) = G_{vi0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_{rh pz}}}{\frac{s}{\omega_p} + 1} \quad (116)$$

Sendo que cada um dos termos é definido em (117).

$$\begin{aligned}
G_{vi_0} &= \frac{D'(V_{in} + V_{out})}{\frac{V_{in} + V_{out}}{R} + D'I_L} \\
\omega_{rhpz} &= \frac{D'(V_{in} + V_{out})}{I_L L} \\
\omega_p &= \frac{1}{R \cdot C} + \frac{D'I_L}{(V_{in} + V_{out}) \cdot C}
\end{aligned} \tag{117}$$

A FT obtida é de fase não mínima, fato que será levado em conta no projeto dos controladores.

Por substituição dos valores especificados na tabela 3.2 em (91) são deduzidos os valores correspondentes ao ponto de operação. Neste caso considerou-se o valor eficaz da tensão de saída. Com estes valores e as magnitudes calculadas para os elementos reativos em (40) e (53) obtêm-se as funções de transferência para o inversor projetado. Estas FTs são apresentadas na forma padrão em (118) e os parâmetros são definidos na tabela 5.

$$\begin{aligned}
G_{id}(s) &= G_{id_0} \frac{\frac{s}{\omega_z} + 1}{\left(\frac{s}{\omega_0}\right)^2 + \frac{s}{Q \cdot \omega_0} + 1} \\
G_{vi}(s) &= G_{vi_0} \frac{1 - \frac{s}{\omega_{rhpz}}}{\frac{s}{\omega_p} + 1}
\end{aligned} \tag{118}$$

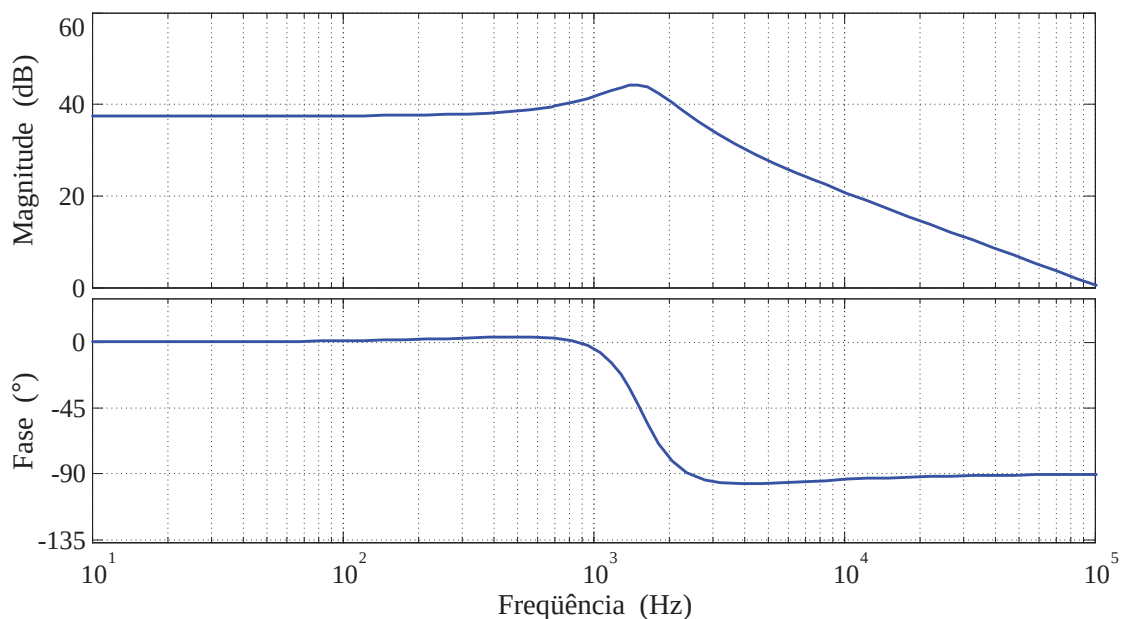
Tabela 5: Parâmetros das funções de transferência do projeto

Parâmetro	Valor
G_{id0}	75 A
G_{vi0}	8,55 V/A
ω_z	10699 rad/s
ω_0	9783,4 rad/s
Q	1,578
ω_{rhpz}	21273 rad/s
ω_p	10699 rad/s

Fonte: Elaboração do próprio autor.

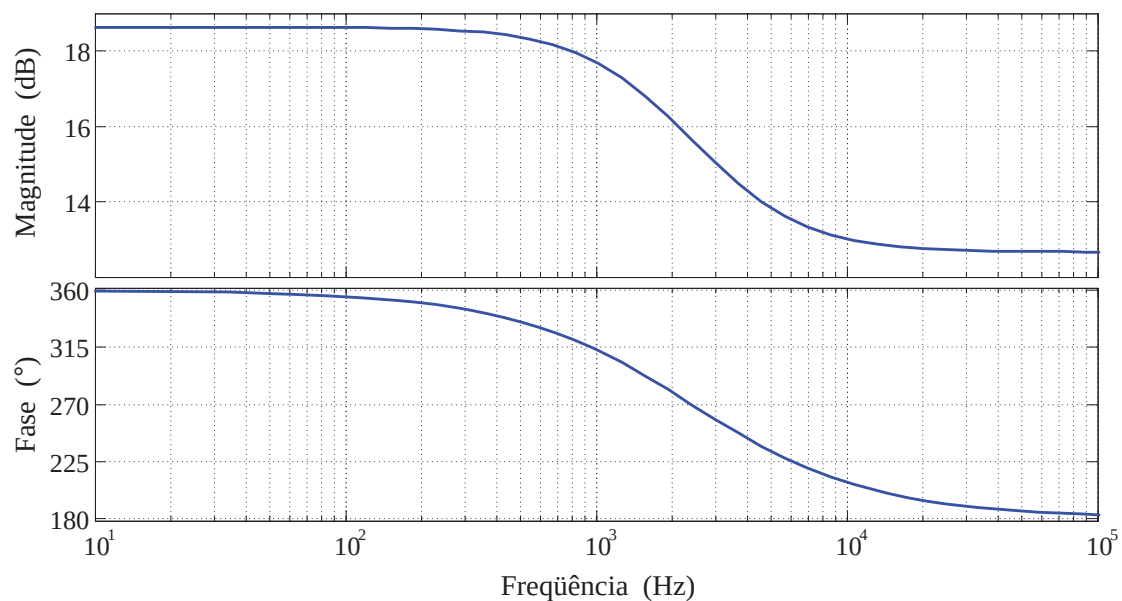
O comportamento das funções de transferência deduzidas é analisado no domínio da frequência a partir dos seus respectivos diagramas de Bode. As figuras 37 e 38 apresentam os diagramas, para magnitude e fase, de $G_{vi}(s)$ e $G_{id}(s)$ respectivamente. No caso da função $G_{vi}(s)$ verifica-se o comportamento de um sistema de fase não mínima, já que sendo a função de primeira ordem a fase tem uma variação de 180° devido ao zero no semi-plano positivo.

Figura 36: Função de transferência $G_{id}(s)$.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 38: Função de transferência $G_{vi}(s)$.

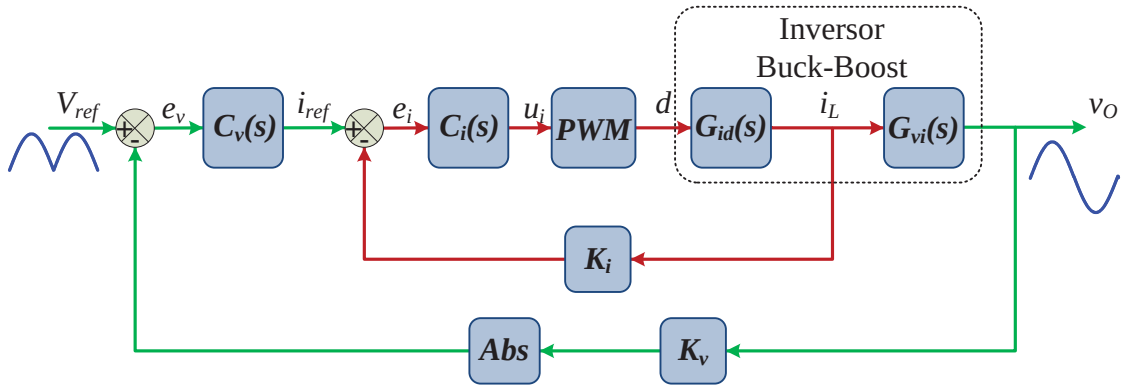


Fonte: Elaboração do próprio autor.

4.5 Projeto dos controladores

O controle proposto para o presente projeto é em modo de corrente por valores médios instantâneos. Esta estratégia de controle consiste na utilização de duas malhas (MIDDLEBROOK, 1987). Uma malha interna de corrente com uma alta frequência de cruzamento e uma malha externa de tensão com uma frequência de cruzamento menor. O esquema da estratégia de controle é apresentado na figura 39.

Figura 39: Esquema de controle em modo de corrente por valores médios instantâneos.

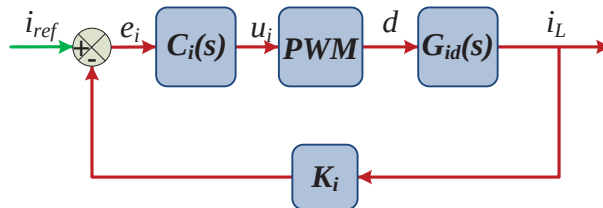


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Nesta estratégia, a malha interna tem por finalidade impor o formato desejado na corrente que flui pelo indutor. Assim esta malha é a responsável por resolver as dinâmicas do sistema. Para este propósito esta malha tem como sinal de referência a saída do controlador de tensão. É importante salientar que, já que esta estratégia de controle foi planejada inicialmente para conversores CC-CC, os sinais alternados devem ser retificados previamente o que é resolvido incluindo o bloco de valor absoluto junto com o bloco de realimentação da tensão.

4.5.1 Projeto do controlador de corrente

Figura 40: Malha de controle de corrente



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A malha de controle de corrente é apresentada na figura 40. Esta é composta pelo compensador de corrente ($C_i(s)$), o modulador por largura de pulso (PWM), a função de transferência ($G_{id}(s)$), e o bloco de realimentação de corrente (K_i). A função de transferência $G_{id}(s)$ foi definida em (108). A função de transferência do controlador de corrente será projetada. A função de transferência do modulador por largura de pulso é definida em (119).

$$PWM = \frac{1}{V_s} \quad (119)$$

Onde V_s é o valor de pico da rampa de tensão utilizada no modulador por largura de pulso. Neste para simplificar escolheu-se valor unitário conforme a (120).

$$\begin{aligned} V_s &= 1 \\ PWM &= 1 \end{aligned} \quad (120)$$

Já que o controle será implementado digitalmente, pode-se trabalhar com sinais lógicos de valores elevados, logo é possível estabelecer ganho unitário na realimentação de corrente e pode-se estabelecer como referência o sinal desejado com valores nominais. Embora o sensoriamento físico estabeleça um ganho, após a conversão digital é possível restabelecer os valores nominais, chegando-se finalmente a um ganho de realimentação como em (121).

$$K_i = 1 \quad (121)$$

Para garantir uma resposta rápida que mantenha o formato senoidal da tensão de saída projetou-se uma frequência de cruzamento igual a um quarto da frequência de chaveamento.

$$f_c = \frac{f_s}{4} = \frac{48kHz}{4} = 12kHz \quad (122)$$

Com este propósito considera-se a função de transferência de malha aberta definida em (123) que deve ter a frequência de cruzamento projetada e, para garantir a estabilidade, apresentar uma margem de fase entre 45° e 90°.

$$C_i(s) \cdot \frac{1}{V_s} \cdot G_{id}(s) \cdot K_i \quad (123)$$

Projetou-se um compensador com um pólo na origem (o que garante erro nulo no estado estacionário), um zero numa frequência menor do que uma década antes da frequência de cruzamento projetada e um pólo uma oitava antes da frequência de chaveamento para reduzir picos de ruído no sinal de corrente conforme a metodologia proposta em (DIXON, 1990). Logo, o compensador é definido por (124):

$$C_i(s) = C_{i0} \cdot z_{Ci} \frac{\frac{s}{z_{Ci}} + 1}{s \cdot \left(\frac{s}{p_{Ci}} + 1 \right)} \quad (124)$$

Nesta expressão C_{i0} é o ganho do compensador na faixa plana (entre a frequência do zero e a frequência do segundo pólo), z_{Ci} é o zero (neste caso correspondente a 150 Hz) e p_{Ci} é o segundo pólo. A partir das considerações antes ditas e as especificações do projeto calcula-se os respectivos valores para os parâmetros do compensador conforme (125).

$$\begin{aligned} z_{Ci} &= 2\pi \cdot 300\text{Hz} = 600\pi \text{ rad/s} \\ p_{Ci} &= 2\pi \cdot f_s = 2\pi \cdot 24000\text{Hz} = 48000\pi \text{ rad/s} \end{aligned} \quad (125)$$

Para calcular C_{i0} considere-se a condição de que na frequência de cruzamento a função de transferência da malha aberta compensada deve ter valor unitário (0 dB). A frequência de cruzamento é projetada para estar dentro da faixa de frequências que garantem ganho plano do compensador. Para a frequência de cruzamento a função de transferência $G_{id}(s)$ apresenta um comportamento indutivo. Em consequência a função de transferência em malha aberta na frequência de cruzamento deve satisfazer a seguinte condição:

$$C_i(2\pi \cdot f_c) \frac{1}{V_s} \cdot G_{id}(2\pi \cdot f_c) \cdot K_i = C_{i0} G_{id}(2\pi \cdot f_c) = 1 \quad (126)$$

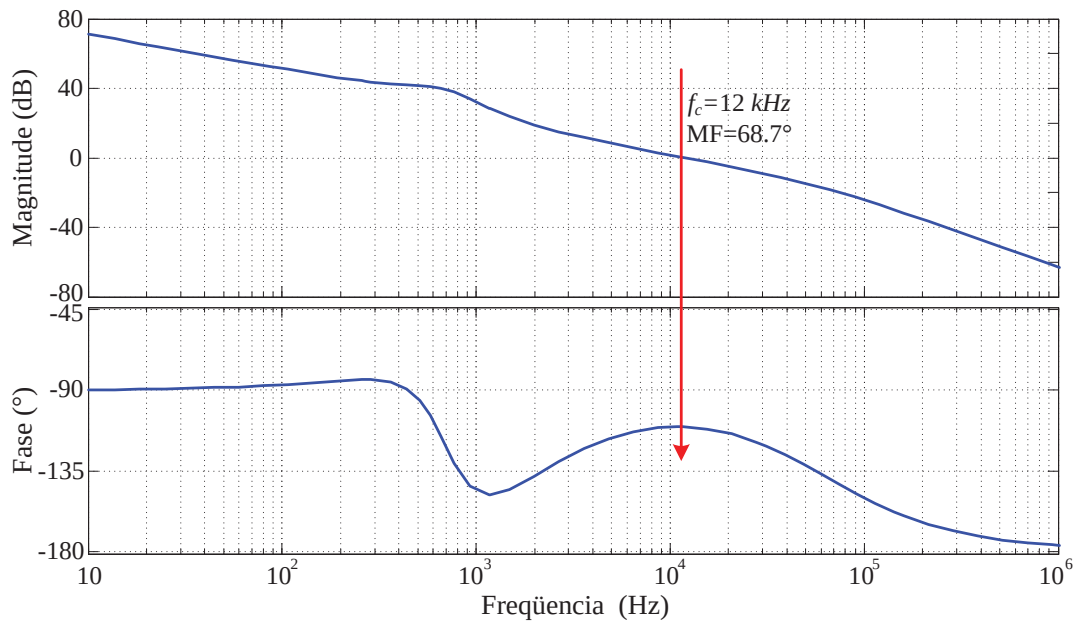
Por substituição de (119), (121) e os dados da tabela 5 em (126) chega-se a:

$$C_{i0} = \frac{2\pi \cdot f_c \cdot \omega_z}{G_{id0} \cdot \omega_0^2} \quad (127)$$

Com a inclusão dos valores conhecidos e as especificações prévias chega-se à função de transferência para o compensador de tensão conforme (128):

