

UNIVERSIDADE FEDERAL DO ESPÍRITO SANTO

CENTRO TECNOLÓGICO

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

TIARA RODRIGUES SMARSSARO DE FREITAS

**ALTERNATIVAS DE TOPOLOGIAS RETIFICADORAS PARA
AEROGERADORES SÍNCRONOS A ÍMÃ PERMANENTE
DE BAIXA POTÊNCIA**

VITÓRIA
2015

TIARA RODRIGUES SMARSSARO DE FREITAS

**ALTERNATIVAS DE TOPOLOGIAS RETIFICADORAS PARA AEROGERADORES
SÍNCRONOS A ÍMÃ PERMANENTE DE BAIXA POTÊNCIA**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti.

Coorientador: Prof. Dr. Paulo José Mello Menegáz.

VITÓRIA
2015

Dados Internacionais de Catalogação-na-publicação (CIP)
(Biblioteca Setorial Tecnológica,
Universidade Federal do Espírito Santo, ES, Brasil)

F866a Freitas, Tiara Rodrigues Smarssaro de, 1984-
Alternativas de topologias retificadoras para aerogeradores
síncronos a ímã permanente de baixa potência / Tiara Rodrigues
Smarssaro de Freitas. - 2015.
160 f. : il.

Orientador: Domingos Sávio Lyrio Simonetti.

Coorientador: Paulo José Mello Menegáz.

Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade
Federal do Espírito Santo, Centro Tecnológico.

1. Energia - Fontes alternativas. 2. Energia eólica. 3.
Retificadores de corrente elétrica. 4. Conversores de corrente
elétrica. 5. Geradores síncronos a ímã permanente (GSIP). I.
Simonetti, Domingos Sávio Lyrio. II. Menegáz, Paulo José Mello.
III. Universidade Federal do Espírito Santo. Centro Tecnológico.
IV. Título.

CDU: 621.3

TIARA RODRIGUES SMARSSARO DE FREITAS

ALTERNATIVAS DE TOPOLOGIAS RETIFICADORAS PARA

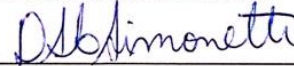
AEROGERADORES SÍNCRONOS A IMÃ PERMANENTE

DE BAIXA POTÊNCIA

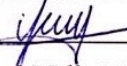
Tese de Doutorado submetida ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal do Espírito Santo, como requisito parcial para a obtenção do Grau de Doutor em Engenharia Elétrica.

Apresentada em 11 de dezembro de 2015.

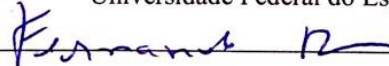
COMISSÃO EXAMINADORA



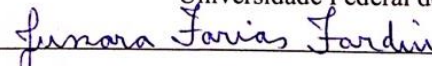
Prof. Dr. Domingos Sávio Lyrio Simonetti - Orientador
Universidade Federal do Espírito Santo



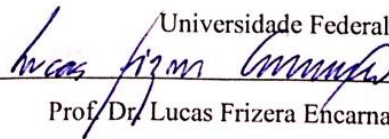
Prof. Dr. Paulo José Mello Menegáz - Coorientador
Universidade Federal do Espírito Santo



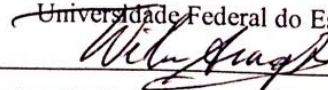
Prof. Dr. Fernando Luiz Marcelo Antunes - Examinador
Universidade Federal do Ceará



Prof.ª. Dr.ª. Jussara Faria Fardins - Examinador
Universidade Federal do Espírito Santo



Prof. Dr. Lucas Frizera Encarnação - Examinador
Universidade Federal do Espírito Santo



Prof. Dr. Wilson Aragão Correia Pinto Filho - Examinador
Universidade Federal do Espírito Santo

Dedico esta tese aos meus pais, que por toda vida se dedicaram a mim.

Em especial à minha mãe, que tanto desejou uma filha doutora.

Agradecimentos

Primeiramente agradeço a Deus, sem Ele nada teria sido possível. Tudo vem dEle e é por meio dEle e para Ele.

Agradeço também aos meus pais pelo incentivo incondicional, pelas orações sem fim. Ao meu querido esposo pelo apoio e suporte quando quis desistir. À minha maninha e cunhadinho por torcerem por mim todo este tempo. Agradeço também aos meus sogros, minha segunda família, que também sempre me apoiou.

Agradeço ao meu orientador pela paciência e pela disposição em me ensinar a arte de pesquisar. Obrigada por ser meu pai na UFES.

Ao professor Paulo José Mello Menegáz pela coorientação.

Aos meus colegas do LEPAC pelo companheirismo e troca de ideias que sempre acrescentaram pontos positivos ao meu trabalho.

O meu ‘muito obrigada’ ao aluno Ricardo Natale pela ajuda no projeto, confecção e montagem das placas utilizadas na parte experimental, fundamental para realização dos testes experimentais.

Ao professor José Luiz Vieira de Freitas por ter disposto do seu tempo para me ensinar com sua experiência.

Ao professor Wilson Aragão Correia Pinto Filho pela revisão textual.

Aos colegas do Departamento de Engenharia Elétrica da UFES pelo afastamento concedido ao final do doutorado, sem o qual não seria possível concluir este trabalho.

À FAPES/CNPq (PRONEX 48508675/2009) e à CAPES pelo apoio financeiro concedido, sem o qual esta pesquisa não teria sido possível.

“Talvez não tenha conseguido fazer o melhor,
mas lutei para que o melhor fosse feito.
Não sou o que deveria ser, mas Graças a
Deus, não sou o que era antes”.

(Martin Luther King)

Resumo

Apresentam-se duas topologias retificadoras controladas, aplicadas em aerogeradores síncronos a ímã permanente, de baixa potência. Para sistemas de baixa potência, ou sistemas de operação isolada (*stand-alone*), onde a energia proveniente da geração eólioelétrica é parte significativa da energia total do sistema, os geradores e os conversores têm o papel de manter a tensão e a frequência da rede constantes, apesar das oscilações de potência na turbina eólica. Em geradores síncronos a ímã permanente (GSIP) com velocidade variável, a solução preferencial tem sido a conversão em duas etapas: CA-CC-CA. Diversas topologias de conversores têm sido exploradas, porém, o que se tem observado, é que essa conversão dispõe de muitos elementos controlados na conversão CA-CC, a maioria a seis chaves, dificultando e encarecendo o seu controle. Cada nova topologia apresenta novos aspectos, sempre buscando um conversor que melhor se adapte ao sistema e influenciando minimamente possível a qualidade da potência de geração. As topologias apresentadas pela literatura são eficientes para as potências maiores, mas quando se trata de sistemas com potências menores, conversores mais simples (com uma ou três chaves controladas) podem atender ao objetivo de retificação com um custo menor, e sem que a qualidade da conversão seja reduzida. A contribuição desta tese de doutorado é o desenvolvimento de uma nova topologia retificadora SEPIC, a três chaves controladas, e a análise e a aplicação de uma topologia *Buck*-ressonante, a uma chave controlada, para aerogeradores. São soluções retificadoras mais simples, aplicadas à geração eólioelétrica de baixa potência com gerador síncrono de ímãs permanentes, oferecendo simplicidade e facilidade de controle. Apresentam-se o projeto dos conversores, as equações que os definem, os resultados de simulação e os resultados experimentais. Verificou-se que ambas as soluções conseguem operar com alto fator de potência e conteúdo harmônico reduzido empregando um único sinal de comando, em ampla faixa de velocidade do vento e sem laço de controle da corrente do gerador.

Palavras chave: energia eólio-elétrica, retificador trifásico de alto fator de potência, SEPIC, *Buck*-ressonante, GSIP.

Abstract

Two controlled rectifier topologies applied to low power wind energy conversion system with permanent magnet synchronous generator are presented. For low power or stand-alone operation systems, where the energy from wind generation is a significant part of the total power system, generators and converters have the role of maintaining the grid's voltage and frequency constant, despite the fluctuations of the wind turbine. In variable speed permanent magnet synchronous generator (PMSG), the preferred solution has been a conversion on two stages: AC-DC-AC. Several converter topologies have been explored, but kind of this conversion has many controlled elements, most of them with 6 controlled switches in AC-DC conversion, making it difficult and more expensive its control; each new topology introduces new aspects and always looking for a converter that best suits the system with minimally influence to the quality of power generation. The topologies presented in the literature are effective for the high power levels, but when it comes to systems with lower power levels, simpler converters (single or three controlled switches) can serve the purpose of rectification with a lower cost and without the conversion quality been reduced. The contribution of this thesis is the development of a new SEPIC rectifier topology using three controlled switches, and the analysis and new application of an existing resonant buck topology, with a single controlled switch, to wind energy system. They are simpler rectifying solutions, applied to low power wind generation based on permanent magnet synchronous generator, offering simplicity and control facility. The converter's project, the equations that define them, the simulation and experimental results for each converter are presented. It was verified that both topologies could achieve high power-factor and low harmonic distortion employing only one single gate signal, on a wide range of wind speed with no current's generator closed loop control.

Keywords: wind energy, high power-factor three-phase rectifier, SEPIC, resonant-buck, PMSG.

Lista de Figuras

Figura 1 - Principais componentes de um sistema de geração eólioelétrica.	25
Figura 2 - Sistema de geração eólioelétrica: (a) baseada em gerador de indução de dupla alimentação; (b) baseada em gerador síncrono a ímã permanente.	28
Figura 3 - Sistema de conversão baseado em retificador a diodos: (a) saída em tensão,	35
Figura 4- Sistema de conversão com estágio <i>boost</i> cc/cc.....	36
Figura 5- Sistema de conversão com estágio <i>boost</i> cc/cc:.....	37
Figura 6 - (a) Sistema de conversão baseado em conversor com uma chave - conversor <i>boost</i> (b) Sistema de conversão baseado em retificador semi-controlado - conversor <i>boost</i>	38
Figura 7 - Conversor <i>boost</i> trifásico:.....	39
Figura 8 - Sistema de conversão baseado em um conversor <i>a seis chaves controladas</i>	40
Figura 9 - Controle da máquina síncrona utilizando conversor a 6 chaves.....	41
Figura 10 - Conversor a quatro chaves controladas.	42
Figura 11- Topologia retificadora trifásica proposta: SEPIC.....	44
Figura 12 - SEPIC proposto por [117].	45
Figura 13 - Tensão e corrente de entrada para o SEPIC 3 ϕ	46
Figura 14 - Tensões trifásicas.....	47
Figura 15 - Circuito equivalente do SEPIC 3 ϕ no primeiro estágio (t_{on}).	48
Figura 16 - Circuito equivalente do SEPIC 3 ϕ no segundo estágio (t_{off}).....	49
Figura 17 - Correntes no indutor L_1 : (a) intervalo de 0 a 30°; (b) alguns períodos de chaveamento.	49
Figura 18 - Circuito equivalente do SEPIC 3 ϕ durante o terceiro estágio (roda-livre).....	50

Figura 19 - Indutores L_1 , malha 1, etapa 2.	51
Figura 20 - Indutores L_1 , malha 2, etapa 2.	52
Figura 21 - Indutores L_2 , malha 1, etapa 2.	53
Figura 22 - Indutores L_2 , malha 2, etapa 2.	53
Figura 23 - Corrente de saída i_o	57
Figura 24 - Topologia retificadora trifásica proposta: <i>buck</i> -ressonante.	64
Figura 25 - Tensão descontínua no capacitor de entrada.....	65
Figura 26 - Forma de onda no capacitor de ressonância durante um período de chaveamento.	66
Figura 27 - Primeira etapa de operação do conversor <i>buck</i> -ressonante.	67
Figura 28 - Segunda etapa de funcionamento do conversor <i>buck</i> -ressonante.	67
Figura 29 - Terceira etapa de funcionamento do conversor <i>buck</i> -ressonante.	68
Figura 30 - Quarta etapa de funcionamento do conversor <i>buck</i> -ressonante.....	68
Figura 31 - Quinta etapa de funcionamento do conversor <i>buck</i> -ressonante.....	69
Figura 32 - Sexta etapa de funcionamento do conversor <i>buck</i> -ressonante.....	69
Figura 33 - Estágios de operação do conversor <i>buck</i> -ressonante.	70
Figura 34 - Circuito equivalente etapa 1 <i>Buck</i>	72
Figura 35 - Circuito equivalente etapa 2 <i>Buck</i>	73
Figura 36 - Circuito equivalente etapa 3 <i>Buck</i>	75
Figura 37 - Circuito equivalente etapa 4 <i>Buck</i>	76
Figura 38 - Circuito equivalente etapa 5 <i>Buck</i>	77

Figura 39 - Circuito equivalente etapa 6 <i>Buck</i>	78
Figura 40 - Equivalente monofásico <i>Buck</i> -ressonante.	80
Figura 41 - Diagrama de blocos de simulação do sistema de conversão de energia eólioelétrica com controle <i>mppt</i>	88
Figura 42 - Tensão e corrente na fase 1 no GSIP para 40 Hz - SEPIC.	90
Figura 43 - Distorção harmônica da corrente de entrada do SEPIC para 40 Hz.	90
Figura 44 - Forma de onda da tensão no capacitor C_1 para 40 Hz.	91
Figura 45 – Corrente no indutor L_2 (A) x tempo (s): (a) em 40 Hz; (b) alguns períodos de chaveamento.	92
Figura 46 - Tensão de saída no barramento CC para operação do SEPIC em 40 Hz.	92
Figura 47 - Potência no gerador para operação do SEPIC em 40 Hz.	93
Figura 48 - Oscilações de potência (%) no gerador para operação do SEPIC em 40 Hz.	93
Figura 49 - Esforços nas chaves para operação do SEPIC em 40 Hz.	94
Figura 50 - Formas de onda de tensão e corrente no GSIP para 20 Hz.	95
Figura 51 - Distorção harmônica da corrente de entrada do SEPIC para 20 Hz.	95
Figura 52 - Forma de onda da tensão no capacitor C_1 para 20 Hz.	96
Figura 53 - Tensão de saída no barramento CC para operação do SEPIC em 20 Hz.	96
Figura 54 - Corrente no indutor L_2 (A) x tempo (s): (a) em 40 Hz; (b) alguns períodos de chaveamento.	97
Figura 55 - Potência no gerador para operação do SEPIC em 20 Hz.	97
Figura 56 - Esforços nas chaves para operação do SEPIC em 20 Hz.	98

Figura 57 - Variação do vento em degraus, valor teórico de máxima potência e potência de saída.....	99
Figura 58 - Variação do vento em rampa, valor teórico de máxima potência e potência de saída.....	100
Figura 59 - Variação randômica do vento, valor teórico de máxima potência e potência de saída.....	100
Figura 60 -Tensão e corrente na fase 1 no GSIP para 40 Hz - <i>buck</i> -ressonante.	102
Figura 61 - Distorção harmônica da corrente de entrada do <i>Buck</i> para 40 Hz.....	102
Figura 62 - Tensão de Saída para operação em 40 Hz - <i>buck</i> -ressonante.	103
Figura 63 - Potência saída para operação em 40 Hz - <i>buck</i> -ressonante.	103
Figura 64 - Oscilação (%) da potência no gerador para operação em 40 Hz - <i>buck</i> -ressonante.	104
Figura 65 - Esforços nas chaves para operação em 40 Hz - <i>buck</i> -ressonante.	104
Figura 66 - Correntes: indutor de saída L_f e indutor ressonante L_R	105
Figura 67 - Tensão no capacitor de entrada C_R	105
Figura 68 - Tensão e corrente na fase 1 no GSIP para 20 Hz - <i>buck</i> -ressonante.	106
Figura 69 - Distorção harmônica da corrente de entrada do <i>Buck</i> para 20 Hz.....	107
Figura 70 - Tensão de Saída para operação a 20 Hz, conversor <i>buck</i> -ressonante.....	107
Figura 71 - Potência de saída para operação a 20 Hz utilizando o <i>buck</i> -ressonante.	108
Figura 72 - Esforços nas chaves para operação a 20 Hz, conversor <i>buck</i> -ressonante.....	109
Figura 73 - Correntes: indutor ressonante L_R e indutor de saída L_F	109
Figura 74 - Tensão no capacitor de entrada C_R	110

Figura 75 - Variação do vento em degraus, valor teórico de máxima potência e potência de saída.....	111
Figura 76 - Variação do vento em rampa, valor teórico de máxima potência e potência de saída.....	111
Figura 77 - Variação randômica do vento, valor teórico de máxima potência e potência de saída.....	112
Figura 78 - THD de corrente: conversores convencionais e conversores propostos (operação em 40 Hz).	113
Figura 79 - Fator de potência: conversores convencionais e conversores propostos (operação em 40 Hz).	113
Figura 80- Oscilação de potência (% em relação ao nível CC):.....	114
Figura 81- Oscilação de potência (% em relação ao nível CC) em 240 Hz:	114
Figura 82 - Circuito acionamento IGBTs do SEPIC.	115
Figura 83 - Fonte programável Pacific Power Source AMX-360.....	117
Figura 84 - Bancada experimental SEPIC 1 kW.	120
Figura 85 - Tensão e corrente de entrada - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s.	121
Figura 86 - Defasagem entre tensão e corrente de entrada - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s.....	122
Figura 87 - Correntes no indutor L_1 e no indutor L_2 (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s.	122
Figura 88 - Tensão de entrada e tensão no capacitor (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s.	123
Figura 89 - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s: (a) Tensão de saída; (b) Corrente de saída.....	123
Figura 90 - Gate e Tensão VCE IGBT (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s.....	124
Figura 91 - Tensão e corrente de entrada (fase 1) - SEPIC: (a) $v_{\text{vento}}=7,2$ m/s; (b) $v_{\text{vento}}=8,4$ m/s; (c) $v_{\text{vento}}=9,6$ m/s; (d) $v_{\text{vento}}=10,8$ m/s.	125

Figura 92 - Tensão e corrente de entrada (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s.	126
Figura 93 - Defasagem tensão e corrente de entrada (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s.	126
Figura 94 - Correntes no indutor L_1 e no indutor L_2 (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s.	127
Figura 95 - Tensão de entrada e tensão no capacitor (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s.	127
Figura 96 - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s: (a) Tensão de saída; (b) Corrente de saída.....	128
Figura 97 - Gate e Tensão VCE IGBT (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s.	128
Figura 98 - Bancada experimental <i>Buck</i> 1,2 kW.	129
Figura 99 - Tensão e corrente de entrada - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=12$ m/s.	130
Figura 100 - Defasagem entre tensão e corrente de entrada - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=12$ m/s.	131
Figura 101 - Correntes no indutor L_R e no indutor L_F - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=12$ m/s.....	131
Figura 102 - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=12$ m/s: (a) Tensão de entrada e tensão no capacitor C_R ; (b) ampliação parte (a).	132
Figura 103 - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=12$ m/s: (a) Tensão de saída; (b) Corrente de saída.....	133
Figura 104 - Gate, Tensão V_{CE} e corrente de coletor <i>Buck</i> - $v_{\text{vento}}=12$ m/s.	133
Figura 105 - Tensão e corrente de entrada - <i>Buck</i> (a) $v_{\text{vento}}=7,2$ m/s; (b) $v_{\text{vento}}= 8,4$ m/s; $v_{\text{vento}}=9,6$ m/s; $v_{\text{vento}}=10,8$ m/s.	134
Figura 106 - Tensão e corrente de entrada - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=6$ m/s.	135
Figura 107 - Defasagem tensão e corrente de entrada - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=6$ m/s.	136
Figura 108 - Correntes no indutor L_R e no indutor L_F (fase 1) - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=6$ m/s.	136
Figura 109 - Tensão de entrada e tensão no capacitor C_R - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=6$ m/s.....	137
Figura 110 - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=6$ m/s: (a) Tensão de saída; (b) Corrente de saída.....	137
Figura 111 - Gate, Tensão VCE e corrente de coletor IGBT - <i>Buck</i> $v_{\text{vento}}=6$ m/s.	138

Lista de Tabelas

Tabela 1 - Especificações do conversor SEPIC 3 ϕ	62
Tabela 2 - Esforços nos dispositivos do conversor SEPIC 3 ϕ	62
Tabela 3 - Efeito da variação dos valores dos elementos ressonantes nas propriedades ressonantes.....	82
Tabela 4 - Especificações do conversor <i>buck</i> -ressonante.....	86
Tabela 5 - Esforços nos dispositivos do conversor <i>buck</i> -ressonante.....	86
Tabela 6 - Dados de placa do gerador síncrono utilizado na simulação.....	88
Tabela 7 - Pontos de operação do gerador.....	89
Tabela 8- Resumo operação do SEPIC nas simulações.	98
Tabela 9 - Resumo operação do <i>Buck</i> nas simulações.	110
Tabela 10 - Resumo operação do SEPIC - resultados experimentais.....	129
Tabela 11 - Resumo operação do <i>buck</i> -ressonante - resultados experimentais.....	138

Lista de Gráficos

Gráfico 1- 10 países com maior capacidade instalada em dezembro de 2014.	23
Gráfico 2 - Crescimento da capacidade instalada de janeiro a dezembro de 2014.	24

Nomenclatura

<i>WECS</i>	<i>wind energy conversion system</i>
GSIP	geradores Síncronos a Ímã Permanente
GIDA	geradores de Indução de Dupla Alimentação
<i>IGBT</i>	<i>insulated gate bipolar transistor</i>
<i>IGCT</i>	<i>integrated gated control thyristor</i>
CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
<i>DSPs</i>	<i>digital signal processors (DSPs)</i>
<i>VSC</i>	<i>voltage source converters</i>
<i>CSC</i>	<i>current source converters</i>
<i>DCM</i>	<i>discontinuous conduction mode</i>
<i>CCM</i>	<i>continuous conduction mode</i>
<i>THD</i>	<i>total harmonic distortion</i>
<i>ZCS</i>	<i>zero current switching</i>
<i>ZVS</i>	<i>zero-voltage switching</i>
<i>MPPT</i>	<i>maximum power point tracker</i>
<i>PWM</i>	<i>pulse width modulation</i>
GD	geração distribuída

Sumário

RESUMO	7
ABSTRACT	8
LISTA DE FIGURAS	9
LISTA DE TABELAS	15
LISTA DE GRÁFICOS	16
NOMENCLATURA	17
SUMÁRIO	18
CAPÍTULO 1: INTRODUÇÃO	22
1.1 A GERAÇÃO EÓLIOELÉTRICA.....	25
1.1.1 A turbina eólica.....	25
1.1.2 O gerador eólico.....	27
1.1.3 Conversores eletrônicos de potência.....	29
1.2 DIVISÃO DO TRABALHO	30
CAPÍTULO 2: TOPOLOGIAS DE CONVERSORES.....	32
2.1 CONVERSORES ELETRÔNICOS APLICADOS A UM WECS	32
2.1.1 Retificador a Diodos.....	35
2.1.2 Conversor Boost	36
2.1.3 Conversor a seis chaves controladas.....	39
2.1.4 Conversor a quatro chaves controladas.....	42
2.1.5 Conversores de maior potência.....	42
CAPÍTULO 3: CONVERSORES PROPOSTOS	44
3.1 O SEPIC TRIFÁSICO.....	44
3.1.1 Princípio de funcionamento do conversor SEPIC.....	47

3.1.1.1 Primeira etapa: chaves ligadas (t_{on}).....	47
3.1.1.2 Segunda etapa: chaves desligadas (t_{off}).....	48
3.1.1.3 Terceira etapa: roda-livre (<i>freewheeling</i>).....	49
3.1.2 Análise Teórica do Conversor	50
3.1.2.1 Equações etapa 1	50
3.1.2.2 Equações etapa 2	51
3.1.2.3 Equações etapa 3 (roda-livre).....	55
3.1.3 Operação em Modo Descontínuo	56
3.1.4 Corrente de Saída do Conversor	56
3.1.5 Projeto de um conversor SEPIC	58
3.1.5.1 Análise do conversor SEPIC para operação em diferentes velocidades de vento	60
3.1.5.2 Projeto de um conversor SEPIC de 1kW	62
3.2 CONVERSOR BUCK-RESSONANTE	63
3.2.1 Princípio de Funcionamento	64
3.2.1.1 Etapa 1.....	66
3.2.1.2 Etapa 2.....	67
3.2.1.3 Etapa 3.....	67
3.2.1.4 Etapa 4.....	68
3.2.1.5 Etapa 5.....	68
3.2.1.6 Etapa 6.....	69
3.2.3 Análise teórica do conversor	71
3.2.3.1 Equações Etapa 1	71
3.2.3.2 Equações Etapa 2	73
3.2.3.3 Equações Etapa 3	74

3.2.3.4	Equações Etapa 4	75
3.2.3.5	Equações Etapa 5	76
3.2.3.6	Equações Etapa 6	77
3.2.4	<i>Operação em modo de condução descontínuo</i>	78
3.2.5	<i>Projeto de um conversor Buck-ressonante</i>	80
3.2.5.1	Análise sensitiva dos parâmetros do conversor	82
3.2.5.2	Análise do conversor <i>Buck</i> para operação em diferentes velocidades de vento	83
3.2.5.3	Projeto do conversor <i>Buck-ressonante</i> de 1,2kW	85
CAPÍTULO 4: SIMULAÇÃO DOS CONVERSORES PROPOSTOS		87
4.1	DIAGRAMA DE BLOCOS DO SISTEMA DE CONVERSÃO DE ENERGIA EÓLIOELÉTRICA	87
4.2	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR SEPIC 3 ϕ	89
4.2.1	<i>Resultados de Simulação do conversor SEPIC 3ϕ sem variação do vento</i>	89
4.2.2	<i>Resultados de Simulação do conversor SEPIC 3ϕ com variação do vento</i>	98
4.3	SIMULAÇÃO DO CONVERSOR BUCK-RESSONANTE	101
4.3.1	<i>Resultados de Simulação do conversor Buck-Ressonante sem variação do vento</i>	101
4.3.2	<i>Resultados de Simulação do conversor buck-ressonante com variação do vento</i>	110
4.4	COMPARAÇÃO ENTRE CONVERSORES PROPOSTOS E CONVERSORES CONVENCIONAIS	112
CAPÍTULO 5: RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....		115
5.1	BANCADA EXPERIMENTAL.....	115
5.1.1	<i>Circuito de acionamento dos IGBTs</i>	115
5.1.2	<i>Gerador Eólico</i>	116
5.1.3	<i>Projeto dos dispositivos físicos dos conversores</i>	117
5.1.3.1	Especificação e projeto dos dispositivos do conversor SEPIC.....	118

5.1.3.2 Especificação e projeto dos dispositivos do conversor <i>Buck</i>	119
5.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	120
5.2.1 <i>SEPIC trifásico: resultados experimentais 1kW</i>	120
5.2.1.2 Resultados experimentais com velocidade do vento em 12 m/s.....	121
5.2.1.3 Resultados experimentais com velocidades do vento em 10,8 m/s, 9,6 m/s, 8,4 m/s e 7,2 m/s.....	124
5.2.1.4 Resultados experimentais com velocidade do vento em 6 m/s.....	125
5.2.2 <i>Buck-ressonante: resultados experimentais 1,2kW</i>	129
5.2.2.1 Resultados experimentais com velocidade do vento em 12 m/s.....	130
5.2.2.2 Resultados experimentais com velocidades do vento em 7,2 m/s, 8,4 m/s, 9,6 m/s e 10,8 m/s.....	134
5.2.2.3 Resultados experimentais com velocidade do vento em 6 m/s.....	135
CAPÍTULO 6: CONCLUSÕES.....	139
6.1 CONCLUSÕES DO ESTUDO.....	139
6.2 PROPOSTAS DE CONTINUIDADE DO TRABALHO.....	140
6.3 DIVULGAÇÃO CIENTÍFICA.....	141
REFERÊNCIAS.....	143
APÊNDICE 1 - DESCRIÇÃO DOS BLOCOS UTILIZADOS NA SIMULAÇÃO.....	152
A1.1 BLOCO “TURBINA-GERADOR”.....	152
A1.1.1 Bloco turbina eólica.....	153
A1.1.2 Bloco gerador eólico.....	155
A1.2 BLOCO CONTROLE <i>MPPT</i>	156
A1.3 BLOCO GERADOR DE DISPAROS.....	158
A1.4 BLOCO CARGA.....	158
A1.5 BLOCO CONVERSOR.....	159

Capítulo 1: Introdução

Atualmente, devido a um aumento da demanda mundial por energia elétrica e diante das desvantagens da obtenção de energia através dos combustíveis fósseis (não renováveis e altamente poluentes) é cada vez maior a utilização de outras fontes de energia. As fontes renováveis de energia são apresentadas como a principal alternativa para atender às demandas da sociedade com relação à qualidade e à segurança do atendimento de eletricidade com a redução dos danos ambientais decorrentes da produção de energia elétrica.

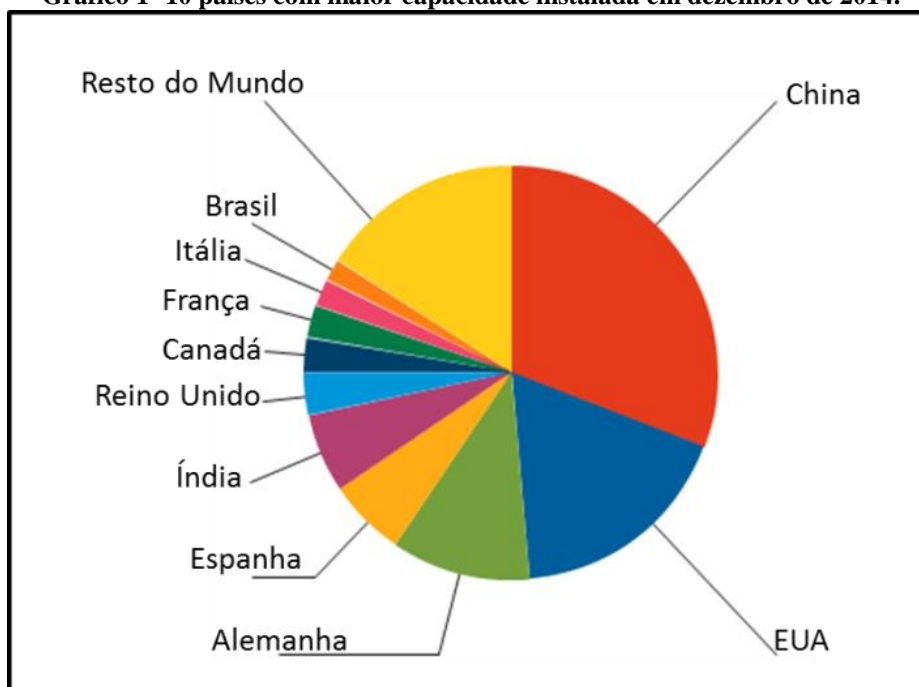
Em razão disso, há um crescimento na pesquisa científica, nos investimentos e no desenvolvimento tecnológico de tais fontes. Tais pesquisas vêm recebendo grande incentivo em todo o mundo, principalmente após o relatório do *IPCC* (Painel Inter-Governamental para mudanças Climáticas) divulgado em fevereiro de 2007 [1]. Dentre as fontes energéticas “limpas” – aquelas que não acarretam a emissão de gases do efeito estufa, a energia mecânica contida no vento (energia eólioelétrica) vem se destacando e demonstra potencial para contribuir significativamente no atendimento aos requisitos necessários quanto aos custos de produção, à segurança de fornecimento e à sustentabilidade ambiental. Agravantes como a crise energética nuclear, impulsionada pelos problemas nucleares sofridos pelo Japão em março de 2011, estimularam países, cuja fonte principal de energia até então era a nuclear, a produzir energia renovável. A energia nuclear, considerada até então segura, mostrou que o mundo ainda teme as consequências de um acidente nuclear caso este ocorra. Assim, a necessidade de prover condições seguras nas usinas nucleares aumentou consideravelmente o custo, tornando a energia nuclear muito cara, favorecendo a utilização das fontes renováveis [2].

Neste contexto, a energia eólioelétrica tem se destacado e demonstra grande potencial para contribuir significativamente, pois permite a geração de energia com uma fonte confiável, não poluente, sem custos com combustível, além de possuir estabilidade e segurança. Ela atende aos requisitos de custo de produção, fornecendo ainda energia de uma forma segura e sustentável [1].

Mundialmente, a energia eólioelétrica tem recebido incentivo de governos para que os parques eólicos cresçam. De acordo com dados publicados pelo GWEC (Global Wind Energy

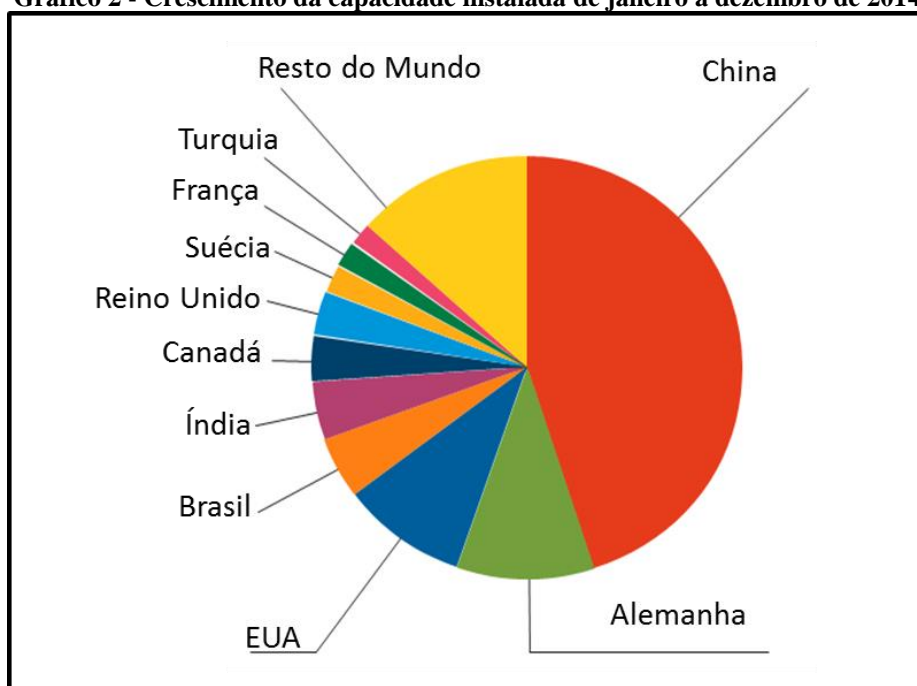
Council) [3], mais de 51 GW foram instalados em um único ano (2014), elevando o total global a aproximadamente 370 GW. O Gráfico 1 e o Gráfico 2 mostram os 10 países com maior capacidade instalada e os 10 países com maior crescimento da capacidade instalada de janeiro a dezembro de 2014, respectivamente [4]. Mesmo em países como o Brasil, onde a principal fonte de energia também é renovável (energia hidrelétrica), a energia eólioeleétrica tem crescido significativamente. No final de 2014, a capacidade eólica acumulada no Brasil foi de 5,9 GW com 237 parques eólicos, dos quais 202 (5.005 MW) estavam em pleno funcionamento e conectados à rede, e mais 23 parques eólicos (600 MW) conectados à rede, em fase de teste de operação; doze parques eólicos, totalizando 334 MW, estavam esperando para serem conectados. O Plano Decenal de Energia do governo brasileiro (PDE 2022) estabeleceu uma meta para a geração eólioeleétrica alcançar 12% do consumo nacional de eletricidade em 2023 [4].

Gráfico 1- 10 países com maior capacidade instalada em dezembro de 2014.



Fonte: GWEC (Global Wind Report Annual market update 2014).

Gráfico 2 - Crescimento da capacidade instalada de janeiro a dezembro de 2014.



Fonte: GWEC (Global Wind Report Annual market update 2014).

Além dos fatores mencionados anteriormente que incentivam a produção de energia eólielétrica, observa-se que a necessidade da geração distribuída favorece a sua aplicação. Mesmo com o acesso mais amplo à energia, incentivada por políticas governamentais, muitas comunidades ainda possuem o fornecimento de eletricidade de forma não adequada ou ainda sofrem com a sua falta total. A produção de energia através de fontes alternativas, além da contribuição para a produção de energia limpa, também propicia a instalação de pequenas redes em comunidades remotas ou a integração da energia gerada por fontes alternativas em redes já existentes, proporcionando maior confiabilidade e segurança no fornecimento de energia elétrica, já que várias fontes podem trabalhar em conjunto para atender à demanda de energia em períodos de pico, ou mesmo fora deles. A geração distribuída de energia através de turbinas eólicas tem sido amplamente utilizada na composição de micro-redes, normalmente associadas a painéis fotovoltaicos [5]-[7], formando sistemas híbridos que são mais robustos do que os sistemas de fonte única [8]. Além disso, tais sistemas são considerados como sendo economicamente melhores e mais confiáveis do que os sistemas autônomos com uma única fonte. Tais sistemas de GD juntamente com cargas locais compõem sistemas de energia de pequeno porte, as micro-redes (*micro-grid MG*) [5], [9]. Topologias CA ou CC de micro-redes têm sido propostas para diferentes aplicações [10]-[13],

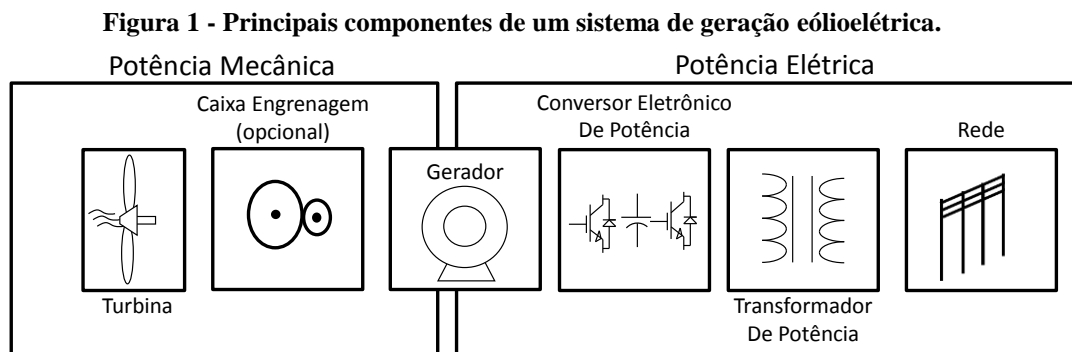
mas arquiteturas abrangendo tanto barramento CA quanto CC também estão disponíveis [14], [15]. Uma micro-rede CC pode apresentar um único barramento CC ou múltiplos barramentos [16]. Tais barramentos podem apresentar uma tensão CC tão baixa quanto 24 V [14] e tão alta quanto 3,5 kV [17], mas os valores típicos são entre 48 V e 450 V.

1.1 A geração eólielétrica

O sistema de geração eólielétrica é o responsável por transformar a energia dos ventos em energia elétrica.

Diversas são as aplicações do que se chama de sistema de conversão de energia eólielétrica – *wind energy conversion system (WECS)* – desde o fornecimento de energia em locais remotos, como no caso da geração distribuída, até a implantação de grandes parques eólicos.

Os principais componentes de um sistema de geração de energia eólielétrica são ilustrados na Figura 1, incluindo um rotor de turbina, uma caixa de engrenagem, um gerador, um sistema de eletrônica de potência e um transformador para ligação à rede [18].



Fonte: Produção do próprio autor.

1.1.1 A turbina eólica

As turbinas eólicas capturam a energia do vento por meio das suas pás e a convertem em energia mecânica. A caixa de engrenagem, presente em algumas topologias, adapta a baixa velocidade do rotor da turbina à alta velocidade do gerador. Os geradores eólicos e os conversores eletrônicos compõem parte da estrutura do sistema de geração eólielétrica. Os primeiros são responsáveis por converter a energia mecânica (retirada do vento através de

turbinas eólicas) em energia elétrica, enquanto o sistema eletrônico de potência opera para adequar a energia gerada aos parâmetros do receptor, seja a rede, um banco de baterias, seja um barramento CC.

A turbina eólica - e conseqüentemente o gerador – inevitavelmente está exposta à variação do vento, e devido a este fato, é importante ser possível o controle das velocidades da turbina e do gerador para que danos não sejam causados ao sistema e a seus usuários. Deve-se, portanto, limitar a conversão de potência mecânica em potência elétrica sob altas velocidades do vento. Esta limitação pode ser feita tanto no âmbito mecânico do sistema, como no âmbito elétrico. Geralmente, sob altas velocidades de vento, o controle realizado é do tipo mecânico, aerodinâmico, podendo ser feito tanto pelo controle por estol quanto pelo ângulo de passo da turbina [19]. Além do controle mecânico, pode-se utilizar a velocidade do sistema como controle, utilizando turbinas ajustadas à velocidade do vento. Baseadas neste controle, as turbinas podem ser classificadas em duas categorias [20]: as turbinas de velocidade fixa e as turbinas de velocidade variável.

Os primeiros *WECS* eram do tipo de velocidade fixa devido às limitações tecnológicas da máquina e da eletrônica de potência [21].

Em um sistema de conversão de velocidade fixa, a velocidade da turbina é determinada pela frequência da rede, pelo número de pares de polos do gerador, pelo escorregamento da máquina e pela relação da caixa de engrenagens. Uma mudança na velocidade do vento tem efeitos sobre o torque eletromagnético e, portanto, também sobre a potência elétrica.

Sendo assim, este tipo de turbina não suporta controle de velocidade, requerendo uma construção mecânica capaz de suportar altos estresses mecânicos causados pela variação constante do vento [22].

Entretanto, o sistema de velocidade fixa não obtém energia do vento de uma maneira tão eficiente como um sistema de velocidade variável. O desenvolvimento da eletrônica de potência e sua aplicabilidade nos sistemas eólicos permitiram a operação de turbinas de velocidade variável [21]. Atualmente, a procura por sistemas de conversão de energia eólioelétrica a velocidade variável tem aumentado, porque é possível acompanhar as mudanças na velocidade do vento, adaptando a velocidade do eixo e, portanto, manter a

geração de energia ideal [23], pois a geração a velocidade variável permite a operação da turbina no ponto de máxima potência para diversos valores de velocidade do vento, obtendo-se um maior aproveitamento dessa energia. Além disso, outras vantagens podem ser citadas: redução dos estresses mecânicos causados pela variação da velocidade do vento, e redução dos ruídos acústicos.

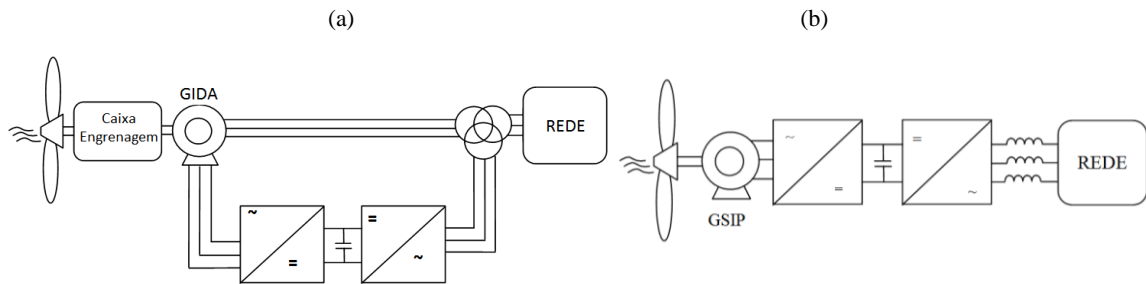
Os WECS que utilizam as turbinas de velocidade variável classificam-se em dois grupos de conversão de energia, quais sejam: WECS com conexão parcial aos conversores eletrônicos de potência, ou também chamados de parcialmente desacoplados da rede, e WECS com conexão total aos conversores, também chamados de totalmente desacoplados da rede. Para cada grupo específico utiliza-se um tipo de gerador, parte constituinte do WECS, que será descrito no item a seguir.

1.1.2 O gerador eólico

Com o advento da eletrônica de potência foi possível desenvolver sistemas de geração de energia eólioelétrica a velocidade variável. Nesta categoria, os geradores que têm sido largamente empregados são os Geradores Síncronos a Ímã Permanente – GSIP e os Geradores de Indução de Dupla Alimentação – GIDA [24]. A Figura 2 representa as duas topologias de turbinas eólicas citadas.

No caso de geradores de indução de rotor bobinado, o estator é conectado diretamente à rede e o rotor é conectado através de um conversor eletrônico de potência; esta é a razão pela qual eles estão inseridos nos sistemas parcialmente desacoplados da rede [23]. A possibilidade de controlar a frequência e a amplitude da tensão gerada através do circuito de rotor fez do GIDA, por muitos anos, a principal escolha em sistemas de geração de energia eólioelétrica a velocidade variável [7], [25]. Além disso, pelo fato da potência do conversor ser cerca de 30% da potência nominal do gerador [22], o custo acaba sendo reduzido, o que também impulsionou o uso deste tipo de WECS.

Figura 2 - Sistema de geração eólioelétrica: (a) baseada em gerador de indução de dupla alimentação; (b) baseada em gerador síncrono a ímã permanente.



Fonte: Produção do próprio autor.

Quanto aos geradores síncronos, estes são totalmente desacoplados da rede [23]. O desacoplamento total é feito por conversores estáticos processando toda a energia da turbina eólica. No caso dos GSIP, os conversores podem ser retificadores não controlados conectados ao estator do gerador, que compartilham o mesmo elo de corrente contínua com um inversor trifásico conectado à rede ou, ainda, entre esses dois conversores, há mais um estágio, constituído por um conversor elevador/abaixador de tensão [26].

Em sistemas de baixa potência, o GSIP é mais utilizado do que o GIDA e possui vantagens quando comparado a este, tais como [27]:

- Fluxo intrínseco
- Baixo peso
- Pequeno tamanho
- Alta confiabilidade
- Baixa manutenção
- Alta eficiência

Inicialmente, o uso do gerador síncrono a ímãs permanentes estava restrito a turbinas de baixa potência, e não era estendido ao uso em alta potência por conta de se necessitar de grandes e pesados ímãs permanentes [28]-[30]. Podem-se citar alguns fabricantes de turbinas que utilizam GSIP de baixa potência: Aeolos Wind Energy, que possuem desde 500 W a 60 kW, e Sonkyo Energy (até 7,5 kW). No Brasil pode-se citar o fabricante Enersud, o qual possui as seguintes configurações de turbina/gerador: Modelo 'Notus112/Notus138', para potências de 250 W a 350 W; Modelo 'Gerar', para potências de 246 W a 1 kW, e o Modelo 'Verne555',

para potências até 6 kW. A empresa brasileira Wind Power comercializa os aerogeradores do fabricante Southwest Windpower, fornecendo geradores de 2,4 kW até 30 kW. O fabricante Eletrovento produz aerogeradores de 500 W, 2 kW e 5 kW.

Entretanto, o desenvolvimento de conversores eletrônicos de potência e de materiais utilizados no rotor propiciou ao GSIP ser utilizado em alta potência [31]-[34]. Além disso, a utilização de máquinas multipolos elimina a necessidade de instalação da caixa de engrenagem. Empresas fabricantes de turbinas eólicas estão empregando GSIP em parques eólicos de alta potência como VESTAS (V 164 W- 8 MW), VENSYS (VENSYS 3 MW), SIEMENS (LOHER DD, até 10 MW), ABB (maiores que 3 MW), GAMESA (G128 W- 5 MW), ALSTOM (Haliade™ 150 W- 6 MW).

1.1.3 Conversores eletrônicos de potência

Os conversores eletrônicos de potência desempenham um papel essencial na geração eólioelétrica, principalmente na geração a partir de turbinas de velocidade variável. Além de propiciar a adequação do sistema mesmo com a velocidade variável do vento, os conversores permitem o controle das potências ativa e reativa e a operação no ponto de máxima potência.

Frente às oscilações do vento e à capacidade do gerador operar em velocidade variável, os conversores eletrônicos de potência operam com o papel de manter a tensão e a frequência na rede constantes, no caso de uma conversão CA-CC-CA, ou somente manter a tensão constante, na conversão CA-CC. O papel do conversor é, portanto, imprescindível para o adequado fornecimento de energia ao sistema receptor.

