

LUCAS LAPOLLI BRIGHENTI

**INVERSORES NÃO AUTÔNOMOS ASSOCIADOS A UM
AUTOTRANSFORMADOR MULTIPULSOS PARA GERAÇÃO
FOTOVOLTAICA**

Dissertação apresentada para a
obtenção do título de mestre em
engenharia elétrica da Universidade do
Estado de Santa Catarina, Centro de
Ciências Tecnológicas – CCT.

Orientador: Marcello Mezaroba, Dr.
Eng.

Coorientador: Alessandro Luiz
Batschauer, Dr. Eng.

**JOINVILLE, SC
2014**

FICHA CATALOGRÁFICA

B855i Brighenti, Lucas Lapolli
 Inversores não autônomos associados a um autotransformador
 multipulsos para geração fotovoltaica / Lucas Lapolli
 Brighenti. - 2014.

248 p. : il.; 21 cm

Orientador: Marcello Mezaroba

Bibliografia: 237-241 p.

Dissertação (mestrado) - Universidade do Estado de Santa
Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-
Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2014.

1. Energia solar. 2. Geração de energia fotovoltaica. 3.
Conversores multipulsos. 4. Inversores não autônomos. I.
Mezaroba, Marcello. II. Universidade do Estado de Santa
Catarina. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
III. Título.

CDD: 621.47 - 23. ed.

LUCAS LAPOLLI BRIGHENTI

INVERSORES NÃO AUTÔNOMOS ASSOCIADOS A UM

AUTOTRANSFORMADOR MULTIPULSOS PARA GERAÇÃO

FOTOVOLTAICA

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado Profissional em Engenharia Elétrica como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica na área de concentração “Automação de Sistemas”.

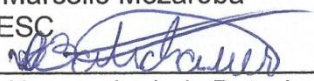
Banca Examinadora

Orientador:



Prof. Dr. Marcello Mezaroba
CCT/UDESC

Coorientador:

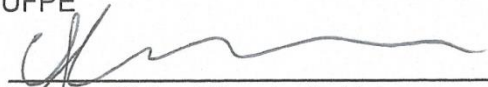


Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer
CCT/UDESC

Membros



Prof. Dr. Fabrício Bradaschia
UFPE



Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC

Joinville, SC, 08 de dezembro de 2014.

À minha avó
Alzani Maria Lapolli
(*in memoriam*)

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais Lauro e Denise, ao meu irmão Matheus, pelo apoio e por toda ajuda possível e impossível que me prestaram. À minha namorada Karin, por ter me aturado e apoiado todo este tempo.

Ao orientador Prof. Dr. Marcello Mezaroba e Coorientador Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer, por compartilhar suas experiências e conhecimentos, além de toda ajuda disponibilizada durante a execução do trabalho e atividades complementares. Foi um honra para mim, tê-los como orientador e Coorientador.

Aos meus colegas da Supplier, em especial ao Ilson, Jonathan, Ovo e Rafael, por todo conhecimento compartilhado. À diretoria da Supplier, Batschauer, Joselito e Mezaroba, pela oportunidade de conciliar o trabalho com a realização do mestrado, além de incentivar o aprimoramento intelectual.

A toda equipe de bolsistas, mestrandos e professores do nPEE, em especial, aos colegas Andorinha, Fantasma, Lambert, Rubinho, Tangará e ao bolsista Luis Gustavo Kremer, que tive mais contato durante este tempo que passei no nPEE. À banca examinadora, Prof. Dr. Fabrício Bradaschia e Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes, por toda contribuição dada ao trabalho e disponibilidade de ler e avaliar.

À UDESC, à WISE transformadores, por fazer a doação das lâminas do transformador e aos órgãos financiadores FITEJ, FAPESC e CNPQ.