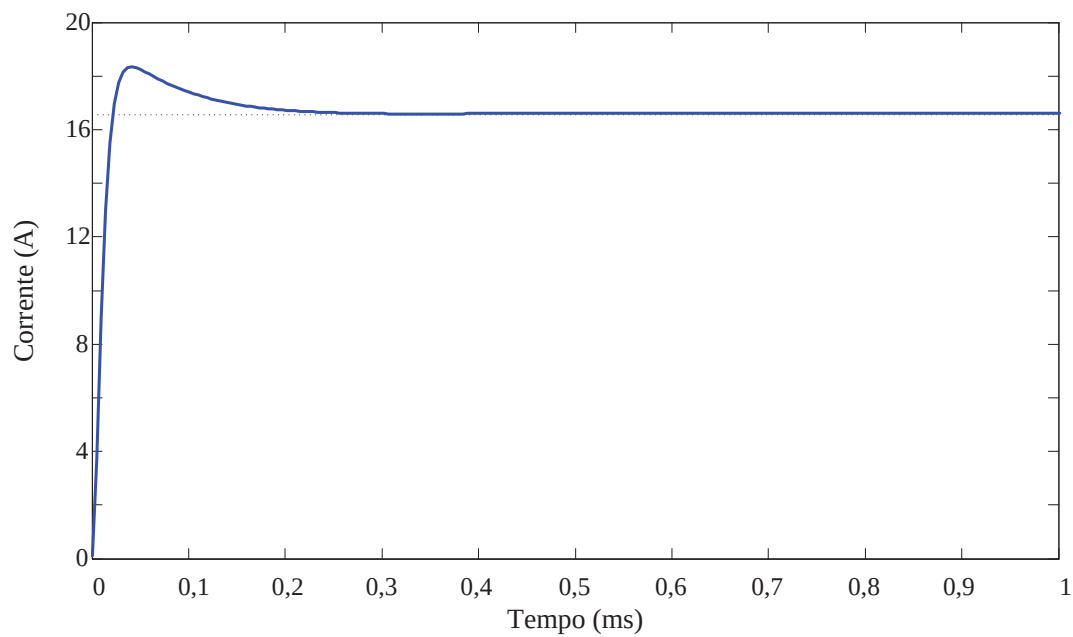
$$C_i(s) = 0,17 \frac{s + 600\pi}{s \cdot \left(\frac{s}{48000\pi} + 1 \right)} \quad (128)$$

Figura 41: Função de transferência da malha aberta de corrente compensada.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 42: Resposta ao degrau de entrada da função de transferência da malha fechada de corrente.



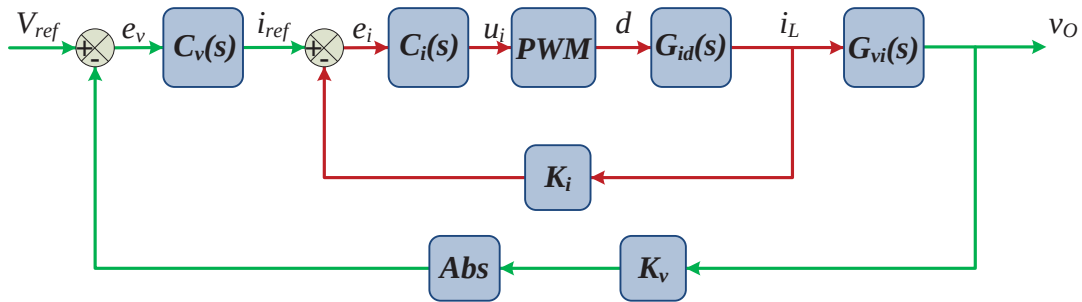
Fonte: Elaboração do próprio autor.

O efeito do compensador é ilustrado no diagrama de bode de malha aberta compensada que se apresenta na figura 41. O sistema compensado tem a frequência de cruzamento projetada com uma adequada inclinação e uma margem de fase de $68,7^\circ$. Para verificar a ação do compensador aplicou-se um degrau (com magnitude igual ao valor médio instantâneo máximo) na corrente de referência sobre a função de transferência da malha fechada de corrente. A figura 42 mostra a resposta obtida em função do tempo. Verifica-se assim que o controlador atua rapidamente.

4.5.2 Projeto do controlador de tensão

A malha de controle de corrente é apresentada na figura 43. Esta malha inclui a malha fechada de corrente além do compensador de tensão ($C_v(s)$), a função de transferência ($G_{vi}(s)$), o ganho de realimentação (K_v) e o bloco de valor absoluto.

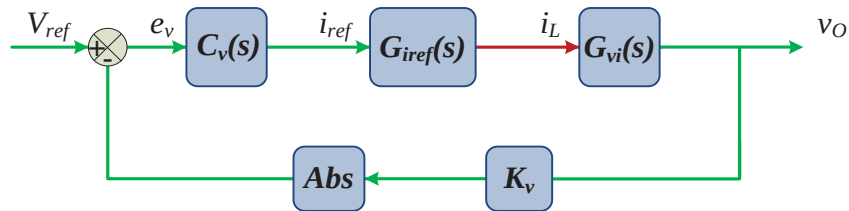
Figura 43: Malha de controle de tensão.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

O sistema pode ser reduzido considerando o ganho da função de transferência da malha fechada de corrente. A figura 44 apresenta a malha de controle de tensão representando a malha fechada de corrente como um bloco único com FT $G_{iref}(s)$.

Figura 44: Malha simplificada de controle de tensão.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

A função de transferência $G_{iref}(s)$ é definida como:

$$G_{iref}(s) = \frac{C_i(s) \cdot \frac{1}{V_s} \cdot G_{id}(s)}{1 + K_i \cdot C_i(s) \cdot \frac{1}{V_s} \cdot G_{id}(s)} \quad (129)$$

Logo, considerando (120) e (121) a função de transferência da malha aberta de tensão é definida em (130).

$$H(s) = G_{iref}(s) \cdot G_{vi}(s) \cdot K_v = \frac{C_i(s) \cdot G_{id}(s)}{1 + C_i(s) \cdot G_{id}(s)} \cdot G_{vi_0} \cdot \frac{1 - \frac{s}{\omega_{rhpz}}}{\frac{s}{\omega_p} + 1} \cdot K_v \quad (130)$$

Por simplicidade o ganho de realimentação de tensão é unitário.

$$K_v = 1 \quad (131)$$

O zero no semi-plano positivo por causa da FT $G_{vi}(s)$ ainda está presente na planta a compensar. Logo, o compensador a projetar estabelecerá uma frequência de cruzamento menor que a deste zero.

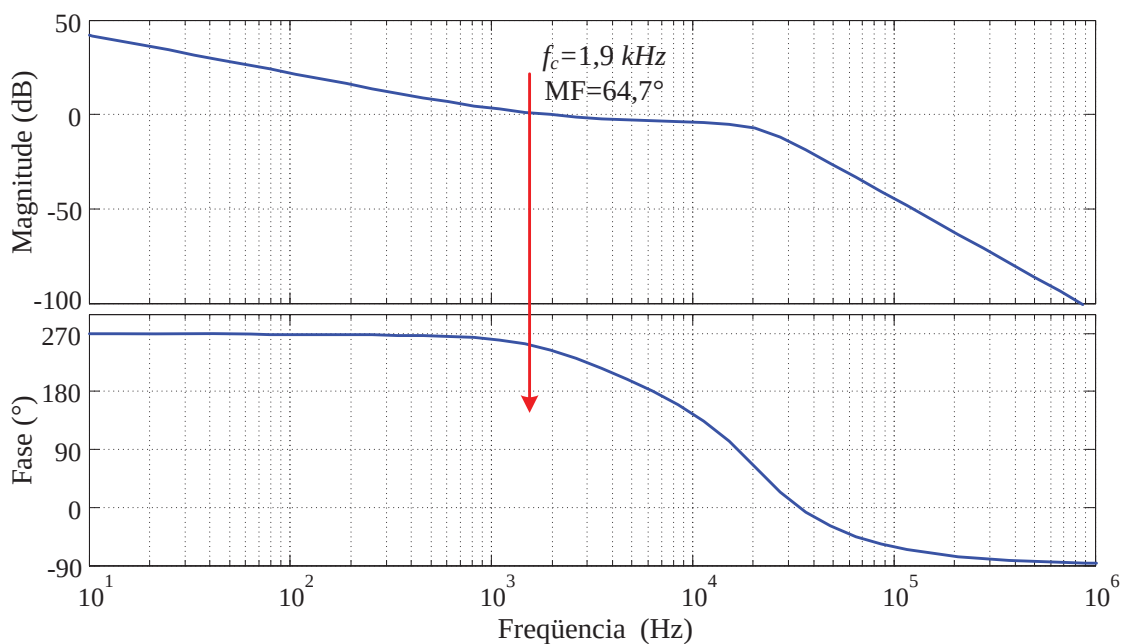
$$f_{rhpz} = \frac{\omega_{rhpz}}{2\pi} = \frac{21273 \text{ rad/s}}{2\pi} = 3885 \text{ Hz} \quad (132)$$

Projetou-se um compensador com um pólo na origem e um zero no semiplano esquerdo numa frequência inferior ao zero do semi-plano positivo, conforme (133).

$$C_v(s) = 0,13 \frac{s + 7000}{s} \quad (133)$$

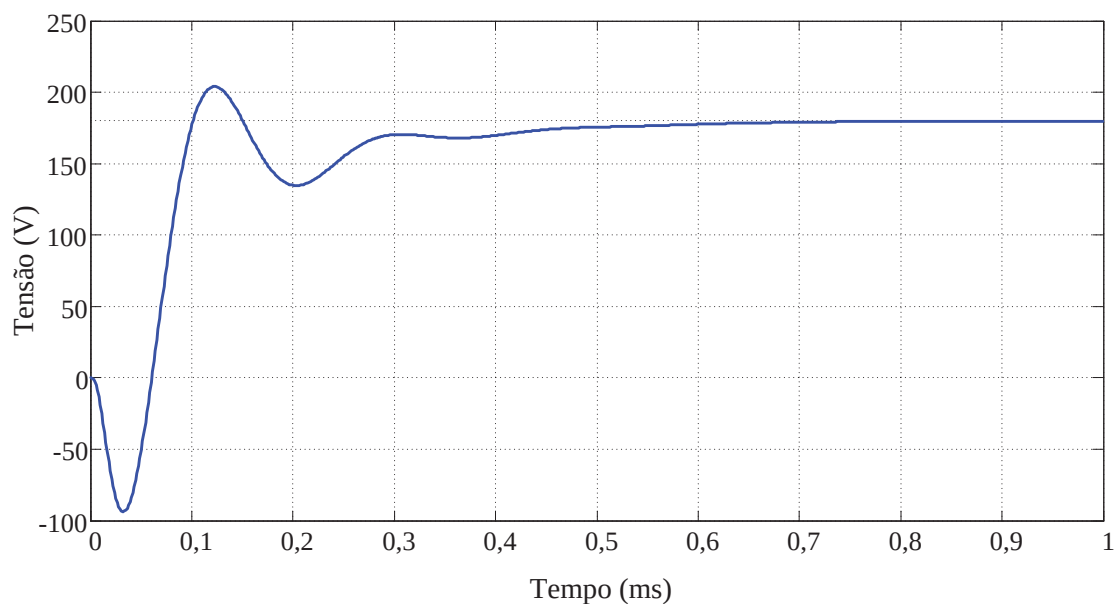
O efeito do compensador é ilustrado no diagrama de bode da figura 45, que corresponde à malha de tensão aberta compensada. Verifica-se que a frequência de cruzamento é de 1900 Hz e que a margem de fase é de 64,7°, o que garante a estabilidade do sistema. Para verificar a ação do compensador aplicou-se um degrau (de zero até o valor de pico) na função de transferência de tensão em malha fechada. A resposta transitória é apresentada na figura 46. Observa-se que o sistema de controle tem uma resposta rápida e de acordo com os requerimentos do projeto.

Figura 45: Função de transferência da malha aberta de tensão incluindo o compensador.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 46: Resposta ao degrau da função de transferência da malha fechada de tensão.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

É importante salientar que a escolha de frequências elevadas de cruzamento pode ser limitante na implementação prática com base em controle digital, já que para isto é necessário ter uma taxa de amostragem elevada, sensores e processadores rápidos. Entretanto é possível obter uma resposta dinâmica similar ainda com compensadores mais lentos e a inclusão de uma malha adicional de controle *feed-forward*.

4.6 Conclusões

A modelação por valores médios em espaço de estados permitiu a obtenção de um modelo de circuito equivalente válido para pequenos sinais para o conversor *Buck-Boost*. Com base neste circuito, foi possível deduzir as funções de transferência que expressam a dinâmica do inversor integrado monofásico *Buck-Boost*, considerando-se as dinâmicas associadas ao resultante zero no semi-plano positivo de sua função de transferência. A partir destas funções, foi realizado o projeto dos controladores de acordo com a estratégia de controle em modo de corrente por valores médios instantâneos. Os diagramas de bode obtidos demonstram que os controladores garantem uma resposta rápida, assim como a estabilidade do sistema, dentro de parâmetros dinâmicos aceitáveis para a proposta.

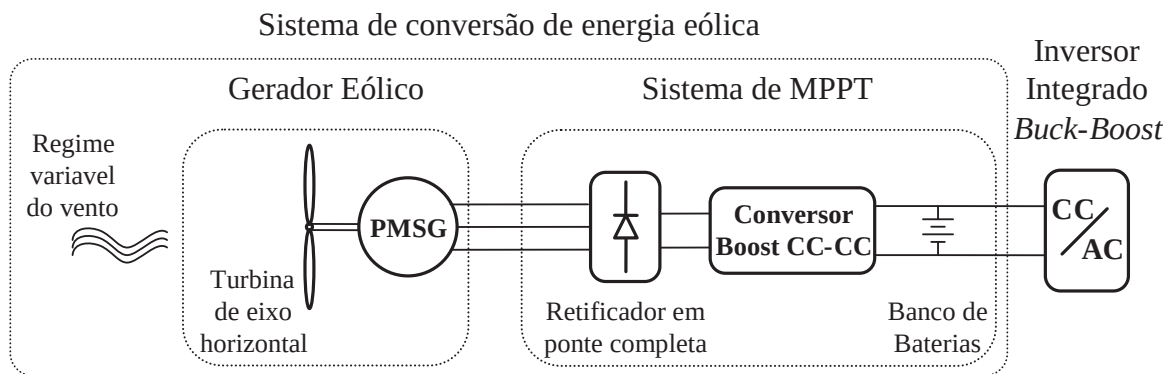
CAPÍTULO 5

Resultados de simulação

5.1 Introdução

Com base nas especificações de projeto realizou-se a simulação computacional da estrutura a fim de verificar a sua funcionalidade na conversão CC-CA. Conforme a proposta de dissertação o inversor integrado *Buck-Boost* monofásico deve ser integrado a um sistema de conversão de energia eólica de pequena escala para fornecer a tensão alternada especificada. No presente capítulo, são apresentados os principais resultados das simulações computacionais do sistema sob diferentes condições de operação. As simulações foram feitas utilizando a ferramenta Simulink® do software MATLAB®. O diagrama de blocos considerado na simulação é apresentado na figura 47. Para este propósito foi utilizada a biblioteca SimPowerSystems, que disponibiliza modelos para todos os componentes do sistema.

Figura 47: Diagrama de blocos considerado na simulação computacional.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Para uma melhor análise dos resultados, estes são apresentados separadamente considerando-se dois estágios, conforme ilustra a figura 47. O primeiro estágio corresponde ao sistema de conversão de energia eólica e consiste em: turbina eólica, gerador PMSG, retificador em ponte de diodos e sistema de MPPT para o carregamento de baterias. O segundo estágio corresponde no inversor proposto. Os parâmetros correspondentes à turbina eólica, o gerador e o banco de baterias, foram selecionados de produtos disponíveis comercialmente e que são de utilização em PSCEE.

5.2 Resultados do sistema de conversão de energia eólica

O sistema de conversão de energia eólica foi simulado operando com os dois métodos de MPPT apresentados na secção 2.5, o método da razão cíclica ótima e o método da escalada via o algoritmo de perturbar e observar. Para estabelecer as características do sistema de conversão de energia eólica utilizaram-se os parâmetros listados nas tabelas 6 e 7. A primeira tabela apresenta os parâmetros considerados para o gerador eólico (turbina eólica e gerador elétrico acoplado) os quais correspondem a modelos comercialmente disponíveis de turbinas eólicas e geradores síncronos de imã permanente.

