



UNIVERSIDADE ESTADUAL PAULISTA
“JÚLIO DE MESQUITA FILHO”
Campus de Ilha Solteira

JOÃO CARLOS PELICER JUNIOR

**EMPREGO DE TOPOLOGIA BOOST SEMICONTROLADA PARA
MITIGAÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO DE CORRENTE EM
CONVERSORES DE 12 PULSOS**

Ilha Solteira
2019

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA
ELÉTRICA

JOÃO CARLOS PELICER JUNIOR

**EMPREGO DE TOPOLOGIA BOOST SEMICONTROLADA PARA
MITIGAÇÃO DO CONTEÚDO HARMÔNICO DE CORRENTE EM
CONVERSORES DE 12 PULSOS**

Tese de Doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Estadual Paulista - UNESP - Campus de Ilha Solteira, como parte dos requisitos necessários para obtenção do título de Doutor em Engenharia Elétrica. Área de Concentração: Controle e Automação. submetida à Faculdade de Engenharia - UNESP - Campus de Ilha Solteira, como parte dos requisitos exigidos para o Exame de Defesa de Doutorado.

Orientador: Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas

Ilha Solteira
2019

FICHA CATALOGRÁFICA
Desenvolvido pelo Serviço Técnico de Biblioteca e Documentação

P384e Pelicer Junior, João Carlos.
Emprego de topologia *Boost* semicontrolada para mitigação do conteúdo harmônico de corrente em conversores de 12 pulsos / João Carlos Pelicer Junior. -- Ilha Solteira: [s.n.], 2019
126 f. : il.

Tese (doutorado) - Universidade Estadual Paulista. Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira. Área de conhecimento: Automação, 2019

Orientador: Falcondes José Mendes de Seixas
Inclui bibliografia

1. Conversor *Boost*. 2. Conversor multipulso. 3. Distorção harmônica total. 4. Fator de potência. 5. Retificador semicontrolado.


Raiane da Silva Santos

CERTIFICADO DE APROVAÇÃO

TÍTULO DA TESE: Emprego de Topologia Boost Semicontrolada para Mitigação do Conteúdo Harmônico de Corrente em Conversores de 12 Pulsos

AUTOR: JOÃO CARLOS PELICER JUNIOR

ORIENTADOR: FALCONDES JOSE MENDES DE SEIXAS


Aprovado como parte das exigências para obtenção do Título de Doutor em ENGENHARIA ELÉTRICA, área: Automação pela Comissão Examinadora:



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



Prof. Dr. DIONIZIO PASCHOARELI JUNIOR
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. JULIO BORGES DE SOUZA
Departamento de Engenharia Elétrica / Faculdade de Engenharia de Ilha Solteira



Prof. Dr. MOACYR AURELIANO GOMES DE BRITO
Faculdade de Engenharias, Arquitetura e Urbanismo e Geografia / Universidade Federal de Mato Grosso do Sul



Profa. Dra. PRISCILA DA SILVA OLIVEIRA
Departamento de Engenharia Elétrica / Universidade Federal do Tocantins

Ilha Solteira, 21 de janeiro de 2019

*À minha avó Percília, pelo apoio incondicional
nos momentos mais difíceis.*

AGRADECIMENTOS

Ao meu orientador Prof. Dr. Falcondes José Mendes de Seixas pela sua dedicação, competência, companheirismo, sabedoria e amizade fundamentais para nossa convivência diária na concretização deste trabalho.

Aos meus colegas de laboratório pela amizade e companheirismo de todos.

Aos técnicos Adilson, Chaves, Everaldo e José Aderson pelo auxílio no desenvolvimento deste trabalho.

À minha noiva Érica Vidal da Cunha, pelo carinho, respeito, apoio e compreensão sem os quais não só este trabalho, como outras tantas realizações não teriam sido possíveis.

À minha família, pelo amor, compreensão e respeito, pela confiança no meu trabalho, pelo tempo de companhia e lazer que lhes furtei. Por estarem ao meu lado nos momentos bons e difíceis, abdicando de suas horas de descanso em prol do meu bem-estar e da minha felicidade.

À UNESP, CAPES, FAPESP (Processo: 2015/15872-9) e ao IFSP pelo apoio ao trabalho.

RESUMO

Os conversores multipulsos têm sido muito utilizados para a melhoria da qualidade de energia elétrica em sistemas de retificação trifásicos. O principal motivo para tal afirmação é a robustez apresentada por esses conversores, aliada às características intrínsecas da estrutura, que resulta no cancelamento natural de certas componentes de corrente na rede, devido ao defasamento angular provocado pela ação do transformador ou autotransformador utilizado. O que se propõe nesse trabalho é a substituição de cada ponte retificadora a diodos, presente no conversor de 12 pulsos, por uma topologia retificadora trifásica semicontrolada, baseada no conversor *boost* operando no modo de condução descontínuo (MCD), de modo que, seja possível reduzir de maneira significativa a DHT_i (Distorção Harmônica Total de corrente), bem como, incorporar os volumosos transformadores de interfase (IPTs) aos indutores *boost* de alta frequência, resultando na redução de peso e volume. Foram confeccionadas duas versões do conversor de 12 pulsos com retificadores semicontrolados, uma utilizando transformador isolador e a outra um autotransformador. O que se verificou para ambas as configurações é que a estrutura apresenta um reduzido conteúdo harmônico de corrente se comparado ao conversor tradicional e que, ao se operar no modo de condução descontínuo, faz-se possível o emprego de uma lógica de controle simples, possibilitando assim empregar somente uma malha de tensão, e reduzir significativamente a DHT_i do conversor.

Palavras chave: Conversor *Boost*. Conversor multipulso. Distorção harmônica total. Fator de potência. Retificador semicontrolado.

ABSTRACT

Multipulse converters have been widely employed for electrical power quality improvement in three-phase rectifiers systems. The main reason for this statement is the robustness shown by these structures, allied to their natural characteristics, resulting in harmonic canceling at the mains, due to the phase displacement provided by the transformer/autotransformer. In this work, it is proposed the replacement of each rectifier bridge, present in the 12-pulse converter, by a three-phase half-controlled rectifier topology, based on DCM (Discontinuous Conduction Mode) boost converter, thus making it possible to significantly reduce the THD_i (Total Harmonic Distortion) of the current injected on the mains by the structure. It also incorporates the voluminous IPT's (Interphase Transformer) in the boost high-frequency inductor, resulting in a reduction of weight and size. Two versions of the 12-pulse converter with semicontrolled rectifiers were made, one using an isolating transformer and other using an autotransformer. It was verified that both configurations present a reduced THD_i when compared to the traditional converter. So, by electing DCM, it is possible to employ a simpler control logic, employing only one voltage loop and significantly reducing the THD_i .

Keywords: Boost converter. Multi-Pulse converter. Power factor. Half-controlled rectifier. Total harmonic distortion.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Conversor de 12 pulsos baseado em estrutura zigzag com circuito no lado CC.	16
Figura 2 – Ilustração das componentes harmônicas de um sinal.	18
Figura 3 – (a) Formas de onda da tensão e corrente em uma ponte retificadora com filtro capacitivo. (b) Espectro harmônico da corrente.	20
Figura 4 – Conversor 12 pulsos isolado empregando conexão Δ/Δ -Y.	21
Figura 5 – Conversor 12 pulsos não isolado empregando autotransformador delta diferencial.	22
Figura 6 – Conversor de 18 pulsos com saídas CC conectadas em paralelo através de IPTs.	23
Figura 7 – Conversor de 18 pulsos com conversores CC-CC Boost em paralelo.	23
Figura 8 – Retificador de 18 pulsos com conversores CC-CC SEPIC isolados.	24
Figura 9 – Retificador boost semi-controlado de seis pulsos.	24
Figura 10 – Retificador semi-controlado com oposição de fases (carga dupla).	25
Figura 11 – Retificador semi-controlado com oposição de fases (carga única).	26
Figura 12 – Conversor de 12 pulsos com filtro ativo.	26
Figura 13 – Conversor trifásico unidirecional de 12 pulsos, empregando como transformador defasador a estrutura Zigzag.	27
Figura 14 – Conversor de 12 pulsos, bidirecional, utilizando transformador isolado.	28
Figura 15 – Principais componentes da geração eólica.	31
Figura 16 – Curva do coeficiente de potência C_p .	32
Figura 17 – Potência vs Velocidade do vento.	33
Figura 18 – Evolução do tamanho dos aero geradores comerciais.	33
Figura 19 – Configuração básica de um aero gerador (potência da ordem de MW).	35
Figura 20 – Estruturas aero geradoras Arranjo 1.	37
Figura 21 – Estrutura aerogeradora Arranjo -2.	37
Figura 22 – Conversores de velocidade variável (0 – 100%) Arranjo – 3.	38
Figura 23 – Conceito de um sistema de distribuição MVDC.	40
Figura 24 – Diagrama de blocos funcional (simplificado).	41
Figura 25 – Retificador de onda completa.	44
Figura 26 – Principais formas de onda do retificador de onda completa: a) V_{RN} , I_R ; b) V_{RN} , I_{D1} .	44
Figura 27 – Comparação do espectro harmônico da Fase R com a norma IEC – 61000-3-2.	46

Figura 28 – Conversor boost monofásico empregado para a correção do fator de potência.	47
Figura 29 – Corrente no indutor para o caso da tensão de entrada senoidal.	48
Figura 30 – Corrente no diodo (corrente fornecida a carga).	50
Figura 31 – Conversor boost trifásico controlado (seis chaves).	54
Figura 32 – Subdivisão do sistema trifásico em setores.	54
Figura 33 – Primeira etapa de operação e seu circuito equivalente.	55
Figura 34 – Segunda etapa de operação e seu circuito equivalente.	56
Figura 35 – Terceira etapa de operação e seu circuito equivalente.	56
Figura 36 – Etapas de operação 4 a 8.	57
Figura 37 – Formas de onda das correntes que alimentam o conversor.	58
Figura 38 – Conversor <i>boost</i> semicontrolado (<i>bridgeless</i>) trifásico.	58
Figura 39 – Formas de onda da Tensão (1) e Corrente (2) para o conversor <i>boost</i> semicontrolado no modo de condução contínuo.	59
Figura 40 – Espectro harmônico do conversor <i>boost</i> semicontrolado operando no MCC.	59
Figura 41 – Tensão e corrente na rede, para o conversor <i>boost</i> semicontrolado operando no MDC.	60
Figura 42 – Espectro harmônico do conversor <i>bridgeless</i> operando no modo de condução descontínuo.	61
Figura 43 – Conversor CBST proposto (simplificado).	63
Figura 44 – Exemplo de uma etapa de operação (simplificada) do conversor.	64
Figura 45 – Intervalo utilizado como referência para o equacionamento.	66
Figura 46 – Sub-etapas de operação para o intervalo (modelo simplificado).	67
Figura 47 – Possibilidades de operação do conversor (DT) a) Circuito para $V_{S1} = 0$ b) Circuito equivalente para o Setor 6 c) Circuito para tensão $V_{T1} = 0$.	70
Figura 48 – Detalhe do instante máximo da tensão de fase (e conseqüentemente no respectivo indutor).	71
Figura 49 – (a) Circuito equivalente (simplificado) para condição tensão de pico (D·T) (b) Circuito reduzido	71
Figura 50 – Destaque do instante em condução crítica.	72
Figura 51 – Principais índices de mérito do controlador.	77
Figura 52 – Diagrama simplificado da análise para comparação.	78
Figura 53 – Comparação do comportamento da tensão de saída.	79
Figura 54 – Formas de onda da tensão de saída (V_o) e da tensão de fase na rede (V_{an}).	80
Figura 55 – Corrente nas três fases da rede: I_a , I_b e I_c .	81

Figura 56 – Espectro harmônico da corrente na Fase A da rede (em regime permanente).	81
Figura 57 – Formas de onda de tensão e corrente para a Fase A.	82
Figura 58 – Corrente nos indutores boost associados ao transformador Δ -Y.	83
Figura 59 – Detalhes das correntes I_{r1} , I_{s1} e I_{t1} .	84
Figura 60 – Espectro harmônico da corrente I_{r1} .	85
Figura 61 – Formas de onda das correntes I_{R1} , I_{S1} e I_{T1} .	86
Figura 62 – Componentes harmônicas da corrente I_{S1} .	87
Figura 63 – Comparativo entre as correntes a) Corrente na Fase A da rede b) Corrente no secundário do transformador c) Corrente no indutor <i>boost</i> .	87
Figura 64 – Evolução da tensão de saída quando sujeita a uma perturbação do tipo degrau de carga.	88
Figura 65 – Ensaio de variação de frequência de entrada análise para 30 Hz.	90
Figura 66 – Ensaio de variação de frequência de entrada análise para a) 45 Hz b) 60 Hz c) 75 Hz.	91
Figura 67 – Ensaio de variação de frequência de entrada análise para 120 Hz.	92
Figura 68 – Forma de onda da tensão na carga (V_o).	93
Figura 69 – Formas de onda da entrada para ensaio de variação de frequência.	94
Figura 70 – Defasagem angular da conexão Y-Diferencial (abaixadora).	97
Figura 71 – Autotransformador configuração Y fechada (abaixadora) desenvolvido no laboratório.	98
Figura 72 – Principais dimensões das chapas utilizadas.	99
Figura 73 – Transformador isolador.	100
Figura 74 – Estrutura de madeira para conexão dos indutores <i>boost</i> e elementos dos filtros LC.	101
Figura 75 – Detalhes do módulo da Semikron a) Encapsulamento b) Esquemático.	102
Figura 76 - Módulos SKGAL35 conectados através de suas placas de conexão.	102
Figura 77 – Estrutura de acrílico para acomodação dos <i>drivers</i> .	103
Figura 78 – Arranjo experimental (configuração com autotransformador).	104
Figura 79 – Transformador e autotransformador lado a lado.	104
Figura 80 – Principais formas de onda na rede utilizando transformador isolado.	105
Figura 81 – Formas de onda da corrente I_o e V_{cn} .	106
Figura 82 – Formas de onda da tensão V_{cn} e das correntes nos secundários do transformador a) V_{cn} , I_{R1} , I_{S1} e I_{T1} b) V_{cn} , I_{R2} , I_{S2} e I_{T2} .	107
Figura 83 – Curvas DHT_i x Carga (Conversor Isolado).	108

Figura 84 – Principais formas de onda na rede utilizando conexão diferencial.	109
Figura 85 – Ensaio de variação de frequência de entrada a) Ensaio para 30Hz b) Ensaio para 45Hz c) Ensaio para 60Hz.	111
Figura 86 – Ensaio de variação de frequência (75 Hz).	112
Figura 87 – Ensaio de variação de frequência de entrada a) Ensaio para 120 Hz b) Detalhe do ensaio 120 Hz.	113
Figura 88 – Curva DHT_i X Carga para conexão diferencial.	114
Figura 89 – Lista de aero geradores tipo 3 e 4 comerciais	125

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Comparação da estrutura proposta em (Kalpana et al., 2018) com outras existentes.	17
Tabela 2 – IEC 61000-3-2 – Limite para as componentes harmônicas	45
Tabela 3 – Parametros do CBBT.	66
Tabela 4 – Valores dos principais elementos do conversor	75
Tabela 5 – Comparação da estrutura proposta em (Kalpana <i>et al.</i> , 2018) com outras existentes.	83
Tabela 6 – Principais componentes harmônicas normalizadas da corrente IR1.	86
Tabela 7 – Ensaio para variação de frequência na faixa de 30 Hz - 120 Hz.	90
Tabela 8 – Parâmetros do ensaio de variação de frequência.	92
Tabela 9 – Principais parâmetros de projeto do autotransformador.	96
Tabela 10 – Principais parâmetros dos enrolamentos do autotransformador.	99
Tabela 11 – Principais parâmetros da análise experimental.	100
Tabela 12 – Principais dados de placa do transformador isolador.	101
Tabela 13 – Principais dados para o ensaio com transformador isolador.	106
Tabela 14 – Comparação entre as distorções harmônicas totais das correntes.	108
Tabela 15 – Principais dados para o ensaio com conexão Y-Diferencial.	110

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	15
1.1	COMPONENTES HARMÔNICAS	17
1.2	CONVERSORES MULTIPULSOS	20
1.3	ESTRUTURA DO TRABALHO	29
2	CONVERSORES MULTIPULSOS – APLICAÇÕES COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL	30
2.1	GERAÇÃO EÓLICA – PRINCIPAIS ASPECTOS	31
2.1.1	<i>COMPONENTES ELÉTRICOS DOS AERO GERADORES COMERCIAIS</i>	36
2.2	USO DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA EM NAVIOS	39
2.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	41
3	CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA EM TOPOLOGIAS BASEADAS NA CONFIGURAÇÃO BOOST	42
3.1	A DHTI E O FATOR DE POTÊNCIA	42
3.2	TÉCNICAS PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA	46
3.2.1	<i>CONVERSOR CA-CC BOOST MONOFÁSICO OPERANDO COMO PFC.</i>	46
3.2.2	<i>TOPOLOGIA TRIFÁSICA DO CONVERSOR CA-CC BOOST OPERANDO COMO CFP</i>	53
3.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	61
4	INTEGRAÇÃO DO CONVERSOR BOOST A UM CONVERSOR 12 PULSOS	62
4.1	CONVERSOR 12 PULSOS SEMI-CONTROLADO	62
4.2	EQUACIONAMENTO DO CBST	65
4.3	ANÁLISE COMPUTACIONAL	75
4.4	ANÁLISE DA IMUNIDADE DO CONVERSOR À VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA DA REDE	89
4.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	94
5	ANÁLISES EXPERIMENTAIS	96
5.1	PROJETO DO AUTOTRANSFORMADOR – CONFIGURAÇÃO Y-DIFERENCIAL ABAIXADORA	96
5.2	ARRANJO EXPERIMENTAL	99
5.3	ANÁLISES UTILIZANDO TRANSFORMADOR ISOLADOR (Δ/Δ -Y)	105
5.4	ANÁLISES UTILIZANDO AUTOTRANSFORMADOR (Y-DIFERENCIAL)	109
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	114
6	CONCLUSÃO	116
	REFERÊNCIAS	118
	ANEXO I	125
	ANEXO II	126

1 INTRODUÇÃO

As estruturas retificadoras trifásicas são comumente empregadas em diversas aplicações tais como: em dispositivos de ajuste de velocidade de motores (*Adjustable Speed drives*); fontes de alimentação para telecomunicação; em sistemas conversores para aeronaves; embarcações de médio e grande porte; entre outras. De maneira geral, as aplicações empregando retificadores trifásicos convencionais, necessitam de técnicas para mitigação das componentes harmônicas, devido ao baixo fator de potência (FP) e elevada ondulação na tensão de saída que estes conversores apresentam (OLIVEIRA, 2011).

Historicamente, as componentes harmônicas sempre estiveram presentes no sistema de energia elétrica (BAGGINI, 2008), contudo, com a difusão de cargas não lineares, tais como as descritas anteriormente, os cuidados relacionados às componentes harmônicas e os estudos de seus impactos se tornaram necessários. Quando a parcela de componentes harmônicas excede um determinado limite, sua presença pode acarretar em problemas tais como: mau funcionamento de equipamentos de medição; maior dissipação de calor nos condutores; problemas em outros equipamentos conectados à mesma rede devido à distorção da tensão do barramento; dentre outros (BAGGINI, 2008; SEIXAS, 2001).

Os impactos negativos causados pelos conteúdos harmônicos injetados na rede passaram a preocupar o setor de energia elétrica. Sabendo-se que o FP é afetado não apenas pelo fator de deslocamento ($\cos\phi$), como também, pela distorção harmônica total (DHT), avaliar o conteúdo harmônico injetado pelos equipamentos passou a ser um procedimento fundamental para a manutenção da qualidade de energia do sistema.

Para que o FP seja mantido em níveis considerados satisfatórios, normas foram estabelecidas, limitando principalmente o conteúdo harmônico de corrente na rede. As principais normas internacionais são: IEEE – 519; IEC-61000-3-2 e 61000-3-4 (*International Electrotechnical Commission*) para harmônicos individuais de corrente, cabendo ressaltar, que via de regra, também é exigido que a DHT_i seja inferior a 5% (KOLAR; FRIEDLI, 2011; OLIVEIRA, 2011).

Com intuito de atender às normas vigentes, várias técnicas para a retificação trifásica são apresentadas na Literatura (BARBI, 2002; SING *et al.*, 2004; SEIXAS; BARBI, 1999; KOLAR, 1999; KOLAR; SUN, 2001; PAICE, 1996).

Com o avanço das técnicas para o processo de retificação, na literatura, são apresentadas possibilidades do emprego de conversores retificadores na geração eólica, seja para aumentar a potência extraída e, conseqüentemente, fornecida ao sistema, como também, para se conseguir

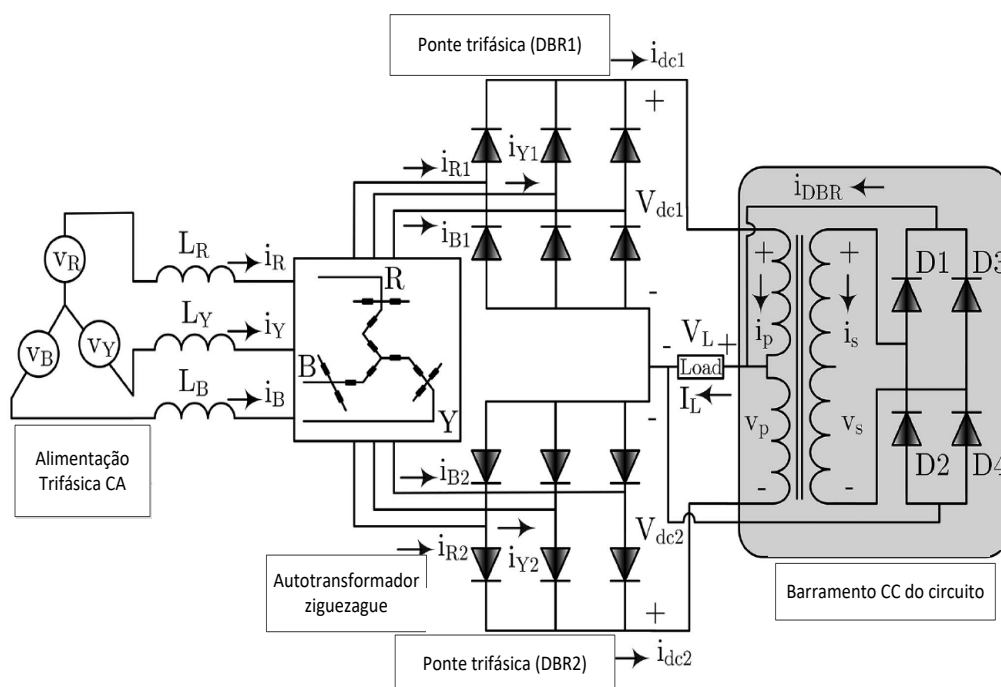
cumprir as exigências estabelecidas para esse tipo de geração (VILATHGAMUWA, 2012; OLIVEIRA *et al.*, 2010; BAROUDI; DINAVAH; KNIGHT, 2005).

Dentre as possíveis técnicas empregadas para a mitigação da DHT_i, estão as que utilizam os retificadores multipulsos, que tiram proveito da defasagem angular decorrente do uso de autotransformadores ou transformadores defasadores, para o cancelamento de certas componentes harmônicas e assim, a obtenção de um maior FP (OLIVEIRA; SEIXAS; SEIXAS, 2011; PELICER JR; SEIXAS; LOURENÇO, 2014; PELICER JR; SEIXAS; LOURENÇO, 2014; OLIVEIRA, *et al.*, 2012; seixas, 2001; SEIXAS; SEIXAS; GONÇALVES, 2007; SING; MAHALA; KAUR, 2012).

Ao se falar de conversores multipulsos, empregando apenas as tradicionais pontes de diodos, o que se espera é que os conversores de maior número de pulsos, apresentem reduzido conteúdo harmônico (DHT_i) se comparados aos conversores de menor número de pulsos, contudo, há de se ter em conta como desvantagem a maior complexidade da estrutura e o fluxo processado pela mesma. Uma possível alternativa ao emprego de conversor de maior ordem está no emprego de técnicas adicionais, para a redução da DHT_i (KALPANA *et al.*; NETO *et al.*, 2018), conforme a estrutura apresentada na Figura 1.

Com o auxílio do circuito adicional, parte destacada na Figura 1, a DHT_i da estrutura é reduzida a 3,12%, o que através da comparação com os dados apresentados na Tabela 1, pode-se verificar que há uma significativa redução do conteúdo harmônico.

Figura 1 – Conversor de 12 pulsos baseado em estrutura ziguezague com circuito no lado CC.



Fonte: (KALPANA *et al.*, 2018).

A estrutura proposta por Kalpana *et al.* (2018), apresenta uma DHT_i comparável a um conversor de 24 pulsos, contudo, deve-se ressaltar que embora a complexidade da confecção de seu autotransformador possa ser considerada reduzida, a desvantagem da estrutura, se comparada ao tradicional conversor de 12 pulsos, está no incremento da taxa kVA (porcentagem da potência da carga processada pelo transformador) e, conseqüentemente, no peso e volume da estrutura final devido ao conjunto de IPT's, conforme pode ser apreciado na Tabela 1.

Tabela 1 – Comparação da estrutura proposta em (Kalpana et al., 2018) com outras existentes.

Configuração do sistema	Número de		Taxa kVA			DHT_i	Complexidade da configuração do autotransformador
	Diodos	Chaves	Transformador	IPT	Total		
12 pulsos (isolada)	12	-	130,90%	1,66%	132,60%	9,40%	Baixa
18 - Pulsos	21	3	18,00%	-	18,00%	8,03%	Média
18 - Pulsos	18	-	55,00%	-	55,00%	5,40%	Alta
24 - Pulsos	24	16	27,70%	-	27,70%	3,12%	Alta
36 - Pulsos	21	-	130,00%	1,24%	131,20%	1,36%	Alta
40 - Pulsos	42	-	61,29%	0,54%	61,73%	2,55%	Alta
12 pulsos ZigZag com circuito adicional	16	-	26,66%	3,70%	30,30%	3,12%	Baixa

Fonte: Adaptado de Kalpana *et al.* (2018).

Dentre os índices de mérito empregados para a comparação de estruturas retificadoras, está o conteúdo harmônico, resultante de sua operação. O tema de componentes harmônicas, fundamental para o entendimento deste trabalho, será abordado de forma resumida no item seguinte.

1.1 COMPONENTES HARMÔNICAS

Em Engenharia Elétrica a análise utilizando funções co-senoidais (ou senoidais) é amplamente empregada, por uma série de razões, como as apresentadas em (ORSINI; CONSONNI, 2002):

- A soma de um número finito de senóides da mesma frequência, bem como suas derivadas e integrais, resultam também em senóides;
- A existência de numerosos dispositivos eletromecânicos ou eletrônicos que geram excitações praticamente senoidais;
- Em uma rede linear excitada por senóides todas as correntes ou tensões são senoidais, uma vez atingido o regime permanente;

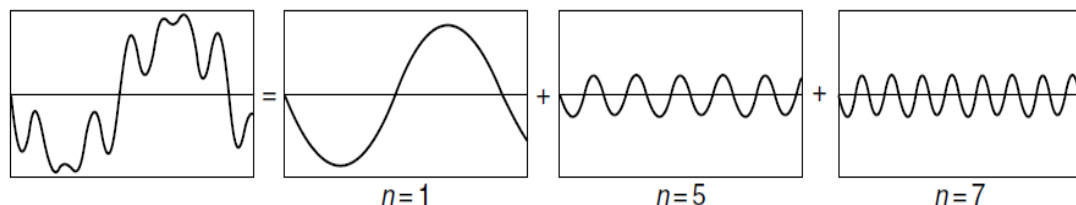
Atualmente há a predominância de cargas não lineares no sistema (Baggini, 2008), de modo que se faz necessário o uso de ferramentas para a análise de sinais com distorção harmônica:

Em 1807, o barão Jean-Baptiste-Joseph Fourier declarou que qualquer função de onda periódica podia ser expressa como uma soma de infinitas funções senoidais. De acordo com essa surpreendente afirmação, mesmo formas de onda descontínuas, como ondas quadradas, poderiam ser representadas por somas de senóides (DORF; SVOBODA, 2012, p. 675).

A decomposição de uma onda distorcida em um somatório de senóides, permite considerar os efeitos de cada uma das componentes, que constituem o sinal, possibilitando o uso das técnicas clássicas de análise de circuitos elétricos e obter o resultado final como a soma dos efeitos causados pelas componentes (BAGGINI, 2008).

Outra praticidade proporcionada pela análise, no domínio da frequência, de um determinado sinal, está em por exemplo, analisar as componentes de alta frequência de uma onda quadrada (DORF, 2012) e seus possíveis impactos para um determinado sistema. A Figura 2 ilustra a decomposição de um sinal distorcido, que para esse exemplo seria o resultado da soma da componente fundamental ($n = 1$) com as componentes de quinta e sétima ordens ($n = 5$ e $n = 7$, respectivamente).

Figura 2 – Ilustração das componentes harmônicas de um sinal.



Fonte: (BAGGINI, 2008).

Em se tratando de conversores multipulsos, uma classificação muito usual das componentes harmônicas são as características, que são esperadas como decorrência do funcionamento do conversor em condições ideais e, as não características cuja presença não está relacionada com a ordem de pulsos da estrutura, por exemplo, a quinta harmônica em um conversor de 12 pulsos (BAGGINI, 2008).

O que se verifica é que além de proporcionar o cálculo de um importante índice para a avaliação da qualidade de energia (DHT), a decomposição de um sinal $x(t)$ pode proporcionar um conjunto de informações para verificar se a estrutura está operando da maneira esperada. Ao se avaliar um determinado conversor, se a parcela de contribuição de uma componente

harmônica não característica for significativa, este é um indicio de que a estrutura não está operando nas condições de projeto. A DHT desse sinal $x(t)$ será dada pela Equação (1).

$$DHT = \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} X_h^2}}{X_1} \quad (1)$$

sendo X o valor eficaz das componentes em frequência do sinal $x(t)$.

Quanto as especificações dos parâmetros da série de Fourier, para que um determinado sinal seja periódico, deve existir um intervalo de tempo τ , que satisfaça a Equação (2).

$$f(t) = f(t - \tau) \quad (2)$$

Se há um número τ que satisfaça a Equação (2), seus múltiplos inteiros também serão soluções da equação. O período (T) dessa função periódica $f(t)$ é definido como o menor valor positivo de τ que satisfaz a equação. A frequência angular fundamental será, então, definida pela Equação (3).

$$\omega_0 = \frac{2\pi}{T} \quad (3)$$

Uma vez conhecida a frequência fundamental de um determinado sinal, são denominadas frequências harmônicas, aquelas que são múltiplas inteiras da frequência fundamental.

Na decomposição pela série de Fourier de um determinado sinal, o termo a_0 representa o valor médio (ou de frequência zero) desse sinal, sendo calculado pela Equação (4).

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} f(t) dt \quad (4)$$

São denominados coeficientes de Fourier os termos a_0 apresentado na Equação (4), bem como os termos a_n e b_n , apresentados nas Equações (5) e (6) respectivamente.

$$a_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} f(t) \cos(n \omega_0 t) dt \quad (5)$$

$$b_n = \frac{2}{T} \int_{t_0}^{T+t_0} f(t) \text{sen}(n \omega_0 t) dt \quad (6)$$

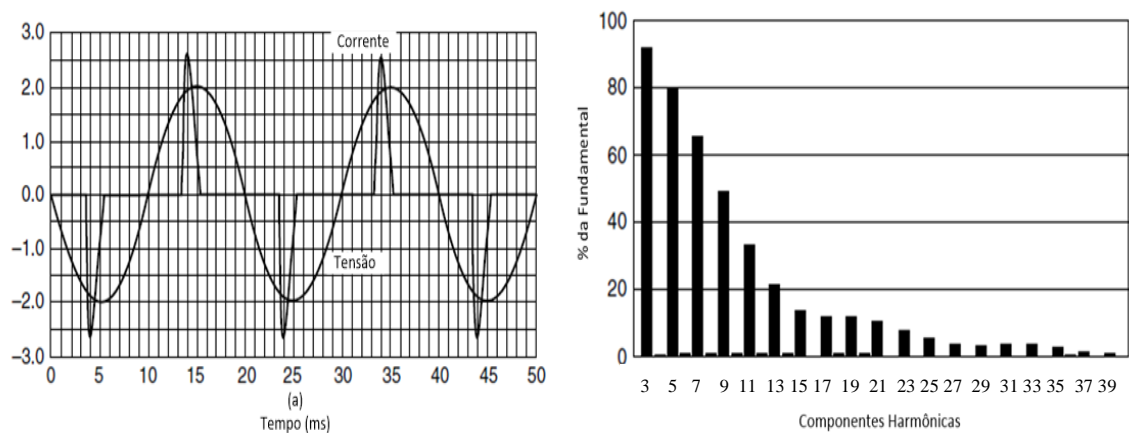
Então a série infinita de senóides, que representa um determinado sinal $f(t)$, será dada pela Equação (7).

$$f(t) = a_0 + \sum_{n=1}^{\infty} a_n \cos n \omega_0 t + \sum_{n=1}^{\infty} b_n \text{sen} n \omega_0 t \quad (7)$$

Para a grande maioria das cargas não lineares, a amplitude das componentes harmônicas decresce conforme aumenta a sua ordem (BAGGINI, 2008). A Figura 3 apresenta a corrente drenada de um retificador monofásico, com filtro capacitivo e, seu respectivo espectro harmônico. A DHT_i para esse caso é em torno de 130%.

Figura 3 – (a) Formas de onda da tensão e corrente em uma ponte retificadora com filtro capacitivo.

(b) Espectro harmônico da corrente.



Fonte: Adaptado de Baggini (2008).

1.2 CONVERSORES MULTIPULSOS

Os conversores multipulsos empregam múltiplas estruturas retificadoras, de tal maneira que determinadas componentes harmônicas, resultantes da operação de uma determinada ponte retificadora, sejam supridas pela(s) outra(s) ponte(s) (BAGGINI, 2008; PAICE, 1996).

O emprego desse tipo de conversor acarreta em duas vantagens: redução do conteúdo harmônico na rede e diminuição da ondulação de tensão no barramento de Corrente Contínua (CC).

Para que seja possível a mitigação das componentes harmônicas, que ocorrem em pares, como por exemplo, o cancelamento das componentes de quinta e sétima ordens no conversor de 12 pulsos, faz-se necessária a utilização de autotransformadores ou transformadores defasadores (PAICE, 1996).

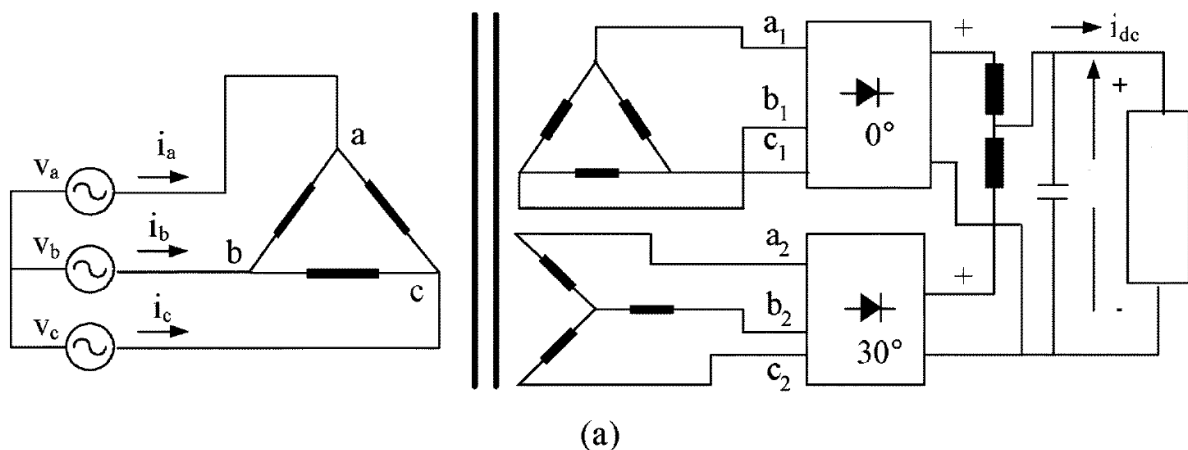
A defasagem angular não altera o conteúdo harmônico drenado de cada uma das pontes retificadoras, mas permite que uma parte desse conteúdo, seja suprido pelas outras, resultando em seu cancelamento na rede de alimentação.

Em Paice, (1996) têm-se que a defasagem angular deve obedecer a Equação (8).

$$Defasagem^{\circ} = \frac{60^{\circ}}{\text{número de pontes retificadoras}} \quad (8)$$

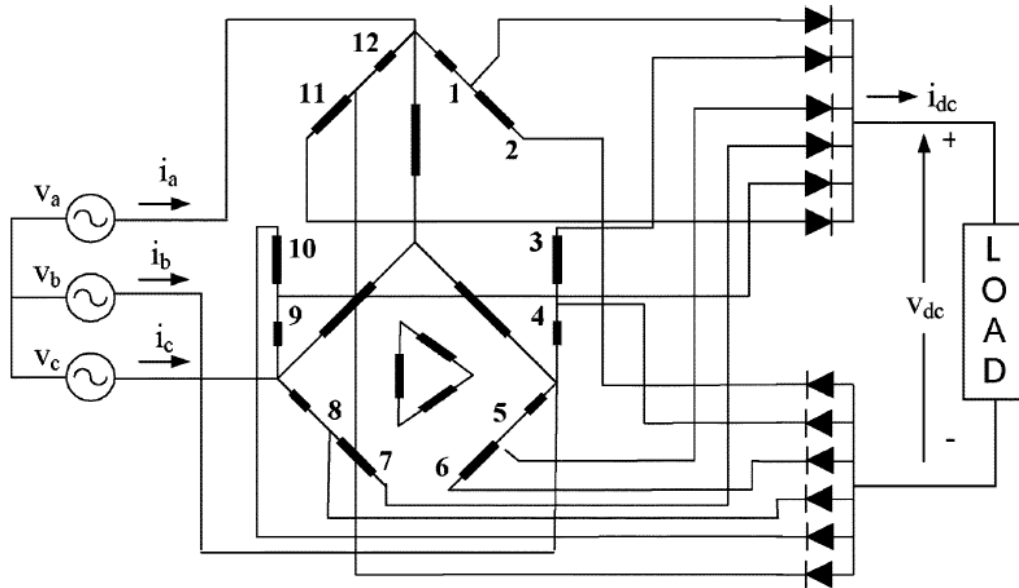
Considerando que o conversor de 12 pulsos emprega duas pontes retificadoras, será necessária uma defasagem angular de 30° entre as tensões secundárias resultantes. Para a obtenção da defasagem angular necessária para o funcionamento dos conversores multipulsos, diversos arranjos são possíveis, os quais podem ser divididos em duas grandes categorias, isolados e não isolados. Na Figura 5 está apresentado um exemplo de conversor de 12 pulsos isolado e na Figura 5, e um exemplo de conversor de 12 pulsos não isolado.

Figura 4 – Conversor 12 pulsos isolado empregando conexão Δ/Δ -Y.



Fonte: Adaptado de Singh *et al.* (2008).

Figura 5 – Conversor 12 pulsos não isolado empregando autotransformador delta diferencial.



Fonte: Adaptado de Singh *et al.* (2008).

Topologias não isoladas utilizam na sua estrutura autotransformadores, os quais apresentam vantagens como, menor relação de potência processada pelos núcleos magnéticos. O fluxo processado por essas estruturas pode ser reduzido a 20% da potência que seria processada por um transformador com características análogas (OLIVEIRA, 2011; SEIXAS, 2001). Com isso, faz-se possível empregar núcleos de menor peso e volume, visto que não se faz necessário processar toda a potência da carga no núcleo magnético, como é o caso de transformadores isoladores. Conseqüentemente, os autotransformadores apresentam como revés a perda da isolamento galvânica.

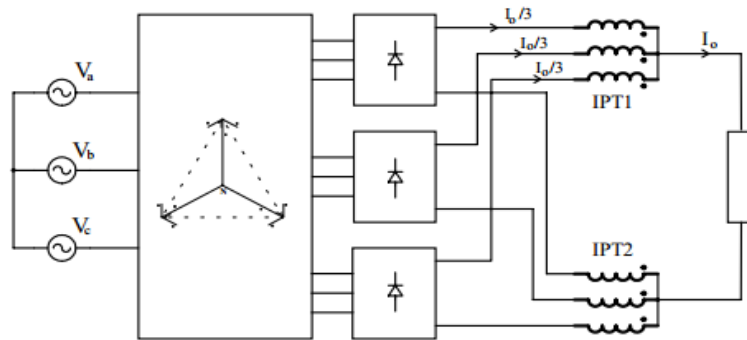
Em contrapartida, deve-se ter em conta que as topologias não isoladas empregam maior número de IPT's, do que as topologias isoladas, para que as pontes retificadoras operem de maneira independente.

Para a conexão de 12 pulsos, são necessários quatro IPT's e, para a conexão de 18 pulsos são empregados seis IPT's, esses elementos são volumosos e impactam de maneira significativa no peso e volume da estrutura final (Seixas, 2001). A Figura 6 ilustra um conversor de 18 pulsos e, os conjuntos de IPT's necessários para a sua operação.

Tendo em vista esse quesito, uma possível melhoria para as topologias não isoladas, consiste em incorporar os transformadores de interfase (IPT's), mais volumosos, à conversores de alta frequência, preferencialmente por aqueles que possuem entrada com característica de fonte de corrente, como estruturas baseadas no conversor *Boost* (Seixas; Barbi, 1999; Seixas,

2001; Seixas; Barbi, 2004; Seixas; Gonçalves, 2007; Silva, 2011). Na Figura 7, tem-se uma topologia capaz de realizar o paralelismo das pontes retificadoras sem a presença dos IPTs de baixa frequência, além de permitir a regulação da tensão de saída. Para que haja o equilíbrio das correntes retificadas, são necessários sensores de corrente e malhas de controle adicionais (não apresentadas nessa ilustração do circuito).