RESUMO

Este trabalho tem o objetivo de apresentar uma solução alternativa para o processamento da energia obtida na cogeração fotovoltaica. As normas referentes à conexão de inversores para esta aplicação com a rede de distribuição permitem o uso de sistemas não isolados, sendo assim, é resgatado o uso de inversores não autônomos, associando-os a um autotransformador com conexões diferenciais formando assim um conversor multipulsos não isolado. Desta forma, a energia entregue à rede possui baixa distorção harmônica na corrente, além de ser um sistema com alta eficiência, extremamente robusto e capaz de processar grande quantidade de potência a um custo inferior aos conversores comutados em alta frequência. É possível controlar a tensão média em que os painéis fotovoltaicos são conectados através do ângulo de disparo dos tiristores, desta forma é possível fazer o rastreamento do ponto de máxima potência sem a necessidade de um conversor dedicado a isto. O objetivo deste conversor é usá-lo em locais ermos e desérticos para fazer uma instalação de grande porte sem a necessidade de manutenção frequente. Os elementos que compõe o conversor já são naturalmente robustos e de tecnologias bem consolidadas, garantindo uma alta confiabilidade ao sistema e custo reduzido. São apresentados os resultados de um protótipo em escala reduzida com potência máxima de 2,3 kVA, sendo que uma das características principais deste conversor é a alta eficiência mesmo para baixas potências. Um dos fatores primordiais para obter esta alta eficiência e baixo custo é a utilização do autotransformador que processa apenas 22% da potência total fornecida pelos painéis.

Palavras-chave: Inversores Não Autônomos. Geração Fotovoltaica. Painéis Fotovoltaicos. Conversores Multipulsos.

ABSTRACT

The goal of this work is to present an alternative solution for processing the energy obtained in the photovoltaic cogeneration. The standards associate with the connection of inverters with the distribution grid for this application allow the use of non-isolated systems, such as line commutated inverters, associated to an autotransformer with differential connections forming a non-isolated multipulse converter. Therefore the energy delivered to the grid have low current harmonic distortion, besides a system high efficient, extremely robust, able to process great quantity of power at a lower cost than the high frequency commutated converters. It is possible to control the average voltage in connection with photovoltaic panels through the firing angle of the SCRs. This way, it is possible to do the maximum power point tracking without any additional converter for this purpose. The objective of this converter is to use in isolated and desert locations to large sized installation without frequent maintenance. The elements of the converter are already naturally robust and consolidated technologies, assuring a high reliability to the system and reduced costs. The results of a reduced scale prototype with maximum power of 2.3 kVA are presented. One of the main characteristics is the high efficiency even at low power. One of the main factors of this high efficiency and low cost is the use of the autotransformer, that processes only 22% of the total power provided by the photovoltaic panels.

Keywords: Line-Commutated Inverters. Photovoltaic Generation. Photovoltaic Panels. Multipulse Converters.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 -	Retificador de 6 pulsos sem ondulação de corrente na saída.....	37
Figura 2 -	Retificador 12 pulsos com utilização um transformador com entrada em Y e saídas em Y e Delta	38
Figura 3 -	Formas de onda de corrente do retificador de 12 pulsos com ligação em série com $I_{A1} = 1$ pu	39
Figura 4 -	Retificador 18 pulsos com utilização um transformador com entrada em Y e saídas em Y e Zigzag para obter as defasagem de $\pm 20^\circ$	40
Figura 5 -	Conexão Delta-Diferencial Aberta de 12 pulsos	41
Figura 6 -	Conexão Y-Diferencial Fechada de 12 pulsos ...	41
Figura 7 -	Diagrama geral da proposta 1	43
Figura 8 -	Diagrama geral da proposta 2	44
Figura 9 -	Esquema geral do projeto final: proposta 3	46
Figura 10 -	Inversores não autônomos associados a um autotransformador de 18 pulsos com conexão Y-diferencial fechada	48
Figura 11 -	Espectro da irradiação solar com irradiações AM0, AM1,5 e de um corpo negro a 6000 K	52
Figura 12 -	Célula fotovoltaica	53
Figura 13 -	Modelo real de um painel fotovoltaico	54
Figura 14 -	Curvas de corrente e potência em função da tensão de um painel fotovoltaico	56
Figura 15 -	Curvas características de corrente <i>versus</i> tensão e potência <i>versus</i> tensão do painel solar SW130 a 25 °C e diferentes condições de irradiação	59