Tabela 6: Parâmetros do sistema de conversão de energia eólica.

Turbina Eólica		
P_N	Potência nominal	800 W
V_{WB}	Velocidade de base	10 m/s
P_B	Máxima potência à velocidade de base	610 W
N_R	Velocidade ótima do rotor à velocidade de base	450 RPM
Gerador síncrono de imã permanente		
N	Velocidade nominal	450 RPM
P	Potência nominal	500 W
T	Torque nominal de entrada	13,2 N.m
η	Rendimento nominal	82%
	Corrente nominal do lado CC	20 A
	Tensão nominal do lado CC	24 V
R_S	Resistência do estator	0,17 Ω
L_S	Indutância síncrona	1,1 mH
p	Número de pares de pólos	8
K	Tensão de fase (rms) por rad/s	80 V
J	Inércia do rotor	0,006 kg.m ²

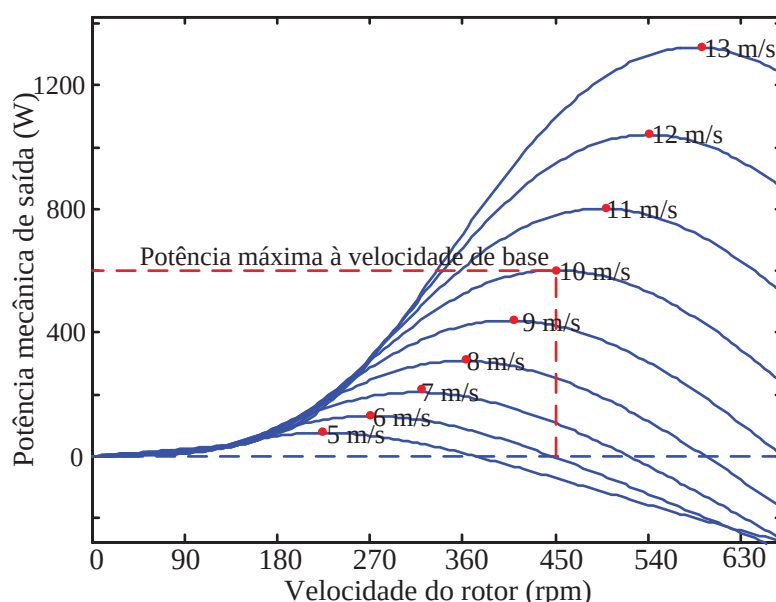
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na figura 48 é ilustrada a curva de potência que caracteriza a turbina eólica projetada para a simulação de acordo com os parâmetros listados na tabela 6. Nesta figuras são destacados em vermelho os pontos de máxima potência para cada velocidade do vento.

Para a implementação dos algoritmos considerou-se a utilização de um conversor elevador de acordo com o esquema apresentado na figura 12. Já que a tensão de saída do gerador após ser retificada tem valor nominal de 24 V, projetou-se um conversor *Boost* com saída de 48 V. Este valor permanecerá quase constante ao longo do tempo devido à presença do banco de baterias, desta forma, este barramento CC fornecerá energia ao inversor integrado *Buck-Boost*. Os valores de 24 e 48 V são padrões amplamente utilizados nos pequenos

sistemas de conversão de energia eólica. O banco de baterias simulado é do tipo chumbo ácido, o qual é também um padrão nestas aplicações. Os parâmetros do conversor elevador e do banco de baterias são listados na tabela 7.

Figura 48: Curva de potência para a turbina eólica simulada.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Tabela 7: Parâmetros do sistema para implementação dos métodos de MPPT.

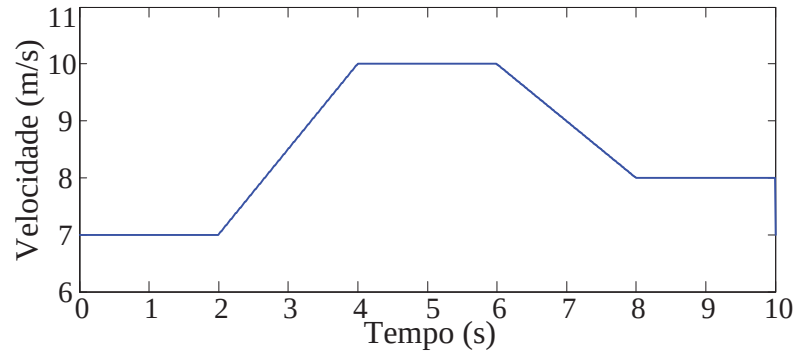
Conversor Boost		
C_{in}	Capacitor de entrada	680 μ F
L_b	Indutor Boost	1 mH
C_f	Capacitor de saída	220 μ F
V_{bat}	Tensão de saída	48 Vdc
f_b	Frequência de chaveamento	20 kHz
Banco de baterias de chumbo ácido		
V_N	Tensão nominal	48 V
C	Capacidade nominal	1200 Ah

Fonte: Elaboração do próprio autor.

A fim de verificar o funcionamento dos métodos de MPPT propostos foi necessário simular um regime de vento variável no tempo, considerando-se uma distribuição de vento conforme ilustra a figura 49. A partir desta distribuição e dos parâmetros da turbina, é gerada a curva de máxima potência mecânica disponível (PMD) ao longo do tempo. A potência mecânica na saída da turbina é calculada mediante a multiplicação do torque mecânico e a velocidade angular, logo esta é comparada com a PMD. O parâmetro utilizado para realizar a comparação é conhecido como fator de rastreamento (*tracking factor* - TF), definido como a

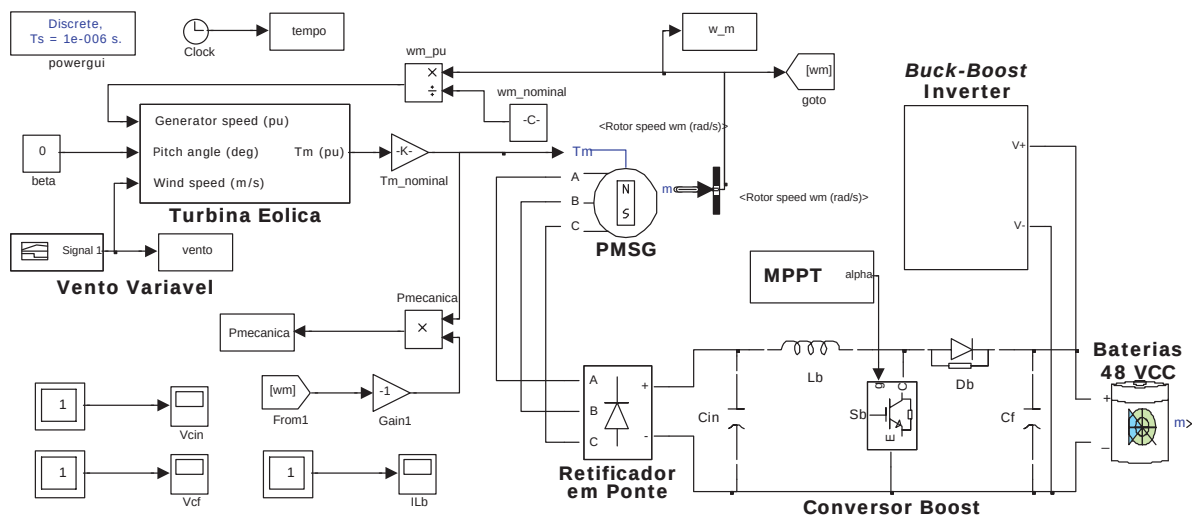
divisão da energia mecânica convertida pela energia mecânica máxima disponível. A partir destas considerações e especificações desenvolveu-se o modelo em Simulink® do sistema de conversão de energia eólica de acordo com a figura 50

Figura 49: Distribuição do vento utilizada na simulação computacional.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 50: Modelo Simulink® do sistema de conversão de energia eólica.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

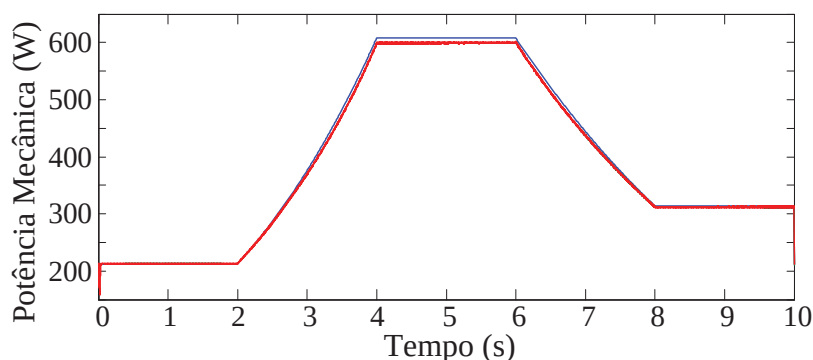
5.2.1 Método da razão cíclica ótima

Na figura 51 são apresentadas a potência mecânica na saída da turbina (vermelho) e a máxima potência mecânica disponível para o sistema operando com o método da razão cíclica ótima, sendo as duas como funções do tempo. O fator de rastreamento com este método foi de 98,6%.

Na figura 52, é apresentado o detalhe da ondulação da potência mecânica gerada. Esta figura permite verificar que o método responde efetivamente rastreando o ponto de máxima

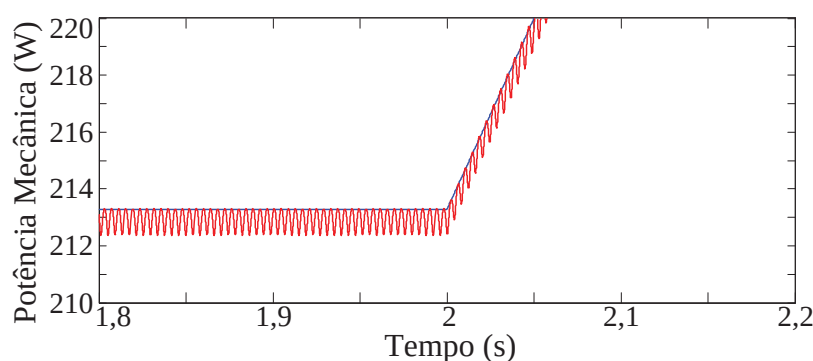
potência frente às mudanças na velocidade do vento. A partir destes resultados é possível validar a funcionalidade deste método.

Figura 51: Potência mecânica de saída com o método da razão cíclica ótima e máxima potência mecânica disponível.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 52: Detalhe da potência mecânica de saída para o sistema operando com o método da razão cíclica ótima.

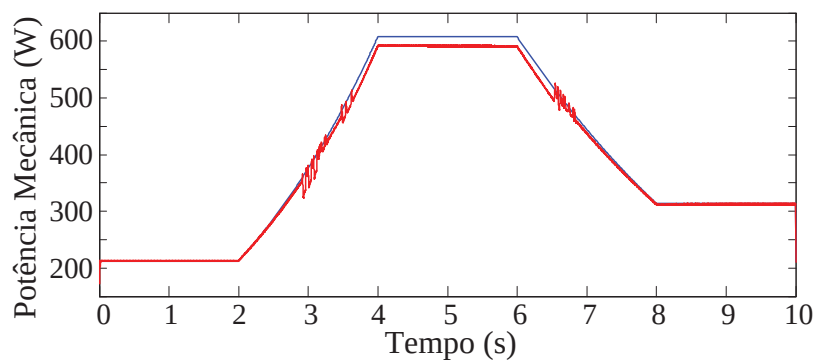


Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.2.2 Método da escalada baseado no algoritmo de perturbar e observar

Na figura 53 são apresentadas a potência mecânica no eixo da turbina (vermelho) e a máxima potência mecânica disponível na turbina para o sistema operando com o método da escalada mediante o algoritmo de perturbar e observar com um passo fixo de 0,005. O fator de rastreamento nesta condição é de 97,4%. Embora este fator de rastreamento seja menor do que foi obtido com o método anterior, é importante salientar que na simulação foi utilizado um passo fixo, sendo que a introdução de um passo variável poderia elevar o desempenho do método.

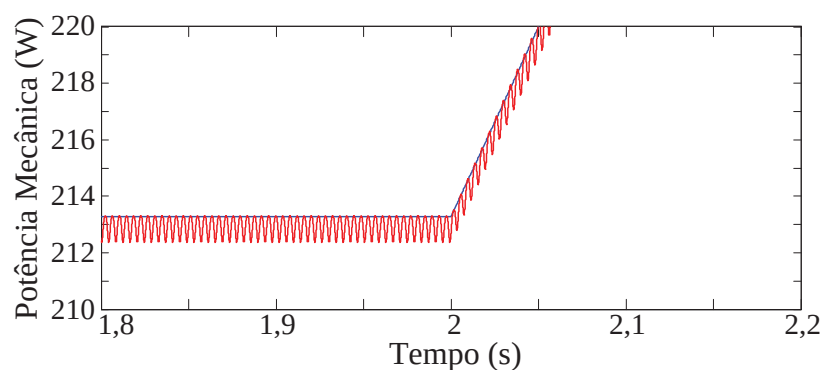
Figura 53: Potência mecânica de saída com o método da escalada e máxima potência mecânica disponível.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na figura 54 é apresentado o detalhe da ondulação da potência mecânica gerada. Verifica-se que este método consegue realizar o rastreamento do ponto de máxima potência frente a mudanças na velocidade do vento.

Figura 54: Detalhe da potência mecânica de saída para o sistema operando com o método da escalada.



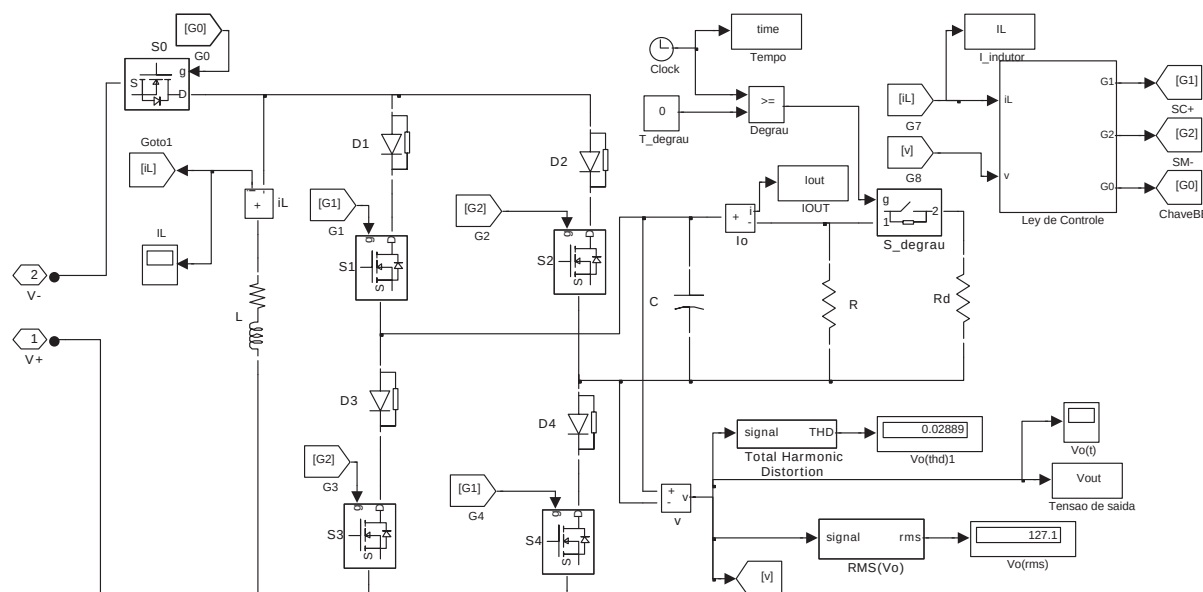
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Os resultados obtidos com este método provam a sua validade para realizar o rastreamento do ponto de máxima potência

5.3 Resultados no inversor integrado *Buck-Boost*

O modelo do subsistema inversor *Buck-Boost* utilizado na simulação computacional é ilustrado na figura 55.