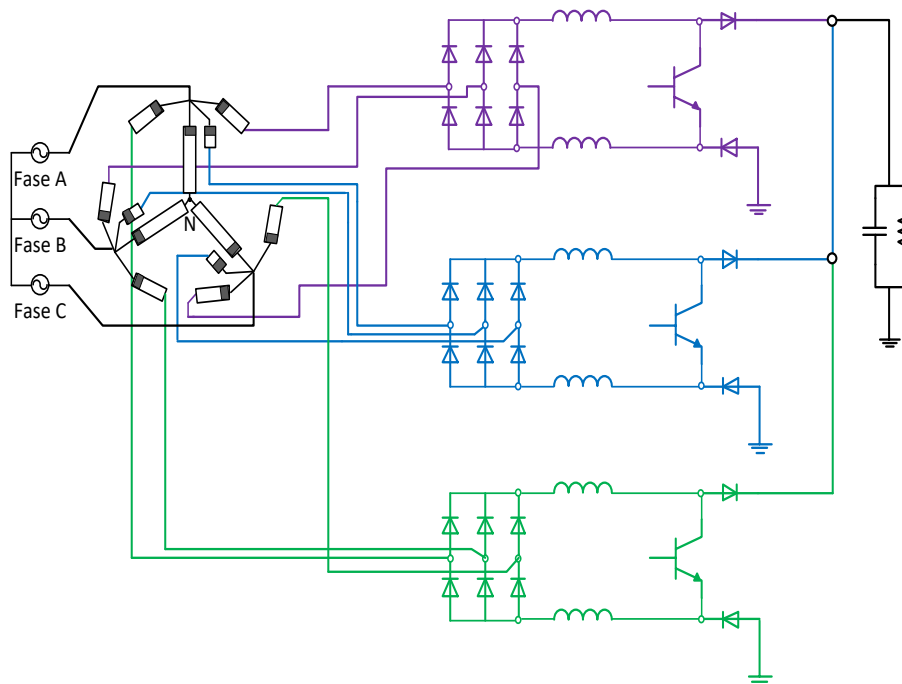
Figura 6 – Conversor de 18 pulsos com saídas CC conectadas em paralelo através de IPTs.



Fonte: (SEIXAS, 2001).

Nesta mesma linha de soluções e aprimoramentos, apresenta-se na Figura 8, uma topologia SEPIC com vantagens similares, porém com o benefício adicional a possibilidade da isolamento em alta frequência e do equilíbrio natural das correntes, com a conexão série dos secundários dos respectivos transformadores de alta frequência.

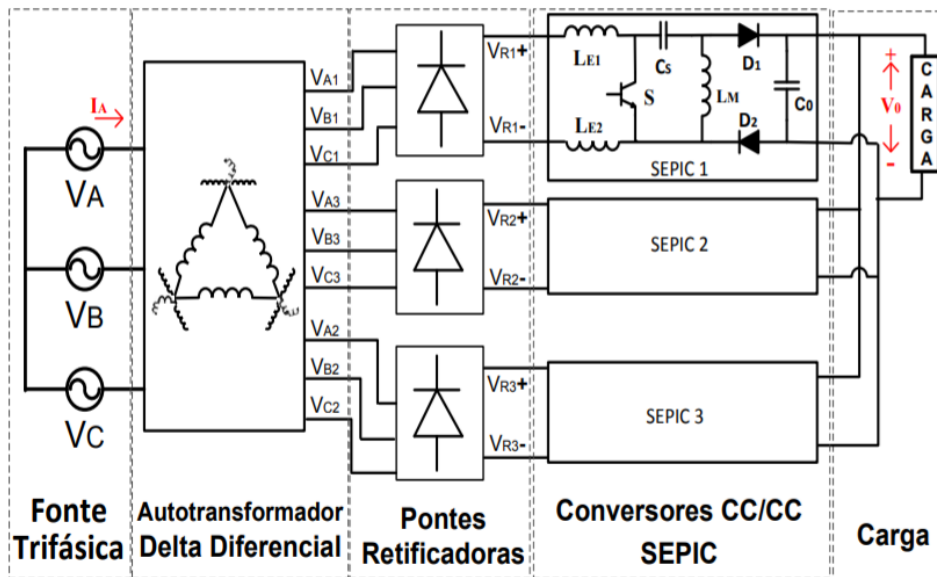
Figura 7 – Conversor de 18 pulsos com conversores CC-CC Boost em paralelo.



Fonte: Adaptado de Seixas (2001).

As topologias como a apresentada na Figura 8, empregam a associação de uma ponte em onda completa (ponte de Graetz) com chaves eletrônicas. Esse tipo de associação, emprega um diodo a mais processando potência, se comparada às topologias semicontroladas, o que acarreta em perdas adicionais devido à resistência série, tensão *forward* do elemento semiconductor e perdas de comutação.

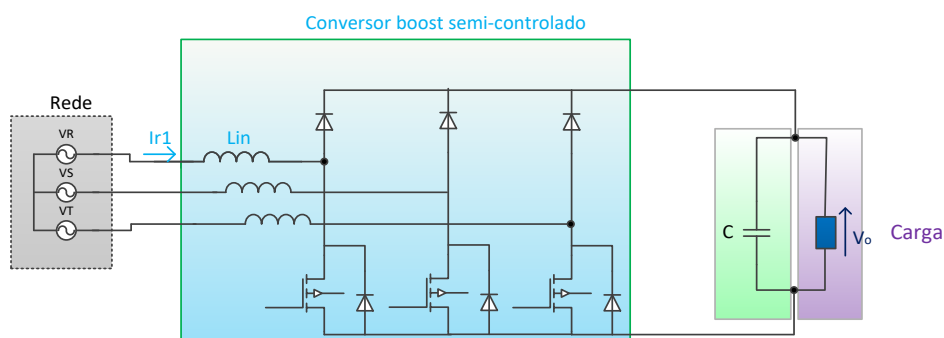
Figura 8 – Retificador de 18 pulsos com conversores CC-CC SEPIC isolados.



Fonte: (LOURENÇO *et al.*, 2017).

A técnica da retificação trifásica semi-controlada em alta frequência, denominada originalmente de *half-controlled*, é baseada na operação de conversores *Boost* ou *Buck*, incorporados às pontes de diodos. Esta foi discutida em (Treviso *et al.*, 1997; Kikuchi; Manjrekar; Lipo, 1999) e está representada na Figura 9. A ideia inicial consistia em manter o modo de condução contínua nos indutores, o que acarretava na assimetria da forma de onda de corrente na rede, resultando em uma DHT_i entre 10% e 30%.

Figura 9 – Retificador boost semi-controlado de seis pulsos.



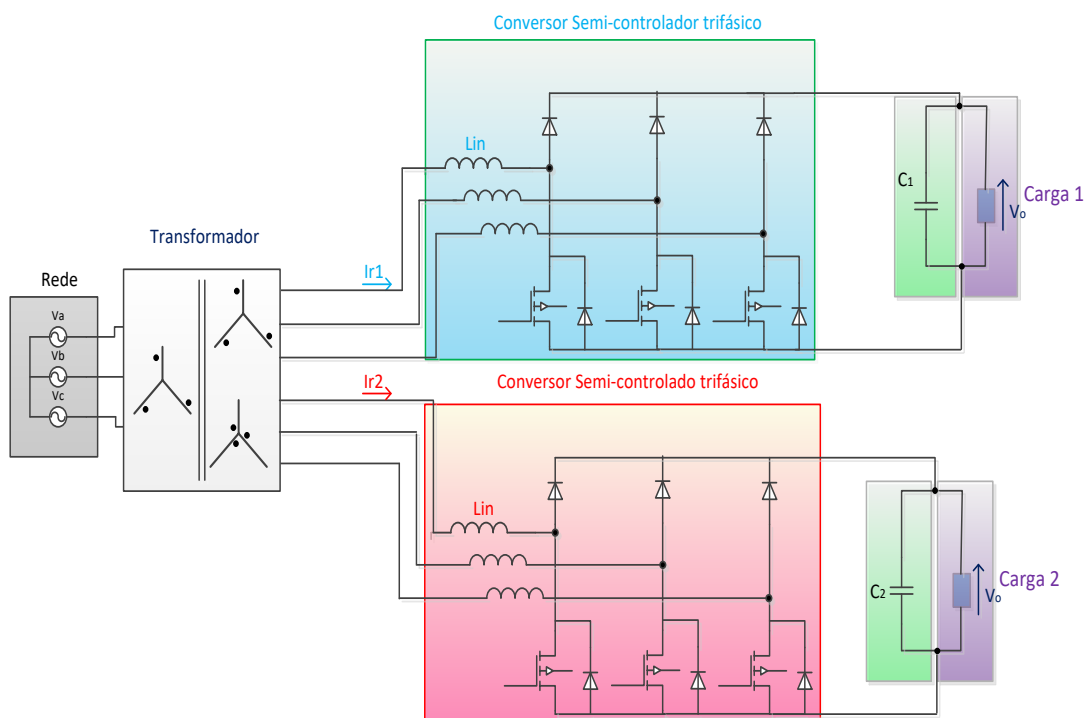
Fonte: Adaptado de Kikuchi, Manjrekar e Lipo (1999).

Uma vez que, nessa técnica, não há um estágio apenas de retificação com pontes puras de diodos, seguido de um estágio CC-CC, a mesma tem sido chamada, recentemente, de *Bridgeless* (sem ponte).

Outras propostas evolutivas apresentadas para um sistema duplo de alimentação, realizada através de um transformador com dois secundários em Y, conectados com oposição de fases, cuja versão com carga dupla está apresentada na Figura 10 e, a versão com carga única apresentada na Figura 11 (Wang; Lipo; Pan, 2010; Wang *et al.*, 2011). Estas topologias, que empregam transformadores com oposição de fases, resultam em um sistema com características análogas a um sistema hexafásico de alimentação, portanto, não cumpre ao requerimento de um conversor tradicional de 12 pulsos, no que diz respeito a defasagem angular necessária para a mitigação das componentes harmônicas.

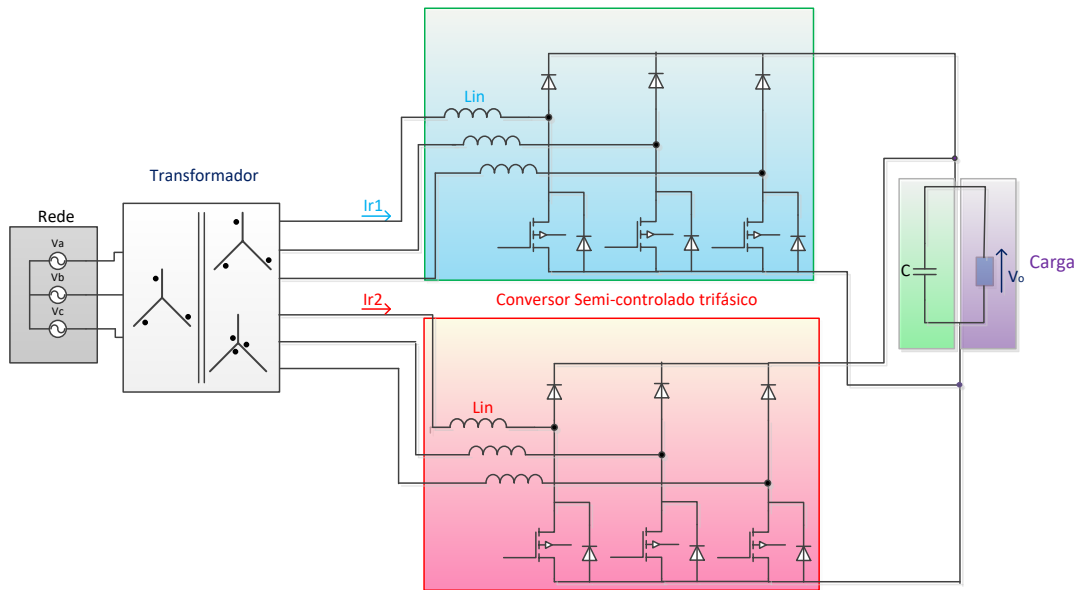
Adicionalmente às estratégias inerentes à estrutura, filtros são comumente utilizados para a redução do conteúdo harmônico injetado na rede. Os filtros, sejam estes ativos, passivos ou híbridos, encontram aplicação para uma vasta faixa de potência. Todavia, deve-se ter em conta que, em alguns casos, a potência processada pelos filtros pode se tornar elevada e, também seu custo, perdas inerentes ao uso e, a quantidade de componentes utilizados, podem reduzir sua aplicabilidade (SINGH *et al.*, 2008).

Figura 10 – Retificador semi-controlado com oposição de fases (carga dupla).



Fonte: Adaptado de Wang, Lipo e Pan (2010) e Wang *et al.* (2011).

Figura 11 – Retificador semi-controlado com oposição de fases (carga única).

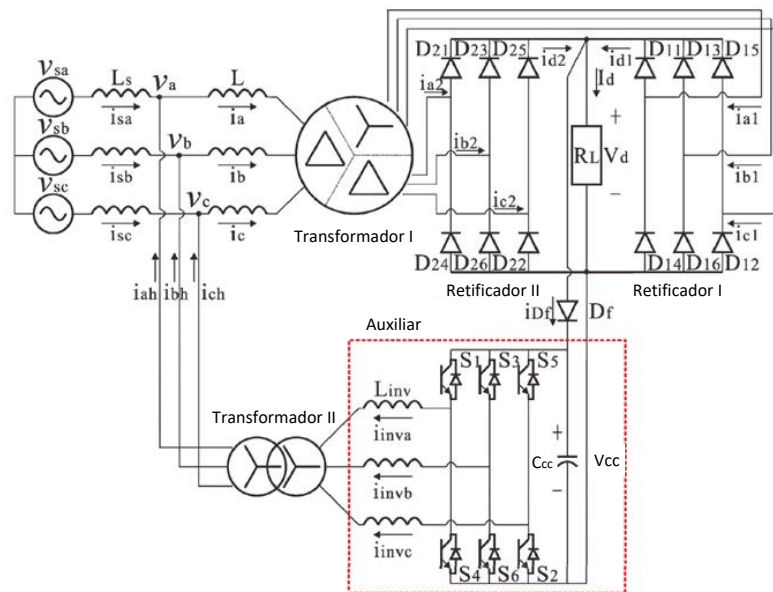


Fonte: Adaptado de Wang, Lipo e Pan (2010) e Wang *et al.* (2011).

Em Hou e Tsai (2017) é apresentado o uso de um filtro ativo visando a redução do conteúdo harmônico do Conversor de 12 pulsos, conforme ilustrado na Figura 12.

Com o emprego de uma lógica de controle mais sofisticada, a topologia reduz o conteúdo harmônico injetado na rede, de aproximadamente 14%, apresentado pela estrutura clássica, para 4,4%.

Figura 12 – Conversor de 12 pulsos com filtro ativo.



Fonte: Adaptado de Hou e Tsai (2017).

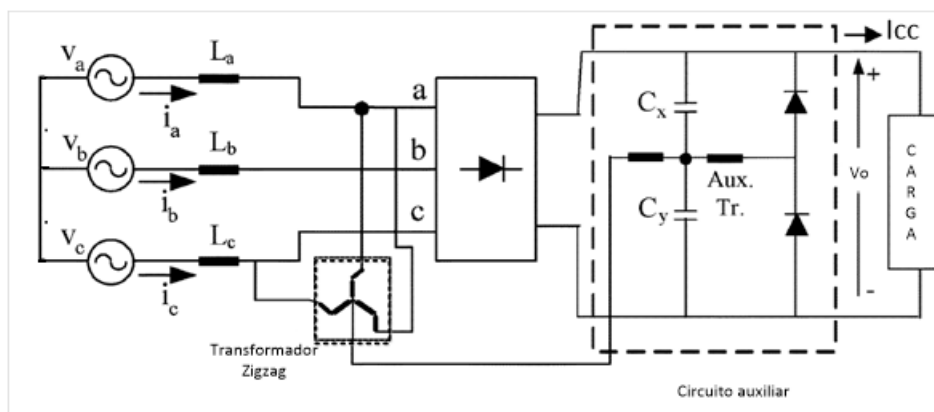
A referida estrutura apresenta significativa redução do conteúdo harmônico, contudo, além do emprego de uma lógica de controle mais sofisticada e, sensores para tal, a estrutura necessita de elementos magnéticos adicionais (por exemplo, o Transformador II) e, conta com semicondutores adicionais, uma combinação que além de acarretar em maiores perdas, impacta diretamente no peso e volume da estrutura.

O emprego de filtros não é desejável como solução principal para o problema da qualidade de energia. O desejável é, que na fase de projeto, sejam consideradas topologias e técnicas que reduzam o conteúdo harmônico, seja essa redução de maneira ativa ou passiva (conversores multipulsos), conforme apresentado na literatura (ARRILLAGA, 1998; BOLLEN, 2001; BOROYEVICH, 1997; EL-HARWAY, 1983; DUGAN; MCGRANAGHAN; BEATY, 1996; HEYDT, 1991; KALPANA *et al.*, 2018; KIMBARK, 1971; MAO; LEE; SCHAEFFER, 1965; SCHLABBACH; BLUME; STEPHANBLOME, 1999; PADIYAR, 1990; PORTER; SCIVER, 1999; SEGUIER, 1986; SINGH *et al.*, 2008; WAKILEH, 2001; WU, 2006).

A escolha de qual será a topologia (ou técnica) a ser empregada, também deve levar em conta o fluxo de potência processado pela estrutura. Em conversores unidirecionais, a potência proveniente de uma fonte CA é entregue a um barramento CC, que pode ser utilizada desta maneira ou, condicionada novamente para CA com o uso de dispositivos adicionais.

Os conversores multipulsos unidirecionais são, geralmente, compostos por diodos e transformadores, como o ilustrado na Figura 13.

Figura 13 – Conversor trifásico unidirecional de 12 pulsos, empregando como transformador defasador a estrutura Zigzag.

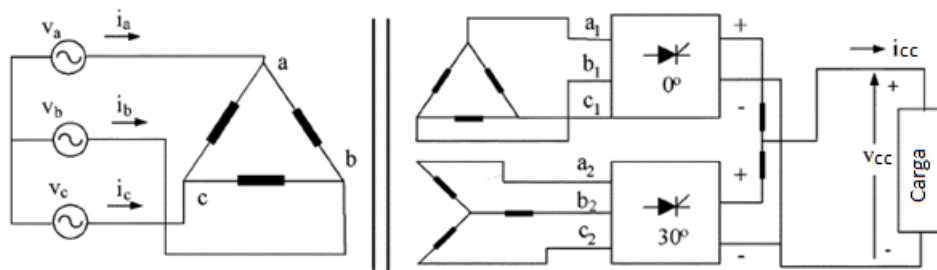


Fonte: Adaptado de Singh *et al.* (2008).

Já os conversores bidirecionais, oferecem a possibilidade de, não apenas, consumir potência da fonte CA, como também, fornecer energia à mesma. Geralmente, esses conversores empregam tiristores com metodologia de controle do ângulo de disparo, de modo que se possa operar em uma vasta faixa de tensão no barramento CC (SINGH *et al.*, 2008). Um exemplo de conversor multipulsos bidirecional está ilustrado na Figura 14.

Dentre as possíveis aplicações, para esse tipo de estrutura conversora, estão o fornecimento de energia para motores CC, emprego nos sistemas de transmissão em corrente contínua (HVDC), fontes de alimentação para sistemas que utilizam plasma, dentre outras (SINGH *et al.*, 2008).

Figura 14 – Conversor de 12 pulsos, bidirecional, utilizando transformador isolado.



Fonte: Adaptado de Singh *et al.* (2008).

Levando em consideração o que foi descrito, o propósito desta tese é apresentar um estudo inédito com relação aos retificadores de 12 pulsos, propondo a incorporação de pontes semicontroladas, baseadas na topologia *boost* operando em MCD (Modo de Condução Descontínuo), ao retificador de 12 pulsos, possibilitando assim, uma significativa redução do conteúdo harmônico de corrente (DHT_i) injetado na rede, bem como na incorporação dos volumosos IPT's (transformadores de interfase) aos indutores *boost* em alta frequência, resultando em uma redução de peso e volume.

A motivação para essa modificação está em reduzir o DHT_i, tornando o emprego do conversor de 12 pulsos uma alternativa viável, para casos em que anteriormente, seria necessário o uso de conversores de maior número de pulsos (KALPANA *et al.*, 2018; PAICE, 1996), reduzindo assim o peso, volume e complexidade da estrutura final.

Neste trabalho é apresentada a metodologia de projeto do conversor e, para a validação dessa técnica, serão apresentados os resultados experimentais da mesma, tanto para a conexão isolada com transformador, como para a conexão diferencial (autotransformador).

A seguir está destacada a estrutura do trabalho.

1.3 ESTRUTURA DO TRABALHO

No **Capítulo 2**, é apresentada uma revisão de geradores eólicos e sistemas elétricos para grandes embarcações, setores em que se vislumbra a possibilidade de aplicação do conversor que será estudado neste trabalho, serão apresentados os principais equipamentos, requerimentos necessários para esse tipo de geração.

No **Capítulo 3** são revisadas as configurações de conversores para regulação do fator de potência baseadas na topologia *boost*. São verificadas algumas possibilidades que o projetista pode levar em consideração durante o projeto desses reguladores e, também serão avaliadas algumas de suas características.

O **Capítulo 4** é dedicado ao projeto de um conversor *boost* semicontrolado integrado a um conversor multipulsos. Neste capítulo é elaborada uma análise computacional do conversor operando em sua condição de projeto, bem como, é avaliada a sua imunidade a algumas perturbações de frequência, provenientes da unidade geradora.

O **Capítulo 5** é dedicado à análise experimental do Conversor de 12 pulsos com ponte semicontrolada incorporada. Duas vertentes dessa estrutura são analisadas nesse capítulo, uma empregando um transformador isolador e, a outra, empregando um autotransformador.

Os últimos capítulos desse trabalho dedicam-se às conclusões, referências bibliográficas e aos anexos, respectivamente.

2 CONVERSORES MULTIPULSOS – APLICAÇÕES COM FREQUÊNCIA VARIÁVEL

Atualmente existem diversos empregos para a energia elétrica em nossa sociedade, dentre estes podem-se citar, desde a refrigeração de alimentos, o que permite mantê-los adequados para consumo por mais tempo, ao funcionamento de sistemas de telecomunicação, como por exemplo, *internet banking*, que possibilita a praticidade de gerenciar contas bancárias sem sair do local de trabalho.

Não apenas afazeres do cotidiano são supridos com o auxílio da energia elétrica, bem como alguns *hobbies* como o uso de redes sociais, uso este muito popular entre os jovens na época em que este trabalho foi desenvolvido. Na literatura já se pode encontrar estudos referentes ao consumo de energia elétrica decorrente do compartilhamento de imagens nas redes sociais. O *Facebook* utilizou, em seus *data centers*, aproximadamente 500 GWh em 2012 (Jalali *et. al.*, 2014).

Devido à vasta utilização da energia elétrica na sociedade moderna, faz-se necessária a otimização dos processos para sua obtenção, com intuito de reduzir as perdas inerentes a esse processo, bem como, minimizar a dependência de fontes de energia não renováveis, levando em consideração, não apenas os fatores ambientais, como também a sustentabilidade em seu uso.

Em 2012, a parcela de energia proveniente de fontes renováveis, no mundo, ultrapassou os 1470 gigawatt (GW), representando 19% da energia elétrica consumida (YARAMASU *et al.*, 2015). Dentre as fontes de energia renováveis, destaca-se o acentuado crescimento da geração eólica nas últimas décadas. A capacidade de geração passou de 6,1 GW em 1996 para 282,6 GW em 2012 (YARAMASU *et al.*, 2015).

Nesse capítulo, serão selecionadas e apresentadas algumas das aplicações onde a eletrônica de potência desempenha um papel importante e onde se vislumbra a possibilidade da inserção do conversor multipulsos, proposto neste trabalho, para um melhor aproveitamento da energia elétrica.

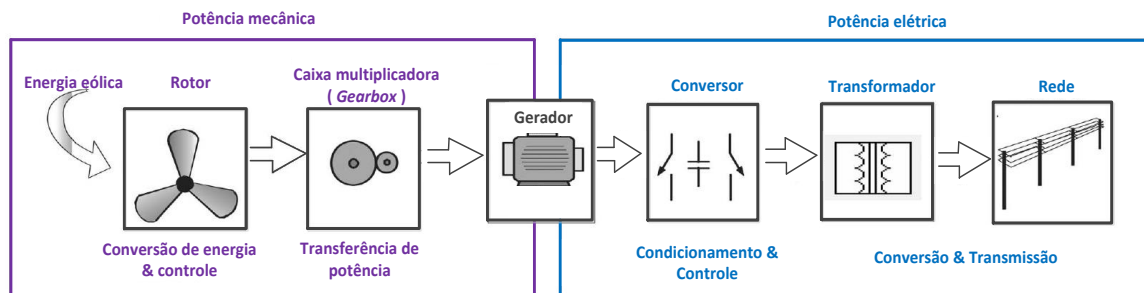
Dentre a gama de aplicações, que emprega alguma técnica de retificação, foram selecionadas aplicações, onde a frequência da alimentação, possa variar de maneira significativa, por exemplo, a geração eólica.

2.1 GERAÇÃO EÓLICA – PRINCIPAIS ASPECTOS

A energia elétrica é uma das formas mais versáteis de energia, uma vez que pode ser facilmente convertida em outras formas, por exemplo, pode-se converter energia elétrica em iluminação com o uso de lâmpadas, pode ser empregada para produzir calor, com o uso de resistências, movimentar cargas mecânicas com o uso de motores, dentre outras aplicações. Embora muito versátil, a energia elétrica não é encontrada com características que desejamos na natureza e, portanto, sua obtenção se dá, na maioria dos casos, através de um processo de conversão de energia.

Os geradores eólicos convertem a energia cinética do vento em energia elétrica. Na Figura 15, ilustra-se algumas etapas que podem estar presentes nesse processo de conversão, cabendo ressaltar que não necessariamente todos os componentes ilustrados são requeridos em todos os processos que envolvem a conversão da energia eólica em energia elétrica.

Figura 15 – Principais componentes da geração eólica.



Fonte: Adaptado de Chen, Guerrero e Blaabjerg (2009).

O início do processo de conversão se dá com a captação do vento pelas pás do aerogerador, que transferirão a energia mecânica ao rotor. De Blaabjerg, Chen e Kjaer (2004) têm-se que essa potência aerodinâmica é dada pela Equação (9).

$$P_{aero} = \frac{1}{2} \rho \pi R^2 v^3 C_p \quad (9)$$

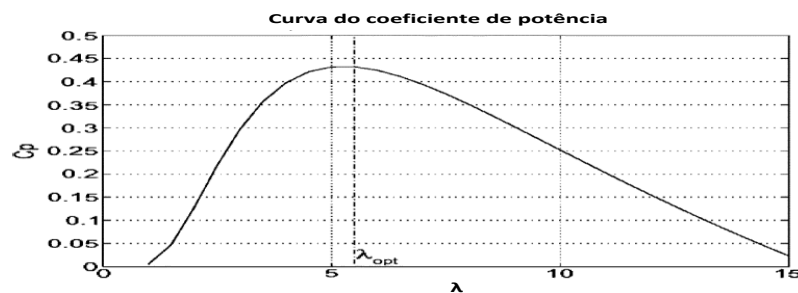
onde ρ é a densidade do ar, R é o comprimento das pás (raio do aerogerador), v a velocidade do vento, e C_p é um coeficiente de potência que representa a eficiência de um aerogerador. C_p é uma função que depende de λ , parâmetro especificado na Equação (10), como também do ângulo de ataque das pás β , em aerogeradores que possuem essa tecnologia (BLAABJERG; CHEN; KJAER, 2004).

$$\lambda = \frac{R \cdot \omega_{aero}}{v} \quad (10)$$

onde ω_{aero} é a velocidade de rotação do aero gerador. Uma curva característica de C_p está ilustrada na Figura 16, para um dado β fixo. Ao se analisar essa figura, conclui-se que existe um único ponto de operação em que o coeficiente C_p possui seu valor máximo.

Ao se empregar um aero gerador com velocidade variável, procura-se regular a velocidade do rotor de modo a operar sempre no ponto ótimo ($\lambda_{\text{ótimo}}$). Outro quesito importante está na possibilidade de se reduzir a potência mecânica transferida ao eixo, através da alteração do ângulo de ataque das pás conforme descrito em (BLAABJERG; CHEN; KJAER, 2004; CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009)

Figura 16 – Curva do coeficiente de potência C_p .

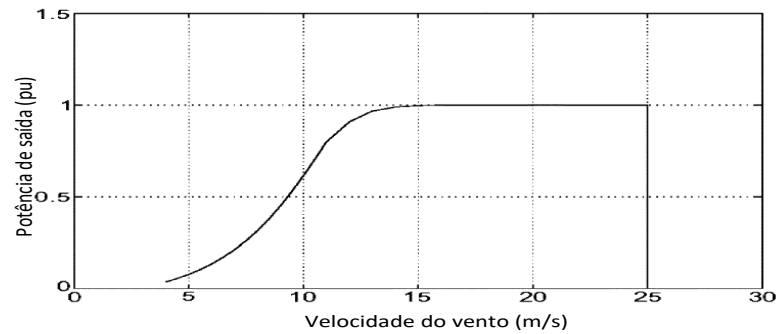


Fonte: Adaptado de Blaabjerg, Chen e Kjaer (2004).

Essa redução é interessante em casos onde não se deseja transferir toda a energia cinética ao eixo, como por exemplo, durante rajadas de vento de grande intensidade, que poderiam comprometer a integridade do aero gerador.

Em condições mais extremas, altera-se o ângulo de ataque das pás do aero gerador, de modo que, idealmente, não seja transferida potência mecânica ao eixo, conforme ilustrado na Figura 17, onde a velocidade máxima do vento (para operação) foi determinada para 25 m/s, todavia, essa escolha depende do aero gerador empregado.

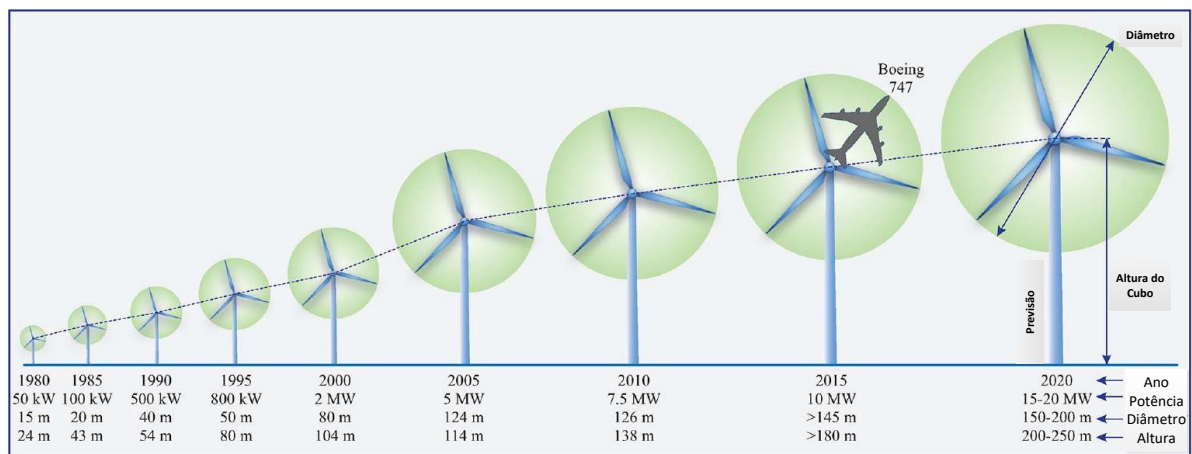
Figura 17 – Potência vs Velocidade do vento.



Fonte: Adaptado de Blaabjerg, Chen e Kjaer (2004).

Outro quesito importante, quando se fala em aero geradores, está na comparação entre a possibilidade de se empregar um aero gerador com um diâmetro maior, ou um conjunto de aero geradores menores. Ao se analisar a Equação (9), verifica-se que a potência mecânica obtida é proporcional ao quadrado do raio, em outras palavras, ao se empregar um aero gerador de maior dimensão consegue-se transferir maior potência, a um menor custo de manutenção, se comparado ao segundo caso. Sabendo-se desse fato, o tamanho dos aero geradores comerciais tem crescido de maneira exponencial ao longo dos anos, conforme ilustrado na Figura 18 (YARAMASU *et al.*, 2015; DUAN; HARLEY, 2009).

Figura 18 – Evolução do tamanho dos aero geradores comerciais.



Fonte: Adaptado de Yaramasu *et al.* (2015).

O diâmetro (máximo encontrado em modelos comerciais) das pás do aero gerador que era 15 metros em 1980, atingiu valores da ordem de grandeza de duas aeronaves modelo Boeing

747 (145 m) em 2015. Esse aumento tem como objetivo captar mais energia eólica e estima-se que, até 2020, os aero geradores tenham um diâmetro na faixa de 150 a 200 metros.

Uma vez obtida a energia mecânica no eixo, existe a possibilidade de se utilizar uma caixa multiplicadora (*Gearbox*) para adequar a velocidade de rotação da turbina do aero gerador com a velocidade comumente mais elevada do gerador, evitando-se assim, a necessidade de se empregar um gerador com maior número de pólos.

Aero geradores com potências da ordem de MW, geralmente tem a rotação de suas pás compreendida na faixa de 6 a 20 rpm. Geralmente é empregada uma caixa multiplicadora para que essa velocidade seja adequada às especificações do gerador, todavia, o emprego da mesma aumenta o custo inicial do projeto, acarreta em aumento de ruído, introduz uma quantidade significativa de perdas no sistema, além de demandar manutenção regular (YARAMASU *et al.*, 2015; DUAN; HARLEY, 2009)

Devido a esses quesitos, os aero geradores que não empregam a caixa multiplicadora (*directly driven generators*) tem se tornado uma tendência no mercado, apesar de terem como característica um maior peso e volume (DUAN; HARLEY, 2009).

O gerador, que é o equipamento responsável pela conversão da energia mecânica em energia elétrica, deve ser especificado de tal maneira que esteja adequado às grandezas mecânicas aplicadas em seu eixo (torque e velocidade), tanto como às especificações elétricas.

Um possível exemplo é a adequação do número de polos, para compensar a baixa velocidade e alto torque que provém das pás do aero gerador. Abdicar do uso de engrenagens e alterar a configuração do gerador para realizar o ajuste de velocidade, pode culminar em um gerador seis vezes maior e quatro vezes e meia mais pesado, se comparado a estrutura que emprega engrenagens para esse ajuste (YARAMASU *et al.*, 2015).

Se por um lado faz-se possível ajustar as grandezas mecânicas com o uso de engrenagens, de maneira análoga, é possível adequar grandezas elétricas não apenas especificando-se os parâmetros do gerador, como também, empregando-se conversores chaveados e transformadores.

Com a evolução da eletrônica de potência nas últimas décadas, o emprego de semicondutores em maiores níveis de tensão e corrente, tem possibilitado uma gama ainda maior de aplicações, podendo ser empregados para realizar o condicionamento das grandezas elétricas em aero geradores.

Essa evolução combinada com a evolução dos microprocessadores e a preocupação em se desenvolver semicondutores cada vez mais eficientes, possibilita a aplicação desses equipamentos para funções tais como: Proteção, circuitos de controle, condicionamento de

tensão (amplitude e frequência) e, em casos de conversores bidirecionais também há a possibilidade do controle do fluxo de potência.

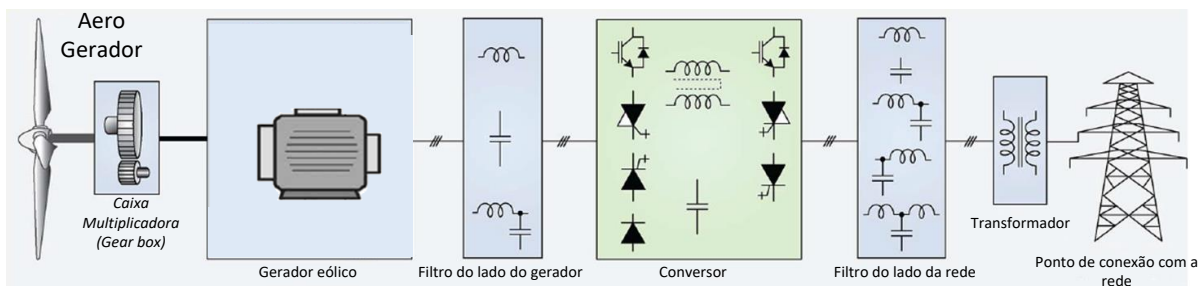
Embora o uso de conversores chaveados introduza algumas vantagens no conjunto, como por exemplo, o condicionamento dos níveis de tensão, deve-se ter em conta que o emprego desses conversores pode implicar (se não tomadas as devidas providências) em um aumento do conteúdo harmônico de corrente demandada do gerador.

Demandar do gerador uma corrente com elevado conteúdo harmônico, implica em reduzir a potência fornecida por este e, aumentar as perdas no núcleo e nos enrolamentos. Neste sentido, diversas soluções podem ser empregadas para contornar esse tipo de problema, como por exemplo, a inclusão de filtros passivos, o que será proposto nesse trabalho (em um capítulo seguinte) e a inclusão de uma nova estrutura conversora para lidar com essa etapa da conversão (constituição do barramento CC), alimentado por um gerador ao qual a frequência varia (em função da intensidade e velocidade do vento).

De maneira análoga, existe a preocupação com o conteúdo harmônico injetado na rede, uma vez que isso implicaria em problemas adicionais de qualidade de energia do sistema. Filtros passivos podem ser empregados do lado da rede (dentre outras soluções) para se contornar essa problemática e atender as normas. Algumas das soluções apresentadas na literatura para esse fim estão em Blaabjerg *et al.*, (2006); Rockhill *et al.* (2011); Kjaer, Pedersen e Blaabjerg (2005).

Esse conjunto de equipamentos pode ser representado pela Figura 19, com os filtros posicionados na saída do gerador e após o conversor, com o intuito de mitigar as componentes harmônicas em seus respectivos pontos de instalação.

Figura 19 – Configuração básica de um aero gerador (potência da ordem de MW).



Fonte: Adaptado de Yamasu *et al.* (2015).

Conforme apresentado anteriormente, nem todos os componentes apresentados na Figura 19 são obrigatórios e existem diversas possibilidades para a implementação de cada um destes.

Falando-se mais especificamente do gerador, as opções não estão apenas no número de polos, mas também em escolher dentre os tipos possíveis a serem utilizados.

Os dois tipos de geradores mais comumente encontrados em aero geradores são os de indução e os geradores síncronos (CHEN; GUERRERO; BLAABJERG, 2009). Dentre os geradores de indução que podem ser empregados para a geração eólica, destacam-se: de gaiola de esquilo, rotor bobinado (de anéis), de dupla alimentação.

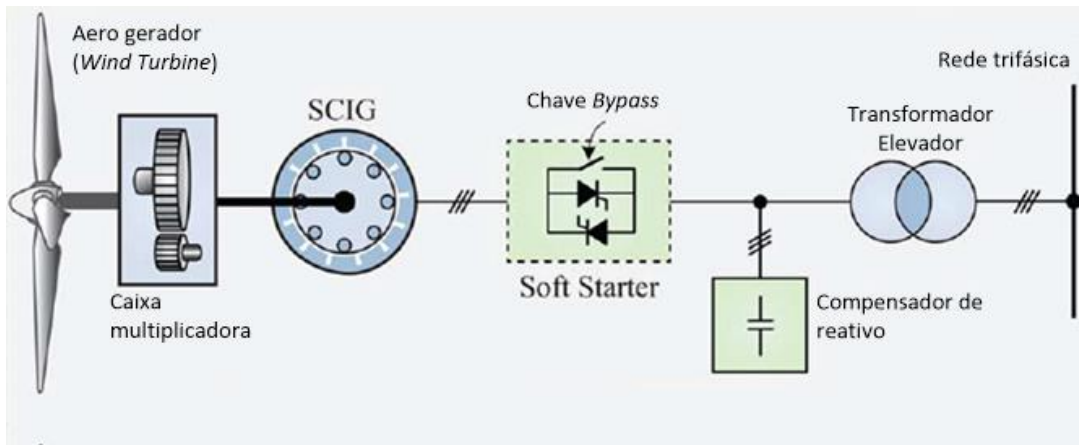
Os primeiros geradores empregados eram baseados unicamente em geradores de indução, mais especificamente os geradores de gaiola de esquilo. Com o passar dos anos o uso de geradores síncronos para essa aplicação tornou-se possível. Enquanto os geradores síncronos podem operar em uma gama de velocidades mais ampla (baixa, média e alta rotação), o uso de geradores de indução se dá apenas para altas velocidades (YARAMASU *et al.*, 2015).

2.1.1 COMPONENTES ELÉTRICOS DOS AERO GERADORES COMERCIAIS

Uma vez conhecidos os principais elementos que compõe os sistemas de conversão de energia eólica (WECS – *Wind Energy Conversion Systems*), pretende-se nesse subcapítulo apresentar alguns exemplos dentre as principais configurações comerciais para estruturas geradores da ordem de MW (Megawatts). Em (Yaramasu *et al.* 2015) é feita uma distinção desses equipamentos em três categorias (velocidade fixa, velocidade semi-variável e velocidade variável), dos quais, alguns exemplos serão descritos a seguir:

O primeiro grupo, velocidade fixa, (Arranjo - 1) apresentado é aquele que abrange as estruturas de velocidade fixa ($\pm 1\%$) sem a utilização de uma unidade de condicionamento de energia, conforme apresentado na Figura 20. Para essa estrutura são empregados geradores gaiola de esquilo (SCIG – *Squirrel Cage Induction Generator*) e, para que a conexão com a rede seja feita de maneira suave, são utilizados tiristores (*soft-starter*), que após o procedimento de partida, são curto-circuitados (*by-pass*). O arranjo apresentado na Figura 20 é o primeiro desenvolvido para aero geradores (conceito *Danish*). Para aplicações de grande potência, a estrutura comumente empregada para os gerados contém quatro ou seis polos e, uma frequência de operação de 50 ou 60 Hz respectivamente. A estrutura conta também com um banco capacitivo, para suprir a potência a potência reativa demandada pela estrutura (YARAMASU *et al.*, 2015).

Figura 20 – Estruturas aero geradoras Arranjo 1.



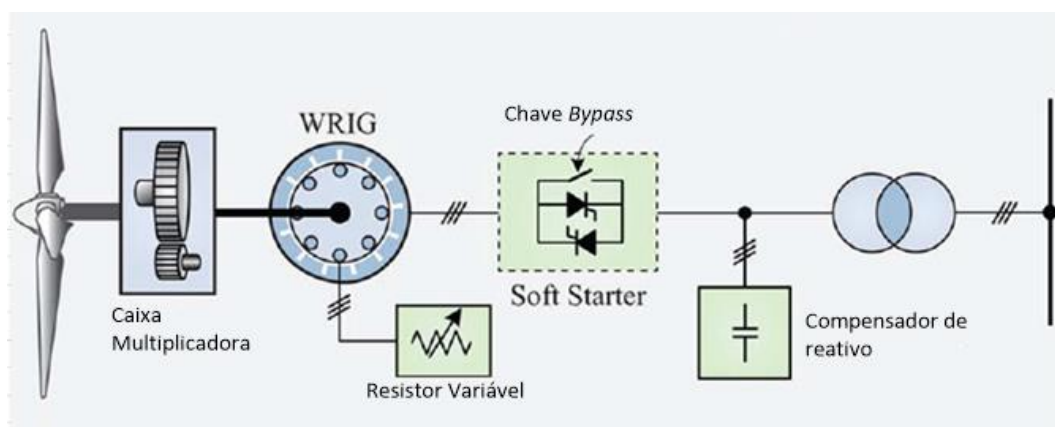
Fonte: Adaptado de Yamasu *et al.* (2015).