Os sistemas eletrônicos de potência têm tido esse papel importante devido ao rápido avanço tecnológico da eletrônica de potência, principalmente por três fatores [35]. O primeiro deles é o surgimento das chaves semicondutoras *self-commutated* – como o IGBT, o IGCT, entre outros – com alta frequência de chaveamento e capazes de suportar altas tensões, tornando-os aplicáveis à operação em alta potência. O segundo fator que influenciou esta evolução foi o advento de técnicas avançadas de controle, como controle orientado por fluxo e controle preditivo, entre outros, associados com as técnicas PWM para melhorar a resposta do sistema e a qualidade de energia. O último fator que contribuiu para o rápido avanço foi a introdução

dos processadores digitais de sinal – *digital signal processors (DSPs)* – nos quais se pode implementar algoritmos avançados e complexos. Estes três fatores juntos, apresentados em [35], levaram ao surgimento e à implementação de diversos conversores, com custos e efetividades diferentes para as variadas aplicações, em especial a energia eólioelétrica.

Em face de toda a importância que o conversor eletrônico de potência tem no sistema de conversão de energia eólioelétrica, como já citado anteriormente, diversas topologias de conversores têm sido exploradas para fazer essa conversão com baixo custo e alta eficiência.

É nesse sentido que este trabalho vem contribuir, apresentando duas alternativas de topologias retificadoras simples, porém com algumas vantagens em relação às anteriormente propostas, seja pela utilização de menos semicondutores, seja pela forma de operação do conversor, seja pela qualidade da energia absorvida do sistema gerador-turbina.

Dentro do sistema de conversão de energia eólioelétrica, este trabalho estuda somente a conversão de energia relativa à retificação (CA-CC). A integração à rede, portanto, não faz parte do estudo e escopo deste trabalho. Vale lembrar que este trabalho tem ênfase nos conversores de baixa potência e, portanto, as topologias propostas estarão inseridas neste contexto.

1.2 Divisão do trabalho

Este trabalho será apresentado da forma que se segue.

O capítulo 2, a seguir, apresenta as topologias retificadoras de baixa potência aplicadas à geração eólioelétrica, apresentando suas principais características e seu funcionamento.

No capítulo 3 serão apresentadas as topologias retificadoras exploradas: um novo SEPIC trifásico, operando com 3 chaves e com sinal de comando comum; e o *buck*-ressonante trifásico a uma chave, cujo comportamento é avaliado nesta nova aplicação. Além da topologia em si, é apresentado o funcionamento de cada conversor, suas etapas de operação e as equações de projeto. Os projetos de um SEPIC de 1 kW e de um Buck de 1,2 kW também são apresentados neste capítulo.

O capítulo 4 é dedicado à apresentação dos resultados de simulação das topologias propostas na plataforma de simulação MATLAB/SIMULINK®. Apresenta-se a simulação dos conversores com velocidade constante e com velocidade variável sob controle *mppt*, utilizando a técnica perturba e observa.

No capítulo 5 é apresentado o projeto e a execução da bancada experimental. São apresentados os resultados experimentais obtidos com a montagem dos conversores.

As conclusões e as propostas de continuidade do trabalho são discutidas no capítulo 6.

Capítulo 2: Topologias de conversores

A eletrônica de potência avançou rapidamente durante os últimos 30 anos, principalmente devido à evolução dos semicondutores e da tecnologia de microprocessadores. O desempenho dos dispositivos semicondutores de potência é cada vez maior, e seu preço está caindo continuamente, além do crescimento da capacidade de corrente e tensão que estes dispositivos atualmente suportam.

Foi esse desenvolvimento da eletrônica de potência e sua aplicabilidade na extração da energia eólioelétrica que permitiu a operação de turbinas de velocidade variável [25]. Assim, várias novas tecnologias de conversão de energia eólioelétrica foram surgindo, visando à redução de custos e aos aumentos do rendimento e confiabilidade.

As possíveis soluções técnicas de sistemas elétricos de geração eólioelétrica estão diretamente ligadas à eletrônica de potência, uma vez que os conversores melhoram os desempenhos dinâmico e de regime permanente, ajudam a controlar a velocidade do gerador eólico, e desacoplam o gerador da rede [36].

2.1 Conversores eletrônicos aplicados a um WECS

Inicialmente, os primeiros WECS eram de baixa potência, limitados tanto pela capacidade dos conversores eletrônicos de potência como, também, pela capacidade da turbina e dos geradores.

As primeiras topologias de conversores aplicadas a WECS, datadas de 1980, empregavam “*soft-starter*” baseado em tiristores para conexão à rede. Este sistema, conhecido como ‘Danish concept’ era empregado em geradores de indução gaiola e permitia a operação em uma velocidade fixa [24]. A operação em velocidade fixa, como citado anteriormente, é menos eficiente em termos de potência. Assim, logo se desenvolveram topologias que pudessem de alguma forma utilizar o sistema em velocidade variável.

Com a necessidade de adequação à variação do vento, surgiram as turbinas eólicas de velocidade variável limitada. Sua variação de velocidade era limitada, pois se restringia a controlar a velocidade por meio de uma resistência no rotor de gerador de indução de rotor bobinado, associada a um banco de capacitores para controle da potência reativa. Era utilizada uma ponte de diodos associada a um *chopper* ou uma ponte tiristorizada para controle da resistência do rotor [37].

Com o advento da tecnologia aplicada aos semicondutores, principalmente o aprimoramento/surgimento dos IGBTs, os conversores *back-to-back*, de dois níveis, começaram a ser utilizados, inicialmente em sistemas com gerador de indução e, posteriormente, também em sistemas com GSIP. Com o crescimento da capacidade de potência de turbinas e geradores, novas topologias de conversores têm sido empregadas para adequar a capacidade do conversor à capacidade de geração das turbinas; assim, há um aumento de capacidade de potência e de tensão dos conversores outrora utilizados, passando-se ao uso de conversores multiníveis, conversores matriciais, e conversores aplicados aos geradores de múltiplos enrolamentos, entre outros que serão citados ao longo do texto.

Entretanto, após um ápice de crescimento para topologias empregadas em alta potência, há uma expansão também dos geradores/conversores de menor potência, para atenderem à geração distribuída na micro e mini-geração.

A possibilidade de geração descentralizada de energia, em aplicações com potências mais baixas, aproveitando-se recursos locais, apresenta-se como uma solução mais adequada e, muitas vezes, de menor custo global.

Nos últimos anos, o nível de interesse em geradores de turbinas eólicas de pequena escala aumentou, devido a preocupações crescentes sobre o impacto da geração de eletricidade tendo com base os combustíveis fósseis [38], intensificando-se seu uso como gerador de energia distribuída ou em comunidades remotas [39]. A instalação de usinas eólicas próximo a pequenos centros de carga, diminui as perdas elétricas na transmissão e na sub-transmissão, e aumenta a confiabilidade do sistema elétrico da região. A geração de energia através das turbinas eólicas tem sido amplamente utilizada na composição de micro-redes, geralmente

sendo associadas aos painéis fotovoltaicos [5]-[7] formando sistemas híbridos que são mais robustos que sistemas baseados em uma única fonte [8].

Segundo o relatório *Small Wind World Report 2015* [40], a capacidade de pequena geração instalada alcançou mais que 755 MW ao final de 2013, representando um crescimento de mais que 12% comparado a 2012, quando 678 MW foram registrados.

Tecnicamente, há diversas definições de turbinas eólicas de baixa potência. Segundo o *IEC (International Electrotechnical Commission)*, em conformidade com a norma IEC 61400-2, turbinas de baixa potência são aquelas que possuem uma área de varredura menor que 200 m², equivalendo a uma potência de aproximadamente 50kW, gerando tensões abaixo de 1000 V CA ou 1500 V CC. Entretanto, a definição de “pequena geração” não tem um parâmetro global uniforme. Enquanto as turbinas chinesas possuem capacidade média de 0,5 kW, as pequenas turbinas eólicas nos EUA possuem cerca de 1,4kW. Na Inglaterra esse valor alcança 4,7 kW. No Brasil, como citado anteriormente, as definições de microgeração e minigeração são dadas pela Resolução 482/2012 da Aneel:

Art. 2º Para efeitos desta Resolução, ficam adotadas as seguintes definições:

I - microgeração distribuída: potência instalada menor ou igual a 100 kW e que utilize fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras;

II - minigeração distribuída: central geradora de energia elétrica, com potência instalada superior a 100 kW e menor ou igual a 1 MW para fontes com base em energia hidráulica, solar, eólica, biomassa ou cogeração qualificada, conforme regulamentação da ANEEL, conectada na rede de distribuição por meio de instalações de unidades consumidoras;

Com o constante crescimento da geração distribuída aplicada à micro e à mini-geração, os conversores eletrônicos de potência que eram desenvolvidos até então para suportarem cada vez mais altos níveis de potência e tensão, passaram a ser pensados para aplicação em baixa potência.

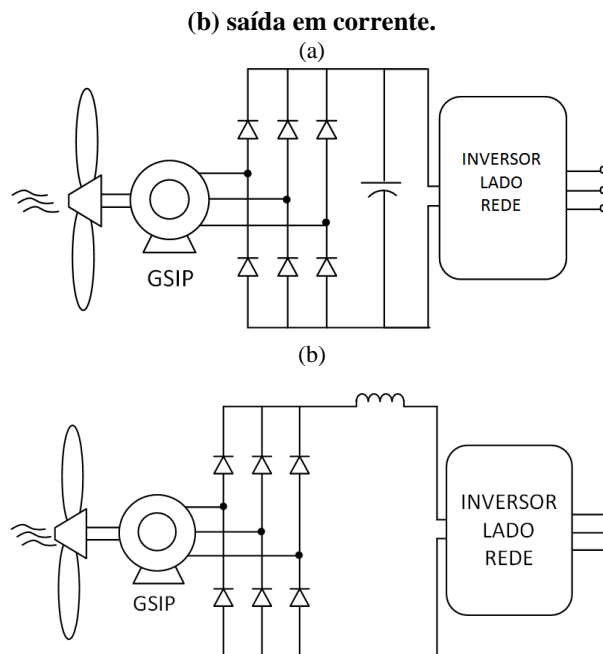
Entretanto, nos conversores convencionais para alta potência, cuja tecnologia já é bem conhecida e dominada, fatores como perdas e complexidade de controle inviabilizam o seu emprego num sistema de baixa potência.

Os itens que se seguem apresentam as características de topologias que estão sendo empregadas em baixa potência em meio a esta evolução, enfatizando suas principais características quando aplicadas à geração eólioelétrica com GSIP.

2.1.1 Retificador a Diodos

O sistema de conversão eletrônica CA-CC utilizando um retificador a diodos é a solução mais antiga na aplicação. Nesta topologia, há um elo CC, que pode ser um capacitor operando como uma fonte de tensão (*voltage source converters - VSC*) como em [28], [41]-[50], Figura 3(a), ou um indutor operando como uma fonte de corrente (*current source converters - CSC*) como em [51]-[53], Figura 3(b). Para dissipar a potência injetada pelo gerador no elo CC, em caso de faltas no lado da rede, um *chopper* pode ser utilizado [54].

Figura 3 - Sistema de conversão baseado em retificador a diodos: (a) saída em tensão,



Fonte: Produção do próprio autor.

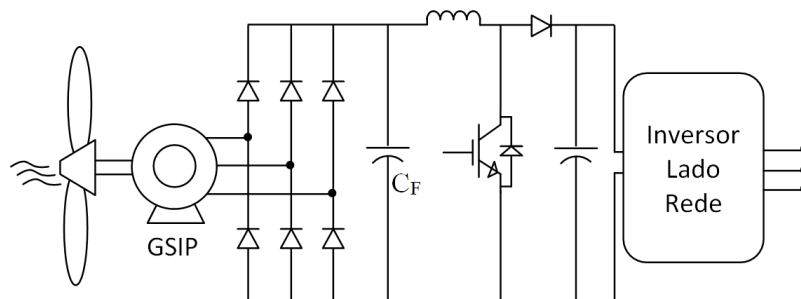
A topologia apresentada na Figura 3(a) é de simples implementação e custo reduzido [33]. Entretanto funciona somente para altas velocidades de vento, pois em baixas velocidades a tensão retificada é menor que a tensão da rede. Além disso, a corrente do gerador apresenta oscilações de baixa frequência. Ainda, o seu uso torna o controle do inversor do lado da rede mais complexo, na medida em que se necessita ajustar o nível CC para regular a velocidade do gerador [33].

Um elo CC de corrente, apresentado na Figura 3(b), não é muito usual no estágio retificador com GSIP, mas pode ser uma solução viável em uma configuração *back-to-back* se o elo CC possui cabos com indutâncias significantes [24].

2.1.2 Conversor *Boost*

A fim de gerar potência em toda a faixa de velocidade do vento algumas topologias aplicadas à baixa potência, operando no modo de condução descontínuo (DCM), foram apresentadas na literatura por [28], [55] e [56], onde a retificação é realizada por meio de uma ponte retificadora a diodos imediatamente seguida pelo estágio CC *boost*, ou como em [57]-[64], onde um capacitor de filtro, C_F , é inserido entre a saída da ponte retificadora e o estágio CC *boost*, como mostrado na Figura 4.

Figura 4- Sistema de conversão com estágio *boost* cc/cc.

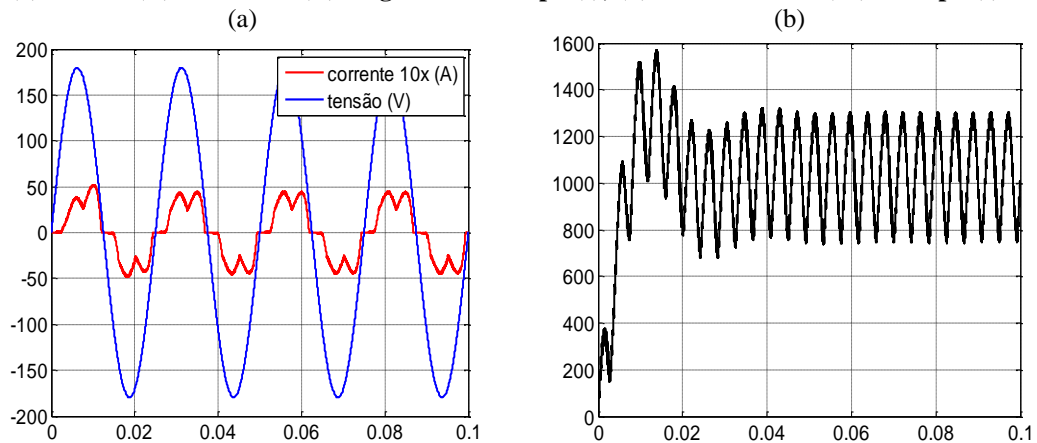


Fonte: Produção do próprio autor.

Devido à sua característica de elevar a tensão, este conversor é apto a entregar energia gerada mesmo para velocidade do vento reduzida [57]. Como desvantagem, sempre há três semicondutores no caminho de condução da corrente entre o gerador e o link CC, o que reduz o rendimento desta topologia. Além disto, as perdas por condução aumentam no modo de condução descontínuo, se o capacitor C_F não for utilizado.

Esta é uma solução simples, eficaz e de custo reduzido [65]. Entretanto, esta topologia apresenta alto conteúdo harmônico, aumentando o aquecimento, provocando oscilações de torque, e redução da eficiência da máquina [22], [66], [67]. A forma de onda típica de corrente distorcida do gerador pode ser observada na Figura 5(a), e a potência pulsante gerada a partir desse conversor, na Figura 5(b).

Figura 5- Sistema de conversão com estágio *boost* cc/cc:
(a) Tensão (V) e corrente (A) no gerador x tempo (s); (b) Potência ativa (W) x tempo (s).



Fonte: Produção do próprio autor.

Para aplicações em GSIP de baixa potência, retificadores *boost* para operação em modo de condução descontínua (*DCM*) têm sido largamente empregados.

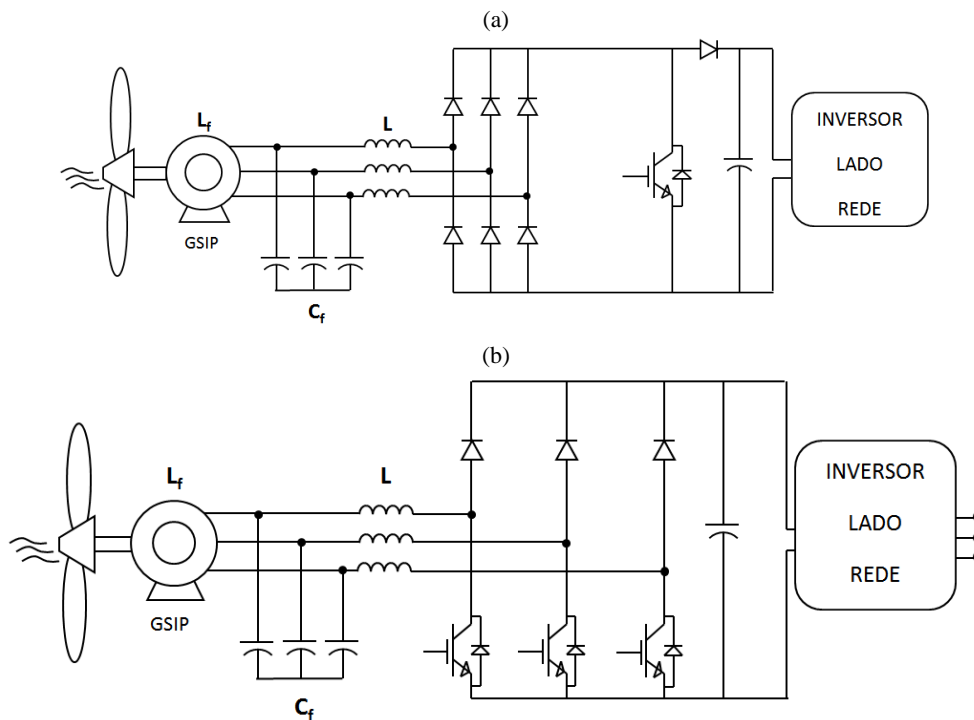
Dentre as topologias para baixa potência, duas são as mais aplicadas: retificador a uma chave [55], [64], [68] e [69], como na Figura 6(a), e o retificador *boost* semi-controlado [28], [57], [70], [71], mostrado na Figura 6(b). Ambos operam em modo de condução descontínua, o que não é um problema para aplicações de baixa potência.

O retificador *boost* trifásico operando em modo de condução descontínua tem vantagens quando comparado com outros conversores, como por exemplo, circuito de comando mais simples e, também, um laço de controle menos complicado. Quando comparado com a topologia *back-to-back* tradicional possui uma desvantagem: o conteúdo harmônico é mais elevado; pode, no entanto, ser reduzido com a modulação da razão cíclica [72].

Já o conversor semi-controlado apresenta somente dois semicondutores em série com a corrente de cada fase no estágio de retificação, reduzindo as perdas de comutação em altas

frequências, bem como as perdas de condução. Em [28] utiliza-se, para o semi-controlado, o controle por histerese para reduzir as distorções harmônicas; um alto nível de distorção é apresentado devido ao semi-ciclo negativo não ser controlado.

Figura 6 - (a) Sistema de conversão baseado em conversor com uma chave - conversor *boost* (b) Sistema de conversão baseado em retificador semi-controlado - conversor *boost*.

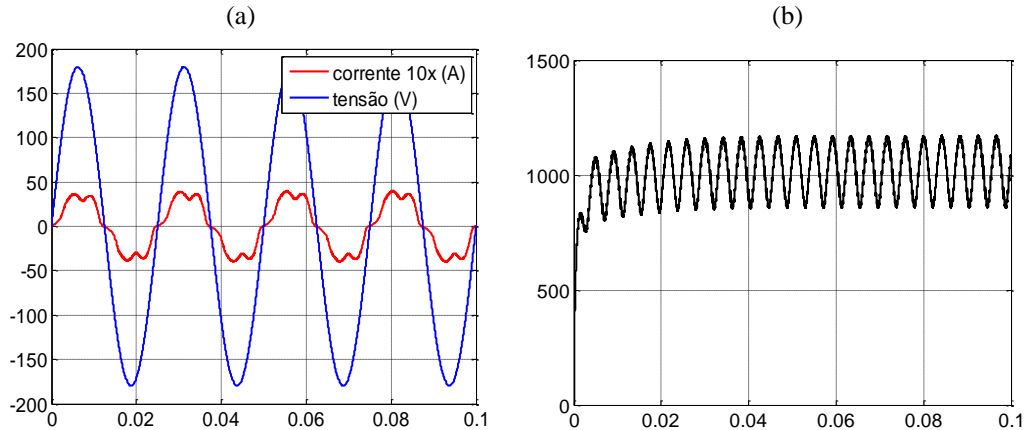


Fonte: Produção do próprio autor.

Para a operação em modo descontínuo, um filtro de entrada é necessário para suavizar a corrente descontínua de alta frequência presente na entrada do conversor. Para baixas velocidades (baixas tensões) a corrente de entrada pode ser considerada senoidal, mas em operação na potência nominal (alta velocidade, maiores tensões) o conteúdo harmônico pode ser relevante [73]. A Figura 7(a) mostra as típicas formas de onda da tensão e da corrente no gerador, para os dois casos de conversor *boost* trifásico. A Figura 7(b) apresenta a potência ativa extraída do gerador empregando um *boost* trifásico em condução descontínua (uma ou três chaves).

Figura 7 - Conversor *boost* trifásico:

(a) Tensão (V) e corrente (A) no gerador x tempo (s); (b) Potência ativa (W) x tempo (s).



Fonte: Produção do próprio autor.

Estas harmônicas de baixa ordem fluindo no gerador originam uma potência pulsante de baixa frequência, podendo ocasionar ressonância [74].

Para obter-se um uso efetivo da energia eólioelétrica disponível, as correntes extraídas do gerador devem ser uma imagem da tensão gerada. Neste contexto, as topologias apresentadas anteriormente não atendem com eficiência a este requisito, pois apresentam correntes extremamente deformadas em relação à tensão e conseqüente conteúdo harmônico significativo.

2.1.3 Conversor a seis chaves controladas

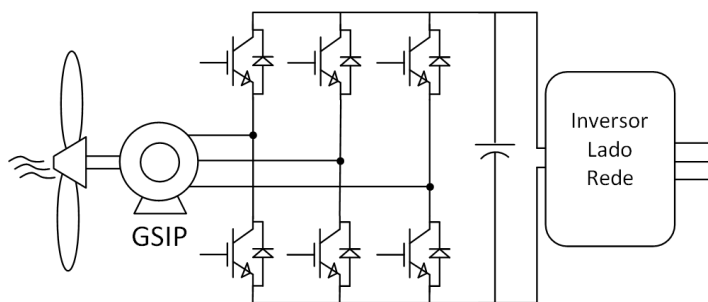
Atualmente, os conversores operando a seis chaves são a topologia retificadora predominante, para se utilizar como conversor do lado do gerador [54], [75]-[77]. A Figura 8 mostra um esquema básico desta topologia. É uma topologia empregada em qualquer faixa de potência.

Geralmente a topologia emprega seis chaves tanto no lado do gerador quanto no lado da rede (conversão idêntica), configurando assim o conversor *back-to-back*, como utilizado em [18], [28], [34], [75]-[95]. De acordo com [33], esta é a topologia mais comum em turbinas eólicas a velocidade variável. Seu uso permite controlar a velocidade do gerador, as potências ativa e reativa, além de permitir a operação com alto fator de potência no lado do gerador e torque eletromagnético com baixo conteúdo harmônico, aumentando a eficiência. Geralmente este conversor utiliza modulação por largura de pulso (*PWM*) em ambos os lados.

Em [25] o controle do conversor no lado do gerador é feito por um controlador proporcional-integral (PI) associado a um algoritmo de controle *mppt* (*maximum power point tracking*) para obter a máxima potência do sistema turbina-gerador. Em [96] a estratégia de controle utiliza uma modulação *pwm* vetorial (*space vector pwm*) associada a um controle modo deslizante.

A existência do capacitor entre o lado do gerador e o lado da rede é uma vantagem técnica deste tipo de conversor, uma vez que o desacoplamento oferecido pela sua utilização permite um controle separado e independente em ambos os lados. Desacopla o gerador da rede, assim os transientes no gerador não aparecem no lado da rede [97]. Além disso, a tensão do barramento CC deve ser mantida mais alta do que o pico da tensão de linha da entrada para garantir o funcionamento adequado do conversor do lado da rede [97].

Figura 8 - Sistema de conversão baseado em um conversor a seis chaves controladas.



Fonte: Produção do próprio autor.

Pode-se, entretanto, visualizar algumas desvantagens para este conversor [98], tornando-se mais evidentes quando se trata de aplicação em baixa potência. Dado o fato de contar com muitos semicondutores controlados, as perdas de chaveamento são elevadas, principalmente em altas frequências, além do custo elevado [22], [67].

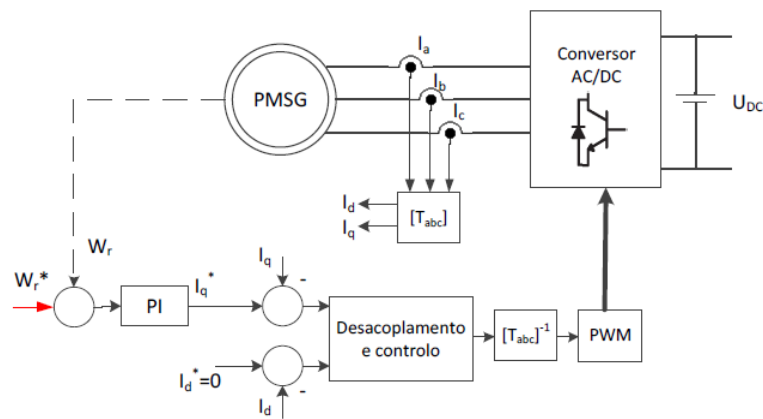
Além disso, ao nível de implementação, resulta na existência de uma grande quantidade de circuitos de comando para estes semicondutores, aumentando a complexidade de acionamento das chaves controladas, o que diminui a robustez do conversor. Deve haver um cuidado para que não haja um curto de braço no momento do acionamento das chaves controladas.

Para que esta topologia opere com alto fator de potência é necessário o controle da potência do lado do gerador. A operação do conversor com alto fator de potência é realizada através da detecção de tensões e/ou correntes trifásicas, e a partir delas ajustes são realizados no disparo

das chaves controladas de modo a se obter correntes em fase com as tensões. Diversas são as técnicas empregadas neste controle, sendo que há a necessidade de medida das correntes do gerador em todas elas.

Uma das técnicas mais empregadas para este controle utiliza a orientação vetorial pelo referencial síncrono. Neste caso há a necessidade de transformações dos eixos abc para os eixos d-q, e a posição do rotor é uma variável necessária para realizar o controle. Pode-se utilizar um *encoder* para obter a posição do rotor [99] ou utilizar uma estrutura *PLL* (*Phase-locked loop*) para identificar a referência de tensão. No caso da utilização de um *encoder*, como proposto por [99], Figura 9, após a transformada Clarke- Park ($abc \rightarrow dq$, T_{abc}) (onde as correntes estatóricas são transportadas para o referencial síncrono do rotor), as correntes d e q são obtidas e controladas de forma a obter $Q=0$ (I_d) e $P(I_q)$. As referências de tensão são geradas em d-q e, após a transformação inversa de eixos, são aplicados ao gerador PWM que produz os sinais de comando das chaves controladas. No caso do PLL, o ângulo e a frequência podem ser estimados por uma estrutura em malha fechada, que anula a tensão no eixo de quadratura [100].

Figura 9 - Controle da máquina síncrona utilizando conversor a 6 chaves.



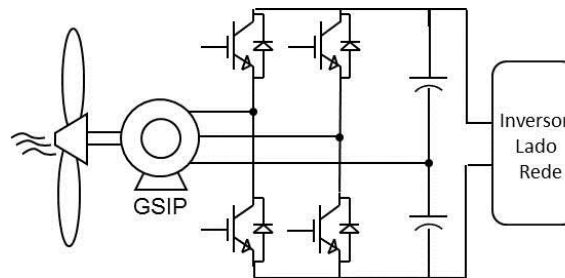
Fonte: [99]

Outras técnicas podem ser empregadas, como controle de corrente por histerese como imagem da tensão ou controle de valor médio de corrente [101]

2.1.4 Conversor a quatro chaves controladas

Alguns autores, como em [25], [102], e [103], no intuito de reduzir as perdas por comutação e o custo, utilizam o conversor *back-to-back* em uma topologia com menos chaves semicondutoras controladas, empregando 4 chaves controladas ao invés de 6, Figura 10.

Figura 10 - Conversor a quatro chaves controladas.



Fonte: Produção do próprio autor.

A ideia básica de operação é que ao se controlar as fases em que há chaves controladas, a terceira fase, naturalmente resulte controlada. Desta forma, ao utilizarem-se menos chaves semicondutoras, o custo final é reduzido [102]. Mas, em contrapartida, esta topologia requer um capacitor a mais no elo CC, e apresenta maior estresse nas chaves, além do controle mais complexo. Vale ressaltar que o desacoplamento entre gerador e rede é perdido, pois há uma conexão direta entre ambos.

2.1.5 Conversores de maior potência

O crescimento constante da potência eólica instalada, em conjunto com o aumento da capacidade de potência da turbina eólica, impulsionou a pesquisa e o desenvolvimento de conversores eletrônicos de potência para conversão de energia em grande escala, trazendo juntamente o custo reduzido por kW, o aumento da densidade de potência, e também a necessidade de maior confiabilidade. Assim, outras topologias de conversores foram surgindo.

Podem-se citar os conversores multiníveis em suas diversas variações [24], [87], [98], [105]-[107], os conversores matriciais [18], [25], [28], [96], [104], [108]-[110], o retificador Vienna [54], [66], entre outros. Recentemente, têm-se empregado os geradores de múltiplos enrolamentos, permitindo o uso de um número maior de conversores de menor potência em

cada fase gerada [97], [111] - [113]. Os conversores *boost* também podem ser empregados em altos níveis de potência e tensão, como apresentado em [78].

Tais topologias aplicam-se melhor a altas potências, entretanto podem ser empregadas em baixas potências, como a utilização do conversor multinível como inversor [114], e a aplicação em geradores de múltiplos enrolamentos, como apresentado em [115].

Uma descrição dos principais conversores retificadores em alta e baixa potência com GSIP em aplicações eólicas pode ser encontrada em [116].

Este trabalho vem propor duas soluções de retificação em baixa potência para geradores eólicos GSIP, tendo como contribuição específica a proposição de conversores que atingem naturalmente elevado fator de potência e que funcionam para ampla faixa de velocidade, quais sejam: um novo conversor SEPIC, que se aplica quando a tensão de saída necessária deva ser maior que a tensão máxima do gerador, indicado para adequação de um WECS para posterior conexão à rede; e uma nova aplicação a um conversor *buck*-ressonante, que encontra aplicação quando se necessite de uma tensão inferior à mínima tensão de pico do gerador, indicado para adequação de um WECS para alimentação da carga em CC.

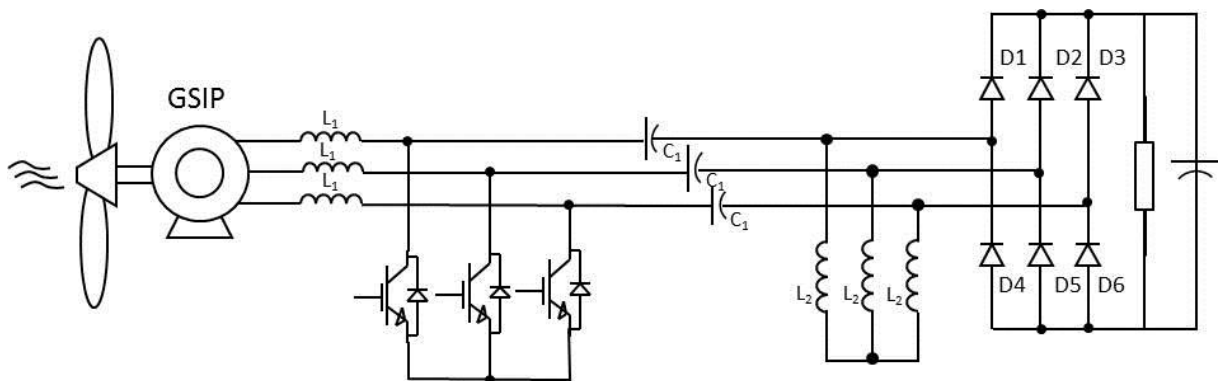
Capítulo 3: Conversores propostos

Como citado anteriormente, este trabalho apresenta duas topologias retificadoras como alternativas às topologias usualmente empregadas. A seguir, cada uma delas será analisada.

3.1 O SEPIC trifásico

A primeira topologia analisada, mostrada na Figura 11, é um conversor SEPIC trifásico. Este conversor considera a indutância do gerador síncrono como a do indutor de entrada, L_1 , e utiliza três *IGBTs* com diodos reversos (ou *MOSFETs*) como chaves controladas. É uma evolução do conversor apresentado em [117] – Figura 12, porque apresenta um número reduzido de semicondutores no caminho da corrente durante o tempo ligado (t_{on}). Com isso, as perdas de condução, que são proporcionais às quedas de tensão dissipativas no caminho da corrente, também ficam menores. Esta modificação é uma contribuição desta tese.

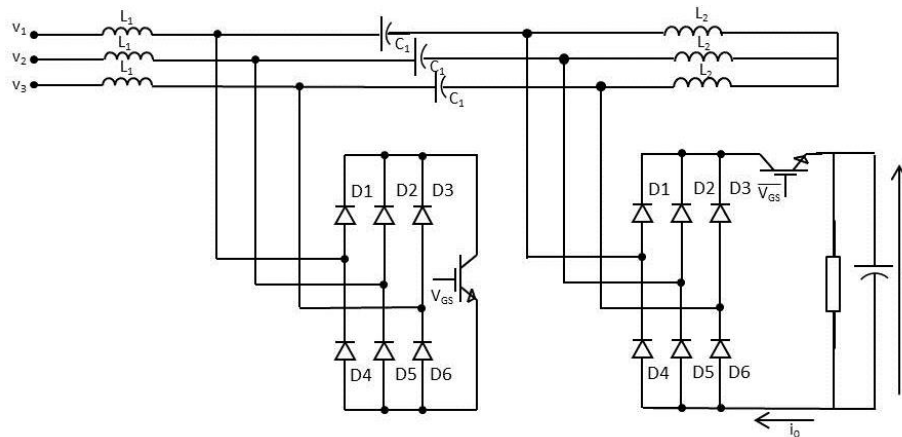
Figura 11- Topologia retificadora trifásica proposta: SEPIC.



Fonte: Produção do próprio autor.

Comparando as duas topologias, observa-se que na topologia proposta nesta tese o número de diodos é reduzido à metade ao se retirar a ponte retificadora da entrada do conversor: a ponte retificadora, juntamente com a chave controlada em série, é substituída por três chaves controladas.

Figura 12 - SEPIC proposto por [117].



Fonte: [117].

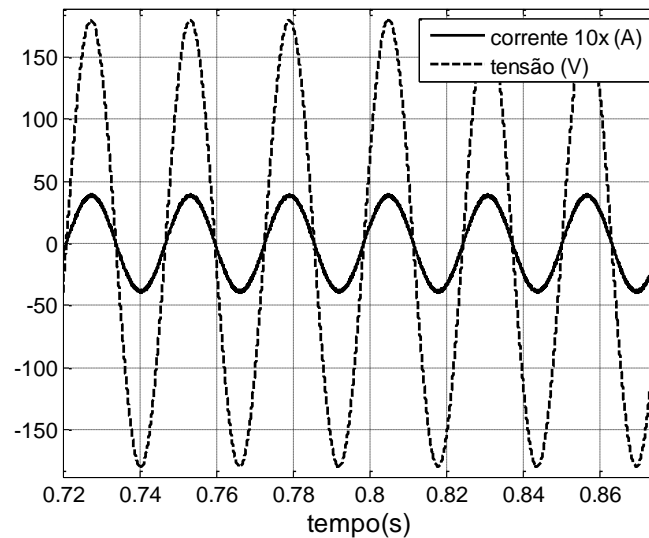
Na topologia original há a utilização de 2 chaves controladas, podendo ser utilizados IGBT's ou MOSFET's. Porém as duas chaves são necessárias apenas quando a tensão de saída é menor que a tensão de entrada (pico/linha), para garantir que não haja curto-circuito na topologia. A operação de uma chave é complementar à outra: quando uma é ligada a outra é desligada, e vice-versa. Na topologia apresentada nesta tese, a proposta é de operação com tensão de saída maior que a tensão de entrada (pico/linha), não havendo necessidade da chave complementar, desde que esta restrição seja atendida.

Apesar de o número de semicondutores controlados ser maior na nova topologia, o controle é simplificado, uma vez que os IGBT's com diodos em anti-paralelo (ou MOSFET's) são conectados a um ponto em comum, podendo-se utilizar um controle de disparo único, diminuindo-se a sua complexidade, proporcionando maior robustez ao sistema de conversão.

O princípio de funcionamento das duas topologias é semelhante e será descrito ainda neste capítulo.

Uma característica marcante deste conversor é fornecer uma corrente de entrada em fase com a tensão, apresentando alto fator de potência e baixo conteúdo harmônico, como se visualiza na Figura 13.

Figura 13 - Tensão e corrente de entrada para o SEPIC 3 ϕ .



Fonte: Produção do próprio autor.

Para operar com alto fator de potência, não há necessidade de controle da corrente no gerador, sendo que a corrente do gerador naturalmente permanece em fase com a tensão, para qualquer velocidade do vento na entrada do gerador (dentro da faixa de operação do mesmo), uma vez que do ponto de vista do gerador, o conversor SEPIC é como um resistor. Esta é uma vantagem quando comparada com topologias usualmente empregadas, como, por exemplo, a topologia a 6 chaves, citada anteriormente, onde para operar com fator de potência próximo do valor unitário existe a necessidade de um controle em malha fechada. Outra vantagem que possui em relação à topologia a 6 chaves é a redução no custo do conversor, uma vez que o número de chaves controladas é menor.

Além disso, o conversor aplicado à geração de energia eólioelétrica funciona para ampla faixa de variação de velocidade do vento, sem a necessidade de controle externo para obter referência de tensão.

Na análise de funcionamento, a seguir, o GSIP é considerado gerando três tensões simétricas. As tensões de entrada, bem como as tensões nos capacitores C_1 , são consideradas constantes em um período de chaveamento, e as tensões nos capacitores C_1 seguem as respectivas tensões de fase, em um período.

As tensões na fonte, Figura 14, são:

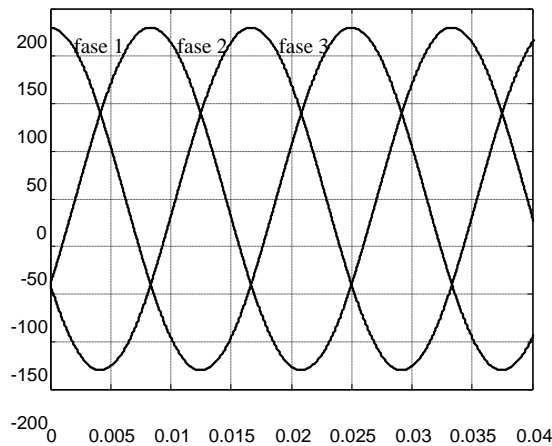
$$v_1(t) = V_e \cos(\omega t) \quad (3.1.1)$$

$$v_2(t) = V_e \cos(\omega t - 120^\circ) \quad (3.1.2)$$

$$v_3(t) = V_e \cos(\omega t + 120^\circ) \quad (3.1.3)$$

Onde V_e é o valor de pico da tensão de fase na entrada. A operação é descrita considerando a tensão no intervalo de tempo no qual $v_1(t)$ é positiva, enquanto $v_2(t)$ e $v_3(t)$ são negativas, sendo $|v_3(t)| > |v_2(t)|$ ($0^\circ \leq \omega t \leq 30^\circ$). O conversor é projetado para operar em modo de condução descontínua dos semicondutores.

Figura 14 - Tensões trifásicas.



Fonte: Produção do próprio autor.

3.1.1 Princípio de funcionamento do conversor SEPIC

A operação deste conversor pode ser entendida dividindo o seu funcionamento em três etapas: chaves ligadas, chaves desligadas e operação em roda-livre. A seguir, cada uma destas etapas é descrita.

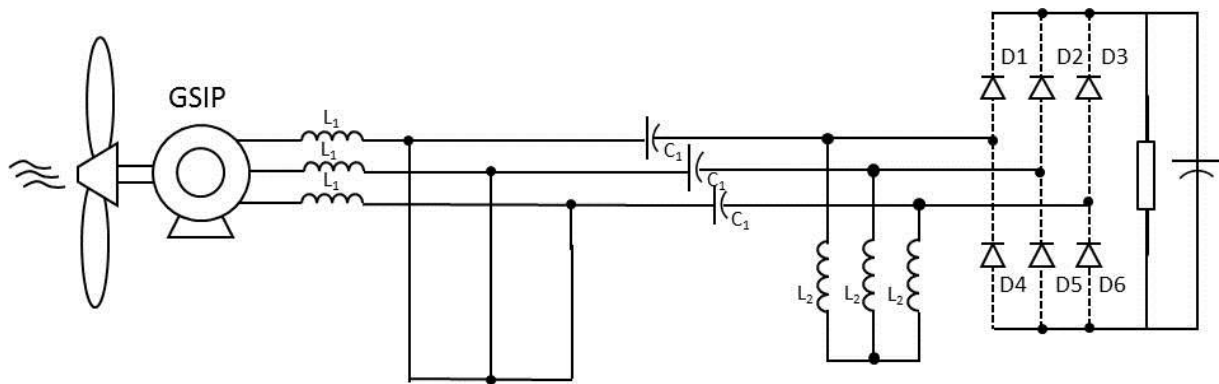
3.1.1.1 Primeira etapa: chaves ligadas (t_{on})

Durante o tempo ligado (t_{on}), o mesmo sinal de disparo é aplicado às três chaves. O circuito resultante é mostrado na Figura 15. As tensões de fase estão aplicadas sobre os indutores L_1 e L_2 , uma vez que as tensões nos capacitores seguem as tensões de entrada. Para tensões

positivas, as correntes em L_1 e L_2 aumentam de valor a partir dos valores de roda-livre, enquanto para tensões negativas as correntes nos indutores crescem negativamente.

Nesta etapa, a tensão sobre os indutores é a de entrada e os diodos não conduzem. A partir da análise deste estágio, uma condição de operação é definida: a tensão de saída deve ser maior que $\sqrt{3}V_e$. Se esta condição, que deve ser garantida no projeto do conversor, não for satisfeita, alguns diodos de saída ficam polarizados diretamente e um curto-circuito, envolvendo a tensão de saída e os capacitores C_1 , vai ocorrer.

Figura 15 - Circuito equivalente do SEPIC 3 ϕ no primeiro estágio (t_{on}).

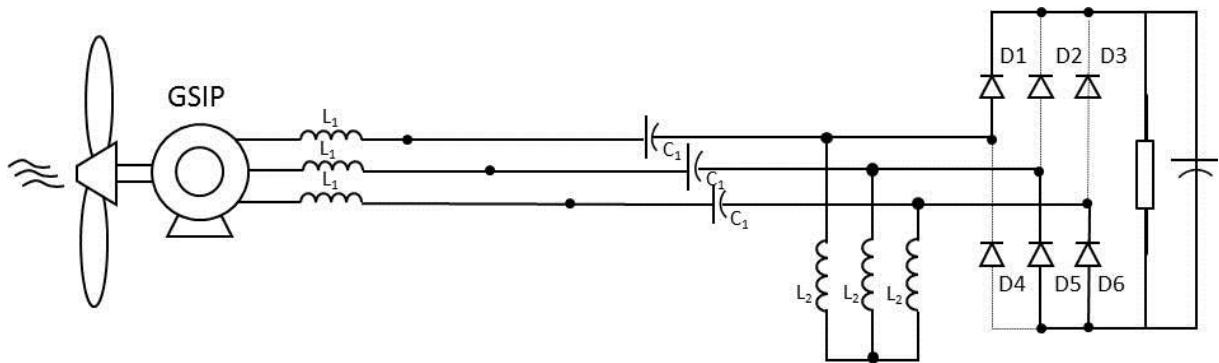


Fonte: Produção do próprio autor.

3.1.1.2 Segunda etapa: chaves desligadas (t_{off})

No momento em que as chaves são desligadas, os diodos de saída ficam diretamente polarizados e a energia armazenada em L_1 é transferida para os capacitores C_1 e C_0 (capacitor de saída). A energia armazenada em L_2 é transferida à saída (C_0). O circuito equivalente é mostrado na Figura 16.

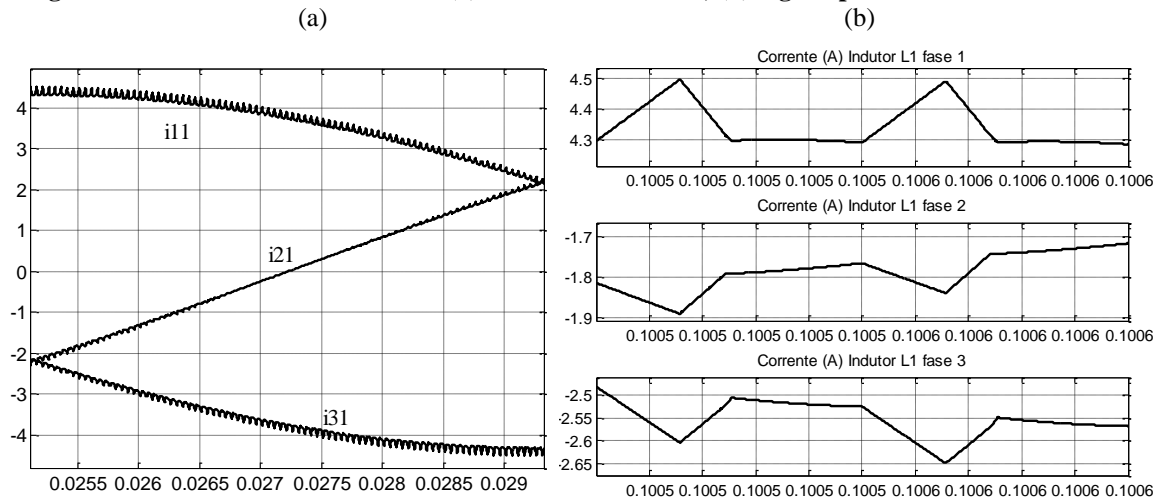
Figura 16 - Circuito equivalente do SEPIC 3φ no segundo estágio (t_{off}).



Fonte: Produção do próprio autor.

As correntes decrescem linearmente (em valor absoluto), até que todas as correntes alcancem o valor de roda-livre: primeiramente a corrente de menor valor e em seguida as outras duas correntes, como pode ser observado na Figura 17, partes (a) e (b).

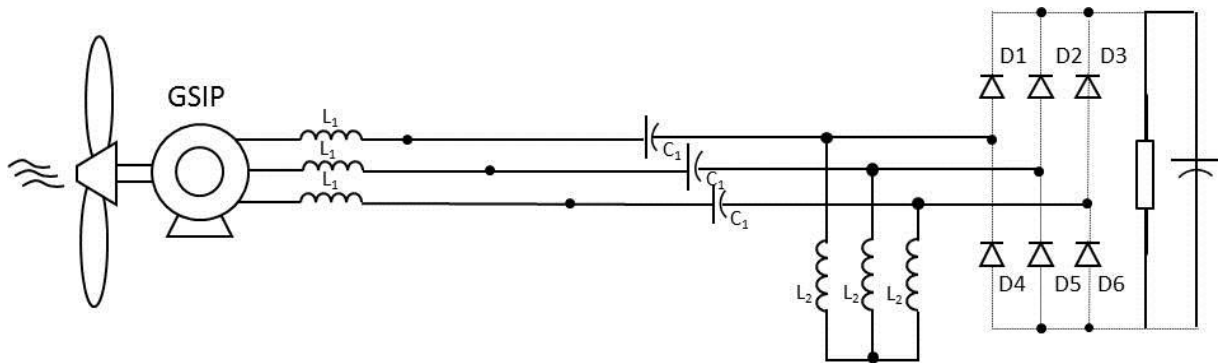
Figura 17 - Correntes no indutor L_1 : (a) intervalo de 0 a 30°; (b) alguns períodos de chaveamento.