Considerou-se um modelo chaveado para o comportamento dos componentes semicondutores. Para obter resultados mais próximos da realidade incluíram-se os parâmetros correspondentes aos componentes considerados para a realização do protótipo. Assim, considerou-se a associação série diodo-MOSFET na ponte inversora. Já para a chave de entrada (S_0) considerou-se um MOSFET comercial.

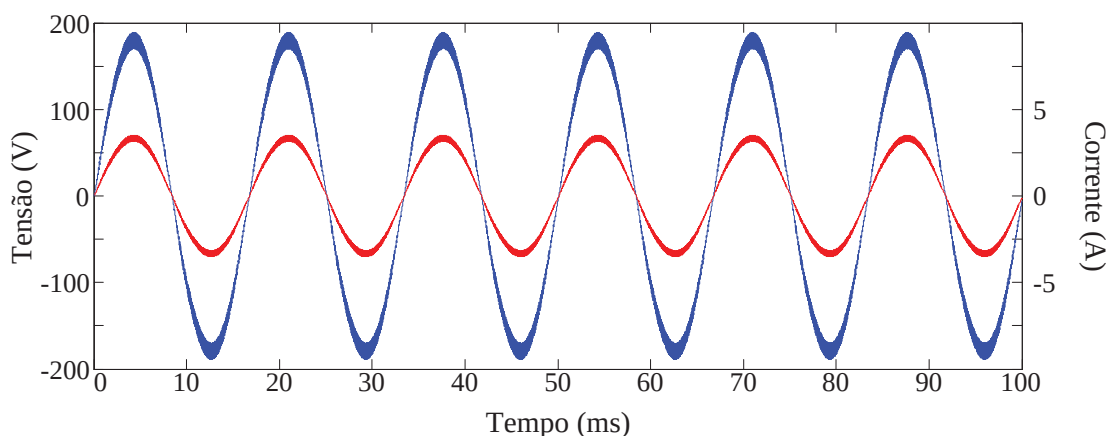
Figura 55: Modelo Simulink® do subsistema Inversor *Buck-Boost*.

Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.3.1 Resultados operando em regime nominal na carga

A operação em condições nominais considera uma carga de 300 W puramente resistiva. Na figura 56 são apresentadas a tensão (azul) e corrente (vermelho) na carga para seis períodos de oscilação (100 ms). A distorção harmônica total (DHT) foi de apenas 2,9%. Assim também a tensão de saída apresenta os valores de amplitude e frequência requeridos. A partir de estas formas de onda verifica-se a funcionalidade da estrutura proposta.

Figura 5.6: Tensão e corrente na carga para operação em regime nominal.

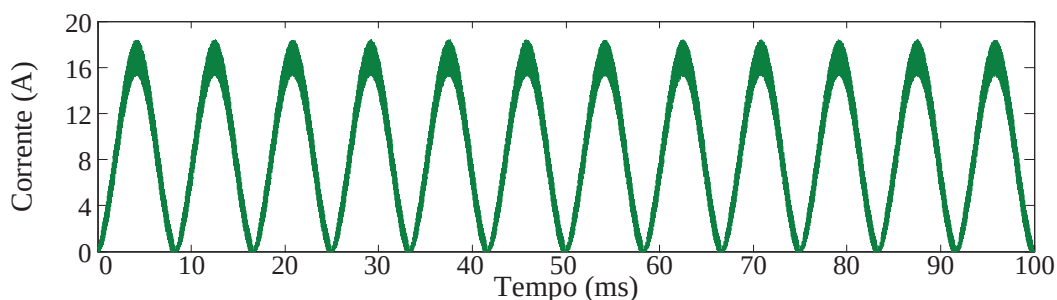


Fonte: Elaboração do próprio autor.

A corrente no indutor ao longo de seis períodos de oscilação da tensão de saída é apresentada na figura 57. Já que não existe estágio intermediário para o desacoplamento de

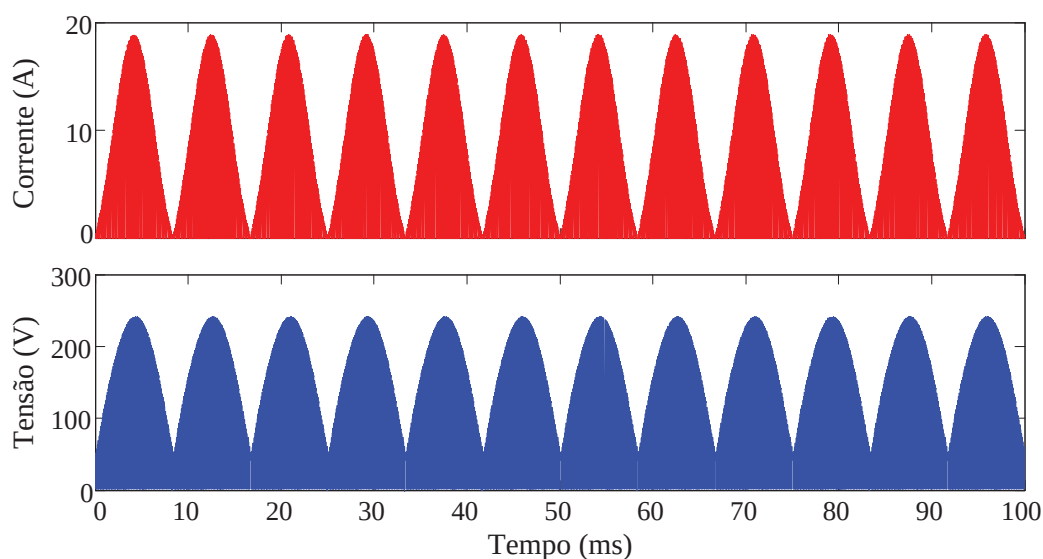
potência no inversor, a corrente no indutor é pulsante no dobro da frequência da tensão de saída. Neste sistema o desacoplamento é realizado mediante o banco de baterias na saída do conversor *Boost* utilizado para implementação do algoritmo de MPPT. Observa-se que a inclusão dos parâmetros não ideais nos modelos dos componentes reduz o rendimento, resultando em uma corrente no indutor levemente maior que a projetada.

Figura 57: Corrente no indutor para operação em regime nominal.



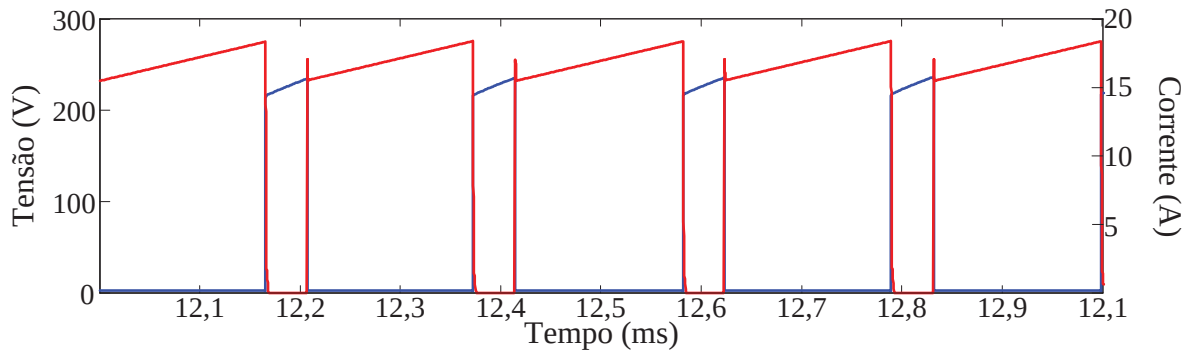
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 58: Corrente e tensão (coletor a emissor) chave S_0 .



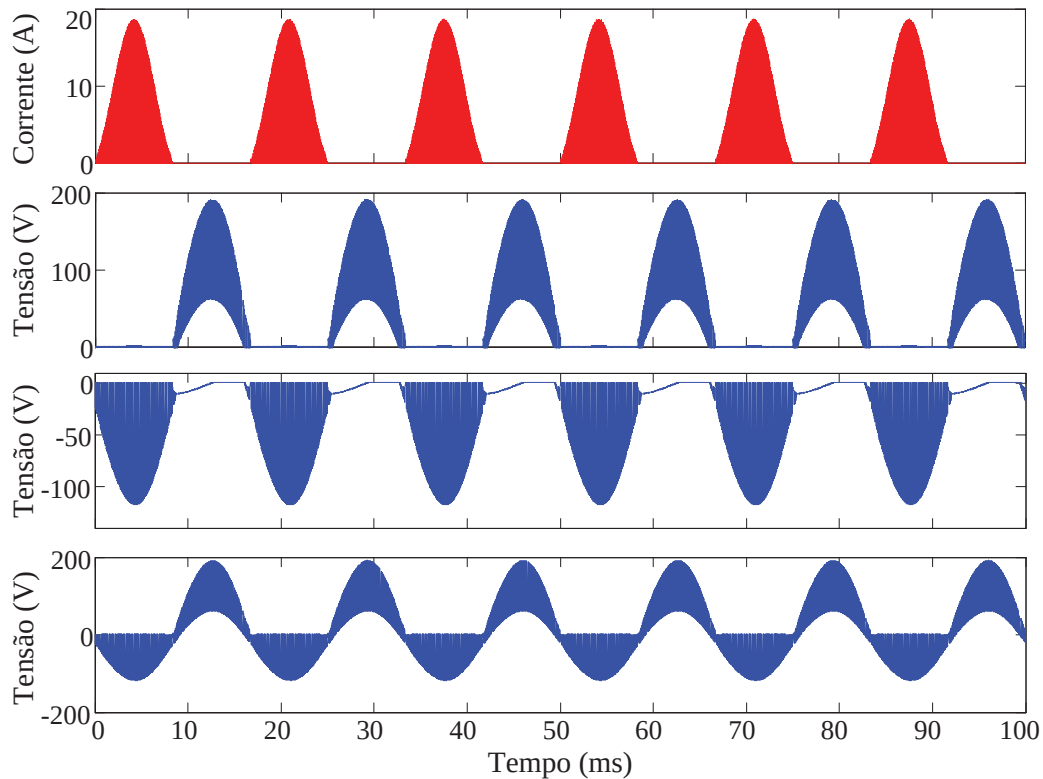
Fonte: Elaboração do próprio autor.

As formas de onda correspondentes aos esforços de corrente e tensão na chave S_0 são apresentados na figura 58, considerou-se um intervalo de seis períodos de oscilação da tensão de saída. Verifica-se que estas estão de acordo com o estudado teoricamente na secção 3.2.4 e com as magnitudes especificadas na secção 3.4.4. Na figura 59 é apresentado o detalhes destas mesmas variáveis (corrente em vermelho e tensão em azul) para o intervalo de tempo desde $t=12,1\text{ms}$ até $t=12,2\text{ms}$, o que inclui o instante de pico na tensão de saída. Assim é possível visualizar o comportamento das variáveis durante o chaveamento.

Figura 59: Detalhe da tensão e corrente na chave S_0 .

Fonte: Elaboração do próprio autor.

De acordo com o visto no capítulo 3 os esforços de corrente e tensão são os mesmos nas associações de semicondutores D_1-S_1 e D_4-S_4 , já as formas de onda das associações D_2-S_2 e D_3-S_3 estão defasadas 180° . A figura 60 ilustra as formas de onda dos esforços nos semicondutores da associação D_1-S_1 na seguinte ordem: corrente nos semicondutores (I_{D1-S1}), tensão no MOSFET (V_{S1}), tensão no diodo (V_{D1}), tensão total na associação (V_{D1-S1}).

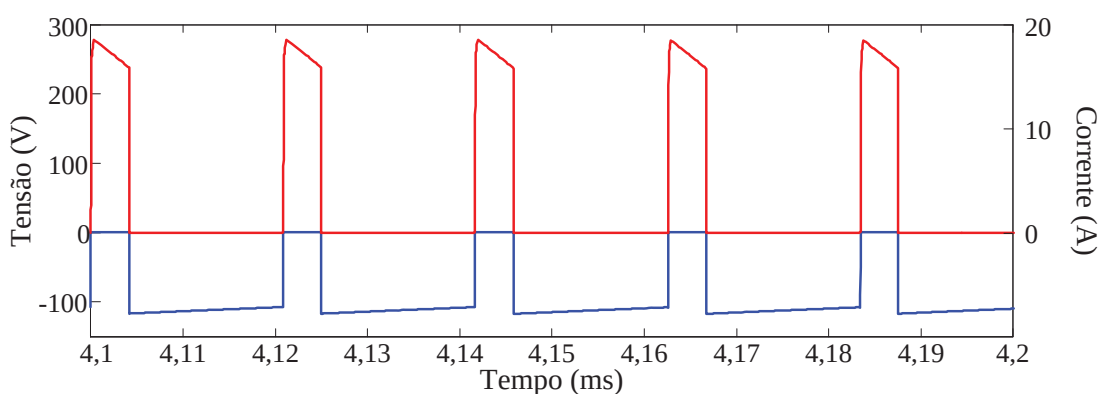
Figura 60: Formas de onda dos esforços nos semicondutores da associação D_1-S_1 .

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Verifica-se que as formas de onda correspondem ao estudado teoricamente na secção 3.2.4, validando a análise qualitativa da estrutura assim como os cálculos realizados para a

especificação dos semicondutores realizados na secção 3.4.4. Já na figura 61 são apresentados os detalhes das formas de corrente nos semicondutores (vermelho) e da tensão no diodo (azul). O intervalo de tempo considerado foi desde o instante $t=4,1$ ms até o instante $t=4,2$ ms, este intervalo inclui o instante de valor máximo da tensão de saída.

Figura 61: Detalhe corrente e tensão no diodo D_1 .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Tabela 8: Principais valores obtidos na simulação.

Componente/magnitude	Valor
Chave S_0	
Máxima tensão de bloqueio	241,4 V
Corrente eficaz	9,27 A
Corrente média	6,77 A
MOSFET S_1, S_2, S_3, S_4	
Máxima tensão de bloqueio	190,9 V
Corrente eficaz	3,78 A
Corrente média	1,17 A
Diodos D_1, D_2, D_3, D_4	
Máxima tensão de bloqueio	118,2 V
Capacitor C	
Corrente eficaz	4,46 A
Indutor L	
Tensão eficaz	73,4 V
Corrente eficaz	10,6 A
Corrente média	8,90 A
Carga R	
Tensão eficaz	127,0 V
Corrente eficaz	2,36 A

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Os principais resultados obtidos na simulação são listados na tabela 8.

Mediante a simulação computacional foi possível determinar o rendimento da estrutura. Para este propósito considerou-se o valor médio da corrente de entrada. Este foi de 6.768 A, em consequência o rendimento (η) é calculado em (134).

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} 100\% = \frac{P_o}{I_{S_{0\text{média}}} \cdot V_{in}} 100\%$$

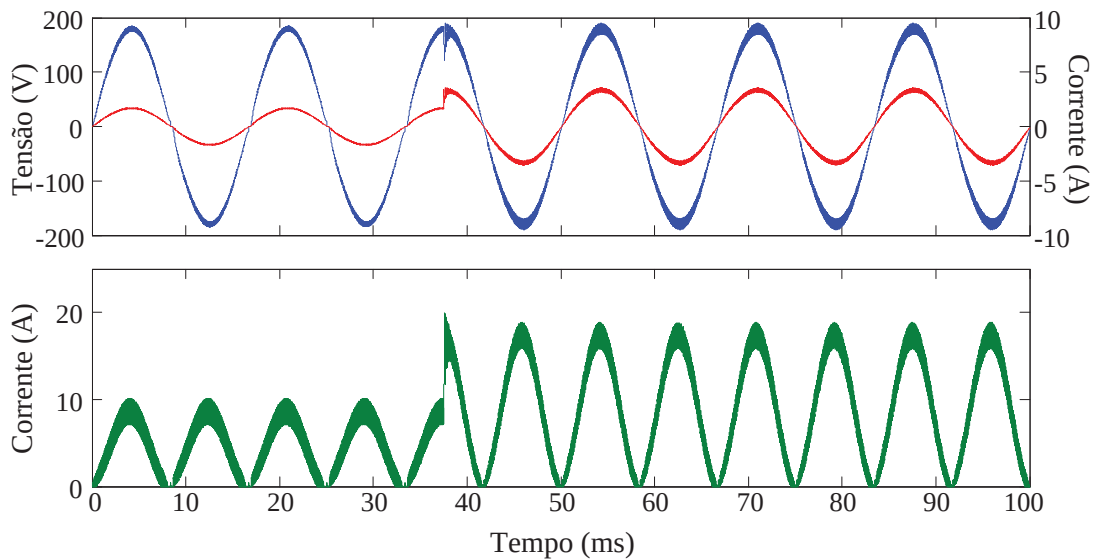
$$\eta = \frac{300 \text{ W}}{6,7683 \text{ A} \cdot 48 \text{ V}} 100\% = \frac{300}{324,9} 100\%$$

$$\eta = 92,3\%$$
(134)

5.3.2 Resultado para o degrau de carga

Com o objetivo de verificar a ação dos controladores projetados aplicou-se um degrau de carga no sistema simulado, este degrau foi desde o 50% até o 100% da carga nominal. Na figura 62 são apresentadas as formas de onda de tensão (azul) e corrente (vermelho) na carga assim como a corrente no indutor (verde). A partir destas figuras é possível verificar a rápida resposta da estratégia de controle proposta. Esta rápida dinâmica é consequência do projeto de controladores com elevadas frequências de cruzamento o que provavelmente encontre limitações na implementação experimental baseada em alguma plataforma de controle digital.