Em Yamasu *et al.* (2015) são listadas as principais desvantagens apresentadas por essa estrutura:

- Trabalhar com uma velocidade fixa, implica uma eficiência reduzida no processo de conversão da energia eólica, se comparado a métodos que possibilitam a variação da velocidade;
- Alterações na velocidade do vento (captado pelas pás) são refletidas para a rede;
- Falhas na rede causam severo estresse nos componentes mecânicos do aero gerador.

Outra configuração possível é aquela que emprega estruturas de velocidade semi-variável (Arranjo - 2) e que compreende as unidades aero geradoras, gerador de indução de rotor bobinado (WRIG – *Wound Rotor Induction Generator*) e conversores de potência (capacidade parcial) conforme apresentado na Figura 21.

Figura 21 – Estrutura aerogeradora Arranjo -2.



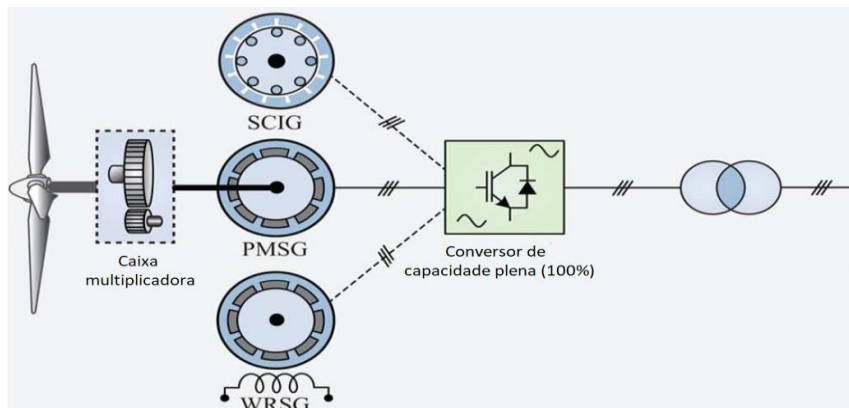
Fonte: Adaptado de Yamasu *et al.* (2015).

Nos geradores WRIG, a alteração da resistência do rotor influi nas características de torque e velocidade, possibilitando assim, que o sistema opere com velocidade variável (KHADRAOUI; ELLEUCH, 2008; YARAMASU *et al.*, 2015).

Os dois primeiros tipos de aero geradores apresentados, tem como característica uma velocidade de trabalho limitada (fixa ou semivariável), todavia, faz-se possível o emprego de geradores de velocidade variável (0 – 100%) empregando, Geradores síncronos de imã permanente (PMSG – *permanente magnet synchronous generator*), Gerador síncrono de rotor bobinado (WRSG – *wound rotor synchronous generator*) (BUENO *et al.*, 2008; CARDENAS; PENA, 2004; CHINCHILLA; ARNALTES; BURGOS, 2006; GENG *et al.*, 2011; GUIMARÃES; OLIVEIRA, 2015; OLIVEIRA, *et al.*, 2010; YARAMASU *et al.*, 2014 ; YARAMASU *et al.*, 2015), conforme apresentado na Figura 22:

Com o emprego de estruturas como as apresentadas na Figura 22, pode-se entregar a potência máxima do aero gerador em uma vasta gama de velocidades das rajadas de vento (CHINCHILLA; ARNALTES; BURGOS, 2006; GUIMARÃES; OLIVEIRA, 2015).

Figura 22 –Conversores de velocidade variável (0 – 100%) Arranjo – 3.



Fonte: Adaptado de Yaramasu *et al.* (2015).

Dentre as características que tornaram o uso dos PMSG populares está a inexistência da necessidade do uso de escovas e a possibilidade de sua construção com um elevado número de pólos, sendo possível a retirada das caixas multiplicadoras, a elaboração de um *design* mais simples e, uma operação em uma faixa de 20 a 200 rpm, dependendo da potência do gerador (CHINCHILLA; ARNALTES; BURGOS, 2006; GUIMARÃES; OLIVEIRA, 2015; YANG; PATTERSON; HUDGINS, 2012).

De Baroudi, Dinavahi e Knight (2005), têm-se que com o uso de conversores, faz-se possível a operação de aerogeradores com frequência variável e, que para essa aplicação, faz-

se necessário o emprego de uma lógica de controle, para que seja possível extrair a máxima potência.

Em Guimarães e Oliveira (2015) é apontada a necessidade de estar preparado para lidar com frequências e velocidades variáveis, em topologias empregando PMSG, bem como é apresentada uma complexa lógica de controle para obter-se um fator de potência elevado no processo de retificação.

Essa afirmação torna mais interessante a investigação de estruturas que apresentem maior imunidade a variação da frequência da alimentação, tal como a estrutura que será alvo de estudo nesse trabalho.

2.2 USO DA ELETRÔNICA DE POTÊNCIA EM NAVIOS

No que diz respeito à constituição de um barramento CC em alta tensão (HVDC), as empresas frequentemente oferecem diversas soluções para essa aplicação, todavia, no que diz respeito à constituição de um barramento CC em média tensão (MVDC – *Medium Voltage DC*), poucas soluções são apresentadas e dentre estas, muitas ainda se encontram em fase experimental (Ingemansson *et al.*, 2012; Erickson, 2001; Prasher, 2001; Simone *et al.*, 2018).

Em IEEE (2010) Simone *et al.*, (2018) e Tassarolo *et al.* (2013) são apresentadas algumas das vantagens de se trabalhar em corrente contínua em média tensão:

- Não há a necessidade de se detectar e sincronizar a fase dos sistemas, o que torna os procedimentos de conexão e desconexão mais simples;
- Melhor gerenciamento das contingências (correntes de falta), configuração do sistema e controle de fluxo de carga durante transitórios e situações de emergência;
- Eliminação de transformadores de baixa frequência volumosos;
- Maior aproveitamento dos elementos condutores (maior taxa de potência transferida em um mesmo cabo);
- Maior eficiência devida à eliminação da componente reativa do sistema;

Outro importante benefício está em como é obtida a grandeza em corrente contínua. O emprego de conversores CA – CC pode acarretar em uma maior flexibilidade na especificação dos parâmetros do gerador, uma vez que, teoricamente com o emprego dessas estruturas conversoras o gerador pode operar a qualquer velocidade e frequência, estando a regulação da tensão dependente da topologia do conversor utilizado.

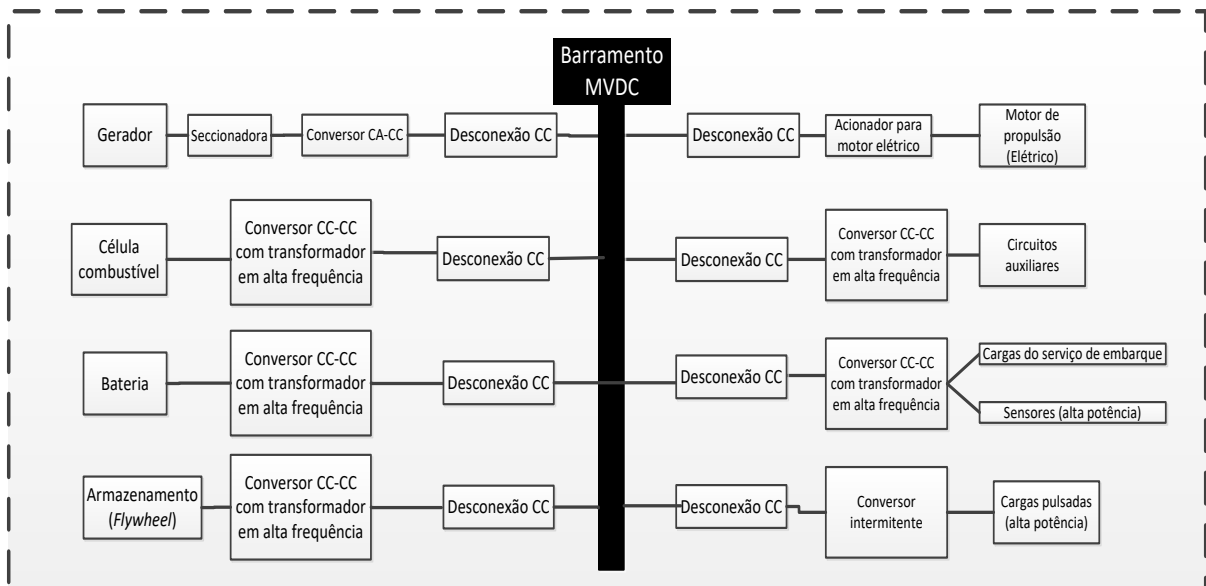
Com essa redução nas restrições quanto à especificação do gerador, a mesma potência de saída pode ser obtida à maiores velocidades e, portanto, necessitando de torques menores,

possibilitando assim a redução de peso e volume da estrutura (INGEMANSSON *et al.*, 2012; IEEE, 2010).

Ao contrário do que se observa para os sistemas em corrente alternada, existe uma dependência dos dispositivos eletrônicos quando se opera em MVDC. A conexão de fontes e cargas ao barramento CC é realizada por dispositivos eletrônicos, bem como, a conexão de dispositivos auxiliares que operam em níveis de tensão menores, se comparados aos empregados no barramento (SIMONE *et al.*, 2018).

São estabelecidas recomendações para a conversão e distribuição de energia (MVDC) em navios no documento apresentado em (IEEE, 2010), visando dentre outros elementos a confiabilidade e qualidade da energia fornecida. Na Figura 23 está apresentado um exemplo de esquemático para um sistema de distribuição MVDC empregado em navios.

Figura 23 – Conceito de um sistema de distribuição MVDC.



Fonte: Adaptado de IEEE (2010).

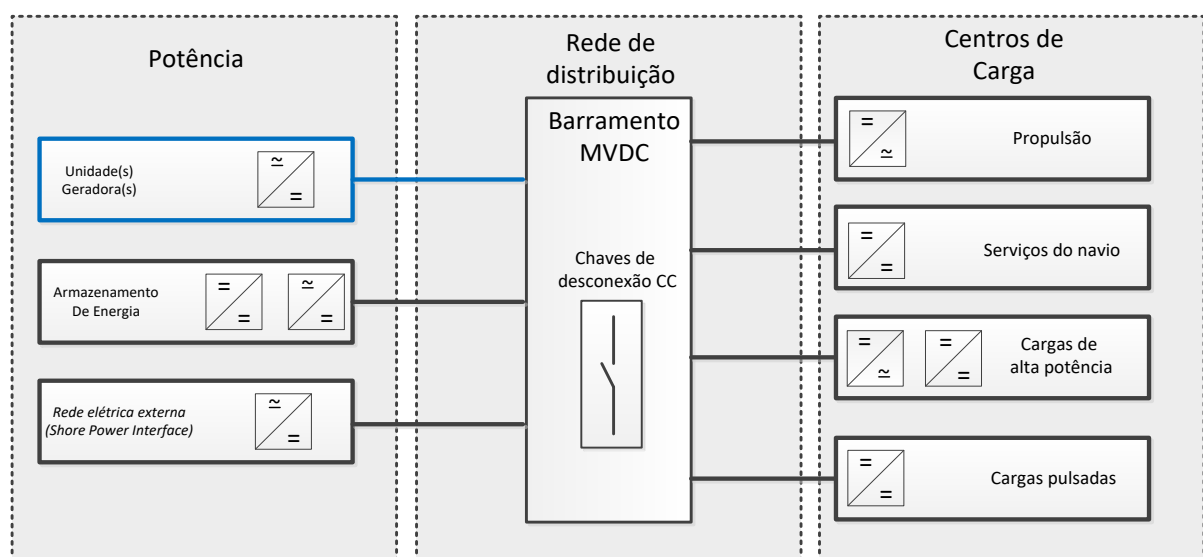
No que diz respeito à qualidade de energia suprida ao barramento, uma vez que os sistemas aplicados a MVDC operam com frequência nula, o conceito de distorção harmônica não se aplica a este barramento e, portanto, as definições de limites para as componentes harmônicas não se aplicam para os sistemas operando nessas condições, contudo, um possível índice de mérito pode ser obtido comparando-se o valor RMS da corrente com seu valor médio.

A Figura 23 apresenta alguns dos principais elementos que podem estar presentes em um navio operando em MVDC. A estrutura apresentada pode ser adequada conforme as necessidades da aplicação em questão, por exemplo, podem ser adicionados geradores

redundantes (de grande ou pequeno porte), sistemas de armazenamento adicionais, ou mesmo a existência de dois sistemas MVDC redundantes (IEEE, 2010).

A Figura 23 pode ser redesenhada, conforme apresentado na Figura 24, que evidencia a presença dos conversores para a conexão dos elementos ao barramento CC. A parte das unidades geradoras e seu conversor retificador (em destaque) é onde se vislumbra a inserção do conversor proposto nesse trabalho, justamente para drenar da(s) unidade(s) geradora(s) uma corrente com fator de potência unitário, com a possibilidade de regulação da tensão aplicada ao barramento MVDC.

Figura 24 – Diagrama de blocos funcional (simplificado).



Fonte: Adaptado de Simone et al. (2018).

2.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

A retificação da energia, permite uma flexibilização dos parâmetros do gerador, uma vez que a alteração da velocidade nominal do mesmo, não será refletida ao barramento CC, se tomadas as devidas precauções.

A possibilidade de se especificar um gerador para operar em qualquer rotação (teoricamente), permite não apenas reduzir o peso e volume da estrutura, como também possibilita a operação do gerador considerando que sua velocidade sofrerá alterações, como por exemplo, alteração da velocidade das rajadas de vento.

Outro quesito averiguado durante a pesquisa para a redação deste capítulo foi a falta de soluções aplicáveis em MVDC, bem como a falta de regulamentação para tensões de trabalho acima de 3 kV, o que adicionado às vantagens de se operar em corrente contínua, sinalizam que esta área apresenta um potencial latente para inovações.

3 CORREÇÃO ATIVA DO FATOR DE POTÊNCIA EM TOPOLOGIAS BASEADAS NA CONFIGURAÇÃO BOOST

O processo conhecido como correção do fator de potência (CFP) visa moldar a forma de onda da corrente elétrica na rede, demandada por um determinado equipamento (ou conjunto de equipamentos), de modo que, a corrente tenha a mesma forma de onda da tensão (geralmente uma senóide) e, ambas grandezas estejam em fase. O que se espera alcançar com o emprego de técnicas para a correção do FP é maximizar a parcela de potência ativa aportada pelo sistema, reduzindo custos na geração, transmissão e distribuição e, a manutenção da qualidade da energia.

Conforme apresentado no Capítulo 1, existem diversas maneiras e técnicas para se melhorar o fator de potência das estruturas retificadoras. Neste subcapítulo, será feita uma revisão sobre a influência da taxa de distorção harmônica da corrente (DHT_i), no fator de potência e, de conversores chaveados, baseados na topologia *boost*, empregados na correção do fator de potência.

3.1 A DHT_i E O FATOR DE POTÊNCIA

Dentre as definições mais empregadas para o FP está a que considera apenas o cosseno da defasagem angular (φ) entre as grandezas fundamentais de tensão e corrente, todavia, essa definição possui como condição de contorno, a inexistência de conteúdo harmônico, sendo dada conforme a Equação (11).

$$FP = \cos \varphi \quad (11)$$

Contudo, a presença das componentes harmônicas, distorce a forma de onda, de modo que a condição de contorno da Equação (11) não é mais razoável. Para sistemas genéricos, incluindo-se obviamente os sistemas em que as formas de onda são senoidais, o fator de potência pode ser definido como sendo:

$$FP = \frac{P}{S} = \frac{\frac{1}{T} \int v_i(t) \cdot i_i(t) \cdot dt}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \quad (12)$$

A obtenção de um sistema em que as grandezas são puramente senoidais e, em fase, é suficiente para a obtenção de um FP unitário, contudo, não se trata do único caso em que se obtém um elevado FP, conforme descrito em (Erickson; Maksimovic, 2001):

O fator de potência tem sempre um valor entre zero e um. O caso ideal, fator de potência unitário ocorre quando a carga obedece à lei de Ohm. Para este caso, a tensão e a corrente tem a mesma forma de onda, espectro harmônico e estão em fase. Para uma determinada potência média, o valor *rms* da corrente e tensão são minimizados quando o fator de potência é o unitário, isto é, para uma carga resistiva linear. No caso em que a tensão não contém harmônicas, mas a carga é não linear e contém dinâmica, o fator de potência pode ser expresso como um produto de dois termos, o primeiro resultante do fator de deslocamento da componente fundamental da corrente, e o outro como resultante das harmônicas da corrente (ERICKSON; Maksimovic, 2001, p. 594).

Esta análise subsidia a ideia de conversores “seguidores de tensão”, cuja ideia central é que a forma da corrente seja proporcional à forma de onda da tensão e, portanto, ambas terão o mesmo espectro harmônico e estarão em fase.

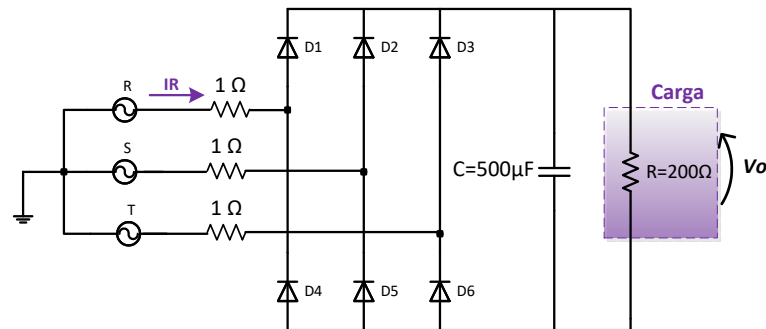
Analisando o caso descrito, na citação acima, para o caso em que não há distorção harmônica na tensão, todavia a carga é não linear e contém dinâmica, o FP será dado por (POMILIO, 2016):

$$FP = \cos\varphi \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + DHT_i^2}} \quad (13)$$

Com intuito de exemplificar a problemática do emprego de equipamentos não lineares, sem cuidados adicionais, apresenta-se na Figura 25 um retificador de onda completa, empregado para constituir o barramento CC que alimenta uma carga resistiva “R”.

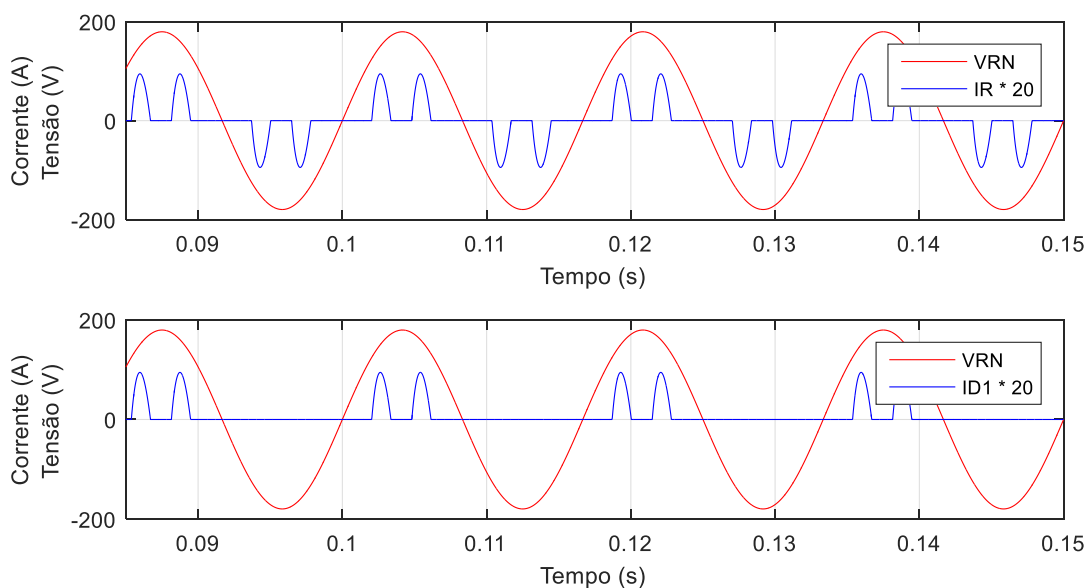
Esse retificador é alimentado por um sistema de tensões senoidais trifásico e simétrico e, devida à presença dos semicondutores (diodos), a carga apresenta uma característica não linear. Na Figura 26 estão apresentadas as formas de onda da tensão de fase (V_{RN}), corrente no diodo D_1 (I_{D1}) e corrente na Fase R (I_R) multiplicada por um escalar.

Figura 25 – Retificador de onda completa.



Fonte: Dados do próprio autor.

A forma de onda da corrente na Fase R, durante seu semiciclo positivo coincide com a forma de onda da corrente no diodo D_1 . Estendendo essa análise para todo o período da rede, o que se observa é que a forma de onda da corrente na Fase R (I_R) é uma composição de correntes nos semicondutores e, tem forma distinta da tensão da rede (senóide), o que acarreta no significativo valor da taxa de distorção e, por consequência, na redução do fator de potência da estrutura. Com respeito ao fator de deslocamento, um cuidado adicional deve ser levado em conta para sua análise. Compara-se a diferença angular entre a componente fundamental da corrente em relação à tensão, uma vez que carece de rigor matemático comparar a fase de duas grandezas com formas de ondas e frequência distintas.

Figura 26 – Principais formas de onda do retificador de onda completa: a) V_{RN} , I_R ; b) V_{RN} , I_{D1} .

Fonte: Dados do próprio autor.

Sabendo que a estrutura apresenta defasagem angular de $2,2^\circ$ entre as componentes fundamentais de tensão e corrente e apresenta distorção harmônica total de corrente (DHT_i) de 124,33%, o fator de potência da estrutura pode ser calculado conforme apresentado na Equação (14).

$$FP = \cos(2,2^\circ) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + (1,2433)^2}} \cong 0,6263 \quad (14)$$

Uma vez que a normal brasileira (ANEEL, 2017) não estabelece critérios para a redução de conteúdo harmônico de corrente, sendo o único limitante em relação distorção harmônica total de tensão (DHT_v), no ponto de conexão, será utilizada a norma IEC 61000-3-2, classe A (Pomilio, 2016), que rege os equipamentos trifásicos equilibrados, apresentada na Tabela 2.

Tabela 2 – IEC 61000-3-2 – Limite para as componentes harmônicas

Ordem harmônica (n)	Valores máximos de corrente (Para Classe A) em amperes.
Harmônicas Impares	
3	2,30
5	1,14
7	0,77
9	0,40
11	0,33
13	0,21
$15 \leq n \leq 39$	$2,25/n$
Harmônicas pares	
2	1,08
4	0,43
6	0,30
$8 \leq n \leq 40$	$1,84/n$

Fonte: Adaptado de Pomilio (2016).

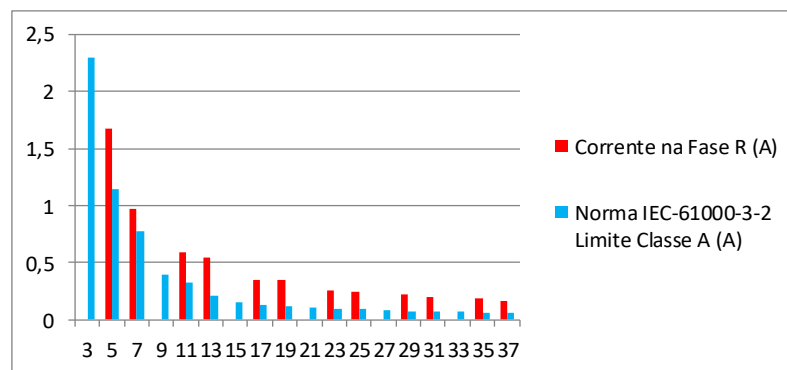
A norma apresentada estabelece critérios para cada uma das componentes harmônicas, que são separadas em dois grupos: as harmônicas pares e impares. As harmônicas características em sistemas industriais, devida a presença de pontes retificadoras e inversores, são as de ordem ímpar, as componentes de ordem par são geralmente associadas a assimetrias e má regulação dos dispositivos.

Uma vez apresentada a norma IEC-61000-3-2, na Figura 27 é feita a comparação do espectro harmônico da corrente na Fase R com a mesma, com intuito de verificar sua conformidade.

O que se verifica para o caso analisado é que as componentes harmônicas apresentadas pela estrutura (barras em vermelho) excedem os valores máximos permitidos pela norma, sendo necessárias, medidas adicionais para sua adequação.

O espectro harmônico apresentado para esse caso (Figura 25) é análogo ao apresentado por estruturas retificadoras em que não são tomados cuidados adicionais para a mitigação das componentes harmônicas.

Figura 27 – Comparação do espectro harmônico da Fase R com a norma IEC – 61000-3-2.



Fonte: Dados do próprio autor.

3.2 TÉCNICAS PARA CORREÇÃO DO FATOR DE POTÊNCIA

As estruturas retificadoras para a correção do fator de potência podem ser confeccionadas apenas com elementos passivos ou, podem ser implementadas com soluções ativas. O emprego das soluções passivas, apesar de mais econômicas e confiáveis, acarreta em algumas desvantagens como: maior peso e volume da estrutura se comparada às soluções ativas, pode afetar a forma de onda da frequência fundamental, não possibilitam a regulação da tensão, dentre outras (POMILIO, 2016).

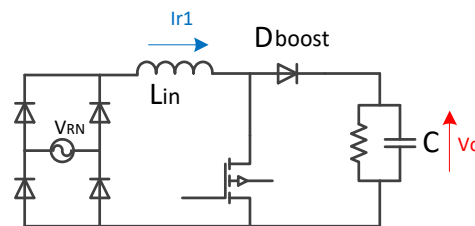
3.2.1 CONVERSOR CA-CC BOOST MONOFÁSICO OPERANDO COMO PFC.

Dentre as topologias mais empregadas para a correção do fator de potência (PFC), está a que emprega o conversor *boost*. Essa estrutura apresenta uma série de vantagens tais como (Pomilio, 2016):

- A presença do indutor na entrada absorve variações bruscas de tensão de rede, de modo a não afetar o restante do circuito, além de tornar mais fácil a obtenção da forma de onda senoidal de corrente;
- Para o modo de condução contínuo, como a forma de onda da corrente não é interrompida, as exigências para a especificação do filtro são minimizadas;
- O controle da forma de onda da corrente é mantido para qualquer valor instantâneo da tensão de entrada, inclusive o zero;
- Maior simplicidade para o controle da chave eletrônica, uma vez que a mesma se encontra no mesmo referencial de tensão.

O emprego dessa estrutura pode acarretar em algumas desvantagens, como a impossibilidade de se isolar a entrada e a saída do circuito e, devido ao posicionamento da chave controlada, não é possível proteger o circuito contra curto-circuito ou sobrecarga (controlando-se a chave). O conversor terá uma estrutura, de potência, conforme apresentada na Figura 28.

Figura 28 – Conversor boost monofásico empregado para a correção do fator de potência.



Fonte: Dados do próprio autor.

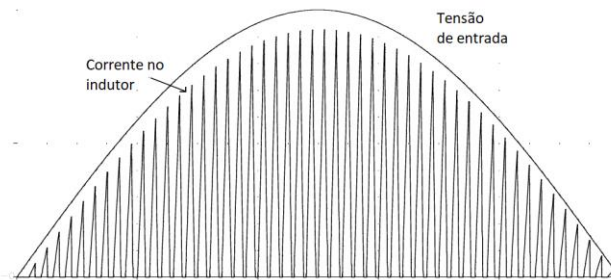
Conforme se pode observar da representação do circuito, para os propósitos dessa análise (correção do FP), considera-se a tensão que alimenta o conversor, como uma forma de onda senoidal e não uma tensão constante. Para se obter o fator de potência unitário, a forma de onda da corrente no indutor (que coincide com a forma de onda da corrente na rede, para o semiciclo positivo) deve seguir a forma de onda da tensão, portanto, para o caso em questão, deverá seguir essa referência senoidal de tensão.

Considerando-se a aplicação a qual se destina o conversor, durante a etapa de projeto, deve-se escolher entre três modos de condução: contínuo, descontínuo e crítico, cada um deles possuindo algumas vantagens em relação ao outro. No subcapítulo seguinte, será realizada uma comparação mais detalhada sobre a escolha entre o modo de condução contínuo (MCC) e o modo de condução descontínuo (MCD) para conversores trifásicos (baseados na topologia *boost*).

Na

Figura 29 estão ilustradas as formas de onda da corrente no indutor (I_{r1}) e tensão de entrada, para o conversor operando no modo de condução descontínuo (MCD).

Figura 29 – Corrente no indutor para o caso da tensão de entrada senoidal.



Fonte: (POMILIO, 2016).

Devido às características da topologia empregada, a corrente no indutor será proporcional à tensão, portanto, uma vez que a tensão de entrada varia no tempo, a corrente no indutor também estará sujeita à essa variação (mantendo a proporção). Para esse caso pode-se determinar o valor de pico, em cada período de chaveamento, da corrente (I_{r1}) como sendo:

$$I_{PK}(t) = V_{RN} \cdot \sqrt{2} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \frac{(D \cdot T)}{L} \quad (15)$$

Onde V_{RN} representa o valor eficaz da tensão de fase, ω é a frequência angular, D é a razão cíclica e T é o período de chaveamento. As Equações (16) e (17) representam as etapas de carga e descarga do indutor respectivamente, sendo $D_2 = 1 - D$.

$$v_L = V_{RN}(t) = L \cdot \frac{I_{PK}}{D \cdot T} \rightarrow I_{PK} = \frac{V_{RN}(t)}{L} \cdot (D \cdot T) \quad (16)$$

$$v_L = V_{RN}(t) - V_o = L \cdot \frac{-I_{PK}}{D_2 \cdot T} \rightarrow I_{PK} = \frac{V_o - V_{RN}(t)}{L} \cdot (D_2 \cdot T) \quad (17)$$

Onde $V_{RN}(t) = \sqrt{2} \cdot V_{RN} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)$. Igualando as Equações (16) e (17) tem-se o tempo de condução do diodo D_{boost} .

$$D_2 \cdot T = \frac{\sqrt{2} \cdot V_{RN} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{V_o - \sqrt{2} \cdot V_{RN} \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)} \cdot (D \cdot T) \quad (18)$$

Dividindo-se o numerador e denominador por V_o e, fazendo $\alpha = \frac{V_p}{V_o}$ e $V_{RN}\sqrt{2} = V_p$ tem-se:

$$D_2 = \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)} \cdot (D) \quad (19)$$

Analisando-se a Equação (15) observa que a corrente terá seus valores de maior amplitude, para os instantes em que a função $|\text{sen}(\omega t)|$ for igual à unidade.

O circuito conversor possui uma razão cíclica máxima, de projeto, de modo que valores superiores a esta, impossibilitarão o decaimento da corrente do indutor a zero, para todos os períodos de chaveamento, esse valor é determinado no pico da tensão de entrada, e vale (Pomilio, 2016):

$$D_{max} = \frac{V_o - V_p}{V_o} \quad (20)$$

Considerando-se que a razão cíclica máxima é determinada para o instante em que a tensão de entrada se encontra em seu valor máximo ($\omega t = 90^\circ$), a relação entre as grandezas D e D_2 , para tal condição, pode ser expressa como segue:

$$D_2 = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \cdot D_{max} \quad (21)$$

Como para esse instante o modo de condução é crítico, têm-se que $D_2 = 1 - D_{max}$, logo:

$$\frac{1}{D_{max}} - 1 = \frac{\alpha}{1 - \alpha} \quad (22)$$

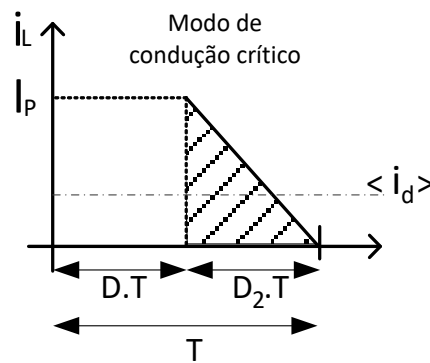
$$\alpha = 1 - D_{max} \quad (23)$$

Uma vez conhecida a razão cíclica máxima para que o conversor opere de maneira adequada e, o valor de α para tal condição, deseja-se averiguar qual será a corrente média fornecida à carga, em um determinado período de chaveamento.

A corrente fornecida à carga (pela fonte) será a corrente no diodo, cuja forma está ilustrada na Figura 30 e, seu valor médio é dado pela Equação (24).

$$\langle i_d \rangle_T = \frac{D_2 \cdot T \cdot I_{pk}}{2T} \quad (24)$$

Figura 30 – Corrente no diodo (corrente fornecida a carga).



Fonte: Dados do próprio autor.

Reescrevendo a Equação (15), considerando $V_{RN} \cdot \sqrt{2} = V_p$ tem-se:

$$I_{PK}(t) = V_p \cdot \text{sen}(\omega \cdot t) \cdot \frac{(D \cdot T)}{L} \quad (25)$$

Utilizando-se as Equações (19), (24) e (25), obtêm-se a corrente média fornecida à carga $\langle i_d \rangle_T$, para um período de chaveamento (T) apresentada na Equação (26).

$$\langle i_d \rangle_T = \left(\frac{V_p \cdot D^2}{2 \cdot f_s \cdot L} \right) \left(\frac{\alpha \cdot \text{sen}^2(\omega \cdot t)}{1 - \alpha \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)} \right) \quad (26)$$

Onde $T = \frac{1}{f_s}$. A corrente média na carga I_o para o semiperíodo da rede será dada pela Equação (27) (Pomilio, 2016).

$$I_o = \frac{1}{\pi} \int_0^{\pi} \langle i_a \rangle_T d\omega t \rightarrow I_o = \frac{V_P}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot L} \cdot D^2 \cdot Y_0(\alpha) \quad (27)$$

Onde o termo $Y_0(\alpha)$ pode ser obtido através da Equação (28).

$$Y_0(\alpha) = -2 - \frac{\pi}{\alpha} + \frac{2}{\alpha \cdot \sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} \cdot \operatorname{tg}^{-1} \left(\frac{\alpha}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \right) \right) \quad (28)$$

A corrente média fornecida à carga (I_o) é um dos parâmetros empregados na especificação dos elementos do conversor. Como a corrente média na carga depende da razão cíclica, do conversor, ao se trabalhar com a razão cíclica máxima, o conversor estará no ponto de operação da corrente média da carga máxima ($I_{o\max}$).

Para o cálculo da potência (ativa) máxima fornecida pela estrutura, apresentado na Equação (29), é utilizada a corrente ($I_{o\max}$) bem como, a tensão de saída (V_o).

$$P_{o\max} = I_{o\max} \cdot (V_o) \rightarrow I_{o\max} = \frac{P_o}{V_o} \quad (29)$$

Uma vez que a tensão de saída e a potência da estrutura conversora são parâmetros especificados pelo projetista, pode-se determinar o valor da indutância necessária para atender a estes requerimentos conforme apresentado na Equação (30).

$$L_{in} = \frac{V_P^2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot P_o} \cdot \frac{(1 - \alpha)^2}{\alpha} \cdot Y_0(\alpha) \quad (30)$$

Uma vez determinados os parâmetros da estrutura conversora, é apresentado, nas Equações (31) a (36), o equacionamento para o filtro passa baixa (LC) utilizado para reduzir o conteúdo harmônico injetado na rede pelo conversor. Primeiramente calcula-se uma resistência equivalente (R_{eq}) na Equação (31).

$$R_{eq} = \frac{V_P}{I_{PK}} \quad (31)$$

Tendo calculado o valor da resistência equivalente, calcula-se os parâmetros do filtro passa baixa, a capacitância C_f e a indutância L_f apresentados nas Equações (32) e (33) respectivamente.

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_c} \quad (32)$$

$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_f} \quad (33)$$

Onde ω_c é a frequência de corte em rad/s, que foi especificada como sendo um décimo da frequência de chaveamento, de modo que:

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (34)$$

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (35)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (36)$$

Por último, o filtro de saída do conversor é dado pela Equação (37).

$$C = \frac{P_o}{2 \cdot f_{red} \cdot (V_{o_{max}}^2 - V_{o_{min}}^2)} \quad (37)$$

Onde $2f_{red}$ é a frequência da ondulação (de tensão) na saída, P_o é a potência de saída, $V_{o_{max}}$ e $V_{o_{min}}$ são os valores máximo e mínimo aceitáveis para a tensão de saída respectivamente.

De (Pomilio, 2016) tem-se que o valor médio da corrente na rede, para cada ciclo de chaveamento e, a corrente média na entrada, calculada em um semiperíodo da rede serão dadas pelas Equações (38) e (39) respectivamente.

$$\langle IR \rangle_T = \frac{V_o \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot L} \cdot \frac{\alpha \cdot \text{sen}(\omega \cdot t)}{1 - \text{sen}(\omega \cdot t)} \quad (38)$$

$$\langle IR \rangle_{semiciclo} = \frac{V_o \cdot D^2 \cdot T}{2 \cdot \pi \cdot L} \cdot \left\{ -\pi + \frac{2}{\sqrt{1 - \alpha^2}} \cdot \left[\frac{\pi}{2} + \sin^{-1}(\alpha) \right] \right\} \quad (39)$$

Com o equacionamento apresentado, faz-se possível o projeto de um conversor *boost* monofásico, para operar como seguidor de tensão. No subcapítulo seguinte, serão abordadas as topologias *boost* trifásicas e, algumas de suas dificuldades de projeto.

Tendo-se verificado os principais parâmetros para o equacionamento do conversor *boost* monofásico, será apresentado no item seguinte a topologia trifásica dessa estrutura e seus principais aspectos.

3.2.2 TOPOLOGIA TRIFÁSICA DO CONVERSOR CA-CC BOOST OPERANDO COMO CFP

No item anterior, foram apreciadas as principais características e, o equacionamento para o projeto de uma estrutura empregada para a correção do fator de potência, utilizando um conversor *boost* monofásico, onde a ideia central está em controlar a forma de onda da corrente no indutor e, para tal realiza-se uma imposição do valor da tensão sobre ele através das chaves eletrônicas.

No presente subcapítulo, pretende-se apresentar algumas das metodologias empregadas para a implementação de conversores CA-CC *boost* trifásicos, com correção ativa do fator de potência.

O sistema trifásico de alimentação possui um determinado conjunto de características que permitem sua subdivisão em setores simétricos, possibilitando assim um melhor entendimento das estruturas conversoras, sendo esse recurso geralmente empregado na literatura (BORGONOVO, 2005; KIKUCHI; MANJREKAR; LIPO, 1999; REIS, 2008).

Dentre as características do sistema trifásico simétrico e equilibrado, tem-se que o somatório das correntes nas três fases será numericamente igual a zero, conforme apresentado na Equação (40).

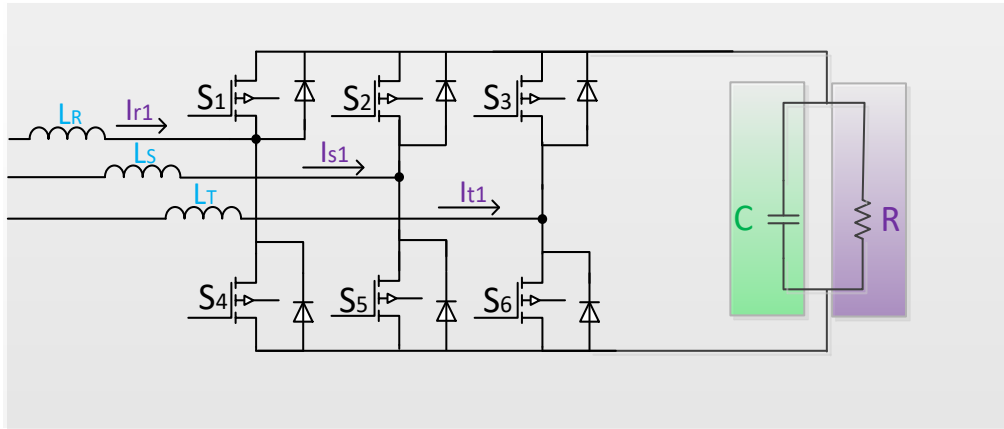
$$I_{r1}(t) + I_{s1}(t) + I_{t1}(t) = 0 \quad (40)$$

A Equação (40) permite a constatação de que, para um determinado instante, ao menos uma das correntes deve ter seu valor positivo e, para o mesmo instante ao menos uma, das outras correntes nos outros indutores, apresentados na Figura 31, deve ter o sentido contrário, permitindo assim um caminho de retorno para a corrente.

Essa premissa elementar é uma das condições de contorno que devem ser atendidas pelo conversor e, portanto, reduzem o número de setores factíveis, visto que há incoerência na análise de valores positivos, simultâneos para as três correntes e, analogamente para a análise

de três valores negativos simultâneos. Na Figura 31 está apresentado o conversor CA-CC *boost* trifásico controlado (empregando seis chaves controladas e seis diodos) e estão indicados na representação, os sentidos positivos adotados para as correntes que alimentam o conversor.

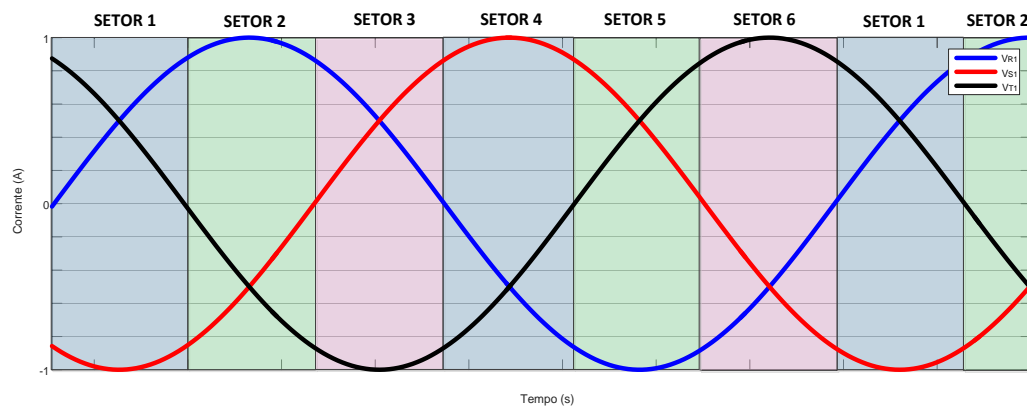
Figura 31 – Conversor boost trifásico controlado (seis chaves).



Fonte: Adaptado de Borgonovo (2005).