3.1.1.3 Terceira etapa: roda-livre (*freewheeling*)

Para o estágio de roda-livre o circuito equivalente é mostrado a seguir, Figura 18. Neste estágio as correntes não passam por nenhum semicondutor. A existência deste estágio caracteriza a operação em condução descontínua.

Figura 18 - Circuito equivalente do SEPIC 3φ durante o terceiro estágio (roda-livre).



Fonte: Produção do próprio autor.

Este estágio termina quando as chaves são novamente ligadas.

3.1.2 Análise Teórica do Conversor

A seguir serão apresentadas as equações que descrevem o comportamento do conversor. Para facilitar o entendimento, cada etapa do conversor será descrita individualmente. A análise compreende o intervalo de 0 a 30° das tensões de alimentação, que são consideradas as das equações (3.1.1)-(3.1.3). Nos equacionamentos a seguir, para as fases 1, 2 e 3, são utilizados os índices 1, 2 e 3 para as tensões, i_{11} , i_{21} e i_{31} para as correntes nos indutores L_1 das fases 1, 2 e 3, respectivamente, e i_{21} , i_{22} e i_{32} para as correntes nos indutores L_2 , das fases 1, 2 e 3, respectivamente.

3.1.2.1 Equações etapa 1

Para os indutores L_1 e L_2 na fase 1:

$$-v_1 + L_1 \frac{di_{11}}{dt} = 0 \quad -v_1 + L_2 \frac{di_{12}}{dt} = 0 \quad (3.1.4)$$

$$i_{11} = \frac{v_1}{L_1} t + i_{1,r1} \quad i_{12} = \frac{v_1}{L_2} t - i_{1,r1} \quad (3.1.5)$$

Analogamente, para as outras fases:

$$i_{21} = \frac{v_2}{L_1} t + i_{2,r1} \quad i_{22} = \frac{v_2}{L_2} t - i_{2,r1} \quad (3.1.6)$$

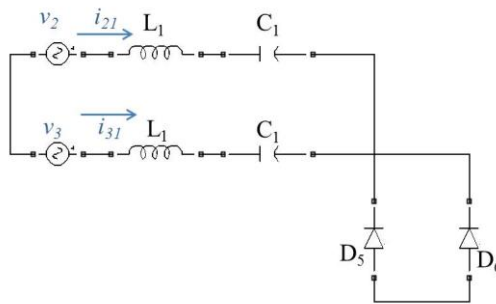
$$i_{31} = \frac{v_3}{L_1} t + i_{3,r1} \quad i_{32} = \frac{v_3}{L_2} t - i_{3,r1} \quad (3.1.7)$$

3.1.2.2 Equações etapa 2

A etapa 2 pode ser dividida em duas partes: na primeira, com duração t_{don1} , as correntes nas fases 2 e 3 são negativas e evoluem com declividade positiva, e na fase 1 é positiva e evolui com declividade negativa, até que a menor corrente em valor absoluto atinja o valor de roda-livre. Na segunda parte, com duração t_{don2} , as correntes restantes continuam a evolução a partir do ponto anterior até que todas as correntes atinjam o valor de roda-livre. Para o equacionamento das correntes nas fases aplica-se análise por malha.

Parte 1: Para a primeira parte, analisando-se os indutores L_1 , e a malha das fases 2 e 3, representadas na Figura 19, podem-se escrever as equações que se seguem.

Figura 19 - Indutores L_1 , malha 1, etapa 2.



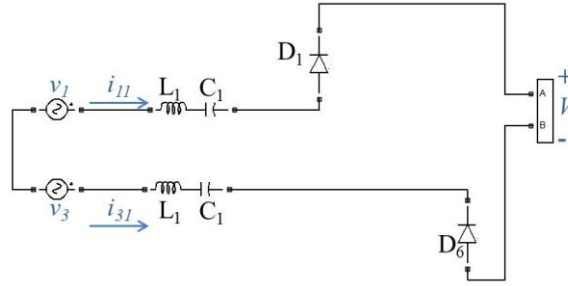
Fonte: Produção do próprio autor.

$$-v_2 + L_1 \frac{di_{21}}{dt} + v_2 - v_3 - L_1 \frac{di_{31}}{dt} + v_3 = 0 \quad (3.1.8)$$

$$\frac{di_{31}}{dt} = \frac{di_{21}}{dt} \quad (3.1.9)$$

Fazendo-se a mesma análise para a malha das fases 1 e 3, Figura 20, têm-se as seguintes equações.

Figura 20 - Indutores L_1 , malha 2, etapa 2.



Fonte: Produção do próprio autor.

$$-v_1 + L_1 \frac{di_{11}}{dt} + v_1 + V + v_3 - L_1 \frac{di_{31}}{dt} - v_3 = 0 \quad (3.1.10)$$

$$\frac{di_{31}}{dt} - \frac{di_{11}}{dt} = \frac{V}{L_1} \quad (3.1.11)$$

Sabe-se, ainda, que:

$$i_{11} + i_{21} + i_{31} = 0 \quad (3.1.12)$$

Fazendo-se os cálculos, obtêm-se:

$$\frac{di_{11}}{dt} = -\frac{2V}{3L_1} \quad i_{11} = -\frac{2V}{3L_1}t + \frac{v_1 dT_s}{L_1} + i_{1,rl} \quad (3.1.13)$$

$$\frac{di_{21}}{dt} = \frac{V}{3L_1} \Rightarrow i_{21} = \frac{V}{3L_1}t + \frac{v_2 dT_s}{L_1} + i_{2,rl} \quad (3.1.14)$$

$$\frac{di_{31}}{dt} = \frac{V}{3L_1} \quad i_{31} = \frac{V}{3L_1}t + \frac{v_3 dT_s}{L_1} + i_{3,rl} \quad (3.1.15)$$

É importante notar que esta etapa dura até que a corrente de menor valor absoluto, neste caso i_{21} , atinja o valor de roda-livre.

Assim:

$$i_{21} = \frac{V}{3L_1}t + \frac{v_2 dT_s}{L_1} + i_{2,rl} = i_{2,rl} \quad (3.1.16)$$

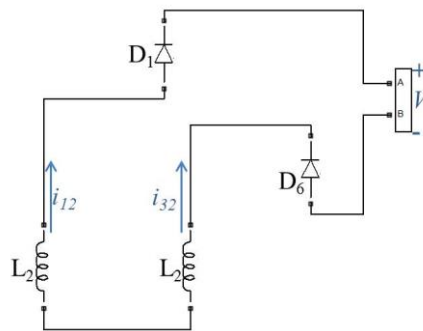
Então:

$$t_{doml} = \frac{3dT_s \cos(\omega t + 60)}{M} \quad (3.1.17)$$

onde $M = \frac{V}{V_e}$

Faz-se análise semelhante para os indutores L_2 .

Figura 21 - Indutores L_2 , malha 1, etapa 2.

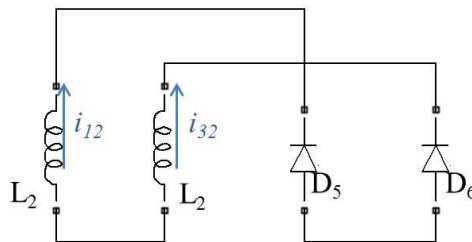


Fonte: Produção do próprio autor.

$$L_2 \frac{di_{12}}{dt} - L_2 \frac{di_{32}}{dt} + V = 0 \quad (3.1.18)$$

$$\frac{di_{32}}{dt} - \frac{di_{12}}{dt} = \frac{V}{L_2} \quad (3.1.19)$$

Figura 22 - Indutores L_2 , malha 2, etapa 2.



Fonte: Produção do próprio autor.

$$L_2 \frac{di_{22}}{dt} - L_2 \frac{di_{32}}{dt} = 0 \quad (3.1.20)$$

$$\frac{di_{22}}{dt} = \frac{di_{32}}{dt} \quad (3.1.21)$$

Novamente,

$$i_{12} + i_{22} + i_{32} = 0 \quad (3.1.22)$$

Assim,

$$\frac{di_{12}}{dt} = -\frac{2V}{3L_2} \quad i_{12} = -\frac{2V}{3L_2}t + \frac{v_1 dT_s}{L_2} - i_{1,rl} \quad (3.1.23)$$

$$\frac{di_{22}}{dt} = \frac{V}{3L_2} \Rightarrow i_{22} = \frac{V}{3L_2}t + \frac{v_2 dT_s}{L_2} - i_{2,rl} \quad (3.1.24)$$

$$\frac{di_{32}}{dt} = \frac{V}{3L_2} \quad i_{32} = \frac{V}{3L_2}t + \frac{v_3 dT_s}{L_2} - i_{3,rl} \quad (3.1.25)$$

Parte 2: Para a segunda parte desta etapa, a corrente i_{21} já é roda-livre, durando até que todas as outras correntes alcancem o valor de roda-livre. Analisando os indutores L_1 , pode-se escrever as equações que se seguem.

$$i_{21} = i_{2,rl} \Rightarrow \frac{di_{21}}{dt} = 0 \quad (3.1.26)$$

$$\frac{di_{11}}{dt} + \frac{di_{31}}{dt} = 0 \quad (3.1.27)$$

Substituindo na equação (3.1.10):

$$\frac{di_{11}}{dt} = -\frac{V}{2L_1} \quad i_{11} = -\frac{V}{2L_1}t + \left(-\frac{V}{3L_1}t_{donl} + \frac{v_1 dT_s}{L_1} + i_{1,rl}\right) \quad (3.1.28)$$

$$i_{21} = i_{2,rl} \quad (3.1.29)$$

$$\frac{di_{31}}{dt} = \frac{V}{2L_1} \quad i_{31} = \frac{V}{2L_1}t + \left(\frac{2V}{3L_1}t_{don1} + \frac{v_3 dT_s}{L_1} + i_{3,rl}\right) \quad (3.1.30)$$

Para os indutores L_2 , análise semelhante é feita a seguir.

Sabe-se que:

$$i_{22} = -i_{2,rl} \Rightarrow \frac{di_{22}}{dt} = 0 \quad (3.1.31)$$

$$\frac{di_{12}}{dt} + \frac{di_{32}}{dt} = 0 \quad (3.1.32)$$

Substituindo na equação (3.1.18):

$$\frac{di_{12}}{dt} = -\frac{V}{2L_2} \quad \Rightarrow \quad i_{12} = -\frac{V}{2L_2}t + \left(-\frac{V}{3L_2}t_{don1} + \frac{v_1 dT_s}{L_2} - i_{1,rl}\right) \quad (3.1.33)$$

$$i_{22} = -i_{2,rl} \quad (3.1.34)$$

$$\frac{di_{32}}{dt} = \frac{V}{2L_2} \quad \Rightarrow \quad i_{32} = \frac{V}{2L_2}t + \left(\frac{2V}{3L_2}t_{don1} + \frac{v_3 dT_s}{L_2} - i_{3,rl}\right) \quad (3.1.35)$$

O tempo de duração desta segunda parte da etapa 2 (t_{don2}) é o tempo para i_{31} atingir o valor de roda-livre.

$$i_{31} = \frac{V}{2L_1}t + \left(\frac{V}{3L_1}t_{don} + \frac{v_3 dT_s}{L_1} + i_{3,rl}\right) = i_{3,rl} \quad (3.1.36)$$

$$t_{don2} = \frac{2\sqrt{3}dT_s}{M} \text{sen}(wt) \quad (3.1.37)$$

A etapa 2 total dura $t=t_{don1}+t_{don2}$.

3.1.2.3 Equações etapa 3 (roda-livre).

Nesta etapa, todas as correntes já atingiram o valor de roda-livre.

$$i_{11} = -i_{12} = i_{1,rl} \quad (3.1.38)$$

$$i_{21} = -i_{22} = i_{2,rl} \quad (3.1.39)$$

$$i_{31} = -i_{32} = i_{3,r} \quad (3.1.40)$$

3.1.3 Operação em Modo Descontínuo

Para garantir a operação em modo de condução descontínuo o período de chaveamento deve ser maior do que a soma do tempo das duas primeiras etapas. Assim:

$$T_s \geq t_{on} + t_{don1} + t_{don2}$$

$$T_s \geq dT_s + \frac{3dT_s \cos(\omega t + 60)}{M} + \frac{2\sqrt{3}dT_s \operatorname{sen}(\omega t)}{M} \quad (3.1.41)$$

Utilizando-se identidades trigonométricas obtém-se:

$$T_s \geq dT_s \left(\frac{M + \sqrt{3}}{M} \right) \quad (3.1.42)$$

Pode-se, dessa forma, definir o valor máximo que a razão cíclica pode assumir.

$$d \leq \frac{M}{M + \sqrt{3}} \quad (3.1.43)$$

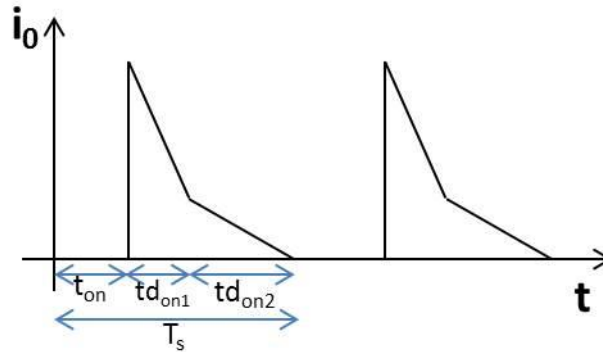
3.1.4 Corrente de Saída do Conversor

A corrente de saída no intervalo analisado é fornecida pelo conversor durante os tempos t_{don1} e t_{don2} , e corresponde à soma das correntes $i_{l1} + i_{l2}$.

$$i_o = (i_{l1} + i_{l2}) \quad (3.1.44)$$

A Figura 23 apresenta a forma de onda da corrente i_o para alguns períodos de chaveamento.

Figura 23 - Corrente de saída i_o .



Fonte: Produção do próprio autor.

O valor médio (VMD) de uma função é definido como $VMD = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} f(t) dt$.

Graficamente, o valor médio pode ser calculado através da área sob a curva, no intervalo T_s , dividida por T_s . Assim:

$$i_o = \frac{\text{área}}{T_s} \quad (3.1.45)$$

Para a Figura 23, a área corresponde à Equação dada em (3.1.46).

$$\text{área} = [(i_{11} + i_{12})_{t_{on}} + (i_{11} + i_{12})_{t_{don1}}] \cdot \frac{t_{don1}}{2} + [(i_{11} + i_{12})_{t_{don1}} + (i_{11} + i_{12})_{t_{don2}}] \cdot \frac{t_{don2}}{2} \quad (3.1.46)$$

Utilizando-se as equações de i_{11} e i_{12} anteriormente descritas:

$$(i_{11} + i_{12})_{t_{on}} = \frac{dT_s V_e}{Leq} \cos(\omega t) \quad (3.1.47)$$

$$(i_{11} + i_{12})_{t_{don1}} = \frac{\sqrt{3} d T_s V_e}{Leq} \text{sen}(\omega t) \quad (3.1.48)$$

Substituindo-se os tempos t_{on} , t_{don1} e t_{don2} obtidos nas equações (3.1.17) e (3.1.37):

$$\frac{(i_{11} + i_{12})_{t_{don1}} \cdot t_{don1}}{2} = \frac{3d^2 T_s^2 V_e^2}{2VLeq} \cos(wt) \cos(wt + 60) \quad (3.1.49)$$

$$\frac{(i_{11} + i_{12})_{t_{don1}} \cdot t_{don1}}{2} = \frac{3\sqrt{3}d^2 T_s^2 V_e^2}{2VLeq} \cdot \text{sen}(wt) \cos(wt + 60) \quad (3.1.50)$$

$$\frac{(i_{11} + i_{12})_{t_{don1}} \cdot t_{don2}}{2} = \frac{3d^2 T_s^2 V_e^2}{VLeq} \cdot \text{sen}^2(wt) \quad (3.1.51)$$

Somando-se (3.1.49), (3.1.50) e (3.1.51) e operando identidades trigonométricas, obtém-se:

$$\text{área} = \frac{3d^2 T_s^2 V_e^2}{4VLeq} \quad (3.1.52)$$

Assim:

$$i_0 = \frac{\text{área}}{T_s} = \frac{3d^2 T_s V_e^2}{4VLeq} \quad (3.1.53)$$

A equação (3.1.53) atesta que o valor da corrente de saída é um valor constante, impondo-se d e T_s constantes. Assim fazendo, é garantido que a corrente injetada na saída seja constante para todos os períodos de comutação, significando que a corrente na entrada não possui componentes harmônicos de baixa frequência.

3.1.5 Projeto de um conversor SEPIC

A partir das equações apresentadas anteriormente, pode-se projetar um conversor SEPIC para operar em modo de condução descontínua. A partir de (3.1.53) define-se o valor da indutância equivalente do conversor.

$$L_{eq} = \frac{L_1 \cdot L_2}{L_1 + L_2} = \frac{3d^2 T_s V_{g, pk}^2}{4P} \quad (3.1.54)$$

Utilizando-se a indutância do gerador como a indutância de L_1 , obtém-se o valor da indutância de L_2 .

$$L_2 = \frac{L_1 \cdot L_{eq}}{L_1 - L_{eq}} \quad (3.1.55)$$

O valor máximo de *ripple* da corrente ocorre para o valor de pico da tensão de alimentação, dado por:

$$I_{rip} = \frac{V_e dT_s}{L_1} \quad (3.1.56)$$

Além disso:

$$I_e = \frac{2P}{3V_e} \quad (3.1.57)$$

Sabe-se que o *ripple* de corrente percentual é dado por:

$$rip(\%) = \frac{I_{rip}}{I_e} \cdot 100\% = \frac{3V_e^2 dT_s}{2PL_1} \cdot 100\% \quad (3.1.58)$$

Assim:

$$ripple(\%) = \left(\frac{3dT_s V_e^2}{2PL_1} \right) \cdot 100\% \quad (3.1.59)$$

O valor do capacitor do conversor deve ser calculado considerando que a tensão em seus terminais permaneça constante em um período de comutação; por outro lado, a tensão do capacitor deve seguir a tensão de entrada.

Analisando-se a primeira etapa de operação, observa-se que a tensão no capacitor varia pouco se o período da frequência de ressonância entre C_1 e L_2 é menor que o intervalo t_{on} . Isso impede que o capacitor descarregue demasiadamente. Assim, o primeiro critério de projeto do capacitor é dado pela equação (57):

$$C > \frac{(dT_s)^2}{4\pi^2 L_2} \quad (3.1.60)$$

Além disso, quanto menor o valor de C , maior o *ripple* de tensão em seus terminais e, como consequência, maior será a tensão nas chaves e nos diodos.

Por outro lado, a frequência de ressonância da impedância equivalente vista pela rede deve ser muito maior que a frequência da rede para que não haja oscilações de baixa frequência. Este requisito é satisfeito segundo a Equação (3.1.61):

$$C > \frac{1}{\omega_r^2 L_{eq}} \quad (3.1.61)$$

Onde ω_r é a frequência de ressonância.

Utilizando-se as equações apresentadas e realizando-se os cálculos devidos, os valores dos componentes resultam conhecidos.

3.1.5.1 Análise do conversor SEPIC para operação em diferentes velocidades de vento

O conversor SEPIC é capaz de operar para ampla faixa de velocidade do vento, mantendo a tensão do barramento CC constante apesar das variações do vento e consequentes variações de tensão e potência na entrada.

Como exemplo, para uma variação de vento em uma turbina cujo valor nominal de operação seja 12 m/s e o valor mínimo de velocidade de vento para que ela opere seja 3m/s, a variação entre esses valores pode ser de até 4 vezes. Para essa redução, a tensão gerada (que é proporcional ao vento) reduz-se de 1/4 entre os valores máximo e mínimo. A potência, por sua vez, que é proporcional ao cubo da velocidade do vento, reduz de 1/64.

Assim, o valor de M é alterado conforme a variação da velocidade do vento – Equação (3.1.62).

$$M_{novo} = \frac{V}{V_{e,novo}} = \frac{V}{V_e/4} \Rightarrow M_{novo} = 4M \quad (3.1.62)$$

A razão cíclica, tendo como limite de operação o valor dado pela Equação (3.1.43), torna-se a Equação (3.1.63):

$$d_{novo} \leq \frac{M_{novo}}{M_{novo} + \sqrt{3}} \quad (3.1.63)$$

Assim, o limite de d , dado pela condição nominal, é mais restritivo que a condição para menor velocidade do vento. Garantindo-se a operação com d inferior ao mínimo para condição nominal, o modo de condução descontínuo é mantido em toda faixa de operação.

Além disso, a Equação (3.1.54) também deve ser válida para qualquer ponto de velocidade na faixa de operação. Reescrevendo-a em função da razão cíclica d , obtém-se a Equação (3.1.64).

$$d^2 = \frac{4PL_{eq}}{3T_s V_e^2} \quad (3.1.64)$$

Assim, para a redução de 4 vezes na velocidade do vento, a nova razão cíclica é:

$$d_{novo}^2 = \frac{4P_{novo}L_{eq}}{3T_s V_{e,novo}^2} \Rightarrow d_{novo}^2 = \frac{4\left(\frac{P}{64}\right)L_{eq}}{3T_s \left(\frac{V_e^2}{16}\right)} \Rightarrow d_{novo}^2 = \frac{d^2}{4} \Rightarrow d_{novo} = \frac{d}{2} \quad (3.1.65)$$

Nota-se, pela Equação (3.1.65), que a nova razão cíclica de operação, decorrente da redução de ¼ da velocidade do vento, é reduzida à metade.

Generalizando-se os resultados apresentados, para uma redução r qualquer na velocidade do vento, tem-se que:

$$d_{novo} = \frac{d}{\sqrt{r}} \quad (3.1.66)$$

Onde $r = \frac{v_{ventonominal}}{v_{vento,em\ operação}}$ é o fator de redução da velocidade do vento para o ponto de operação

atual, em relação ao valor nominal.

Concluindo, para que o conversor opere em ampla faixa de velocidade do vento, apenas varia-se a razão cíclica de trabalho; assim, não há necessidade de controle em malha de corrente ou tensão para obter a operação desejada do conversor, mesmo com variação de velocidade do vento; basta haver um controle que ajuste d em função da velocidade do vento (ou a potência que varia proporcional ao cubo). Um algoritmo de rastreamento da potência permite o ajuste de d como será explicado posteriormente.

3.1.5.2 Projeto de um conversor SEPIC de 1kW

Utilizando-se as equações anteriormente apresentadas para o SEPIC 3 ϕ , na página 50, desejando-se obter um sistema de conversão de energia com um conversor de 1 kW que opere a uma frequência de chaveamento $f_s=20$ kHz, e considerando as típicas velocidades de vento (baixa e alta velocidade), 6 m/s e 12 m/s, resultando em frequência de 20 Hz e 40 Hz respectivamente, e um barramento CC de 400 V, selecionou-se a razão cíclica nominal de 0,28 (menor que a máxima permitida de 0,56). O indutor L_2 possui indutância de 95 μ H para um *ripple* de 5,7%. A capacitância de C_1 escolhida é de 4,7 μ F, e C_0 vale 100 μ F. A Tabela 1 apresenta os valores dos componentes especificados.

Tabela 1 - Especificações do conversor SEPIC 3 ϕ .

f_s	$d_{\text{para 40 Hz}}$	$d_{20 \text{ Hz}}$	L_1	L_2	C_1	C_0
20kHz	28%	20%	12mH	95 μ H	4,7 μ F	100 μ F

Fonte: Produção do próprio autor.

Ressalta-se que a frequência de chaveamento de 20 kHz foi escolhida pois é o limite da frequência audível; no entanto, pode-se operar com valores mais baixos, o que se apresenta como outra vantagem deste conversor. Vale lembrar que em um parque eólico outras fontes de ruídos audíveis são mais significativas que o próprio ruído do conversor.

Para serem dimensionados os componentes que devem ser utilizados no projeto físico do conversor de 1 kW, no que diz respeito à capacidade de suportar estresse de tensão e corrente, são utilizadas as equações apresentadas anteriormente. Assim, os valores calculados para esta aplicação são apresentados na Tabela 2.

Tabela 2 - Esforços nos dispositivos do conversor SEPIC 3 ϕ .

	Diodos	Chaves	Indutores L_1	Indutores L_2	Capacitores C_1
V (V)	360	711	-	-	180
I_{ef} (A)	1	6,25	2,6	6,45	6,45
I_{pico} (A)	26	28	3,7	25	22,5

Fonte: Produção do próprio autor.

3.2 Conversor *buck*-ressonante

Diferentes topologias de conversores podem ser utilizadas em sistemas de conversão de energia eólioelétrica. Normalmente, a conversão CA-CC é realizada por algum conversor de tipo *boost* [28], [69] o que não é apropriado se uma baixa tensão CC for necessária. O conversor trifásico *buck*-ressonante com alto fator de potência [118], aqui apresentado, é adequado como estágio retificador para aplicações com barramento CC em baixa tensão.

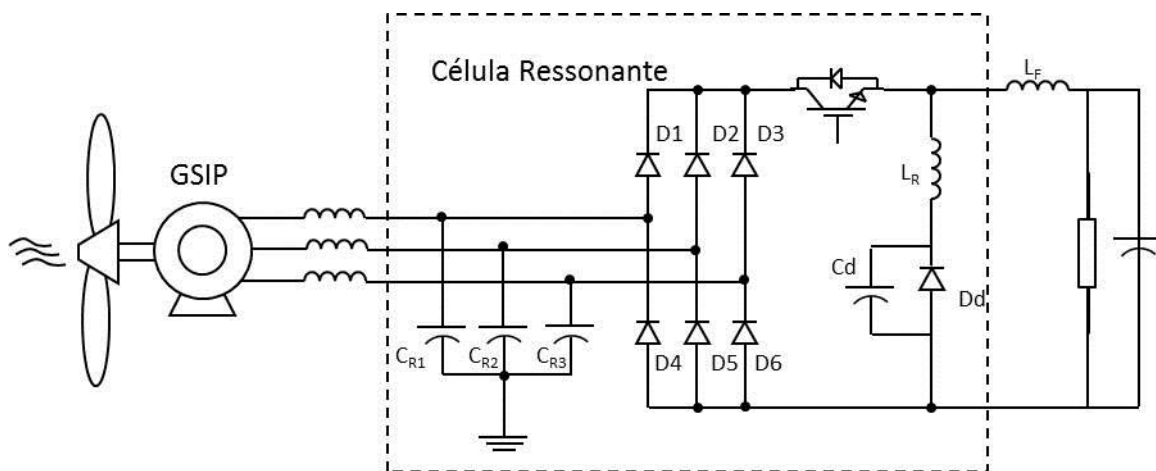
Esta é uma topologia que proporciona retificação com um alto fator de potência e baixas perdas de comutação - quando comparado aos conversores convencionais, já que opera em estágio multirressonante: a chave controlada é comutada com corrente nula (*ZCS zero-current switching*) e os diodos comutam com tensão nula (*ZVS zero-voltage switching*). Além disso, diferente dos conversores *buck* de uma chave, apresentados em [119], cujas correntes de entrada são pulsantes, neste conversor as correntes de entrada e saída apresentam ondulações muito pequenas, reduzindo significativamente o conteúdo harmônico.

Mas a grande vantagem da estrutura é operar com baixos valores de tensão de saída (desde que abaixo do menor valor de pico senoidal), o que encontra vasto campo de aplicação para sistemas híbridos (por exemplo, solar-eólico). Além disso, sua aplicação em um WECS não tem restrições quanto à velocidade do vento: a operação é satisfatória tanto para baixas velocidades do vento quanto para valores elevados. A aplicação deste conversor em um sistema de conversão de energia eólioelétrica com geradores síncronos a ímã permanente não havia sido proposta, sendo que esta é uma contribuição desta tese. Sua adaptabilidade a um WECS com velocidade variável será discutida posteriormente.

Outra vantagem desta topologia é a operação com alto fator de potência de forma natural para ampla faixa de velocidade do vento na entrada do gerador (dentro da faixa de operação do mesmo), não havendo necessidade de controle da corrente no gerador pra que se atinja fator de potência próximo da unidade (como no caso das topologias que empregam 6 chaves) desde que os capacitores de entrada operem em modo de tensão descontínua, como será explicado mais adiante.

A topologia apresentada possui apenas uma chave semicondutora e pode ser vista na Figura 24, compondo um sistema de conversão de energia eólioelétrica.

Figura 24 - Topologia retificadora trifásica proposta: buck-ressonante.



Fonte: Produção do próprio autor.

3.2.1 Princípio de Funcionamento

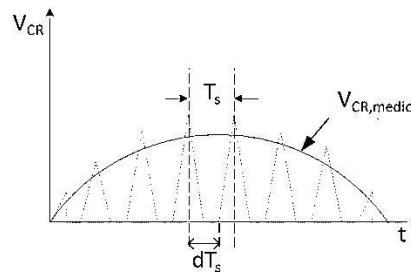
A análise considera que os indutores de entrada (L_1) e o indutor de saída L_F sejam relativamente grandes, assim as ondulações na corrente devido à frequência de comutação resultam muito pequenas. Além disso, considerando o GSIP, sua indutância intrínseca é, naturalmente, grande o suficiente, podendo ser usada como indutor de entrada da topologia.

Se a frequência de chaveamento for muito maior que a frequência de entrada, o que é usual, então a forma de onda da corrente de entrada seguirá a forma de onda da tensão de entrada naturalmente, mesmo para valores instantâneos inferiores à tensão de saída, resultando num alto fator de potência e menor distorção harmônica.

A operação do conversor com alto fator de potência se deve ao fato de, na entrada do conversor, haver um filtro capacitivo formado pelos capacitores C_R . A operação simplificada em alto fator de potência, é explicada a seguir. Quando a chave controlada está desligada, os três capacitores C_R são carregados, cada um a seu tempo, a picos de tensão que são proporcionais às correntes de entrada I_1 , I_2 e I_3 . Quando a chave é ligada, estes capacitores se descarregam completamente, e permanecem descarregados até que novamente a chave seja desligada. A Figura 25 apresenta a forma de onda típica da tensão que surge no capacitor

neste processo de carga e descarga, para alguns períodos de chaveamento para a fase 1 (tensão de referência), para um conversor com filtro de entrada capacitivo. Note-se que a tensão média ($V_{CR,medio}$) é uma tensão sem *ripple* de alta frequência, seguindo a forma de uma onda senoidal em fase com a tensão de entrada. Assim, a tensão nos capacitores evoluem proporcionais à corrente de entrada e em fase com a tensão de entrada; ora, se a tensão no capacitor é proporcional à corrente de entrada e ao mesmo tempo apresenta valor médio senoidal em fase com a tensão de entrada, assim a corrente de entrada é proporcional à tensão de entrada e em fase com esta.

Figura 25 - Tensão descontínua no capacitor de entrada.

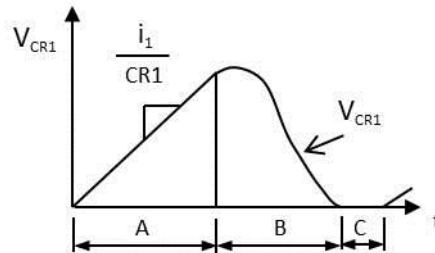


Fonte: Produção do próprio autor.

Assegurando-se que os capacitores sigam carregados e descarregados totalmente em um período de chaveamento, tendo em seus terminais uma tensão cujo valor médio é senoidal, as correntes circulantes também serão senoidais, apresentando baixa distorção e operando com um alto fator de potência.

Para um conversor *buck*-ressonante, as tensões nos capacitores durante t_{off} evoluem proporcionais à corrente como um conversor com filtro de entrada capacitivo. A evolução da tensão durante t_{on} , entretanto, não é linear, mas ressonante com o indutor ressonante L_R do conversor. Para um melhor esclarecimento a Figura 26 apresenta a forma de onda no capacitor para um período de chaveamento.

Figura 26 - Forma de onda no capacitor de ressonância durante um período de chaveamento.



Fonte: Produção do próprio autor.

Nesta figura, observa-se a forma de onda do capacitor ressonante C_R . No primeiro período, A, tempo em que a chave S permanece desligada, a tensão no capacitor cresce proporcional à corrente de entrada, como citado anteriormente. No segundo intervalo, o capacitor opera em ressonância com o indutor L_R até que a tensão sobre o próprio capacitor seja nula. No último intervalo, a tensão sobre o capacitor permanece nula. Quando o intervalo A é maior que a soma de B e C, a característica de entrada é mais linear, como nos conversores *buck* convencionais, e assim a corrente segue a forma da tensão, tendo como consequência índice de distorção harmônica reduzido. Assim, a operação com alto fator de potência em um conversor *buck*-ressonante ocorre naturalmente se o intervalo de tempo A (t_{off}), mostrado na Figura 26, for maior que a soma dos intervalos B e C (t_{on}) [118].

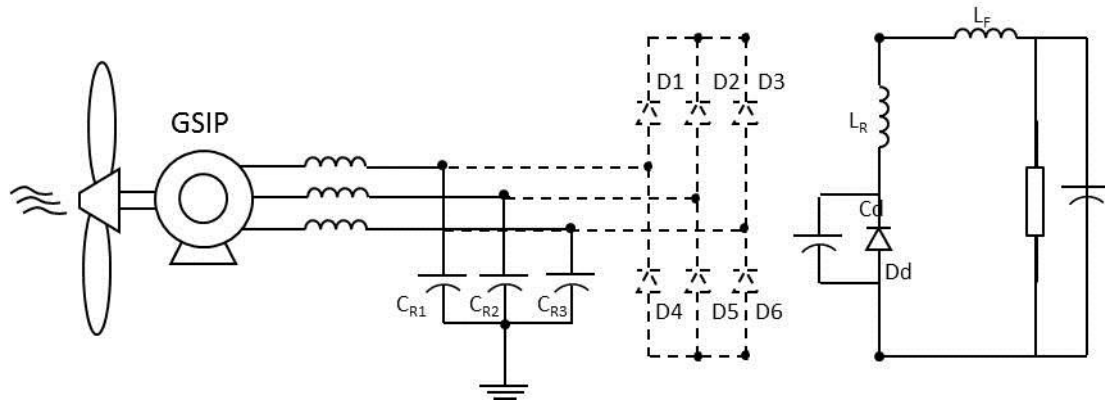
Para melhor entender-se o funcionamento do conversor, sua operação é dividida em seis estágios (de t_0 a t_6), os quais serão explicados a seguir. Será analisado para o funcionamento de 0° a 30° : neste intervalo a corrente I_1 é positiva, I_2 e I_3 são negativas e I_2 é a menor delas.

3.2.1.1 Etapa 1

Na primeira etapa de operação nenhum dos semicondutores conduz, com exceção do diodo D_d . Os capacitores de entrada C_R são carregados até que a chave S seja ligada. A carga é suprida pelo indutor L_R . A Figura 27 esquematiza a operação desta etapa.

Ao fim desta etapa, quando a chave S for ligada, será imposta à ponte retificadora a máxima tensão de linha da entrada e, desta forma, os diodos D_1 e D_5 passam a conduzir.

Figura 27 - Primeira etapa de operação do conversor *buck*-ressonante.

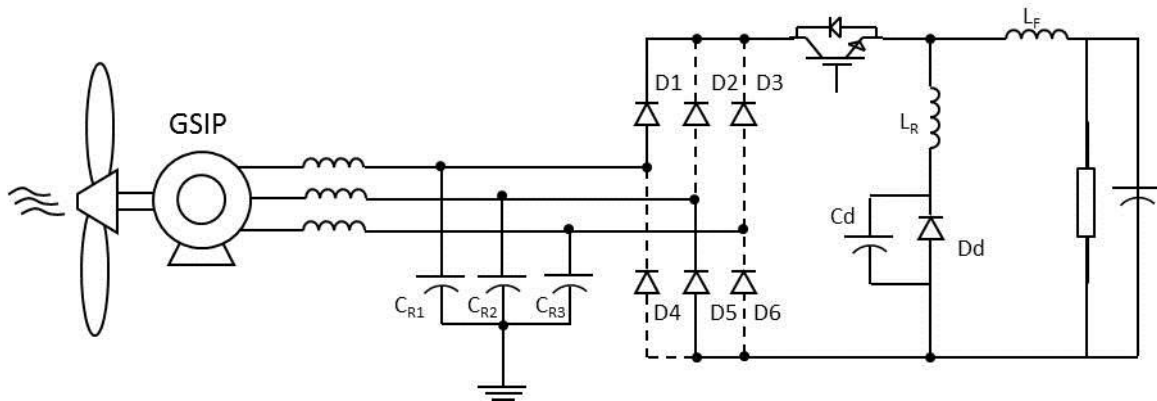


Fonte: Produção do próprio autor.

3.2.1.2 Etapa 2

A etapa 2 de funcionamento – Figura 28 – inicia-se quando os diodos D_1 e D_5 entram em condução. Além deles, a chave S e o diodo D_d permanecem ativos. Os capacitores C_{R1} e C_{R2} estão em ressonância com o indutor L_R , enquanto o capacitor C_{R3} continua a carregar-se. A corrente no indutor L_R aumenta, de um valor negativo até zero, até que o diodo D_d bloqueie, iniciando a próxima etapa.

Figura 28 - Segunda etapa de funcionamento do conversor *buck*-ressonante.



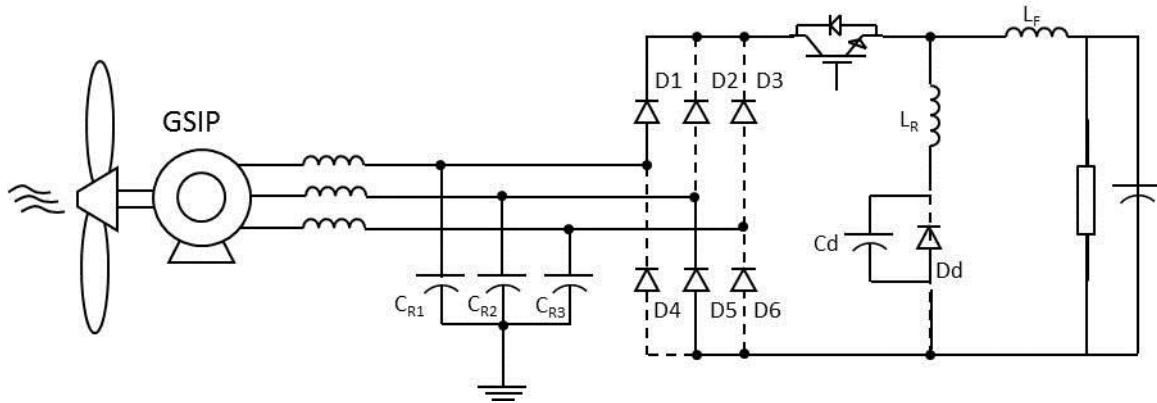
Fonte: Produção do próprio autor.

3.2.1.3 Etapa 3

A Figura 29 apresenta o esquema de funcionamento desta etapa de operação. A diferença entre esta e a segunda etapa é que o diodo D_d agora está bloqueado. Os capacitores C_{R1} e C_{R2} continuam em ressonância com o indutor L_R , agora também com C_d . O capacitor C_{R3} continua

a carregar-se até que sua tensão se iguale à tensão do capacitor C_{R2} . A chave S ainda permanece ligada. No final desta etapa o diodo D_6 passa a conduzir.

Figura 29 - Terceira etapa de funcionamento do conversor *buck*-ressonante.

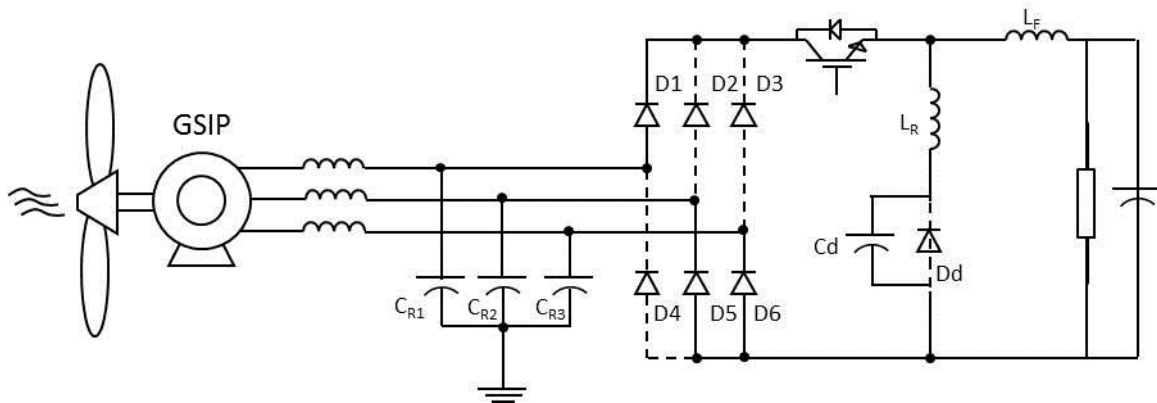


Fonte: Produção do próprio autor.

3.2.1.4 Etapa 4

Os diodos D_1 , D_5 e D_6 conduzem e a chave S está ligada. O indutor L_R está em ressonância com os capacitores de entrada e com o capacitor C_d . Esta etapa – Figura 30 – dura até que os capacitores C_{R1} , C_{R2} e C_{R3} tenham suas tensões nulas.

Figura 30 - Quarta etapa de funcionamento do conversor *buck*-ressonante.



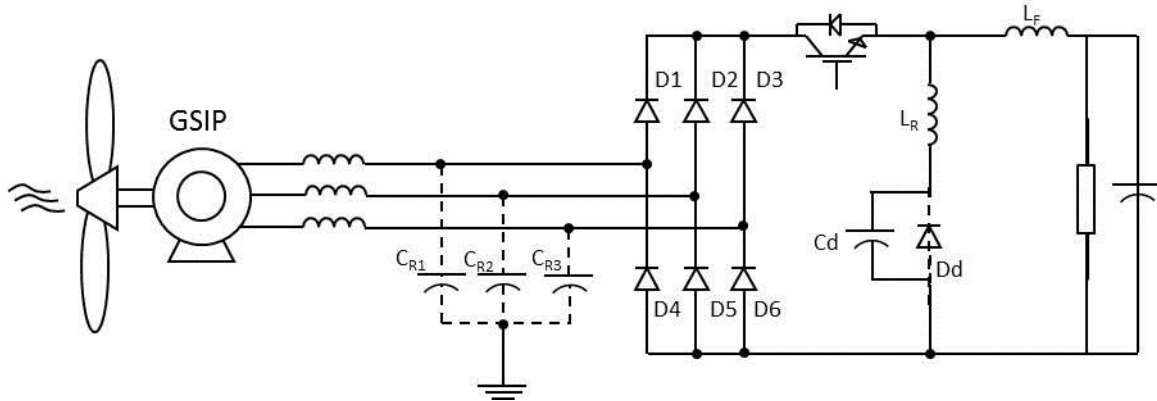
Fonte: Produção do próprio autor.

3.2.1.5 Etapa 5

A Figura 31 apresenta o esquema de funcionamento desta etapa de operação. Com exceção do diodo D_d , todos os dispositivos semicondutores estão conduzindo. O capacitor C_d e o indutor

L_R operam em ressonância até que a corrente em L_R seja negativa. Quando este ponto é atingido, a ponte retificadora fica polarizada reversamente e assim a corrente na chave S se anula.

Figura 31 - Quinta etapa de funcionamento do conversor *buck*-ressonante.

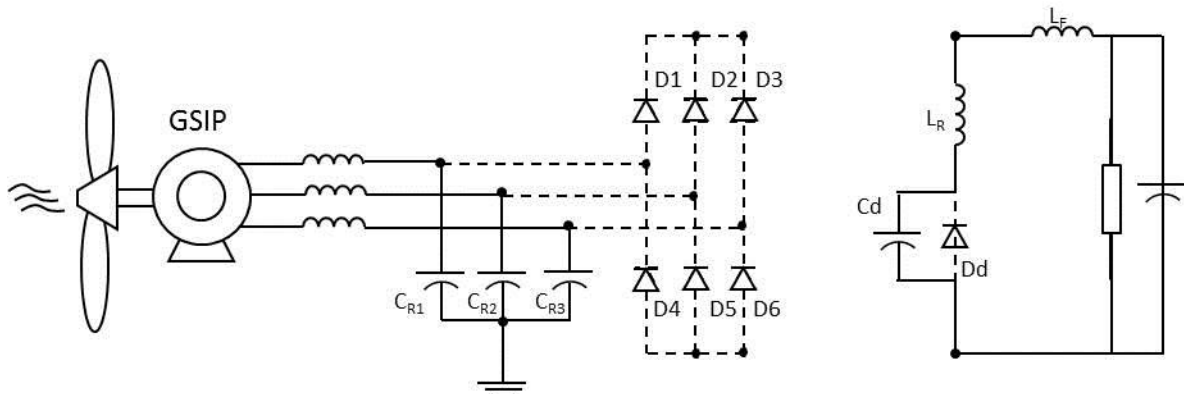


Fonte: Produção do próprio autor.

3.2.1.6 Etapa 6

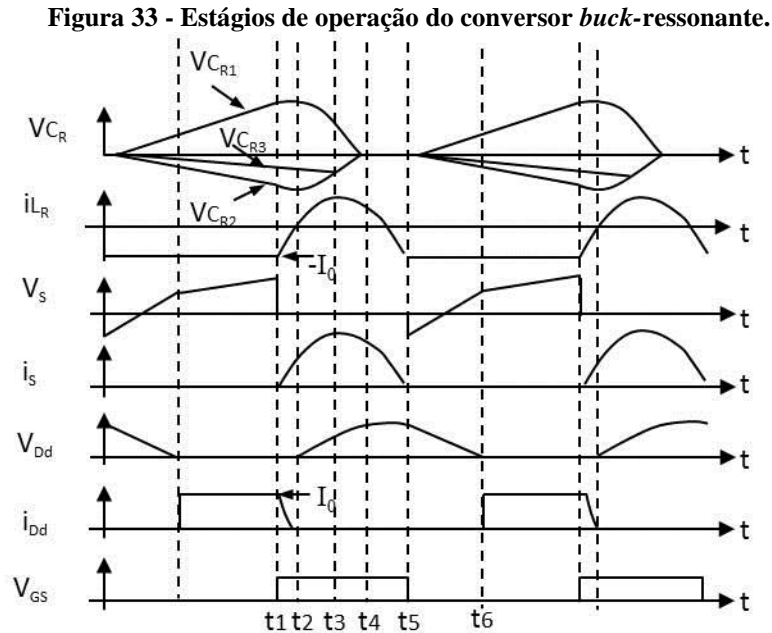
Na verdade, esta etapa – Figura 32 – é o início da etapa 1, já apresentada. Com a corrente nula na chave S – iniciada no fim da quinta etapa – pode-se desligá-la sem nenhuma corrente circulando, ou seja, a chave desliga com corrente zero. Nesta fase a carga é suprida pelo capacitor C_d . A tensão neste capacitor decresce até zero, quando então o diodo D_d entra em condução.

Figura 32 - Sexta etapa de funcionamento do conversor *buck*-ressonante.



Fonte: Produção do próprio autor.

As principais formas de onda nos dispositivos do conversor, em cada etapa de operação, podem ser vistas na Figura 33.



Fonte: Produção do próprio autor.

As formas de onda da tensão e da corrente na chave controlada (representadas respectivamente por V_s e I_s na Figura 32) demonstram a operação do conversor com chaveamento sob corrente nula (ZCS).

Para o funcionamento do conversor em modo multirressonante é fundamental que o tempo em que a chave permaneça ligada, tempo t_{on} , seja mantido constante, independente das variações de carga. O ajuste é feito na frequência de chaveamento e na razão cíclica, mantendo-se, entretanto, o tempo ligado (t_{on}) fixo.

O tempo ligado (t_{on}) precisa ser constante devido ao período associado à chave controlada. A corrente na chave deve ser zerada de forma que ela seja comutada sem corrente circulante (ZCS). Se o tempo t_{on} for variável, a característica ZCS pode ser perdida: se a chave for desligada antecipadamente, a chave será desligada com corrente diferente de zero, ou se for desligada tardiamente, novamente será desligada com corrente circulante, pois a corrente poderá ter começado a circular novamente após ter passado por zero num momento anterior.