Figura 16 -	Curvas características de corrente <i>versus</i> tensão e potência <i>versus</i> tensão do painel solar SW130 a 1000 W/m ² e diferentes temperaturas	60
Figura 17 -	Associação série e paralelo dos painéis fotovoltaicos com diodos de <i>by-pass</i> e de bloqueio	61
Figura 18 -	Associação mista de painéis fotovoltaicos com os diodos de bloqueio e de <i>by-pass</i>	62
Figura 19 -	Associação mista de 4 painéis, onde um apresenta sombreamento	63
Figura 20 -	Fluxograma do método de rastreamento P&O ...	65
Figura 21 -	Fluxograma do método de rastreamento IncCond	66
Figura 22 -	Representação do tiristor ideal	72
Figura 23 -	Características do tiristor ideal	73
Figura 24 -	Conversor trifásico de 6 pulsos a tiristor com rede de alimentação em Y	74
Figura 25 -	Conversor trifásico a tiristor com conexão com a rede em Delta	75
Figura 26 -	Etapas de operação do conversor. Etapas 1 a 6, apresentando apenas as etapas desejáveis.	80
Figura 27 -	Etapas de operação Indesejáveis. Etapas 7 a 9 ...	81
Figura 28 -	Tensões V_{RS} e $-V_{TR}$ em que o tiristor T_1 é submetido durante as etapas de operação juntamente com a tensão V_{T1}	83
Figura 29 -	Tensões sobre o tiristor T_1 , com o ângulo de disparo de 180°	84
Figura 30 -	Quadrantes de operação vistos pelo lado CC do conversor	85

Figura 31 -	Tensões de linha, pulso de sincronismo de todos os tiristores e a tensão V_{CC} para ângulos de disparo de 0° e 90°	86
Figura 32 -	Tensões de linha, pulso de sincronismo de todos os tiristores e a tensão V_{CC} para ângulos de disparo de 120° e 180°	88
Figura 33 -	Tensão V_{CC} e corrente I_{CC} para ângulos de disparo de 120° e 180°	89
Figura 34 -	Formas de onda de tensão e corrente em todos os tiristores para um ângulo de disparo de 180°	90
Figura 35 -	Formas de onda de tensão e corrente em todos os tiristores para um ângulo de disparo de 120°	91
Figura 36 -	Quadrantes de operação do lado CA para um ângulo de disparo de 180°	92
Figura 37 -	Formas de onda da tensão e corrente nas fases R , S e T da rede alternada conectada ao inversor para um ângulo de disparo de 180°	93
Figura 38 -	Formas de onda da tensão e corrente nas fases R , S e T da rede alternada conectada ao inversor para um ângulo de disparo de 120°	94
Figura 39 -	Diagrama geral do conversor de 18 pulsos com conexão Y-Diferencial fechada.....	96
Figura 40 -	Diagrama fasorial dos enrolamentos do autotransformador	97
Figura 41 -	Detalhamento do diagrama fasorial para obtenção dos subsistemas	99
Figura 42 -	Tensão na fase A e nas fases R dos 3 subsistemas	102
Figura 43 -	Subsistemas criados pelo autotransformador...	103

Figura 44 -	Tensões CC em cada subsistema para ângulos de disparo de 180° e 120° , tomando a tensão eficaz V_A como base	104
Figura 45 -	Autotransformador enfatizando as correntes nos enrolamentos	105
Figura 46 -	Correntes e tensões nas três fases do inversor n sendo injetadas no subsistema n do autotransformador	106
Figura 47 -	Correntes e tensões nas três fases do inversor 1 sendo injetadas no subsistema 1 do autotransformador	108
Figura 48 -	Correntes e tensões nas três fases do inversor 2 sendo injetadas no subsistema 2 do autotransformador	109
Figura 49 -	Diagrama de um transformador com 3 secundários, mostrando a composição da corrente no primário	111
Figura 50 -	Composição das correntes referidas ao primário do transformador.....	113
Figura 51 -	Tensão e corrente nos enrolamentos primários do autotransformador.	114
Figura 52 -	Correntes dos enrolamentos que fazem a composição da corrente injetada na fase A.....	115
Figura 53 -	Tensão e corrente injetadas nas 3 fases da rede para um ângulo de disparo de 180°	116
Figura 54 -	Tensão e corrente injetadas nas 3 fases da rede para um ângulo de disparo de 120°	117
Figura 55 -	Diagrama esquemático do inversor não autônomo conectado ao subsistema n	119
Figura 56 -	Harmônicos de corrente dos enrolamentos do autotransformador e da rede em relação a	