Os cruzamentos por zero das correntes são utilizados para delimitar os setores de operação do conversor, visto que, após cada cruzamento haverá a troca de sentido de uma das correntes, caracterizando assim o seguinte setor de operação. Os setores de operação estão ilustrados na Figura 32. A entrada em condução simultânea das chaves pertencentes a um mesmo braço resultaria em um curto-circuito, de modo que, não apenas os sinais de controle das chaves pertencentes a um mesmo braço devem ser complementares, como também é usual a inserção de um “tempo morto” de modo que sempre exista um intervalo de tempo em que nenhuma delas está em condução.

Figura 32 – Subdivisão do sistema trifásico em setores.



Fonte: Dados do próprio autor.

A análise da estrutura do conversor apresentado na Figura 31 é realizada considerando-se o Setor 2, conforme pode-se apreciar o setor tem início com o cruzamento por zero da corrente I_{r1} . Esse setor terá como característica valores positivos da corrente I_{r1} e valores negativos para as correntes I_{s1} e I_{t1} .

Atribui-se a denominação de braço à associação dos elementos semicondutores que constituem uma mesma coluna da estrutura conversora, por exemplo, as chaves eletrônicas denominadas S_1 e S_4 e seus respectivos diodos em antiparalelo constituem um braço da estrutura conversora.

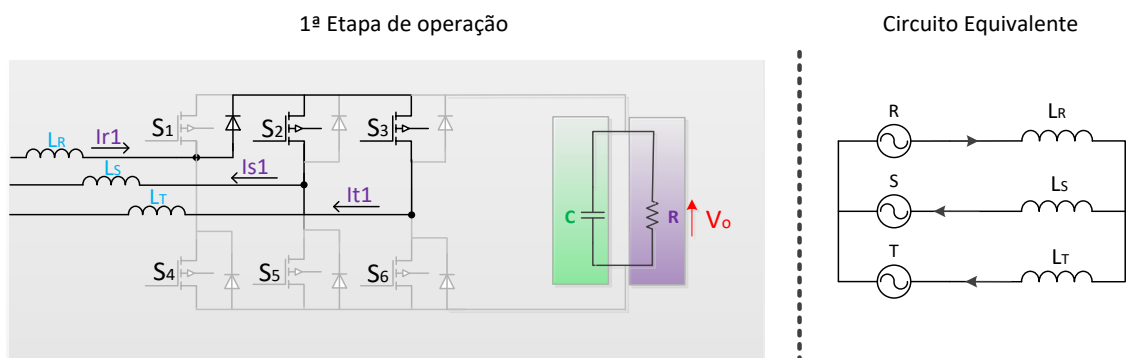
Em Borgonovo (2005) e Mora (2014) são apresentados os circuitos equivalentes da estrutura conversora para o Setor 2, para as considerações elaboradas, considerou-se o filtro capacitivo (C) como uma fonte de tensão ideal, cuja tensão corresponde ao valor de projeto para a tensão média de saída, desprezadas as ondulações.

Também são apresentadas as etapas de operação e, os seus circuitos equivalentes, que representam a configuração das chaves eletrônicas, necessárias para cada um dos setores analisados, ressalta-se que os diodos recebem numeração correspondente à chave à qual estão conectados em antiparalelo, de modo que, o diodo em antiparalelo com a chave S_1 é o diodo D_1 .

As etapas de operação e seus respectivos circuitos equivalentes estão apresentados na Figura 33 a Figura 36.

A primeira etapa está apresentada na Figura 33, as chaves eletrônicas que estão em condução, para esse instante, estão com sua cor em preto, enquanto as chaves eletrônicas em condição de bloqueio estão apresentadas em cinza claro, para que seja possível uma melhor compreensão do circuito.

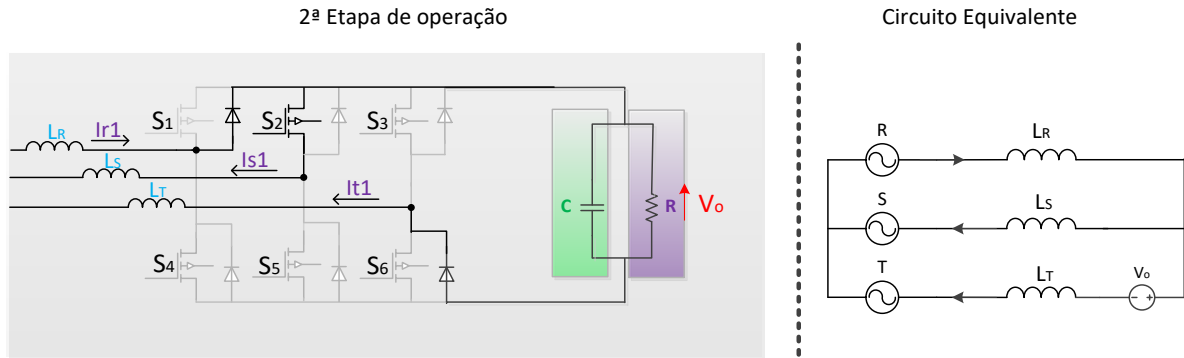
Figura 33 – Primeira etapa de operação e seu circuito equivalente.



Fonte: Adaptado de Borgonovo (2005).

A segunda etapa de operação e seu circuito equivalente estão apresentados na Figura 34, neste estão em condução o diodo em antiparalelo com a chave S_1 (diodo D_1), bem como a chave controlada S_2 e o Diodo em antiparalelo com a chave S_6 (diodo D_6):

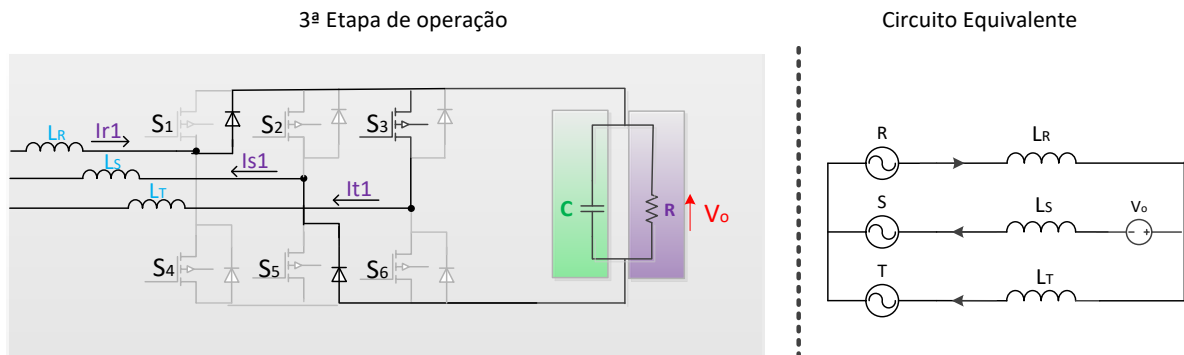
Figura 34 – Segunda etapa de operação e seu circuito equivalente.



Fonte: Adaptado de Borgonovo (2005).

A terceira etapa de operação está apresentado na Figura 35.

Figura 35 – Terceira etapa de operação e seu circuito equivalente.



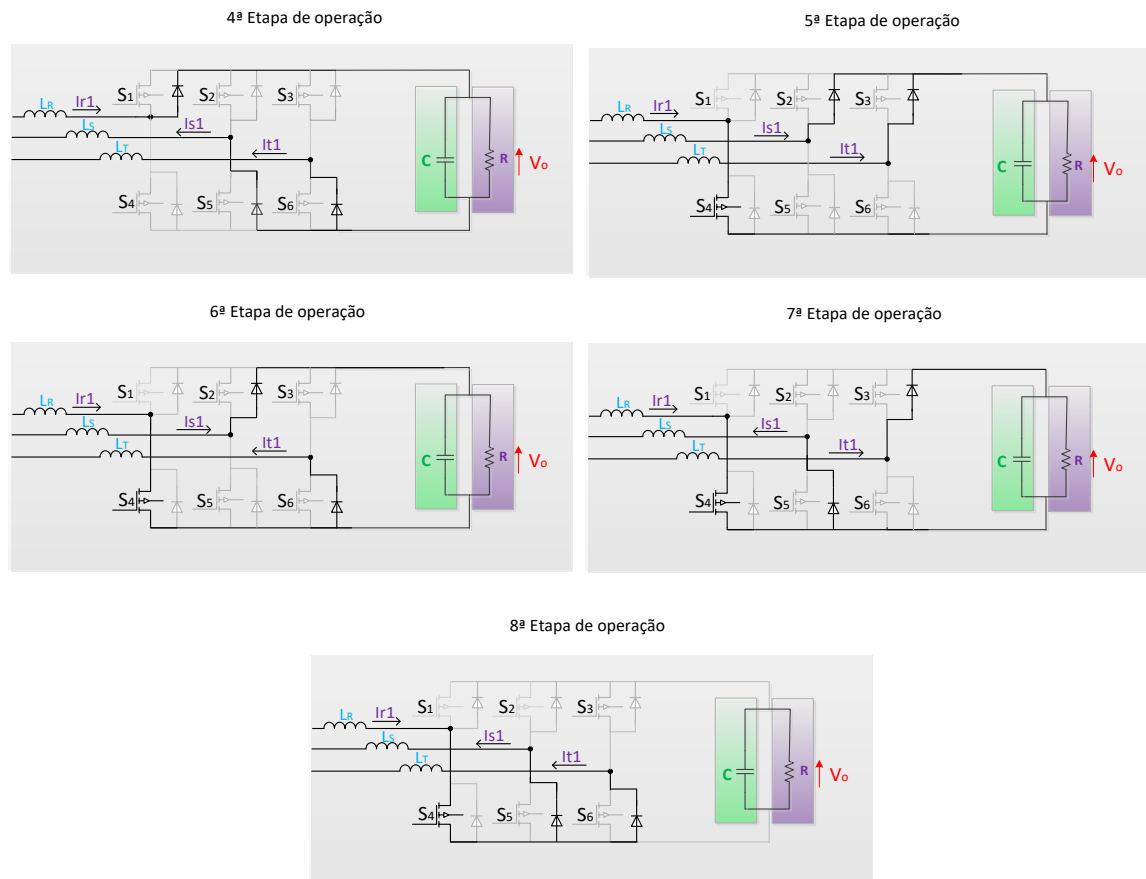
Fonte: Adaptado de Borgonovo (2005).

Apreciando-se os circuitos equivalentes para essas três primeiras etapas de operação, percebe-se a correlação entre as chaves em condução e o circuito equivalente para essa associação. As etapas de operação restantes, do Setor 2, estão sintetizadas na Figura 36.

As formas de onda das correntes, que alimentam o conversor, estão apresentadas na Figura 37. Observa-se que com um projeto adequado da estrutura conversora e de seu controle, as formas de onda das correntes ficam muito próximas de uma senóide pura, resultando assim, em uma baixa taxa de distorção harmônica apresentada pelo conversor.

Dentre as características do conversor até aqui analisado, ressalta-se a possibilidade de se manejar um fluxo bidirecional de potência, devido à presença das chaves controladas S_1 , S_2 e S_3 , todavia para que haja tal possibilidade, faz-se necessário não apenas o emprego de uma lógica de controle mais complexa, como também, há a necessidade do emprego de isoladores de pulsos.

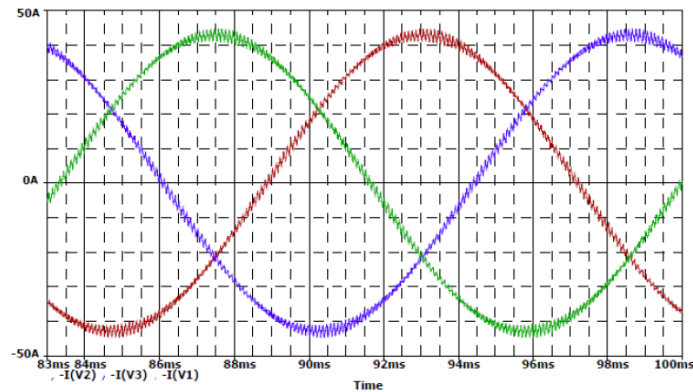
Figura 36 – Etapas de operação 4 a 8.



Fonte: Adaptado de Borgonovo (2005).

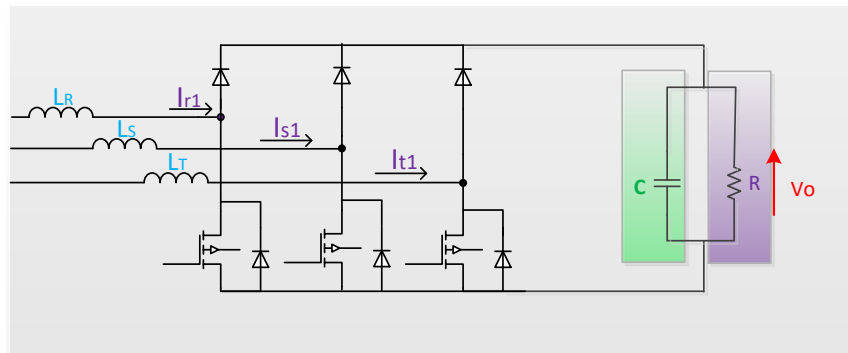
Em alguns sistemas onde o manejo de um fluxo bidirecional não se faz necessário, é possível empregar o conversor *boost* semicontrolado (*half-controlled*), topologia essa também apresentada na literatura como *bridgeless*, ilustrado na Figura 38.

Figura 37 – Formas de onda das correntes que alimentam o conversor.



Fonte: (MORA, 2014).

Figura 38 – Conversor *boost* semicontrolado (*bridgeless*) trifásico.

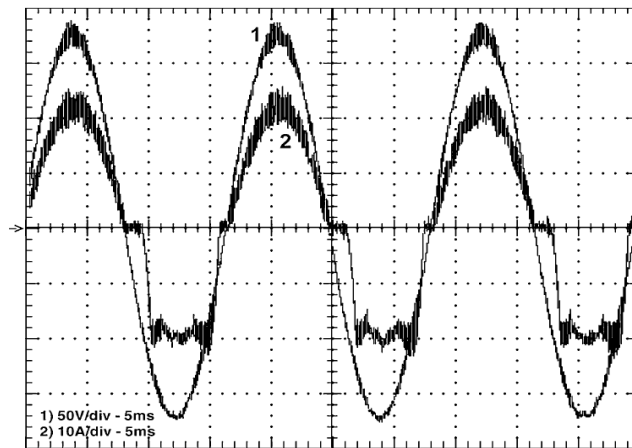


Fonte: Adaptado de Kikuchi, Manjrekar e Lipo (1999).

Essa configuração tem encontrado aplicações na literatura em sistemas de geração eólicas (WECS), tais como os apresentados em Oliveira *et al.*, (2009) Reis *et al.* (2008) e Reis e Oliveira (2008). Dentre as praticidades proporcionadas pela estrutura está o posicionamento das chaves controladas em um mesmo referencial de tensão, possibilitando assim a inserção do circuito de controle nesse mesmo referencial e, a já mencionada eliminação das chaves controladas na parte superior dos braços o que por consequência elimina a possibilidade de curto circuito de braço na estrutura.

Não apenas a topologia tem significativa influência nos resultados apresentados pela estrutura, como também o modo de condução escolhido. Em (Oliveira *et al.*, 2010) é comentada a dificuldade em se modular o semiciclo negativo das correntes, que alimentam o conversor, empregando a estrutura semicontrolada no modo de condução contínuo. A forma de onda da corrente para esse caso está ilustrada na Figura 39.

Figura 39 – Formas de onda da Tensão (1) e Corrente (2) para o conversor *boost* semicontrolado no modo de condução contínuo.

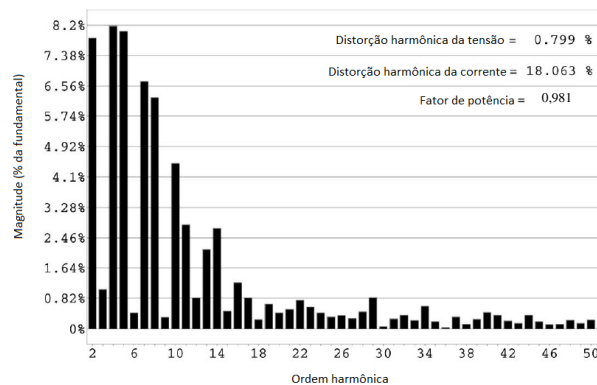


Fonte: (OLIVEIRA *et al.*, 2010).

Ao se analisar a Figura 39, nota-se que a forma de onda da corrente não é simétrica, dificuldade essa advinda da escolha do modo de operação, problemática essa que não foi superada mesmo com o emprego de uma lógica de controle individual, para cada uma das chaves controladas.

Na Figura 40 está apresentado o espectro harmônico da corrente, é possível observar que a taxa de distorção harmônica da corrente na rede, foi de 18,063% e, nota-se componentes de ordem par de magnitude significativa, consequência da assimetria descrita anteriormente.

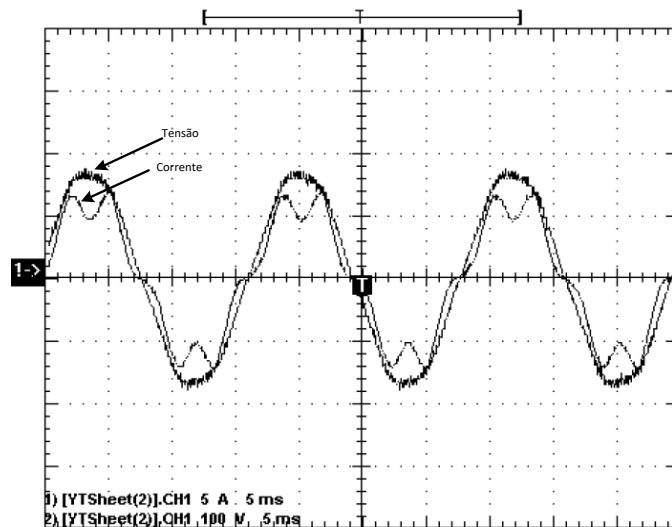
Figura 40 – Espectro harmônico do conversor *boost* semicontrolado operando no MCC.



Fonte: Adaptado de Oliveira *et al.* (2010).

Com intuito de propiciar uma comparação, dos impactos proporcionados pela escolha do modo de condução, apresenta-se na Figura 41, as formas de onda da tensão e corrente na rede, para o caso de um conversor semicontrolado análogo ao anterior, operando no modo de condução descontinuo.

Figura 41 –Tensão e corrente na rede, para o conversor *boost* semicontrolado operando no MDC.



Fonte: Adaptado de Oliveira *et al.* (2009).

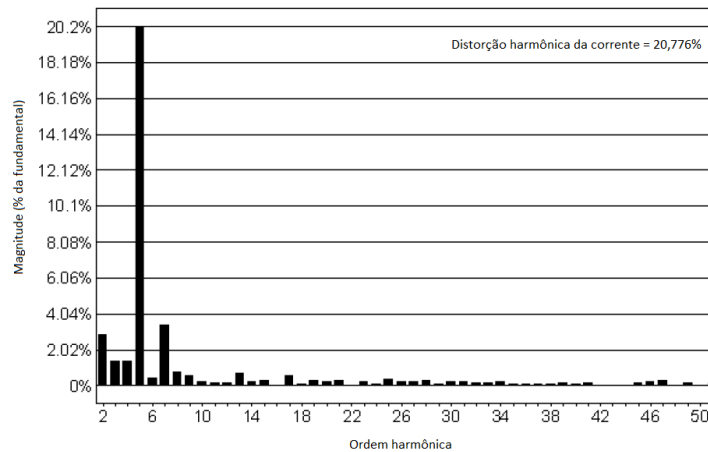
A primeira distinção entre os dois casos pode ser observada comparando-se a Figura 39 e a Figura 41. Observa-se que para o caso descontínuo, embora ainda persista uma significativa distinção entre a forma de onda da corrente e tensão, a corrente passa a exibir um comportamento simétrico, característica essa que não se observa no modo de condução contínuo.

Na Figura 42 é apresentado o espectro harmônico da corrente na rede, para o conversor operando no modo de condução descontínuo (MCD). Dentre as constatações possíveis está no aumento da distorção harmônica apresentada pelo conversor que passou de aproximadamente 18,063%, no caso anterior, para 20,776%, contudo, há uma significativa distinção em seu espectro harmônico.

Essa distinção fica nítida ao se contabilizar, por exemplo, quais foram (de que ordem harmônica) as componentes que excederam 2% do valor da componente fundamental. Observa-se para o primeiro caso, um número mais acentuado de componentes harmônicas que estariam abrangidas por este critério, em contrapartida, o segundo caso teria apenas as componentes de segunda, quinta e sétima ordens contidas nesse conjunto.

Adicionando a essa comparação, a constatação que a maioria das normativas, apresentam critérios mais rigorosos as harmônicas de ordem par, observa-se uma vantagem apresentada pelo conversor operando no MCD.

Figura 42 – Espectro harmônico do conversor *bridgeless* operando no modo de condução descontinuo.



Fonte: Adaptado de Oliveira *et al.* (2009).

O quão vantajosa é essa “concentração” das componentes harmônicas apresentadas pela estrutura conversora é um questionamento pertinente, visto que estas foram concentradas em componentes harmônicas de “baixa ordem” (quinta e sétima), entretanto, essas são justamente as componentes harmônicas canceladas pelos transformadores empregados em conversores de 12 pulsos, então propõe-se a análise de uma topologia que empregue o transformador de 12 pulsos e o conversor operando no MCD, análise essa realizada no capítulo seguinte.

3.3 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Após a revisão da topologia *boost* empregada para a correção ativa do fator de potência, o que se observa é que não apenas faz-se necessário escolher a topologia que será empregada, como também determinar qual será o modo de operação do conversor.

O modo de condução descontinuo apresenta algumas vantagens em relação ao controle do conversor, todavia, seu emprego implica em lidar com maiores esforços de corrente nos elementos pertencentes ao circuito. Em contrapartida, operar nesse modo concentra as componentes harmônicas nas ordens 5 e 7, justamente as componentes harmônicas canceladas na rede por conversores de 12 pulsos.

A operação no MCD apresenta ainda duas vantagens adicionais, a primeira é a possibilidade de se operar em malha aberta, visto que a estrutura opera como seguidor de tensão devida à sua topologia. A segunda vantagem está na característica *ZCS* (*zero-current switching*), já que as chaves controladas entram em condução quando o valor da corrente é igual a zero, reduzindo-se assim as perdas de comutação nas chaves.

4 INTEGRAÇÃO DO CONVERSOR BOOST A UM CONVERSOR 12 PULSOS

Geralmente, cargas de potências mais elevadas, como por exemplo, motores de grande porte são conectados à rede através de ligações trifásicas, uma vez que, é interessante manter o equilíbrio de cargas na rede com intuito de evitar problemas na distribuição como o deslocamento de neutro, sobrecarga no alimentador de uma determinada fase, dentre outros.

Esse capítulo tem como finalidade a proposição de um conversor *boost* semicontrolado *trifásico*, associado a um transformador de 12 pulsos, com intuito de se obter um conversor multipulso com elevado fator de potência.

Essa associação de transformador defasador com o conversor *boost*, visa tirar proveito da característica intrínseca dos conversores de 12 pulsos, que está em cancelar (em condições ideais) as componentes harmônicas de quinta e sétima ordens.

O que se espera das análises desse capítulo é obter uma nova configuração que apresente as seguintes características: conteúdo harmônico significativamente menor do que o apresentado pela estrutura clássica de 12 pulsos, maior possibilidade de regulação da tensão de saída (se comparada a topologia clássica), utilização de uma lógica de controle simples e, menores esforços de comutação nas chaves controladas.

4.1 CONVERSOR 12 PULSOS SEMI-CONTROLADO

A estrutura proposta nesse capítulo é composta pela junção de um conversor 12 pulsos tradicional (que emprega o transformador com defasagem angular de 30°), com conversores *boost* semi-controlados operando no modo de condução descontínuo, associados em cada um dos secundários do transformador, conforme ilustrado na Figura 43.

Pode-se observar que a Equação (30), rerepresentada como (41), não é mais adequada para se determinar o valor dos indutores *boost* para o conversor proposto. Essa declaração se deve às premissas empregadas no equacionamento da mesma, que levavam em conta uma única fonte de tensão e a presença de um único indutor.

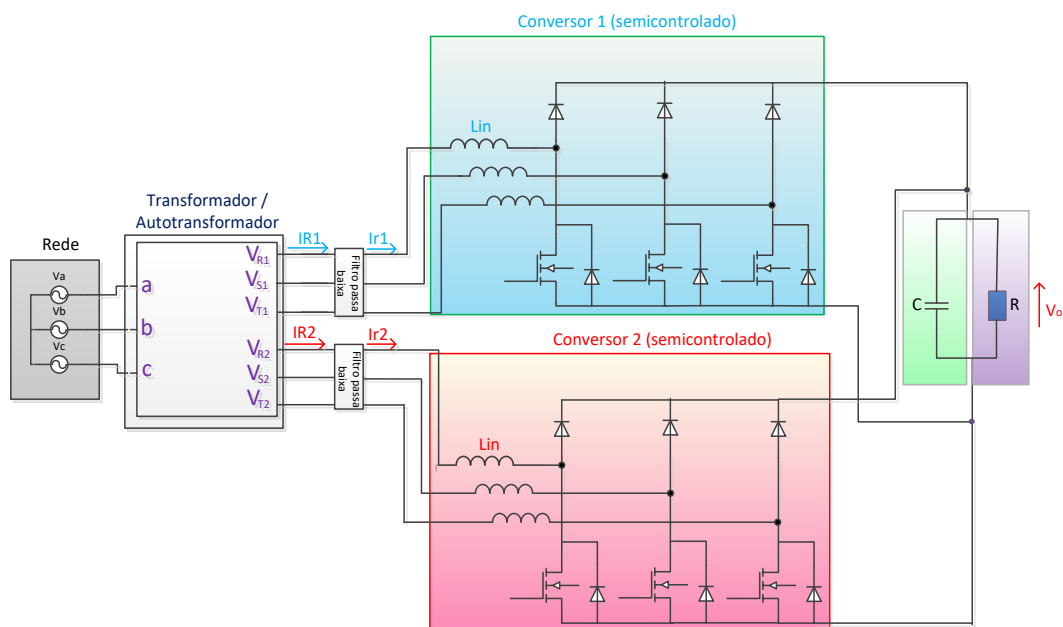
$$L = \frac{V_p^2}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot P_{omax}} \cdot \frac{(1 - \alpha)^2}{\alpha} \cdot Y_0(\alpha) \quad (41)$$

O conversor 12 pulsos *boost* semicontrolado trifásico (CBST) possui seis indutores que devem ser especificados de maneira adequada, para que a tensão de saída e o modo de condução descontínuo estejam condizentes com os dados de projeto.

Dentre os resultados que se esperam obter, estão a redução dos valores de corrente nos elementos pertencentes ao CBST, devido ao paralelismo das estruturas denominadas “Conversor 1” e “Conversor 2”, bem como, a permanência da característica de alto fator de potência e a regulação da tensão de saída.

Na Figura 43 foi omitido o circuito de controle e de disparo das chaves do conversor.

Figura 43 – Conversor CBST proposto (simplificado).



Fonte: Dados do próprio autor.

Todas as chaves eletrônicas controladas, aqui representadas como MOSFET's, receberão o sinal de disparo ao mesmo instante, o que possibilita simplificar o circuito de controle responsável pelos sinais de comando. Isso implica que para esta estrutura, será empregada apenas uma malha de tensão para a regulação da tensão de saída. A possibilidade de operar sem o uso de sensores adicionais de tensão e corrente, reduz o custo da estrutura final e simplifica o circuito de controle.

Outra vantagem importante de se operar no modo MCD está na característica de entrelaçamento dos indutores obtida. Para melhor entendimento do porquê isso ocorre, está

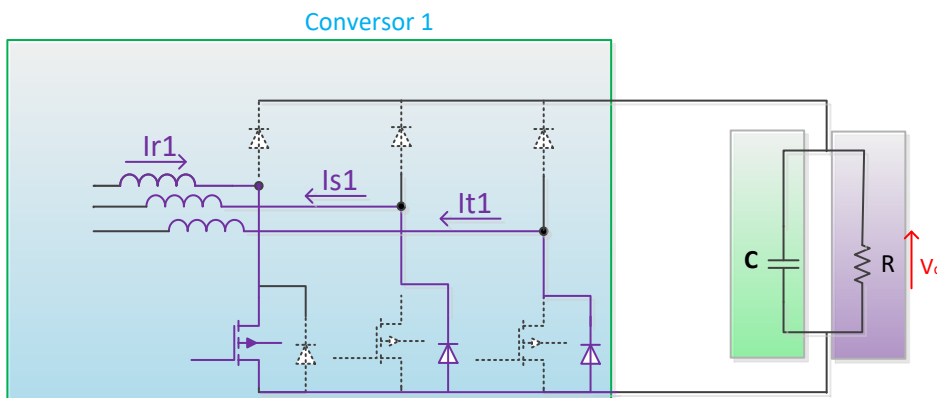
representado na Figura 44 o circuito equivalente para uma das etapas de condução deste conversor.

Cabe ressaltar que a soma das correntes I_{r1} , I_{s1} e I_{t1} , resulta em um valor nulo para um sistema trifásico, simétrico e equilibrado. Em outras palavras quando a tensão no secundário “ V_{R1} ” for positiva e as outras duas (“ V_{S1} ” e “ V_{T1} ”) forem negativas, as correntes terão comportamento análogo ao ilustrado na Figura 44, para instantes pertencentes ao intervalo $0 < t \leq DT$.

Nesta etapa os elementos que estão em condução estão representados em linhas contínuas, enquanto os elementos em bloqueio estão representados por linhas pontilhadas. Observa-se que para esta etapa de operação o centro estrela do secundário do transformador Δ -Y está no mesmo potencial que a massa em que se encontra a carga, fato que será discutido com maior rigor matemático no subcapítulo seguinte.

Para o caso do secundário conectado em Δ , não há um ponto físico cuja tensão seja nula, todavia, considera-se que para este caso, considera-se o terra virtual para esta análise. Pode-se inferir que devida à lógica de controle empregada neste conversor e a presença das chaves passivas (diodos), sempre que houver uma tensão, **não nula**, nos secundários do transformador, o indutor *boost* conectado a este respectivo secundário estará “habilitado” a estar conduzindo uma corrente não nula, sendo essa afirmação uma decorrência da Equação (40).

Figura 44 – Exemplo de uma etapa de operação (simplificada) do conversor.



Dados do próprio autor.

Considerando que as tensões nos secundários do transformador são idealmente senoidais, deseja-se que as correntes nos secundários desse transformador, com o conversor operando no MCD em alta frequência, possuam uma envoltória senoidal e, que estejam em fase com a tensão, para que o fator de potência seja elevado com baixa DHT_i .

Portanto, a possibilidade do indutor de conduzir, sempre que sobre o mesmo for aplicada uma tensão não nula, torna mais fácil a tarefa de se obter uma forma de onda de corrente com envoltória senoidal.

O desafio então está em se determinar, corretamente, um único valor para a indutância L_{in} , para que se obtenha o modo de condução descontínuo, com uma envoltória senoidal, uma vez que os conversores são alimentados por um sistema trifásico de tensões e que a corrente em um determinado indutor será uma composição das correntes que fluem pelos outros dois (pertencentes ao mesmo conversor).

4.2 EQUACIONAMENTO DO CBST

A estrutura proposta neste trabalho contém, dentre outros componentes, um transformador com defasagem angular de 30° . Esse transformador que doravante neste trabalho será denominado *transformador 12 pulsos*, pode ser implementado tanto com um transformador diferencial (autotransformador) quanto com o uso de um transformador isolador.

Empregar um transformador isolador implica em processar um maior fluxo magnético, se comparado ao processado por um transformador diferencial, o que resulta em um maior peso e volume da estrutura final, todavia, sabe-se que o conversor *boost* real, devido às suas não idealidades (como a parte resistiva dos indutores), apresentam ganhos de tensão não maiores do que cinco.

Com o emprego do transformador isolador, torna-se possível realizar um primeiro ajuste da tensão, pela relação de espiras do transformador, de modo que, mesmo considerando um conversor real, são possíveis ganhos mais elevados de tensão.

Tendo em vista que o equacionamento proposto será utilizado para o projeto e elaboração de um protótipo de pequena escala, que deve estar em conformidade com os equipamentos disponíveis no laboratório, o equacionamento do CBST será realizado utilizando os parâmetros apresentados na Tabela 3. Portanto, optou-se por utilizar configurações abaixadoras para o transformador isolador (e também para o autotransformador), para que com a operação das pontes semicontroladas não seja excedido o valor de 400V na tensão de saída, o que possibilita o uso desse protótipo em conjunto com os equipamentos disponíveis no laboratório em análises futuras.

O entendimento das etapas de operação do conversor se faz necessário para o desenvolvimento do equacionamento do mesmo. A priori será feito um equacionamento

qualitativo do conversor para um determinado instante das tensões no secundário do transformador.

Para fins didáticos, a análise realizada nesse subcapítulo levará em conta o transformador com primário em Δ (220 V) e dois secundários (um em Y e outro em Δ), cuja tensão de linha será V_i (127 V), apresentado na Tabela 3.

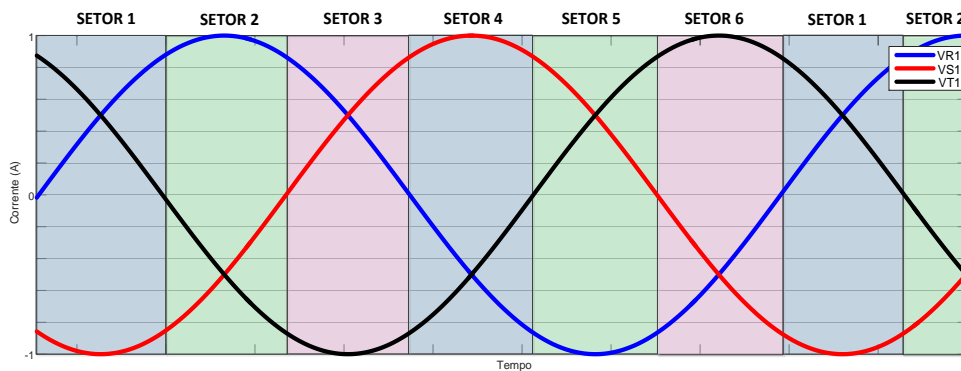
Tabela 3 – Parametros do CBBT.

	P_o	f_s	V_o	$V_i(\text{rms})$
Características de projeto do conversor.	1,5 kVA	20 kHz	400 V	127 V

Fonte: Dados do próprio autor.

Embora o valor da tensão nos secundários do transformador, conectados a um dos conversores, varie senoidalmente ao longo do tempo, observa-se que para um determinado intervalo de tempo (que se repete ciclicamente) as tensões de cada um dos secundários têm um determinado sentido, o sistema pode então, ser dividido em setores, conforme relembrado na Figura 45, onde será escolhido o Setor 6 para elaboração dessa análise.

Figura 45 – Intervalo utilizado como referência para o equacionamento.



Fonte: Dados do próprio autor.

Considerando-se que o Setor 6 é delimitado pelo cruzamento por zero das tensões V_{S1} e V_{R1} , têm-se então as seguintes desigualdades, válidas para esse intervalo:

$$V_{R1}(t_1) < 0$$

$$V_{S1}(t_1) < 0$$

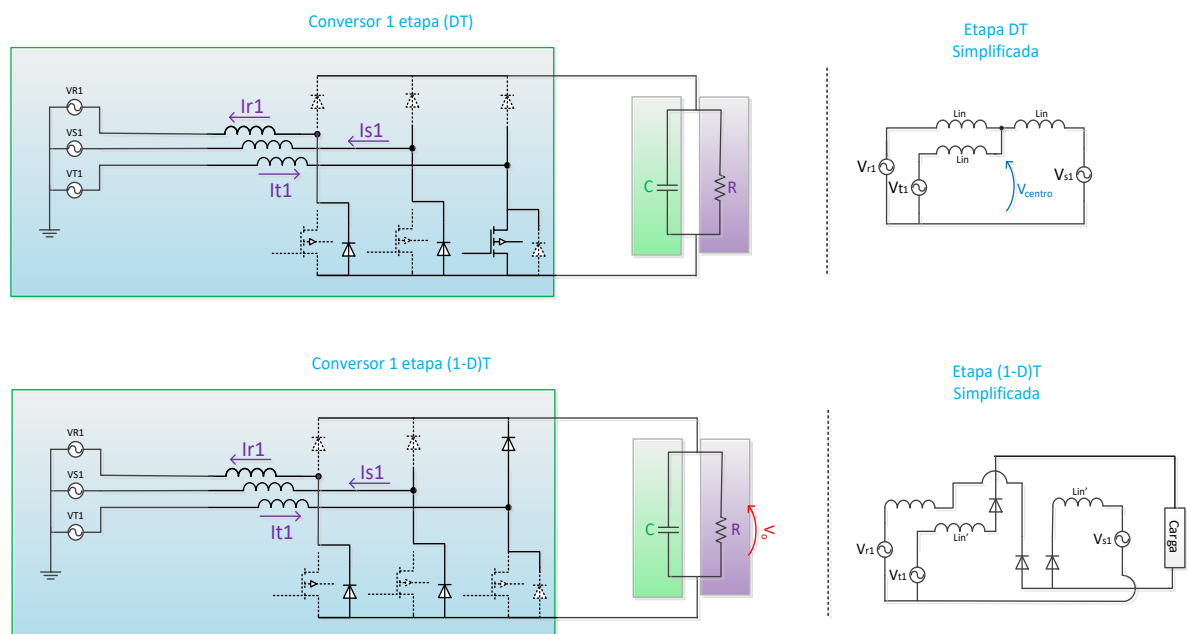
$$V_{T1}(t_1) > 0$$

Embora a arbitrariedade do instante utilizado, para o equacionamento, possa parecer uma problemática, cabe ressaltar que a escolha do valor do indutor deverá se proceder de tal forma que o mesmo atenda de maneira adequada a todas as etapas de operação.

Como se deseja que o conversor opere no modo de condução crítico, para o instante em que o valor da tensão de linha é máximo (ou suficientemente próximo deste modo de operação), têm-se para esse intervalo, duas sub-etapas ilustradas na Figura 46.

Onde V_{R1}, V_{S1}, V_{T1} são as tensões no secundário do transformador conectado ao conversor analisado. Na Figura 46, está apresentada uma versão simplificada do circuito, onde todos os ramos com semicondutores bloqueados estão representados por linhas pontilhadas no esquemático, com intuito de tornar mais fácil a análise das etapas de operação.

Figura 46 – Sub-etapas de operação para o intervalo (modelo simplificado).



Fonte: Dados do próprio autor.

Com isso introduz-se o conceito de V_{centro} , que é a diferença de potencial entre o centro estrela do secundário do transformador e o potencial do ponto denominado centro no circuito elétrico, para o tempo em que as chaves controladas estão em condução (DT).

O equacionamento descrito a seguir, leva em conta que pelo menos uma dentre as chaves controladas, presentes a um mesmo conversor esteja em condução, não sendo, portanto, válido para (1-D)T. O sistema nessas condições pode ser descrito pelo seguinte equacionamento matricial dado pela Equação (42).

$$\begin{bmatrix} V_m \sin(\omega t) - V_m \sin(\omega t + 120^\circ) \\ V_m \sin(\omega t + 120^\circ) - V_m \sin(\omega t - 120^\circ) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot j377 \cdot L_{in} & -j377 \cdot L_{in} \\ -j377 \cdot L_{in} & 2 \cdot j377 \cdot L_{in} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (42)$$

Como se pode observar na Equação (42) o vetor onde se encontram as tensões é constituído por somas de funções trigonométricas, que pode ser reescrito conforme apresentado na Equação (43).

$$\begin{bmatrix} -\sqrt{3} \cdot V_m \cdot \cos(\omega t + 60^\circ) \\ -\sqrt{3} \cdot V_m \cdot \cos(\omega t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 2 \cdot j377 \cdot L_{in} & -j377 \cdot L_{in} \\ -j377 \cdot L_{in} & 2 \cdot j377 \cdot L_{in} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} I_1 \\ I_2 \end{bmatrix} \quad (43)$$

Para se determinar os valores das correntes de malha pelo método de *Cramer* faz-se necessária a obtenção do coeficiente Δ através da Equação (44):

$$\Delta = \det \begin{bmatrix} 2 \cdot j377 \cdot L_{in} & -j377 \cdot L_{in} \\ -j377 \cdot L_{in} & 2 \cdot j377 \cdot L_{in} \end{bmatrix} = -3 \cdot (377)^2 \cdot L_{in}^2 \quad (44)$$

A corrente de malha I_1 é dada pela seguinte Equação:

$$I_1 = \frac{\Delta_1}{\Delta} \quad (45)$$

Onde o valor de Δ_1 é dado por:

$$\Delta_1 = \det \begin{bmatrix} -\sqrt{3} \cdot V_m \cdot \cos(\omega t + 60^\circ) & -j377 \cdot L_{in} \\ -\sqrt{3} \cdot V_m \cdot \cos(\omega t) & 2 \cdot j377 \cdot L_{in} \end{bmatrix} \quad (46)$$

De maneira análoga a corrente I_2 pode ser obtida empregando-se as Equações (47) e (48):

$$\Delta_2 = \begin{bmatrix} 2 \cdot j377 \cdot L_{in} & -\sqrt{3} \cdot V_m \cdot \cos(\omega t + 60^\circ) \\ -j377 \cdot L_{in} & -\sqrt{3} \cdot V_m \cdot \cos(\omega t) \end{bmatrix} \quad (47)$$

$$I_2 = \frac{\Delta_2}{\Delta} \quad (48)$$

Sendo a tensão V_{centro} dada então pela Equação (49).

$$V_{centro}(t_1) = V_m \cdot \text{sen}(\omega t + 120^\circ) + (I_1 - I_2) \cdot s \cdot L_{in} = 0 \quad (49)$$

O resultado apresentado pela Equação (49) é de suma importância para a análise das etapas de operação deste conversor, uma vez que demonstra que para qualquer que seja o instante t analisado, se o sinal de comando das chaves não for nulo, não haverá diferença de potencial entre o centro estrela do secundário do transformador e o centro constituído dos indutores.

Chama-se a atenção do leitor para algumas premissas importantes necessárias para que essa afirmação seja válida:

- Os valores das indutâncias *boost* associadas a cada uma das fases devem ser os mesmos, para que não existam desequilíbrios;
- A lógica de controle considerada é que o sinal de comando será o mesmo para todas as chaves eletrônicas pertencentes aos conversores;
- Não foram consideradas as não idealidades dos componentes eletrônicos (resistência série, tensão *forward*, e as imperfeições e discrepâncias entre os componentes);

Analisando esse resultado, pode-se verificar que quando pelo menos uma das chaves controladas estiver em condução, o potencial do ponto “central” será o mesmo do centro estrela do transformador, o que implica que há a possibilidade de os três indutores estarem conduzindo ao mesmo tempo (haverá ao menos um diodo, em antiparalelo, polarizado diretamente para essa condição).