Como a tensão de saída depende da frequência de chaveamento, o valor de f_s deve ser suficiente para garantir a operação adequada do conversor para toda a faixa de variação de velocidade do vento.

3.2.3 Análise teórica do conversor

Para a análise do conversor, algumas premissas são assumidas, algumas já citadas, quais sejam:

- A frequência da fonte de tensão é muito menor que a frequência de chaveamento f_s ; assim as correntes podem ser consideradas constantes em um período de chaveamento;
- O indutor de saída é grande o suficiente para que seja considerado uma fonte de corrente de valor I_0 , onde I_0 é a corrente média de saída; O capacitor de saída é grande o suficiente para que seja considerado uma fonte de tensão de valor V_0 , onde V_0 é a tensão de saída;
- O *ripple* de corrente nos indutores de entrada e no indutor de saída é muito pequeno comparado ao valor de corrente circulante, podendo ser desconsiderado na análise.

Para facilitar o equacionamento, as etapas foram analisadas por meio da transformada de Laplace, assim os circuitos equivalentes estão representados no domínio de Laplace.

3.2.3.1 Equações Etapa 1

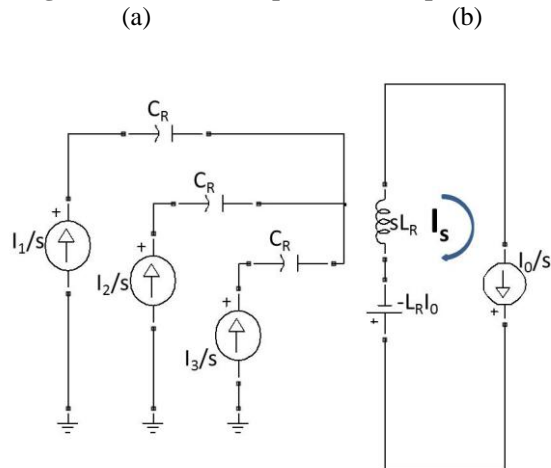
Nesta etapa, os capacitores estão inicialmente descarregados. Além disso, a carga é suprida pela corrente no indutor ressonante. O circuito equivalente da etapa pode ser visualizado na Figura 34. A primeira parte representa as correntes nos capacitores de entrada, enquanto a segunda parte apresenta o circuito de saída.

As condições iniciais do circuito são:

$$V_{C_{R1}} = V_{C_{R2}} = V_{C_{R3}} = 0 \quad (3.2.1)$$

$$-I_{L_R} = I_F = I_0 \quad (3.2.2)$$

Figura 34 - Circuito equivalente etapa 1 Buck.



Fonte: Produção do próprio autor.

Como a corrente na entrada é considerada constante para um período de chaveamento, as tensões nos capacitores evoluem linearmente com a corrente. Assim:

$$V_{C_R}(s) = \frac{1}{sC_R} I_{C_R} \quad (3.2.3)$$

Para a fase 1:

$$v_{C_{R1}}(t) = \frac{I_1}{C_{R1}} t \quad (3.2.4)$$

O mesmo vale para as outras fases:

$$v_{C_{R2}}(t) = \frac{I_2}{C_{R2}} t \quad (3.2.5)$$

$$v_{C_{R3}}(t) = \frac{I_3}{C_{R3}} t \quad (3.2.6)$$

$$i_s(t) = i_0 \quad (3.2.7)$$

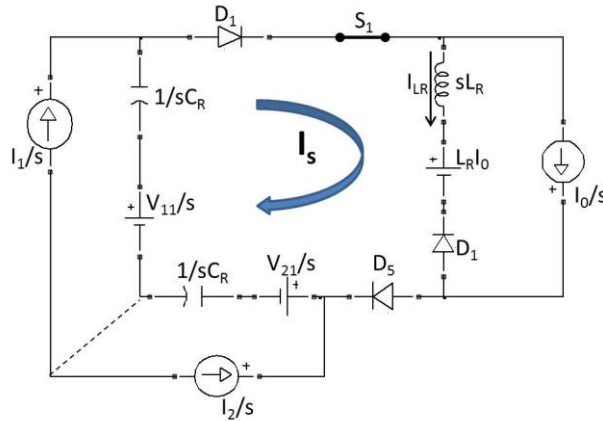
Esta etapa dura até que a chave controlada S seja ligada, ou seja, ao final do primeiro ciclo $t=t_{off}$.

3.2.3.2 Equações Etapa 2

As Equações da etapa 2 foram desenvolvidas tendo como base o circuito equivalente apresentado na Figura 35, considerando-se as condições iniciais (Equação (3.2.8)).

$$V_{C_{R1}} = V_{11}; V_{C_{R2}} = V_{21}; -I_{L_R} = I_0 \quad (3.2.8)$$

Figura 35 - Circuito equivalente etapa 2 Buck.



Fonte: Produção do próprio autor.

$$sL_R \left(I_s - \frac{I_0}{s} \right) + L_R I_0 + \frac{V_{21}}{s} + \frac{1}{sC_R} \left(I_s + \frac{I_2}{s} \right) - \frac{V_{11}}{s} + \frac{1}{sC_R} \left(I_s - \frac{I_1}{s} \right) = 0 \quad (3.2.9)$$

$$I_s = \frac{(V_{11} - V_{21})}{L_R} \left(\frac{1}{s^2 + \omega_{x1}^2} \right) + \frac{1}{L_R C_R} (I_1 - I_2) \left[\frac{1}{s(s^2 + \omega_{x1}^2)} \right] \quad (3.2.10)$$

onde: $\omega_{x1} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_{x1}}}$, e $C_{x1} = \frac{C_R}{2}$

No domínio do tempo, a Equação (3.2.10) torna-se a Equação (3.2.11).

$$i_s(t) = \frac{(V_{11} - V_{21})}{L_R} \text{sen}(\omega_{x1}t) + \frac{1}{L_R C_R} (I_1 - I_2) (1 - \cos(\omega_{x1}t)) \quad (3.2.11)$$

Esta etapa dura até que a corrente no indutor L_R se anule, ou seja quando $I_{L_R} = I_s - I_0 = 0$

3.2.3.3 Equações Etapa 3

Para a etapa 3, o circuito equivalente é o apresentado na Figura 37.

As condições iniciais desta etapa são descritas na Equação (3.2.12).

$$V_{C_{R1}} = V_{12}; V_{C_{R2}} = V_{22}; I_{L_R} = 0; \quad (3.2.12)$$

Para a malha de Is pode-se escrever:

$$sL_R \left(I_s - \frac{I_0}{s} \right) + \frac{1}{sC_d} \left(I_s - \frac{I_0}{s} \right) + \frac{V_{22}}{s} + \frac{1}{sC_R} \left(I_s + \frac{I_2}{s} \right) - \frac{V_{12}}{s} + \frac{1}{sC_R} \left(I_s - \frac{I_1}{s} \right) = 0 \quad (3.2.13)$$

$$\text{onde } C_d = \frac{2C_R}{3}$$

Assim:

$$I_s = \frac{(V_{11} - V_{21})}{L_R} \left(\frac{1}{s^2 + w_{x2}^2} \right) + I_0 \left[\frac{s}{(s^2 + w_{x2}^2)} \right] + \frac{1}{L_R C_R} \left(I_1 - I_2 + \frac{3}{2} I_0 \right) \left[\frac{1}{s(s^2 + w_{x2}^2)} \right] \quad (3.2.14)$$

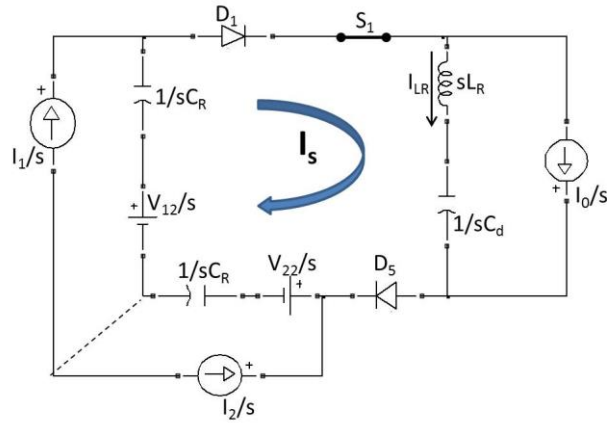
$$\text{onde: } w_{x2} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_{x2}}} \text{ e } C_{x2} = \frac{C_d C_R}{(2C_d + C_R)}$$

No domínio do tempo:

$$i_s(t) = I_0 \cos(w_{x2}t) + \frac{(V_{12} - V_{22})}{L_R} \text{sen}(w_{x2}t) + \frac{1}{L_R C_R} \left(I_1 - I_2 + \frac{3}{2} I_0 \right) (1 - \cos(w_{x2}t)) \quad (3.2.15)$$

Ao final desta etapa a corrente na chave S atinge seu valor máximo.

Figura 36 - Circuito equivalente etapa 3 Buck.



Fonte: Produção do próprio autor.

3.2.3.4 Equações Etapa 4

Para esta etapa, as condições iniciais são:

$$V_{C_{R1}} = V_{13}; V_{C_{R2}} = V_{C_{R3}} = V_{23}; I_{L_R} = I_{R1}; V_{C_d} = V_{d1} \quad (3.2.16)$$

Assim, pode-se escrever para a malha de I_s (Figura 37):

$$sL_R \left(I_s - \frac{I_0}{s} \right) - L_R I_{R1} + \frac{1}{sC_d} \left(I_s - \frac{I_0}{s} \right) + \frac{V_{d1}}{s} + \frac{V_{23}}{s} + \frac{1}{s2C_R} \left(I_s + \frac{(I_2 + I_3)}{s} \right) - \frac{V_{13}}{s} + \frac{1}{sC_R} \left(I_s - \frac{I_1}{s} \right) = 0 \quad (3.2.17)$$

onde $C_d = \frac{2C_R}{3}$

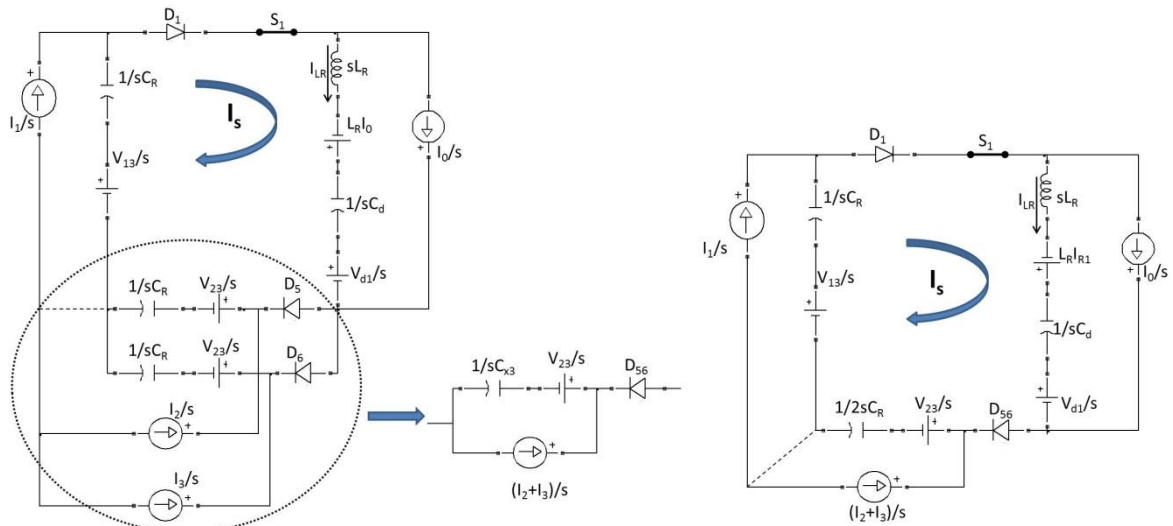
$$I_s = \frac{(V_{13} - V_{23} - V_{d1})}{L_R} \left(\frac{1}{s^2 + w_{x3}^2} \right) + (I_0 + I_{R1}) \left[\frac{s}{(s^2 + w_{x3}^2)} \right] + \frac{1}{L_R C_R} \left(I_1 - \frac{(I_2 + I_3)}{2} + \frac{3}{2} I_0 \right) \left[\frac{1}{s(s^2 + w_{x3}^2)} \right] \quad (3.2.18)$$

onde: $w_{x3} = \frac{1}{\sqrt{L_R C_{x3}}}$ e $C_{x3} = \frac{2C_d C_R}{(2C_R + 3C_d)} = \frac{1}{3C_R}$

No domínio do tempo, a corrente na malha vale:

$$i_s(t) = (I_0 + I_{R1}) \cos(\omega_{x3}t) + \frac{(V_{13} - V_{23} - V_{d1})}{L_R} \text{sen}(\omega_{x3}t) + \frac{1}{L_R C_R} \left(I_1 - \frac{I_2}{2} - \frac{I_3}{2} + \frac{3}{2} I_0 \right) (1 - \cos(\omega_{x3}t)) \quad (3.2.19)$$

Figura 37 - Circuito equivalente etapa 4 Buck.



Fonte: Produção do próprio autor.

Esta etapa dura até que os capacitores C_R tenham as suas tensões anuladas.

3.2.3.5 Equações Etapa 5

Esta etapa é idêntica à anterior exceto pelo fato de que os capacitores estão descarregados. Assim, as condições iniciais são dadas pela equação (3.2.20).

$$V_{C_{R1}} = V_{C_{R2}} = V_{C_{R3}} = 0; I_{L_R} = I_{R2}; V_{C_d} = V_{d2} \quad (3.2.20)$$

Ainda,

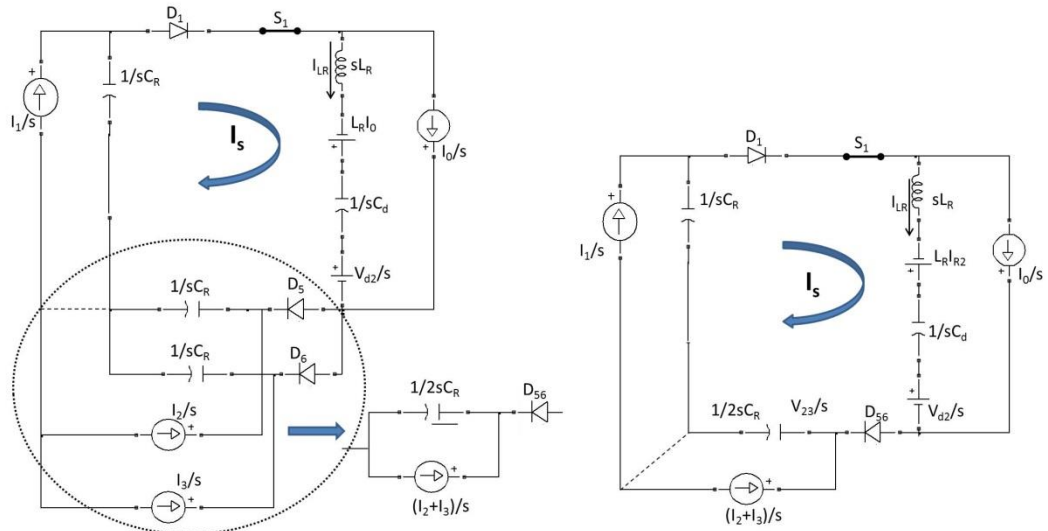
$$V_{13} = V_{23} = V_{33} = 0 \text{ e } V_{d1} = V_{d2}; I_{R1} = I_{R2} \quad (3.2.21)$$

Logo:

$$i_s(t) = (I_0 + I_{R2}) \cos(\omega_{x3}t) - \frac{V_{d2}}{L_R} \text{sen}(\omega_{x3}t) + \frac{1}{L_R C_R} \left(I_1 - \frac{I_2}{2} - \frac{I_3}{2} + \frac{3}{2} I_0 \right) (1 - \cos(\omega_{x3}t)) \quad (3.2.22)$$

A Figura 38 representa esta etapa.

Figura 38 - Circuito equivalente etapa 5 Buck.



Fonte: Produção do próprio autor.

Quando a corrente I_s atinge zero, esta etapa chega ao fim.

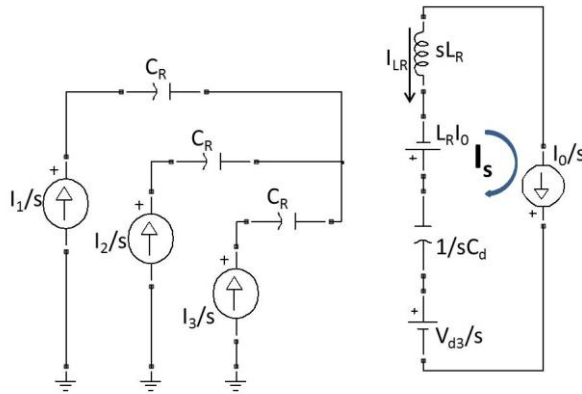
3.2.3.6 Equações Etapa 6

Para finalizar, é apresentado o circuito equivalente da última etapa de operação – Figura 39. Como citado, esta etapa na verdade é o início da etapa 1.

Os capacitores estão inicialmente descarregados, e assim as condições iniciais são dadas por (3.2.23).

$$V_{C_{R1}} = V_{C_{R2}} = V_{C_{R3}} = 0; I_{L_R} = -I_0 \quad (3.2.23)$$

Figura 39 - Circuito equivalente etapa 6 Buck.



Fonte: Produção do próprio autor.

Para cada fase é válida a seguinte equação:

$$V_{C_R}(s) = \frac{1}{sC_R} I_{C_R} \quad (3.2.24)$$

Ainda:

$$V_{C_d} = \frac{I_{LR}}{sC_d} + \frac{V_{d3}}{s} \quad (3.2.25)$$

No domínio do tempo:

$$v_{C_d}(t) = V_{d3} - \frac{I_0}{C_d} t \quad (3.2.26)$$

Com as equações apresentadas, é possível serem determinadas as grandezas elétricas nos elementos do circuito, para qualquer instante de tempo.

3.2.4 Operação em modo de condução descontínuo

Para que o conversor opere em modo de condução descontínuo e assim seja garantido que a tensão no capacitor de entrada carregue e descarregue em um período de chaveamento, tem-se, para o período de chaveamento T_s , a seguinte expressão:

$$T_s \geq t_{on} + t_{off} \quad (3.2.27)$$

Onde t_{on} é o tempo ligado da chave controlada e t_{off} o tempo desligado da mesma.

Como citado, t_{on} é valor mínimo para o tempo ligado da chave controlada, para garantir o chaveamento com corrente nula ao desligar o IGBT (operação em ZCS). Este valor corresponde à metade do período de ressonância, dado pela equação (3.2.28).

$$t_{on} = \frac{1}{2f_0} \quad (3.2.28)$$

Onde a frequência de ressonância é dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC}} \quad (3.2.29)$$

Substituindo as grandezas na equação (3.2.27) tem-se a equação (3.2.30):

$$\frac{1}{f_s} \geq \frac{1}{2f_0} + t_{off} \quad (3.2.30)$$

Alguns autores normalizam as grandezas do circuito do conversor quando se trata de conversores ressonantes, tal como feito em [119]. Multiplicando-se a equação (3.2.30) pela frequência angular de ressonância $2\pi f_0$, obtém-se a equação (3.2.31).

$$\frac{2\pi f_0}{f_s} \geq \pi + t_{off} 2\pi f_0 \quad (3.2.31)$$

A equação (3.2.32) é obtida ao fazer $\alpha = t_{off} 2\pi f_0$ na equação (3.2.31).

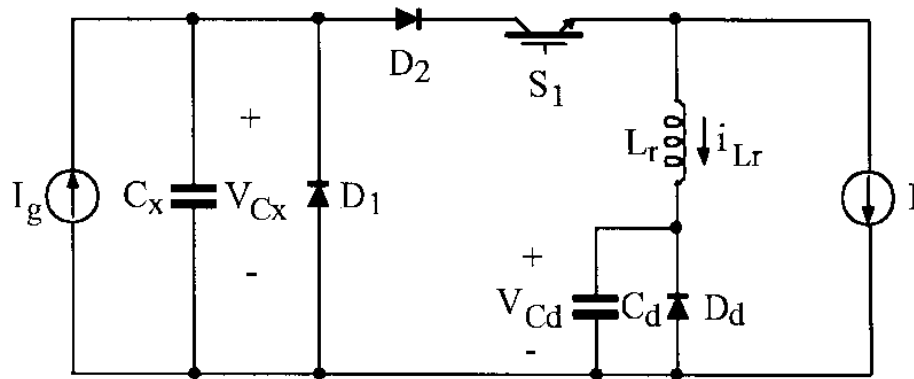
$$f_0 \approx f_s(\alpha + \pi)/2\pi \quad (3.2.32)$$

Assim, α é o tempo desligado normalizado, sendo que seu valor é medido em radianos.

3.2.5 Projeto de um conversor *Buck*-ressonante

Para o desenvolvimento das equações de projeto do conversor, é feita a análise do circuito equivalente monofásico da Figura 24, considerando-se a operação no instante de tempo $\omega t = \pi/2$. Neste instante a tensão na fase 1 é máxima e as tensões nas fases 2 e 3 são negativas e iguais em módulo. A corrente da fase 1 também está em seu valor máximo, e é representada pela fonte de corrente I_g . A corrente de saída é representada pela fonte de corrente I . A Figura 40 apresenta o equivalente monofásico do conversor trifásico para este ponto de operação.

Figura 40 - Equivalente monofásico *Buck*-ressonante.



Fonte: [119].

O capacitor C_x é o equivalente série entre C_{R1} e o paralelo de C_{R2} com C_{R3} , uma vez que neste ponto de operação C_{R1} e C_{R2} respondem igualmente.

Para uma frequência de chaveamento f_s escolhida, uma tensão de entrada V_e e tensão de saída V , a tensão de pico de entrada normalizada é definida pela equação (3.2.33).

$$M_g = \frac{V_g}{V} = \frac{3 V_e}{2 V} \quad (3.2.33)$$

O tempo desligado normalizado, α , é a variável de controle deste retificador. O tempo ligado, t_{on} , como já citado anteriormente, deve ser constante para toda operação. Assim, t_{on} é mantido invariável e t_{off} é controlado.

Analogamente à equação (3.2.4), pode-se escrever para o capacitor C_x do circuito equivalente monofásico:

$$v_{C_x}(t) = \frac{I_g}{C_x} t \quad (3.2.34)$$

Sabe-se que o valor de pico do capacitor ressonante é o dobro da tensão de entrada (pico/fase), pois o valor médio da tensão do capacitor, em um período de chaveamento, equivale à tensão de entrada. Além disso, este valor é atingido ao final de t_{off} . Assim,

$$v_{C_x}(t) = \frac{I_g}{C_x} t \Rightarrow 2V_g = \frac{I_g}{C_x} t_{off} \quad (3.2.35)$$

Multiplicando-se (3.2.35) por $2\pi f_0$ obtém-se (3.2.36).

$$\sqrt{\frac{C_x}{L}} \frac{2V_g}{I_g} = \alpha \quad (3.2.36)$$

Fazendo

$$R_0 = \sqrt{\frac{L}{C_x}} \quad (3.2.37)$$

Obtém-se:

$$\frac{2V_g}{R_0 I_g} = \alpha \quad (3.2.38)$$

Normalizando-se a equação (3.2.38) em função de V , é possível escrever a equação.

$$2M_g = \alpha J_g \quad (3.2.39)$$

Assim, selecionando-se o valor de α e com o valor calculado de M_g , J_g pode ser obtido.

Onde

$$J_g = \frac{R_0 I_g}{V} \quad (3.2.40)$$

Para um valor de f_s escolhido, calcula-se o valor de f_0 . Com f_0 e R_0 calculados obtêm-se os valores de L_R e C_x que satisfaçam às equações apresentadas.

Além disso,

$$C_r = \frac{3}{2} C_x \quad (3.2.41)$$

O valor de C_d é sugerido por [119] como igual a C_x .

$$C_d = C_x \quad (3.2.42)$$

3.2.5.1 Análise sensitiva dos parâmetros do conversor

Os valores de capacitância e indutância dos capacitores e indutores ressonantes, respectivamente, podem variar com as condições operacionais, o que pode afetar diretamente a resistência de ressonância R_0 e a frequência de ressonância f_0 , previamente apresentadas nas equações (3.2.32) e (3.2.37). Para que as características de ressonância sejam mantidas, apesar dessas variações, alguns ajustes devem ser implementados. O efeito de uma variação de $\pm 10\%$ nestes elementos é mostrado na Tabela 2.

Tabela 3 - Efeito da variação dos valores dos elementos ressonantes nas propriedades ressonantes.

L_R	C_R	R_0	f_0	t_{on}
+10%	+10%	=	-10%	+10%
-10%	-10%	=	+10%	-10%
-10%	+10%	$\approx -10\%$	=	\cong
+10%	-10%	$\approx +10\%$	=	=

Fonte: Produção do próprio autor.

Como se pode observar, quando a capacitância e a indutância variam de +10% ou -10%, o efeito direto é no valor de t_{on} . Apesar das variações em L_R e C_R , para garantir a ressonância, é recomendado utilizar um valor de tempo ligado da chave (T_{on}) 10% maior que o valor teórico t_{on} ; sua utilização evita a operação inadequada mesmo que haja um acréscimo no valor da indutância ou da capacitância. Se a equação (3.2.43) for satisfeita, os resultados se mantêm de acordo com o esperado.

$$T_{on} \geq 1,1t_{on} \quad (3.2.43)$$

Se as variações em L_R e C_d não forem na mesma direção, por exemplo L_R varie +10% e C_r varie -10%, ou caso contrário, o efeito direto é na resistência de ressonância R_0 . Como o valor de t_{on} é mantido constante em toda faixa de operação, para ajustar o conversor ao novo ponto de operação, a frequência de chaveamento f_s deve ser alterada. Esta modificação em f_s pode ser executada por alguma técnica de controle de rastreamento de máxima potência.

3.2.5.2 Análise do conversor *Buck* para operação em diferentes velocidades de vento

Como apresentado anteriormente, no que se refere ao *buck*-ressonante, a contribuição desta tese é a sua aplicação em um sistema de conversão de energia eólioelétrica.

Para um sistema de conversão cuja velocidade seja variável, o conversor eletrônico de potência deve atuar para adequar a geração ao barramento CC (no caso de uma retificação). No caso de uma variação de vento para uma turbina cuja operação seja limitada entre 12 m/s e 3m/s, a variação na tensão gerada (que é proporcional ao vento), sofre uma redução de $\frac{1}{4}$ entre os valores máximo e mínimo. A potência por sua vez, proporcional ao cubo da velocidade do vento, reduz-se de $\frac{1}{64}$.

No caso do *buck*-ressonante ser o conversor compondo o *WECS* é garantido que ele opere tanto para a condição máxima de velocidade do vento, que é a condição nominal de projeto, quanto para a mínima velocidade de vento, desde que o valor de t_{on} seja mantido constante em toda a faixa de operação e que a Equação (3.2.32) seja satisfeita em todo ponto de operação.

Tendo-se utilizado as equações apresentadas anteriormente podem-se definir os valores de L_R e C_R (dados por f_0 e R_0) para a operação em condição nominal do conversor. Para esta condição há os valores definidos/calculados das variáveis f_s , α , J_g , M_g , I_g que atendem ao critério estabelecido pela Equação (3.2.32). Quando a condição de operação do conversor muda, pela variação da velocidade do vento e conseqüente variação da tensão e da potência do gerador, as variáveis f_s , α , J_g , M_g , I_g irão assumir valores diferentes, de forma a manter a Equação (3.2.32) válida. De fato, uma redução de $\frac{1}{4}$ na velocidade do vento, reduz a tensão em $\frac{1}{4}$ e para a mesma tensão de saída V , o valor de M_g também reduz-se em $\frac{1}{4}$, como pode ser visto na Equação (3.2.44).

$$M_{g,novo} = \frac{V_{g,novo}}{V} = \frac{3 V_{e,novo}}{2 V} = \frac{3 (V_e/4)}{2 V} = \frac{M_g}{4} \quad (3.2.44)$$

Deve-se observar que o novo valor de M_g também deve ser superior a 1, para garantir operação abaixadora (*buck*).

A mesma análise é feita para as variáveis f_s , α , J_g , M_g , I_g . Ao final, a Equação (3.2.32) é validada para o novo ponto de operação. Assim:

$$J_{g,novo} = \frac{R_0 I_{g,novo}}{V} = \frac{R_0 \left(\frac{I_{g,novo}}{16} \right)}{V} \Rightarrow J_{g,novo} = \frac{1}{16} J_g \quad (3.2.45)$$

Da Equação (3.2.39), obtém-se o novo valor de α .

$$\alpha_{novo} = \frac{2M_{g,novo}}{J_{g,novo}} = \frac{2 \left(\frac{M_g}{4} \right)}{\left(\frac{J_{g,novo}}{16} \right)} \Rightarrow \alpha_{novo} = 4\alpha \quad (3.2.46)$$

Para manter a Equação (3.2.32) válida, calcula-se o valor da frequência de chaveamento que deve ser empregada neste ponto de operação.

$$f_{s,novo} = \frac{f_0 2\pi}{(\alpha_{novo} + \pi)} \Rightarrow f_{s,novo} = \frac{f_0 2\pi}{(4\alpha + \pi)} \quad (3.2.47)$$

Nota-se pela Equação (3.2.47) que a nova frequência de chaveamento, decorrente da redução de $\frac{1}{4}$ da velocidade do vento, é também reduzida, o que traz vantagens por ser um termo a mais de redução das perdas impostas pela frequência de chaveamento (além das reduções de tensão e corrente na comutação). Como o tempo ligado da chave controlada deve ser mantido constante, ao variar-se a frequência de chaveamento o valor da razão cíclica equivalente também é alterado, podendo o novo valor de d ser calculado segundo a Equação (3.2.48).

$$d_{novo} = t_{on} f_{s,novo} \quad (3.2.48)$$

Generalizando-se os resultados apresentados nas Equações (3.2.44) a (3.2.47):

$$M_{g,novo} = \frac{M_g}{r} \quad (3.2.49)$$

$$J_{g,novo} = \frac{1}{r^2} J_g \quad (3.2.50)$$

$$\alpha_{novo} = r\alpha \quad (3.2.51)$$

$$f_{s,novo} = \frac{f_0 2\pi}{(r\alpha + \pi)} \quad (3.2.52)$$

Onde $r = \frac{v_{ventonominal}}{v_{vento,em\ operação}}$ é o fator de redução da velocidade do vento para o ponto de operação, em relação ao valor nominal.

Conclui-se que para que o conversor opere em ampla faixa de velocidade do vento, apenas devem-se variar a frequência de chaveamento e a razão cíclica, o que pode facilmente ser implementado por um método de controle que ajuste f_s e d em função da velocidade do vento (ou, como usual, variáveis modificadas a partir dele, como a potência). Um algoritmo de rastreamento da potência permite esse controle de f_s e d como será explicado posteriormente.

Deve-se, portanto, ter o cuidado de definir os valores de α e f_s de forma a projetar o conversor para que este opere em toda faixa de velocidade do conjunto turbina-gerador, levando em consideração a tensão de saída menor que a tensão de entrada, e os valores máximo e mínimo de tensão e corrente de entrada a que este conversor será submetido. Atendendo às equações desenvolvidas, este conversor opera em qualquer velocidade do vento, com as características apresentadas anteriormente: alto fator de potência e baixo conteúdo harmônico.

3.2.5.3 Projeto do conversor *Buck*-ressonante de 1,2kW

Utilizando-se as equações apresentadas anteriormente para o *buck* (página 80), foi projetado um conversor de 1,2 kW cuja tensão eficaz de entrada de linha varia de 220 V (valor nominal) a 110 V (acompanhando as variações de velocidade do vento de 12 m/s a 6 m/s) com frequências de 40 Hz e 20 Hz, respectivamente. A tensão de saída escolhida foi de 60 V, pois o conversor *buck*-ressonante não funciona se M_g for menor que 1. A frequência de chaveamento, para este conversor, varia em função das tensões de entrada/saída, mantendo-se, entretanto, o tempo ligado da chave (t_{on}), constante.

Utilizando-se as especificações apresentadas, obtiveram-se os valores calculados para os componentes, cujos resultados são apresentados na Tabela 4.

Tabela 4 - Especificações do conversor *buck*-ressonante.

t_{on}	f_o	f_s - para 40 Hz	f_s - para 20 Hz	L_R	C_d	C_R
12 μ s	43,15kHz	10,65kHz	5,63kHz	20 μ H	0,68 μ F	1 μ F

Fonte: Produção do próprio autor.

Note-se que, como citado anteriormente, a frequência de chaveamento foi reduzida de 10,65kHz na operação nominal, para 5,63 kHz, na velocidade reduzida à metade da nominal.

Para serem calculados os estresses de tensão e corrente dos componentes que devem ser utilizados no projeto físico do conversor de 1,2 kW são utilizadas as equações apresentadas anteriormente, considerando-se o pior caso, qual seja, a operação em condições nominais. Assim, os valores calculados para esta aplicação são apresentados na Tabela 5.

Tabela 5 - Esforços nos dispositivos do conversor *buck*-ressonante.

	Diodos Ponte	Diodo D_d	Indutores L_R	Indutores L_F	Chave	Capacitor C_d	Capacitores C_R
V (V)	635	450	-	-	635	450	360
I_{ef} (A)	9,6	17	23,5	21	19	16	13
I_{pico} (A)	87	21	65	20	85	67	83

Fonte: Produção do próprio autor.

Com os conversores já projetados, seus comportamentos são analisados por simulação no capítulo 4, e também em protótipos, cujos resultados estão no capítulo 5.

Capítulo 4: Simulação dos Conversores Propostos

Para o estudo de sistemas de geração eólioelétrica, é desejável que se tenha um modelo que represente os elementos que o compõem. Tendo cada elemento adequadamente representado, podem-se realizar estudos que prevêm o seu comportamento como um todo, sem a necessidade de o construir fisicamente para obter os resultados esperados. Com isto, podem-se verificar eventuais falhas, antes mesmo que ele seja implementado de fato, bem como dimensionar dispositivos de segurança, trazendo uma maior compreensão e uma maior eficiência dos equipamentos do sistema.

Neste capítulo, inicialmente, será exposto o diagrama de blocos utilizados na simulação do sistema de conversão de energia eólioelétrica, englobando cada elemento que compõe o WECS. A plataforma de simulação utilizada foi o MATLAB/SIMULINK[®].

Em seguida serão apresentados os projetos dos conversores apresentados anteriormente, o SEPIC 3ϕ e o *Buck*-ressonante, respectivamente, e para cada projeto será apresentada a simulação do conversor e seus respectivos resultados.

Para o estudo por simulação optou-se por utilizar um sistema eólioelétrico completo, que possibilitasse verificar o comportamento dos conversores, inclusive sob variação de vento. Além da característica do vento operante, a obtenção da energia em um WECS depende também da estratégia de controle utilizada no sistema. Para a obtenção da máxima potência foi utilizada a técnica Perturba e Observa.

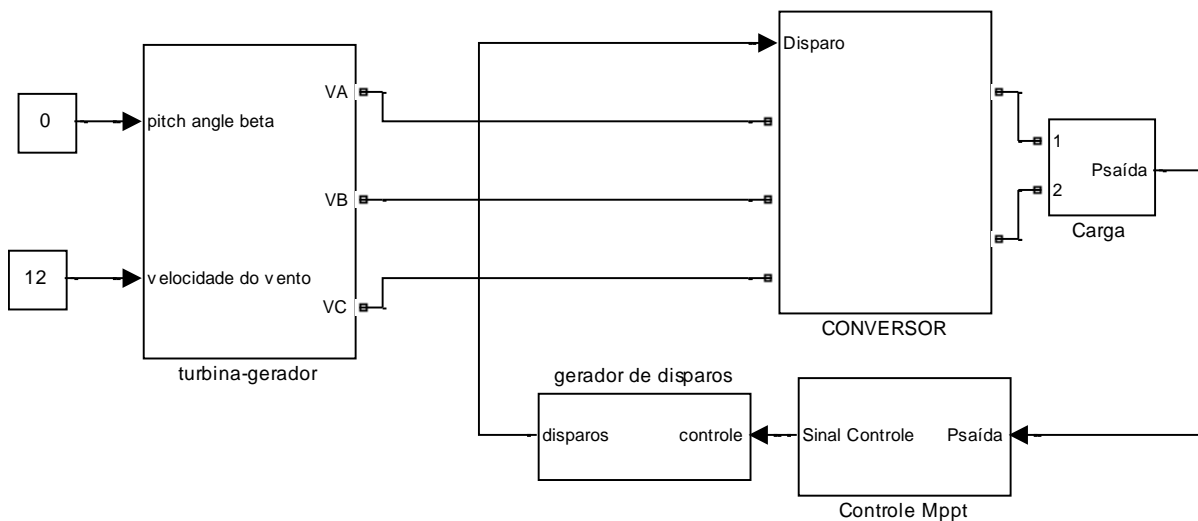
No apêndice 1 é feita uma explicação mais detalhada da técnica empregada em cada um dos conversores estudados.

4.1 Diagrama de blocos do sistema de conversão de energia eólioelétrica

A Figura 41 mostra o diagrama de blocos utilizado na plataforma MATLAB/SIMULINK para a simulação dos conversores. Cada bloco tem a sua descrição detalhada no apêndice 1.

O diagrama de blocos apresenta o sistema de conversão de energia eólioelétrica com o controle *mppt* atuando para garantir a operação no ponto de máxima potência. Nesta situação, o sinal de comando é gerado pelo controle de máxima potência (*mppt*).

Figura 41 - Diagrama de blocos de simulação do sistema de conversão de energia eólioelétrica com controle *mppt*.



Fonte: Produção do próprio autor.

A seguir serão apresentadas as simulações de cada um dos conversores e as respectivas análises.

O gerador síncrono trifásico utilizado na simulação – conforme apêndice 1 – possui os seguintes dados de placa - Tabela 6.

Tabela 6 - Dados de placa do gerador síncrono utilizado na simulação.

Potência	Tensão	Pares de polos	Frequência	v_{vento}
1 kW (SEPIC) 1,2 kW (<i>Buck</i>)	220 V	15	40 Hz	12 m/s

Fonte: Produção do próprio autor.

Foram realizadas simulações para os valores apresentados na Tabela 7, a seguir. Serão apresentados os resultados de simulação para 6 m/s e 12 m/s (nominal). Outras velocidades serão apresentadas na simulação com variação do vento.

Tabela 7 - Pontos de operação do gerador.

Velocidade do vento (m/s)	Tensão de alimentação (V) - pico/fase	Frequência da Tensão Gerada (Hz)	Máxima Potência SEPIC (W)	Máxima Potência <i>Buck</i> (W)
6	90	20	125	150
7,2	108	24	216	259
8,4	136	28	343	411
9,6	144	32	512	614
10,8	162	36	729	875
12	180	40	1000	1200

Fonte: Produção do próprio autor.

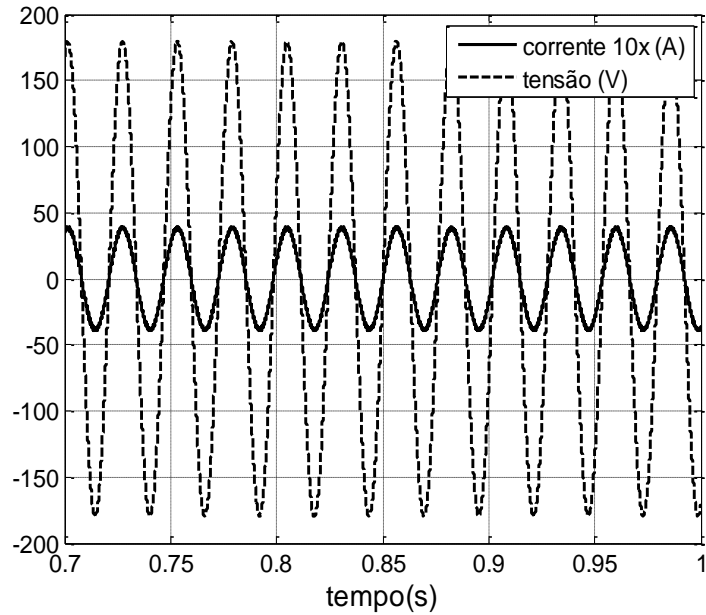
4.2 Simulação do conversor SEPIC 3 ϕ

Como afirmado anteriormente, o sistema de conversão de energia eólioelétrica com o conversor SEPIC3 ϕ , representado na Figura 11, foi implementado na plataforma de simulação MATLAB/SIMULINK[®], conforme Figura 41. Os valores dos dispositivos que compõem o conversor foram apresentados na Tabela 1, página 62. Os resultados de simulação são apresentados a seguir.

4.2.1 Resultados de Simulação do conversor SEPIC 3 ϕ sem variação do vento

Para a velocidade de 12 m/s ($f= 40$ Hz, $V_e=180$ V e $P=1000$ W), a tensão interna gerada da fase 1 e a respectiva corrente do GSIP são mostradas na Figura 42. A resposta das outras fases é semelhante, uma vez que o sistema é equilibrado.

Figura 42 - Tensão e corrente na fase 1 no GSIP para 40 Hz - SEPIC.

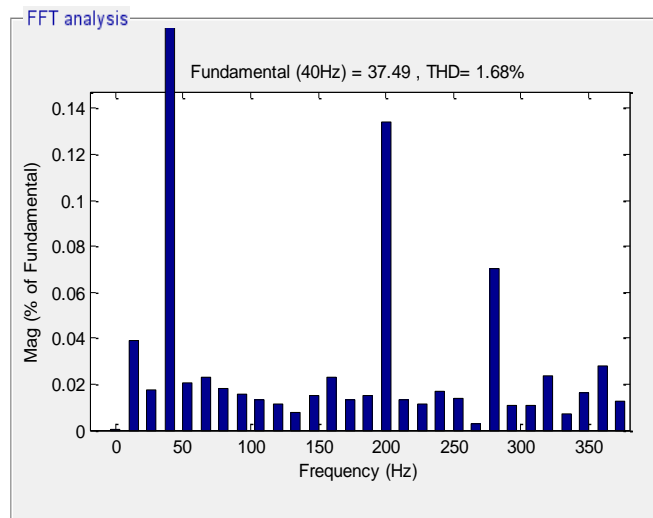


Fonte: Produção do próprio autor.

Pode-se observar a forma de onda da corrente senoidal em fase com a tensão, confirmando a operação do conversor com alto fator de potência.

O software utilizado permite calcular o valor da distorção harmônica total (*THD*) de tensão e/ou corrente e também calcular o valor do fator de potência através da ferramenta *Powergui*. Os valores de distorção de corrente em relação à fundamental para este ponto de operação é apresentado na Figura 43.

Figura 43 - Distorção harmônica da corrente de entrada do SEPIC para 40 Hz.

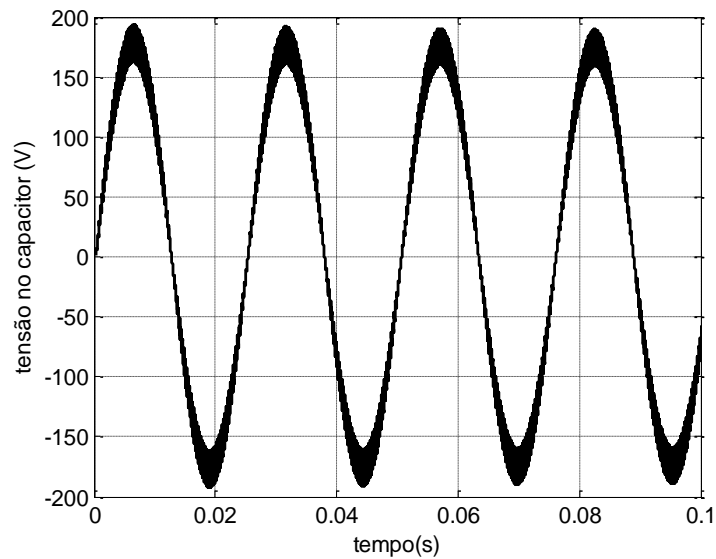


Fonte: Produção do próprio autor.

A defasagem angular entre a tensão e a corrente medida na fase 1 foi de $0,4^\circ$. Assim, o valor do fator de potência deste ponto de operação calculado é $fp= 0,9998$.

A tensão no capacitor C_1 é apresentada na Figura 44. Note que ela segue a tensão da fase 1, atingindo 180 V de pico, como esperado.

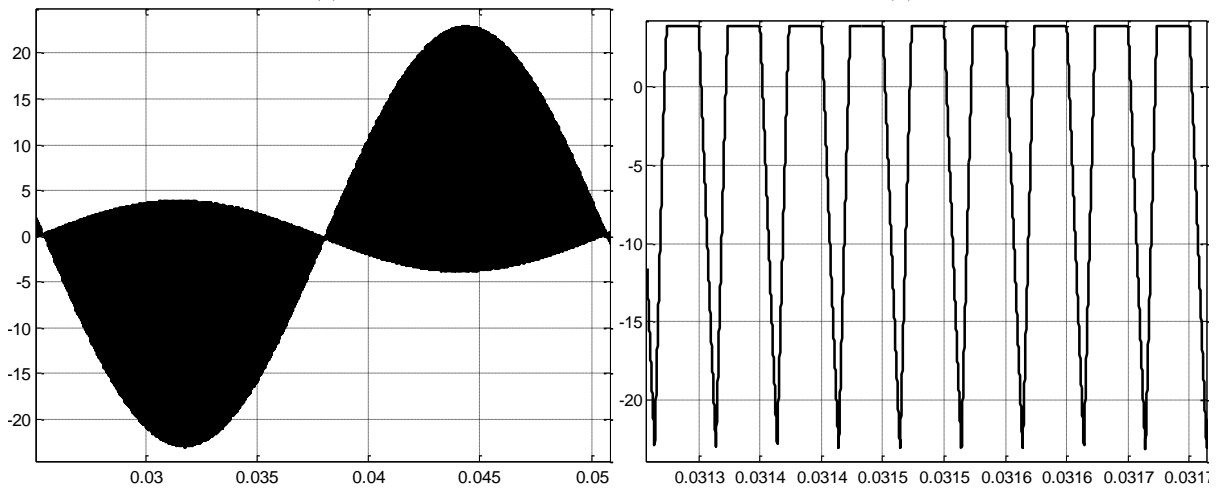
Figura 44 - Forma de onda da tensão no capacitor C_1 para 40 Hz.



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 45(a) apresenta a forma de onda da corrente no indutor L_2 . Pode-se observar o modo de condução descontínuo. A Figura 45(b) apresenta uma ampliação da Figura 45(a), de modo a visualizar com maior clareza a corrente descontínua.

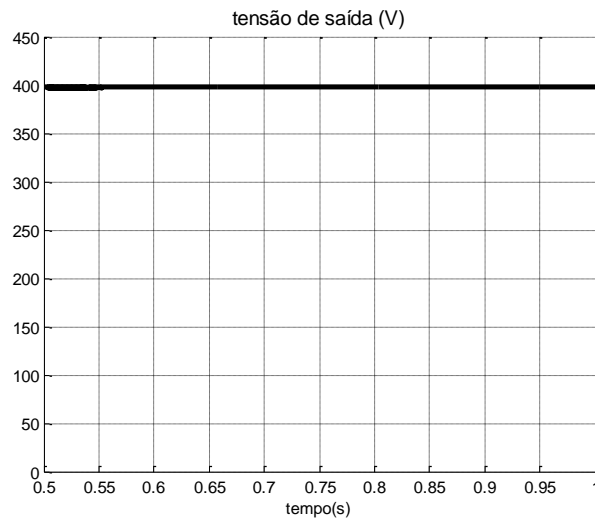
Figura 45 – Corrente no indutor L_2 (A) x tempo (s): (a) em 40 Hz; (b) alguns períodos de chaveamento.



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 46 apresenta a tensão no barramento CC. Pode-se constatar que a tensão atingiu o valor de projeto de 400 V, e é constante. Para obter a potência nominal nesta condição (1000 W), utilizou-se uma carga resistiva de 160 Ω .