Figura 62: Tensão, corrente na carga e corrente no indutor para degrau de 50% a 100% de potência na carga.

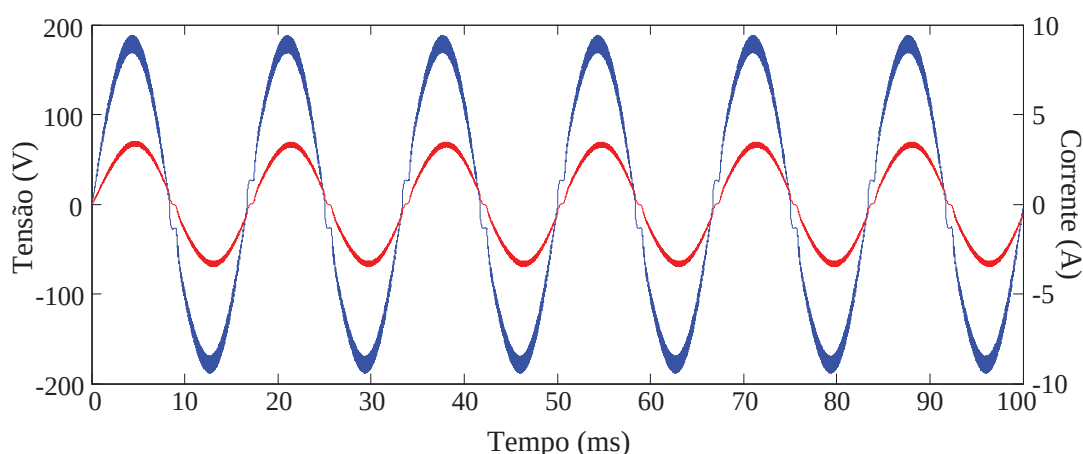


Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.3.3 Resultado para carga indutiva

Para verificar o comportamento do inversor alimentando uma carga indutiva simulou-se o sistema com uma carga resistiva de 236 W em paralelo com uma carga de 75 VA com fator de deslocamento de 0,8 em atraso. As formas de onda da tensão (azul) e corrente (vermelho) na carga são apresentadas na figura 63.

Figura 63: Tensão e corrente de saída operando com carga indutiva.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

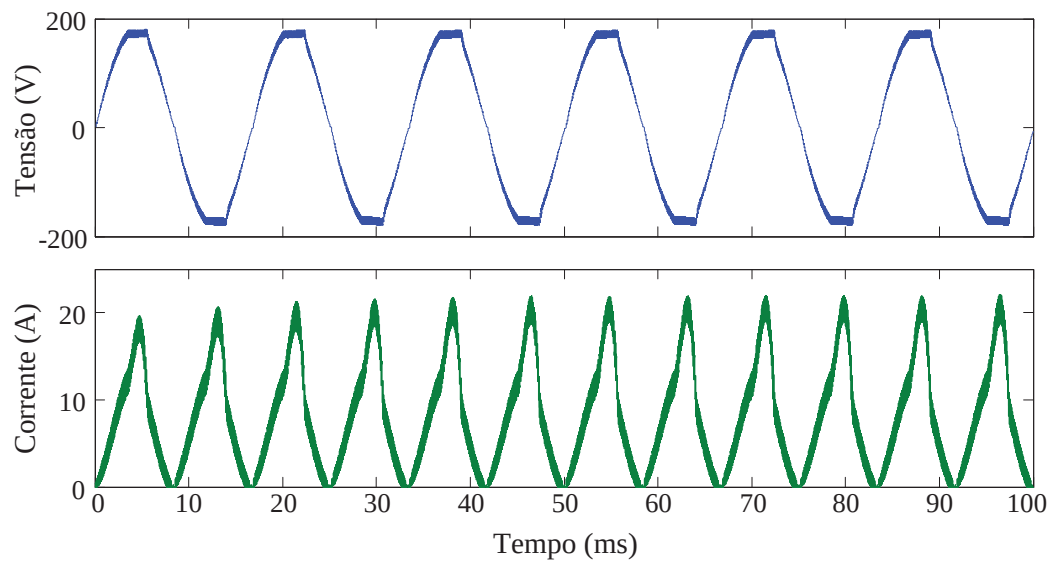
Nestas condições de operação a tensão de saída apresentou um DHT de apenas 4,3%. Este incremento na DHT é devido às distorções que aparecem ao redor dos cruzamentos por zero.

5.3.4 Resultado para carga não linear

Para verificar o comportamento do inversor alimentando uma carga não linear simulou-se o sistema com uma carga resistiva de 220 W em paralelo com retificador monofásico com filtro capacitivo na saída e carga CC de 65 W. As formas de onda da tensão na carga e corrente no indutor são apresentadas na figura 64.

Nestas condições de operação, a tensão de saída apresentou um DHT de apenas 4,4%. Este incremento na DHT é principalmente devido a distorções no pico da tensão de saída, decorrente dos intervalos de tempo que correspondem aos instantes em que acontece o fluxo de corrente ao retificador ligado como carga.

Figura 64: Tensão de saída e corrente no indutor para operação com carga não linear.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

5.4 Conclusões

A simulação computacional do sistema permitiu a verificação da validade dos métodos de MPPT propostos. Desta forma, os resultados obtidos para o inversor integrado monofásico *Buck-Boost* validam a proposta do trabalho. A tensão de saída obtida apresentou uma reduzida DHT assim como os valores de amplitude e frequência especificados no projeto. Adicionalmente, as formas de onda da corrente no indutor e os resultantes esforços nos semicondutores estão de acordo com as análises qualitativa e quantitativa apresentadas. A resposta dinâmica da estrutura corrobora a validade da estratégia de controle proposta, assim como a modelação realizada.

Capítulo 6

Resultados experimentais

6.1 Introdução

No presente capítulo são apresentados os principais resultados obtidos com a implementação laboratorial do inversor integrado *Buck-Boost* monofásico. Foram desenvolvidos dois protótipos de acordo as especificações de projeto listadas na tabela 4. No primeiro protótipo foi utilizado um RB-IGBT comercialmente disponível para a realização da ponte inversora, entretanto este protótipo não conseguiu operar com carga nominal, mas apenas com 125 W. Já o segundo protótipo foi desenvolvido a partir de associações série de diodo *Shottky* e MOSFET como componentes da ponte inversora, resultando em uma estrutura que atendeu as especificações de projeto. Os dois protótipos foram testados alimentados por uma fonte regulada de tensão CC de 48 V.

Figura 65: Protótipos do inversor *Buck-Boost*: Baseado em RB-IGBTs (esquerda) e baseado em associação série diodo-MOSFET (direita).



Fonte: Elaboração do próprio autor.

O controle foi implementado digitalmente, utilizando a plataforma em tempo real dSpace® ACE1104, que é baseada em um processador digital de sinais (*Digital Signal Processor* – DSP). Esta plataforma permite programar o DSP a partir de modelos construídos na ferramenta Simulink® do software Matlab® e realizar o controle mediante uma interfase animada. Porém, a frequência de amostragem ficou limitada a 40 kHz o que reduz as dinâmicas dos controladores e faz necessário o seu re-projeto. Logo, a frequência de

cruzamento da malha de corrente foi diminuída até 3 kHz e incluiu-se uma malha adicional de controle *feedforward*. Esta malha foi projetada a partir do ganho de tensão em estado estacionário. A estratégia de controle e os compensadores utilizados foram os mesmos para os dois protótipos. Já o esquema de chaveamento é diferenciado para cada protótipo sendo que no caso do primeiro foi considerado o esquema apresentado na figura 24, no entanto para o segundo protótipo considerou-se o esquema de chaveamento apresentado na figura 28. A disposição utilizada para a operação dos protótipos é apresentada na figura 66.

Figura 66: Disposição para a implementação experimental.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

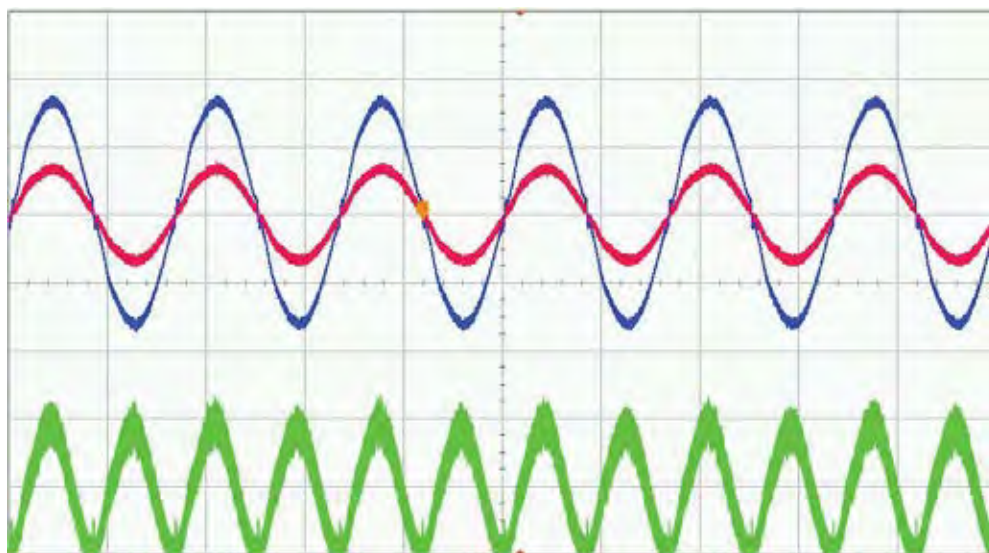
6.2 Resultados para o protótipo baseado em RB-IGBTs.

Este primeiro protótipo foi implementado a partir dos RB-IGBTs IXRH40N120 fabricados pela IXYS® para realizar a ponte inversora. Já para a chave de entrada (S_0) foi utilizado o IGBT IRG4PC50UPbF fabricado pela *International Rectifiers*®.

A figura 67 ilustra as formas de onda da tensão de saída em azul com uma escala de 100 V/div, corrente na carga em vermelho com uma escala de 2 A/div e corrente no indutor em verde com uma escala de 5 A/div, com uma escala de tempo de 10 ms/div. Estas formas de onda correspondem à operação do protótipo com apenas 125 W de carga. O aumento da carga acima deste valor gerou esforços destrutivos nos semicondutores, principalmente

associados à elevada corrente de recuperação reversa especificada para o diodo interno ao RB-IGBT o que será visto posteriormente.

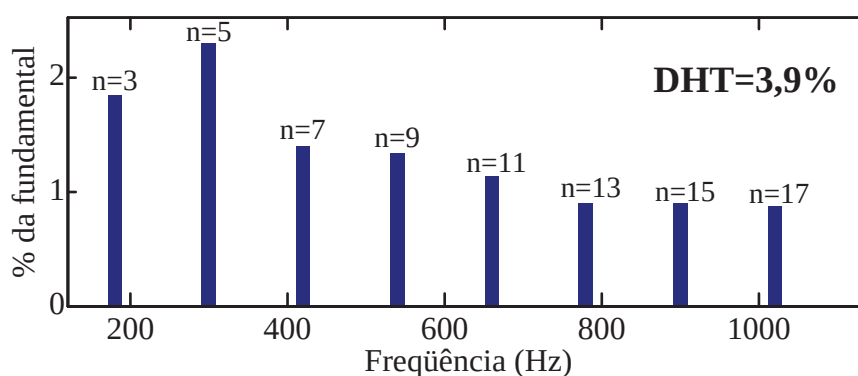
Figura 67: Forma de onda da tensão de saída (100 V/div), corrente na carga (2 A/div) e corrente no indutor (5 A/div).



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Da figura, verifica-se que o sistema proposto garante um formato senoidal na tensão de saída com a frequência e amplitude desejadas. Para analisar a distorção harmônica presente, a forma de onda da tensão de saída foi capturada em formato CVS e posteriormente analisada em Matlab®. Assim, obteve-se uma DHT de tensão de apenas 3,9% com um cálculo baseado nas primeiras cinquenta e uma componentes harmônicas. Este valor é baixo, e apenas superior ao obtido com a simulação computacional, isto valida a funcionalidade da estrutura proposta e do protótipo. Na figura 68 é apresentado o espectro harmônico da tensão de saída para as primeiras dez e sete componentes.

Figura 68: Espectro harmônico da tensão de saída para os primeiros 17 componentes.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Os principais resultados para operação nominal no sistema são listados na tabela 9.

Tabela 9: Principais valores obtidos com o protótipo baseado em RB-IGBTs

Componente/magnitude	Valor
Carga	
Tensão eficaz	126,8 V
Tensão de pico	187 V
Ondulação de tensão	± 8 V
DHT da tensão	3,9 %
Corrente eficaz	0,98 A
Corrente de pico	1,55 A
Potência	124,8 W
Indutor	
Corrente de pico	12,1 A
Ondulação de corrente	3,1 A
Entrada	
Tensão média	48 V
Corrente média	3,84 A
Potência	184,3 W

Fonte: Elaboração do próprio autor.

A potência CA medida na carga foi de 124,8 W, no entanto a potência medida na entrada foi de 184,3 W. Com estes resultados calculou-se o rendimento da estrutura de acordo com (135).

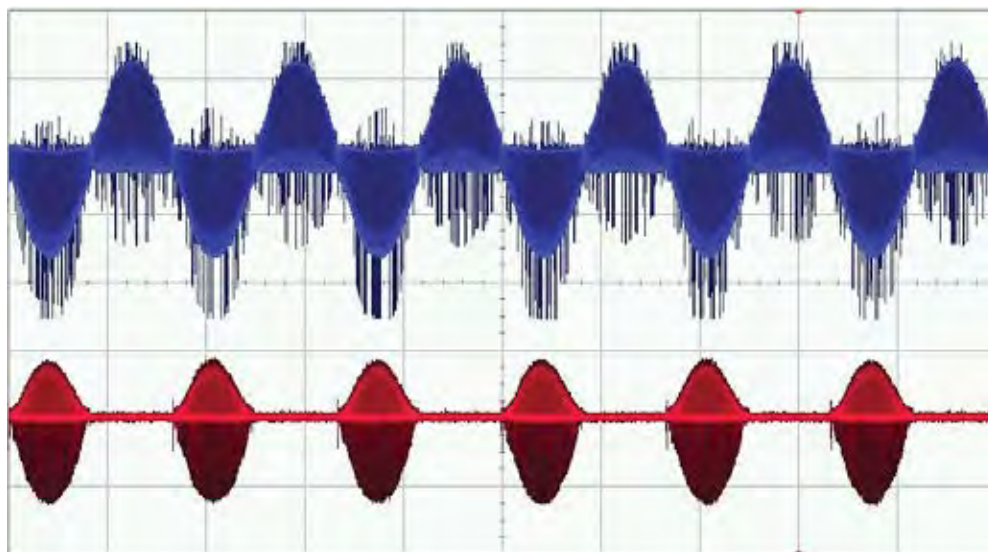
$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} 100\% = \frac{124,8 \text{ W}}{184,3 \text{ W}} 100\% \quad (135)$$

$$\eta = 68\%$$

Este resultado é baixo quando comparado com o obtido na simulação, isto pode ser devido às serias limitações que apresentam os RB-IGBTs para operar em alta frequência como será visto em detalhe posteriormente.