A declaração anterior não apenas trata-se de uma possibilidade, como do caso mais recorrente durante as etapas de operação do conversor. Apenas em pontos de cruzamento de tensões e, devido a diferença das taxas de descarga dos indutores, haverá a condução em apenas dois indutores, pertencentes a um mesmo conversor, sendo o caso mais comum, a condução simultânea em três indutores.

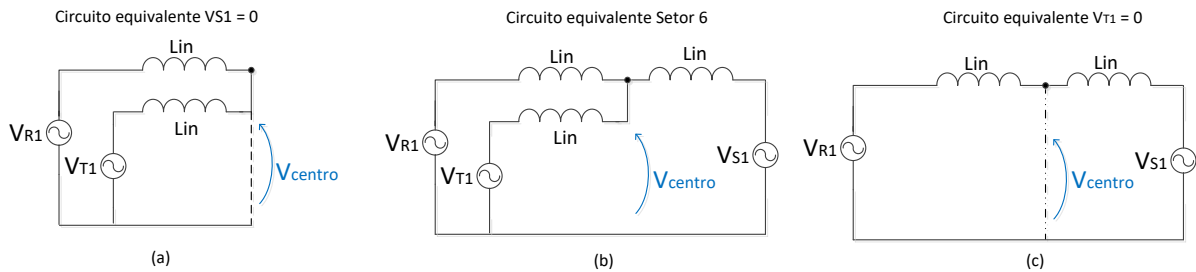
Essa possibilidade de condução simultânea implica em alterações necessárias no equacionamento dos indutores e, leva também ao seguinte questionamento “*como especificar um único valor para indutância L_{in} que atenda a todas as etapas de operação do conversor?*”.

Para o setor analisado, deve-se também levar em conta os instantes que o delimitam, isto é, existem momentos em que os três indutores estão conduzindo (caso mais comum) e, existem dois instantes em que apenas dois dentre os indutores estão em condução (instantes que delimitam o setor analisado). Os circuitos equivalentes estão apresentados na Figura 47.

O circuito apresentado na Figura 47(b) será a predominante, isto é, salve os instantes que delimitam o Setor, haverá corrente não nula fluindo nos três indutores. Este raciocínio pode ser extrapolado para os outros setores, portanto, salvo os instantes em que o valor da tensão é nulo, os indutores estarão conduzindo corrente (caso haja sinal de comando).

Outro quesito importante, está em se determinar qual será o valor máximo da corrente na estrutura, uma vez que, esse é um dos parâmetros de projeto empregado para o projeto do indutor.

Figura 47 – Possibilidades de operação do conversor (DT) a) Circuito para $V_{S1} = 0$ b) Circuito equivalente para o Setor 6 c) Circuito para tensão $V_{T1} = 0$.



Fonte: Dados do próprio autor.

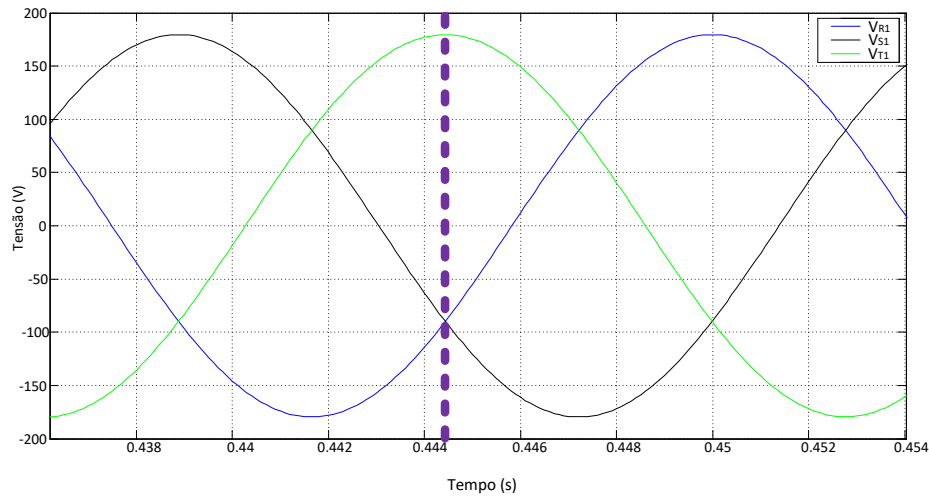
Para se conhecer o comportamento da corrente no indutor, aplica-se o conceito de V_{centro} desenvolvido ao longo deste subcapítulo. Têm-se que a variação da corrente no indutor é dada pela Equação (50)

$$\Delta_{IL} = \frac{V_{fase} - V_{centro}}{L_{in}} \cdot DT \Rightarrow \Delta_{IL\ max} = \frac{V_{fase\ max}}{L_{in}} \cdot DT \quad (50)$$

Uma decorrência direta da Equação (50) está em dizer que a envoltória de corrente estará em seu valor máximo quando a tensão de fase também o estiver, uma vez que a tensão V_{centro} para os instantes em que a chave controlada está em condução, é numericamente igual à tensão posta na referência (centro estrela).

Na Figura 48 está destacado um dos possíveis instantes de pico da corrente no indutor. Verifica-se que o mesmo ocorre onde uma das tensões de fase do secundário do transformador está em seu valor máximo (em módulo) e as outras tensões de fase tem um mesmo valor e sinal oposto da tensão em máxima amplitude, de modo que o circuito, para esse instante, pode ser redesenhado conforme apresentado na Figura 49 (a).

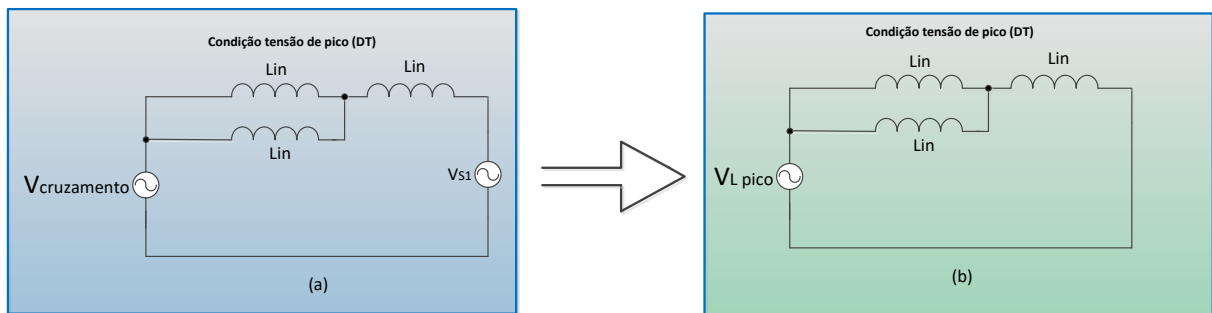
Figura 48 – Detalhe do instante máximo da tensão de fase (e consequentemente no respectivo indutor).



Fonte: Dados do próprio autor.

Conhecido o circuito equivalente da Figura 49 (a), o circuito pode ser ainda mais reduzido associando as fontes de tensão, uma vez que, elas estão conectadas em série, obtendo-se deste modo o circuito reduzido da Figura 49 (b).

Figura 49 – (a) Circuito equivalente (simplificado) para condição tensão de pico (D·T) (b) Circuito reduzido



Fonte: Dados do próprio autor.

De maneira análoga a análise feita no Capítulo 3, será elaborado um equacionamento para se determinar um valor de indutância que seja adequado ao conversor proposto. Inicialmente determina-se o valor de α' :

$$\alpha' = \frac{VL_{pico}}{V_o} = \frac{127 \cdot \sqrt{2}}{400} = 0,4490 \quad (51)$$

Uma vez conhecido o valor do parâmetro α' , a razão cíclica máxima do conversor é dada pela Equação (52).

$$D_{max} = 1 - \alpha' \approx 0,5510 \quad (52)$$

A razão cíclica máxima apresentada na Equação (52), não deve ser excedida para que o modo de condução não seja o contínuo (MCC).

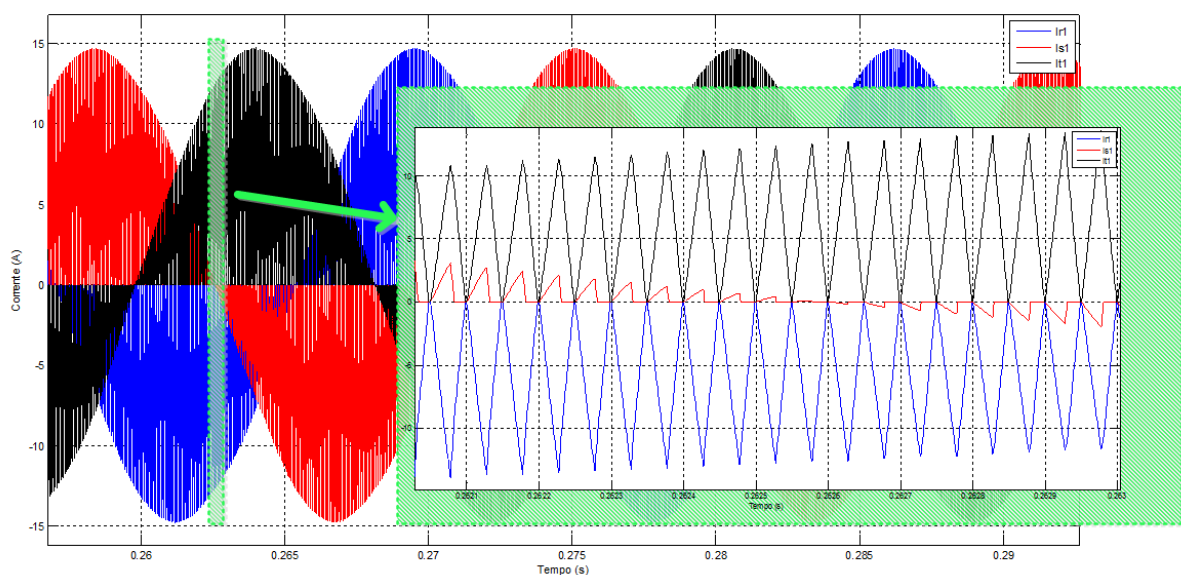
Outro quesito importante é que o instante em que a envoltória senoidal (de corrente) tem seu valor máximo, não será o instante em que o modo de condução será o crítico (ou o mais próximo), como ocorre em conversores PFC monofásicos, uma vez que para o valor máximo da corrente considera-se a composição das correntes nos três indutores e a operação perto do MCC_{rit} (modo de condução crítico) ocorrerá para instantes próximos ao valor de pico da tensão de linha.

Na Figura 50 está destacado um dos instantes em que o modo de condução é o crítico. Pode-se verificar que muito embora o valor da corrente “ I_{T1} ” (em preto) não esteja em seu valor máximo, para este instante, o modo de condução é o crítico e, necessariamente, uma das correntes tem valor nulo nesse instante (I_{S1}), sendo essa uma particularidade do sistema trifásico.

Sabendo-se que em um sistema trifásico, simétrico e equilibrado a somas das correntes das três fases resulta em zero, pode-se escrever a seguinte equação:

$$I_c = -(I_a + I_b) \quad (53)$$

Figura 50 – Destaque do instante em condução crítica.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para que seja possível especificar de maneira adequada o valor da indutância L_{in} através da metodologia proposta, faz-se necessário conhecer o termo $Y_1(\alpha)$ que, de maneira análoga a procedida no Capítulo 3, irá relacionar os valores médios das correntes nos indutores. Primeiramente, recorda-se o termo empregado para um conversor *boost* monofásico tradicional:

$$Y_0(\alpha') = -2 - \frac{\pi}{2} + \frac{2}{\alpha' \cdot \sqrt{1 - \alpha'^2}} \cdot \left(\frac{\pi}{2} \cdot \text{tg}^{-1} \left(\frac{\alpha'}{\sqrt{1 - \alpha'^2}} \right) \right) \quad (54)$$

O termo descrito pela Equação (52) correlaciona o valor médio, de uma forma de onda pulsada, em um único indutor, não podendo, portanto, ser aplicado para a associação de três elementos. Para o caso em que são empregados três indutores associados propõe-se o cálculo do termo $Y_1(\alpha')$ apresentado na Equação (55). Esse termo será utilizado para relacionar os valores médios das formas de onda pulsadas, em cada um dos indutores pertencentes as estruturas denominadas “Conversor 1” e “Conversor 2”.

$$Y_1(\alpha') = \sqrt{3 \cdot (Y_0(\alpha'))^2} \quad (55)$$

Especificado o parâmetro dado pela Equação (55), pode-se calcular o valor máximo da indutância do indutor *boost* equivalente (para o instante em que a tensão de linha está em seu valor de pico), referente a cada um dos conversores (Conversor 1 e Conversor 2), conforme:

$$L_{boost} \leq \frac{V_{Lpico}}{2 \cdot \pi \cdot f_s \cdot \frac{P_{omax}}{2}} \cdot \frac{(1 - \alpha')^2}{\alpha'} \cdot Y_1(\alpha') \quad (56)$$

Onde V_{Lpico} é o valor de pico da tensão de linha nos secundários do transformador. A proposição do valor adequado para a indutância L_{in} se baseia na característica do sistema quando o mesmo está sujeito ao valor de pico da corrente.

Na Figura 49 (b), pode-se averiguar que a possibilidade, para esse instante, de se substituir as indutâncias do circuito, por uma indutância equivalente, cujo valor corresponderia a três meios (valor obtido da associação série-paralelo) do valor da indutância L_{in} .

$$\frac{3}{2}L_{in} = L_{boost} \rightarrow L_{in} = \left(\frac{2}{3}\right) \cdot L_{boost} \quad (57)$$

O resultado da Equação (56) e, conseqüentemente ao da Equação (57), é equivalente a indutância crítica. Em outras palavras, é o valor máximo que a indutância poderá assumir para que o sistema não entre no modo de condução contínuo. Deseja-se, portanto, escolher um valor que seja menor ou igual à indutância crítica. Para o presente trabalho, foi escolhida uma indutância L_{in} de 200 μ H.

Conhecendo-se o valor de projeto da indutância L_{in} , é possível estimar o valor da corrente de pico nos indutores para o caso em que o conversor opera com razão cíclica máxima estabelecido na Equação (52).

$$I_{pk} = \frac{2}{3} \cdot \frac{V_{Lpico}}{L_{in}} \cdot D_{max} \cdot T = 16,50A \quad (58)$$

Com o raciocínio até aqui desenvolvido, pode-se aplicar as equações descritas no Capítulo 3 e reescritas de (59) a (65) para especificar o filtro capacitivo de saída, bem como o filtro passa baixa empregado para reduzir o conteúdo harmônico processado pelo transformador.

$$R_{eq} = \frac{V_{Lpico}}{I_{pk}} \quad (59)$$

Para a Equação (60), ficou definido o coeficiente de amortecimento $\xi = 1$ e então têm-se:

$$C_f = \frac{1}{R_{eq} \cdot 2 \cdot \xi \cdot \omega_c} \rightarrow C_f = \frac{1}{R_{eq} \cdot 2 \cdot \omega_c} \quad (60)$$

Na expressão para o valor da indutância L_f , a frequência de corte empregada (f_c) foi escolhida como sendo uma década abaixo da frequência de chaveamento (no caso do conversor deste trabalho, a frequência de chaveamento foi de 20 kHz).

$$L_f = \frac{1}{\omega_c^2 \cdot C_f} \quad (61)$$

$$\omega_c = 2 \cdot \pi \cdot f_c \quad (62)$$

$$f_c = \frac{f_s}{10} \quad (63)$$

$$\omega_c = \frac{1}{\sqrt{L_f \cdot C_f}} \quad (64)$$

Por último, o filtro de saída do conversor é dado pela Equação (65). O termo “2” no denominador faz menção a duas pontes retificadoras e f_o é a ondulação de cada uma das pontes (seis pulsos):

$$C = \frac{P_o}{2 \cdot f_o \cdot (V_{o_{max}}^2 - V_{o_{min}}^2)} \quad (65)$$

Tendo-se analisado os resultados obtidos das Equações (51) a (65), apresentam-se na Tabela 4, os valores dos elementos a serem empregados na confecção do protótipo. Para isso foram especificados componentes reais cujos valores estivessem satisfatoriamente próximos aos de projeto:

Tabela 4 – Valores dos principais elementos do conversor

	ω_c	D_{max}	L_{in}	R	C	C_f	L_f
Características de projeto do conversor.	12566 rad/s	0,55	200 μ H	109,7 Ω	65,1 μ F	3,0 μ F	2,0 mH

Fonte: Dados do próprio autor.

Tendo proposto a metodologia para a especificação dos componentes, a análise computacional será realizada no subcapítulo posterior.

4.3 ANÁLISE COMPUTACIONAL

Tendo realizado o equacionamento dos principais parâmetros do conversor CBST, deseja-se verificar o comportamento desse conversor empregando-se um simulador. Para as análises aqui apresentadas foi utilizado o programa *Matlab-Simulink* com um passo de cálculo de 10^{-7} (s).

Dentre as opções de transformadores defasadores (adequados a um conversor de 12 pulsos) para essa análise, optou-se por dois transformadores trifásicos (Y-Y e Y- Δ), muito embora, outros arranjos são possíveis e levariam a resultados análogos.

Uma vez que deseja-se também projetar o controlador, capaz de regular a tensão de saída do conversor CBST de maneira satisfatória, propõe-se como uma aproximação, utilizar a indutância calculada L_{boost} na metodologia tradicional, como a indutância para conversores monofásicos, descrita em (Erickson; Maksimovic, 2001) para o desenvolvimento do controlador, o que possibilita a realização do projeto do controlador de maneira mais simples.

Primeiramente, determina-se o ganho estático (M) do conversor no modo de condução descontínuo, apresentado na Equação (66).

$$M = \frac{1 + \sqrt{1 + \frac{4 \cdot R \cdot D^2 \cdot T}{L_{boost}}}}{2} \quad (66)$$

Onde R é a carga, D a razão cíclica e T o período de chaveamento. Uma vez conhecido esse parâmetro, determina-se a função $G_{vd}(s)$, que relaciona a influência de uma perturbação na razão cíclica na tensão de saída, apresentada na Equação (67).

$$G_{vd}(s) = \left. \frac{\widehat{v}_o}{\widehat{d}} \right|_{\widehat{v}_g = 0} = \frac{G_{do}}{1 + \frac{s}{\omega_p}} \quad (67)$$

Onde G_{do} e ω_p são dados pelas Equações (68) e (69) respectivamente:

$$G_{do} = \frac{2 \cdot V_o}{D} \cdot \frac{M - 1}{2 \cdot M - 1} \quad (68)$$

$$\omega_p = \frac{2 \cdot M - 1}{(M - 1) \cdot R \cdot C} \quad (69)$$

Considerando o equacionamento apresentado, a função de transferência para cada unidade conversora (Conversor 1 e Conversor 2) é dada pela Equação (70).

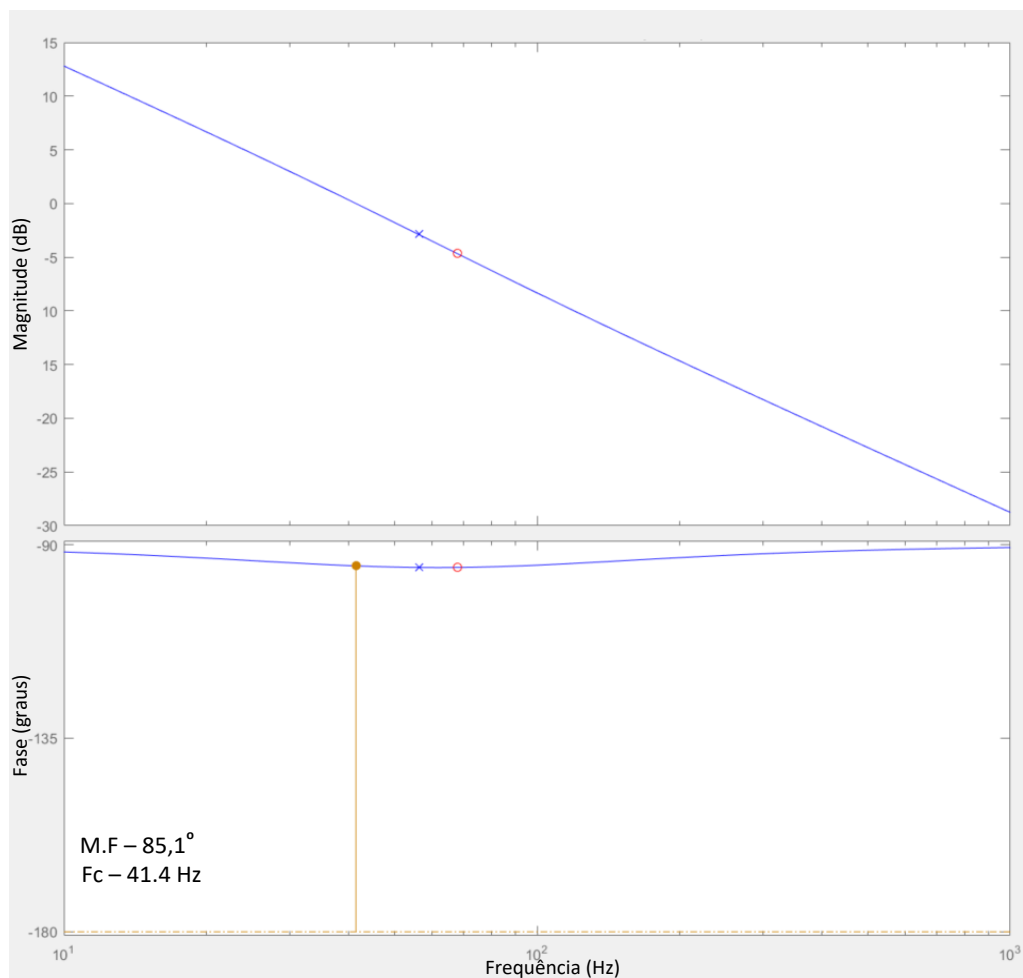
$$G_{vd}(s) = \frac{575,2}{0,002829s + 1} \quad (70)$$

Empregando-se o método descrito em (Erickson; Maksimovic, 2001), no qual consiste em avaliar o diagrama de bode da Equação (70) e propor um controlador para que o sistema, que tenha adequadas margens de fase (M.F) e frequência de corte (Fc). O ganho do sensor de tensão foi especificado para que em condições nominais a tensão realimentada seja 2,5 V.

Obteve-se o controlador descrito pela Equação (71), cujos diagrama de bode contendo os principais índices de mérito do controlador está apresentado na Figura 51.

$$Controle = 0,18 \cdot \frac{s + 426}{s} \quad (71)$$

Figura 51 – Principais índices de mérito do controlador.

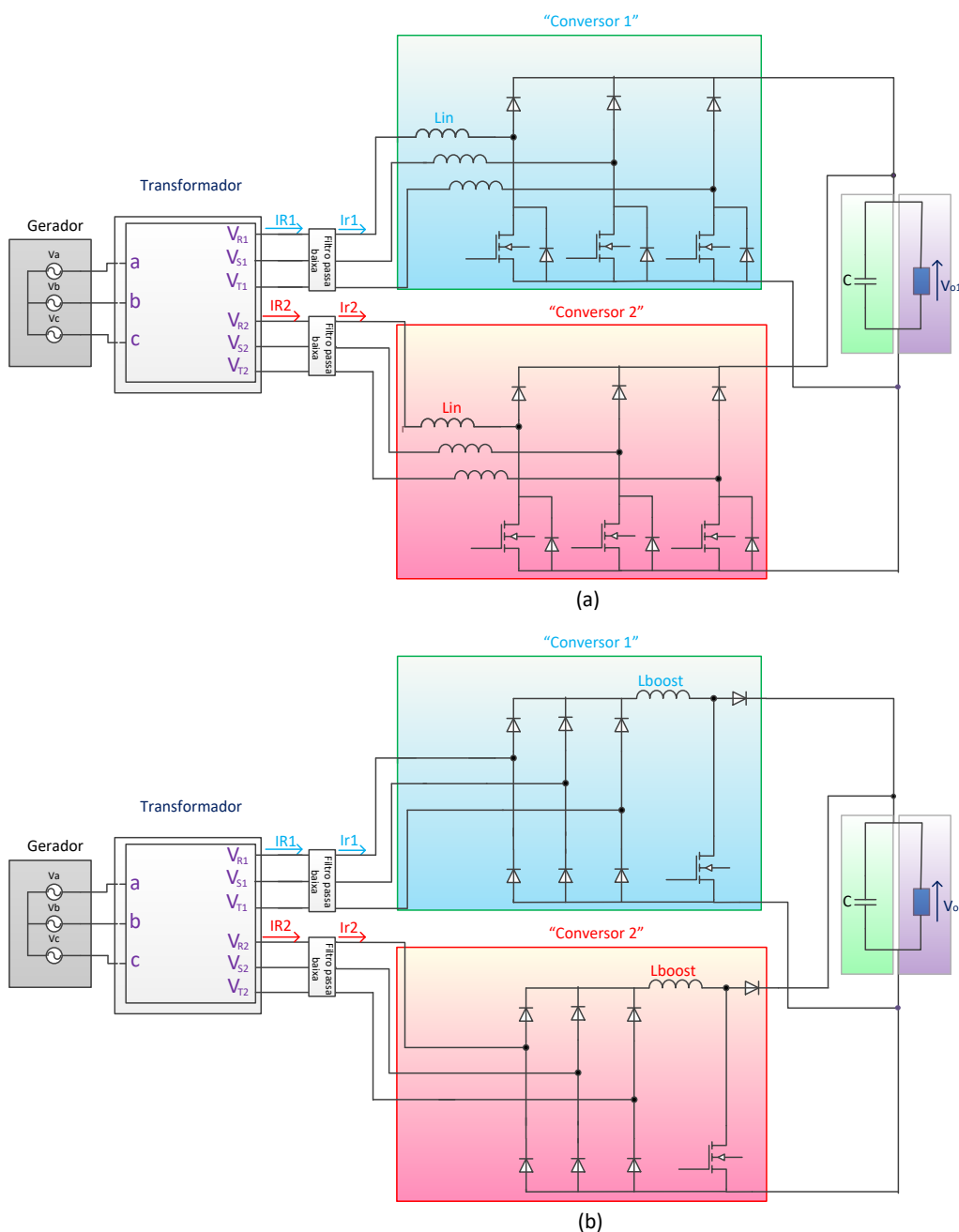


Fonte: Dados do próprio autor.

Uma vez conhecido o controlador, apresentada na Equação (71), propõe-se a análise computacional do modelo de indutância equivalente proposto neste trabalho. Para esta análise serão comparadas as seguintes estruturas apresentadas na Figura 52.

Na Figura 52(a), temos o conversor proposto neste trabalho (CBST), já na Figura 52(b), apresenta-se o modelo do conversor proposto (MCBST) onde as subestruturas denominadas “Conversor 1” e “Conversor 2” são substituídas pelos elementos “Modelo do Conversor 1” e “Modelo do Conversor 2”, respectivamente.

Figura 52 – Diagrama simplificado da análise para comparação.



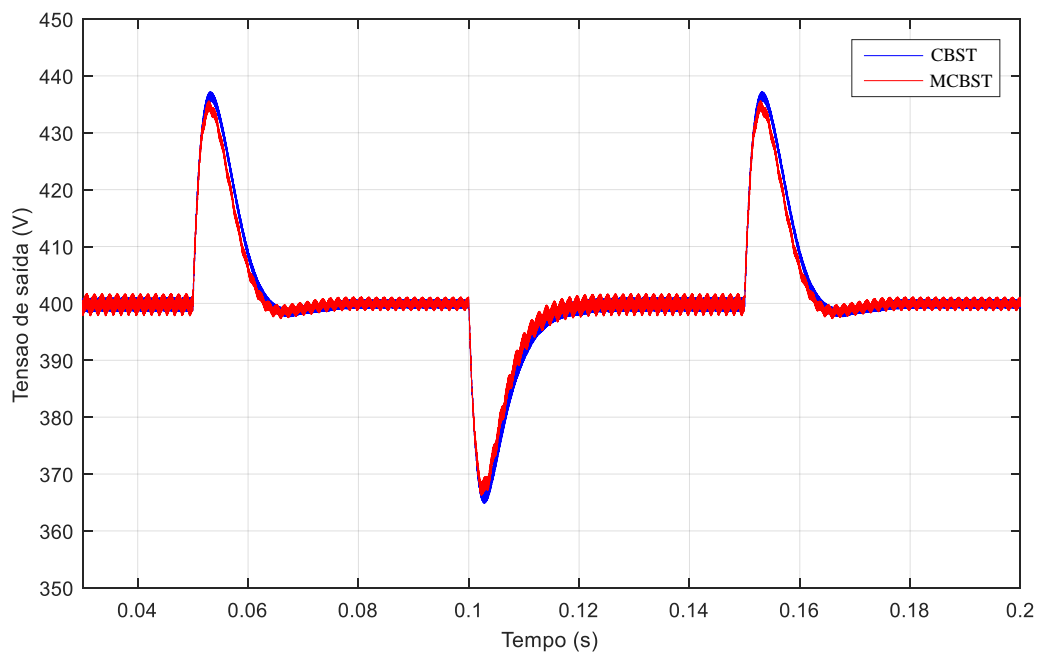
Fonte: Dados do próprio autor.

A proposta desse modelo está direcionada para a obtenção, de uma maneira prática, da função G_{vd} da estrutura, que relaciona a razão cíclica com a tensão de saída. A aproximação proposta neste trabalho não visa modelar as características de entrada do conversor, tal como a forma de onda da corrente de entrada.

Para esta análise ambas as estruturas estarão operando em malha fechada, empregando o controlador apresentado na Equação (71). Para ambos os casos os conversores estarão operando em condições análogas e será aplicado um degrau de carga, inicialmente passando de 1,0 p.u. para 0,5 p.u. e depois retornando à condição inicial.

A Figura 53 apresenta o comportamento da tensão de saída para ambos os Conversores retificadores.

Figura 53 – Comparação do comportamento da tensão de saída.



Fonte: Dados do próprio autor.

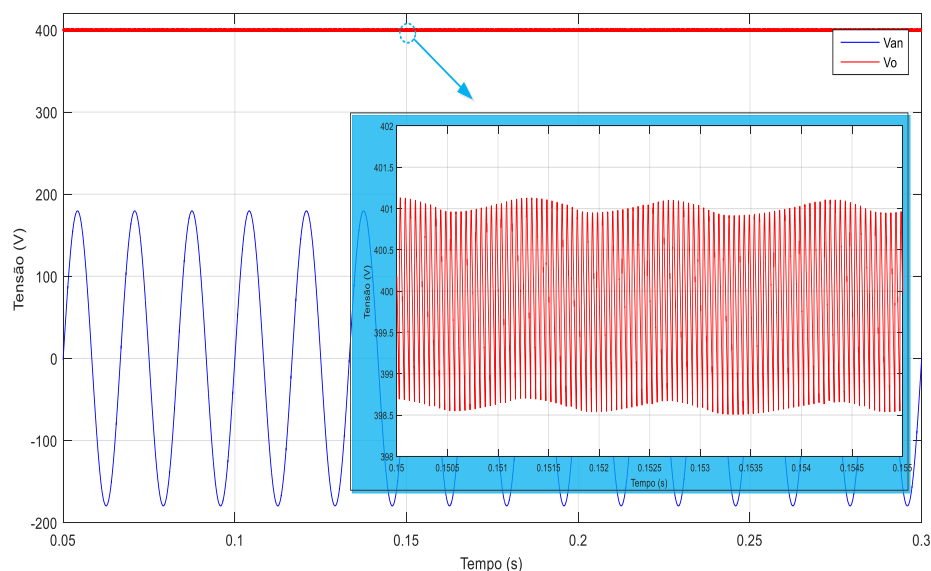
Ao se analisar o comportamento da tensão de saída de ambas estruturas, quando sujeitas a perturbações do tipo degrau de carga, pode-se concluir que as diferenças apresentadas podem ser negligenciadas e que há uma satisfatória semelhança do comportamento das estruturas analisadas.

Uma vez conhecidos os parâmetros do controlador, apresentados na Equação (71), dá-se início às análises computacionais da estrutura, cujos valores nominais estão apresentados na Tabela 4.

O que se espera dessa análise teórica é confirmar que o conversor apresenta um conteúdo harmônico de corrente, injetado da rede, inferior à um conversor de 12 pulsos tradicional e que o mesmo apresente boa resposta a variações de frequência da rede, de modo que seja possível sua aplicação para dispositivos e pontos de acoplamento, cuja frequência varie significativamente.

Inicialmente, apresentam-se na Figura 54 as formas de onda da tensão de Fase da rede (V_{an}) e a tensão de saída do conversor (V_o), para a operação em condições nominais e uma frequência da rede de 60 Hz.

Figura 54 – Formas de onda da tensão de saída (V_o) e da tensão de fase na rede (V_{an}).



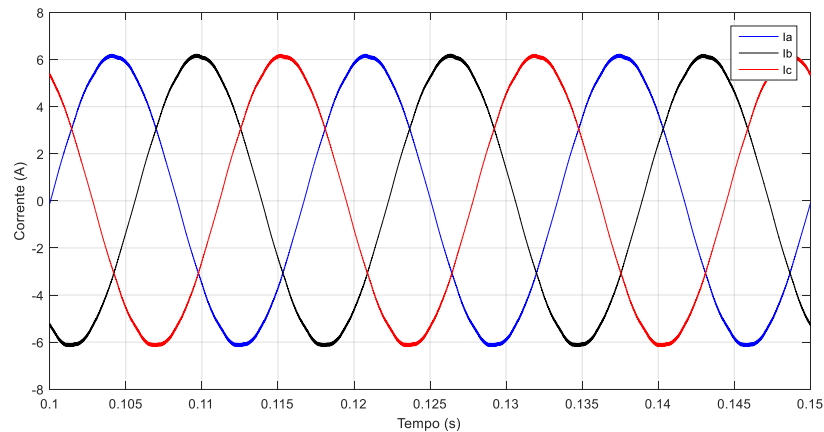
Fonte: Dados do próprio autor.

Quanto à ondulação da tensão de saída (*ripple* de V_o), a mesma tem como valor máximo 401,1 V e valor mínimo 398,54 V para essa condição, de modo que as oscilações de tensão permaneceram na faixa de $\pm 0,4\%$.

Uma vez conhecida a forma de onda da tensão na carga, deseja-se averiguar o conteúdo harmônico da corrente drenada pelo conversor. Primeiramente, são apresentadas as formas de onda das correntes drenadas da rede (Fases A, B e C) na Figura 55.

Com o auxílio dos dados apresentados na Figura 55 é possível observar que as diferenças entre as formas de onda das correntes, drenadas da rede, é desprezível. Outro detalhe digno de menção é que as formas de onda são todas muito próximas de uma senóide, de modo que se espera uma taxa de distorção harmônica significativamente mais baixa do que a de um conversor de 12 pulsos tradicional, onde essa taxa fica próxima dos 14% (Oliveira, 2011).

Figura 55 – Corrente nas três fases da rede: Ia, Ib e Ic.

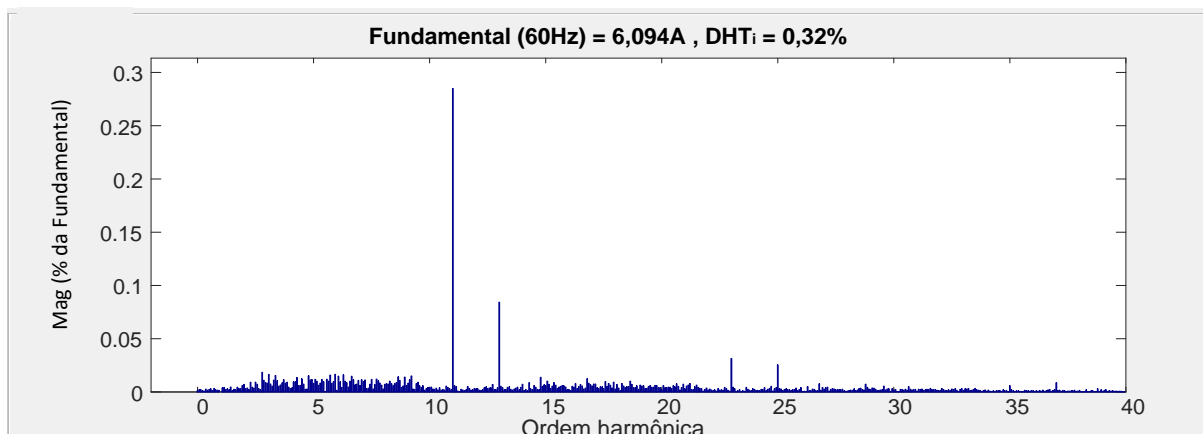


Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 56 está apresentado o conteúdo harmônico da corrente na Fase A da rede (em regime permanente). Com a exceção da componente fundamental (excluída do gráfico por questões de escala), nenhuma das componentes pertencentes ao espectro harmônico excede o valor de 0,3% da magnitude da componente fundamental.

Ao se avaliar os dados fornecidos pela Figura 56, verifica-se que de fato a DHT_i para esse conversor em condições nominais foi de 0,32%, um resultado significativamente menor que o apresentado pelo conversor de 12 pulsos tradicional (aproximadamente 14%).

Figura 56 – Espectro harmônico da corrente na Fase A da rede (em regime permanente).

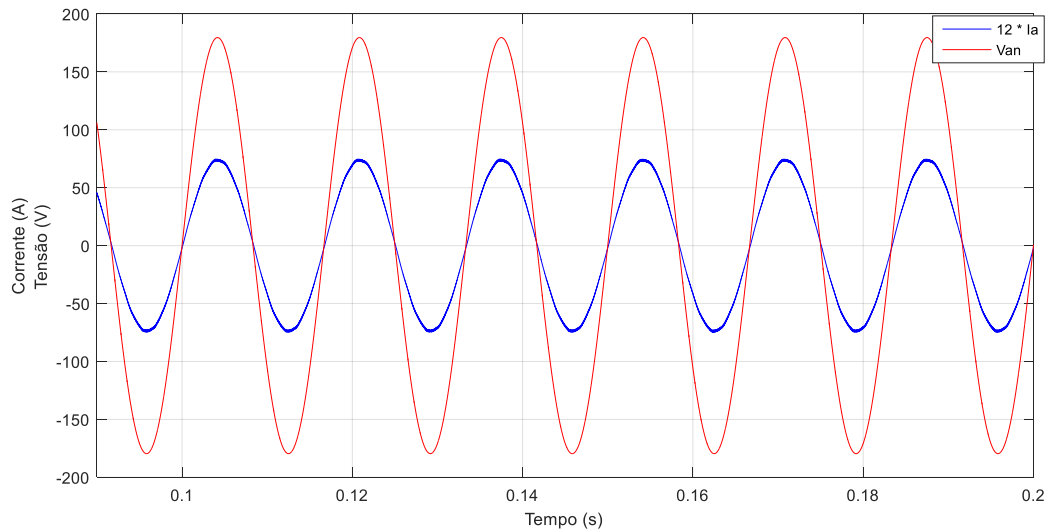


Fonte: Dados do próprio autor.

Outro quesito importante que precisa ser verificado é a defasagem angular entre as correntes de fase e suas respectivas tensões, uma vez que a defasagem angular ($\cos \varphi$) é um dos fatores que contribuem para a redução do fator de potência. Na Figura 57 estão apresentadas as

formas de onda de tensão (fase) e corrente (multiplicada por 12 por questões de escala) para a Fase A.

Figura 57 – Formas de onda de tensão e corrente para a Fase A.



Fonte: Dados do próprio autor.

O atraso entre as grandezas de tensão e corrente averiguado computacionalmente foi de 10^{-4} (s), atraso esse justificado pela influência do filtro LC e das não idealidades do transformador empregado. A defasagem angular é dada pela Equação (72).

$$\varphi = 10^{-4} \cdot \frac{360^\circ}{\frac{1}{60}} = 2,16^\circ \quad (72)$$

Devida à homogeneidade dos resultados apresentados pelo conversor (entre as fases), considerou-se uma simplificação razoável considerar o fator de potência da estrutura como sendo o resultado do fator de potência de uma das fases.

Uma vez que para este caso estão sendo negligenciadas as componentes harmônicas de tensão, o fator de potência da estrutura pode ser dado conforme a Equação (73).

$$FP = \cos(2,16) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 0,0032^2}} = 0,9993 \approx 1 \quad (73)$$

Com intuito de fornecer parâmetros de comparação dos índices apresentados pela estrutura proposta neste trabalho, pode-se comparar os resultados obtidos com os de Kalpana *et al.* (2018), representados abaixo (Tabela 5).

Ao se analisar a DHT_i da estrutura proposta neste trabalho (Figura 56), pode-se concluir que o conversor CBST apresenta conteúdo harmônico de corrente análogo aos conversores de 36 e 40 pulsos apresentados em Kalpana (2018), o que permite propor essa estrutura como uma alternativa viável e sem significativos prejuízos nos principais parâmetros de qualidade de energia, a conversores de maior ordem.

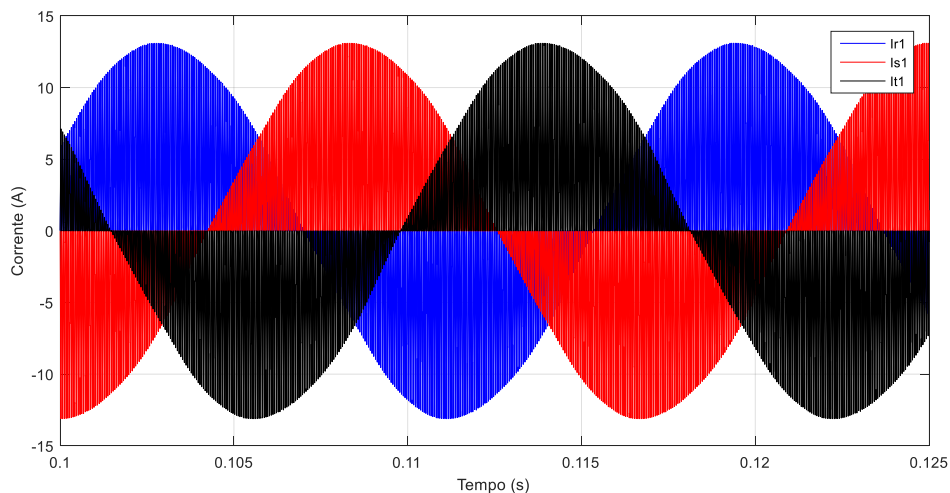
Tabela 5 – Comparação da estrutura proposta em (Kalpana *et al.*, 2018) com outras existentes.