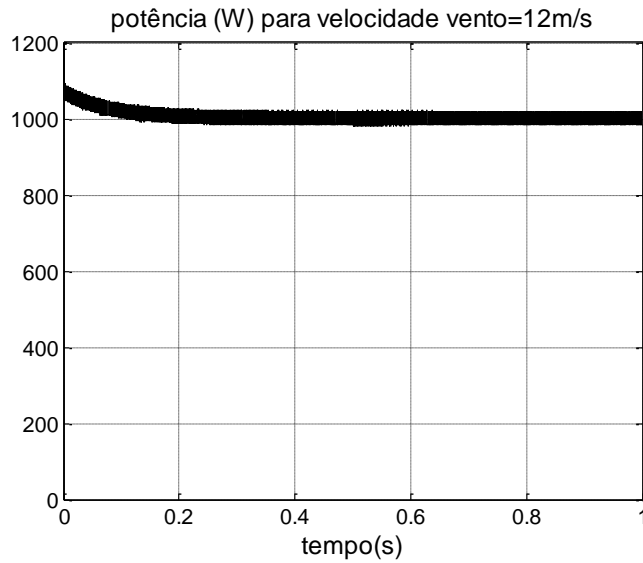
Figura 46 - Tensão de saída no barramento CC para operação do SEPIC em 40 Hz.



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 47 apresenta a potência desenvolvida. Pode-se notar que as oscilações de baixa frequência são pouco significativas, tornando a potência praticamente constante na operação, atendendo à necessidade de produzir torque com baixa oscilação.

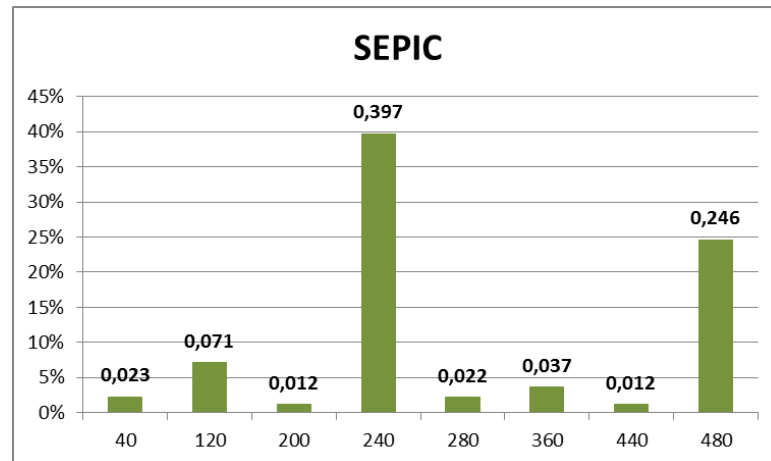
Figura 47 - Potência no gerador para operação do SEPIC em 40 Hz.



Fonte: Produção do próprio autor.

Com a ferramenta *Powergui* do Matlab foi possível mensurar a distorção de potência em relação ao nível CC obtido (1019 W); os resultados em porcentagem em relação ao nível da fundamental podem ser observados na Figura 48.

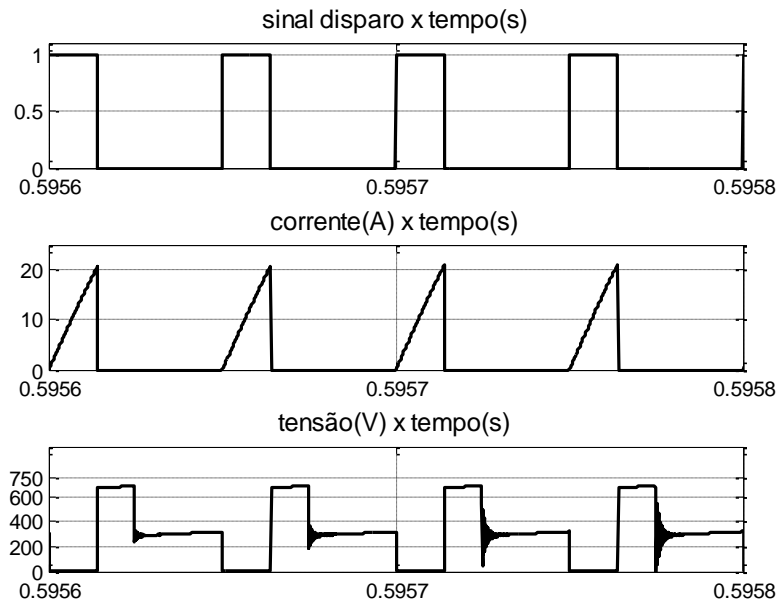
Figura 48 - Oscilações de potência (%) no gerador para operação do SEPIC em 40 Hz.



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 49 apresenta o sinal de disparo, a tensão e a corrente para um IGBT do SEPIC. As outras chaves controladas do conversor têm resposta semelhante, uma vez que o sistema é equilibrado e elas são chaveadas simultaneamente. A máxima tensão a que o IGBT fica submetido é de aproximadamente 711 V, enquanto a corrente atinge cerca de 20 A.

Figura 49 - Esforços nas chaves para operação do SEPIC em 40 Hz.



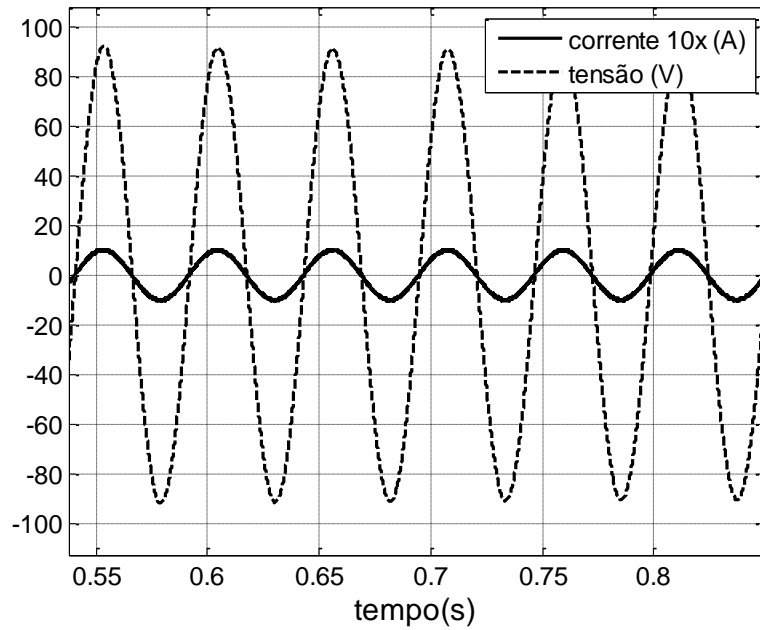
Fonte: Produção do próprio autor.

Pode-se observar o comportamento satisfatório do conversor SEPIC, uma vez que foi possível obter a tensão de saída desejada, com uma corrente de entrada em fase com a tensão gerada, obtendo-se um alto fator de potência.

Resultados semelhantes são obtidos para frequência de 20 Hz. Em 20 Hz, $V_e = 90$ V e $P = 125$ W, e a razão cíclica é de 20%.

A Figura 50 apresenta a tensão e a corrente no GSIP para a fase 1. Pode-se observar que a forma de onda da corrente não muda com a variação da frequência do gerador. A corrente permanece em fase com a tensão gerada, com baixo conteúdo harmônico, e elevado fator de potência.

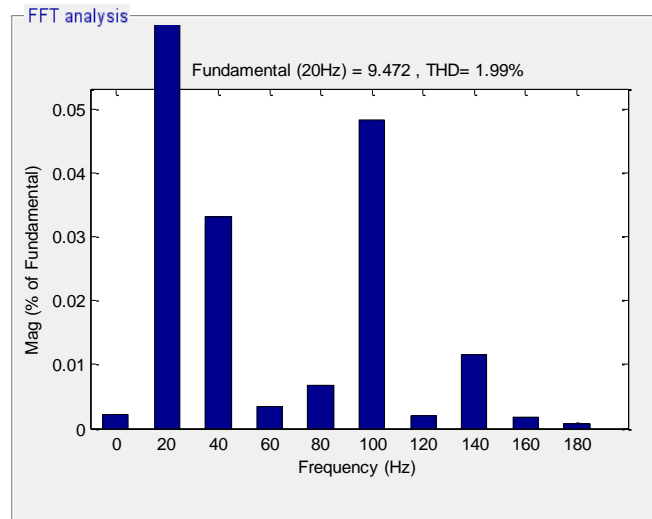
Figura 50 - Formas de onda de tensão e corrente no GSIP para 20 Hz.



Fonte: Produção do próprio autor.

Novamente, utilizando a ferramenta *Powergui*, foi possível obter o valor do *THD*. A Figura 51 apresenta o conteúdo harmônico para frequência fundamental de 20 Hz. Com o valor de *THD* e a defasagem angular, calculou-se o fator de potência: $fp=0,999$.

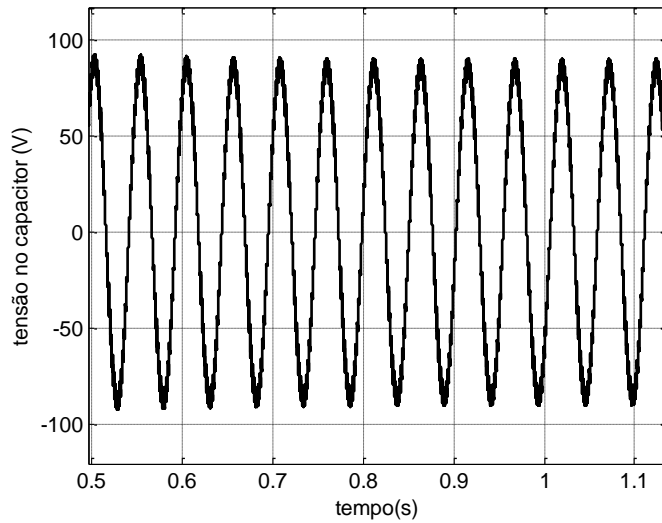
Figura 51 - Distorção harmônica da corrente de entrada do SEPIC para 20 Hz.



Fonte: Produção do próprio autor.

Em 20 Hz, a tensão do capacitor C_1 também segue a respectiva tensão de entrada (90 V de pico) - Figura 52.

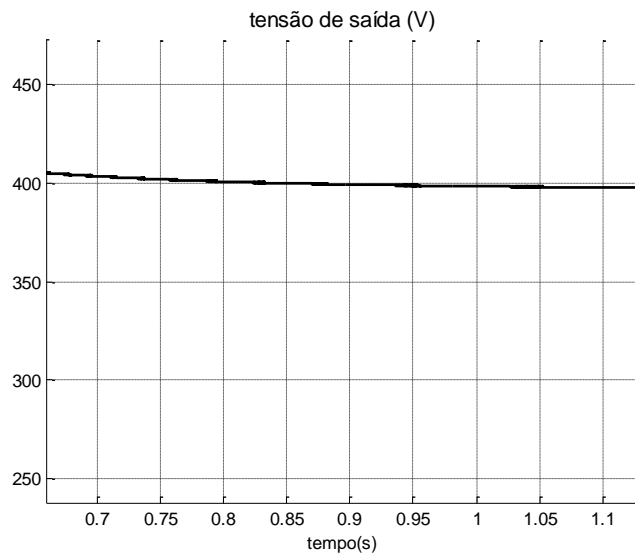
Figura 52 - Forma de onda da tensão no capacitor C_1 para 20 Hz.



Fonte: Produção do próprio autor.

Como proposto, para qualquer valor de velocidade do vento dentro da faixa de operação do WECS, o conversor deve fornecer uma tensão constante de 400 V no barramento CC. A Figura 53 atesta este comportamento do conversor. Neste caso, para que a potência fosse a máxima, para esta velocidade do vento (no caso 125 W), utilizou-se uma carga resistiva de 1280 Ω .

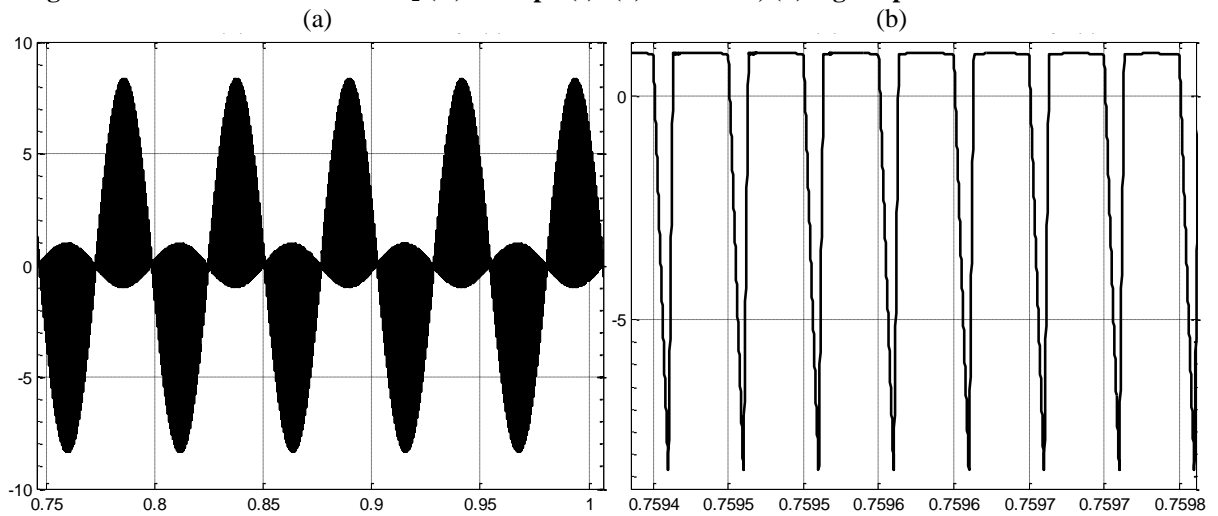
Figura 53 - Tensão de saída no barramento CC para operação do SEPIC em 20 Hz.



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 54, partes (a) e (b), apresenta a forma de onda da corrente do indutor L_2 . A condução descontínua permanece, mesmo para frequência reduzida.

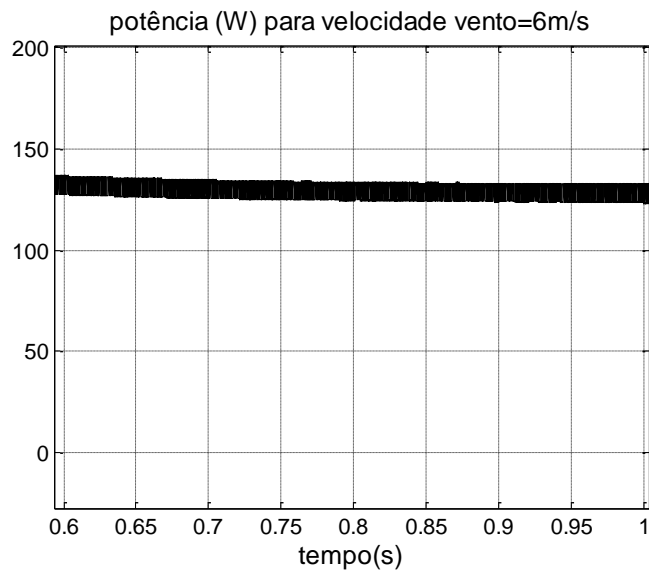
Figura 54 - Corrente no indutor L_2 (A) x tempo (s): (a) em 40 Hz; (b) alguns períodos de chaveamento.



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 55 apresenta a potência para este ponto de operação. Como no caso de 40 Hz, as oscilações de baixa frequência podem ser desconsideradas. Uma pequena oscilação de alta frequência pode ser observada devido ao *ripple* da corrente.

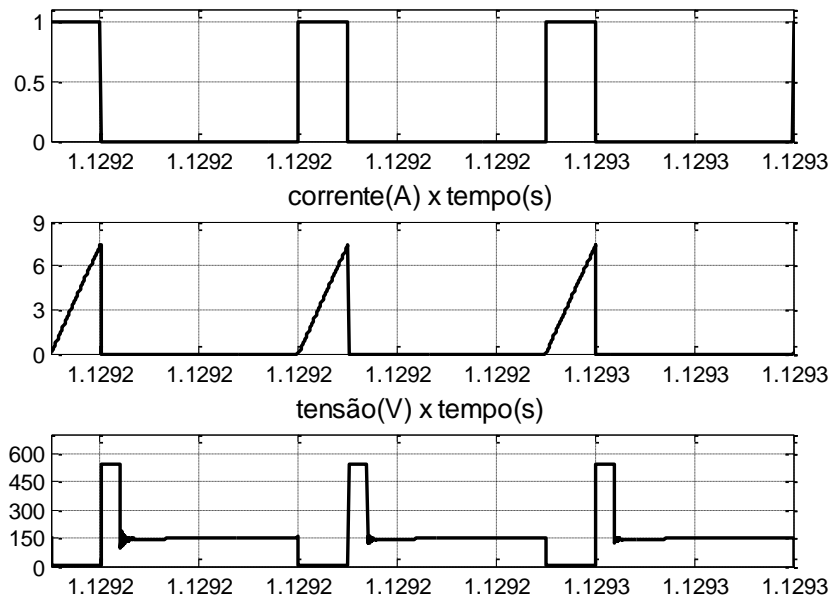
Figura 55 - Potência no gerador para operação do SEPIC em 20 Hz.



Fonte: Produção do próprio autor.

Por fim, a Figura 56 apresenta os esforços no IGBT conectado à fase 1, para a operação em 20 Hz. Neste caso, a máxima tensão é de 550 V, e a máxima corrente atinge aproximadamente 7,5 A.

Figura 56 - Esforços nas chaves para operação do SEPIC em 20 Hz.
sinal disparo x tempo(s)



Fonte: Produção do próprio autor.

A Tabela 8 apresenta um resumo de operação do SEPIC nas simulações para as velocidades de 12 m/s e 6 m/s.

Tabela 8- Resumo operação do SEPIC nas simulações.

Velocidade do vento	Fator de potência	<i>THD</i>
12 m/s	0,9998	1,68 %
6 m/s	0,999	1,99 %

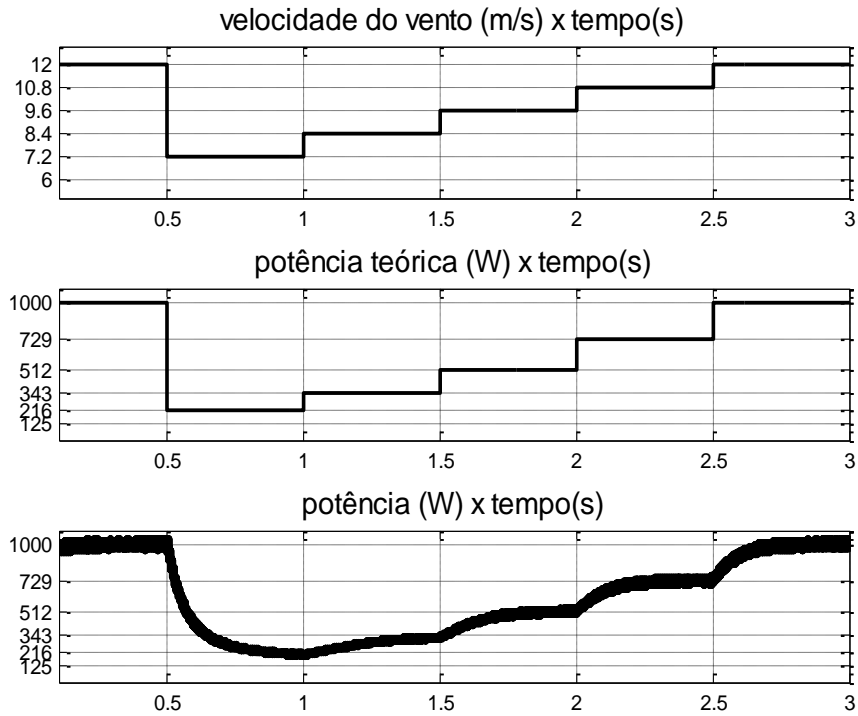
Fonte: Produção do próprio autor.

4.2.2 Resultados de Simulação do conversor SEPIC 3 ϕ com variação do vento

Para completar a análise, o sistema de conversão com o SEPIC foi simulado e submetido a variações de vento. Nesta situação a carga é considerada robusta o suficiente para manter a tensão de saída em 400 V. Para a simulação com esta variação de vento, utilizou-se como carga uma fonte de tensão de 400 V. São apresentados os valores teóricos de potência com os resultados obtidos pelo controle *mppt*.

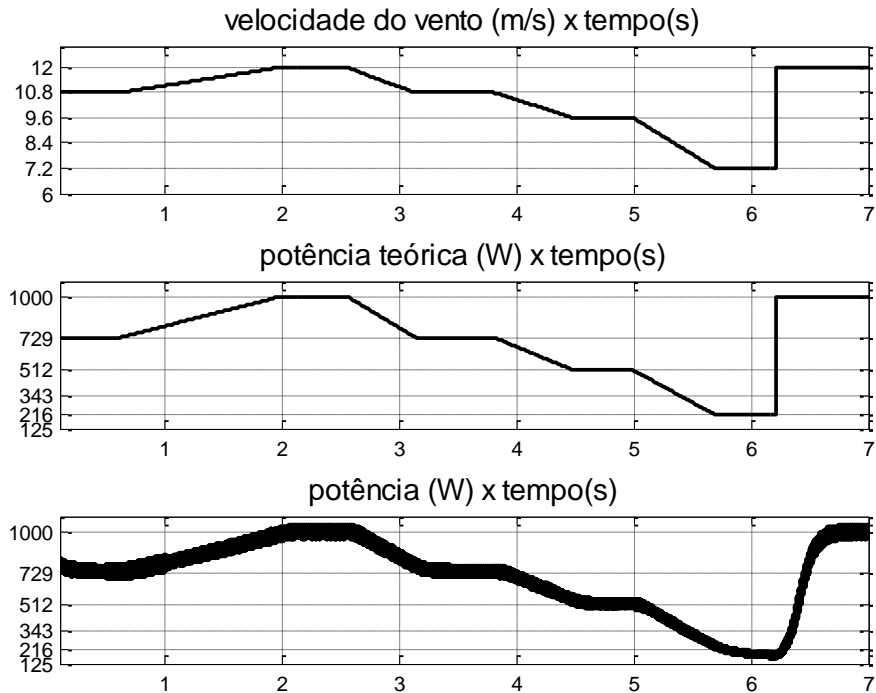
A velocidade do vento varia em degraus, como pode ser visto na Figura 57; transições mais suaves de vento como rampas são mostradas na Figura 58, e o comportamento do sistema, submetido a variações randômicas no vento, estão apresentados na Figura 59.

Figura 57 - Variação do vento em degraus, valor teórico de máxima potência e potência de saída.



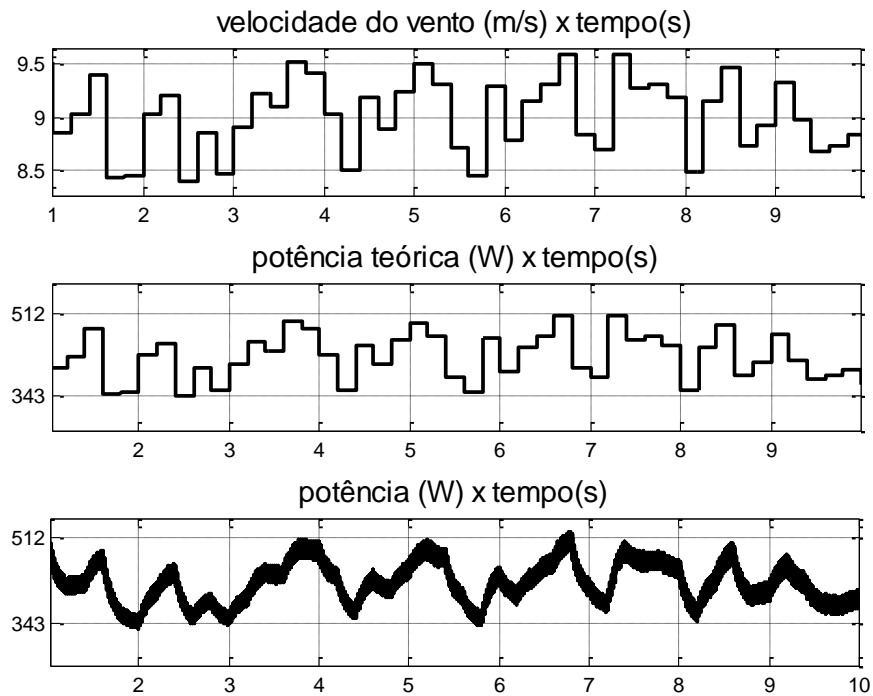
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 58 - Variação do vento em rampa, valor teórico de máxima potência e potência de saída.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 59 - Variação randômica do vento, valor teórico de máxima potência e potência de saída.



Fonte: Produção do próprio autor.

Como pode ser observado, o controle *mppt* aplicado ao sistema atinge o ponto de máxima potência para a velocidade de vento aplicada, independente do tipo de variação à qual é submetido.

Assim, conclui-se que o SEPIC opera em toda a faixa de velocidade proposta (6 m/s-12 m/s) com alto fator de potência, sem que seja necessário o controle direto da corrente do gerador. O conteúdo harmônico é baixo, pois a corrente é senoidal, fornecendo uma potência ativa com reduzidas oscilações de baixa frequência. Além disso, o conversor funciona com três IGBTs em emissor comum e com mesmo sinal de disparo, simplificando o controle do circuito para comando. As respostas, apresentadas por simulação neste Capítulo, são validadas experimentalmente no Capítulo 5.

4.3 Simulação do conversor *Buck*-Ressonante

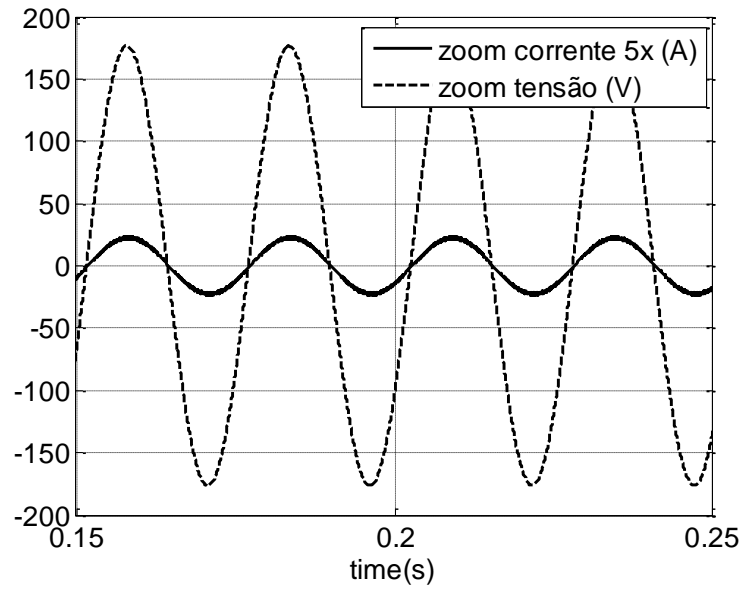
Como afirmado anteriormente, o sistema de conversão de energia eólioelétrica com o conversor *Buck*-ressonante, representado na Figura 24, foi desenvolvido na plataforma de simulação MATLAB/SIMULINK[®], conforme Figura 41.

No item a seguir, são verificados os resultados de simulação do *Buck*-Ressonante no MATLAB/SIMULINK.

4.3.1 Resultados de Simulação do conversor *Buck*-Ressonante sem variação do vento

A Figura 60 apresenta as formas de onda da tensão interna e da corrente no gerador, para velocidade nominal do vento, 12 m/s ($f=40$ Hz, $V_e=180$ V e $P=100$ W).

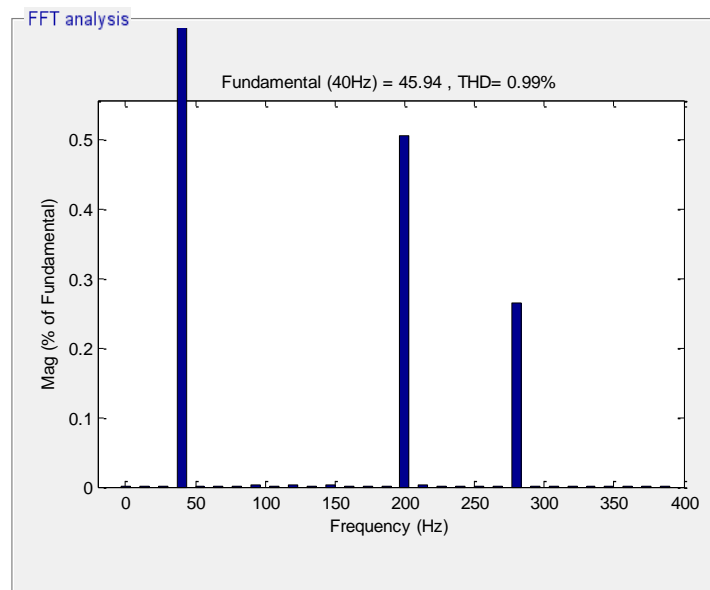
Figura 60 - Tensão e corrente na fase 1 no GSIP para 40 Hz - buck-ressonante.



Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se que a corrente do GSIP está em fase com a tensão de entrada e possui forma senoidal, apresentando qualitativamente alto fator de potência e baixo conteúdo harmônico. Com a ferramenta *Powergui*, foi possível obter o valor do *THD* de corrente para este ponto de operação. A Figura 61 apresenta a distorção para este caso com valores relativos à fundamental (40 Hz).

Figura 61 - Distorção harmônica da corrente de entrada do Buck para 40 Hz.

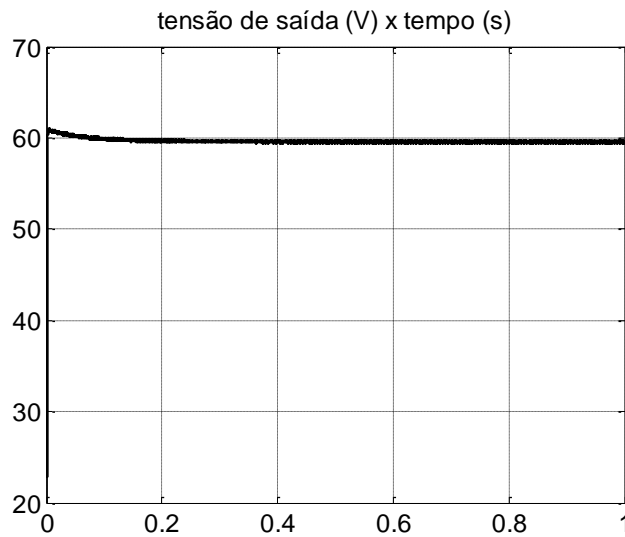


Fonte: Produção do próprio autor.

Com o valor de *THD* medido e a defasagem angular obtida, calculou-se o fator de potência $fp= 0,9975$.

O *Buck* foi projetado para uma tensão de 60 V no barramento CC de saída. Na simulação, foi possível obter este valor, o que pode ser verificado na Figura 62. Para que a potência fosse a nominal nesta condição (1200 W), utilizou-se uma carga resistiva de 3 Ω .

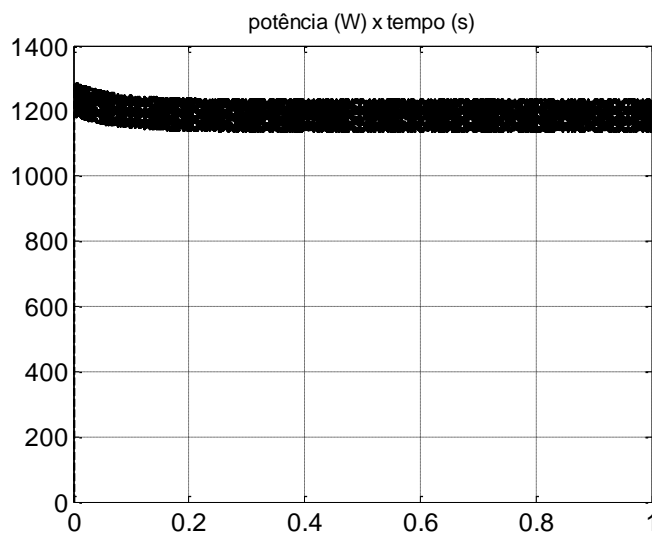
Figura 62 - Tensão de Saída para operação em 40 Hz - *buck*-ressonante.



Fonte: Produção do próprio autor.

A seguir, na Figura 63, é apresentada a potência gerada no WECS para 40 Hz.

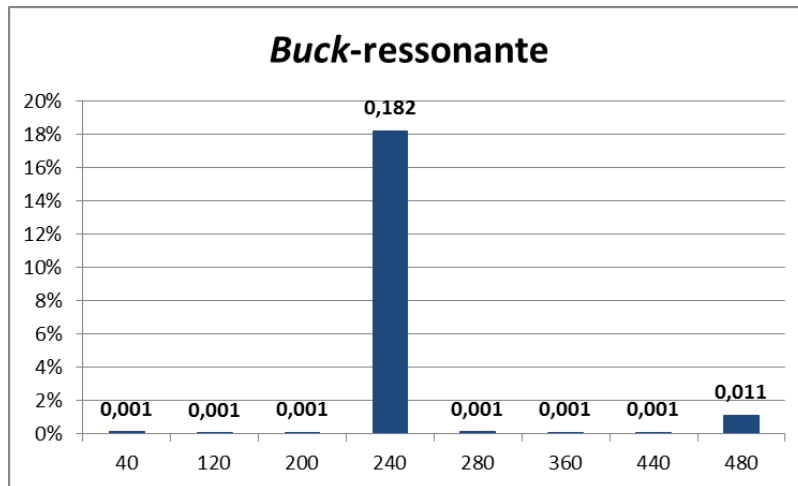
Figura 63 - Potência saída para operação em 40 Hz - *buck*-ressonante.



Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se que o valor médio da potência é de 1200 W e que as oscilações de baixa frequência são imperceptíveis. Novamente, com a ferramenta *Powergui* do Matlab foi possível mensurar a distorção de potência em relação ao nível CC obtido, no caso 1240 W; os resultados em porcentagem em relação ao nível da fundamental podem ser observados na Figura 64.

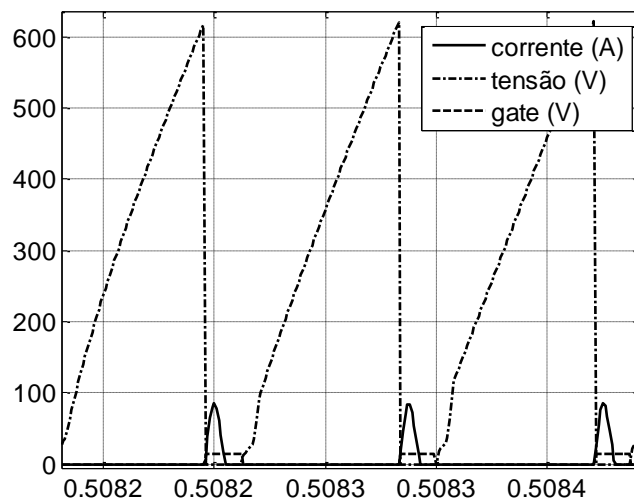
Figura 64 - Oscilação (%) da potência no gerador para operação em 40 Hz - buck-ressonante.



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 65 exibe como se comportam a tensão e a corrente na chave, bem como o seu sinal de disparo. A tensão V_{CE} na chave controlada atinge 615 V, e a corrente chega a 85 A.

Figura 65 - Esforços nas chaves para operação em 40 Hz - buck-ressonante.

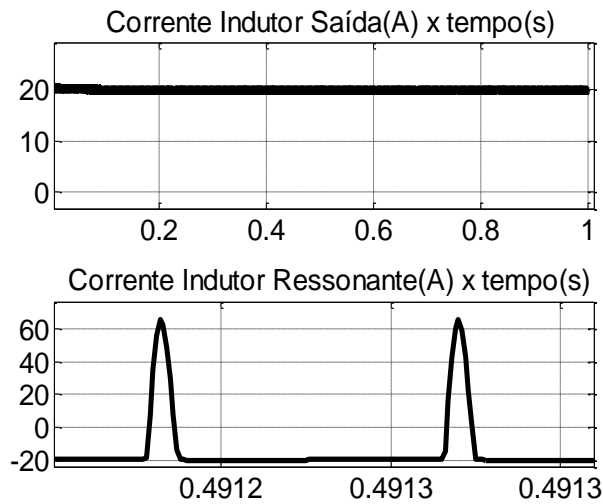


Fonte: Produção do próprio autor.

Pode-se observar que o conversor opera em ZCS, ou seja, a chave controlada é desligada com corrente nula, ocasionando perdas nulas por chaveamento devido ao bloqueio.

A Figura 66 apresenta a corrente no indutor de saída L_F , e a corrente no indutor ressonante L_R . Observa-se que a corrente no indutor ressonante possui a mesma forma da corrente na chave controlada, exceto pelo nível CC negativo de 20 A (correspondente à corrente no indutor de saída). Enquanto a corrente em L_F atinge 85 A, a corrente em L_R é de 65 A.

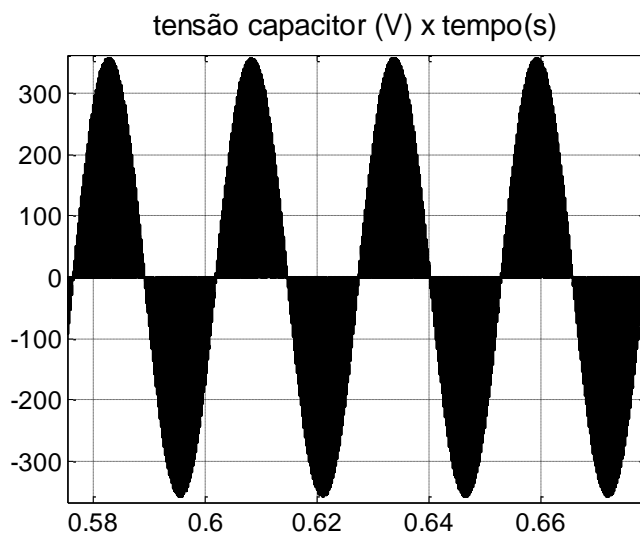
Figura 66 - Correntes: indutor de saída L_f e indutor ressonante L_R .



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 67 apresenta a tensão no capacitor ressonante C_R . Pode-se afirmar, a partir desta, que o conversor opera em modo de condução descontínuo. Nota-se que o valor de pico é o dobro da tensão de entrada (360 V no capacitor, para entrada de 180 V).

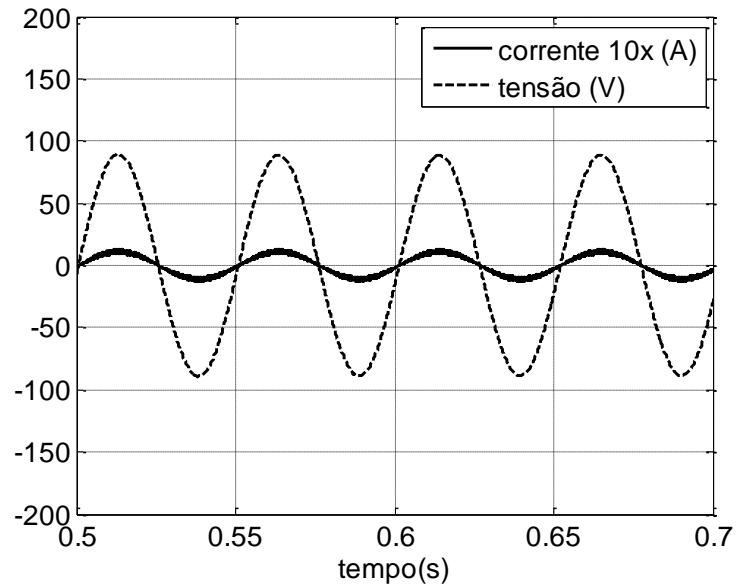
Figura 67 - Tensão no capacitor de entrada C_R .



Fonte: Produção do próprio autor.

Da mesma forma que na simulação do SEPIC 3 ϕ , foram feitas simulações para a velocidade do vento em 6 m/s, e os resultados são apresentados a seguir. Para esta situação, $V_e=90$ V, $f=20$ Hz e $P=150$ W. A frequência de chaveamento foi reduzida para 6,25 kHz. A Figura 68 apresenta os resultados da tensão e da corrente para esta situação.

Figura 68 - Tensão e corrente na fase 1 no GSIP para 20 Hz - buck-ressonante.

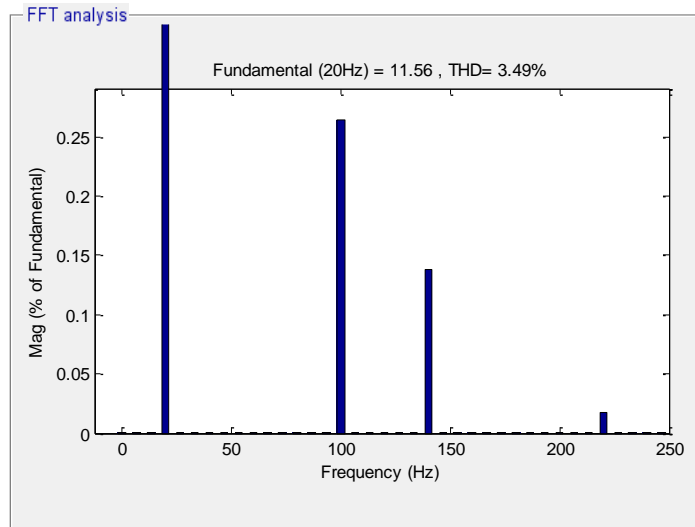


Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se que mesmo com a variação da frequência das tensões geradas no GSIP, a corrente continua em fase com a tensão, e com formato senoidal, mesmo não havendo um controle externo desta corrente. Pode-se visualizar qualitativamente o alto fator de potência e o baixo conteúdo harmônico.

Foi possível obter o valor do *THD* (utilizando a ferramenta *Powergui*) para este ponto de operação, como pode ser visto na Figura 69.

Figura 69 - Distorção harmônica da corrente de entrada do *Buck* para 20 Hz.

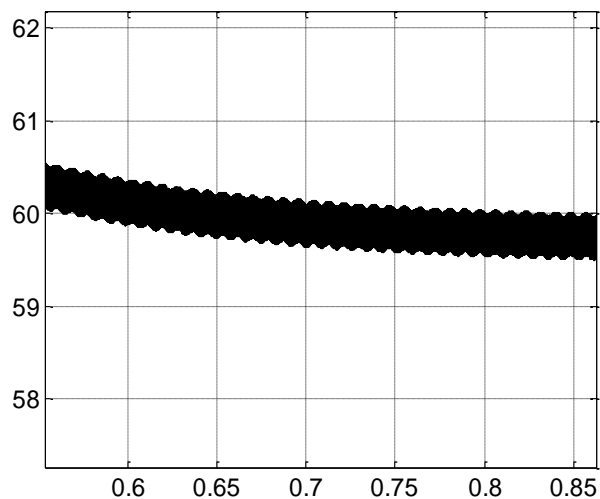


Fonte: Produção do próprio autor.

Com o valor de THD medido e a defasagem angular fornecida pela ferramenta, calculou-se o fator de potência: $fp=0,9993$.

A Figura 70 mostra a tensão de saída do conversor. Para que a potência fosse a máxima para esta velocidade do vento (no caso 150 W), utilizou-se uma carga resistiva de 24 Ω . Mesmo com a redução na velocidade do vento, o conversor foi capaz de fornecer a mesma tensão no barramento CC de saída, com baixa oscilação e valor médio igual a 60 V.

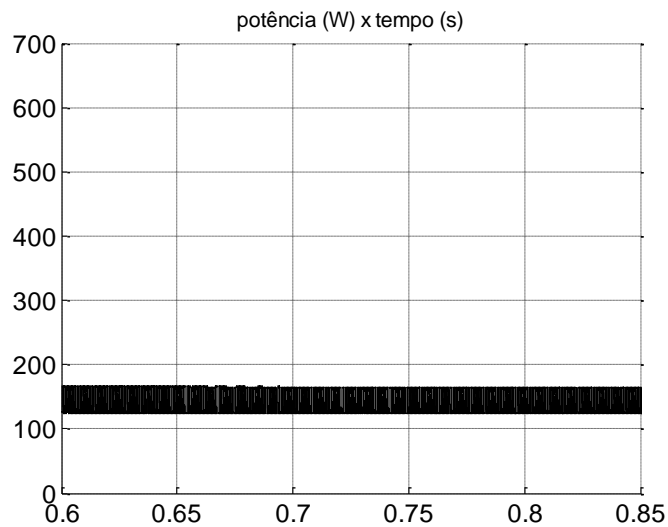
Figura 70 - Tensão de Saída para operação a 20 Hz, conversor *buck*-ressonante.
tensão de saída (V) x tempo (s)



Fonte: Produção do próprio autor.

Novamente, o conversor se mostrou adequado para esta aplicação. A Figura 71 apresenta a potência de saída como resultado de simulação; o valor médio da potência ativa foi de 150 W. As oscilações de baixa frequência são pequenas quando comparadas àquelas das topologias convencionais apresentadas.

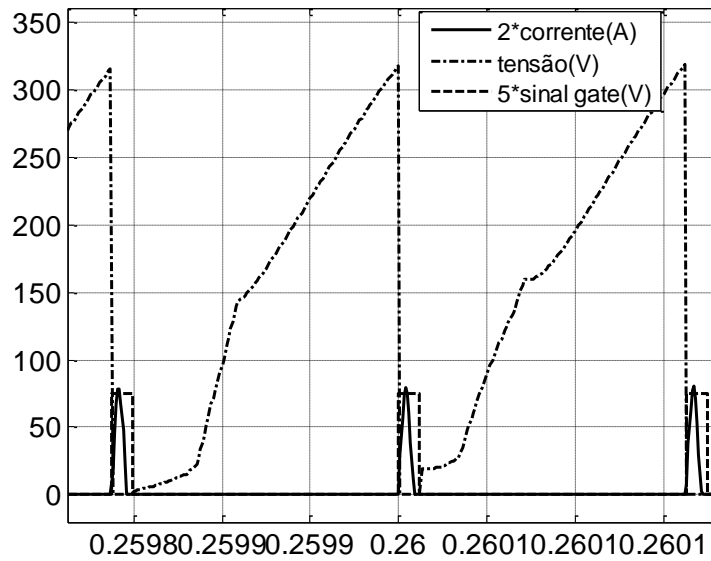
Figura 71 - Potência de saída para operação a 20 Hz utilizando o *buck*-ressonante.



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 72 exibe os esforços na chave do conversor. Pode-se notar que, também para 20 Hz, o conversor opera com ZCS. A corrente atinge aproximadamente 28 A e a tensão alcança 311 V.

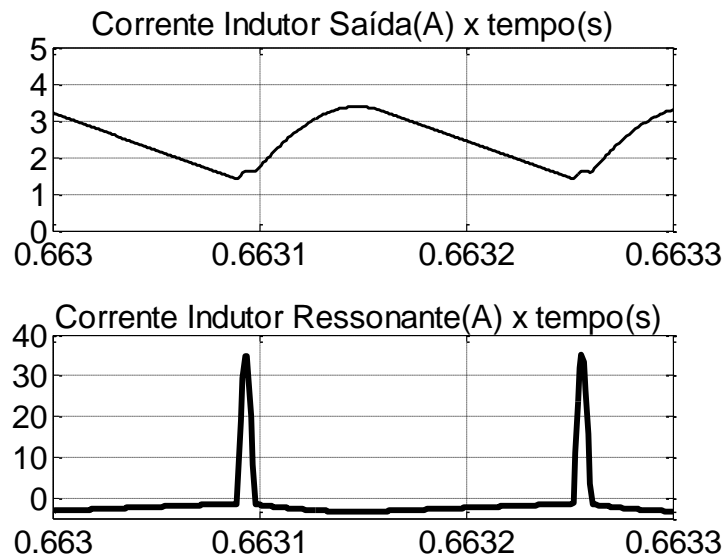
Figura 72 - Esforços nas chaves para operação a 20 Hz, conversor *buck*-ressonante.



Fonte: Produção do próprio autor.

Como para o caso de 40 Hz, a corrente no indutor ressonante (L_R) e no indutor de saída (L_F), para 20 Hz, foram observadas, e podem ser visualizadas na Figura 73. O valor médio da corrente de saída é aproximadamente 2,5 A.