A fim de medir as formas de onda dos esforços de corrente e tensão na chave S_2 reduziu-se a potência na carga a partir da redução da tensão de saída. A figura 69 mostra as formas de onda mencionadas. A tensão é apresentada em cor azul na escala de 100 V/div e a corrente em cor vermelha na escala de 5 A/div, a escala de tempo é 10 ms/div. Na figura observa-se que existem picos elevados de tensão no chaveamento e na corrente aparecem valores negativos elevados.

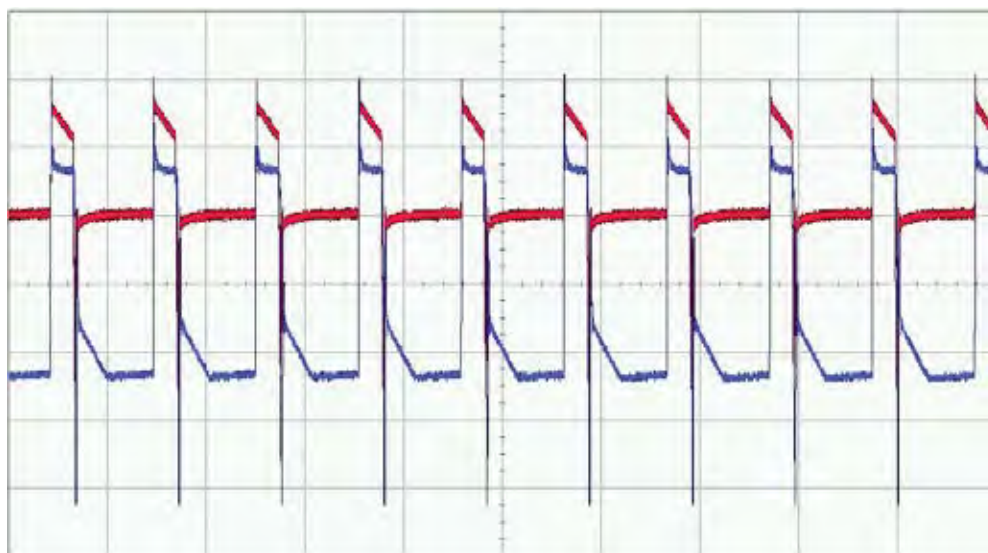
Figura 69: Tensão e corrente na chave S_2 para o sistema operando com potência reduzida.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Para uma melhor visualização destas grandezas na figura 70, são apresentadas em detalhe as mesmas formas de onda com uma escala de tempo de 20 $\mu\text{s}/\text{div}$. Observa-se que os picos reversos elevados de tensão e corrente acontecem no início do bloqueio da chave. Estes transitórios estão associados a elevadas perdas por chaveamento o, que traz como consequência a redução do rendimento da estrutura assim como outras dificuldades.

Figura 70: Detalhe em alta frequência da tensão e corrente na chave S_2 para o sistema operando com potência reduzida.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

É importante salientar que, de acordo com a informação disponibilizada pelo fabricante no *datasheet*, o RB-IGBT utilizado é simplesmente um IGBT associado a um diodo

série no coletor. Logo, os terminais disponíveis no RB-IGBT não incluem o coletor, mas o ânodo do diodo associado em série. Já que este diodo não conduz durante a primeira etapa de chaveamento, ainda no semi-ciclo negativo, este é bloqueado reversamente, resultando em uma tensão negativa aplicada nos terminais do elemento. Esta tensão negativa é a que aparece na forma de onda medida, com magnitude corresponde à soma das tensões de entrada e saída. Além disso, o *datasheet* especifica para o diodo série uma corrente de pico reversa muito elevada (28,5 A) quando comparada com a corrente direta (35 A) e as especificações de diodos comumente utilizados em aplicações de eletrônica de potência com frequências de chaveamento similares (por exemplo, o MUR840). Além disso, o tempo de recuperação reversa é elevado (2,1 μ s para condições específicas). Em consequência têm-se picos elevados na corrente reversa (I_{RM}) no bloqueio, os resultados são os seguintes:

- A corrente reversa flui pela chave e pelo IGBT série, assim como pela chave de entrada. Isto eleva as perdas por chaveamento, reduzindo o rendimento da estrutura.
- Já que o tempo de recuperação reversa é elevado, existe um intervalo em que o diodo permanece em condução. Isto causa uma situação de curto circuito efetivo para a fonte, o que pode danificar a chave de entrada e a fonte.
- A grande variação de corrente em curto tempo, associada à indutância da trilha gera os sobre-picos de tensão que foram visualizados nas formas de onda medidas. Isto não só eleva as perdas nas chaves da ponte inversora (que são especificadas para suportar elevadas tensões de bloqueio), mas também pode danificar a chave de entrada.

Logo, o diodo série associado e, em consequência, o RB-IGBT podem ser considerados como não apropriados para operar eficientemente na estrutura proposta, sob as especificações dadas do projeto.

6.3 Resultados para o protótipo baseado em associação série diodo-MOSFET na ponte inversora.

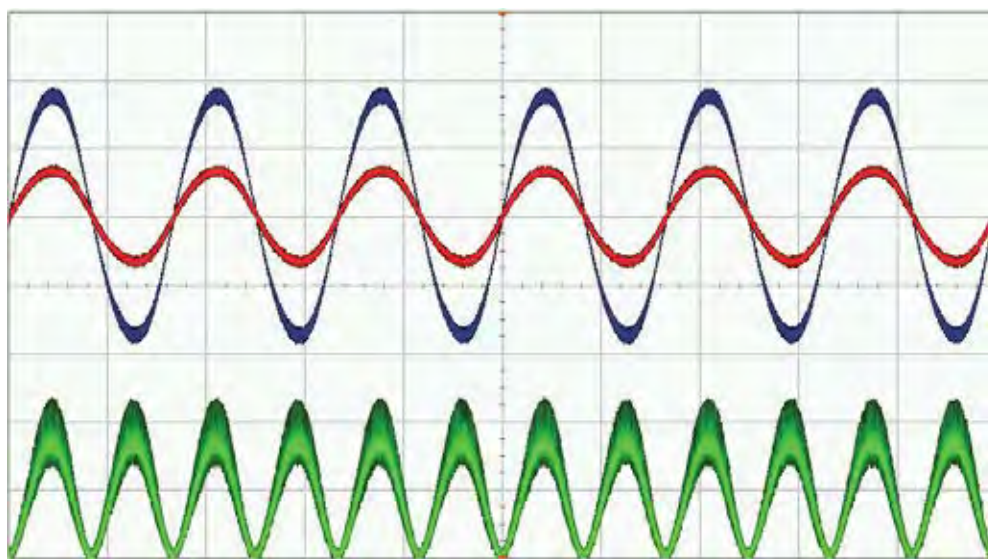
Neste segundo protótipo a ponte inversora foi implementada a partir da associação série do diodo Shottky MBR40250-D (fabricado pela ON Semiconductor®) e o MOSFET STW34NB20 (fabricado pela STMicroelectronics®). Já a chave de entrada foi realizada a

partir mediante a utilização do MOSFET IRFPS43N50K (fabricado pela International Rectifiers®). Estes componentes foram selecionados com o propósito de reduzir as perdas em condução já que apresentam uma reduzida resistência em condução. Assim também, os componentes apresentam as especificações adequadas para o valor de tensão a bloquear.

6.3.1 Resultados operando em regime nominal na carga

A operação nominal de este protótipo atende as especificações listadas na tabela 4. Assim, considerou-se uma carga puramente resistiva de aproximadamente 300 W. Na figura 71 são apresentadas as formas de onda da tensão de saída (azul) na escala de 100 V/div, a corrente na carga (vermelho) na escala de 5 A/div e da corrente no indutor (verde) na escala de 10 A/div; a escala de tempo é de 10 ms/div.

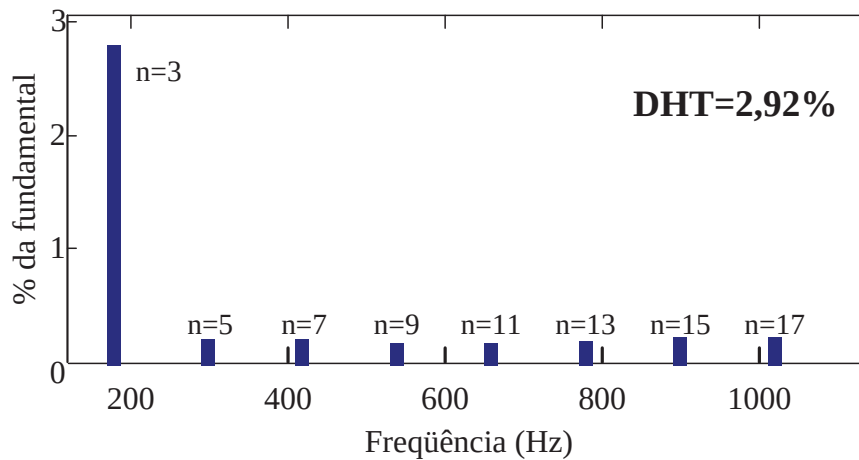
Figura 71: Formas de onda da tensão de saída, corrente na carga e corrente no indutor para operação com carga nominal.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Observa-se que a tensão de saída apresenta o formato desejado com os valores de amplitude e frequência especificados. Para calcular a distorção harmônica presente, a forma de onda da tensão de saída foi salva em formato CVS e posteriormente analisada em Matlab®. Realizando o computo do arquivo e considerando as primeiras 51 componentes harmônicas a DHT obtida foi de apenas 2,92%, valor bastante baixo e quase idêntico ao obtido mediante a simulação computacional da estrutura. Na figura 72 é apresentado o espectro harmônico da tensão de entrada para as primeiras dez e sete componentes.

Figura 72: Espectro harmônico da tensão de saída para os primeiros 17 componentes.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Por outro lado, é visível que a corrente no indutor apresenta a forma de onda deduzida na parte teórica, porém a amplitude é maior que a obtida na simulação computacional. Isto traz como consequência uma corrente média de entrada maior o que significa a redução do rendimento. Para estas condições de operação a potência na carga foi de 305 W, no entanto a potência na entrada foi de 344 W, a partir de estes valores é possível calcular o rendimento da estrutura operando com carga nominal.

$$\eta = \frac{P_o}{P_{in}} 100\% = \frac{305W}{344W} 100\% \quad (136)$$

$$\eta = 88,66\%$$

Este resultado é bastante próximo ao obtido na simulação computacional, o rendimento da estrutura para diferentes condições de operação será apresentado posteriormente.

Os principais resultados para operação nominal do sistema são apresentados na tabela 10. Estes resultados são comparados com aqueles obtidos na simulação computacional. É possível conferir que os resultados experimentais para operação com carga nominal estão de acordo com as especificações do projeto assim como com os resultados da simulação.

Tabela 10: Principais valores obtidos com o protótipo baseado em associação série diodo-MOSFET

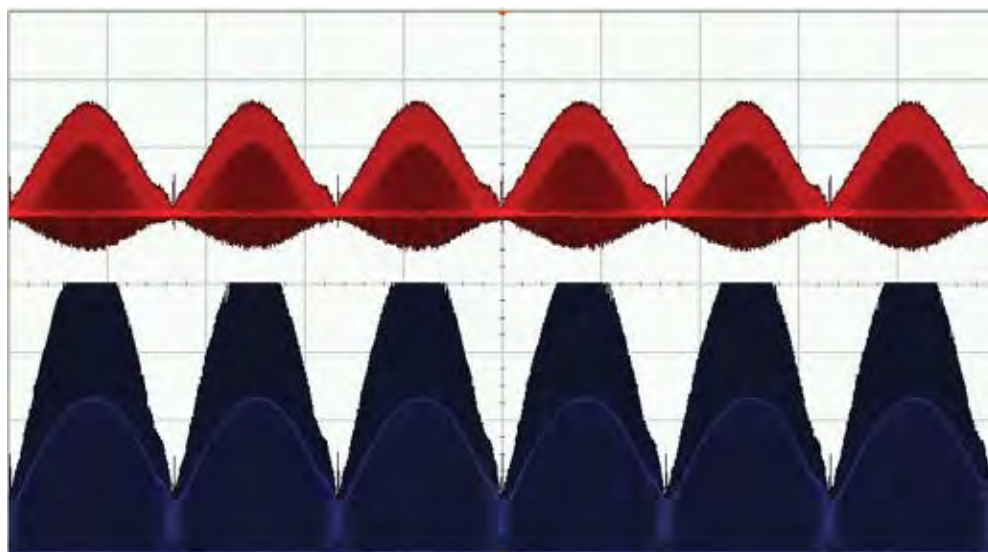
Componente/magnitude	Valor	
Carga	Experimental	Simulado
Tensão eficaz	127 V	127 V
Tensão de pico	192.2 V	190.1 V
Ondulação de tensão	± 12 V	± 10 V
DHT da tensão	2,92%	2.9%
Corrente eficaz	2,403 A	2.362 A
Corrente de pico	3,84 A	3,54 A
Potência	305 W	300 W
Indutor		
Corrente de pico	23,64 A	18,45 A
Corrente eficaz	11,01 A	10,63 A
Entrada		
Tensão média	49,96 V	48,00 V
Corrente média	6,885 A	6,768
Potência	344 W	325 W

Fonte: Elaboração do próprio autor.

6.3.2 Esforços nos semicondutores

A seguir são apresentadas as formas de onda correspondentes aos esforços de corrente e tensão nos semicondutores da estrutura. Para este propósito a estrutura operou com potência reduzida (120 W).

Figura 73: Corrente e tensão na chave S_0 .

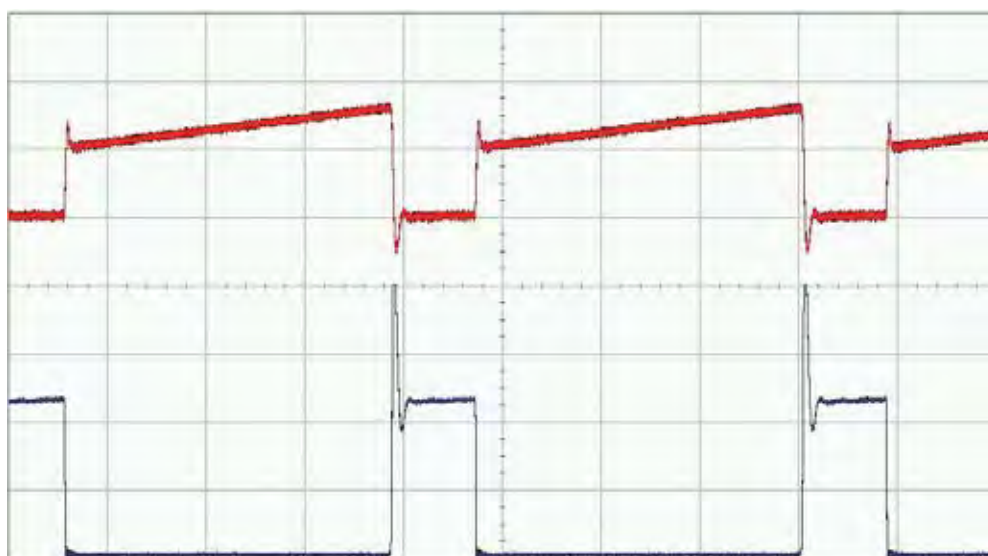


Fonte: Elaboração do próprio autor.

Na figura 73 são apresentadas as formas de onda de tensão (azul, em escala de 100 V/div) e corrente (vermelho, em escala de 5 A/div) na chave S_0 , a escala de tempo é de 10 ms/div. Observa-se que as formas de onda correspondem ao estudado teoricamente, sendo que a tensão coletor-emissor é a soma das tensões de entrada e saída, porém com um transitório elevado no bloqueio, isto devido à utilização de *snubber* do tipo RC com a finalidade de amortecer a oscilação e uma leve redução do valor de pico.

Na figura 74 são apresentadas estas mesmas formas de onda em detalhe ao redor do valor de pico, nesta figura as escalas de tensão e corrente são as mesmas, a escala do tempo é de 5 μ s/div.

Figura 74: Detalhe da corrente e tensão na chave S_0 .