Configuração do sistema	Número de		Taxa kVA			DHT_i	Complexidade da configuração do autotransformador
	Diodos	Chaves	Transformador	IPT	Total		
12 pulsos (isolada)	12	-	130,90%	1,66%	132,60%	9,40%	Baixa
18 - Pulsos	21	3	18,00%	-	18,00%	8,03%	Média
18 - Pulsos	18	-	55,00%	-	55,00%	5,40%	Alta
24 - Pulsos	24	16	27,70%	-	27,70%	3,12%	Alta
36 - Pulsos	21	-	130,00%	1,24%	131,20%	1,36%	Alta
40 - Pulsos	42	-	61,29%	0,54%	61,73%	2,55%	Alta
12 pulsos ZigZag com circuito adicional	16	-	26,66%	3,70%	30,30%	3,12%	Baixa

Fonte: Adaptado de Kalpana *et al.* (2018).

Tendo verificado o fator de potência da estrutura, deseja-se verificar as principais características elétricas da mesma. Inicialmente avaliam-se as correntes nos indutores *boost* apresentadas na Figura 58. A partir da observação dessa figura, observa-se que há simetria entre as correntes e que estas possuem uma envoltória senoidal.

Figura 58 – Corrente nos indutores boost associados ao transformador Δ -Y.

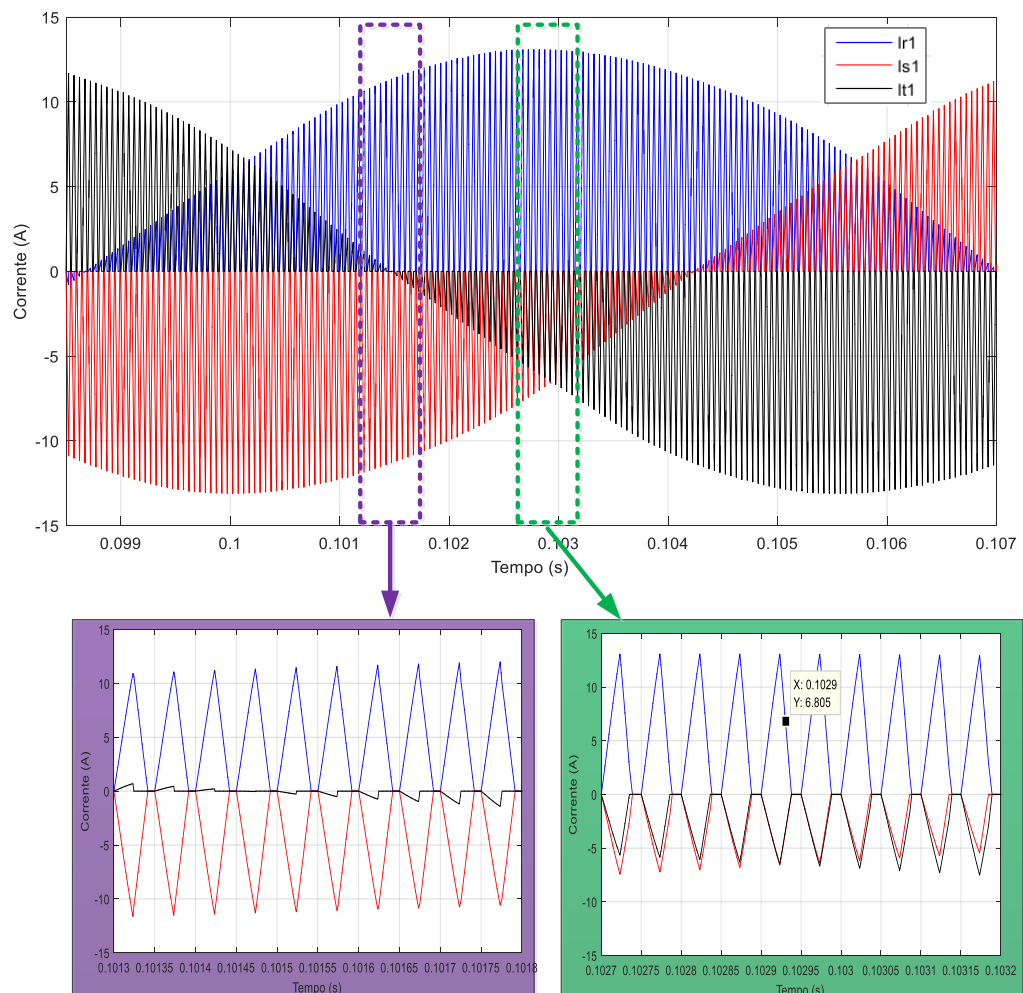


Fonte: Dados do próprio autor.

O outro instante digno de nota é o instante para o qual a corrente I_{r1} encontra-se em seu valor máximo. Observa-se que conforme apresentado no equacionamento da indutância L_{boost} , as correntes I_{s1} e I_{l1} apresentam igual amplitude e sentido.

Os detalhes das formas de onda das correntes no secundário do transformador (Δ -Y) estão apresentados na Figura 59, onde são apresentados dois destaques, o primeiro para o período destacado em roxo, apresenta-se o comportamento quando uma das correntes e, conseqüentemente, sua respectiva tensão tem valor nulo, instante para o qual a tensão de linha detêm seu valor máximo.

Figura 59 – Detalhes das correntes I_{r1} , I_{s1} e I_{l1} .



Fonte: Dados do próprio autor.

Uma vez analisada a característica da forma de onda das correntes nos indutores *boost*, deseja-se averiguar seu conteúdo harmônico, a fim de poder estimar qual a contribuição do

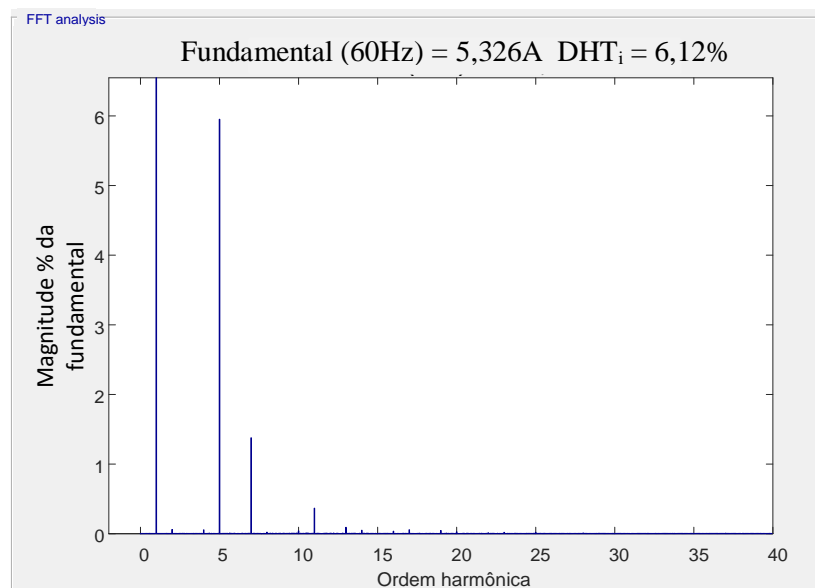
arranjo de transformadores defasadores e filtro LC, na redução do conteúdo harmônico da corrente.

A análise de Fourier (retirada a componente fundamental) está apresentada na Figura 60. Ao se analisar esse conteúdo harmônico, observa-se ainda uma significativa presença das componentes harmônicas de 5ª (5,95%) e 7ª (1,38%) ordens.

O emprego de um arranjo de transformador, tal como o empregado em conversores de 12 pulsos tradicionais, culmina em uma redução drástica (idealmente eliminaria) das componentes de 5ª e 7ª ordens, componentes essas que são as mais significativas dentre as apresentadas pelo conversor neste ponto (I_{R1}).

Uma vez que o conteúdo harmônico, decorrente do uso dos conversores chaveados, deverá ser processado pelo arranjo de transformadores defasadores, optou-se por inserir um filtro passa baixa, com frequência de corte igual a 2 kHz, com intuito de reduzir esse conteúdo harmônico.

Figura 60 – Espectro harmônico da corrente I_{R1} .

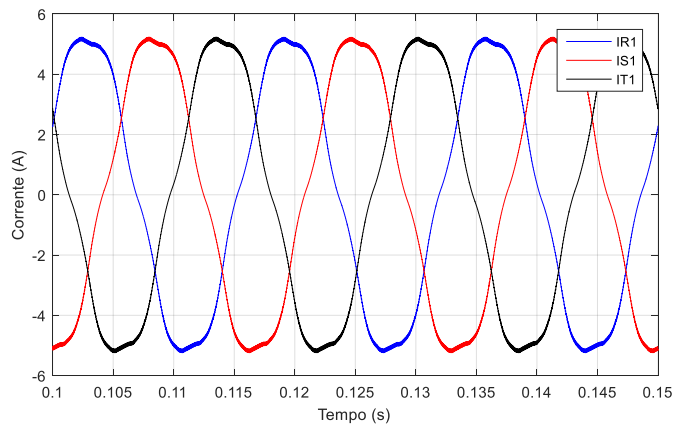


Fonte: Dados do próprio autor.

Por fim, verifica-se a forma de onda das correntes no secundário do transformador (correntes I_{R1} , I_{S1} e I_{T1}), apresentadas na Figura 61. Dentre as principais características das formas de onda de corrente apresentadas nesta figura, destacam-se suas componentes harmônicas normalizadas em relação à componente fundamental, apresentadas na Tabela 6.

Devido à característica intrínseca da estrutura as componentes de ordens $6K\pm 1$, para qualquer K inteiro e positivo, são canceladas (na rede), restando apenas as componentes de ordem $12K\pm 1$, que podem ser consideradas suficientemente pequenas, para o caso apresentado.

Figura 61 – Formas de onda das correntes I_{R1} , I_{S1} e I_{T1} .



Fonte: Dados do próprio autor.

Ao se analisar a Figura 61 observa-se que as formas de onda das correntes não apresentam diferenças apreciáveis, portanto apresenta-se o conteúdo harmônico da corrente I_{S1} na Figura 62, conteúdo esse que é análogo para as outras correntes (I_{R1} e I_{T1}).

Tabela 6 – Principais componentes harmônicas normalizadas da corrente I_{R1} .

	DC	180 (Hz)	300 (Hz)	420 (Hz)	660(Hz)	780(Hz)	DHT _i
Componentes harmônicas normalizadas (% de I_a)	0,00%	0,00%	6,09%	1,44%	0,41%	0,11%	6,27%

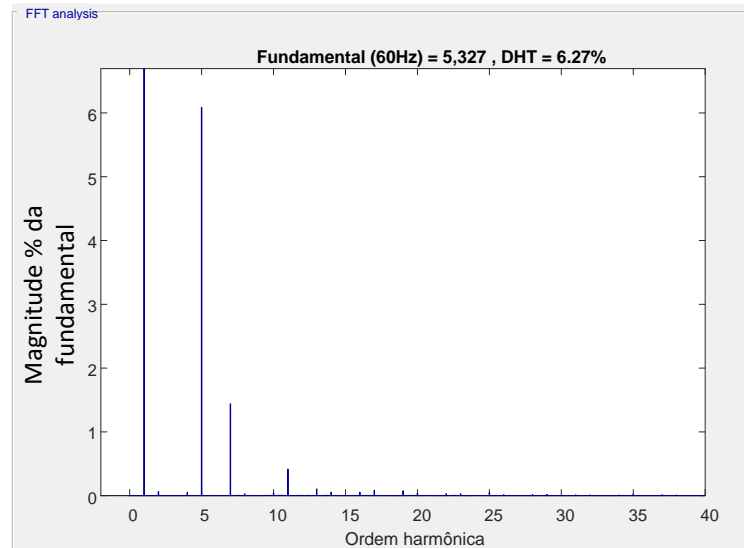
Fonte: Dados do próprio autor.

Optou-se por apresentar o espectro harmônico de I_{S1} para melhor fundamentar a afirmação de que os espectros harmônicos das correntes (I_{R1} , I_{S1} e I_{T1}) não tem significativa distinção. Ao comparar os resultados apresentados na Figura 62 com os apresentados na Tabela 6 verifica-se que não há significativa diferença entre estas.

Por fim, na Figura 63 está apresentada uma comparação entre as formas de onda das correntes na Fase A da rede (I_a), no secundário do transformador Y-Y (I_{R2}) e no indutor *boost*

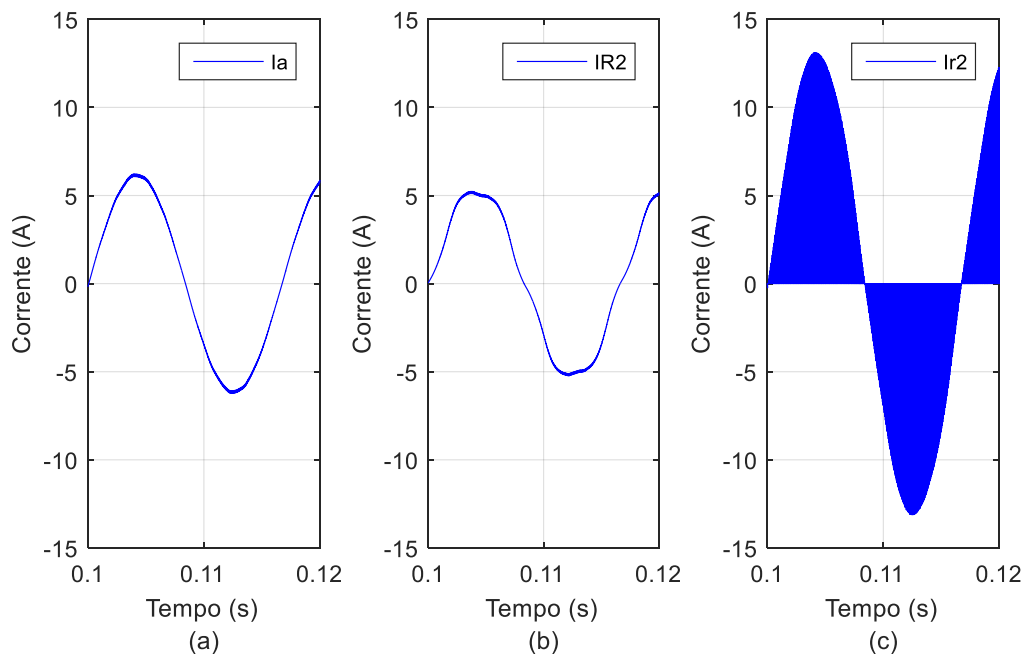
I_{r2} com objetivo de facilitar a apreciação dos efeitos inerentes a cada um dos estágios da estrutura conversora.

Figura 62 – Componentes harmônicas da corrente I_{S1} .



Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 63 – Comparativo entre as correntes a) Corrente na Fase A da rede b) Corrente no secundário do transformador c) Corrente no indutor *boost*.



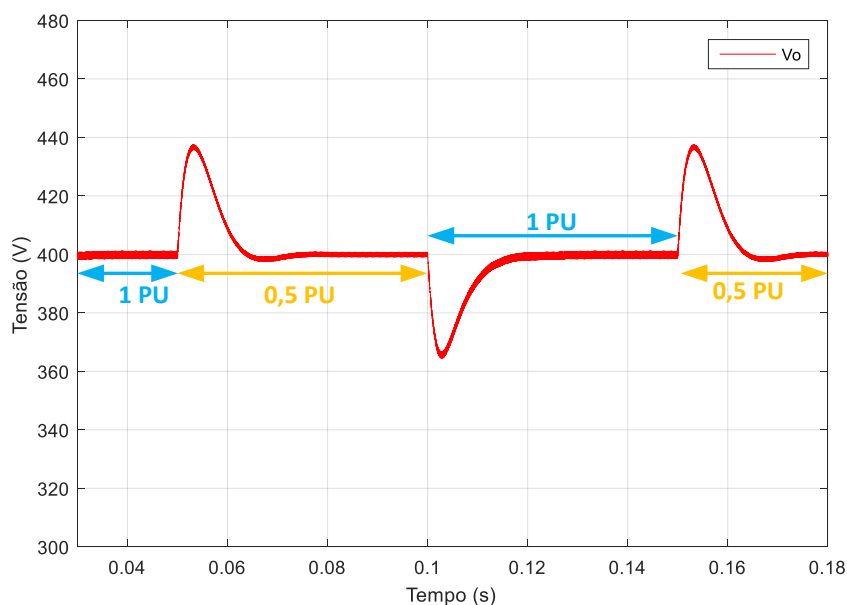
Fonte: Dados do próprio autor.

A Figura 63 proporciona a verificação da influência de cada uma das etapas do processo de retificação na forma de onda da corrente permitindo, assim, constatar a importância do transformador defasador no processo de mitigação das componentes harmônicas apresentadas pela estrutura, que foi responsável por reduzir a DHT_i de 6,27% para 0,32%.

Foi possível verificar também, um conteúdo harmônico significativamente inferior se comparado às estruturas de 12 pulsos clássicas, mesmo empregando uma lógica de controle relativamente simples, onde não há qualquer distinção entre os pulsos enviados para cada uma das chaves eletrônicas, ou seja, todas as seis chaves são comandadas pelo mesmo sinal.

Uma vez analisado o comportamento da estrutura em condições nominais, verifica-se o comportamento do conversor quando submetido a perturbação do tipo degrau de carga. Para esta análise inicialmente têm-se o conversor suprindo carga nominal e no instante $t = 0,05$ s têm-se a retirada de 50% da carga. Após essa retirada abrupta de carga realiza-se o processo de inserção de carga no instante $t = 0,1$ s retornando para a condição inicial. A forma de onda da tensão sobre a carga (V_o), referente a esta análise, está apresentada na Figura 64.

Figura 64 – Evolução da tensão de saída quando sujeita a uma perturbação do tipo degrau de carga.



Fonte: Dados do próprio autor.

O que se observa é que mesmo empregando-se apenas uma malha lenta de tensão, os transitórios se mantiveram dentro de uma faixa de $\pm 10\%$ da tensão nominal. Para o caso de retirada de carga, verificou-se que o valor máximo para a tensão V_o foi de 437,5 V (9,37%

acima da tensão nominal) e, para o caso do retorno à condição nominal de operação aferiu-se um valor mínimo de 364,5 V (afundamento de 8,87%).

4.4 ANÁLISE DA IMUNIDADE DO CONVERSOR À VARIAÇÃO DE FREQUÊNCIA DA REDE

A estrutura proposta pode ser empregada tanto em aplicações onde a frequência de alimentação não varie de maneira significativa, conectado na rede de alimentação por exemplo, como também em aplicações em que a frequência de alimentação varie em uma ampla faixa de valores.

Este subcapítulo apresenta análises quanto a perturbações de frequência alimentação ao conversor proposto. A ideia central está em aferir quais serão os impactos das grandes variações de frequência do sistema de geração, na constituição do barramento CC e na forma de onda da corrente de entrada.

Ao se analisar o comportamento de componentes eletrônicos é comum considerá-los conectados a um sistema ideal de tensões, em outras palavras, considerar que as tensões de alimentação estão defasadas de maneira simétrica, tem todas a mesma magnitude e frequência e não possuem conteúdo harmônico significativo.

Embora a condição descrita seja razoável, em alguns sistemas é possível que haja uma significativa alteração nos parâmetros, por motivos diversos, como por exemplo, a alteração da velocidade do vento e, por consequência, das características elétricas do gerador em sistemas eólicos.

Em aplicações como MEA (*More Electronic Aircraft*) a frequência de alimentação pode variar na faixa de 360 Hz a 800 Hz (Chen; Zhang; Wen, 2016), o que, dependendo da topologia empregada, pode acarretar em dificuldades adicionais na lógica de controle, bem como na necessidade de equipamentos adicionais.

Tendo em vista a existência de aplicações em que a frequência de alimentação em uma ampla faixa, propõe-se duas análises computacionais. A primeira para um sistema onde a faixa de frequências está compreendida entre 30 Hz e 120 Hz, mesma faixa que será considerada para a análise experimental realizada no capítulo seguinte e, o segundo caso, para um sistema em que a frequência varie dentro da faixa de 360 Hz a 800 Hz (análoga a faixa de variação dos sistemas de geração típicos de aeronaves).

Os dados referentes ao primeiro caso analisado estão apresentados na Tabela 7.

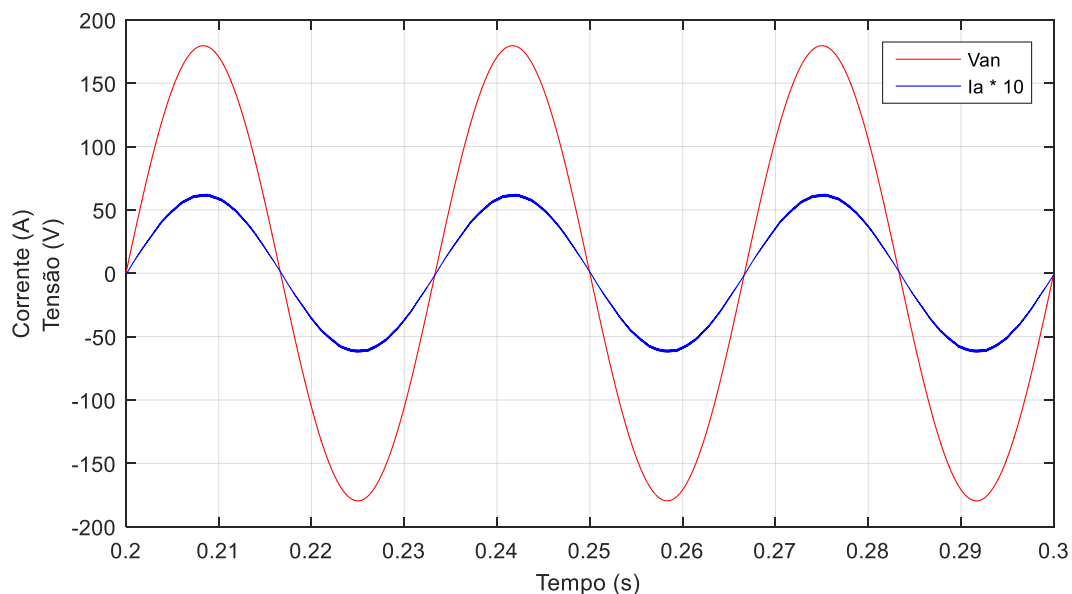
Tabela 7 – Ensaio para variação de frequência na faixa de 30 Hz - 120 Hz.

Parâmetro	Valor
C (Capacitância de saída)	65 μ F
Cf (Capacitância do filtro passa-baixa)	3,0 μ F
Controlador	$0,18 \cdot \frac{s + 426}{s}$
Faixa da frequência de entrada	30 – 120 Hz
f_s (frequência de chaveamento)	20 kHz
Lf (Indutância do filtro passa-baixa)	2,0 mH
Lin (Indutância <i>boost</i>)	200 μ H
P _o (Potência nominal)	1,5 kVA
Tensão de alimentação (Linha)	220 V (rms)
Tensão nos secundários do transformador (V _i)	127 V (rms)
V _o	400 V (CC)

Fonte: Dados do próprio autor.

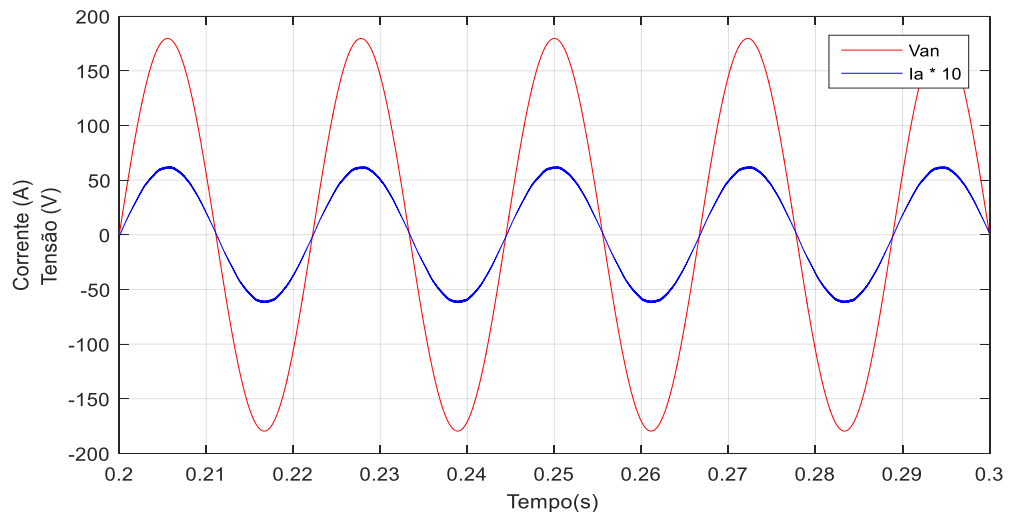
Os resultados obtidos na análise experimental estão apresentados nas Figuras 65 a 67. A corrente na fase A (I_a) foi multiplicada por um escalar (10) por questões de escala. Observa-se que para os casos analisados, o conversor é capaz de manter uma corrente senoidal na entrada e não apresenta defasagem angular apreciável.

Figura 65 – Ensaio de variação de frequência de entrada análise para 30 Hz.

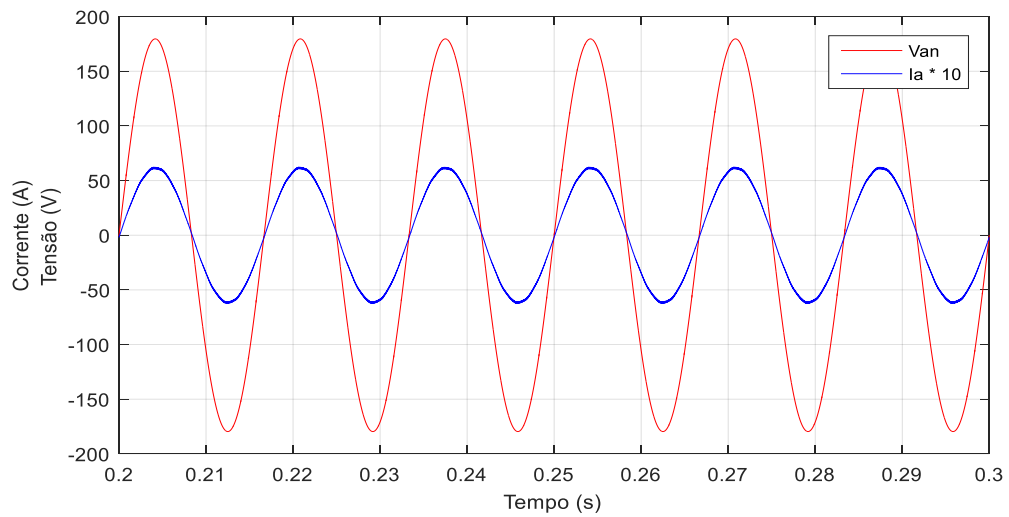


Fonte: Dados do próprio autor.

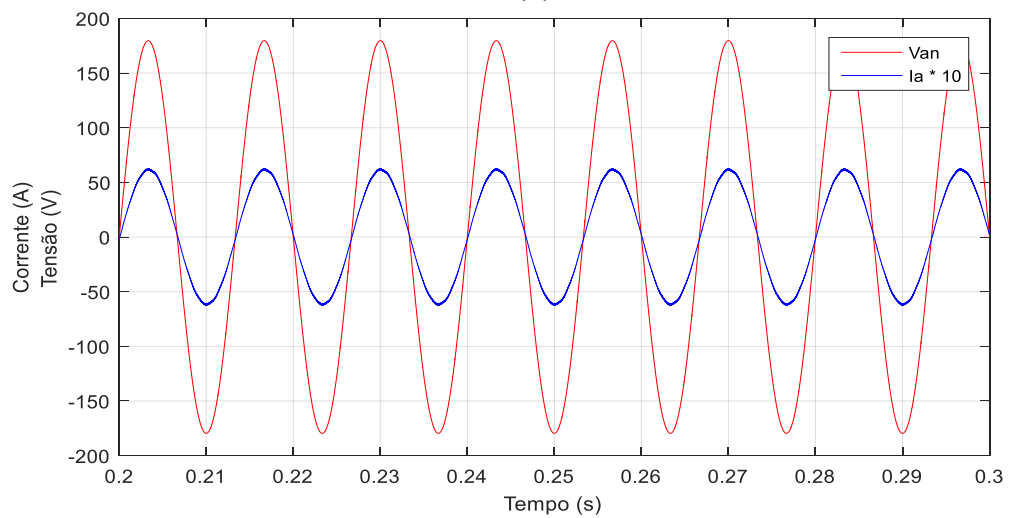
Figura 66 – Ensaio de variação de frequência de entrada análise para a) 45 Hz b) 60 Hz c) 75 Hz.



(a)



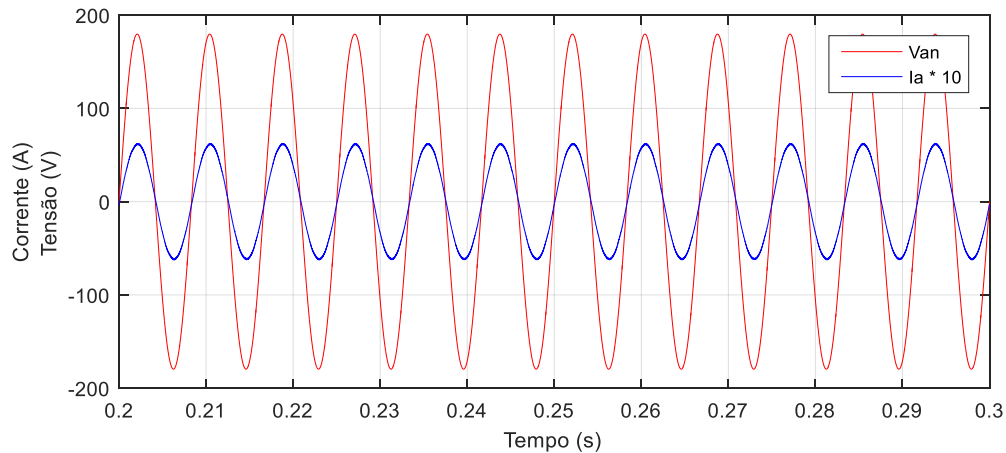
(b)



(c)

Fonte: Dados do próprio autor.

Figura 67 – Ensaio de variação de frequência de entrada análise para 120 Hz.



Fonte: Dados do próprio autor.

Para o segundo caso analisado, o sistema estará operando inicialmente com uma frequência de 800 Hz e será analisado o comportamento de suas principais grandezas, quando submetido a duas variações bruscas de frequência de alimentação, o primeiro caso na variação de 800 Hz para 360 Hz e o segundo caso, variando-se de 360 Hz para 800 Hz.

Uma vez que a aplicação analisada possui valores de frequência distintos, do caso apresentado anteriormente, os parâmetros do conversor foram calculados para atender essa aplicação e estão apresentados na Tabela 8.

Tabela 8 – Parâmetros do ensaio de variação de frequência.

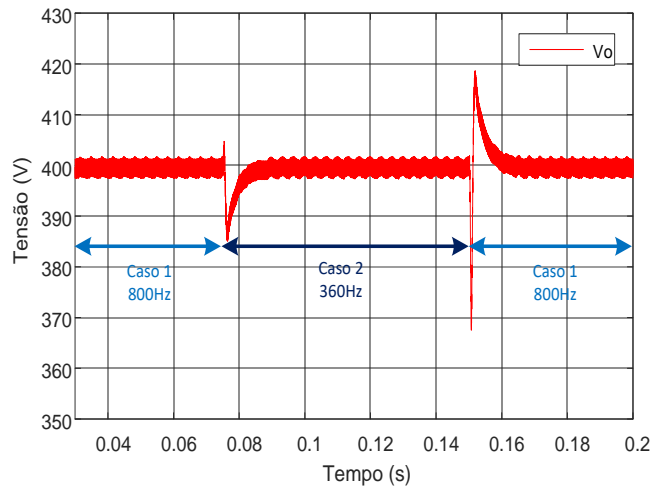
Parâmetro	Valor
C (Capacitância de saída)	28,9 μ F
Cf (Capacitância do filtro passa-baixa)	1,27 μ F
Controlador	$0,12378 \cdot \frac{s + 882}{s}$
Faixa da frequência de entrada	360 – 800 Hz
f_s (frequência de chaveamento)	30 kHz
Lf (Indutância do filtro passa-baixa)	2,2 mH
Lin (Indutância <i>boost</i>)	136,62 μ H
P _o (Potência nominal)	2 kVA
Tensão de alimentação (Linha)	220 V (rms)
Tensão nos secundários do transformador (V _i)	220 V (rms)
V _o	400 V (CC)

Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 68 está apresentado o comportamento da tensão de saída (V_o) para o sistema quando sujeito a essas variações abruptas na frequência de alimentação.

O que se observou foi que a alteração da frequência da rede não alterou as características da tensão de saída do conversor, que manteve um valor médio de 400 V, com uma ondulação de aproximadamente $\pm 2,5$ V.

Figura 68 – Forma de onda da tensão na carga (V_o).



Fonte: Dados do próprio autor.

Tendo-se verificada a tensão sobre a carga, apresenta-se as formas de onda da tensão de fase (V_{an}) e sua respectiva corrente (I_a), para essa condição de variação abrupta da frequência de alimentação na Figura 69.

No quesito da variação da frequência de entrada, o que se observou é que sem a necessidade de um algoritmo para a sincronização, a forma de onda da corrente se manteve muito próxima da forma de onda da tensão.

O fator de potência da estrutura para os casos analisados, está apresentado nas Equações (74) e (75).

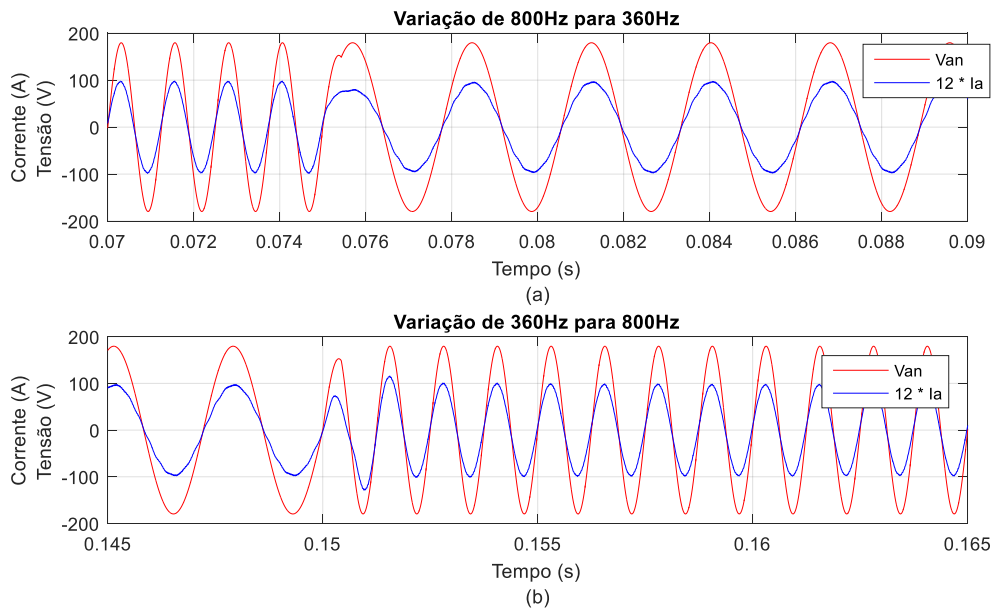
$$FP_{800\text{Hz}} = \cos(5,04) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 0,0103^2}} = 0,996 \approx 1 \quad (74)$$

$$FP_{360\text{Hz}} = \cos(1,30) \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + 0,0176^2}} = 0,999 \approx 1 \quad (75)$$

Ao analisar-se cuidadosamente as Equações (74) e (75), constata-se que a defasagem angular provocada pelo filtro LC, torna-se mais significativa conforme aumenta a frequência

da rede de alimentação, sendo um ponto importante a ser considerado durante as etapas de projeto da estrutura, todavia, essa defasagem angular foi considerada satisfatória para os casos analisados, não impactando em uma redução significativa do FP.

Figura 69 – Formas de onda da entrada para ensaio de variação de frequência.



Fonte: Dados do próprio autor.

4.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os resultados obtidos nesta análise computacional permitem concluir que o conversor proposto, apresenta os requisitos necessários para operar como seguidor de tensão, no modo de condução descontínuo, não apresentando dificuldades adicionais na modulação do semiciclo negativo da corrente.

Uma vez verificada a DHT_i da corrente drenada da rede, pode-se concluir que mesmo empregando apenas uma malha de tensão e, portanto, aferindo apenas uma grandeza, a estrutura apresentou uma DHT_i significativamente menor do que a tradicional sem a necessidade de incorrer em custo computacional mais elevado e na necessidade da compra de sensores adicionais para aferição da corrente com precisão.

Ainda no que diz respeito ao controle do conversor três quesitos são dignos de nota. Primeiramente, não há para esse conversor, por motivos óbvios, a possibilidade de um curto circuito em um “braço” da estrutura, não sendo necessária a aplicação de um tempo morto entre os pulsos; o segundo aspecto é a inexistência de um defasamento angular entre os pulsos enviados às chaves controladas. Todas recebem “o mesmo pulso”, estando a entrada em condução, da chave, condicionada com a polarização direta do elemento semiconductor; por fim,

tendo em vista que as chaves controladas se encontram em um mesmo referencial de tensão, não há a necessidade do emprego de isoladores de pulsos.

Quanto à qualidade da energia fornecida à carga, o conversor apresentou boa regulação de tensão, mesmo quando sujeito a tensões de alimentação cujas frequências variavam em uma ampla faixa, tal como a faixa requerida para aviação, o que demonstra a imunidade da estrutura à variação de frequência de alimentação.

5 ANÁLISES EXPERIMENTAIS

Este capítulo tem como objetivo a análise experimental de duas configurações implementadas em laboratório, uma empregando um transformador isolador, comercial e para a segunda configuração, foi projetado um autotransformador (configuração Y-Diferencial), cujos principais dados de projeto estão apresentados nesse capítulo.

Serão apresentados os principais componentes e estruturas necessários para a implementação da estrutura retificadora proposta neste trabalho, bem como as principais formas de onda obtidas.

5.1 PROJETO DO AUTOTRANSFORMADOR – CONFIGURAÇÃO Y-DIFERENCIAL ABAIXADORA

Em aplicações onde a minimização do peso e volume dos componentes envolvidos é prioridade e que não se faz necessário o isolamento galvânico, os autotransformadores podem ser uma alternativa ao emprego dos volumosos transformadores isoladores, que seriam necessários para alimentar a carga.

Conforme descrito em Martignoni (1991) a potência processada pelo autotransformador depende da relação entre as magnitudes da tensão do primário e seu respectivo secundário. De maneira geral não se recomenda o emprego de autotransformadores quando essa relação de tensões é maior que três.

Dentre as possíveis configurações optou-se pelo emprego da “Y-Diferencial” abaixadora apresentada em Seixas (2001). Os principais parâmetros do autotransformador estão apresentados na Tabela 9.

Tabela 9 – Principais parâmetros de projeto do autotransformador.

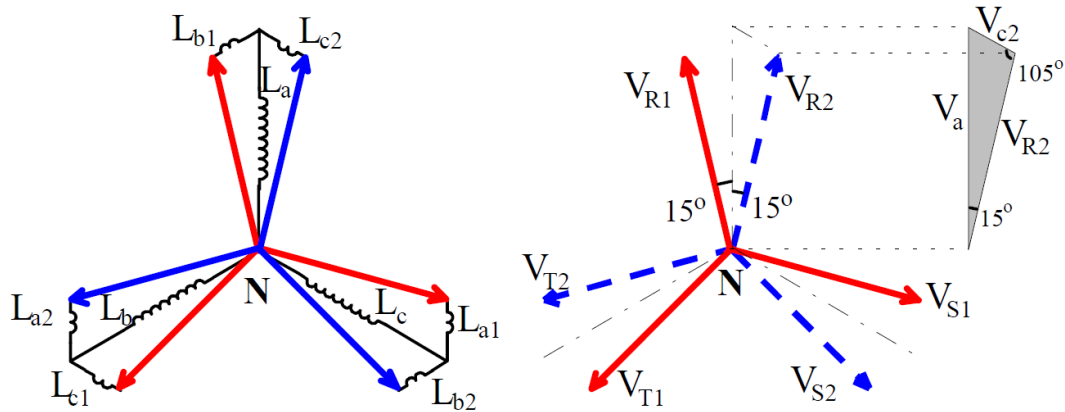
Parâmetro	Valor
Potência nominal (P_o)	2 kVA
Frequência da rede de alimentação (f_{rede})	60 Hz
Tensão de entrada (linha)	220 V

Fonte: Dados do próprio autor.

Por se tratar de uma aplicação para conversores multipulsos, faz-se necessário o projeto de um defasamento angular apropriado para que haja o cancelamento das componentes de 5ª e

7ª ordens na rede. Na Figura 70 estão apresentados os enrolamentos empregados e as principais defasagens angulares, necessárias para a obtenção da tensão V_{R2} .

Figura 70 – Defasagem angular da conexão Y-Diferencial (abaixadora).



Fonte: (SEIXAS, 2001).

Na Equação (76) está apresentada a amplitude da tensão V_{b2} necessária, para que nessa configuração se obtenha uma defasagem angular de 15° entre a tensão V_{R2} e a tensão de fase. Para a constituição dos demais secundários será realizado um raciocínio análogo.

$$V_{b2} = V_{an} \cdot \frac{\text{sen}(15^\circ)}{\text{sen}(105^\circ)} = 0,268 \cdot V_{an} = 34,03 \text{ V} \quad (76)$$

A amplitude da tensão no secundário V_{R2} será dada pela Equação (77).

$$V_{R2} = V_{an} \cdot \frac{\text{sen}(60^\circ)}{\text{sen}(105^\circ)} = 0,896 \cdot V_{an} = 113,79 \text{ V} \quad (77)$$

Para o cálculo dos parâmetros do transformador será empregado o procedimento apresentado em (Martignoni, 1991). Primeiramente calcula-se a corrente no primário, apresentada na Equação (78).

$$I_a = (1,1) \cdot \frac{P_o \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot 220} = 5,78 \text{ A} \quad (78)$$

A potência processada pelo núcleo será dada pela Equação (79).

$$P_{\text{aut}} = \frac{P_o \cdot \sqrt{3}}{3 \cdot 220} \cdot (V_{an} - V_{R2}) \cdot 2 = 20,9\% \quad (79)$$

A seção do núcleo (S_m) deverá ser maior ou igual ao valor apresentado na Equação (80).