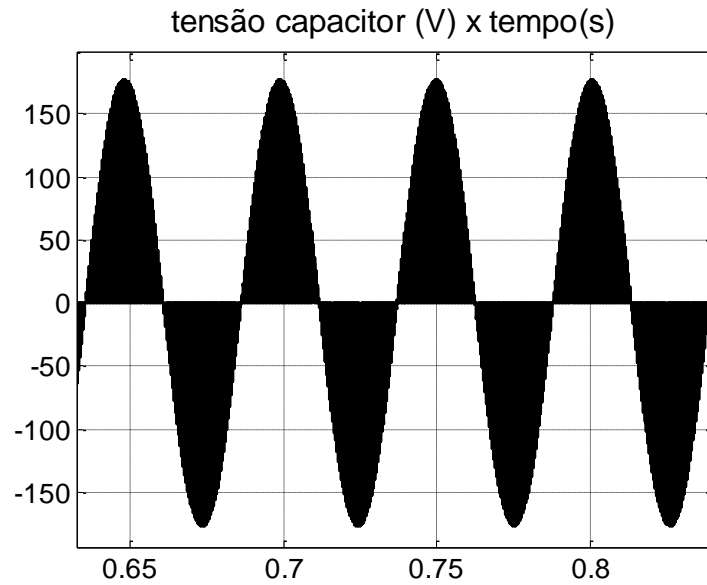
Figura 73 - Correntes: indutor ressonante L_R e indutor de saída L_F .



Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 74 ilustra a tensão no capacitor de entrada. A forma senoidal pode ser visualizada, como também pode ser observado para o caso de 40 Hz. O valor de pico no capacitor é de 180 V, o dobro da tensão gerada pelo GSIP (90 V).

Figura 74 - Tensão no capacitor de entrada C_R .



Fonte: Produção do próprio autor.

A Tabela 9 é um resumo de operação do *Buck* nas simulações apresentadas para as velocidades de 12 m/s e 6 m/s.

Tabela 9 - Resumo operação do *Buck* nas simulações.

Velocidade do vento	Fator de potência	<i>THD</i>
12 m/s	0,9975	0,99 %
6 m/s	0,9993	3,49 %

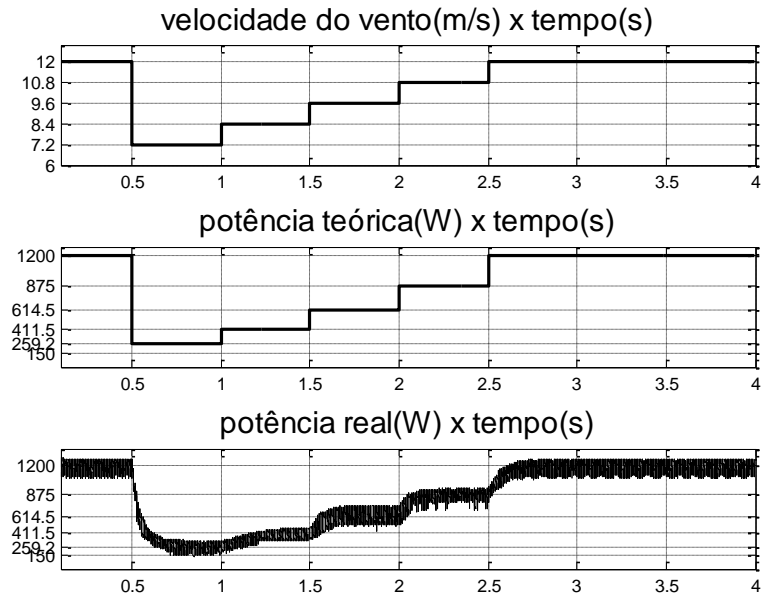
Fonte: Produção do próprio autor.

4.3.2 Resultados de Simulação do conversor *buck*-ressonante com variação do vento

Como feito no SEPIC, o sistema de conversão com o conversor *Buck* foi simulado e submetido a variações de vento. Nesta situação a carga é considerada robusta o suficiente para manter a tensão de saída em 60 V. Novamente, utilizou-se como carga uma fonte de tensão de 60 V. São apresentados os valores teóricos de potência com os resultados obtidos pelo controle *mppt*.

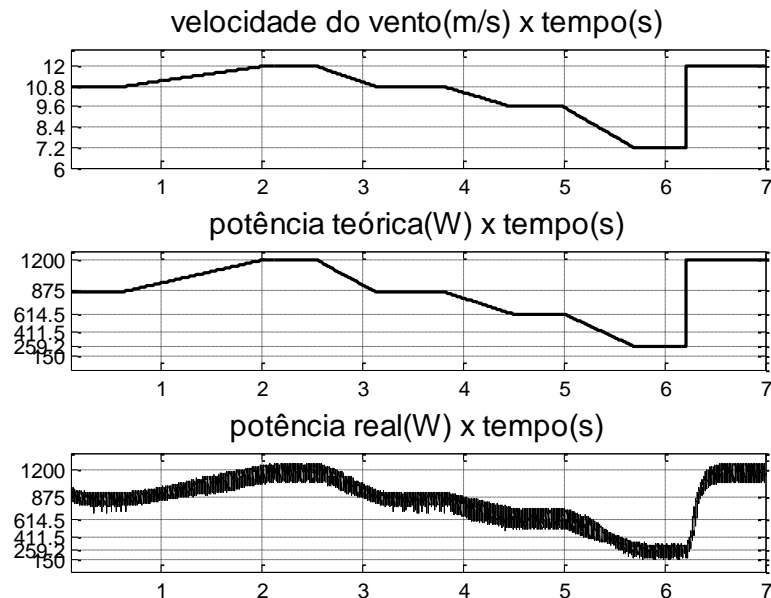
A velocidade do vento varia em degraus, como pode ser visto na Figura 75; transições mais suaves de vento, como rampas, são mostradas na Figura 76 e o comportamento do sistema, submetido a variações randômicas no vento, está apresentado na Figura 77.

Figura 75 - Variação do vento em degraus, valor teórico de máxima potência e potência de saída.



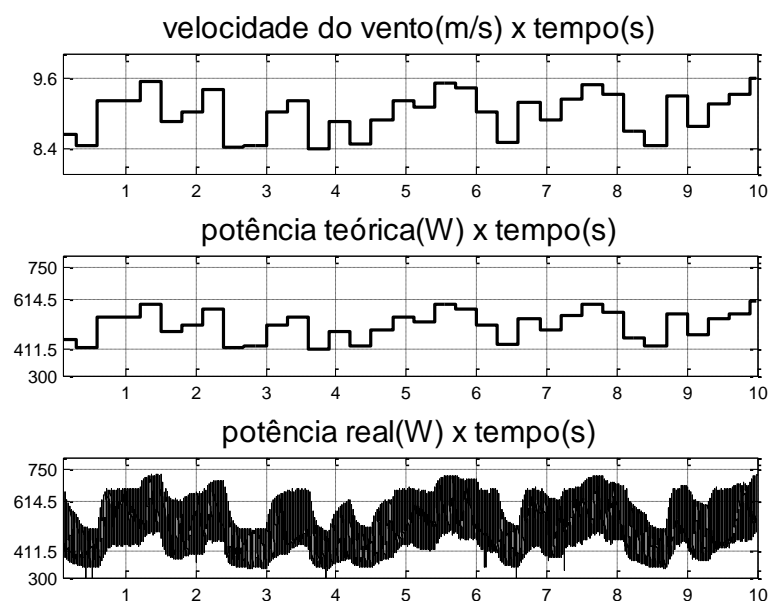
Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 76 - Variação do vento em rampa, valor teórico de máxima potência e potência de saída.



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura 77 - Variação randômica do vento, valor teórico de máxima potência e potência de saída.



Fonte: Produção do próprio autor.

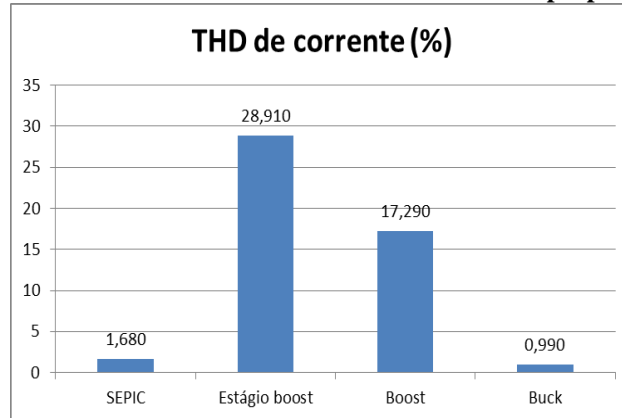
Com as Figuras apresentadas anteriormente conclui-se que o controle *mppt*, aplicado ao conversor *Buck*-ressonante, apresenta resultado satisfatório: o sistema atinge o ponto de máxima potência para a velocidade de vento aplicada, seja ela uma variação em forma de rampa, de degrau ou randômica. Além disso, constatou-se por simulação que o *Buck* opera em toda a faixa de velocidades proposta (6 m/s-12 m/s), com fator de potência próximo da unidade, sem que nenhuma técnica de controle direto da corrente do gerador seja empregada para tal. Como apresenta corrente senoidal, em fase com a tensão, o conteúdo harmônico é baixo, permitindo uma geração eólioelétrica com reduzidas oscilações de torque no gerador. Para validar experimentalmente as respostas apresentadas por simulação neste Capítulo, o *Buck* foi montado em laboratório, e os resultados obtidos serão apresentados no Capítulo 5.

4.4 Comparação entre conversores propostos e conversores convencionais

Conforme apresentado, os conversores propostos apresentam resultados satisfatórios apresentados através do baixo *THD* de corrente, alto fator de potência e de pequenas oscilações de potência de baixa frequência. A Figura 78 e a Figura 79, a seguir, apresentam a

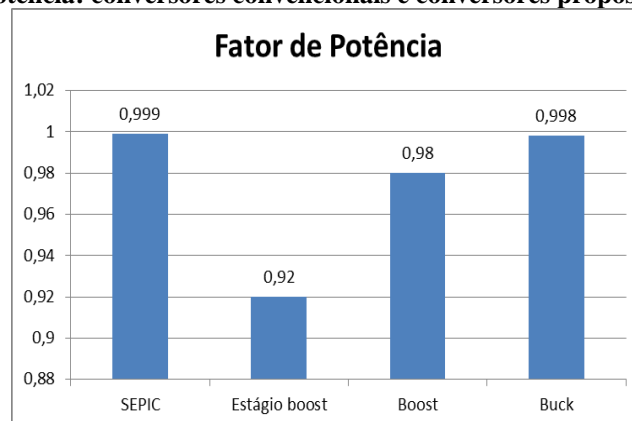
comparação entre os resultados de *THD* de corrente e fator de potência dos conversores propostos e dos retificadores a diodos com estágio CC intermediário e *boost*.

Figura 78 - THD de corrente: conversores convencionais e conversores propostos (operação em 40 Hz).



Fonte: Produção do próprio autor.

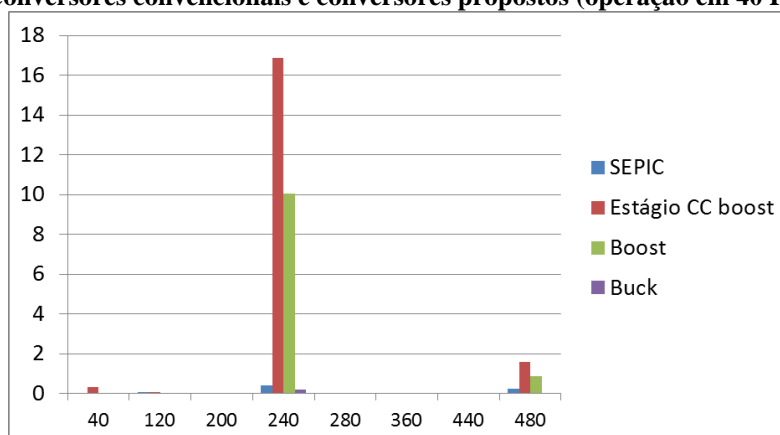
Figura 79 - Fator de potência: conversores convencionais e conversores propostos (operação em 40 Hz).



Fonte: Produção do próprio autor.

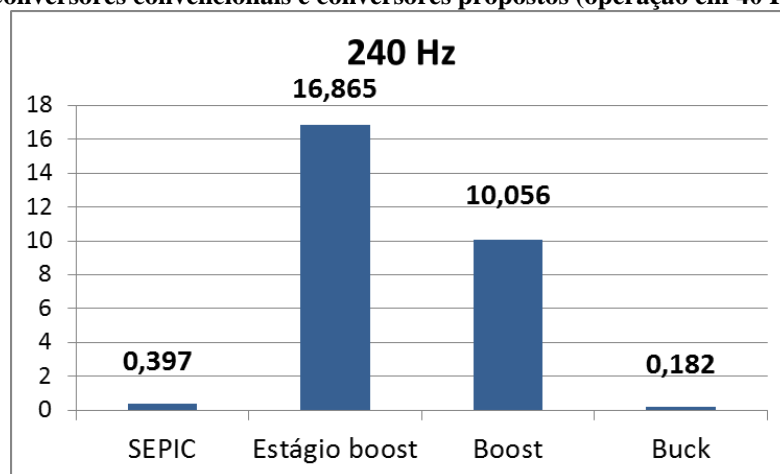
A Figura 80 apresenta a oscilação de potência em porcentagem para os conversores propostos e para os conversores apresentados na literatura citados neste trabalho. Nota-se que, para os conversores propostos, em baixa frequência as oscilações são desprezíveis, enquanto são consideráveis para os demais retificadores, como se observa na Figura. Para uma melhor visualização, uma ampliação das oscilações na frequência de 240 Hz é dada na Figura 81.

**Figura 80- Oscilação de potência (% em relação ao nível CC):
Conversores convencionais e conversores propostos (operação em 40 Hz).**



Fonte: Produção do próprio autor.

**Figura 81- Oscilação de potência (% em relação ao nível CC) em 240 Hz:
Conversores convencionais e conversores propostos (operação em 40 Hz).**



Fonte: Produção do próprio autor.

Com as Figuras apresentadas anteriormente, ressalta-se a viabilidade dos conversores propostos. Para validar experimentalmente as respostas apresentadas por simulação neste Capítulo, os conversores propostos foram montados em laboratório e, os resultados obtidos são apresentados no Capítulo 5.

Capítulo 5: Resultados Experimentais

Neste capítulo serão apresentados os resultados experimentais dos dois conversores estudados. Inicialmente será descrita a montagem dos conversores para execução dos testes.

5.1 Bancada Experimental

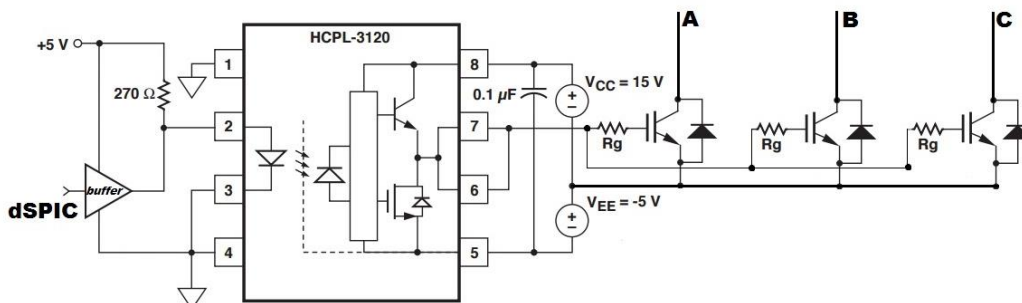
Para montagem da bancada experimental, foram projetados o conversor SEPIC de 1 kW e o conversor *Buck*-ressonante de 1,2 kW. Foi implementada uma bancada que contemple o circuito de acionamento/disparo dos semicondutores chaveados e o circuito de potência contendo os elementos do conversor propriamente dito.

5.1.1 Circuito de acionamento dos IGBTs

Em ambas as montagens foi utilizada, para geração do sinal *PWM*, uma placa de desenvolvimento Explorer 16 da Microchip, que contém o microcontrolador dsPIC33FJ256GP710A. Este é um microcontrolador de 16 bits tendo em seus pinos uma saída PWM que aciona um circuito de condicionamento de sinal para que o IGBT seja disparado, uma vez que os níveis de saída de tensão e corrente do dsPIC são baixos, 3 V e 4 mA respectivamente.

A Figura 82 apresenta a configuração do circuito de acionamento desenvolvida para o SEPIC.

Figura 82 - Circuito acionamento IGBTs do SEPIC.



Fonte: *Datasheet* HCPL-3120 adaptado pelo autor.

O CI HCPL-3120 fabricado pela AVAGO é responsável por acomodar o sinal de disparo que aciona os IGBTs. Além de fornecer o nível de corrente/tensão de saída capaz de acioná-los, este CI também possui a característica de isolar a saída da entrada, uma grande vantagem para circuitos de potência, o que evita que o lado de potência danifique o lado do circuito de baixa potência.

Para adequar o sinal de saída do dsPIC à entrada do HCPL-3120 é necessário utilizar um *buffer* de corrente, pois o dsPIC fornece somente 4 mA, enquanto o HCPL-3120 necessita de 7 mA a 16 mA. O *buffer* utilizado foi o SN7407.

O sinal de saída do HCPL-3120 é ligado ao *gate* dos IGBTs por uma resistência, calculada conforme *datasheet* do fabricante, de forma a obterem-se menores perdas de comutação.

Para evitar que o IGBT entre em condução por conta de algum ruído ou pico de tensão, o circuito de acionamento utilizado fornece um disparo que desliga o IGBT com tensão negativa; esse tipo de configuração é muito utilizado quando se tem um braço de conversor com dois IGBTs em série, não podendo os mesmos entrar em condução simultânea. Foi utilizada neste trabalho como garantia adicional de bloqueio dos IGBTs.

No caso do SEPIC, o mesmo sinal de saída na porta 7 do HCPL-3120 é inserido nos resistores de *gate* dos 3 IGBTs, pois ele é capaz de fornecer até 2,5A de saída, não havendo necessidade de 3 circuitos de disparo independentes.

No caso do conversor *Buck*, o circuito de acionamento é o mesmo proposto na Figura 82, porém a saída do CI HCPL-3120 aciona somente um IGBT.

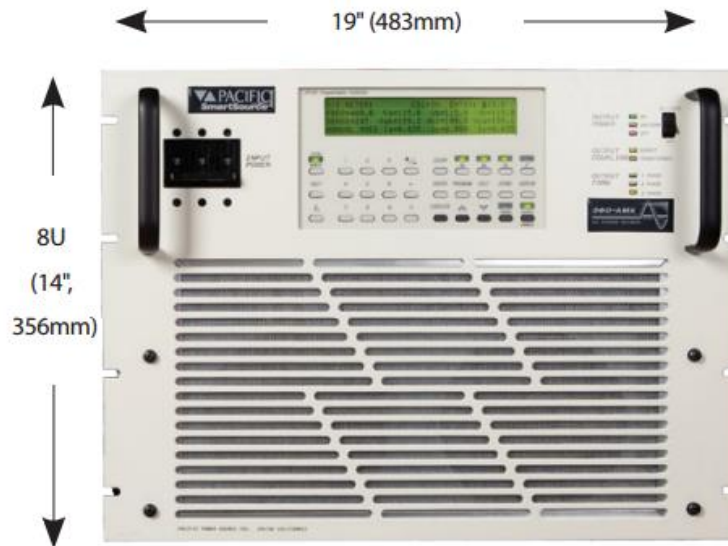
5.1.2 Gerador Eólico

Para emular as tensões de saída de um gerador eólico, foi utilizada a fonte de tensão trifásica programável *Pacific Power Source AMX-360*. A potência nominal da fonte é de 6 kVA e permite tensões eficazes de até 338 V e frequência de 20 Hz a 5 kHz. Na bancada experimental, as tensões de pico aplicadas foram ajustadas de 110V, com 20 Hz (referente à velocidade do vento de 6 m/s), a 220 V, com 40 Hz (referente à velocidade do vento de 12 m/s). A *Pacific Power* fornece os valores de corrente eficaz e tensão eficaz por fase, além de

fornecer os valores de THD, potência ativa, potência reativa, potência aparente e o fator de potência para o ponto de operação.

A Figura 83 apresenta uma foto da fonte utilizada.

Figura 83 - Fonte programável *Pacific Power Source AMX-360*.



Fonte: Manual *Pacific Power Source AMX-320*.

5.1.3 Projeto dos dispositivos físicos dos conversores

O projeto dos indutores e as especificações de IGBTs, diodos e capacitores foram realizados a partir dos valores de corrente e tensão do SEPIC de 1 kW com tensão no barramento CC de 400 V e tensão de entrada nominal de 220 V/40 Hz, chaveado a 20 kHz. A Tabela 2 apresentou os valores dos esforços de tensão e corrente para os componentes especificados.

Procedimento semelhante foi realizado para o *Buck*-ressonante de 1,2 kW, barramento CC de 60 V e tensão de entrada nominal de 220 V/40 Hz, chaveado a 10,6 kHz. A Tabela 5 apresentou os valores dos esforços de tensão e corrente para os componentes especificados.

Para os valores apresentados, foi possível especificar os dispositivos que foram utilizados na bancada experimental. Vale ressaltar que nesta especificação não foi levado em consideração quais seriam os dispositivos que apresentassem menos perdas e/ou fossem mais rápidos (no

caso dos semicondutores). Foi levado em consideração apenas quais dispositivos disponíveis para utilização suportariam tais valores de tensão e corrente.

5.1.3.1 Especificação e projeto dos dispositivos do conversor SEPIC

Os IGTBS selecionados para compor o conversor SEPIC de 1kW deveriam suportar uma tensão reversa de 700 V e uma corrente de coletor de 28 A, além de possuir um diodo em anti-paralelo. Assim, o dispositivo selecionado foi o HGTG11N120CND, do fabricante FAIRCHILD. Este IGBT é um dispositivo ultra rápido e o valor máximo de tensão reversa que ele suporta é de 1200 V, e a corrente de coletor eficaz, 43 A a 25 °C.

O diodo selecionado para operação na ponte retificadora foi o diodo ultra rápido HFA50PA60C do fabricante International Rectifier. Ele suporta uma tensão reversa de 600V e uma corrente média de 25 A, valores compatíveis com os especificados.

O capacitor selecionado para compor o SEPIC foi o capacitor de 4,7 uF de polipropileno 940C12P47K-F da Cornell Dubilier. Este capacitor apresenta alto dV/dt (640 V/us) e suporta altas correntes, 301 A de pico e 9.1 A eficazes a 100 kHz. A tensão CA, máxima, em seus terminais é de até 500 V. Sua aplicação é indicada para frequências até 100 kHz.

Os indutores de 95 uH foram projetados e construídos com núcleo de ferrite, levando-se em consideração o valor da corrente de pico e o valor da corrente eficaz, bem como a frequência de chaveamento à qual ele é submetido. Foram projetados conforme especificação em [120].

Os indutores de 12 mH foram confeccionados em aço-silício e fabricados pela empresa Líder Transformadores.

O capacitor de saída utilizado de 100 uF foi um eletrolítico comum, cuja máxima tensão é de 450 V.

A carga resistiva foi obtida pela associação série/paralelo de décadas resistivas com valores nominais de 5 Ω , 15 Ω , 20 Ω , 75 Ω , 200 Ω e 1000 Ω . Cada uma delas dissipa até 500 W.

5.1.3.2 Especificação e projeto dos dispositivos do conversor *Buck*

O IGBT escolhido para ser a chave controlada do conversor *Buck* de 1,2 kW deveria suportar uma tensão reversa de 700 V e uma corrente de coletor de 85 A, além de possuir um diodo em anti-paralelo. Assim, o dispositivo selecionado foi o IRG4S40B120UD do fabricante International Rectifier. É um IGBT ultra rápido que suporta uma tensão reversa de 1200V e uma corrente de coletor eficaz de 80 A, a 25 °C. O diodo anti-paralelo tem características de recuperação ultra rápidas.

O diodo selecionado para operação na ponte retificadora foi o diodo ultra-rápido 85EPF08, do fabricante International Rectifier. Ele suporta uma tensão reversa de 800 V e uma corrente média máxima de 85 A, valores compatíveis com os especificados.

O diodo de saída utilizado foi o UFB200FA40, da International Rectifier. É um diodo ultra-rápido, com tempo de recuperação de 60 ns, e suporta uma corrente média de até 230 A. A tensão reversa máxima é de 400 V.

O capacitor de 0,68uF selecionado para compor o *Buck* foi o capacitor 941C12P68K-F, do fabricante Cornell Dubilier. Estes capacitores foram associados em paralelo a capacitores de 0,33 uF (941C12P33K-F, mesmo fabricante) para compor os capacitores C_r de 1 uF. Como citado anteriormente, estes capacitores apresentam alto dV/dt e suportam altas correntes. No caso dos capacitores de 0,68 uF a corrente máxima de pico é de 435 A enquanto a eficaz é de 13 A a 100 kHz. Nos capacitores de 0,33 uF a corrente máxima de pico é de 211 A enquanto a eficaz é de 10 A, a 100 kHz. Ambos suportam 500 V CA.

O indutor ressonante de 20 uH foi projetado com núcleo de ferrite, levando-se em consideração o valor da corrente de pico e valor da corrente eficaz, bem como a frequência de chaveamento à qual ele é submetido utilizando as equações fornecidas em [120]. Para o indutor de 3 mH utilizado como filtro de saída, utilizou-se um indutor disponível no laboratório, o qual suporta os níveis de corrente necessários para o conversor. Os indutores de entrada de 12 mH, o capacitor de saída e a carga resistiva foram os mesmos utilizados para o conversor SEPIC. Houve adequação com associação série/paralelo, no caso da carga resistiva, aos valores necessários.

5.2 Resultados Experimentais

A bancada de testes foi montada no laboratório LEPAC (Laboratório de Eletrônica de Potência e Acionamento Elétrico), localizado no Centro Tecnológico da UFES.

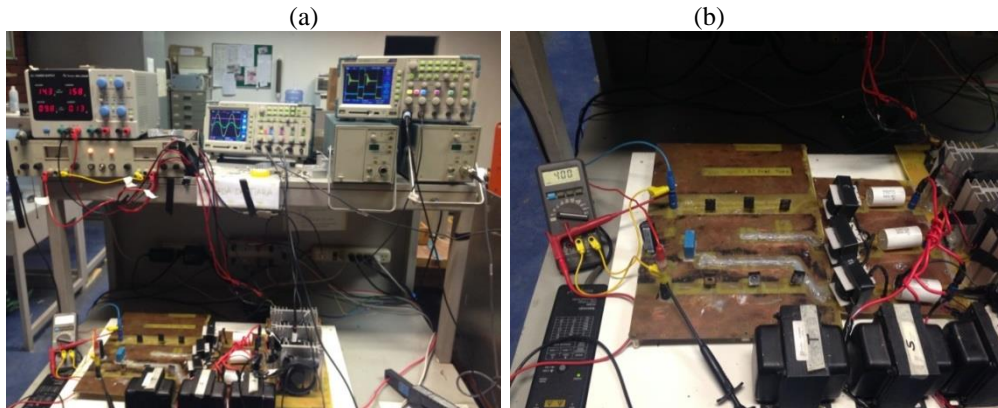
A seguir, são apresentados os resultados experimentais para os conversores estudados.

Vale ressaltar que os valores de razão cíclica (SEPIC e *Buck*) e frequência de chaveamento (*Buck*) foram ajustados conforme calculados em projeto; no projeto dos conversores considerou-se o rendimento do conversor menor que 1; assim, na prática com rendimento menor que 100 %, foi feito o ajuste na razão cíclica e/ou frequência de chaveamento para que a tensão de saída atingisse o valor projetado: no caso do SEPIC, tensão CC de 400 V, e no caso do *Buck*, tensão de 60 V.

5.2.1 SEPIC trifásico: resultados experimentais 1kW

Conforme citado anteriormente, utilizou-se a fonte trifásica programável *Pacific Power AMX-360*. Os valores de tensão e frequência da fonte, bem como os valores da carga resistiva foram ajustados conforme Tabela 7, página 89. A bancada montada é apresentada na Figura 84, partes (a) e (b).

Figura 84 - Bancada experimental SEPIC 1 kW.



Fonte: Produção do próprio autor.

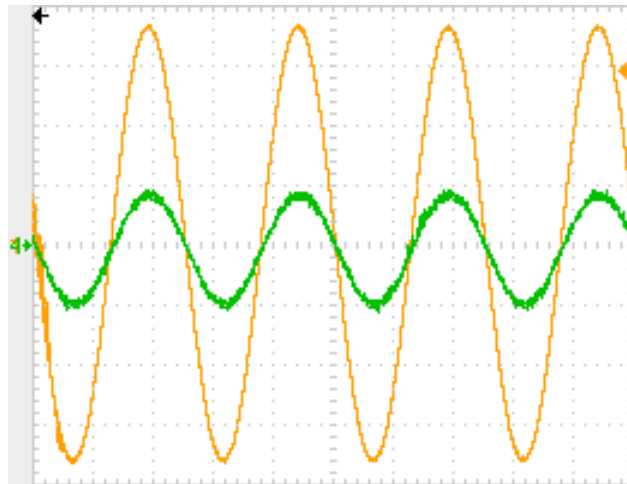
Serão apresentados os resultados para os pontos de operação do vento em 12 m/s (40 Hz), 9,6 m/s (32 Hz) e 6 m/s (20 Hz).

5.2.1.2 Resultados experimentais com velocidade do vento em 12 m/s.

Para esta velocidade de vento, a tensão de saída do gerador (e, portanto, a tensão da fonte trifásica utilizada na bancada) deve ser de 180 V pico/ fase. Seguem os resultados.

A Figura 85 apresenta a corrente e a tensão no gerador para este ponto de operação. Pode-se observar a forma de onda senoidal da corrente, em fase com a tensão. A Figura 86 (página seguinte) apresenta um detalhe da Figura 85 que permite observar a defasagem angular entre elas.

Figura 85 - Tensão e corrente de entrada - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s.

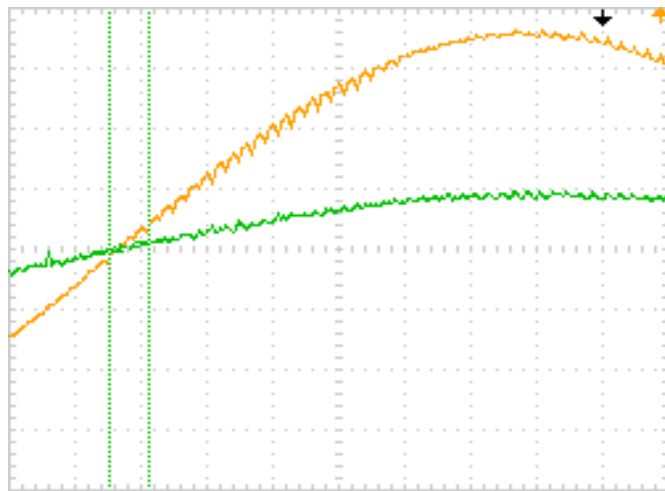


Ch1 (amarelo): tensão 50V/div; Ch4 (verde): corrente 5A/div; Tempo: 10ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

Na Figura 86, o tracejado vertical à esquerda aponta o ponto onde a tensão é nula, enquanto o tracejado vertical à direita marca o ponto onde a corrente é nula. A diferença temporal medida entre a tensão e a corrente foi de aproximadamente 500 μ s, o que equivale para a frequência de 40 Hz a um ângulo de $7,2^\circ$. Assim o fator de deslocamento $-fd$ obtido é 0,993. O valor do fator de potência para a fase 1, fornecido no display da fonte *Pacific Power* foi de 0,998. O *THD* de corrente fornecido pela fonte (considerando as harmônicas de ordem ímpar) foi de 4,8%.

Figura 86 - Defasagem entre tensão e corrente de entrada - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s.

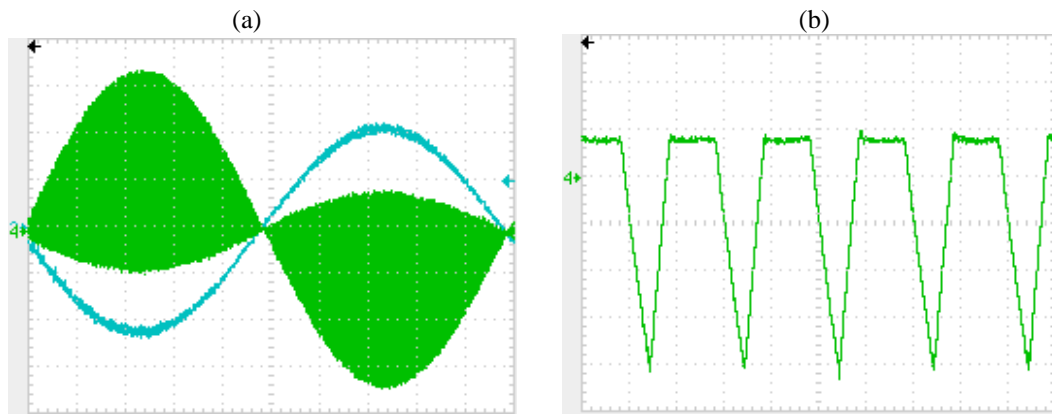


Ch1 (amarelo): tensão 50V/div; Ch4 (verde): corrente 5A/div; Tempo: 1ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 87(a) mostra as imagens das correntes nos indutores do SEPIC, enquanto a Figura 87(b) apresenta a corrente no indutor L_2 para alguns períodos de chaveamento. Pode-se observar o modo de condução descontínuo.

Figura 87 - Correntes no indutor L_1 e no indutor L_2 (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s.



Ch2 (azul): corrente L_1 2A/div;

Ch4 (verde): corrente L_2 5A/div;

Tempo: 2,5ms/div

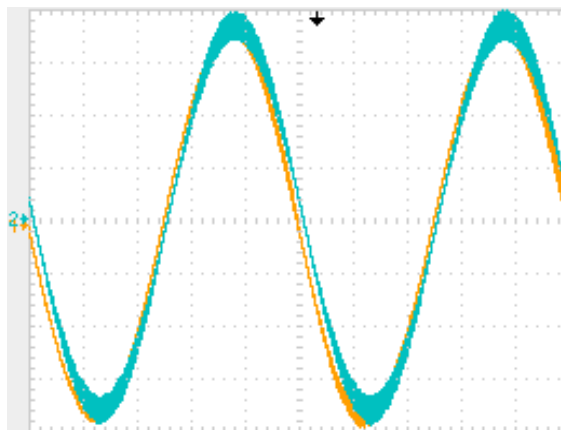
Ch4 (verde): corrente L_2 5A/div;

Tempo: 25us/div

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 88, a seguir, apresenta a tensão do capacitor, podendo ser observado que esta segue a tensão de entrada (também apresentada na imagem do osciloscópio para efeito de comparação). Nota-se que o valor de pico da tensão no capacitor é igual à tensão de pico fornecida pela fonte, no caso 180 V.

Figura 88 - Tensão de entrada e tensão no capacitor (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s.

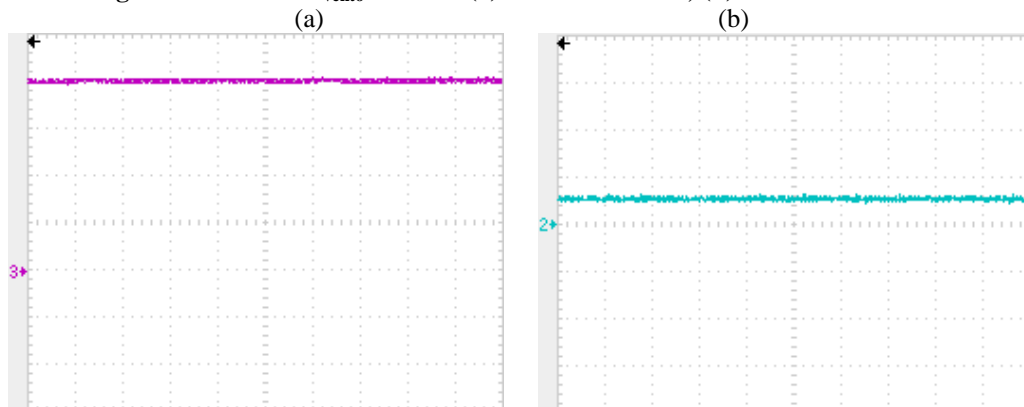


Ch2 (azul): tensão capacitor 50V/div; Ch4 (amarelo): tensão entrada 50V/div;
Tempo: 5ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

A tensão de saída é apresentada na Figura 89(a), e a corrente de saída, na Figura 89(b). Observa-se que o *ripple* de tensão é desprezível. Para a carga conectada, a tensão atinge o valor médio de 404 V (próximo do valor teórico de 400 V), enquanto a corrente atinge valor médio de 2,67 A.

Figura 89 - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s: (a) Tensão de saída; (b) Corrente de saída.



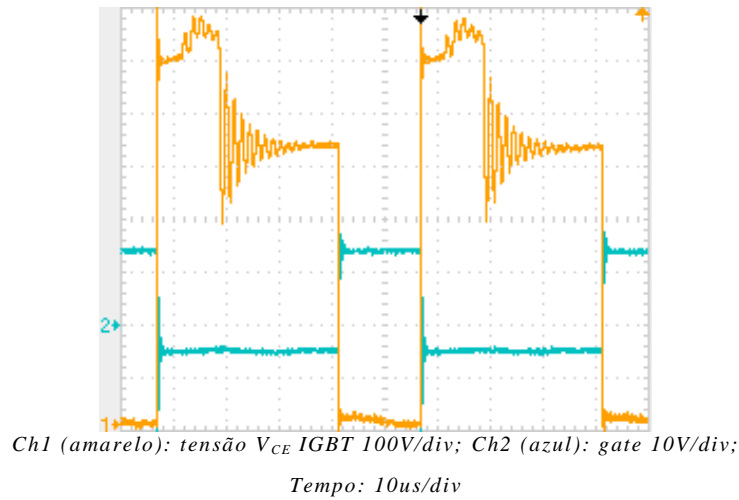
Ch3(rosa): tensão saída 100V/div; Ch2 (azul): corrente 5A/div; Tempo: 5ms/div; Tempo 10ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

Para os valores de tensão e corrente apresentados na Figura 89, partes (a) e (b), calculou-se o rendimento do conversor neste ponto de operação: 87,2 %.

Para finalizar, é apresentada a imagem da tensão no IGBT e o sinal de *gate* aplicado a ele. A tensão atinge o valor aproximado de 730 V.

Figura 90 - Gate e Tensão VCE IGBT (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=12$ m/s.



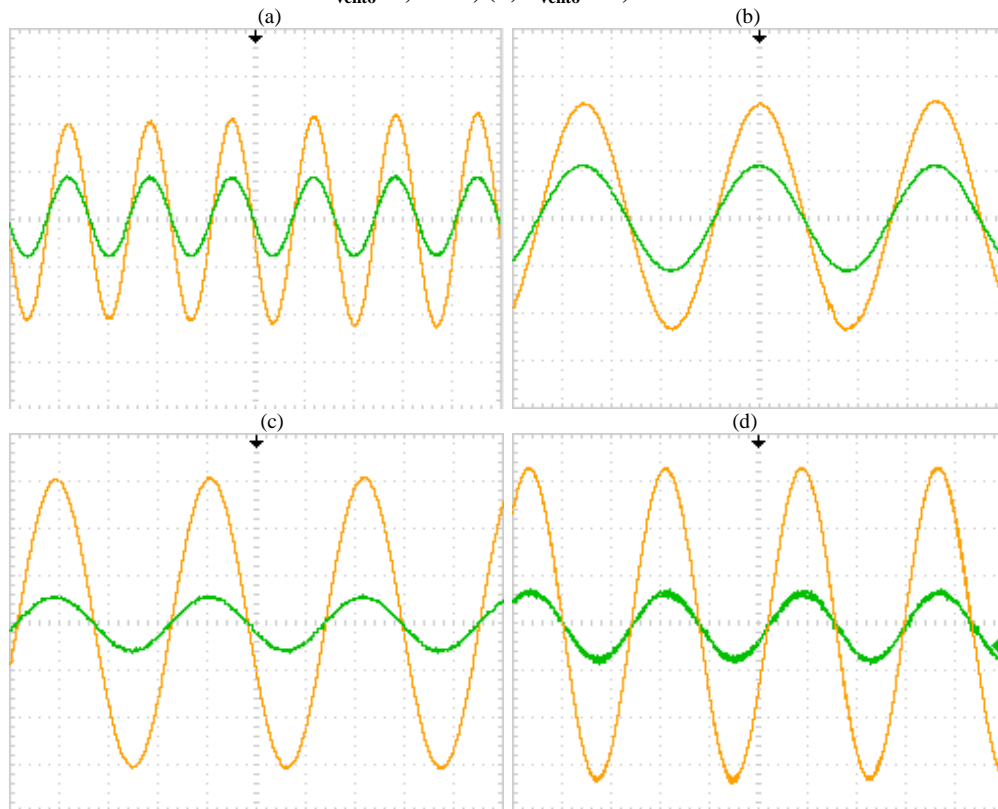
Fonte: Produção do próprio autor.

5.2.1.3 Resultados experimentais com velocidades do vento em 10,8 m/s, 9,6 m/s, 8,4 m/s e 7,2 m/s.

O funcionamento do conversor foi validado para os pontos de velocidade apresentados. Para evitar apresentações de formas de onda “repetitivas”, serão apresentadas somente as imagens da tensão e da corrente para os pontos intermediários de velocidade do vento. A Figura 91, a seguir, apresenta os resultados para cada um dos pontos analisados.

Em todos os pontos de velocidade do vento, a tensão média de saída foi de aproximadamente 400 V. Pode-se observar qualitativamente o alto fator de potência e o baixo conteúdo harmônico para cada ponto de operação.

Figura 91 - Tensão e corrente de entrada (fase 1) - SEPIC: (a) $v_{\text{vento}}=7,2$ m/s; (b) $v_{\text{vento}}=8,4$ m/s; (c) $v_{\text{vento}}=9,6$ m/s; (d) $v_{\text{vento}}=10,8$ m/s.



Ch1 (amarelo): tensão 50V/div;

(a)Ch2 (verde): corrente 2A/div; Tempo: 25ms/div (b) Ch2 (verde): corrente 2A/div; Tempo: 10ms/div

(c)Ch2 (verde): corrente 5A/div; Tempo: 10ms/div; (d)Ch2 (verde): corrente 5A/div; Tempo: 10ms/div

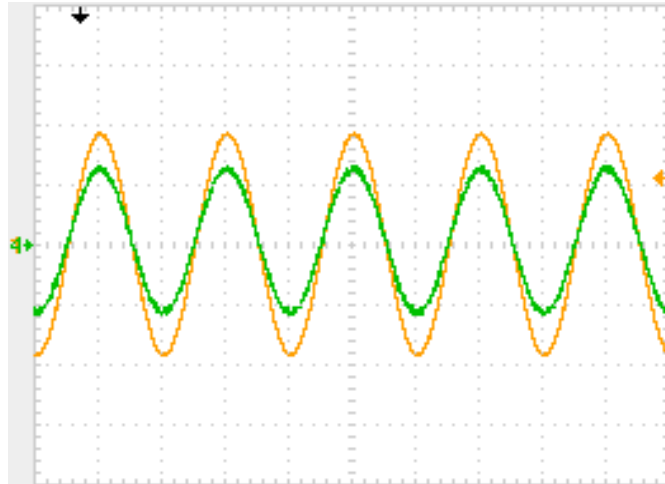
Fonte: Produção do próprio autor.

5.2.1.4 Resultados experimentais com velocidade do vento em 6 m/s.

Para esta velocidade de vento, a tensão de saída do gerador (e, portanto, a tensão da fonte trifásica utilizada na bancada) deve ser de 90 V pico/ fase. Seguem os resultados.

Novamente, pode-se observar o alto fator de potência do conversor, neste ponto de operação, através da visualização das imagens da tensão e da corrente na Figura 92.

Figura 92 - Tensão e corrente de entrada (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s.

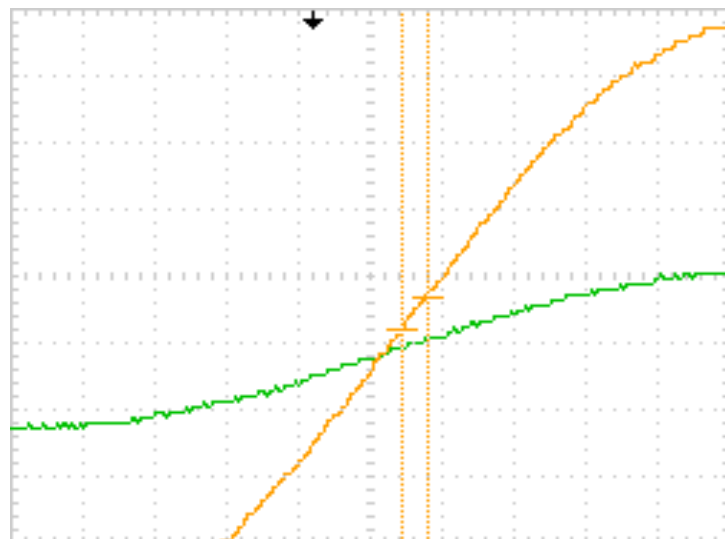


Ch1 (amarelo): tensão 50V/div; Ch4 (verde): corrente 1A/div; Tempo: 25ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 93 apresenta a defasagem entre as duas grandezas na fase 1. O tracejado vertical à esquerda aponta o ponto onde a corrente é nula, enquanto o tracejado vertical à direita marca o ponto onde a tensão é nula. A diferença temporal medida entre a tensão e a corrente foi de 900 μs , o que equivale, para a frequência de 20 Hz, a um ângulo de 6,48 $^\circ$. Assim, o fator de deslocamento obtido pela visualização do osciloscópio é 0,9936. O valor do fator de potência para a fase 1, fornecido no display da fonte *Pacific Power*, foi de 0,993. O THD de corrente fornecido pela fonte (considerando as harmônicas de ordem ímpar) foi de 5,7%.

Figura 93 - Defasagem tensão e corrente de entrada (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s.

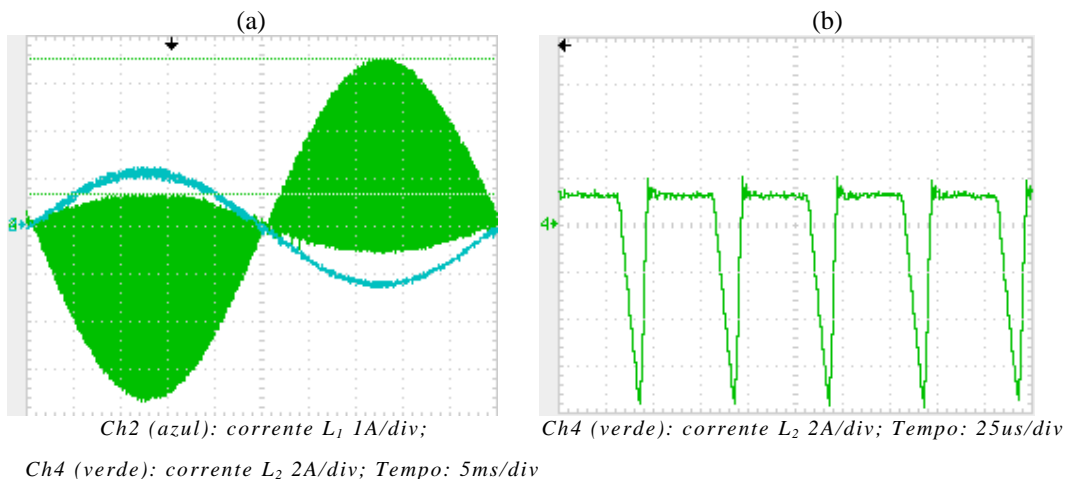


Ch1 (amarelo): tensão 50V/div; Ch4 (verde): corrente 2A/div; Tempo: 25ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 94(a) apresenta as correntes nos indutores do SEPIC para a fase 1. É possível verificar o modo de condução descontínuo. Isto se torna mais evidente visualizando-se a corrente no indutor L_2 , na Figura 94(b).