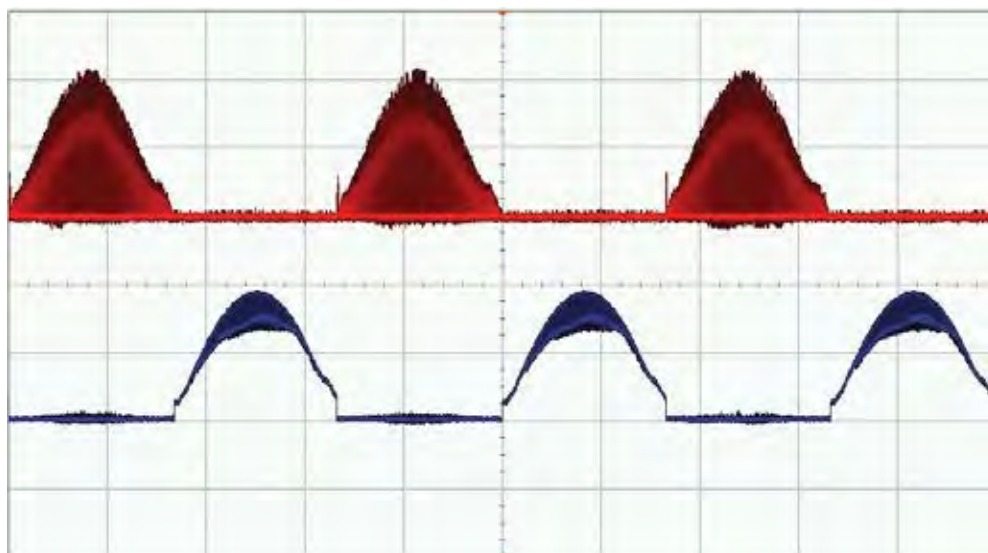
Fonte: Elaboração do próprio autor.

Para observar as formas de onda dos esforços nos semicondutores da ponte inversora considerou-se apenas a associação de elementos D_4 - S_4 . A figura 75 apresenta as formas de onda da corrente (vermelho, escala de 5 A/div) e tensão (azul, escala de 100 V/div) no MOSFET, a escala de tempo é de 5 ms/div. Verifica-se que a tensão nesta chave durante o semi-ciclo positivo é limitada ao valor da tensão direta em condução. Já no semi-ciclo negativo a máxima tensão é a mesma tensão de saída. Já que neste componente o fluxo de corrente acontece apenas no semi-ciclo positivo, ou seja, quando a tensão no componente é quase zero, as perdas por comutação associadas são praticamente desprezíveis.

Na figura 76 são apresentadas as formas de onda da corrente (vermelho) e tensão (azul) ânodo-cátodo no diodo D_4 . As escalas de corrente, tensão e tempo são as mesmas que na figura 75. Observa-se que no semi-ciclo positivo a tensão no diodo aproxima-se ao

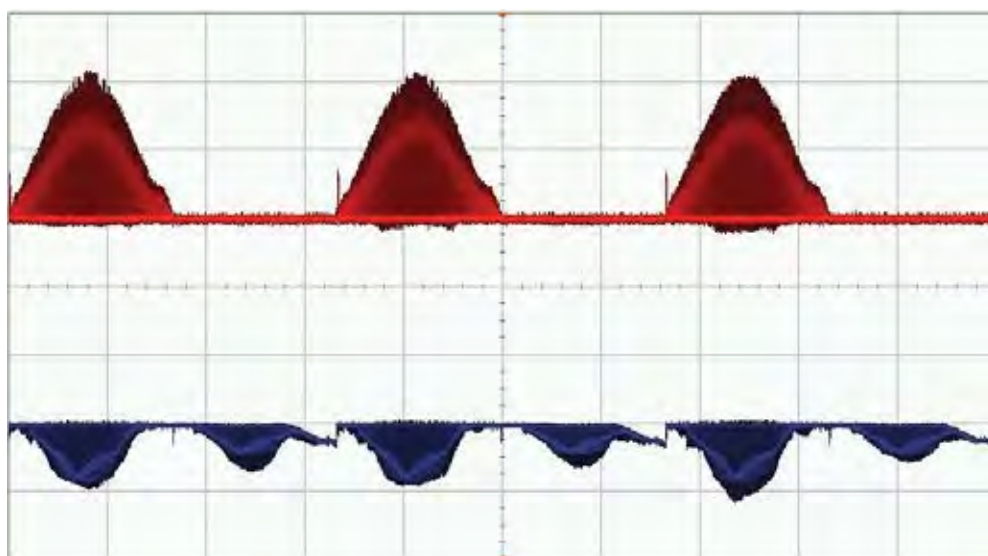
estudado na parte teórica, o que corresponde ao valor da semi-soma das tensões de entrada e saída. Porém no semi-ciclo negativo a tensão no diodo é diferente ao estudado teoricamente tanto como ao obtido na simulação computacional.

Figura 75: Corrente e tensão na chave S_4 .



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 76: Corrente e tensão no diodo D_4 .

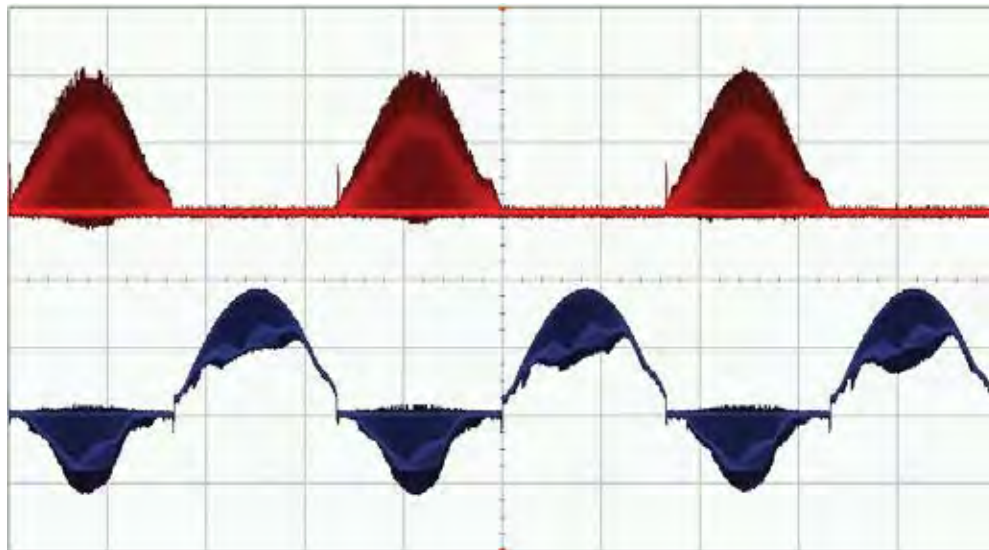


Fonte: Elaboração do próprio autor.

As formas de onda correspondentes à corrente (vermelho) e tensão (azul) na associação de componentes D_4 - S_4 são apresentadas na figura 77, nesta figura as escalas para todas as grandezas são as mesmas que as utilizadas na figura 75. O detalhe destas formas de onda no chaveamento é apresentado na figura 78, nesta figura utilizaram-se as mesmas

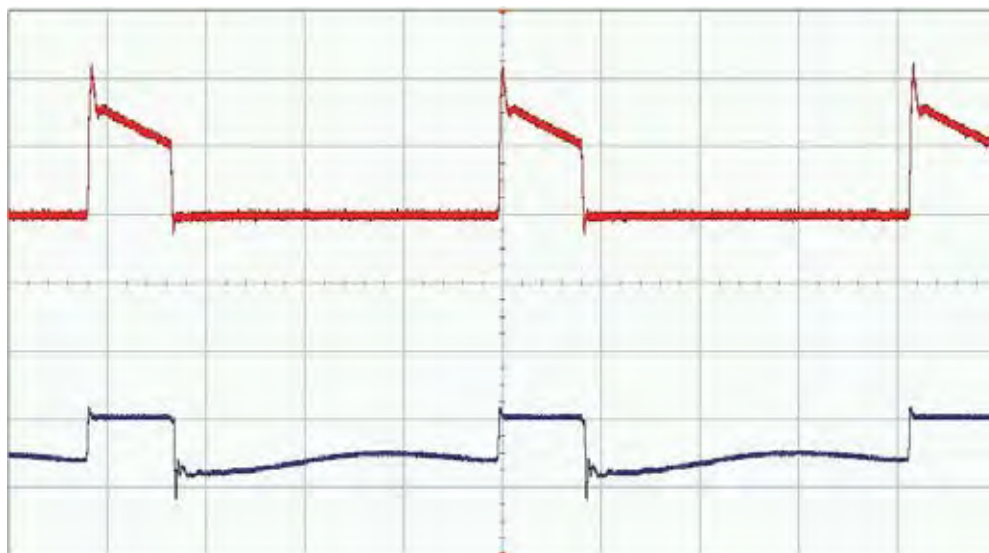
escalas de corrente e tensão, já a escala de tempo é de 5 $\mu\text{s}/\text{div}$. Esta figura corresponde também ao detalhe do chaveamento no diodo.

Figura 77: Corrente e tensão na associação $D_4 - S_4$.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 78: Detalhe da corrente e tensão na associação $D_4 - S_4$.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

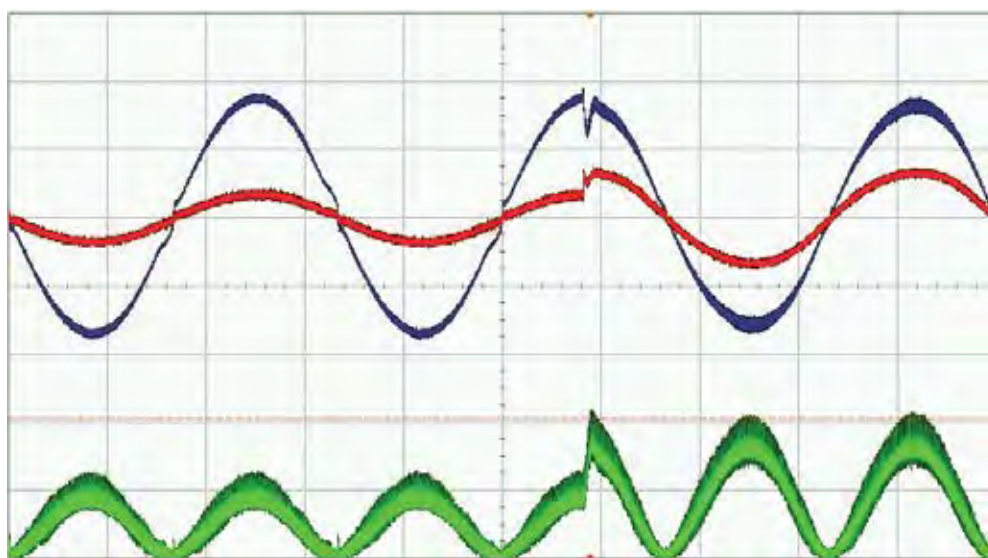
6.3.3 Resultado para o degrau de carga

Com a finalidade de verificar a resposta dinâmica dos controladores projetados foi aplicado um degrau na carga desde o 50% até o 100% do valor nominal. A funcionalidade dos controladores pode ser avaliada a partir das formas de onda de tensão de saída e corrente no

indutor ao redor do instante do degrau. É importante salientar que estas grandezas são respectivamente as variáveis de estado consideradas na modelação.

A figura 79 apresenta as formas de ondas da tensão de saída (azul, na escala de 100 V/div), corrente na carga (vermelho, na escala de 5 A/div) e corrente no indutor (verde, na escala de 10 A/div) ao redor do instante em que é aplicado o degrau de carga, a escala de tempo é de 5 ms/div.

Figura 79: Principais formas de onda durante a aplicação do degrau de carga.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Observa-se que o sistema responde rapidamente e que a ação dos controladores garante o formato desejado para as variáveis de estado, isto valida a estratégia de controle proposta. Porém é visível que a resposta é menos rápida daquela obtida na simulação computacional, isto pela limitação da plataforma de controle digital utilizada que levou a re-projetar os controladores com uma frequência de cruzamento menor (apenas 3 kHz quando na simulação considerou-se 12 kHz).

6.3.4 *Rendimento da estrutura*

Com a finalidade de calcular o rendimento da estrutura procedeu-se a medir as potências de entrada e de carga mediante a utilização de dois wattímetros digitais. Os dados foram medidos para diversos valores da carga na faixa de 86 W a 326 W, resultando num total de nove pontos de medição. A partir de estas medições elaborou-se a tabela 11 onde são listados os valores das potências medidas e os rendimentos correspondentes. Com base nestes

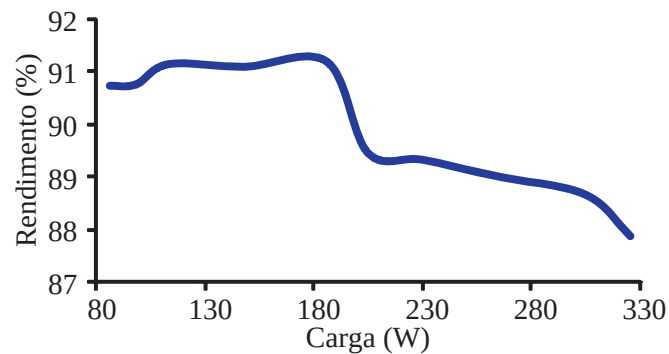
valores elaborou-se a figura 80 que corresponde à curva de rendimento em função da potência de carga, esta curva foi obtida por interpolação dos dados da tabela 11.

Tabela 11: Rendimento da estrutura para diferentes valores da carga

	Potência medida (W)								
Carga	86	98	113	148	186	205	230	305	326
Entrada	98	108	124	162	204	229	258	344	371
Rendimento (%)	90,72	90,74	91,13	91,08	91,18	89,44	89,32	88,66	87,87

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Figura 80: Rendimento da estrutura para diferentes valores de carga.



Fonte: Elaboração do próprio autor.

Os valores apresentados mostram que a estrutura tem um rendimento aceitável para diversos valores da carga. É importante salientar que o máximo rendimento é obtido para uma carga menor que a nominal, o que se deve às características dos elementos semicondutores utilizados.

6.4 Comparação de resultados

Como foi mencionado anteriormente, a operação com carga nominal e rendimento elevado apenas foi possível com o protótipo baseado em associação série diodo-MOSFET. Já o primeiro protótipo operou com potência reduzida, garantindo a forma de onda desejada, porém com um baixo rendimento e elevados esforços nos semicondutores. Os resultados obtidos podem ser utilizados para realizar a comparação das duas estruturas. Com este propósito a tabela 12 lista alguns parâmetros comparativos entre os protótipos implementados.

Tabela 12: Comparação dos protótipos implementados

Parâmetro	Diodo-MOSFET	RB-IGBT
Operação de acordo às especificações do projeto	Sim	Não
Máximo rendimento	91,13% - 113 W	--
Rendimento em carga nominal	88,66% - 305 W	68% - 125 W
DHT da tensão de saída	2,92%	3,9%
Pulsos lógicos necessários	3	5

Fonte: Elaboração do próprio autor.

Com base nos dados apresentados em (XUE *et al.*, 2004) é considerando apenas as estruturas da tabela 1 é possível comparar estas com o inversor integrado *Buck-Boost* monofásico implementado em base a associação série diodo-MOSFET. Os principais parâmetros comparativos são listados na tabela 13.

Tabela 13: Comparação do protótipo com estruturas estudadas

Fig.	Faixa de Entrada	Potência obtida	η (%)	f_s (kHz)	No. De componentes			Observações
					T _x	L/C	S/D	
26	Ampla	305 W	88,7	48	0	1/1	5/4	Cargas Isoladas apenas
10	34 V – 65 V	1 kW	92	--	0	2/3	5/1	Realização de MPPT
11 (a)	34 V – 65 V	500 W	--	30	0	2/3	4/4	--
11 (b)	42 V – 81 V	500 W	80	9.6	0	2/3	4/2	MPPT, Isolação Galvânica, Conectada a rede apenas
11 (c)	Ampla	160 W	--	50	2(AF)	1/2	4/4	,Isolação Galvânica
11 (d)	42 V – 81 V	500 W	90	40	0	3/3	4/2	Cargas isoladas apenas

Fonte: Xue *et. al.* (2004) e dados do autor.