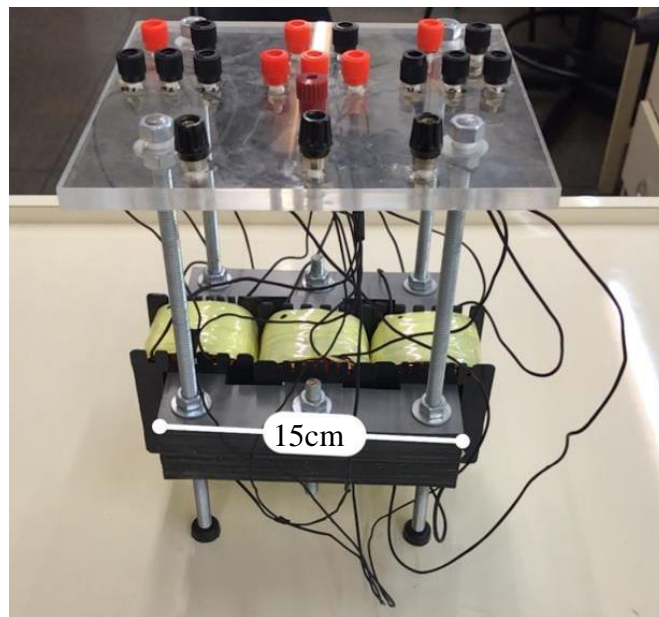
$$S_m = 7,5 \sqrt{\frac{P_{aut} \cdot \frac{P_o}{3}}{f}} = 11,43 \text{ cm}^2 \quad (80)$$

Adotando-se um carretel de 13,5 cm² e, conseqüentemente um núcleo de mesma seção, obtêm-se a relação de espiras por volt apresentada na Equação (81).

$$\frac{\text{Espiras}}{\text{Volt}} = \frac{44}{13,5} = 3,26 \text{ (espiras/volt)} \quad (81)$$

Com o equacionamento apresentado e seguindo os critérios para o dimensionamento dos condutores apresentados em (Martignoni, 1991), foi desenvolvido no laboratório o autotransformador apresentado na Figura 71, cujos principais quesitos construtivos, de seus enrolamentos estão apresentados na Tabela 10.

Figura 71 – Autotransformador configuração Y fechada (abaixadora) desenvolvido no laboratório.



Fonte: Dados do próprio autor.

Como se poder apreciar, na parte superior foi instalado uma chapa de acrílico e nesta posicionados bornes para que a conexão do autotransformador com os outros equipamentos e dispositivos necessários para a operação da estrutura, seja feita de forma mais prática evitando erros.

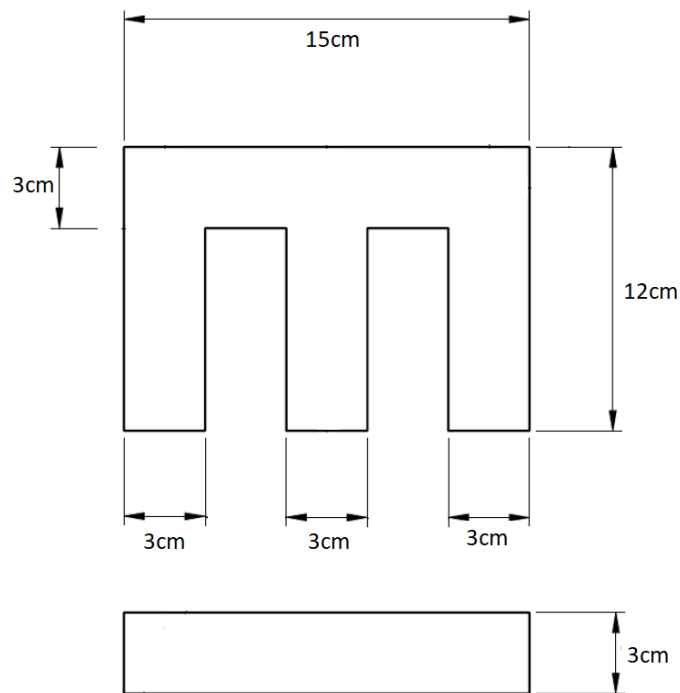
Tabela 10 – Principais parâmetros dos enrolamentos do autotransformador.

Enrolamento	Número de espiras	Área do condutor
La, Lb, Lc	413 voltas	0,034mm ²
La1, La2, Lb1, Lb2, Lc1, Lc2	111 voltas	1,00 mm ²

Fonte: Dados do próprio autor.

Conforme descrito anteriormente, o autotransformador projetado conta com um núcleo, cuja seção é de 13,5 cm² e as principais dimensões das lâminas empregadas estão apresentadas na Figura 72.

Figura 72 – Principais dimensões das chapas utilizadas.



Fonte: Adaptado de Tessin (2018).

5.2 ARRANJO EXPERIMENTAL

Inicialmente foram definidos quais seriam os principais parâmetros do protótipo a ser elaborado, tais como, a potência nominal da carga (P_o), frequência de chaveamento (f_s), tensão de saída (V_o) e a tensão de linha no secundário do transformador (V_i). Estes parâmetros são os mesmos dos empregados na análise computacional e estão apresentados novamente na Tabela 11.

Tabela 11 – Principais parâmetros da análise experimental.

	P_o	f_s	V_o	V_i (rms)
Características de projeto do conversor	1,5 kW	20 kHz	400 V	127 V

Fonte: Dados do próprio autor.

Os elementos defasadores empregados nos ensaios foram o autotransformador e o transformador isolador comercial apresentado na Figura 73, cujas principais especificações estão apresentadas na Tabela 12.

Figura 73 – Transformador isolador.



Fonte: Dados do próprio autor.

Dentre as topologias possíveis para o transformador isolado, optou-se para a aquisição de um transformador comercial, uma topologia que empregasse apenas um conjunto de enrolamentos, para constituir seu primário, sendo este arranjo em Δ . Embora essa conexão não possibilite uma análise tão didática quanto a apresentada no Capítulo 4 (cada primário tem um respectivo secundário somente), ela não impacta nas componentes harmônicas canceladas pela estrutura, bem como, não resulta em diferenças significativas do ponto de vista da carga e dos conversores *boost* integrados.

Na Figura 73, pode-se apreciar os bornes de conexão do transformador, dispostos em três linhas, a primeira delas contendo os terminais de entrada (H_1 , H_2 e H_3), conectados em Δ , cuja tensão de linha é de 220 V. Na segunda linha estão dispostos os terminais Z_1 , Z_2 e Z_3 ,

também conectados em Δ , cuja tensão de linha é de 127 V e, por fim, na terceira linha os terminais X_0 (centro estrela), X_1 , X_2 , X_3 , conectados em Y, cuja tensão de linha é 127 V.

Conforme apresentado no capítulo anterior, para que o transformador não tenha que processar correntes de ordem elevada e com intuito de reduzir o valor de pico dessas correntes, são empregados filtros passa-baixa (LC).

Tabela 12 – Principais dados de placa do transformador isolador.

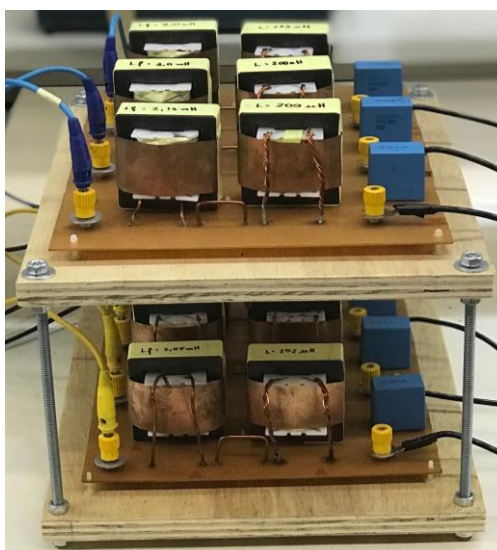
Parâmetro	Valor
Potência nominal do transformador (P_o)	2 kW
Fases	3
F_{rede}	60 Hz
Terminais de entrada (Δ)	$H_1 H_2 H_3$ 220 V
Terminais de saída (Y, Δ)	X. 127V/ Z. 127 V
Peso	45 kg

Fonte: Dados do próprio autor.

Por questões de organização e segurança, além do projeto e confecção dos indutores L_{in} (*boost*) e L_f (filtro), bem como das placas de conexão entre esses elementos, foi elaborada uma estrutura de madeira, apresentada na Figura 74, com os indutores *boost* (seis) e seus respectivos filtros LC.

Os valores desses elementos são análogos aos analisados no capítulo anterior, as indutâncias L_{in} e L_f possuem valores de projeto de 200 μ H e 2 mH, respectivamente e o elemento capacitivo (C_f) possui valor de 3,3 μ F.

Figura 74 – Estrutura de madeira para conexão dos indutores *boost* e elementos dos filtros LC.

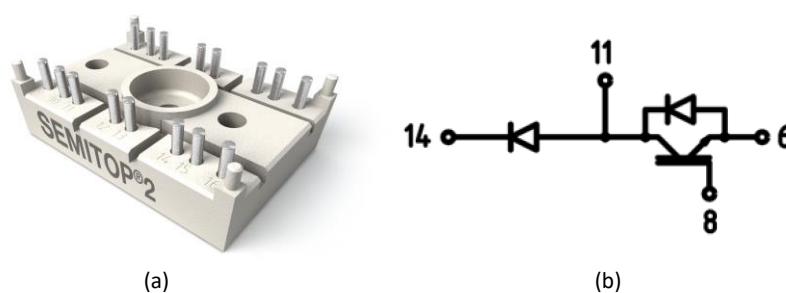


Fonte: Dados do próprio autor.

Quanto à especificação das chaves eletrônicas (controladas ou não), destaca-se alguns dos critérios mais relevantes para sua escolha. Primeiramente, por se tratar de um protótipo, optou-se por estruturas modulares, cuja conexão ao circuito e reparabilidade (caso haja necessidade) são mais simples de se realizar.

Para a constituição de cada um dos braços da estrutura conversora, escolheu-se a chave SK 35 GAL, da Semikron, cujo encapsulamento e seus principais detalhes, estão apresentados na Figura 75.

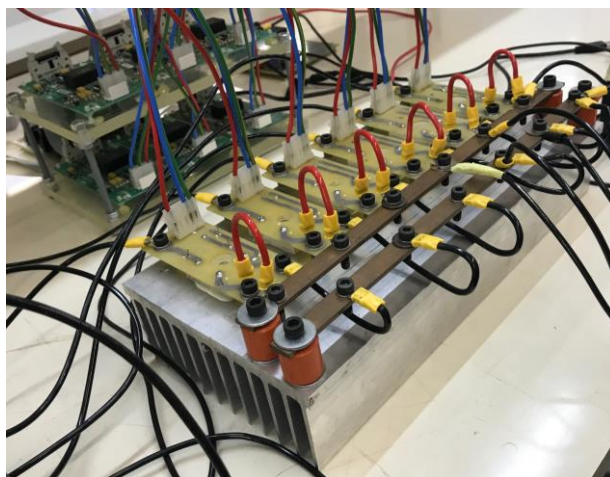
Figura 75 – Detalhes do módulo da Semikron a) Encapsulamento b) Esquemático.



Fonte: Adaptado de Semikron (2018).

Ao se analisar a Figura 75(a), pode-se observar que, embora o módulo tenha a vantagem de conter, em si, um braço completo da estrutura conversora, seu encapsulamento (SEMITOP 2) não é de fácil conexão. Pensando na reparabilidade da estrutura, bem como na praticidade da conexão do braço com os outros elementos do circuito (também pensados de forma modular), foram confeccionadas placas de conexão, apresentadas na Figura 76.

Figura 76 - Módulos SKGAL35 conectados através de suas placas de conexão.



Fonte: Dados do próprio autor.

Naturalmente, esses módulos também atendem às características de projeto do conversor, tal como esforços de corrente e tensão, bem como, são adequados para aplicações na frequência de projeto (20 kHz). As principais características do módulo estão apresentadas no Anexo II.

Durante as etapas de elaboração do projeto verificou-se que a questão da disposição dos equipamentos, principalmente em virtude da quantidade de equipamentos e conexões necessárias, era um quesito de suma importância para o bom andamento do projeto. A estratégia de dispor os equipamentos em “dois níveis”, tal como apresentado na Figura 74, também foi utilizada para a disposição dos *drivers*, como pode-se observar na Figura 77.

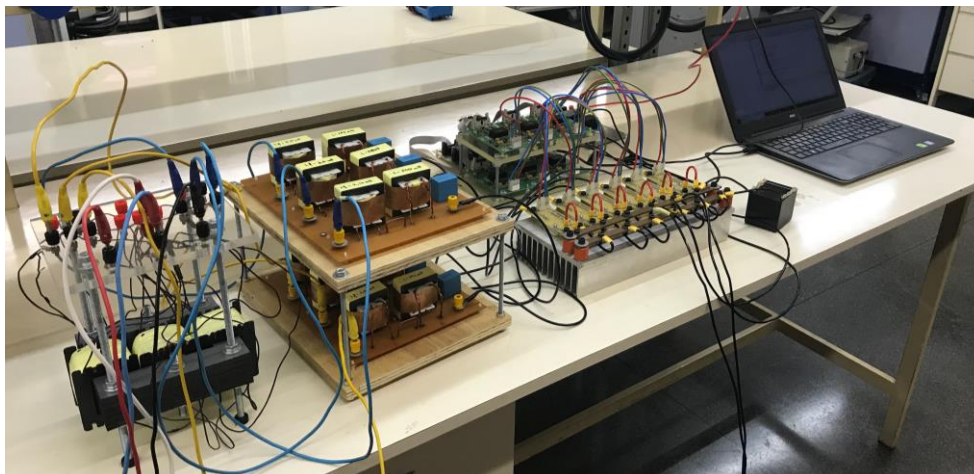
Figura 77 – Estrutura de acrílico para acomodação dos *drivers*.



Fonte: Dados do próprio autor.

Este tipo de arranjo, em níveis, resultou em um conjunto mais compacto dos componentes dispostos na bancada. Como pode-se verificar na Figura 78, graças ao emprego dos “arranjos em níveis”, os componentes podem ficar mais próximos uns aos outros, de maneira segura, favorecendo a conexão desses componentes, bem como, tornou mais fácil respeitar a distância, dos *drivers* e seus respectivos módulos, recomendada pelo fabricante.

Figura 78 – Arranjo experimental (configuração com autotransformador).

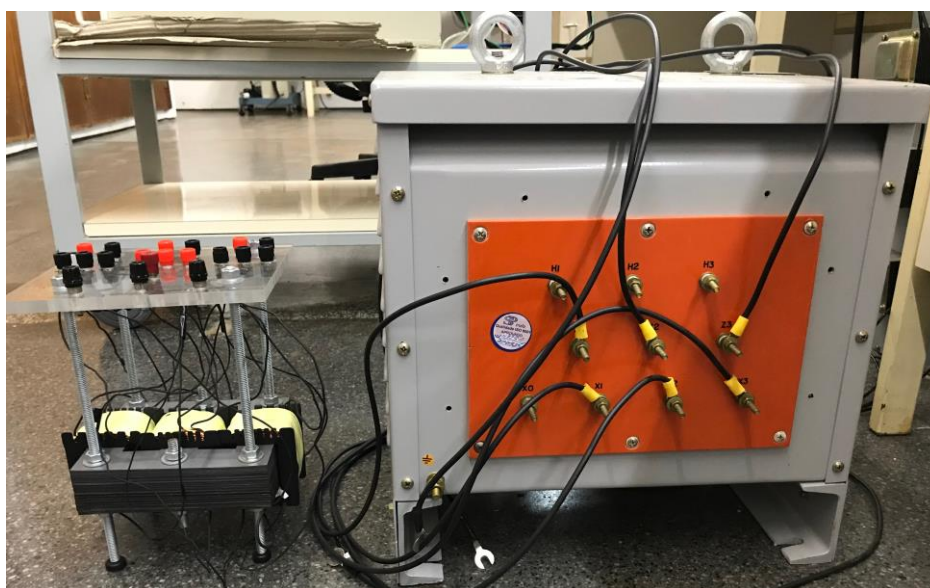


Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 78, pode-se verificar também como se deu o arranjo dos principais componentes pertencentes à topologia proposta, para a configuração diferencial. A conexão utilizando o transformador isolado se dá de maneira análoga à apresentada nesta figura.

Naturalmente, devido ao seu peso e volume, a carga resistiva utilizada nos ensaios não fica disposta em cima da bancada, portanto, não aparece na imagem. Apresenta-se na Figura 79 o transformador isolado e o autotransformador projetado, ambos empregados nos ensaios que serão apresentados nos subcapítulos seguintes, para que seja possível a apreciação da diferença de volume entre estes.

Figura 79 – Transformador e autotransformador lado a lado.



Fonte: Dados do próprio autor.

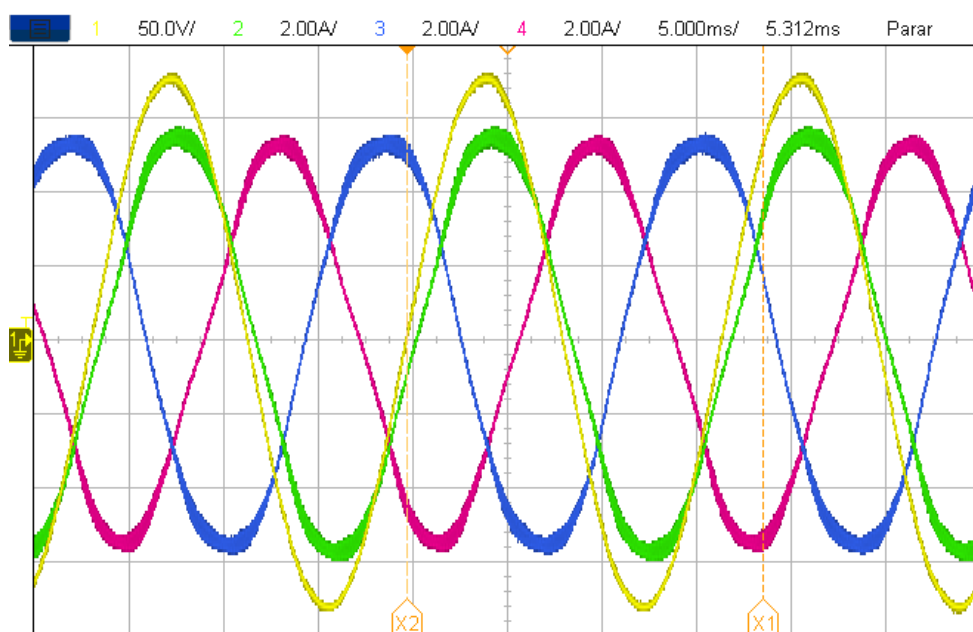
Verifica-se que, embora apresente o revés da perda da isolamento galvânica, o autotransformador possui dimensões (que se refletem também em uma diferença de peso), significativamente reduzidas se comparado à versão isolada.

5.3 ANÁLISES UTILIZANDO TRANSFORMADOR ISOLADOR (Δ/Δ -Y)

Neste subcapítulo serão apresentados os resultados da topologia empregando o transformador isolador.

Inicialmente, na Figura 80 estão apresentadas a forma de onda da tensão V_{cn} (amarelo) e, as formas de onda das correntes I_a (Rosa), I_b (Azul), I_c (Verde), para o caso do conversor alimentando carga próxima à nominal (115Ω). Verifica-se que as formas de onda das correntes estão mais próximas de uma senóide, se comparadas às apresentadas pela estrutura tradicional.

Figura 80 – Principais formas de onda na rede utilizando transformador isolado.



Fonte: Dados do próprio autor.

Ao avaliar as formas de onda da tensão V_{cn} e da Corrente I_c , se verifica um defasamento angular entre essas grandezas, defasamento esse ocasionado principalmente pelas correntes de magnetização do transformador.

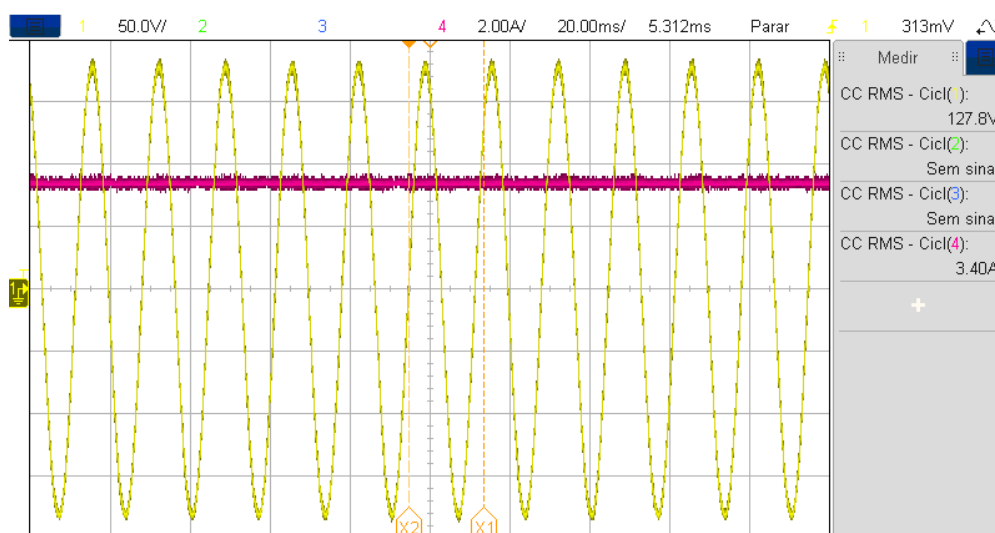
Na Tabela 13, estão apresentados os principais resultados obtidos com o auxílio do *software* “Wave Star”.

Tabela 13 – Principais dados para o ensaio com transformador isolador.

Parâmetro	Valor
Carga	115 Ω
Capacitor de saída (C)	100 μF
DHT _i I _a	4,60%
DHT _i I _b	4,40%
DHT _i I _c	2,76%
FP (Fase A)	0,977
FP (Fase B)	0,977
FP (Fase C)	0,965
Potência na entrada P _e	1514,07 W

Fonte: Dados do próprio autor.

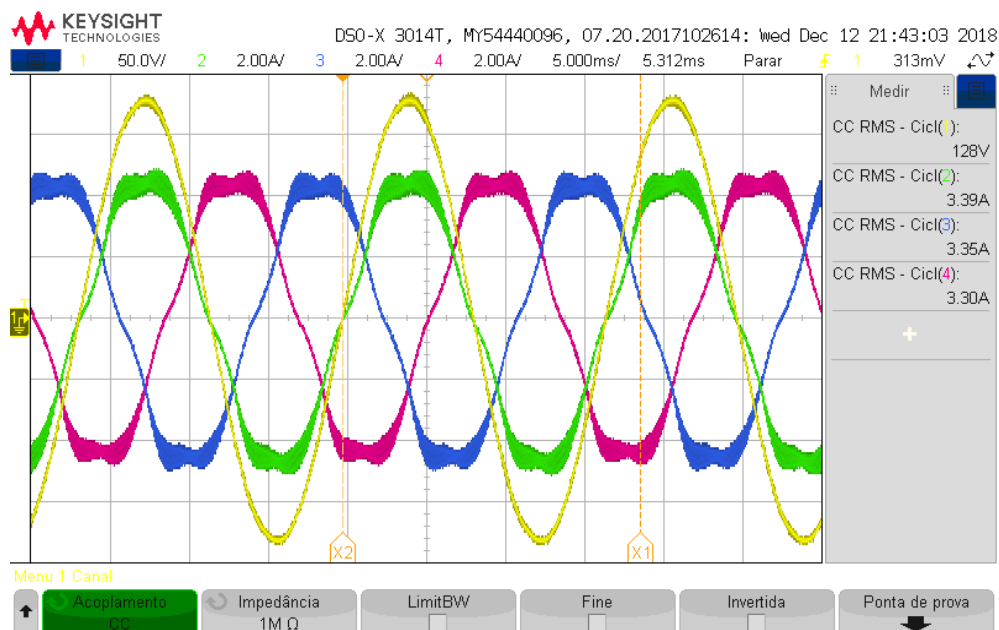
Tendo-se verificado as principais formas de onda na entrada, deseja-se analisar como se portou a corrente de saída I_o, do conversor apresentada na Figura 81.

Figura 81 – Formas de onda da corrente I_o e V_{cn}.

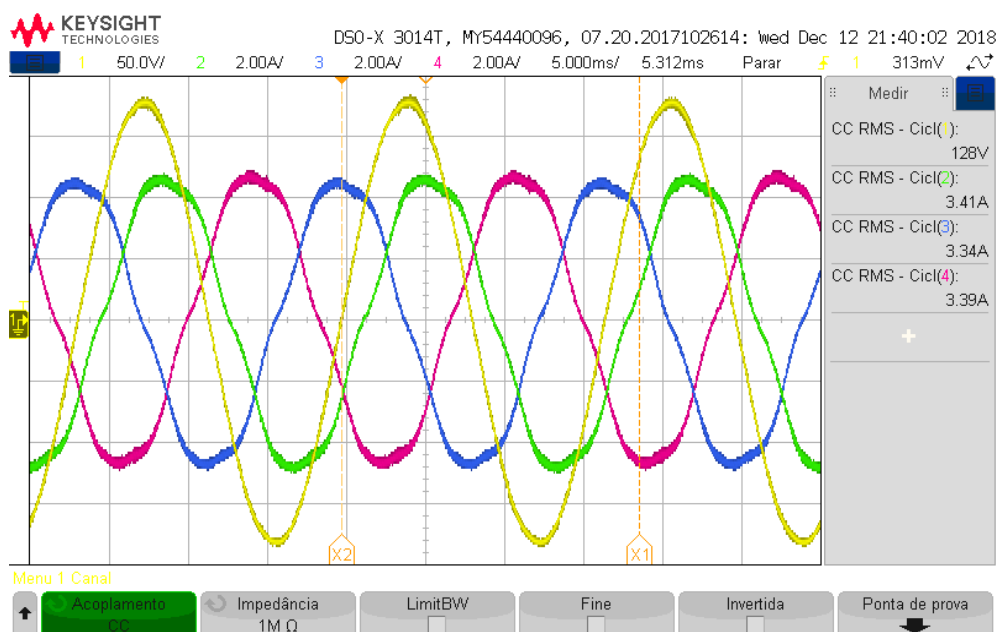
Fonte: Dados do próprio autor.

Para avaliar a importância do emprego do transformador defasador, apresentam-se as formas de onda nos secundários do transformador, na Figura 82. As formas de onda de I_{R1} e I_{R2} estão apresentadas em Vermelho (em suas respectivas figuras) e, de maneira análoga, I_{S1} e I_{S2} em azul e I_{T1} e I_{T2} em verde.

Figura 82 – Formas de onda da tensão V_{cn} e das correntes nos secundários do transformador a) V_{cn} , I_{R1} , I_{S1} e I_{T1} b) V_{cn} , I_{R2} , I_{S2} e I_{T2} .



(a)



(b)

Fonte: Dados do próprio autor.

A análise da Figura 82 permite verificar o defasamento angular esperado entre as correntes nos secundários do transformador, comparação essa que fica facilitada com o uso da tensão V_{cn} como referência. Pode-se verificar que no secundário em Δ , as grandezas V_{cn} e I_{T1} estão em fase, já para o secundário em Y aprecia-se um defasamento angular entre a grandeza V_{cn} e I_{T2} .

Outro quesito importante é a distorção das formas de onda da corrente, se comparadas às apresentadas na Figura 80. Para ficar mais clara a diferença entre essas formas de onda, apresenta-se na Tabela 14 as DHT_i das correntes nos secundários do transformador, juntamente com as DHT_i das correntes na rede.

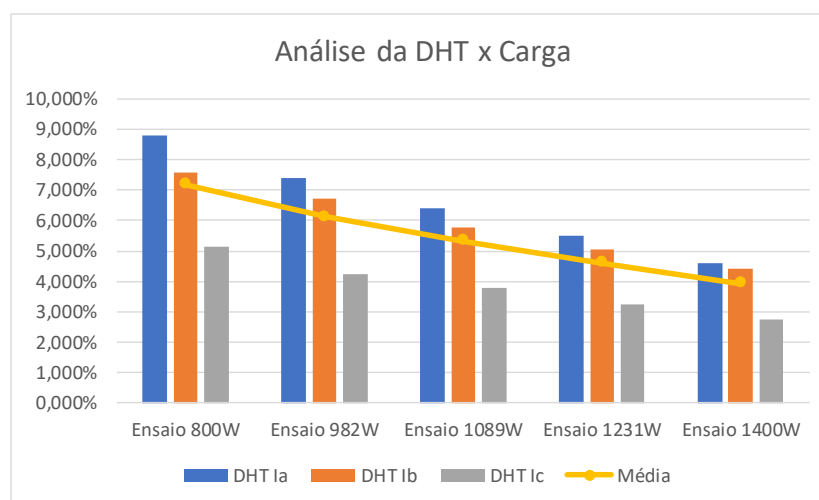
Tabela 14 – Comparação entre as distorções harmônicas totais das correntes.

Corrente	DHT_i
I_a	4,60%
I_{R1}	7,40%
I_{R2}	5,15%
I_b	4,40%
I_{S1}	7,59%
I_{S2}	5,40%
I_c	2,76%
I_{T1}	7,16%
I_{T2}	5,47%

Fonte: Dados do próprio autor.

Por fim, apresenta-se na Figura 83 as curvas que relacionam às DHT_i e suas respectivas médias à carga. Os dados empregados para a elaboração desse gráfico foram obtidos experimentalmente e utilizou-se o programa *Wave Star* para a obtenção das DHT_i das formas de onda adquiridas.

Figura 83 – Curvas DHT_i x Carga (Conversor Isolado).



Fonte: Dados do próprio autor.

Observa-se que há uma consistência, nesse espectro harmônico, no sentido de que o pior índice foi apresentado sempre pela Fase A, seguido pela Fase B e sendo a melhor dentre elas a Fase C, para todos os pontos aferidos.

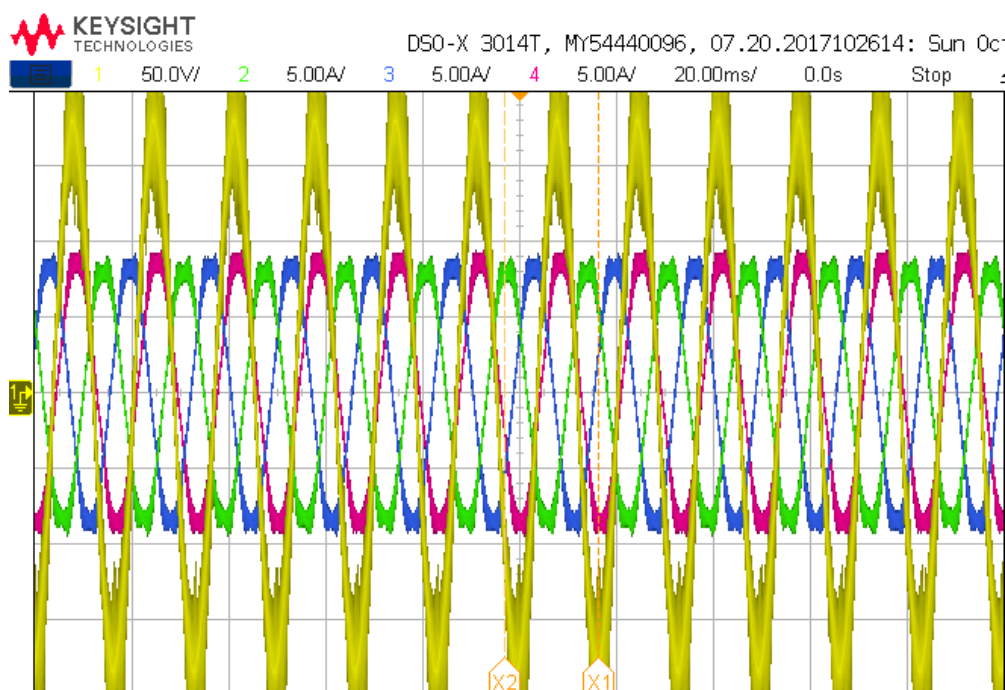
5.4 ANÁLISES UTILIZANDO AUTOTRANSFORMADOR (Y-DIFERENCIAL)

Após ter sido realizada a análise da configuração isolada, deseja-se verificar se, na prática, a topologia empregando conexão diferencial apresenta satisfatórios índices de qualidade, tal como os apresentados nos ensaios anteriores.

Conforme apresentado na Tabela 11, as unidades conversoras “Conversor 1” e “Conversor 2”, foram projetadas para um valor da tensão de linha de 127 V, valor esse que coincide com a tensão de linha no secundário do transformador isolador, portanto, para que a comparação entre os resultados apresentados pela estrutura seja coerente e para não exceder o valor de projeto do conversor, para todos os ensaios apresentados nesse subcapítulo manteve-se a tensão de alimentação das pontes semicontroladas (V_i) em 127 V, de linha.

Inicialmente, operando em condições nominais de carga, apresenta-se na Figura 84, as formas de onda da tensão V_{cn} (amarelo) e das correntes I_a (verde), I_b (azul) e I_c (vermelho).

Figura 84 – Principais formas de onda na rede utilizando conexão diferencial.



Fonte: Dados do próprio autor.

Após a aquisição das formas de onda apresentadas na Figura 84, bem como das formas de onda das tensões V_{an} e V_{bn} , apresenta-se na Tabela 15 os principais índices de qualidade referente a essas formas de onda.

Tabela 15 – Principais dados para o ensaio com conexão Y-Diferencial.

Parâmetro	Valor
R (Carga)	115 Ω
Capacitor de saída (C)	100 μF
DHT _i I _a	2,19%
DHT _i I _b	1,94%
DHT _i I _c	1,42%
FP (Fase A)	0,998
FP (Fase B)	0,984
FP (Fase C)	0,986
Potência na entrada P_e	1572,11 W

Fonte: Dados do próprio autor.

Ao analisar os resultados sintetizados na Tabela 15, observa-se que a estrutura apresenta índices de qualidade ainda melhores que o caso anterior. Ao observar cuidadosamente as DHT_i's apresentadas pela estrutura, pode-se concluir que a mesma apresentou índices significativamente melhores do que a estrutura clássica, de modo que, passou a atender a critérios mais rigorosos quanto à DHT_i, como a MIL-STD-704F, para aeronaves, que especifica uma distorção harmônica total de corrente inferior a 5% (Chen; Zhang; Wen, 2016).

Devido às suas vantagens estruturais, como o reduzido peso e volume se comparado a conversores de maior ordem de pulsos, bem como o emprego de uma lógica de controle mais simples da ponte semicontrolada, em virtude do modo de operação escolhido, essa estrutura pode ser considerada uma solução viável para aplicações com frequência variável, tal como a constituição do barramento CC em aerogeradores, bem como aplicações em MEA (*More Electronic Aircraft*).

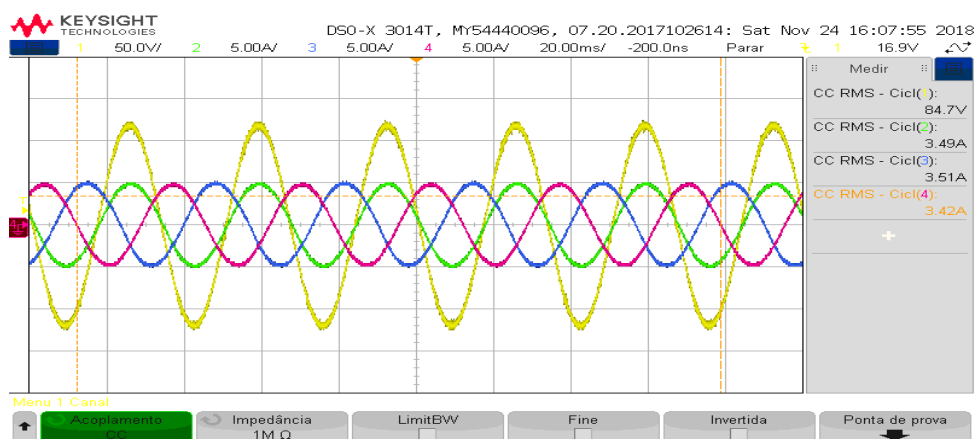
Para verificar como se porta o conversor em diferentes frequências de alimentação, propõe-se a utilização da fonte FCATHQ 600-38-50 PFC da *Supplier*, utilizada para a constituição de um barramento trifásico em diferentes frequências. Para todos os ensaios de variação de frequência foi utilizada uma carga de 800 W e o transformador diferencial. Levando-se em consideração que a frequência de projeto do autotransformador é a frequência

da rede (60 Hz), para os ensaios aqui realizados, deseja-se variar desde metade da frequência de projeto até seu dobro.

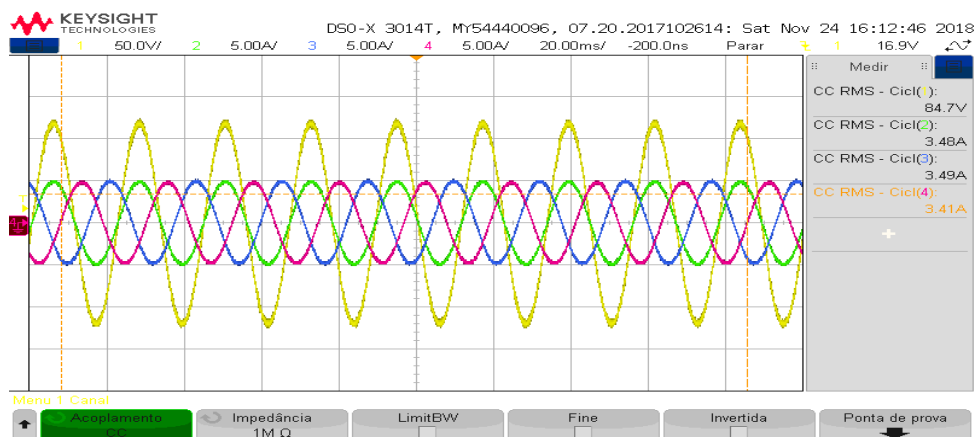
Na Figura 85 estão apresentados os resultados para frequências de 30 Hz, 45 Hz e 60 Hz.

Figura 85 – Ensaio de variação de frequência de entrada a) Ensaio para 30Hz b) Ensaio para 45Hz c)

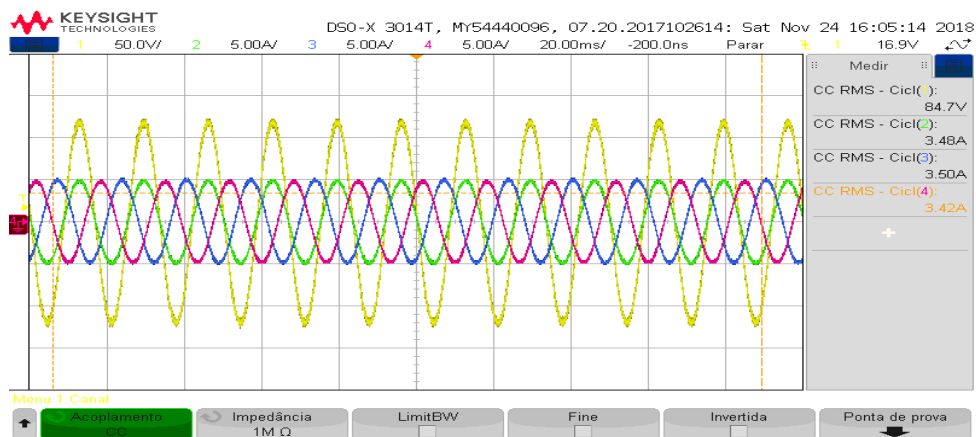
Ensaio para 60Hz.



(a)



(b)



(c)

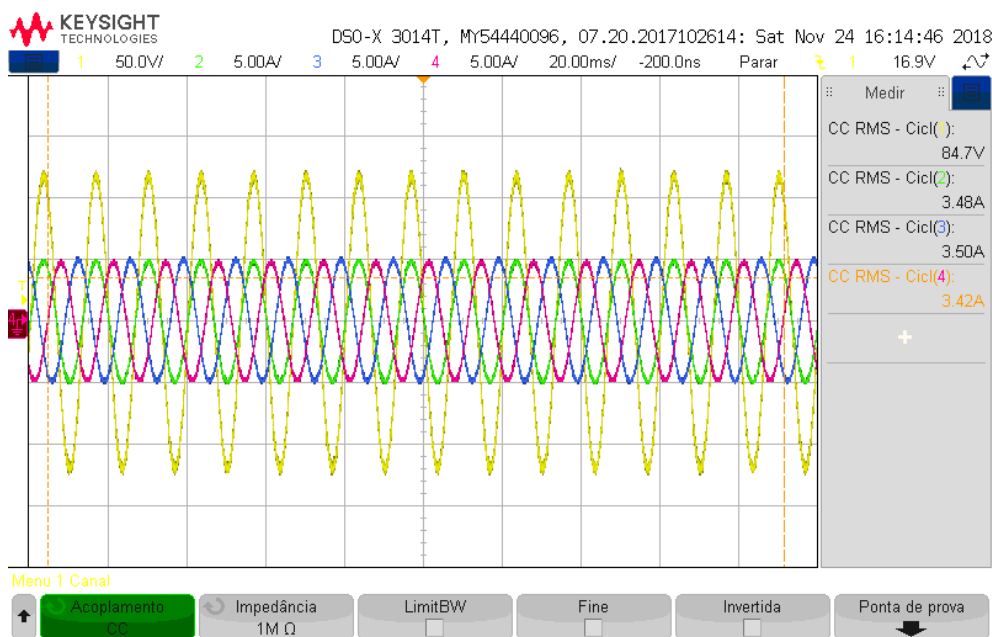
Fonte: Dados do próprio autor.

Na Figura 85, para todos os casos, estão apresentadas a tensão V_{cn} (amarela), I_a (vermelho), I_b (azul) e I_c (vermelho).

Analisando-se os resultados apresentados são possíveis três constatações: a primeira no que diz respeito à operação da estrutura como seguidor de tensão, observa-se que a forma de onda das correntes pode ser considerada senoidal e, que não há defasagem angular apreciável para nenhum dos casos observados; a segunda constatação é que o conversor foi capaz de operar de maneira satisfatória para frequências significativamente abaixo da frequência da rede; a terceira é que, como era esperado, não houve mudança significativa no valor RMS das correntes nos casos observados.

Em seguida, deseja-se verificar o comportamento das formas de onda na entrada, para o caso do sistema alimentado com frequências acima da frequência da rede. Primeiramente apresenta-se a forma de onda para o conversor alimentado com um sistema de tensões de 75 Hz, na Figura 86.

Figura 86 – Ensaio de variação de frequência (75 Hz).