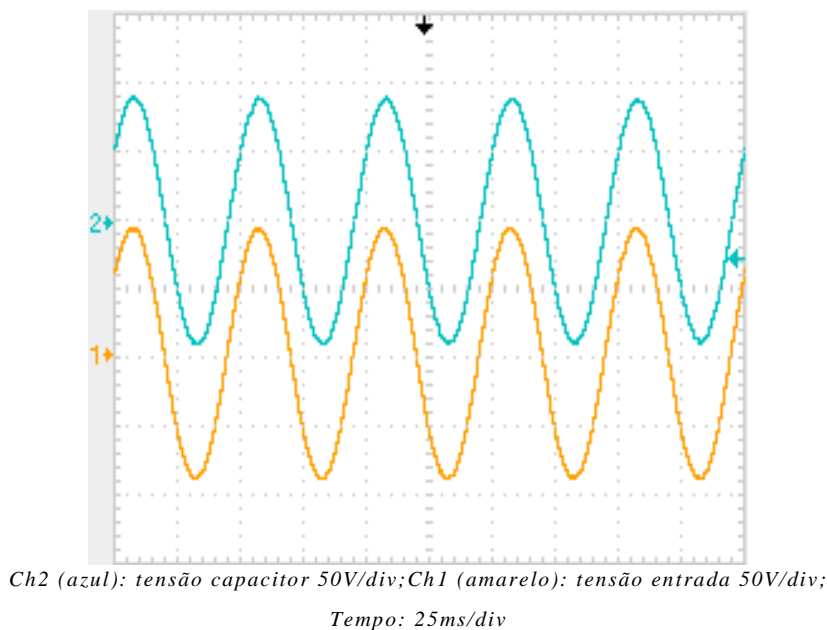
Figura 94 - Correntes no indutor L_1 e no indutor L_2 (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s.



Fonte: Produção do próprio autor.

Para o SEPIC operando a 20 Hz, foi possível também observar-se que a tensão no capacitor segue a tensão de entrada, no caso assumindo-se tensão de pico de 90 V. A Figura 95 valida esta informação.

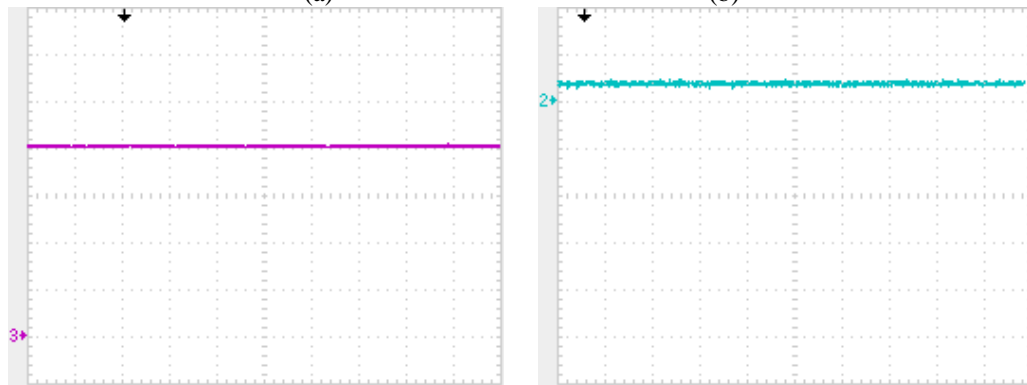
Figura 95 - Tensão de entrada e tensão no capacitor (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s.



Fonte: Produção do próprio autor.

Na imagem da Figura 96(a) é apresentada a tensão de saída do SEPIC (em 20 Hz), no caso 403 V, que é muito próximo do valor de projeto (400 V). Observa-se que o *ripple* de tensão é desprezível. Para a carga conectada, a corrente obtida é a da Figura 96(b). O valor médio auferido no osciloscópio foi de 0,35 A.

Figura 96 - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s: (a) Tensão de saída; (b) Corrente de saída.



(a) Ch3 (rosa): tensão saída 100V/div; Tempo: 10ms/div

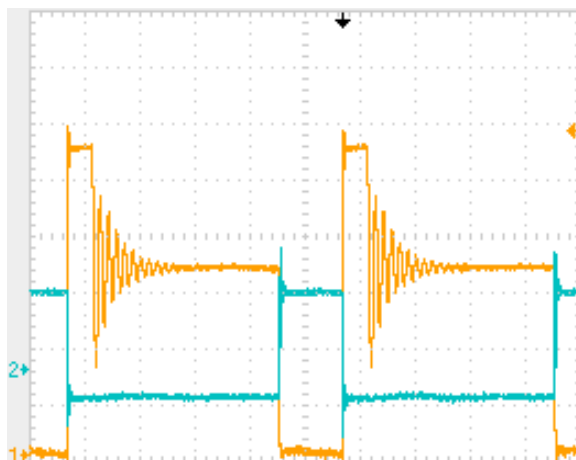
(b) Ch2 (azul): corrente de saída 1A/div; Tempo: 25ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

Para os valores de tensão e corrente apresentados na Figura 96, partes (a) e (b), calculou-se o rendimento do conversor neste ponto de operação: 85,8%.

A Figura 97 apresenta a tensão e o sinal de *gate* do IGBT da fase 1. A tensão do IGBT atinge aproximadamente 550 V.

Figura 97 - Gate e Tensão VCE IGBT (fase 1) - SEPIC $v_{\text{vento}}=6$ m/s.



Ch2 (azul): gate 10V/div; Ch1 (amarelo): tensão V_{CE} 100V/div; Tempo: 10us/div

Fonte: Produção do próprio autor.

A Tabela 10 apresenta um resumo de operação do SEPIC com os dados apresentados anteriormente.

Tabela 10 - Resumo operação do SEPIC - resultados experimentais.

Velocidade do vento	Fator de potência	THD de corrente	Rendimento
12 m/s	0,998	5,7 %	87,2 %
6 m/s	0,993	4,8 %	85,8 %

Fonte: Produção do próprio autor.

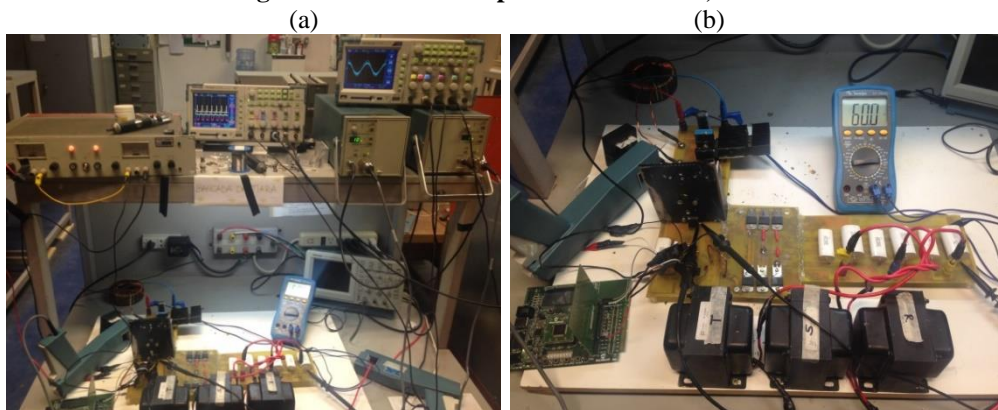
Com os resultados apresentados anteriormente, podem-se validar os resultados obtidos por meio da simulação, apresentados no Capítulo 4. Pode-se verificar o funcionamento adequado do conversor SEPIC em ampla faixa de velocidade do vento, com alto fator de potência, e baixo conteúdo harmônico, apresentando a tensão de saída de acordo com o valor projetado.

5.2.2 *Buck*-ressonante: resultados experimentais 1,2kW

Como no SEPIC, para os testes com o *Buck* utilizou-se a fonte trifásica programável *Pacific Power AMX-360*, e se ajustou a sua tensão de saída para os pontos de operação apresentados na Tabela 7.

A bancada montada é apresentada na Figura 98, partes (a) e (b).

Figura 98 - Bancada experimental *Buck* 1,2 kW.



Fonte: Produção do próprio autor.

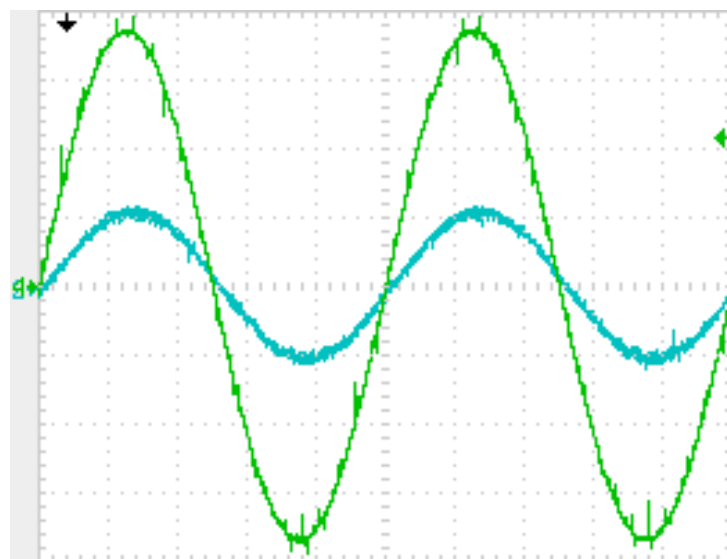
Serão apresentados os resultados completos para os pontos de operação do vento em 12 m/s (40 Hz) e 6 m/s (20 Hz). Para os demais pontos de operação serão apresentados somente as imagens de tensão e corrente na fonte.

5.2.2.1 Resultados experimentais com velocidade do vento em 12 m/s.

Para esta velocidade de vento, a tensão de saída do gerador (e, portanto, a tensão da fonte trifásica utilizada na bancada) deve ser de 180 V pico/fase. Seguem os resultados.

A Figura 99 apresenta a corrente na fonte, mostrando que, em 40 Hz, o conversor opera com alto fator de potência, pois a corrente está em fase com a tensão. Para esta situação, os valores eficazes de tensão e corrente na fase 1, auferidos no osciloscópio, foram de 127,4 V e 3,68 A.

Figura 99 - Tensão e corrente de entrada - Buck $v_{\text{vento}}=12$ m/s.



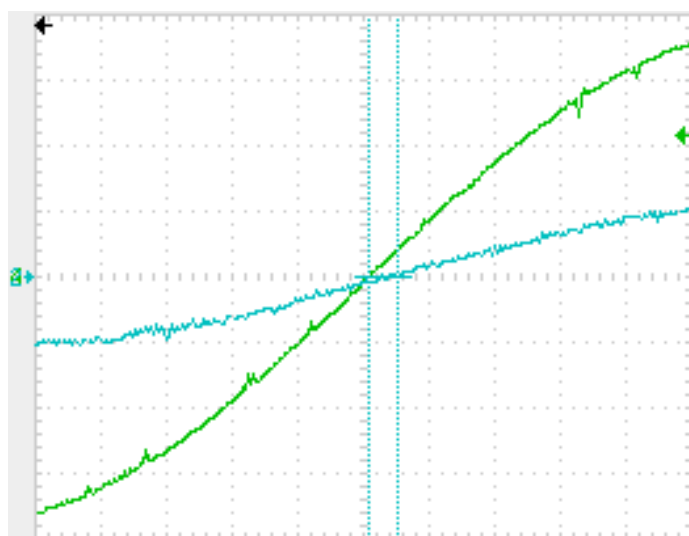
Ch4 (verde): tensão 50V/div;

Ch2 (azul): corrente 5A/div; Tempo: 5ms/div;

Fonte: Produção do próprio autor.

Para quantificar o fator de potência, foi medida a defasagem temporal entre a tensão e a corrente - Figura 100, obtendo-se o valor de 440 us, correspondendo, para uma frequência da fonte de tensão de 40 Hz, a um ângulo de 6,33 °. Assim, o fator de deslocamento neste ponto de operação é de 0,9939. O fator de potência medido pela fonte *Pacific Power* foi de 0,994. O *THD* de corrente fornecido pela fonte (considerando as harmônicas de ordem ímpar) foi de 3,1 %.

Figura 100 - Defasagem entre tensão e corrente de entrada - Buck $v_{\text{vento}}=12$ m/s.



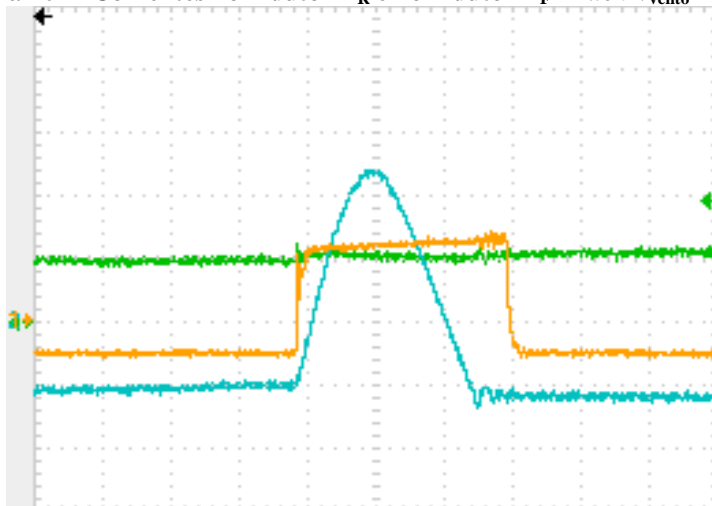
Ch4 (verde): tensão 50V/div;

Ch2 (azul): corrente 5A/div; Tempo: 1ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

Para este ponto de operação, foram observadas as formas de onda de corrente no indutor ressonante e no indutor de saída – Figura 101. Observa-se a forma de onda da corrente no indutor ressonante, semelhante ao meio ciclo de uma senóide. Por outro lado, o indutor de saída possui uma corrente circulante quase constante, no valor de aproximadamente 20 A.

Figura 101 - Correntes no indutor L_R e no indutor L_F - Buck $v_{\text{vento}}=12$ m/s.



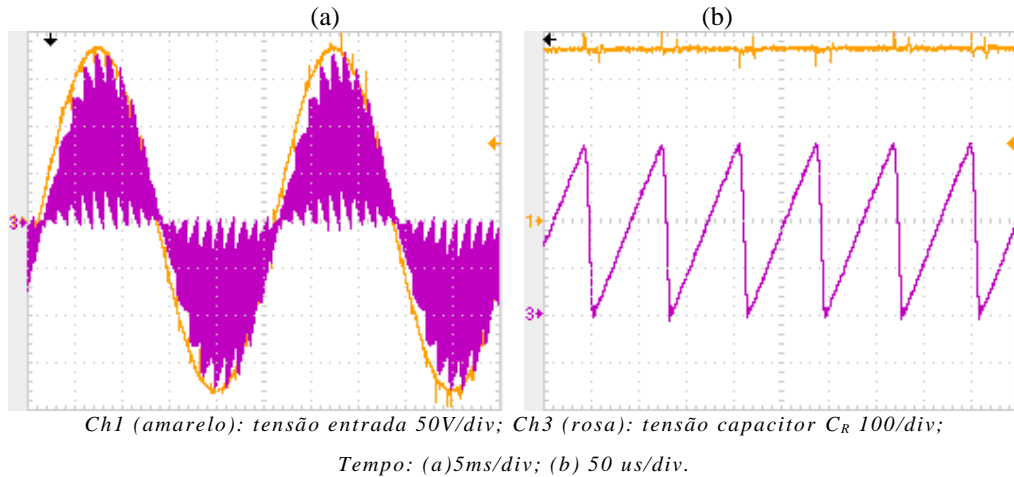
Ch1 (amarelo): gate 10V/div; Ch2 (verde): corrente indutor L_F 20A/div;

Ch3 (azul): corrente indutor L_R 20A/div; Tempo: 5 μ s/div

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 102(a) apresenta a forma de onda da tensão no capacitor ressonante de entrada C_R , em aproximadamente dois períodos da ‘rede’. A Figura 102(b) é uma ampliação da parte (a), mostrando, em alguns períodos de chaveamento, a forma da tensão no capacitor. Nota-se a tensão descontínua no mesmo. Ainda, o valor da tensão de pico no capacitor é o dobro do valor de pico da tensão gerada.

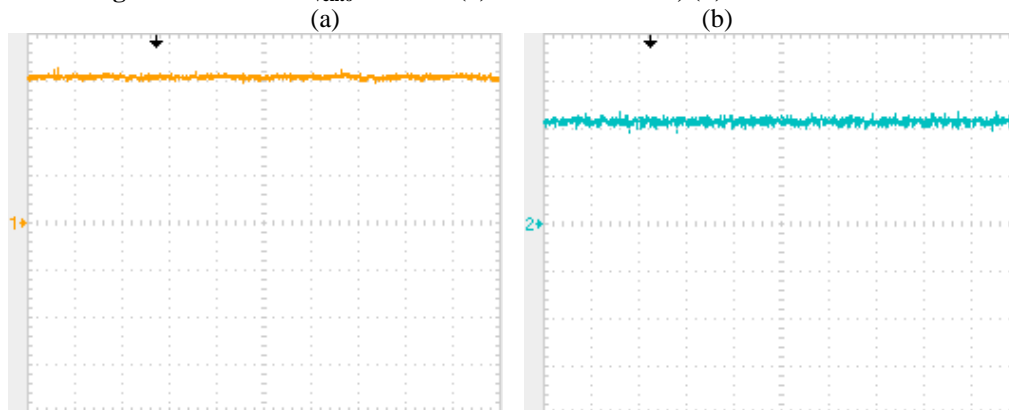
Figura 102 - Buck $v_{\text{vento}}=12$ m/s: (a) Tensão de entrada e tensão no capacitor C_R ; (b) ampliação parte (a).



Fonte: Produção do próprio autor.

Para o *Buck*, o valor de projeto da tensão de saída é de 60 V. Pode-se observar que o conversor entregou à carga este valor de tensão através da Figura 103(a). A Figura 103(b) apresenta a imagem da corrente de saída para este ponto de operação. Note-se que, em ambas as Figuras, as oscilações são muito pequenas, gerando uma potência média considerada constante.

Figura 103 - Buck $v_{\text{vento}}=12$ m/s: (a) Tensão de saída; (b) Corrente de saída.



Ch1 (amarelo): tensão 20V/div; Ch2 (azul): corrente 10A/div;

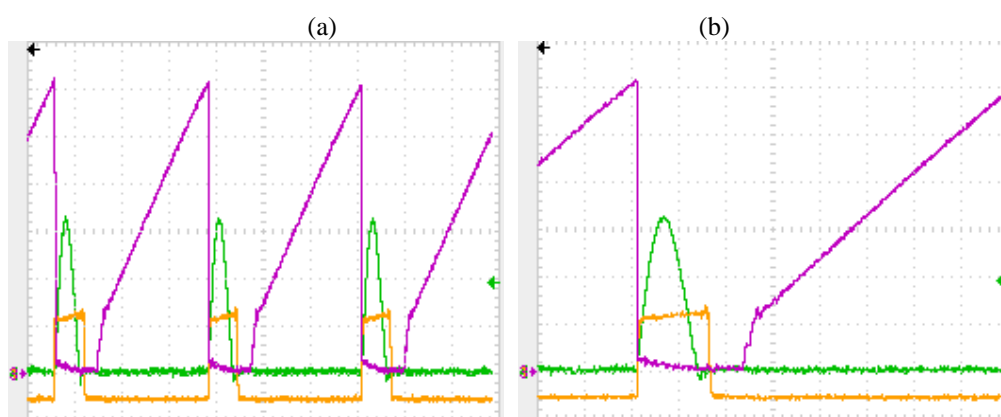
Tempo: (a) 10ms/div; (b) 5ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

Para a carga conectada, os valores médios de tensão e corrente de saída obtidos no osciloscópio foram de 59,1 V e 21,6 A. Assim, o rendimento calculado para esta situação foi de 91,35 %.

O funcionamento em ressonância do conversor é validado pela Figura 104, onde se pode visualizar que, quando o sinal de *gate* se extingue, a corrente já é nula, e somente após o tempo desligado decorrido t_{off} a tensão reversa surge nos terminais do IGBT. Para melhor observar a ressonância do IGBT, a parte (b) da mesma figura traz uma ampliação da parte (a).

Figura 104 - Gate, Tensão V_{CE} e corrente de coletor Buck - $v_{\text{vento}}=12$ m/s.



Ch1 (amarelo): gate 10V/div; Ch2 (verde): corrente coletor IGBT 20A/div;

Ch3 (rosa): tensão V_{CE} IGBT 100/div;

Tempo: (a) 25us/div; (b) 10us/div.

Fonte: Produção do próprio autor.

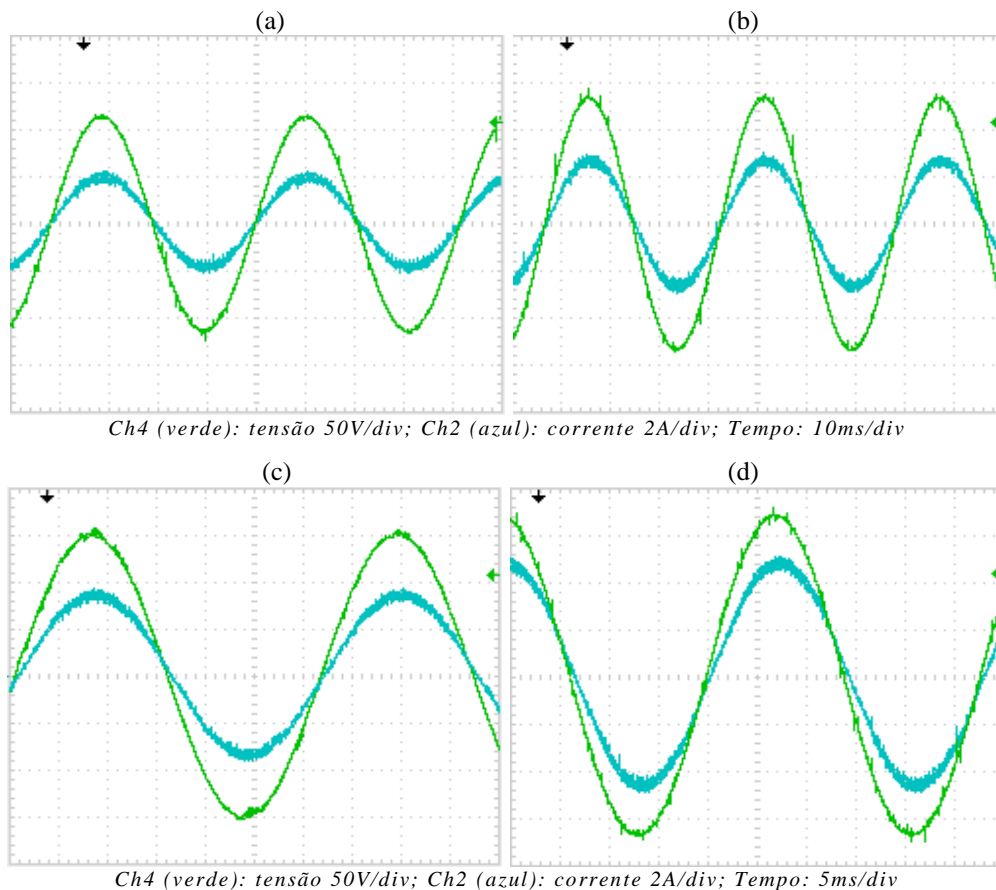
5.2.2.2 Resultados experimentais com velocidades do vento em 7,2 m/s, 8,4 m/s, 9,6 m/s e 10,8 m/s.

A Figura 105 apresenta o resultado do comportamento da corrente e da respectiva tensão para os pontos de velocidade do vento iguais a 7,2 m/s, 8,4 m/s, 9,6 m/s e 10,8 m/s.

Pode-se observar que em todas as velocidades de vento a corrente está em fase com a tensão, apresentando assim um alto fator de potência.

Vale ressaltar que em todos os pontos de velocidade do vento, a tensão de saída foi de 60 V.

Figura 105 - Tensão e corrente de entrada - Buck (a) $v_{\text{vento}}=7,2$ m/s; (b) $v_{\text{vento}}=8,4$ m/s; $v_{\text{vento}}=9,6$ m/s; $v_{\text{vento}}=10,8$ m/s.

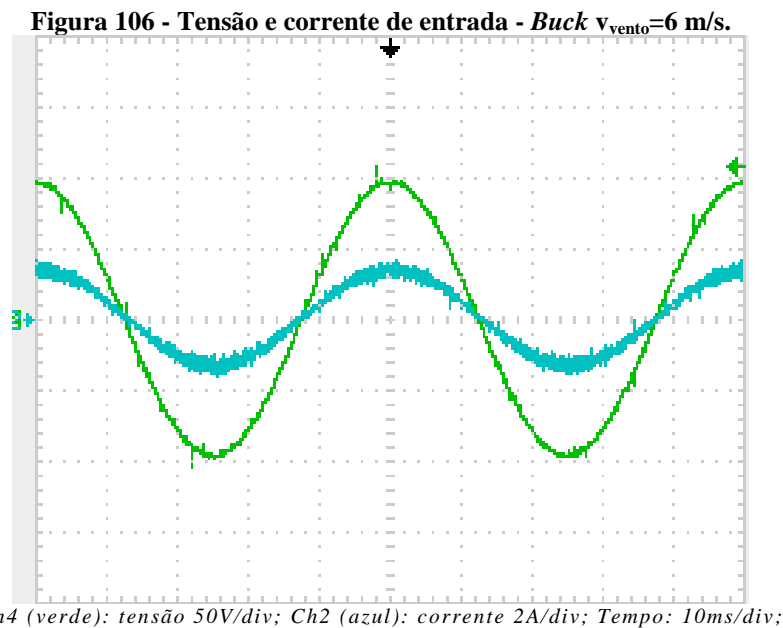


Fonte: Produção do próprio autor.

5.2.2.3 Resultados experimentais com velocidade do vento em 6 m/s.

Para esta velocidade de vento, a tensão de saída do gerador (e, portanto, a tensão da fonte trifásica utilizada na bancada) deve ser de 90 V pico/fase. Seguem os resultados.

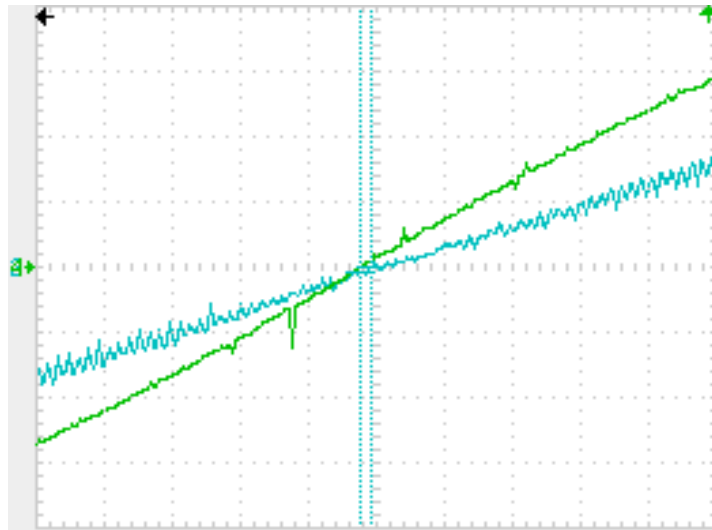
Novamente, é apresentada a imagem da corrente da fase 1 em fase com a tensão de entrada. A Figura 106 permite visualizar este resultado. Os valores eficazes de tensão e corrente na fase 1, fornecidos pelo osciloscópio, foram de 64,9 V e 0,856 A.



Fonte: Produção do próprio autor.

Medindo-se a defasagem temporal entre as duas grandezas, conforme Figura 107, obtém-se o valor de 160 μ s. Para a frequência de operação de 20 Hz, equivale a um ângulo de $1,15^\circ$ e consequente fator de deslocamento igual a 0,9998. O fator de potência medido pela fonte *Pacific Power* foi de 0,995. O THD de corrente fornecido pela fonte (considerando as harmônicas de ordem ímpar) foi de 4 %.

Figura 107 - Defasagem tensão e corrente de entrada - Buck $v_{\text{vento}}=6$ m/s.

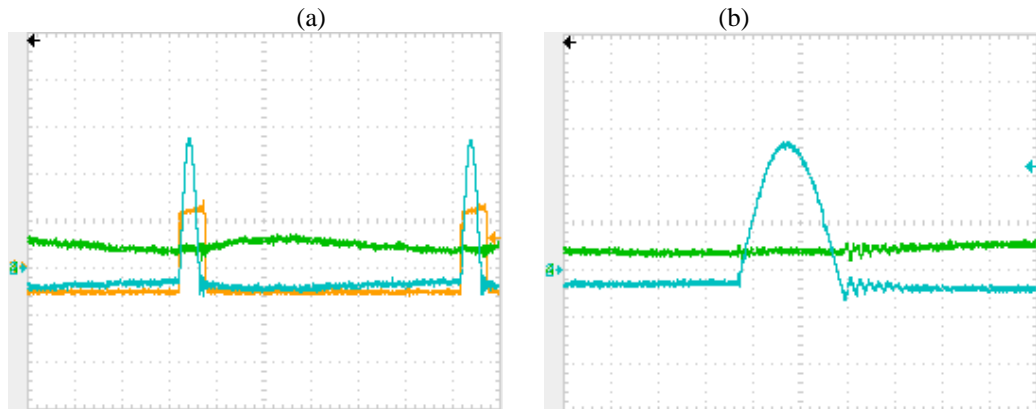


Ch4 (verde): tensão 20V/div; Ch2 (azul): corrente 5A/div; Tempo: 1ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

A Figura 108(a) apresenta as correntes no indutor ressonante e no indutor de saída e o sinal de *gate*. A parte (b) da mesma figura apresenta um detalhe das imagens das correntes. Nota-se que a corrente no indutor ressonante possui a forma de um semi-ciclo de uma senóide, como era esperado, enquanto a corrente no indutor de saída é praticamente constante.

Figura 108 - Correntes no indutor L_R e no indutor L_F (fase 1) - Buck $v_{\text{vento}}=6$ m/s.



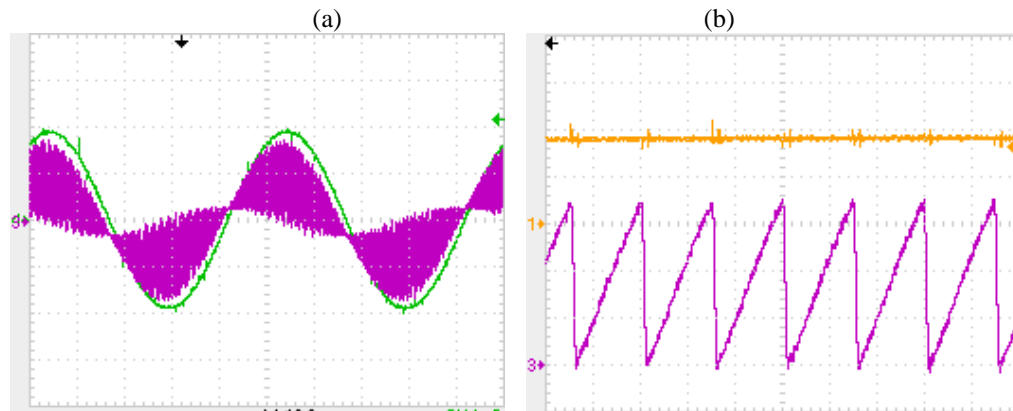
Ch1 (amarelo): gate 10V/div; Ch4 (verde): corrente L_F 5A/div; Ch3 (azul): corrente L_R 10A/div;

Tempo: (a) 25us/div; (b) 5us/div

Fonte: Produção do próprio autor.

A forma de onda do capacitor ressonante de entrada é visualizada na Figura 109(a). Pode-se confirmar a sua tensão em modo de condução descontínuo a partir da visualização da Figura 109(b), em que a parte (a) é ampliada em alguns períodos de chaveamento.

Figura 109 - Tensão de entrada e tensão no capacitor C_R - Buck $v_{\text{vento}}=6$ m/s.

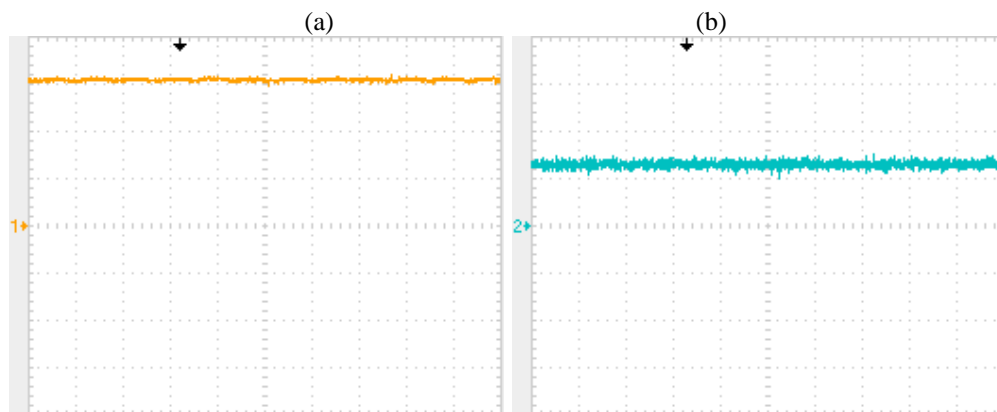


(a) Ch1 (amarelo): tensão entrada 100V/div; Ch4 (verde): tensão entrada 50V/div; Ch3 (rosa): tensão capacitor C_R 100V/div; Ch3 (rosa): tensão capacitor C_R 100V/div; Tempo: (a)10ms/div; (b)100us/div

Fonte: Produção do próprio autor.

A comprovação do ponto de operação com o barramento CC em 60 V pode ser visualizada através da Figura 110(a). Em (b) pode-se visualizar a imagem da corrente de saída. Nota-se que ambas apresentam formas contínuas, com oscilações desprezíveis.

Figura 110 - Buck $v_{\text{vento}}=6$ m/s: (a) Tensão de saída; (b) Corrente de saída.



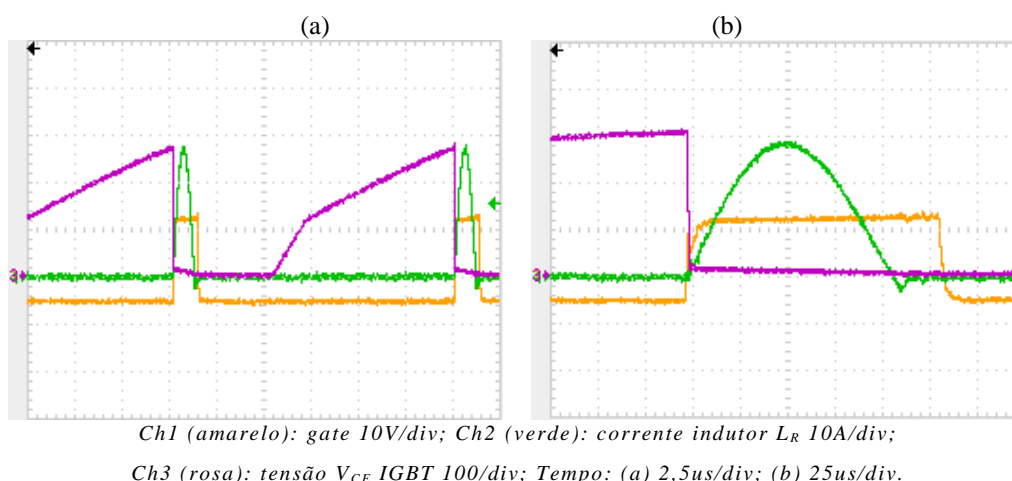
Ch1 (amarelo): tensão saída 20V/div; Ch2 (azul): corrente de saída 2A/div; Tempo: 10ms/div

Fonte: Produção do próprio autor.

Os valores médios de tensão e corrente de saída foram auferidos no osciloscópio, sendo que para este ponto de operação (6 m/s), os valores obtidos foram de 59,7 V e 0,26 A. Assim, o rendimento calculado para esta situação foi de 95,75 %.

Novamente, validando a operação do conversor em ressonância, as imagens da corrente no IGBT e de sua tensão, juntamente com o sinal de *gate* aplicado, podem ser visualizadas na Figura 111 partes (a) e (b).

Figura 111 - Gate, Tensão VCE e corrente de coletor IGBT - Buck $v_{\text{vento}}=6$ m/s.



Fonte: Produção do próprio autor.

Nota-se que a corrente se anula antes que o sinal de *gate* se extinga, e o IGBT só é desligado após a extinção do sinal de *gate*, ou seja com corrente nula. Como se pode observar, a tensão no IGBT chega a cerca de 280 V~300 V, enquanto a corrente chega a 28 A.

A Tabela 11 apresenta um resumo de operação do *buck*-ressonante, com os dados apresentados anteriormente.

Tabela 11 - Resumo operação do *buck*-ressonante - resultados experimentais.

Velocidade do vento	Fator de potência	THD corrente	Rendimento
12 m/s	0,994	3,1 %	91,35 %
6 m/s	0,995	4 %	95,75 %

Fonte: Produção do próprio autor.

Com os resultados apresentados anteriormente, pode-se verificar o funcionamento adequado do conversor Buck-ressonante, com alto fator de potência, apresentando a tensão de saída de acordo com o valor projetado, e com a chave controlada operando com ZCS. Mesmo para valores de velocidade reduzidos, o conversor drenou uma corrente senoidal, com baixo conteúdo harmônico, gerando uma potência com baixa oscilação. Conclui-se que o conversor opera adequadamente para a aplicação proposta.

Capítulo 6: Conclusões

6.1 Conclusões do estudo

A geração eólioelétrica tem ocupado espaço cada vez maior na matriz energética de produção de energia elétrica em nível mundial, em diversos níveis de potência. Se por um lado grandes fazendas eólicas têm sido instaladas em todo o mundo, a expansão da geração distribuída tem fomentado a instalação de unidades geradoras individuais de média e baixa potência. Neste âmbito, a grande quantidade de publicações recentes tratando de aerogeradores síncronos de baixa potência indica que ainda há potencial de contribuições à sua utilização, em diversas áreas do conhecimento.

Esta tese apresentou duas contribuições: a proposição de um Novo SEPIC 3 ϕ , a 3 chaves controladas e a Nova aplicação de um *buck*-ressonante, a 1 chave controlada. São topologias retificadoras de fácil controle, aplicadas à geração eólioelétrica, de baixa potência, que vêm como alternativas às topologias anteriormente apresentadas.

Diante do apresentado nos capítulos anteriores, foi possível validar a proposta do trabalho ao serem apresentadas e analisadas topologias retificadoras mais simples, já que utilizam número reduzido de chaves controladas (comparadas à aplicação usual com 6 chaves). Tal redução no número de dispositivos controlados mostrou-se eficiente trazendo facilidade de controle (ao se aplicar o mesmo sinal de disparo a todos os semicondutores controlados).

A compreensão da operação dos conversores foi viabilizada ao apresentar-se de forma detalhada as etapas de operação das estruturas. A partir do equacionamento realizado, as equações de projeto em função das características da conversão (como potência, frequência de operação, tensão e frequência de operação do gerador, tensão do elo CC) foram desenvolvidas.

A partir dos resultados de simulação e validação pelos resultados experimentais foi comprovado que as ambas topologias apresentaram, naturalmente, as correntes de entrada no gerador como uma imagem da tensão gerada, sem a necessidade de nenhum controle da corrente no gerador (como feita na topologia convencional a 6 chaves). Foi possível alcançar

conteúdo harmônico reduzido comparado com as topologias para baixa potência apresentadas no capítulo 2 (as quais apresentam correntes extremamente deformadas em relação à tensão).

Em relação à potência gerada, também houve melhora significativa, pois as oscilações de baixa frequência foram reduzidas, o que também pôde ser visto por meio da simulação apresentada. As tensões e as correntes de saída obtidas experimentalmente se mostraram contínuas, com oscilações desprezíveis, levando a uma potência constante entregue à carga.

Os resultados foram satisfatórios para as condições de velocidade de vento no valor nominal 12 m/s e para valores reduzidos, mantendo o fator de potência elevado e o conteúdo harmônico reduzido, validando a proposta, nesta tese, do novo conversor Sepic 3 Φ e da nova aplicação do conversor *Buck-ressonante*. Ainda, na simulação, os conversores analisados foram testados para variações de velocidade do vento, respondendo de forma adequada através de um controle *mppt* convencional e de simples desenvolvimento. Os conversores mantêm suas características mesmo sob transitórios de vento, o que representa a condição usual de operação.

O conversor SEPIC trifásico mostra-se indicado a aplicações em que a tensão de saída seja superior, porém próxima à tensão de pico, na condição de máxima tensão gerada. Já o *buck-ressonante* trifásico é de grande aplicação em sistemas híbridos cujo barramento CC apresente tensão inferior ao pico da tensão, na condição de mínima velocidade do vento.

Assim, conclui-se que este trabalho trouxe contribuições significativas, pois apresentou topologias com vantagens em relação às anteriormente propostas, tanto pela utilização de menos semicondutores (em relação a algumas topologias), como pela forma de operação do conversor, bem como pela qualidade da energia retirada do sistema gerador-turbina.

6.2 Propostas de continuidade do trabalho

Baseando-se nas contribuições apresentadas nesta tese, pode-se propor uma continuidade de trabalho neste vasto campo da eletrônica de potência aplicada à retificação em sistemas de geração eólioelétrica.

Com a validação do adequado funcionamento dos conversores com alimentação a partir da fonte trifásica *Pacific Power AMX-360*, surgiu a necessidade de utilizar-se um sistema que emule o conjunto turbina-gerador. A proposta deste trabalho já está sendo executada por uma aluna de mestrado. Será desenvolvida uma bancada estática de emulação de sistema eólico com um GSIP empregando apenas um inversor de frequência. O comportamento do conjunto será realizado pela estrutura de controle, que fará o inversor imitar o conjunto turbina-gerador.

Tendo como limitar a potência do sistema de geração, pode-se efetuar o controle em malha fechada para aplicar o controle *mppt*, que foi validado em simulação. Assim, outra proposta é de validar experimentalmente o controle *mppt* utilizado nesta tese, que obteve resultados satisfatórios no âmbito computacional. Além da execução experimental do controle, já testado na simulação, podem-se ainda executar outras técnicas de controle empregadas para rastreamento de máxima potência, por exemplo, no que se refere ao tempo de resposta numa variação brusca de velocidade, e a eficiência para grandes variações na velocidade do vento, pois em geral as técnicas P&O contemplam apenas pequenas variações na velocidade do vento. Com isso será possível efetuar uma comparação entre a técnica utilizada neste trabalho e outras técnicas.

Além disso, propõe-se desenvolver, para aplicação em sistemas de geração eólioelétrica de baixa potência, um conversor trifásico com chaves reduzidas que atinja naturalmente alto fator de potência na operação tipo *buck-boost*, ou seja, um mesmo conversor que seja aplicável em casos que exijam tensões menores que a de pico/fase na entrada ou casos que requeiram tensões maiores que na entrada.

6.3 Divulgação Científica

Até o momento, resultaram deste trabalho as publicações listadas a seguir.

1 - Freitas, T.R.S.de; Menegaz, P.J.M.; Simonetti, D. S L, "Converter topologies for permanent magnetic synchronous generator on wind energy conversion system," Power Electronics Conference (COBEP), 2011 Brazilian, vol., no.,pp.936,942,11-15Sept.2011; doi: 10.1109/COBEP.2011.6085292

2 - Freitas, T.R.S.de; Antunes, H.M.A.; Freitas Vieira, J.L. de; Ferreira, R.T.; Simonetti, D.S.L., "A DCM three-phase SEPIC converter for low-power PMSG," Industry Applications

(INDUSCON), 2012 10th IEEE/IAS International Conference on, vol., no., pp.1,5, 5-7 Nov. 2012; doi: 10.1109/INDUSCON.2012.6453040

3 - Simonetti D.S.L., Freitas T.R.S.de, Menegáz P.J.M, Fardin J.F., "Theoretical analysis of a multiresonant zero-current switching buck converter applied to low wind power PMSG," 3rd Renewable Power Generation Conference (RPG 2014). Naples, Italy. 24-25 Sept. 2014; ISBN: 978-1-84919-917-9.

4 - Simonetti D.S.L., Freitas T.R.S., Menegáz P.J.M. "Análise e simulação da aplicação de um conversor *buck*-ressonante trifásico em aerogeradores síncronos de baixa potência a ímã permanente". XX Congresso Brasileiro de Automática Belo Horizonte, MG, Brasil. 20 - 24 de Setembro de 2014.

5 - Freitas, T. R.S. de. Menegáz, P. J. M. Simonetti, D. S. A New Application of the Multi-Resonant Zero-Current Switching Buck Converter: Analysis and Simulation in a PMSG Based WECS. *Energies* (MDPI) ISSN 1996-1073. *Impact Factor*: 2.072

6 - Freitas, T. R.S. de. Menegáz, P. J. M. Simonetti, D. S. Rectifier topologies for permanent magnet synchronous generator on wind energy conversion systems: a review. *Renewable & Sustainable Energy Reviews* (Elsevier). ISSN: 1364-0321. 5-Year *Impact Factor*: 5.901

Referências

- [1] IPCC, INTERGOVERNMENTAL PANEL ON CLIMATE CHANGE, IPCC WG-I FOURTH ASSESSMENT REPORT (AR4). **The Physical Basis on Climate Change - Summary for Policymakers**. - Disponível em: <<http://www.ipcc.ch/WG1{- } SPM{- }17Apr07.pdf>>. Acesso em outubro de 2014.
- [2] PORTAL BRASILEIRO DE ENERGIAS RENOVÁVEIS. **Crise no Japão vai impulsionar energia renovável**. Disponível em: <www.energiarenovavel.org>. Acesso em março de 2012.
- [3] Global Wind Energy Council (GWEC), 2014. Global Wind Energy Outlook 2014.
- [4] Global Wind Energy Council (GWEC), 2014. Global Wind Report - Annual Market Update 2014.
- [5] AHMED N.A.; MIYATAKE M. A Stand-Alone Hybrid Generation System Combining Solar Photovoltaic and Wind Turbine with Simple Maximum Power Point Tracking Control. In: CES/IEEE 5TH INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE. Shanghai 2006. **Anais do IPEMC 2006**, v.1, p.1-7.
- [6] RIBEIRO L.A. DE S.; SAAVEDRA O.R.; MATOS J.G. DE; LIMA S.L.; BONAN G.; MARTINS A.S. Design, Control, an Operation of a Hybrid Electrical Generation System Base on Renewable Energy Sources. **Revista Eletrônica de Potência - Sobraep**, v. 15, n. 4, p. 313 - 322, novembro 2010.
- [7] CARRASCO J.M.; FRANQUELO L.G.; BIALASIEWICZ J.T.; GALVAN E.; GUIADO R.C.P.; PRATS MA.A.M.; LEON J.I.; MORENO-ALFONSO N. Power-Electronic Systems for the Grid Integration of Renewable Energy Sources: A Survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n.4, p. 1002-1016, junho 2006.
- [8] LISERRE M.; SAUTER T.; HUNG J.Y. Future Energy Systems: Integrating Renewable Energy Sources into the Smart Power Grid through Industrial Electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 4, n. 1, p. 18-37, março 2010.
- [9] MAHMOUD M.S.; AZHER HUSSAIN S.; ABIDO M.A. Modelling and control of micro grid: An overview. **Journal Franklin Institute**, v. 351, 2822-2859, 2014.
- [10] WANG X.; GUERRERO J.M.; CHEN Z.; BLAABJERG F. Distributed energy resources in grid interactive AC micro grids. IN: PROCEEDINGS OF THE 2ND IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONIC FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS. Hefei, China 2010. **Anais do PEDG 2010**, p. 806-812.
- [11] MEEGAHAPOLA L.G.; ROBINSON D.; AGALGAONKAR A.P.; PERERA S.; CIUFO P. Micro grids of Commercial Buildings: Strategies to Manage Mode Transfer From Grid Connected to Islanded Mode. **IEEE Trans. Sustain. Energy**, v. 5, p. 1337-1347, 2014.
- [12] JUSTO J.J.; MWASILU F.; LEE J.; Jung J.W. AC-micro grids *versus* DC-micro grids with distributed energy resources: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 24, p. 387-405, 2013.
- [13] ROCABERT J.; LUNA A.; BLAABJERG F.; RODRÍGUEZ P. Control of Power Converters in AC Micro grids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, p. 4734-4749, 2012.
- [14] LIU X.; WANG P.; LOH P.C. A hybrid AC/DC micro grid and its coordination control. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 2, p. 278-286, 2011.