Nesta tabela, os parâmetros considerados foram: a faixa de valores admissíveis para a tensão de entrada, a potência do protótipo de laboratório, o rendimento, a frequência de chaveamento e o número de componentes. Este último parâmetro inclui os componentes de isolamento galvânica (transformadores) indicando se estes operam em alta frequência (AF) ou baixa, os componentes reativos a partir do número de indutores (L) e capacitores (C) e o numero de componentes semicondutores sejam chaves ativas (S) ou passivas (D). Já as

observações indicam as limitações da estrutura assim como funcionalidades e/ou características adicionais.

6.5 Conclusões

Os resultados experimentais obtidos e apresentados nesta secção validam a funcionalidade da estrutura proposta. Os dois protótipos desenvolvidos conseguiram realizar a conversão CC-CA, garantindo os valores adequados de amplitude e frequência na saída, com uma reduzida DHT. Desta forma, resultam válidas a modulação desenvolvida e o projeto dos controladores; porém existe uma grande diferença entre o desempenho das estruturas, considerando-se os semicondutores testados. O protótipo baseado em RB-IGBTs não conseguiu operar de acordo às especificações do projeto, limitando a carga até um máximo de 125 W, apresentando ainda esforços elevados nos semicondutores e um rendimento muito baixo. Por outro lado, o protótipo baseado na associação série diodo-MOSFET operou atendendo as especificações do projeto (305 W na carga), com um rendimento aceitável (88,66%) e bastante próximo ao obtido na simulação computacional, além disso, a DHT obtida foi bastante reduzida (apenas 2,92%). Estes resultados deixam em evidência que a implementação da estrutura deve ser feita com base na associação série de diodo e MOSFET para a realização das chaves unidirecionais da ponte inversora, considerando-se o estado atual tecnológico dos RB-IGBTs.

Capítulo 7

Conclusões gerais e continuidade do trabalho

Este trabalho apresentou um inversor integrado monofásico *Buck-Boost* como estrutura proposta a ser utilizada em pequenos sistemas de conversão de energia eólica. O inversor foi estudado a partir das análises qualitativa e quantitativa, desenvolvidas e apresentadas nesta dissertação. Nesse sentido, foi deduzido um modelo equivalente para pequenos sinais, mediante o método dos valores médios por espaço de estados. Os resultados da simulação computacional, assim como os obtidos experimentalmente com os protótipos implementados, provam que a estrutura proposta opera de acordo com as especificações do projeto, garantindo os níveis de tensão alternada requeridos, com uma baixa DHT (apenas 2,92 % com os melhores resultados obtidos) e uma boa resposta dinâmica. Isto valida a funcionalidade da topologia, a modelação e a estratégia de controle. No caso do protótipo baseado em RB-IGBTs, o rendimento foi baixo (68 %) e os esforços nos semicondutores foram elevados, principalmente devido às limitações tecnológicas atuais do componente que, neste caso, pode ser considerado como inadequado para esta aplicação. Já no caso do protótipo baseado na associação série de diodo e MOSFET o rendimento foi de 88,66 %, o que prova que esta associação é a melhor alternativa para a realização da ponte inversora. Assim, a proposta da presente dissertação foi demonstrada válida, já que o inversor integrado monofásico *Buck-Boost* resulta em uma estrutura eficiente para realizar a conversão CC-CA em pequenos sistemas de conversão de energia eólica.

É importante salientar que a estrutura foi testada operando com uma fonte de tensão CC regulada. Logo, faz-se necessário a realização de testes do inversor integrado a um sistema de conversão de energia eólica, já que a implementação dos algoritmos de MPPT impõe pequenas variações na tensão de entrada do inversor.

Neste sentido, como proposta de continuidade do trabalho, pode se considerar a modificação da estratégia de controle para a introdução da modulação de três estados, não só com o propósito de melhorar as dinâmicas (limitadas pelo zero no semi-plano direito), mas também para a realização de desacoplamento indutivo. Isto levaria à possibilidade de implementação dos métodos de MPPT no inversor, fazendo com que os estágios intermediários entre o gerador eólico e o inversor fossem desnecessários, inclusive as baterias, para o caso de conexão com a rede em CA, o que reduziria o volume e peso total do sistema.

Referências

ABEDINPOUR, S.; SHENAI, K. Insulated gate bipolar transistor. In: RASHID, M. H. (Ed.). **Power electronics handbook**. Canada: Academic Press, 2001. cap. 7, p.101-113. (Academinc Press Series in Engineering). ISBN 0-12-581650-2.

ACKERMAN, T. **Wind Power in Power Systems**. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 2005. 690 p. ISBN 0470855088.

AGENCIA NACIONAL DE ENERGIA ELÉTRICA (Brasil). **Banco de Informações de Geração**. Brasília, DF, 2011. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br>>. Acesso em: 23 jan. 2012.

AKHMATOV, V. **Analysis of dynamic behaviour of electric power systems with large amopunt of wind power**. 2003. 261 f. Thesis (PhD. in Electrical Engineering). Departament of Electric Power Engineering, Technical University of Denmark, Lyngby, Denmark, 2003.

AMEI, K. et al. A Maximum power control of wind generator system using a permanent magnet synchronous generator and a boost chopper circuit. In: POWER CONVERSION CONFERENCE, 2002, Osaka. **Proceedings...** Osaka: IEEE, 2002. v. 3, p. 1447-1452.

AMERICAN WIND ENERGY ASSOCIATION (AWEA). **2010 U.S. small windturbine market report**. Washington, 2011. 40 p.

AZZOUZI, J.; BARAKAT, G.; DAKYO, B. Quasi 3D analytical modeling of magnetic field of axial flux Permanent Magnet Synchronous Machine. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v. 20, n. 4, p. 746 - 752, 2005.

BARBI, I. **Eletrônica de potência: projeto de fontes chaveadas**. 2. ed. Florianópolis: Edição do Autor, 2007. 334 p.

BAROUDI, J. A.; DINAVAHI, V.; KNIGHT, A. M. A review of power converter topologies for wind generators. **Renewable Energy**, Amsterdam, v. 32, p. 2369–2385, 2007.

BERGEY WINDPOWER. **Bergey Excel 1**. [S.l.], 2012. Disponível em: <<http://www.bergey.com>>. Acesso em: 24 jan. 2012.

BEST, M. et al. **Small-scale wind energy: technical report**. London: Urban Wind Energy Research Project of The Carbon Trust, 2008. 191 p.

BOLDEA, I. **Variable Speed Generators**. Boca Raton: CRC Press, 2006. 552 p. ISBN 0-8493-5715-2.

BUMBY, J. R.; MARTIN, R. Axial-flux permanent-magnet air-cored generator for small-scale wind turbines. **IEE Proceedings Electric Power Applications**, Stevenage, v. 152, n. 5, p. 1065-1075, 2005.

BUSSEL, G. J. W. V. et al. **State of the art and technology trends for offshore wind energy: operation and maintenance issues.** [S.l.]: CA-OWEE, 2002. 4 p.

CÁCERES, R. O.; BARBI, I. A boost DC-AC converter: analysis, design, and experimentation. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 14, n. 1, p. 134-141, 1999. ISSN 0885-8993.

CARRASCO, J. M. et al. Power electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Piscataway, v. 53, n. 4, p. 1002-1016, 2006.

CHEN, Z.; GUERRERO, J. M.; BLAABJERG, F. Review of the state of the art of power electronics for wind turbines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 28, n. 8, p. 1859-1875, 2009. ISSN 0885-8993.

DIXON, L. Average current mode control of switching power supplies. **Unitrode Application Note**, [s.l.], v. 140, n. 3, p. 356 - 369, 1990.

CONCERTED ACTION ON OFFSHORE WIND ENERGY IN EUROPE. Co-ordinated by: delft university of technology. **Offshore wind energy ready to power a sustainable Europe.** Delft, 2001. 289 p.

E.SPOONER; WILLIAMSON, A. C. Direct coupled, permanent magnet generators for wind turbine applications. **IEE Proceedings Electric Power Applications**, Stevenage, v. 143, n. 1, p. 1-8, 1996.

ERICKSON, P. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics.** 2. ed. Massachusetts: Kluwer Academic Publishers, 2001. 883 p. ISBN 0-7923-7270-0.

ERIKSSON, S.; BERNHOFF, H.; LEIJON, M. Evaluation of different turbine concepts for wind power. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, Amsterdam, v. 12, p. 1419-434, 2008.

FEMIA, N. et al. Predictive & adaptive MPPT perturb and observe method. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, Piscataway, v. 43, n. 3, p. 934-950, 2007. ISSN 0018-9251.

GURU, B. S.; HIZIROGLU, H. R. **Electric machinery and transformers.** 3. ed. Oxford: Oxford University Press, 2001. 720 p. ISBN 0195138902.

GLOBAL WIND ENERGY COUNCIL (GWEC). **Global wind report: annual market update 2010.** Brussels, 2011. 67 p.

HANSEN, L. H. et al. **Conceptual survey of generators and power electronics for wind turbines.** Roskilde: Riso National Laboratory. 108 p. 2001.

HATZIARGYRIOU, N. et al. **Modeling new forms of generation and storage.** [S.l.]: International Council on Large Electric Systems (CIGRE), 2000. 139 p.

HEIER, S. **Grid integration of wind energy conversion systems**. Hoboken, New Jersey: John Wiley & Sons, 1998. 406 p. ISBN 978-0471971436.

HOLMSTRØM, O. **Reliability of state-of-the-art wind farm**. Fredericia: Project UpWind, 2007. 24 p.

KASA, N.; IIDA, T.; IWAMOTO, H. An inverter using buck-boost type chopper circuits for popular small-scale photovoltaic power system. In: INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY, 25., 1999, San Jose. **Proceedings...** San Jose, California: IEEE, 2002. v. 1, p. 185-190.

KASSAKIAN, J. G.; SCLECHT, M. F.; VERGHESE, G. C. **Principles of power electronics**. Boston: Addison-Wesley Publishing Company, 1992. ISBN 0-201-09689-7.

KJÆR, S. B.; BLAABJERG, F. A novel single-stage inverter for the AC-Module with reduced low-frequency ripple penetration. In: EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS, 10., 2003, Toulouse. **Proceedings...** Toulouse: European Power Electronics and Drives Association, 2003. 10 p.

LEITHEAD, W. E. Dependence of performance of variable speed wind turbines on the turbulence, dynamics and control. **IEE Proceedings C: Generation, Transmission and Distribution**, Stevenage, v. 137, n. 6, p. 403-413, 1990. ISSN 0143-7046.

LI, H.; CHEN, Z. Overview of different wind generator systems and their comparisons. **Renewable Power Generation**, Stevenage, v. 2, n. 2, p. 123-138, 2008. ISSN 1752-1416.

LINDEMANN, A. **A new IGBT with reverse blocking capability**. [S.I.]: IXYS Corporation, 2002. 4 p.

LUIGI, G. et al. Integrated inverter topologies for low power photovoltaic systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS, 9., 2010, São Paulo. **Proceedings...** São Paulo: IEEE, 2010. p. 1-5.

MARTINS, D. C.; BARBI, I. **Eletrônica de potência: conversores CC-CC básicos não isolados**. 3. ed. Florianópolis: Edição dos autores, 2008a. 377 p.

_____. **Eletrônica de potência: introdução ao estudo dos conversores CC-CA**. 2. ed. Florianópolis: Edição dos autores, 2008b. 489 p. ISBN 859052031-5.

MIDDLEBROOK, R. D. Topics in multiple-loop regulators and current-mode programming. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 2, n. 2, p. 109-124, 1987.

MILLER, A.; MULJADI, E.; ZINGER, D. S. A variable speed wind turbine power control. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, Piscataway, v. 12, n. 2, p. 181-186, 1997. ISSN 0885-8969.

MOTTO, E. R. et al. Application characteristics of an experimental RB-IGBT (reverse blocking IGBT) module. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 39., 2004. **Proceedings...** Piscataway: IEEE, 2004. v. 3, p. 1540 - 1544.

MUNOZ-GARCIA, A.; NOVOTNY, D. W. Characterization of third harmonic-induced voltages in Permanent Magnet Generators. In: INDUSTRY APPLICATIONS CONFERENCE, 31., 1996, San Diego. **Proceedings...** San Diego, California: IEEE, 2002. v. 1, p. 525-532.

NAYAR, C. V.; ISLAM, S. M.; SHARMA, H. Power Electronics for Renewable Energy Sources. In: RASHID, M. H. (Ed.). **Power electronics handbook**. Canada: Academic Press, 2001. cap. 23, p.539-579. (Academic Press Series in Engineering). ISBN 0-12-581650-2.

PARVIAINEN, A.; NIEMELÄ, M.; PYRHÖNE, A. J. Modeling of axial flux permanent-magnet machines. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Piscataway, v. 4, n. 5, p. 1333-1340, 2004.

RAUM ENERGY. **1.5 kW Wind Turbine System**: specification sheet. 2012. Disponível em: <<http://www.raumenergy.com>>. Acesso em: 24 jan. 2012.

RAZA, K. S. M. et al. A novel speed-sensorless adaptive hill climbing algorithm for fast and efficient maximum power point tracking of wind energy conversion systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON SUSTAINABLE ENERGY TECHNOLOGIES, 2008, Singapore. **Proceedings...** Singapore: IEEE, 2008. p. 628-633.

RENEWABLEUK. **Small Wind Systems**: UK market report. London, 16 p. 2011

SAGRILLO, M.; WOOFENDEN, I. How to buy a wind generator. **Home Power**, Ashland, v. 131, p. 38-46, 2009.

SALLES, M. B. D. C. **Modelagem e análise de geradores eólicos de velocidade variável conectados em sistemas de energia elétrica**. 2009. 124 f. Tese (Doutorado) - Departamento de Engenharia de Energia e Automação Elétricas, Escola Politécnica da Universidade de São Paulo, São Paulo, 2009.

SAMPAIO, L. P. **Uma nova metodologia de projeto e controle para o inversor Boost (CSI) monofásico, para o aproveitamento de fontes alternativas e renováveis de energia elétrica**. 2010. 110 f. Dissertação (Mestrado) - Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira, Universidade Estadual Paulista, Ilha Solteira, 2010.

SAWIN, J. L. et al. **Renewables 2011 global status report**. Paris: REN21 Renewable Energy Policy Network for the 21st Century, 2011. 116 p.

SHIRAZI, M.; VIKI, A. H.; BABAYI, O. A comparative study of maximum power extraction strategies in PMSG wind turbine system. In: ELECTRICAL POWER & ENERGY CONFERENCE, 2009, Montreal. **Proceedings...** Montreal: IEEE, 2010. p. 1 - 6.

SLOOTWEG, J. G. **Wind Power**: modelling and impact on power system dynamics. 2003. 194 f. Thesis (PhD. in Electrical Engineering) - Faculty of Electrical Engineering, Mathematics and Computer Science, Technical University of Delft, Delft, Netherlands, 2003.

STANNARD, N.; BUMBY, J. R. Performance aspects of mains connected small-scale wind turbines. **IET Generation, Transmission & Distribution**, Stevenage, v. 1, n. 2, p. 348-356, 2007.

TAKEI, M.; ODAKA, A.; FUJIMOTO, H. Application technologies of reverse-blocking IGBT. **Fuji Electric Journal**, Tokio, v. 75, n. 8, p. 1 - 4, 2002.

VAZQUEZ, N. et al. Analysis and experimental study of the buck, boost and buck-boost inverters. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, 30., 1999, Charleston. **Proceedings...** Charleston, South Carolina: IEEE, 2002. v. 2, p. 801 - 806.

WANG, C.-M. A novel single-stage full-bridge buck-boost inverter. In: APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 18., 2003, Miami Beach. **Proceedings...** Miami Beach: IEEE, 2003. v. 1, p. 51 - 57.

SOUTHWEST WINDPOWER. **Off-grid applications: Whisper 100/200**. [S.l.], 2012. Disponível em: < <http://www.windenergy.com> >. Acesso em: 24 jan. 2012.

WORLD WIND ENERGY ASSOCIATION (WWEA). **World wind energy report 2010**. Bonn, 2011. 23 p.

XUE, Y. et al. Topologies of single-phase inverters for small distributed power generators: an overview. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Piscataway, v. 19, n. 5, p. 1305 - 1314, 2004.