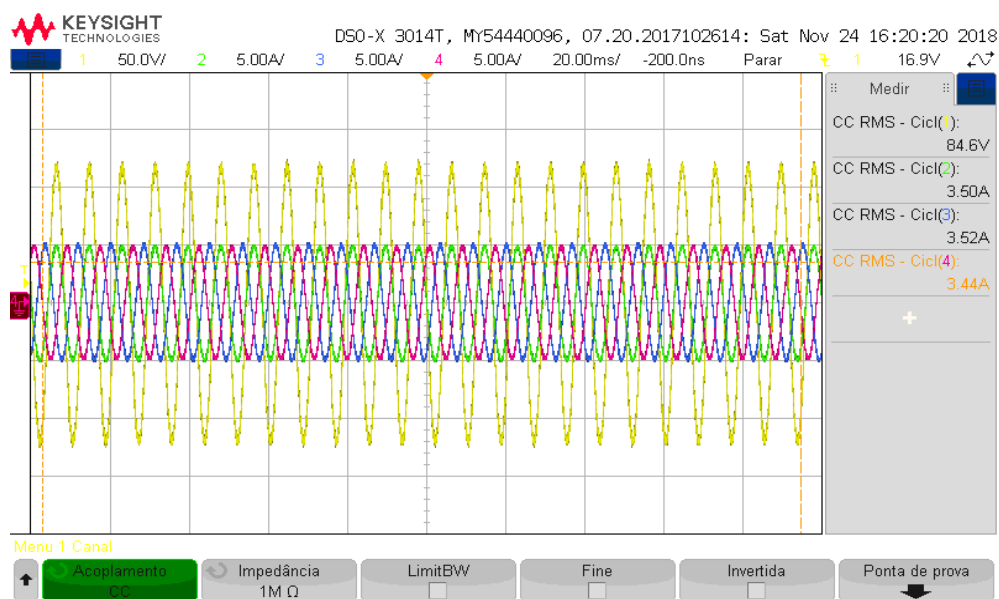
Fonte: Dados do próprio autor.

Para este caso, continuam válidas as constatações realizadas anteriormente. Observa-se que não houve comprometimento dos índices de qualidade de energia da estrutura (DHT_i e $\cos\phi$), bem como, não houve alterações significativas no valor RMS das correntes.

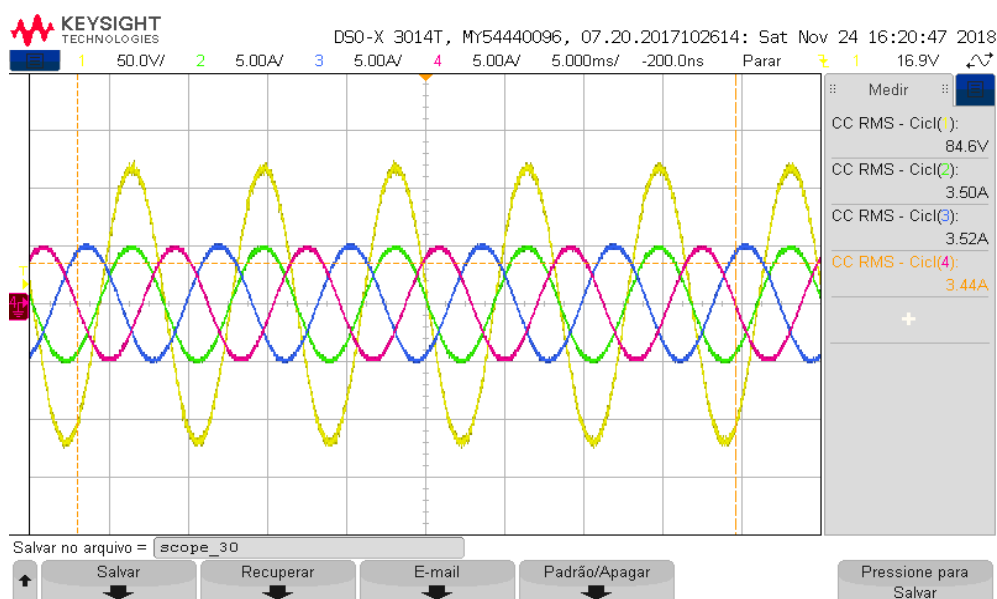
Analisa-se, então, o comportamento das principais formas de onda na entrada para o caso do conversor alimentado por um sistema de tensões de 120 Hz. Uma vez que, para os casos

anteriores utilizou-se uma mesma janela de tempo para uma melhor apreciação dos resultados, para este último ensaio será apresentado na Figura 87 dois casos: o primeiro deles Figura 87 (a) empregando a mesma base de tempo, com intuito de facilitar a comparação; o segundo caso Figura 87 (b) onde será apresentado o detalhe dessas formas de onda.

Figura 87 – Ensaio de variação de frequência de entrada a) Ensaio para 120 Hz b) Detalhe do ensaio 120 Hz.



(a)



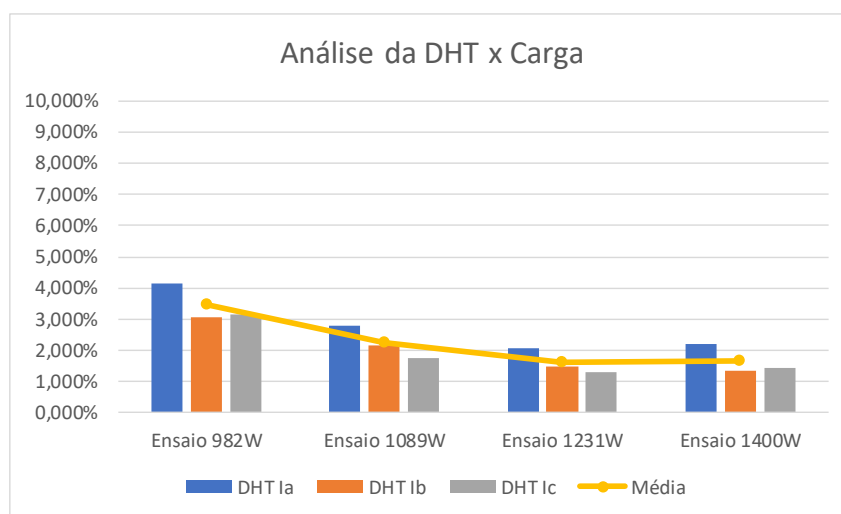
(b)

Fonte: Dados do próprio autor.

Ao analisar a Figura 87 reitera-se as constatações anteriores. Conclui-se que a estrutura proposta apresenta imunidade significativa à variação de frequência, de modo que pode ser apresentada como solução viável para aplicações em que a frequência varie em uma ampla faixa de valores.

Por fim, de maneira análoga à realizada no subcapítulo anterior, apresenta-se na Figura 88 a curva de DHT_i x Carga da estrutura empregando conexão diferencial, com frequência de alimentação de 60 Hz para todos os pontos analisados.

Figura 88 – Curva DHT_i X Carga para conexão diferencial.



Fonte: Dados do próprio autor.

Novamente, observa-se que conforme a carga aumenta (até o valor nominal), a DHT_i apresentada pela estrutura decresce e, novamente o conversor apresenta DHT_i significativamente reduzida se comparada à topologia tradicional.

5.5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Com os resultados apresentados, pode-se constatar a possibilidade de se utilizar a estrutura proposta como solução para aplicações onde a frequência de alimentação possa variar de maneira significativa, tal como, a configuração de Aerogeradores empregando PMSG e aplicações em aeronaves (*MEA*).

Naturalmente, como apresentado no Capítulo 4, a frequência de alimentação é um parâmetro importante no projeto do núcleo do autotransformador (e também o é em transformadores isoladores), de modo que, o que se objetivou neste capítulo não foi o ensaio de uma estrutura a ser instalada em uma aeronave, mas sim, na proposição de um protótipo que

comprove a imunidade à variação de frequência dessa estrutura, sendo necessária a análise e um projeto adequado, para cada aplicação almejada.

No que diz respeito à incorporação das pontes semicontroladas à tradicional estrutura de 12 pulsos, pode-se observar uma significativa redução do conteúdo harmônico da estrutura, que também passa a apresentar a possibilidade da regulação da tensão de saída.

No que diz respeito às vantagens da topologia proposta, ressalta-se que as chaves eletrônicas controladas estão todas conectadas a um mesmo referencial de tensão (massa), de modo que não se faz necessário o emprego de isoladores de pulso, bem como, a vantagem da comutação suave proporcionada pela operação no modo descontínuo de operação (ZCS).

6 CONCLUSÃO

Durante o desenvolvimento da proposta desse conversor, observou-se que a escolha do modo de condução do mesmo seria de vital importância para redução na complexidade do circuito, bem como, fundamental para a obtenção dos resultados apresentados. Optando-se pelo modo de condução descontínuo, o conversor apresenta como vantagem a possibilidade de se empregar um controle relativamente mais simples, uma vez que se faz necessária apenas a leitura da tensão de saída para a correção ativa do fator de potência.

Ao optar pelo modo de condução descontínuo para a estrutura conversora, o projetista não incorre em dificuldades adicionais para modular o semiciclo negativo da corrente, diferentemente do que ocorre ao se optar pelo modo de condução contínuo.

A incorporação de uma ponte semicontrolada adiciona uma série de vantagens à estrutura conversora. Primeiramente não há risco de curto-circuito de braço no conversor, inexistindo, portanto, a necessidade da inclusão de um tempo morto entre a entrada em condução das chaves. Outro quesito digno de nota é que todas as chaves controladas se encontram no mesmo referencial de tensão (mesmo referencial da carga), não sendo necessária a isolação dos pulsos.

Quanto à lógica de controle empregada para a estrutura, observou-se primeiramente a possibilidade de enviar para todas as chaves um mesmo sinal de controle, característica essa que possibilita todos os indutores *boost* conduzirem, caso sobre eles haja uma tensão não nula, o que torna mais propícia a aplicação do conversor para a correção ativa do fator de potência, uma vez que a corrente deve seguir esse referencial de tensão.

O emprego de uma lógica de controle mais simples possibilita a economia em sensoriamento e custo computacional e maior imunidade da estrutura quanto à algumas variações da rede. Os resultados experimentais permitem concluir que a estrutura proposta tem uma boa resposta à variação da frequência de alimentação, sem a necessidade de incorrer em algoritmos de sincronização, o que a torna uma solução viável para aplicações em que a frequência de alimentação varie em uma ampla faixa de valores.

A incorporação das pontes semicontroladas, no modo de condução descontínuo, permitiu a redução dos esforços de corrente nas chaves eletrônicas, tendo em vista que esses esforços são divididos entre as duas pontes, bem como, devido ao modo de operação escolhido, são reduzidos os esforços de comutação das chaves, que apresentam característica ZCS.

O emprego da topologia semicontrolada (*bridgeless*), acarreta em maiores possibilidades na regulação da tensão de saída do conversor, que agora passa a depender não

apenas das tensões no secundário do transformador (ou autotransformador), como também da razão cíclica empregada. Outros dois benefícios da incorporação das pontes semicontradas estão em possuir um número menor de componentes processando energia, em cada etapa de operação, o que acarreta na redução de perdas da topologia e na incorporação dos volumosos IPT's, nos indutores *boost* de alta frequência, impactando diretamente na redução de peso e volume da estrutura final.

Por fim, pode-se concluir que a incorporação da ponte semicontrolada ao tradicional conversor de 12 pulsos é uma alternativa ao emprego de conversores de maior ordem de pulsos (18, 24, 36 etc.), reduzindo-se, assim, a complexidade dos enrolamentos e peso e volume da estrutura final.

Como sugestão para trabalhos futuros, propõe-se a análise da resposta do conversor proposto quando alimentado com formas de onda não senoidais.

REFERÊNCIAS

- ARRILLAGA, J. **High voltage direct current transmission**. London: The Institution of Electrical Engineers, 1998.
- BAGGINI, A. **Handbook of power quality**. New York: John Wiley & Sons, 2008. 618 p.
- BARBI, I. et al. Retificadores PWM trifásicos unidirecionais com alto fator de potência. **Revista Eletrônica de Potência**, [S. l.], v. 7, n. 1, p. 1-14, nov. 2002.
- BAROUDI, J. A.; DINAHAHI, V.; KNIGHT, A. M. A review of power converter topologies for wind generators. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON ELECTRIC MACHINES AND DRIVES - IEEE-IEMDC'05, 2005, San Antonio. **Proceedings** [...] Piscataway: IEEE, 2005. p. 458-465.
- BLAABJERG, F.; CHEN, Z.; KJAER, S. B. Power electronics as efficient interface in dispersed power generation systems. **IEEE Trans. Power Electron.**, Piscataway, v. 19, n. 5, p. 1184–1194, 2004.
- BLAABJERG, F.; TEODORESCU, R.; LISERRE, M.; TIMBUS, A. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, Piscataway, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, 2006.
- BOLLEN, M. H. J. **Understanding power quality problems: voltage sags and interruptions**. New York: IEEE Press, 2001.
- BORGONOVO, D.; BARBI, I. **Análise, modelagem e controle de retificadores PWM trifásicos**. 2005. 255 f. Tese (Doutorado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2005.
- BRASIL. Agência Nacional de Energia Elétrica. **Procedimentos de distribuição de energia elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: módulo 8: qualidade da energia elétrica**. Brasília, DF, 2017. Revisão 9. Disponível em: <<http://www.aneel.gov.br/modulo-8>>. Acesso em: 22 ago. 2017.
- BUENO, E.; COBRECES, S.; RODRIGUEZ, F.; HERNANDEZ, A.; ESPINOSA, F. Design of a back-to-back NPC converter interface for wind turbines with squirrel-cage induction generator. **IEEE Trans. Energy Convers.**, Piscataway, v. 23, n. 3, p. 932–945, 2008.
- CARDENAS, R.; PENA, R. Sensorless vector control of induction machines for variable-speed wind energy applications. **IEEE Trans. Energy Convers.**, Piscataway, v. 19, n. 1, p. 196–205, Mar. 2004.
- CHEN, Z.; GUERRERO, J.; BLAABJERG, F. A review of the state of the art of power electronics for wind turbines. **IEEE Trans. Power Electron.**, Piscataway, v. 24, n. 8, p. 1859–1875, 2009.
- CHEN, J.; ZHANG, X.; WEN, C. Harmonics attenuation and power factor correction of a more electric aircraft power grid using active power filter. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, Piscataway, v. 63, n. 12, p. 7310–7319, 2016
-

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**, Piscataway, v. 21, n. 1, p. 130-135, 2006.

CHUNG-CHUAN HOU AND CHIA-HUNG TSAI. Design of an auxiliary converter for 12-pulse diode rectifiers. In: INTERNATIONAL FUTURE ENERGY ELECTRONICS CONFERENCE AND ECCE ASIA, 3rd., 2017, Kaohsiung. **Proceedings** [...] Piscataway: IEEE, 2017.

DORF, R. C.; SVOBODA, J. A. **Introdução aos circuitos elétricos**. 8. ed. Rio de Janeiro: LTC, 2012. 814 p.

DUAN, Y.; HARLEY, R. Present and future trends in wind turbine generator designs. In: IEEE SYMP. POWER ELECTRON. MACH. WIND APPL. (PEMWA), 2009, Lincoln. **Proceedings** [...] Piscataway: IEEE, 2009. p. 1-6.

DUGAN, R. C.; MCGRANAGHAN, M. F.; BEATY, H. W. **Electrical power systems quality**. New York: Mc Graw Hill, 1996.

EL-HAWARY, M. E. **Electric power systems: design and analysis**. Reston: [s. n.], 1983.

ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. **Fundamentals of power electronics**. 2. ed. New York: Springer, 2001. 912 p.

GENG, H.; XU, D.; WU, B.; YANG, G. Active damping for PMSG-based WECS with DC-link current estimation. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, Piscataway, v. 58, n. 4, p. 1110-1119, 2011.

GUIMARÃES, J. S.; OLIVEIRA, D. S. Limiting power control strategy combining spring system and speed control feasible to small WECS, 2015. In: BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE, 13th.; SOUTHERN POWER ELECTRONICS CONFERENCE (COBEP/SPEC), 2015, Fortaleza. **Proceedings** [...] Piscataway: IEEE, 2015. p. 1-6.

HEYDT, G. T. **Electric power quality**. West Lafayette: Stars in Circle, 1991.

IEEE Recommended Practice for 1 kV to 35 kV Medium-Voltage DC Power Systems on Ships, IEEE Std 1709™-2010; November 2010. p. 1-44.

INGEMANSSON, D.; WHEELER, J. D.; MACLEOD, N. M.; GALLON, F.; RUITON, O. **The south: west scheme: a new HVAC and HVDC transmission system in Sweden**. [S. l.], 2012.

JALALI, F. et al. Energy consumption of photo sharing in online social networks. Cluster, Cloud and Grid Computing (CCGrid). In: IEEE/ACM INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON, 14th., 2014, Chicago. **Proceedings** [...] Piscataway: IEEE, 2014. p. 604-611.

KALPANA, S. P. P, R. SINGH, B.; BHUVANESWARI, G. A 20-Pulse asymmetric multiphase staggering autoconfigured transformer for power quality improvement. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, no. 2, p. 917-925, 2018.

KALPANA, R.; CHETHANA, K. S.; S. P. P; SINGH, B. Power quality enhancement using current injection technique in a zigzag configured autotransformer-based 12-pulse rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, Pistacaway, v. 54, n. 5, p. 5267-5277, 2018.

KHADRAOUI, M.; ELLEUCH, M. Comparison between optislip and fixed speed Wind energy conversion systems. In: IEEE INT. MULTI-CONF. ON SYST. SIGNALS DEVICES (SSD), 2008, Amman. **Proceedings** [...] Pistacaway: IEEE, 2008. p. 1–6.

KIKUCHI, J.; MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A. Performance improvement of half controlled three phase PWM boost rectifier. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE. PESC'99., 1999, [S. l.]. **Proceedings** [...] Pistacaway: IEEE, 1999. p. 319-324.

KIMBARK, E. W. **Direct current transmission**. New York: Wiley, 1971.

KJAER, S.; PEDERSEN, J.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. **IEEE Trans. Ind. Appl.**, Pistacaway, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005.

KOLAR, J. W. Status of the techniques of three-phase rectifier systems with low effects on the mains. In: INTERNATIONAL TELECOMMUNICATIONS ENERGY CONFERENCE, INTELEC'99., 1999, Copenhagen. **Proceedings** [...] Pistacaway: IEEE, 1999.

KOLAR, J. W.; SUN, J. Three-phase power factor correction technology. In: POWER ELECTRONICS SPECIALISTS CONFERENCE, IEEE-PESC'01, 2001, Vancouver. **Proceedings** [...] Pistacaway: IEEE, 2001. p. 126.

KOLAR, J. W.; FRIEDLI, T. The essence of three-phase pfc rectifier systems. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS - IEEEINTELEC'11. **Proceedings** [...] Pistacaway: IEEE, 2011. p. 1058-1065.

LOURENÇO, A. C.; SEIXAS, F. J. M.; PELICER JR, J. C. Conversor multipulso com estágio CC/CC SEPIC. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS: IEEE-INDUSCON'14, 2014, Juiz de Fora. **Anais** [...] Juiz de Fora: [s. n.], 2014.

MAO, H.; LEE, F. C. Y.; BOROYEVICH, D. Review of high-performance three-phase power-factor correction circuits. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, Pistacaway, v. 44, n. 4, p. 437–446, 1997.

MARTIGNONI, A. **Transformadores**. 8. ed. São Paulo: Globo, 1991. 307 p.

MORA, J. C. **Conversores CA-CC boost PWM bidirecionais conectados em rede com distúrbios pré-existent**s. 2014. 219 f. Dissertação (Mestrado) - Curso de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Itajubá, Itajubá, 2014.

NATIONAL AERONAUTICS AND SPACE ADMINISTRATION. **Aircraft electric power characteristics, military standard MIL-STD-704F**. Washington, 2004.

NETO, A. L. S.; LIMA, D. G. B.; RODRIGUES, E. A. C.; FREITAS, L. C. G. Optimized 12-pulse rectifier with generalized delta connection autotransformer and isolated sepic converters for sinusoidal input line current imposition. In *IEEE TRANSACTIONS ON POWER ELECTRONICS*, 2018, [S. l.]. **Proceedings** [...] Piscataway: IEEE, 2018. Doi: 10.1109/tpel.2018.2850280.

OLIVEIRA, D.S; BARRETO, L. H. S. C.; ANTUNES, F. L. M.; SILVA, M. I. B. V.; QUEIROZ, D. L.; RANGEL, A. R. A DCM three-phase high frequency semi-controlled rectifier feasible for low power WECS based on a permanent magnet generator. In: *BRAZILIAN POWER ELECTRONICS CONFERENCE*, 2009, Bonito. Anais [...] Bonito: [s. n.], 2009. p. 1193-1199.

OLIVEIRA, D. S.; REIS, M. M.; SILVA, C. E. A.; COLADO BARRETO, L. H. S.; ANTUNES, F. L. M.; SOARES, B. L. A three-phase high-frequency semicontrolled rectifier for PM WECS. *IEEE Transactions on Power Electronics*, Piscataway, v. 25, n. 3, p. 677-685, 2010.

OLIVEIRA, P. S. **Classificação, metodologia de projeto e aplicação de retificadores multiulsos com conexão diferencial de transformador**. Orientador: Falcondes José M. Seixas. 2011. 191 f. Tese (Doutorado em Eng. Elétrica) – Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista – UNESP, Ilha Solteira, 2011.

OLIVEIRA, P. S.; FERNANDES, R. C.; SEIXAS; SILVA, L. S. C. Multipulse Rectifier with Wye-auto connected Topology as Retrofit for Utility Interface of Adjustable Speed Drives. In: *INTERNATIONAL CONFERENCE AND EXHIBITION FOR POWER ELECTRONICS, INTELLIGENT MOTION, RENEWABLE ENERGY AND ENERGY MANAGEMENT. PCIM'12*, 012, [S. l.]. **Proceedings** [...] [S. l.: s. n.], 2012. p. 1-8.

OLIVEIRA, P. S.; FERNANDES, R. C.; SEIXAS, F. J. M. Família de retificadores multipulsos com topologias diferenciais de transformadores. **Revista Controle & Automação**, Campinas, v. 22, p. 23-38, 2011.

OLIVEIRA, P. S.; SEIXAS, C. M.; SEIXAS, F. J. M. An applicative using delphi language for multipulse rectifier design. In: *INTERNATIONAL CONFERENCE AND EXHIBITION FOR POWER ELECTRONICS, INTELLIGENT MOTION, RENEWABLE ENERGY AND ENERGY MANAGEMENT - PCIM'12*, 2012, [S. l.]. **Proceedings** [...] [S. l.: s. n.], 2012. p. 1- 8.

ORSINI, L.Q.; CONSONNI, D. **Curso de circuitos elétricos**. 2. ed. 2002. São Paulo: Edgard Blücher, 2002.

PADIYAR, K. R. **HVDC Power transmission systems**. New Delhi: Wiley Eastern Limited, 1990.

PAICE, D. A. **Power electronic converter harmonics: multipulse methods for clean power**. New York: IEEE Press, 1996.

PELICER JR, J. C.; SEIXAS, F. J. M.; LOURENÇO, A. C. Analysis of intermediary yoke for 12-pulse transformer connections. In International Conference on Industry Applications: IEEE-INDUSCON'14, 2014, Juiz de Fora. **Anais** [...] Juiz de Fora: [s. n.], 2014.

PELICER JR, J. C.; SEIXAS, F. J. M.; LOURENÇO. Conversor multipulso usando transformador com culatra intermediária: análise e ensaios. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON INDUSTRY APPLICATIONS: IEEE-INDUSCON'14, Juiz de Fora. **Anais** [...] Juiz de Fora: [s. n.], 2014.

POMILIO, J. A. Pré-reguladores de fator de potência – PFP. Campinas: Unicamp, 2016. Disponível em: <http://www.dsce.fee.unicamp.br/~antenor/pfp.html>. Acesso em: 28 nov. 2017.

PORTER, G. J.; SCIVER, J. A. V.; EDS. **Power quality solutions: case studies for troubleshooters**. Lilburn: Fairmount, 1999.

PRASHER, V. K.; KUMAR, D.; BARTZSCH, C.; HARTMANN, V.; MUKHERJEE, A. HVDC east-south interconnector II in India: 2000MW, ±500 kV. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON AC-DC POWER TRANSMISSION, 2001, [S. l.]. **Proceedings** [...] [S. l.: s. n.], 2001. p. 78–83.

REIS, M. M. et al. A variable speed wind energy conversion system connected to the grid for small wind generator. In: IEEE APPLIED POWER ELECTRONICS CONFERENCE AND EXPOSITION, 23., 2008, Austin. **Proceedings** [...] Piscataway: IEEE, 2008. p. 751-755.

ROCKHILL, A.; LISERRE, M.; TEODORESCU, R.; RODRÍGUEZ, P. Grid-filter design for a multimewatt medium- voltage-source inverter. **IEEE Trans. Ind. Electron.**, Piscataway, v. 58, n. 4, p. 1205–1217, 2011.

REIS, M. M.; OLIVEIRA JUNIOR, D. SOUSA. **Sistema eólico de pequeno porte para interligação à rede elétrica**. 2008. 118 f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) - Universidade Federal do Ceará, Fortaleza, 2008.

SCHAEFFER, J. **Rectifier circuits: theory and design**. New York: Wiley, 1965.

SCHLABBACH, J.; BLUME, D.; STEPHANBLOME, T. **Voltage quality in electrical power systems**. London: IEE Press, 1999.

SEGUIER, G. **Power electronic converters: AC/DC conversion**. New York: McGraw-Hill, 1986.

SINGH, B.; GAIROLA, S.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K. Multipulse AC–DC converters for improving power quality: a review. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 1, p. 260-281, 2008.

SEIXAS, F. J. M. Conversor CA-CC de 12kW com Elevado Fator de Potência Utilizando Autotransformador com Conexão Diferencial de Múltiplos Pulsos. Tese (Doutorado em Eng. Elétrica), Orientador: Ivo Barbi. 220f. UFSC - Universidade Federal de Santa Catarina. 2001.

-
- SEIXAS, F. J. M. e GONÇALVES, V. A. Generalization of the Delta-Differential Autotransformer for 12 and 18-pulse converters. In: 36th Power Electronics Specialists Conf. PESC-05. Proceedings. p. 460 - 466. Recife 2005.
- SEIXAS, F. J. M., BARBI, I. A New 12kW Three-phase 18-Pulse High Power Factor AC-DC Converter with Regulated Output Voltage for Rectifier Units. In: International Telecommunication Energy Conference, INTELEC'99, Proceedings. section 14.1, Copenhagen, 1999.
- SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. A 12 kW Three-Phase Low THD Rectifier with high-Frequency Isolation and Regulated DC Output. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 19, n.2, p. 371-377, 2004.
- SEIXAS, F. J. M.; BARBI, I. Nova família de conversores CA-CC a diodos com elevado fator de potência: generalização das conexões ydiferenciais de 12 e de 18 Pulsos. **Revista da SOBRAEP**, [S. l.], v. 5, n. 2, p. 09-16, 2000.
- SEIXAS, F. J. M.; GONÇALVES, V. A. Generalização das conexões delta-diferenciais para retificadores de 12 e 18 pulsos. **Revista Eletrônica de Potência**, [S. l.], v. 12, n 1, p. 35-42, 2007.
- SEMIKRON (São Paulo). **Datasheet**: SK 35 gal. Disponível em: <https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-modules/detail/sk-35-gal-12t4-24915850.html>. Acesso em: 26 dez. 2018.
- SIMONE CASTELLAN, R. M.; TESSAROLO, A.; LUISE, F. MAZZUCA, T. A review of power electronics equipment for all-electric ship MVDC power systems, In **International Journal of Electrical Power & Energy Systems**, Pistacaway, v. 96, p. 306-323, 2018.
- SING, B.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K.; PANDEY, A.; KOTHARI, D. P. A Review of three-phase improved power quality AC–DC Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, Pistacaway, v. 51, n. 3, p. 641-460, 2004.
- SING, D.; MAHALA, H.; KAUR, P. Modeling & simulation of multi-pulse converters for harmonic reduction. **International Journal of Advanced Computer Research**, Pistacaway, v. 2, n. 5, 2012.
- TESSAROLO, A. CASTELLAN, S. MENIS, R.; SULLIGOI, G. Electric generation technologies for all-electric ships with medium-voltage DC power distribution systems. **Proc. Electric ship technologies symposium**, Pistacaway, p. 275–81, 2013.
- TESSIN (Suzano). Catálogo Tessin: lâminas para transformadores. [S. l.], 2018. Disponível em: <https://docs.wixstatic.com/ugd/6c45b1_9f219e0c157a456388833fc86596f973.pdf>. Acesso em: 26 dez. 2018.
- TREVISIO, C. H.; FARIAS, V. J.; VIERIA, J. B.; FREITAS, C. **A three phase PWM boost rectifier with high power factor operation and an acceptable current THD using only three switches**. In: EPE '97, 1997, [S. l.]. Proceedings [...] [S. l.: s. n.], 1997. p. 2.934-2.939.
-

VANWYK, J. D. Power quality, power electronics and control. In: EPE'93, 1993, [S. l.]. **Proceedings** [...] [S. l.: s. n.], 1993. p. 17–32.

VILATHGAMUWA, D. M.; JAYASINGHE, S. D. G. Rectifier systems for variable speed wind generation: a review. In: INTERNATIONAL SYMPOSIUM ON INDUSTRIAL ELECTRONICS. IEEE-ISIE'12, 2012, [S. l.]. **Proceedings** [...] Piscataway: IEEE, 2012. p. 1058-1065, 2012.

WAKILEH, G. J. **Power system harmonics: fundamentals, analysis and filter design**. New York: Springer, 2001.

WANG, Y.; LIPO, T. A.; PAN, D. Half-controlled-converter-fed open-winding permanent magnet synchronous generator for wind applications. In: INTERNATIONAL POWER ELECTRONICS AND MOTION CONTROL CONFERENCE: EPE-PEMC'10, 2010, [S. l.]. **Proceedings** [...] [S. l.: s. n.], 2010. p. 123-126.

WANG, Y.; PANDA, D.; LIPO, T. A.; PAN, D. Performance improvement of dual-half-controlled-converter and its applications in utility rectifiers. In: INTERNATIONAL CONFERENCE ON POWER ELECTRONICS: ECCE ASIA, 2011, [S. l.]. **Proceedings** [...] [S. l.: s. n.], 2011. p. 1711-1718.

WU, B. **High-power converters and ac drives**. Piscataway: IEEE Press, 2006.

YANG, X.; PATTERSON, D.; HUDGINS, J. Permanent magnet generator design and control for large wind turbines. In: IEEE SYMP. POWER ELECTRON. MACH. WIND APPL. (PEMWA), 2012, Denver. **Proceedings** [...] [S. l.: s. n.], 2012. p. 1–5.

YARAMASU, V.; WU, B.; RIVERA, M.; RODRIGUEZ, J. A new power conversion system for megawatt PMSG wind turbines using four-level converters and a simple control scheme based on two-step model predictive strategyVPart I: modeling and theoretical analysis. **IEEE J. Emerg. Sel. Topics Power Electron.**, Piscataway, v. 2, n. 1, p. 3–13, 2014.

YARAMASU, V.; WU, B.; SEN, P. C.; KOURO, S.; NARIMANI, M. High-power wind energy conversion systems: State-of-the-art and emerging technologies. In: **Proceedings of the IEEE**, Piscataway, v. 3, n. 5, p. 740-788, 2015.

ANEXO I

Figura 89 – Lista de aero geradores tipo 3 e 4 comerciais

Manufacturer, Country	Model Number	Generator (Supplier)	Power, Voltage	Gear Steps, Gear Ratio	Hub Height, Rotor Dia	Gen. Rotor Speed (rpm)	Power Converter	Reference Figure	Other Models
Kenersys Germany	K100/2.5	WRSO (Leroy Somer)	2.5 MW 600 V	3 1:117	85 m 100 m	14.1 (rated)	BTB 2L-VSC	Fig. 14	K82, K110, K120
Lagerwey Netherlands	L82-2MW	PMSG	2.3 MW 690 V	DD 1:1	66/80 m 82 m	7.5-18.5	BTB 2L-VSC	Fig. 14	L93/100-1.5MW L93/100-2.5MW
Leitwind Italy	LTW101-3000	PMSG	3.0 MW 690 V	DD 1:1	80-95 m 100.9 m	6-14.4	BTB 2L-VSC	Fig. 14	LTW70/77/80/86
MingYang PR China	MY1500-77	DFIG	1.5 MW 690 V	3 1:100.5	60/70/75 m 77.1 m	975-1960	BTB 2L-VSC	Fig. 12	MY1500-82.6
	SCD3MW	PMSG	3.0 MW 850 V	2 1:23.94	85 m 100 m	410 (rated)	BTB 2L-VSC	Fig. 14	SCD2.5MW
Mitsubishi Japan	MWT100/2.4	DFIG	2.4 MW 690 V	3 na	80 m 100 m	9-16.9	BTB 2L-VSC	Fig. 12	MWT62-1.0, MWT92/92/102-2.4
Model Enerji AS Turkey	M82/1.65	DFIG (Elin)	1.65 MW 690 V	3 1:98.74	71-80 m 82 m	1800 (rated)	BTB 2L-VSC	Fig. 12	ME77/1.65
M. Torres Spain	TWT1.65/82	WRSO	1.65 MW 660 V	DD 1:1	70/80 m 82 m	5-17	BTB 2L-VSC	Fig. 14	TWT1.65-70/77
Nordex Germany	N100/2500	DFIG (Winergy)	2.5 MW 660 V	3 1:93.2	80/100/140 m 100 m	890-1560	BTB 2L-VSC	Fig. 12	N77, N80, N90
Power Wind India	PowerWind 100	PMSG	2.5 MW 690 V	3 1:114	80/100 m 100 m	400-1596	BTB 2L-VSC	Fig. 14	PowerWind 56/60/90
	MM82	DFIG	2.05 MW 690 V	3 1:105.5	58-80 m 82 m	900-1800	BTB 2L-VSC	Fig. 12	MD77, MM92, MM100
Repower AG (now Senvion) Germany	3.4M-104	DFIG	3.4 MW 950 V	3 1:87	78-128 m 104 m	618-1200	BTB 2L-VSC	Fig. 14	3.0M-122, 3.2M-114
	6.2M-152	DFIG with MV Stator	6.2 MW 6600/660 V	3 1:116	121/124 m 152 m	750-1170	BTB 2L-VSC	Fig. 14	6.2M-126, 5M, 6M
RRB Energy India	PS-1800	SCIG	1.8 MW 690 V	3 1:61	78/98 m 82 m	1008 (rated)	BTB 2L-VSC	Fig. 14	PS-600
Shandong PR China	YZ113-3	PMSG	3.0 MW 690/3000 V	DD 1:1	100/110 m 113 m	13 (rated)	BTB 2L-VSC/ BTB NPC	Fig. 14/15	YZ88/90/97-2.5 YZ100/105-3.0
Siemens Germany	SWT-3.6-120	SCIG (ABB)	3.6 MW 690 V	3 1:119	90 m 120 m	565-1469	BTB 2L-VSC	Fig. 14	SWT-2.3-101/93/82 SWT-3.6-107
	SWT-6.0-154	PMSG	6.0 MW 690 V	DD 1:1	120 m 154 m	5-11	BTB 2L-VSC	Fig. 14	SWT3.0-101 SWT-2.3-113
Sinovel PR China	SL3000	DFIG	3.0 MW 690 V	3 1:114.3	90/100/110 m 113 m	800-1600	BTB 2L-VSC	Fig. 14	SL1500, SL5000
	3.4M104	DFIG	3.37 MW 950 V	3 1:87	80/100/128 m 104 m	618-1201	BTB 2L-VSC	Fig. 14	3.2M114
Senvion Germany	6.2M126	DFIG with MV Stator	6.15 MW 6600/660 V	3 1:97	100/117 m 126 m	747-1174	BTB 2L-VSC	Fig. 14	6.2M152
Suzlon India	S97-2100	DFIG	2.1 MW 690 V	3 1:99	80/90/100 m 97 m	1440-1830	BTB 2L-VSC	Fig. 12	S95
STX Windpower Netherlands	STX82	Radial Flux PMSG (ABB)	2.0 MW 660 V	DD 1:1	80 m 83 m	18.5 (rated)	BTB 2L-VSC	Fig. 14	STX72/84/93
Unison, South Korea	U93	PMSG	2.0 MW 690 V	3 na	80 m 93 m	430-1250	BTB 2L-VSC	Fig. 14	U88
	UP100-3000	DFIG	3.0 MW 690 V	4 1:84	90 m 101 m	na	BTB 2L-VSC	Fig. 14	UP82-1500
United Power PR China	UP100-3000D	PMSG	3.0 MW 690 V	DD 1:1	90 m 101 m	na	BTB 2L-VSC	Fig. 14	None
Vensys AG Germany	Vensys 70	6-Phase PMSG (VEM)	1.5 MW 690 V	DD 1:1	65/85 m 70 m	9-19	Boost + 2L-VSC	Fig. 24	V77/82/87
	Vensys 120	PMSG	3.0 MW 690 V	DD 1:1	90/140 m 120 m	6.5-12.8	BTB 2L-VSC	Fig. 14	V112-3000, Vensys100
Vestas, Denmark	V80	DFIG	2.0 MW 690 V	3 1:100.5	60/100 m 80 m	905-1915	BTB 2L-VSC	Fig. 12	V90/100/110
	V100	PMSG	2.5 MW 690 V	DD 1:1	100 m 99.8 m	8.5-16	BTB 2L-VSC	Fig. 14	V90
Windtec-AMSC USA	WT1650DF	DFIG	1.65 MW 690 V	3 na	70/80 m 77/82 m	na	BTB 2L-VSC	Fig. 12	WT1650DF-70/77/82
	WT5500	DFIG/SCIG PMSG/WRSO	5.5 MW 690 V	3 na	100 m 140 m	na	BTB 2L-VSC	Fig. 14	WT3000
WinWinD Ltd Finland	WWD-3-D90	PMSG (ABB)	3.0 MW 660 V	2 1:26.66	80-100 m 90 m	5-18	BTB 2L-VSC	Fig. 14	D56/60/64 D100/103/109/120
XEMC-Darwind Netherlands	XE93	PMSG	2.0 MW 690 V	DD 1:1	80-140 m 93.4 m	7.5-17	BTB 2L-VSC	Fig. 14	XE72/82/93/105
	XD115	PMSG	4.5 MW 3000 V	DD 1:1	80-140 m 115 m	15 (rated)	BTB NPC (Convertteam)	Fig. 15	XD115/137
Yinhe Wind PR China	GX113	PMSG (ABB)	2.5 MW 690 V	DD 1:1	88 m 113 m	7-14	BTB 2L-VSC (ABB ACS800)	Fig. 14	GX93/103
Zephyros Netherlands	Z72	PMSG	2.0 MW 4000 V	DD 1:1	65/80 m 70.65 m	23.5 (rated)	BTB NPC (ABB PCS6000)	Fig. 15	None
Zhejiang Windey PR China	WD103/2500	DFIG	2.6 MW 690 V	3 1:83.4	80/90 m 103 m	1200 (rated)	BTB 2L-VSC	Fig. 14	WD70/77/82/92/100

Fonte: (YARAMASU *et al.*, 2015).

ANEXO II

SK 35 GAL 12T4



SEMITOP® 2

IGBT module

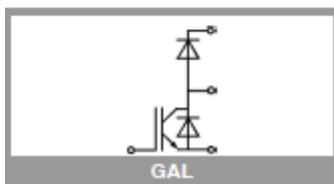
SK 35 GAL 12T4

Features

- Compact design
- One screw mounting
- Heat transfer and isolation through direct copper bonded aluminium oxide ceramic (DCB)
- High short circuit capability
- Trench4 IGBT technology
- CAL4F diode technology
- $V_{CE,sat}$ with positive coefficient
- UL recognized, file no. E 63 532

Typical Applications*

- Inverter
- Motor drive



Absolute Maximum Ratings				
Symbol	Conditions		Values	Unit
Chopper IGBT				
V_{CES}	$T_J = 25\text{ °C}$		1200	V
I_C	$T_J = 175\text{ °C}$	$T_a = 25\text{ °C}$	43	A
		$T_a = 70\text{ °C}$	35	A
I_{Chom}			35	A
I_{CRM}	$I_{CRM} = 3 \times I_{Chom}$		105	A
V_{GES}			-20 ... 20	V
t_{psc}	$V_{CC} = 800\text{ V}$	$T_J = 150\text{ °C}$	10	μs
	$V_{GE} \leq 15\text{ V}$			
T_J			-40 ... 175	$^{\circ}\text{C}$
Chopper Diode				
I_F	$T_J = 175\text{ °C}$	$T_a = 25\text{ °C}$	38	A
		$T_a = 70\text{ °C}$	30	A
I_{Fnom}			35	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 3 \times I_{Fnom}$		105	A
I_{FSM}	10 ms, sin 180°, $T_J = 150\text{ °C}$		170	A
T_J			-40 ... 175	$^{\circ}\text{C}$
Freewheeling Diode				
I_F	$T_J = 175\text{ °C}$	$T_a = 25\text{ °C}$	38	A
		$T_a = 70\text{ °C}$	30	A
I_{Fnom}			35	A
I_{FRM}	$I_{FRM} = 3 \times I_{Fnom}$		105	A
I_{FSM}	10 ms, sin 180°, $T_J = 150\text{ °C}$		170	A
T_J			-40 ... 175	$^{\circ}\text{C}$
Module				
$I_{I(RMS)}$				A
T_{stg}			-40 ... 125	$^{\circ}\text{C}$
V_{ind}	AC, sinusoidal, $t = 1\text{ min}$		2500	V

Characteristics						
Symbol	Conditions		min.	typ.	max.	Unit
Chopper IGBT						
$V_{CE(sat)}$	$I_C = 35\text{ A}$ $V_{GE} = 15\text{ V}$ chiplevel	$T_J = 25\text{ °C}$	1.85	2.1		V
		$T_J = 150\text{ °C}$	2.25	2.45		V
V_{CE0}	chiplevel	$T_J = 25\text{ °C}$	0.8	0.9		V
		$T_J = 150\text{ °C}$	0.7	0.8		V
r_{CE}	$V_{GE} = 15\text{ V}$ chiplevel	$T_J = 25\text{ °C}$	30.0	34.3		$\text{m}\Omega$
		$T_J = 150\text{ °C}$	44.3	47.1		$\text{m}\Omega$
$V_{GE(th)}$	$V_{GE} = V_{CE}\text{ V}, I_C = 1.2\text{ mA}$		5	5.8	6.5	V
I_{CES}	$V_{GE} = 0\text{ V}$ $V_{CE} = 1200\text{ V}$	$T_J = 25\text{ °C}$	0.062	0.186		mA
		$T_J = 150\text{ °C}$				mA
C_{iss}	$V_{CE} = 25\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$		1.95		nF
C_{oss}	$V_{GE} = 0\text{ V}$	$f = 1\text{ MHz}$		0.155		nF
C_{res}		$f = 1\text{ MHz}$		0.115		nF
Q_G	- 8 V...+ 15 V			189		nC
R_{thint}	$T_J = 25\text{ °C}$			-		Ω

Fonte: (SEMIKRON, 2018).