- [15] PARK S.-H.; CHOI J.-Y.; WON D.-J. Cooperative control between the distributed energy resources in AC/DC hybrid micro grid. IN PROCEEDINGS OF THE INNOVATIVE SMART GRID TECHNOLOGIES CONFERENCE. Washington DC, USA, 2014. **Anais do ISGT 2014**, p. 1-5.
- [16] DRAGICEVIC T.; VASQUEZ J.C.; GUERRERO J.M.; Skrlec, D. Advanced LVDC Electrical Power Architectures and Micro grids: A Step towards a New Generation of Power Distribution Networks. **IEEE Electrification Magazine**, v. 2, p. 54-65, 2014.
- [17] MAJUMDER R. A Hybrid Micro grid with DC Connection at Back to Back Converters. **IEEE Transactions on Smart Grid**, v. 51, p. 251-259, 2014.
- [18] CHEN Z.; GUERRERO J. M.; BLAABJERG F. A Review of the State of the Art of Power Electronics for Wind Turbines. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 8, p. 1859 - 1875, agosto 2009.
- [19] COLLIER D. A. F. Modelagem e Controle de Retificadores PWM Trifásicos Conectados a Geradores Síncronos a Ímãs Permanentes em Sistemas de Conversão de Energia Eólica. 2011. Dissertação. (Mestrado em Engenharia Elétrica), Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2011.
- [20] HANSEN A. D.; IOV F.; BLAABJERG F.; HANSEN L.H. Review of contemporary wind turbine concepts and their market penetration. **Journal of wind engineering**, v.28, n.3, p. 247-263, 2004.
- [21] ULLAH N. R.; THIRINGER T. Variable speed wind turbines for power system stability enhancement. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 22, p. 52-60, março 2007.
- [22] IOV F.; BLAABJERG F. Power electronics control of wind energy in distributed power systems. **Renewable Energy**. Capítulo 18, p 333-359, dezembro 2009.
- [23] AMIRAT Y.; BENBOUZID M.E.H.; BENSACKER B.; WAMKEUE R. Generators for Wind Energy Conversion Systems: State of the Art and Coming Attractions. **Journal of Electrical Systems**, v. 3, n. 1, p. 26-38, março 2007.
- [24] BLAABJERG F.; LISERRE M.; MA K. Power electronics converters for wind turbines systems, **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 2, p. 708-719, abril 2012.
- [25] BAROUDI J.A.; DINAHAHI V; KNIGHT A.M. A review of power converter topologies for wind generators. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC MACHINES AND DRIVES. San Antonio, 2005. **Anais do ICEMD 2005**, p. 458- 465.
- [26] SGUAREZI F A.; CARDOSO J.G. Energia eólica: tipos de geradores e conversores usados atualmente. O Setor Elétrico/Maio de 2014.
- [27] SILVA C. E. A.; OLIVEIRA JR. D. S.; BARRETO L. H. S. C.; BASCOPÉ R. P. T. A Novel Three-Phase Rectifier with High Power Factor for Wind Energy Conversion Systems. In: 10º CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP. Bonito 2009. **Anais do COBEP 2009**, p. 985-992.
- [28] OLIVEIRA JR D.S.; REIS M.M.; SILVA C.E.A.; BARRETO L.H.S.C.; ANTUNES F. L. M.; SOARES B. L. A Three-Phase High-Frequency Semicontrolled Rectifier for PM WECS. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 3, p. 677-685, março 2010.
- [29] KHAN M.A.; PILLAY P.; VISSER K.D. On adapting a small pm wind generator for a multiblade, high solidity wind turbine. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 20, n. 3, p. 685-692, setembro 2005.
- [30] BUMBY J.R.; MARTIN R. Axial-flux permanent-magnet air-cored generator for small-scale wind turbines. **IEEE Electric Power Applications**, v. 152, n. 5, p. 1065-1075, setembro 2005.

- [31] BUSCA C.; STAN A.; STANCIU T.; STROE D.I. Control of Permanent Magnet Synchronous Generator for Large Wind Turbines. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS, Bari 2010. **Anais do ISIE 2010**, p. 3871-3876.
- [32] REMLI A.; AOUZELLAG D.; GHEDAMSI K. Study and Control of Wind Energy Conversion System based Permanent Magnet Synchronous Generator connected to the Grid. **International Journal of Research and Reviews in Computing Engineering**, v. 1, n. 1, p.29, março 2011.
- [33] WANG J.; XU D.; WU B.; LUO Z. A Low-cost Rectifier Topology with Variable-Speed Control Capability for High-Power PMSG Wind Turbines. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION. San Jose 2009. **Anais do ECCE 2009**, p. 1391-1397.
- [34] STRACHAN N.P.W.; JOVICIC D. Dynamic Modelling, Simulation and Analysis of an Offshore Variable-Speed Directly-Driven Permanent-Magnet Wind Energy Conversion and Storage System (WECSS). In: OCEANS CONFERENCE. Aberdeen 2007. **Anais do OCEANS 2007**, p. 1-6.
- [35] ZHU Z.Q; JIABING HU. Electrical machines and power-electronic systems for high-power wind energy generation applications Part II - power electronics and control systems - Special Issue Paper. **COMPEL International Journal for Computation and Mathematics in Electrical and Electronic Engineering**, v. 32 n. 1, p. 34-71, 2013.
- [36] LI H.; CHEN Z. Overview of generator topologies for wind turbines. **IET Proceedings Renewable Power Generation**, v. 2, n. 2, p. 123-138, junho 2008.
- [37] BLAABJERG F.; KE MA. Future on Power Electronics for Wind Turbine Systems, **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v.1, n.3, p.139-152, setembro 2013.
- [38] PATHMANATHAN M.; TANG C.; SOONG W. L.; ERTUGRUL N. Comparison of Power Converters for Small-Scale Wind Turbine Operation. In: PROCEEDINGS OF AUSTRALASIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE. Australia 2008. **Anais do AUPEC 2008**, p. 25-28.
- [39] NAYAR C.; DEHBONEI H.; CHANG L. A Low Cost Power Electronic Interface for Small Scale Wind Generators in Single Phase Distributed Power Generation System. . In: PROCEEDINGS OF AUSTRALASIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE. Australia 2005. **Anais do AUPEC 2005**.
- [40] GSÄNGER S.; PITTELOUD J-D. Small Wind World Report Summary. World Wind Energy Association. 2015.
- [41] NI B.; SOURKOUNIS C. Influence of Wind-Energy-Converter Control Methods on the Output Frequency Components. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 6, p. 2116, dezembro 2009.
- [42] DEHGHAN S. M.; MOHAMADIAN M.; VARJANI A. Y. A New Variable-Speed Wind Energy Conversion System Using Permanent-Magnet Synchronous Generator and Z-Source Inverter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 24, n. 3, setembro 2009.
- [43] MACHADO I. R.; OLIVEIRA JR D. DE S.; BARRETO L. H. S. C.; OLIVEIRA FILHO H. M. A small size wind generation system for battery charging. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGIES AND POWER QUALITY 2007. Sevilla 2007. **Anais do ICREPQ 2007**.
- [44] WANG Q.; CHANG L. An Intelligent Maximum Power Extraction Algorithm for Inverter-Based Variable Speed Wind Turbine Systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 5, p 1242-1249, setembro 2004.

- [45] REIS F.S. dos; ALE J.A.V.; ADEGAS F.D.; TONKOSKI R.; SLAN S.; TAN K. Active Shunt Filter for Harmonic Mitigation in Wind Turbines Generators. In: IEEE 37TH POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. Jeju 2006. **Anais do PESC 2006**, p. 1-6.
- [46] HWANG J.; CHEN M.; YEH S. Application of Three-level Converters to Wind Power Systems with Permanent-magnet Synchronous Generators. In: 33RD ANNUAL CONFERENCE OF THE IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY. Taipei 2007. **Anais do IECON 2007**, pp. 1615 - 1620.
- [47] TAN K.; YAO T.T.; ISLAM S. Effect of Loss Modeling on Optimum Operation of Wind Turbine Energy Conversion Systems. In: THE 7TH INTERNATIONAL POWER ENGINEERING CONFERENCE. Singapura 2005. **Anais do IPEC 2005**, p. 1-92.
- [48] TSAI J.; TAN K. H APF Harmonic Mitigation Technique for PMSG Wind Energy Conversion System. In: AUSTRALASIAN UNIVERSITIES POWER ENGINEERING CONFERENCE. Perth 2007. **Anais do AUPEC 2007**, pp. 1-6.
- [49] KAZMI S.M.R.; GOTO H.; GUO H.; ICHINOKURA O. A Novel Algorithm for Fast and Efficient Speed-Sensorless Maximum Power Point Tracking in Wind Energy Conversion Systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 1, p. 29, janeiro 2011.
- [50] KOUTROULIS E.; KALAITZAKIS K. Design of a maximum power tracking system for wind-energy-conversion applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics** v. 53, n. 2, p. 486 - 494. abril 2006.
- [51] TAN K.; ISLAM S. Optimum Control Strategies in Energy Conversion of PMSG Wind Turbine System without Mechanical Sensors. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 19, n. 2, p. 392, junho 2004.
- [52] TENCA P.; ROCKHILL A.A.; LIPO T.A. Wind Turbine Current-Source Converter Providing Reactive Power Control and Reduced Harmonics. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 43, n. 4, p. 1050, agosto 2007.
- [53] TUNYASRIRUT S.; SUKSRI T.; SRILAD S.; WANGNIPPARNTO S. Implementation of Grid Connected using 12 Pulse Converter for a Variable Speed Wind Energy Conversion System. In: IEEE ICROS-SICE INTERNATIONAL JOINT CONFERENCE. Fukuoka 2009. **Anais do ICROS-SICE**, p. 899-902.
- [54] HAO CHEN; DAVID N.; ALIPRANTIS D.C. Analysis of Permanent-Magnet Synchronous Generator With Vienna Rectifier for Wind Energy Conversion System, **IEEE Transactions on Sustainable Energy**, v.4, n.1, p.154-163, janeiro 2013.
- [55] CARRANZA O.; FIGUERES E.; GARCERÁ G.; GONZÁLEZ L.G. A Control Circuit Small Wind Turbines with Low Harmonic Distortion and Improved Power Factor. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGIES AND POWER QUALITY. Valencia 2009. **Anais do ICREPQ'09**.
- [56] MITTAL R.; SANDHU K.S.; JAIN D. K. Battery Energy Storage System for Variable Speed Driven PMSG for Wind Energy Conversion System. In: JOIN INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS, DRIVES AND ENERGY SYSTEMS (PEDES) & 2010 Power India. New Delhi 2010. **Anais do PEDES 2010**, p. 1-5.
- [57] OLIVEIRA D.S.; DE SOUSA G.J.M.; RANGEL A.R.; QUEIROZ D.L.; OLIVEIRA E.F. DE; DOS SANTOS L.P.C.; FONTENELE L. F. A.; BEZERRA P. A. M. Low Cost and High Efficiency Static Converter for Small Wind Systems. In: 35TH ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS. Porto 2009. **Anais do IECON 2009**, p. 601-608.
- [58] OLIVEIRA FILHO H. M.; OLIVEIRA JR. D. S.; BASCOPE R. P. T.; SILVA C. E. A.; ALMEIDA G. J. On the Study of Wind Energy Conversion System Applied to Battery Charching Using Multiblade Turbines.

- In: 10° CONGRESSO BRASILEIRO DE ELETRÔNICA DE POTÊNCIA - COBEP. Bonito 2009. Anais do COBEP 2009, p. 964 a 971.
- [59] PRASAI A.; YIM J.; DIVAN D.; BENDRE A.; SUL S. A New Architecture for Offshore Wind Farms. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p 1198-1204, maio 2008.
- [60] MUYEEN S.M.; TAKAHASHI R.; MURATA T.; TAMURA J. A New Control Method of Energy Capacitor System in DC-Based Wind Farm. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION. San Jose 2009. **Anais do ECCE 2009**, pp. 1619-1625.
- [61] MOLINA M.G.; MERCADO P.E. A New Control Strategy of Variable Speed Wind Turbine Generator for Three-Phase Grid-Connected Applications. In: TRANSMISSION AND DISTRIBUTION CONFERENCE AND EXPOSITION: LATIN AMERICA. Bogota 2008. **Anais do IEEE/PES**, pp. 1-8.
- [62] JIA Y.; WANG Z.; YANG Z. Experimental Study of Control Strategy for Wind Generation System. In: IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. Orlando 2007. **Anais do PESC 2007**, pp. 1202-1207.
- [63] HAQUE M.E.; NEGNEVITSKY M.; MUTTAQI K.M. A Novel Control Strategy for a Variable-Speed Wind Turbine with a Permanent-Magnet Synchronous Generator. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 46, n. 1, p. 331, fevereiro 2010.
- [64] AHMED A.; RAN L.; BUMBY J.R. New Constant Electrical Power Soft-Stalling Control for Small-Scale VAWTs. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 25, n. 4, p. 1152, dezembro 2010.
- [65] VATTUONE L.; KOURO S.; ESTAY G.; WU B. Open-end-winding PMSG for wind energy conversion system with dual boost NPC converter. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRIAL TECHNOLOGY. Cape Town 2013. **Anais do ICIT**, p.1763-1768.
- [66] RAJAEI A.; MOHAMADIAN M.; VARJANI A. Y. Vienna-Rectifier-Based Direct Torque Control of PMSG for Wind Energy Application. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.60, n.7, pp. 2919-2929, julho 2013.
- [67] ZHANG S.; KING-JET TSENG; VILATHGAMUWA D.M.; NGUYEN T. DUY; WANG XIAO-YU. Design of a Robust Grid Interface System for PMSG-Based Wind Turbine Generators. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v.58, n.1, p.316-328, janeiro 2011.
- [68] TONKOSKI R.; LOPES L.A.C.; REIS F. S. DOS. A Single-Switch Three-Phase Boost Rectifier to Reduce the Generator Losses in Wind Energy Conversion Systems. In: 2009 IEEE ELECTRICAL POWER & ENERGY CONFERENCE. Montreal 2009. **Anais do EPEC 2009**, p. 1-8.
- [69] REIS F. S. DOS; TAN K.; ISLAM S. Using PFC for harmonic mitigation in wind turbine energy conversion systems. In: 30TH ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS SOCIETY. 2004. **Anais do IECON 2004**, p. 3100-3105.
- [70] REIS M.M.; SOARES B.; BARRETO L. H. S. C.; FREITAS E.; SILVA C. E A; BASCOPE R.T.; OLIVEIRA D.S. A variable speed wind energy conversion system connected to the grid for small wind generator. In: TWENTY-THIRD ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION. Austin 2008. **Anais do APEC 2008**, p.751-755.
- [71] YU-LIN JUAN. An Integrated-Controlled AC/DC Interface for Microscale Wind Power Generation Systems, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 5, p.1377-1384, maio 2011.
- [72] SIMONETTI D.S.L.; AZEVEDO M.C.; VIEIRA J.L.F.; REY J.P. The design of duty-cycle modulated three-phase boost rectifiers. In: IEEE IAS ANNUAL MEETING CONFERENCE RECORD. Phoenix 1999. **Anais do IAS 1999**, v. 4, p. 2530-2535.

- [73] LIU K. H.; LIN Y. L. Current waveform distortion in power factor correction circuits employing discontinuous mode boost converter. In: 20TH ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. Milwaukee 1989. **Anais do IEEE PESC'89**, p.825 -829.
- [74] FAULSTICH A.; STINKE J. K.; WITTWER F. Medium voltage converter for permanent magnet wind power generators up to 5 MW. In: 2005 EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS. Dresden 2005. **Anais do EPE 2005**, pp. 1-9.
- [75] HILMY M.; AHMED M.E.; ORABI M.; SAYED M.A.; EL-NEMR M. Optimum Design of High Efficiency Power Conditioning Wind Energy System. In: IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER AND ENERGY. Kuala Lumpur 2010. **Anais do PECon 2010**, p. 611-616.
- [76] MIRECKI A.; ROBOAM X.; RICARDEAU F. Architecture Complexity and Energy Efficiency of Small Wind Turbines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 660, fevereiro 2007.
- [77] QIAO W.; QU L.; HARLEY R.G. Control of IPM Synchronous Generator for Maximum Wind Power Generation Considering Magnetic Saturation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 3, p. 1095, junho 2009.
- [78] JÖCKEL S.; HERRMANN A.; RINCK J. High Energy Production plus Built-in Reliability - the New VENSYS 70 / 77 Gearless Wind Turbines in the 1.5 MW Class. In: EUROPEAN WIND ENERGY CONFERENCE AND EXHIBITION 2006. Ecotecnia 2006. **Anais do EWEC 2006**.
- [79] YARAMASU V.; BIN WU. Three-level boost converter based medium voltage megawatt PMSG wind energy conversion systems. In: IEEE ENERGY CONVERSION CONGRESS AND EXPOSITION. Phoenix 2011. **Anais do ECCE 2011**, p.561-567.
- [80] CHINCHILLA M.; ARNALTES S.; BURGOS J. C. Control of permanent magnet generators applied to variable-speed wind-energy systems connected to the grid. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 21, n. 1, p. 130-135, março 2006.
- [81] YUAN X.; WANG F.; BURGOS R.; Y. LI; BOROYEVICH D. Dc-link Voltage Control of Full Power Converter for Wind Generator Operating in Weak Grid Systems. In: TWENTY-THIRD ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION. Austin 2008. **Anais do APEC 2008**, p. 761-767.
- [82] HU W.; CHEN Z.; WANG Y.; WANG Z. Flicker Mitigation by Active Power Control of Variable-Speed Wind Turbines with Full-Scale Back-to-Back Power Converters. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 24, n. 3, p. 640-649, setembro 2009.
- [83] MELÍCIO R.; MENDES V.M.F.; CATALÃO J.P.S. Wind energy systems and power quality: matrix versus two-level converters. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGIES AND POWER QUALITY 2008. Santander 2008. **Anais do ICREPQ 2008**.
- [84] DANG D. Q; WANG Y.; CAI W. A Multi-objective Optimal Nonlinear Control of Variable Speed Wind Turbine. In: 2009 IEEE INTERNATIONAL CONFERENCE ON CONTROL AND AUTOMATION. Christchurch 2009. **Anais do ICCA 2009**, p. 17-22.
- [85] RAJU A.B.; FERNANDES B.G.; CHATTERJEE K. A UPF Power Conditioner with Maximum Power Point Tracker for Grid Connected Variable Speed Wind Energy Conversion System. In: 2004 FIRST INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS SYSTEMS AND APPLICATIONS. Hong Kong 2004. **Anais do PESA 2004**, p. 107-112.
- [86] GOEL P.K.; SINGH B.; MURTHY S.S.; KISHORE N. Autonomous Hybrid System Using PMSGs for Hydro and Wind Power Generation. In: 35TH ANNUAL CONFERENCE OF IEEE INDUSTRIAL ELECTRONICS. Porto 2009. **Anais do IECON '09**, p. 255-260.

- [87] MELICIO R.; MENDES V.M.F.; CATALÃO J.P.S. Electrical Grid Integration and Power Quality Studies of a Variable-Speed Wind Energy Conversion System. In: IEEE POWERTECH BUCHAREST. Bucharest 2009. **Anais do Powertech 2009**, p. 1-6.
- [88] GOEL P.K.; SINGH B.; MURTHY S.S.; TIWARI S.K. Parallel Operation of Permanent Magnet Generators in Autonomous Wind Energy Conversion System. In: IEEE INDUSTRY APPLICATIONS SOCIETY ANNUAL MEETING. Houston 2010. **Anais do IAS 2010**, p. 1-8.
- [89] GONZÁLEZ L.G.; FIGUERES E.; GARCERÁ G.; CARRANZA O. Synchronization techniques comparison for sensorless control applied to PMSG. In: 13TH EUROPEAN CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS AND APPLICATIONS. Barcelona 2009. **Anais do EPE 2009**, p.1-9.
- [90] HU W.; WANG Y.; SONG X.; WANG Z.; JIAOTONG X. Development of wind turbine simulator for wind energy conversion systems based on permanent magnet synchronous motor. Univ., Xian. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS. Wuhan 2008. **Anais do ICEMS 2008**, p. 2322-2326.
- [91] EL MOKADEM M. ; COURTECUISSÉ V. ; SAUDEMONT C. ; ROBYNS B.; DEUSE J. Fuzzy Logic Supervisor-Based Primary Frequency Control Experiments of a Variable-Speed Wind Generator. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 24, n 1, p. 407, fevereiro 2009.
- [92] ZHANG H.; TOLBERT L.M. Efficiency Impact of Silicon Carbide Power Electronics for Modern Wind Turbine Full Scale Frequency Converter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 1, p. 21, janeiro 2011.
- [93] H. NG CHONG; LI RAN; BUMBY J. Unbalanced-Grid-Fault Ride-Through Control for a Wind Turbine Inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 44, n. 3, p. 845, junho 2008.
- [94] LI H.; CHEN Z. Design Optimization and Evaluation of Different Wind Generator Systems. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRICAL MACHINES AND SYSTEMS. Wuhan 2008. **Anais do ICEMS 2008**, p. 2396 - 2401.
- [95] SUVIRE G.O.; MERCADO P.E. Improvement of Power Quality In Wind Energy Applications Using A Dstatcom Coupled With A Flywheel Energy Storage System. In: 2009 BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE. Bonito 2009. **Anais do COBEP 2009**, pp. 58-64, 2009.
- [96] MELÍCIO R.; MENDES V.M.F.; CATALÃO J.P.S. Power Converter topologies for Wind energy conversion systems: Integrated modelling, control strategy and performance simulation. **Renewable Energy**, v. 35, n. 10, p. 2165-2174, outubro 2010.
- [97] YARAMASU V.; BIN W; SEN P.C.; KOURO S.; NARIMANI M. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. **Proceedings of the IEEE**, v. 103, p. 740-788, 2015.
- [98] HANSEN L. H.; HELLE L.; BLAABJERG F.; RITCHIE E.; MUNK-NIELSEN S.; BINDNER H.; SØRENSEN P.; BAK-JENSEN B. **Conceptual survey of Generators and Power Electronics for Wind Turbines**. Roskilde Denmark: Risø National Laboratory. 2001.
- [99] FERREIRA A. A. A. Sistema de produção de energia eólica. 2011. Dissertação de Mestrado (Engenharia Eletrotécnica e de Computadores) - Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto. Porto, Portugal.
- [100] KAURA, V.; BLASKO, V. Operation of a Phase Looked Loop System Under Distorted Utility Conditions. **IEEE Transactions on Industry Applications**, p. 58 - 63, 1997.
- [101] Mao H.; Lee F. C.Y.; Boroyevich D.; Hiti S. Review of High-Performance Three-Phase Power-Factor Correction Circuits. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v 44, p. 437- 446, 1997.

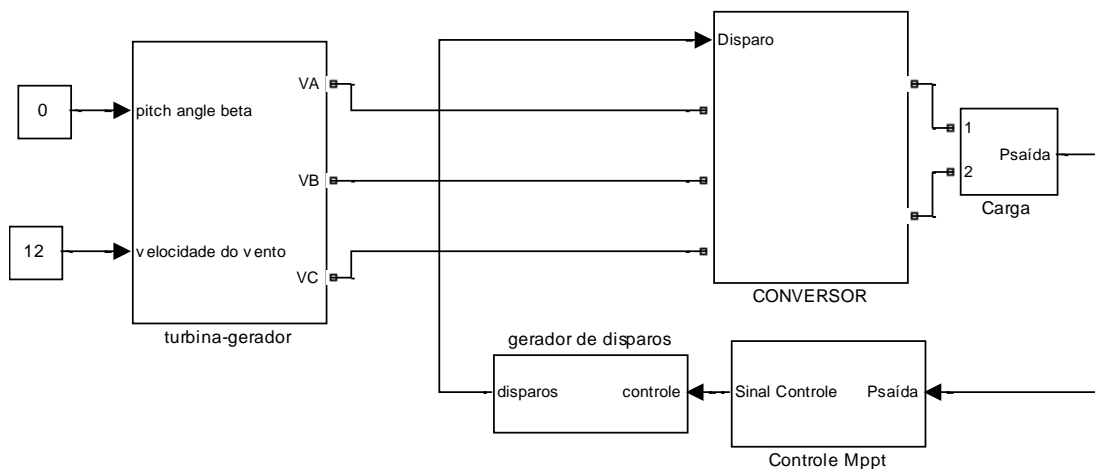
- [102] RAJU A.B.; CHATTERJEE K.; FERNANDES B.G. A Simple Maximum Power Point Tracker for Grid connected Variable Speed Wind Energy Conversion System with Reduced Switch Count Power Converters. In: IEEE 34TH ANNUAL POWER ELECTRONICS SPECIALIST CONFERENCE. 2003. **Anais do PESC '03**, v. 2, p. 748-753.
- [103] AHMED A. A.; ABDEL-LATIF K. M.; EISSA M. M.; WASFY S. M.; MALIK O.P. Study of characteristics of wind turbine PMSG with reduced switches count converters. In: 26TH ANNUAL IEEE CANADIAN CONFERENCE ON ELECTRICAL AND COMPUTER ENGINEERING. Regina 2013. **Anais do CCECE**, p. 1-5.
- [104] YANG G.; LI H. Application of a Matrix Converter for PMSG Wind Turbine Generation System. In: 2ND IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON POWER ELECTRONICS FOR DISTRIBUTED GENERATION SYSTEMS. Hefei 2010. **Anais do PEDG 2010**, p. 185-189.
- [105] ABBES M.; BELHADJ J.; BENNANI A.B.A. Design and control of a direct drive wind turbine equipped with multilevel converters. **Renewable Energy**, v. 35, n. 5, p. 936-945, maio 2010.
- [106] PORTILLO R.C.; PRATS M.M.; LEON J.I.; SANCHEZ J.A.; CARRASCO J.M.; GALVAN E.; FRANQUELO L.G. Modeling strategy for back-to-back three-level converters applied to highpower wind turbines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1483-1491, outubro 2006.
- [107] MARCHESONI M.; MAZZUCHELLI M. Multilevel converters for high-power AC drives: a review. In: IEEE INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. Budapest 1993. **Anais do ISIE'93**, p. 38-43.
- [108] MELÍCIO R.; MENDES V.M.F.; CATALÃO J.P.S. Wind Energy Systems and Power Quality: Matrix versus Two-Level Converters. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON RENEWABLE ENERGIES AND POWER QUALITY. Santander 2008. **Anais do ICREPQ'08**.
- [109] WHEELER P.W.; RODRIGUEZ J.; CLARE J.C.; EMPRINGHAM L. Matrix converters: a technology review", **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, p. 276- 288, abril 2002.
- [110] PARKER M.A.; NG C.; RAN LI. Fault-Tolerant Control for a Modular Generator-Converter Scheme for Direct-Drive Wind Turbines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 1, p. 305, janeiro 2011.
- [111] CHONG H. NG; PARKER M.A.; LI RAN; TAVNER P.J.; BUMBY J.R.; ED SPOONER. A Multilevel Modular Converter for a Large, Light Weight Wind Turbine Generator. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 3, p. 1062-1074, maio 2008.
- [112] SILVA C. E. A.; OLIVEIRA JR. D. S.; OLIVEIRA FILHO H. M. DE; BARRETO L. H. S. C.; ANTUNES F. L. M. A Three-phase Rectifier For Wecs With Indirect Current Control. **Revista Eletrônica De Potência**, v. 16, n. 1, p. 28-36, fevereiro 2011.
- [113] WANG Y.; PANDA D.; LIPO T.A.; DI PAN. Open-Winding Power Conversion Systems Fed by Half-Controlled Converters, **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, p. 2427-2436, maio 2013.
- [114] LAZZARIN T. B.; BATISTA F.A.B.; COSTA P.J.S.; FONT C.H.I. Proposal of a modular three-phase SEPIC-DCM rectifier for small wind energy conversion systems. In IEEE 24TH INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS 2015. Buzios, RJ, Brasil 2015. **Anais do ISIE 2015**, p.398-404.
- [115] YUNGTAEK J.; DILLMAN D.L.; JOVANOVIC M.M. Three-Phase Isolated High-Power-Factor Rectifier Using Soft-Switched Two-Switch Forward Converter. In: TWENTY SECOND ANNUAL IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE. Anaheim, CA, USA 2007. **Anais do APEC 2007**, p.809-815.

- [116] FREITAS T.R.S; MENEGAZ P.J.M.; SIMONETTI D.S.L Rectifier topologies for permanent magnet synchronous generator on wind energy conversion systems: A review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**. v. 54, p. 1334-1344, 2016.
- [117] SIMONETTI D. S. L.; SEBASTIÁN J.; UCEDA J. A novel three-phase AC-DC power factor preregulator. In: 26TH ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. Atlanta 1995. **Anais do IEEE PESC 1995**, p.979-984.
- [118] JANG Y.; ERICKSON R. New single-switch three-phase high-power-factor rectifiers using multiresonant zero-current switching. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 13, n.1, p. 194-201, janeiro 1998.
- [119] ISMAIL E. H.; ERICKSON R. W. A single transistor three-phase resonant switch for high quality rectification. In: 23RD ANNUAL IEEE POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. Toledo 1992. **Anais do PESC '92**, p. 1341-1351.
- [120] BARBI I. Projetos de fontes chaveadas. Florianópolis: Edição do Autor, 2001.

Apêndice 1 - Descrição dos blocos utilizados na simulação

Neste apêndice estão descritos, detalhadamente, todos os blocos que compõem a simulação dos conversores propostos em ambiente MATLAB/SIMULINK. O diagrama de blocos completo da simulação foi apresentado na Figura 41, e aqui é reapresentado para facilitar sua visualização.

Figura A1.1 - Figura 41 - Diagrama de blocos de simulação do sistema de conversão de energia eólioelétrica com controle mppt.



Fonte: Produção do próprio autor

A1.1 Bloco “turbina-gerador”

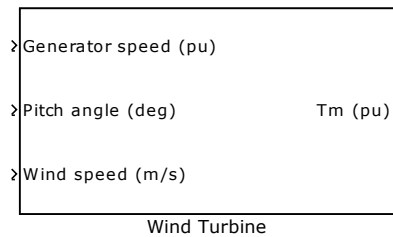
Este bloco possui como entrada as variáveis “velocidade do vento” e “ângulo passo beta”. Desta forma, pode-se, na simulação, variar a velocidade do vento que incide no sistema eólico, bem como atuar no controle da variação do ângulo de passo. Como saída, podem-se obter diversas variáveis, sendo que na simulação deste trabalho, as variáveis observadas são as tensões trifásicas, a corrente na fase 1, a velocidade mecânica e a potência elétrica.

O conjunto turbina-gerador é composto por dois blocos, denominados “turbina eólica” e “gerador eólico”, respectivamente, ambos disponíveis na biblioteca de simulação do MATLAB/SIMULINK. A seguir, descrevem-se os dois blocos individualmente.

A1.1.1 Bloco turbina eólica

O bloco apresentado na Figura A1.2 representa uma turbina eólica, cujo modelo é baseado nas características de regime permanente de uma turbina e foi previamente elaborado por Siegfried Heier [1]. Neste modelo, têm-se como variáveis de entrada a velocidade do gerador, a velocidade do vento e o ângulo de controle de passo – responsável pela limitação de potência.

Figura A1.2 - Bloco representativo de uma turbina eólica no MATLAB/SIMULINK.



Fonte: “wind turbine” do MATLAB/SIMULINK.

A potência capturada pelo sistema turbina-gerador é função, entre outras coisas, do ângulo de passo (*pitch angle*), do raio das pás da turbina e da velocidade do rotor, sendo essa relação dada pela Equação (A1.1):

$$P_m = c_p(\lambda, \beta) \frac{\rho A}{2} v^3 \quad (\text{A1.1})$$

Onde,

P_m é a potência mecânica do gerador-turbina (W)

c_p é o coeficiente de potência da turbina dado em função de λ e β

ρ é a densidade do vento (kg/m^3)

A é a área de varredura da turbina (m^2)

v é a velocidade do vento (m/s)

λ é a relação entre a velocidade da pá e a velocidade do vento (*tip speed ratio*)

β é o ângulo de controle de passo (graus)

Para a turbina representada no MATLAB/SIMULINK a equação do coeficiente de potência é dada por:

$$c_p(\lambda, \beta) = c_1 \left(\frac{c_2}{\lambda_i} - c_3 \beta - c_4 \right) e^{-\frac{c_5}{\lambda_i}} + c_6 \lambda \quad (\text{A1.2})$$

Com

$$\frac{1}{\lambda_i} = \frac{1}{\lambda + 0,08\beta} - \frac{0,035}{\beta^3 + 1} \quad (\text{A1.3})$$

Os coeficientes, obtidos através de ensaios experimentais e disponibilizados no MATLAB/SIMULINK, são dados pelos valores da Tabela A1.1.

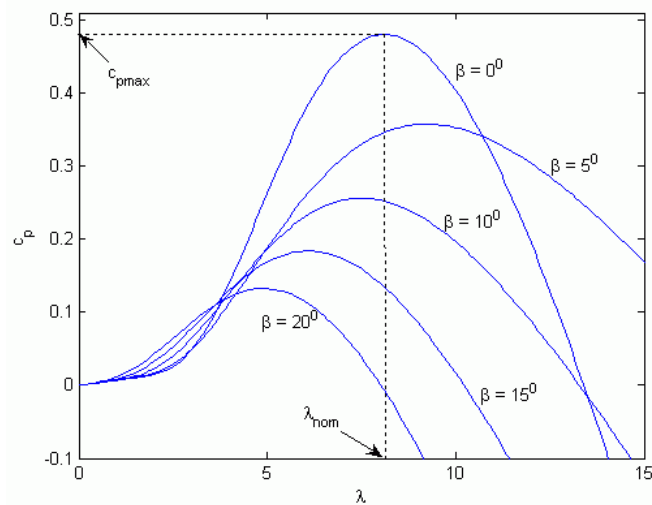
Tabela A1.1 - Valores dos coeficientes da turbina eólica utilizada na simulação.

c_1	c_2	c_3	c_4	c_5	c_6
0,5176	116	0,4	5	21	0,0068

Fonte: “wind turbine” do MATLAB/SIMULINK.

Baseando-se na Equação (A1.2), pode-se observar o comportamento c_p - λ para vários valores de β , conforme pode ser visto na Figura A1.3, a seguir. Nota-se que o valor máximo de c_p é dado quando $\beta = 0$.

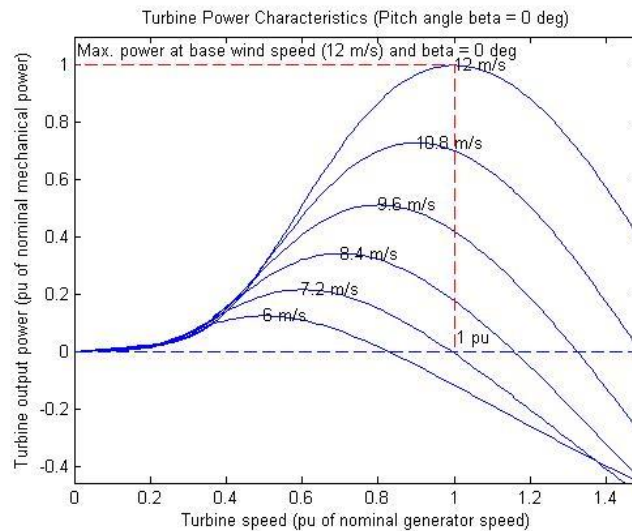
Figura A1.3 - Característica c_p - λ para diversos valores de β para a turbina utilizada na simulação.



Fonte: diretório help “wind turbine” do MATLAB/SIMULINK.

A curva que relaciona, para a turbina simulada, a potência mecânica P_m e a sua velocidade w_m , ambas as grandezas em pu (nas bases do gerador), é apresentada na Figura A1.4. Para este caso, a velocidade base é de 12 m/s, a máxima potência na velocidade base do vento é de 1pu e a velocidade base de rotação também é 1 pu.

Figura A1.4 - Potência da turbina versus velocidade da turbina para $\beta=0$.



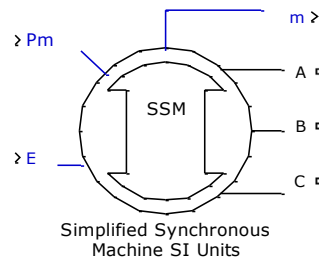
Fonte: diretório help “wind turbine” do MATLAB/SIMULINK.

Cada turbina eólica tem as suas características próprias, sendo que cada fabricante realiza testes para determinar a curva de comportamento da potência de cada modelo. Esta curva não pode ser obtida a partir dos resultados teóricos, pois é uma função de aspectos relativos à construção da turbina, bem como depende da velocidade angular do rotor eólico e da velocidade do vento, entre outros.

A1.1.2 Bloco gerador eólico

O gerador utilizado neste trabalho, para a simulação, é apresentado na Figura A1.5. É a representação de um gerador síncrono.

Figura A1.5 - Modelo utilizado para o gerador síncrono no MATLAB/SIMULINK.



Fonte: “synchronous generator” do MATLAB/SIMULINK.

Como se pode observar, as variáveis de entrada deste gerador são a potência mecânica e a tensão de alimentação do campo. Têm-se como saídas as tensões trifásicas A, B e C e a variável m , que fornece diversos parâmetros a serem analisados.

O gerador utilizado na simulação, possui as características apresentadas na Tabela 6, página 88, onde $V_{g,pk}$ é a tensão de fase de pico, P é a potência nominal do gerador, L_1 a indutância de entrada do gerador e f_{nom} a frequência das tensões geradas.

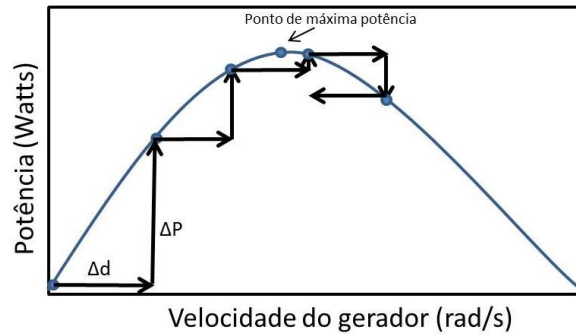
Internamente ao bloco, é possível especificar os valores nominais das variáveis do gerador, tais como, potência nominal, tensão de linha, frequência de operação, entre outras, possibilitando a simulação de um gerador comercial que se tenha disponível para ensaios experimentais.

Para utilizá-lo como um gerador síncrono a ímãs permanentes, o valor da tensão do campo foi ajustada em 1 pu.

A1.2 Bloco controle *mppt*

Para que o sistema de conversão opere no ponto de máxima potência (*mpp* - *maximum power point*) para cada velocidade de vento, foi utilizada a técnica Perturba e Observa (P&O) para o rastreamento da máxima potência (*mppt* - *maximum power point tracking*). É uma técnica que possui como vantagens o fato de não ser necessário conhecer parâmetros do sistema (como as características da turbina e/ou gerador) e dispensar o uso de sensores ou medidores além da medição da própria potência a ser maximizada. O princípio de operação do controle *mppt* é perturbar a variável de controle e observar o resultado na variável controlada, Figura A1.6.

Figura A1.6 - Princípio de operação P&O para controle *mppt* - SEPIC.

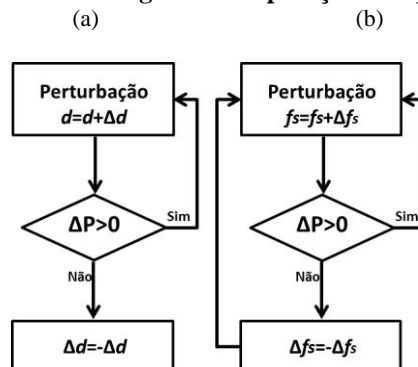


Fonte: Produção do próprio autor.

Para o caso do SEPIC, como a frequência de chaveamento é mantida constante independente do ponto de operação, e a razão cíclica d varia conforme a velocidade do vento, a variável perturbada é a razão cíclica. Assim, para um ponto de operação na curva de potência perturba-se, por exemplo, a razão cíclica e observa-se o resultado na variável controlada – neste caso a potência. Se o resultado é o aumento de potência, em seguida, a mesma perturbação é aplicada no instante seguinte de controle; caso contrário, o sinal da perturbação é invertido, a fim de procurar a direção de aumento de potência. A Figura A1.7(a) apresenta o fluxograma de operação do *mppt* para o caso do SEPIC.

No entanto, para o *Buck*-ressonante, a frequência de chaveamento depende do ponto de operação, e o valor do tempo ligado da chave controlada deve permanecer constante para toda a faixa de velocidade do vento; assim, para o rastreamento da máxima potência, a variável perturbada é a frequência de chaveamento f_s e a partir do valor de t_{on} definido calcula-se a razão cíclica. A Figura A1.7(b) apresenta o fluxograma de operação do *mppt* para o *Buck*.

Figura A1.7 - Fluxograma de operação do *mppt* - *Buck*.



Fonte: Produção do próprio autor.

Para aumentar a eficiência do controle *mppt*, o degrau de perturbação (Δd no caso do SEPIC e Δf_s no caso do Buck) foi ajustável em ambas as topologias: no início da procura pelo ponto de máxima potência o degrau é elevado para que se aproxime com maior rapidez do ponto desejado; à medida que a potência auferida se aproxima do *mpp* o degrau é diminuído, evitando que não seja oscilante em excesso em torno do *mpp*.

O bloco “controle *mppt*” (apresentado anteriormente na Figura A1.1) implementa o rastreamento da potência na simulação, para atuar no ajuste do sinal de disparo fornecido pelo bloco “gerador de disparos”.

O sinal de entrada deste bloco é o valor da potência de saída da carga. Para este valor de potência lido atua-se no controlador a fim de que a saída do bloco – o sinal de controle de disparo – atue no gerador de disparos e, assim, a saída *pwm* gerada permita ao sistema operar no ponto de máxima potência, para a velocidade de vento dada. A saída do bloco para o caso do SEPIC é a razão cíclica d , enquanto para o *Buck* é a frequência de chaveamento f_s .

A1.3 Bloco Gerador de disparos

Este bloco implementa um gerador de sinais, cuja saída efetua o disparo dos semicondutores a serem chaveados. A entrada do bloco varia conforme o tipo de conversor que é simulado. Entretanto, em ambos os casos a saída é um sinal *pwm*.

Para o caso do SEPIC, o bloco tem a função de gerar na saída um sinal *pwm* (com a frequência f_s definida em projeto) a partir do sinal de entrada (razão cíclica).

Para o conversor *buck*-ressonante, o bloco de disparos do *buck*-ressonante ajusta a razão cíclica a partir do valor de f_s , calculado no bloco ‘controle *mppt*’, e do valor de t_{on} . Possui na saída um sinal *pwm*, que aciona o IGBT.

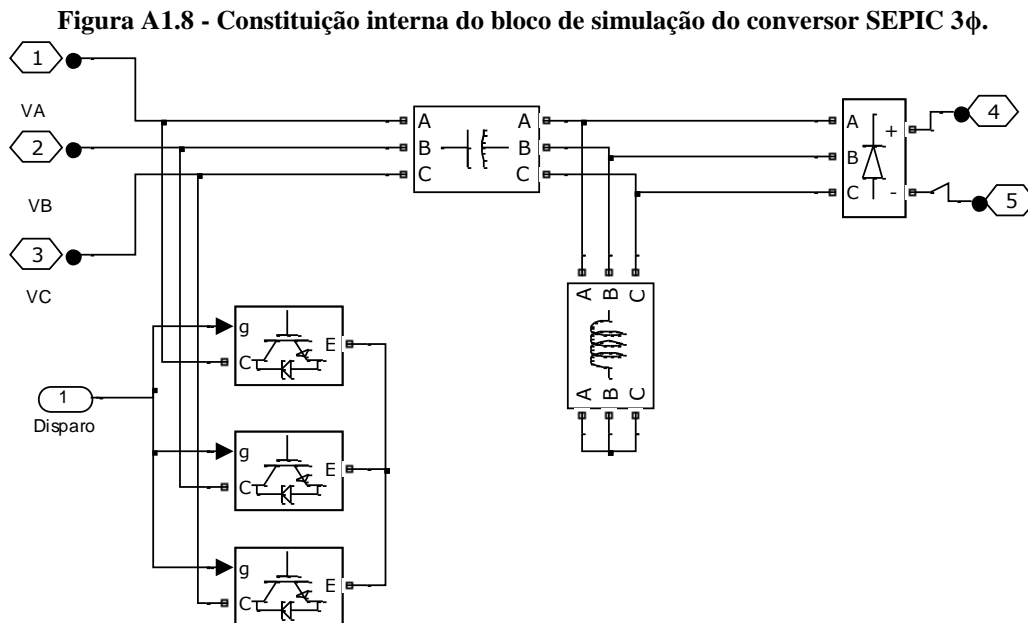
A1.4 Bloco Carga

A carga utilizada na simulação é uma carga resistiva, cujo valor depende da tensão de saída do barramento CC e da potência nominal de saída, em paralelo com um capacitor. Para o conversor SEPIC 3 ϕ , a potência nominal de saída do gerador é de 1 kW, enquanto para o

conversor *buck*-ressonante é de 1,2 kW. A tensão do barramento CC varia em função do conversor.

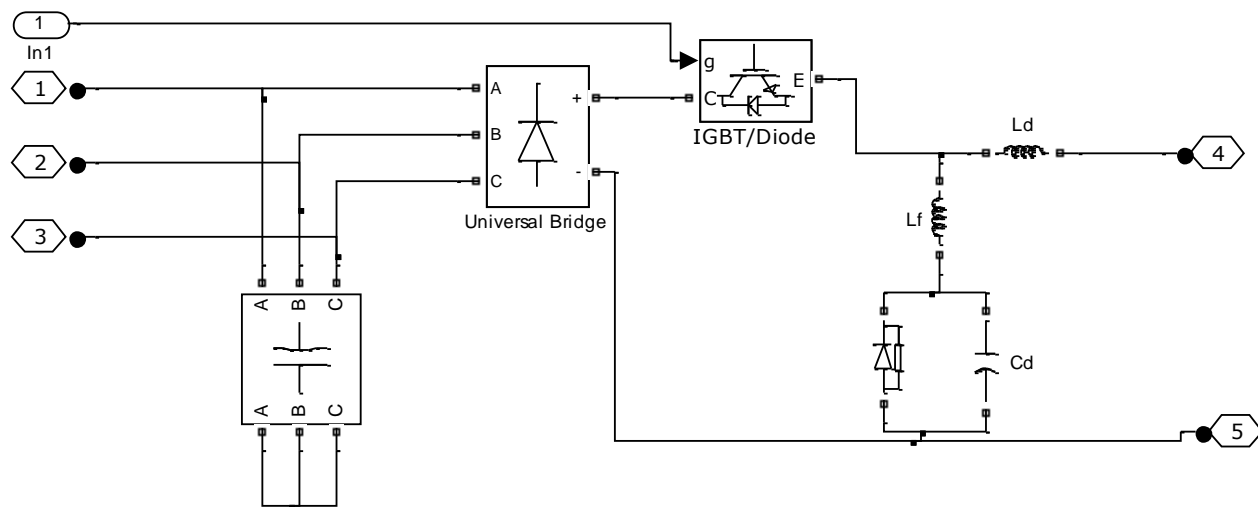
A1.5 Bloco Conversor

O bloco conversor, externamente, é idêntico tanto para o conversor SEPIC 3 ϕ quanto para o *buck*-ressonante. Ambos têm como entrada as tensões trifásicas V_A, V_B e V_C e o sinal de disparo das chaves, e como saída, a tensão CC. Entretanto, internamente, cada conversor tem sua particularidade. A Figura A1.8 e a Figura A1.9 mostram a disposição interna de cada um dos conversores, figuras representativas dos esquemas anteriormente mostrados na Figura 11 (página 44) e na Figura 24 (página 64).



Fonte: Produção do próprio autor.

Figura A1.9 - Constituição interna do bloco de simulação do conversor *buck*-ressonante.



Fonte: Produção do próprio autor.