	amplitude da corrente da rede na frequência fundamental.....	126
Figura 57 -	Comparação entre as amplitudes dos harmônicos da corrente de saída com os limites determinados pela norma IEEE 1547-2003.....	127
Figura 58 -	Amplitude dos harmônicos de corrente injetados na rede perante desequilíbrio da corrente I_{CC1} em relação às correntes I_{CC2} e I_{CCn}	130
Figura 59 -	Amplitude dos harmônicos de corrente injetados na rede perante desequilíbrio igual das correntes I_{CC1} e I_{CC2} em relação à corrente I_{CCn}	131
Figura 60 -	Amplitude dos harmônicos de corrente injetados na rede perante desequilíbrio da corrente I_{CC1} e I_{CC2} em relação à corrente I_{CCn}	131
Figura 61 -	THD na corrente da rede nas condições de desequilíbrio dos casos 1, 2 e 3.....	132
Figura 62 -	Dimensões da lâmina de ferro silício do tipo EI.....	135
Figura 63 -	Gráfico da profundidade de penetração da corrente no condutor versus a frequência	141
Figura 64 -	Corte no transformador mostrando o comprimento médio de uma espira	142
Figura 65 -	Foto da vista frontal do protótipo do conversor.....	147
Figura 66 -	Foto da vista lateral do conversor	148
Figura 67 -	Gráfico da tensão V_{CC} e do fator de potência do conversor em função do ângulo de disparo.	152

Figura 68 -	Modelo equivalente para cálculo da temperatura no dissipador para cada componente	157
Figura 69 -	Foto de um dos inversores.....	159
Figura 70 -	Montagem dos enrolamentos no núcleo trifásico	164
Figura 71 -	Montagem das lâminas entrelaçadas e no mesmo sentido de corte	164
Figura 72 -	Foto do autotransformador montado e enrolado no laboratório	165
Figura 73 -	Ligação do filtro <i>LC</i> na saída do conversor	166
Figura 74 -	Função transferência do filtro <i>LC</i> com resistores de amortecimento de $0,5\ \Omega$, $7,5\ \Omega$ e $30\ \Omega$	168
Figura 75 -	Harmônicos de corrente antes de depois da passagem pelo filtro <i>LC</i>	170
Figura 76 -	Divisor resistivo para sincronismo da tensão da rede	171
Figura 77 -	Divisor resistivo para sincronismo da tensão de entrada	173
Figura 78 -	Circuito de ataque para o acionamento dos tiristores	174
Figura 79 -	Circuito para a geração do pulso de gatilho dos tiristores em alta frequência	176
Figura 80 -	Fonte auxiliar que fornece as tensões +15V, -15V e +5V	176
Figura 81 -	Fluxograma da inicialização e do laço principal	178
Figura 82 -	Fluxograma do acionamento dos tiristores.....	179
Figura 83 -	Fluxograma da rotina da técnica de MPPT P&O aplicada ao conversor	181

Figura 84 -	Diagrama simplificado do PLL.....	183
Figura 85 -	Estrutura do emulador das curvas características dos painéis fotovoltaicos desenvolvido para testes do protótipo.....	187
Figura 86 -	Interface de configuração e controle do emulador de curvas características dos painéis fotovoltaicos	189
Figura 87 -	Diagrama de blocos simplificado do controle do emulador	190
Figura 88 -	Diagrama de ligação do conversor com a rede de distribuição por intermédio de um variador de tensão trifásico	191
Figura 89 -	Tensões das fases R_1 , R_2 e R_n geradas pelo autotransformador	193
Figura 90 -	Corrente e tensão CC de entrada do inversor 1.....	194
Figura 91 -	Tensão e corrente na fase R de saída do inversor 1	195
Figura 92 -	Tensão e corrente no enrolamento primário da fase A do autotransformador	196
Figura 93 -	Tensão e corrente da fase A de saída do conversor.....	197
Figura 94 -	Tensão e corrente da fase A da rede antes e depois do filtro	198
Figura 95 -	Corrente das 3 fases de saída do conversor.....	199
Figura 96 -	Harmônicos de corrente antes e depois da passagem pelo filtro, comparados com os limites determinados pela (IEEE-1547, 2003). 200	200
Figura 97 -	Tensões das fases R_1 , R_2 e R_n geradas pelo autotransformador	204

Figura 98 - Corrente e tensão CC de entrada do inversor 1	204
Figura 99 - Tensão e corrente na fase R de saída do inversor 1	205
Figura 100 - Tensão e corrente da fase A da saída do conversor	205
Figura 101 - Corrente das 3 fases de saída do conversor	206
Figura 102 - Harmônicos de corrente antes e depois da passagem pelo filtro, comparados com os limites determinados pela (IEEE-1547, 2003) .	207
Figura 103 - Diagrama de ligação do conversor com os painéis fotovoltaicos.....	208
Figura 104 - Corrente e tensão CC de entrada do inversor 1	209
Figura 105 - Corrente e tensão de saída da fase A do conversor	210
Figura 106 - Harmônicos de corrente para um ângulo de disparo de 160° com os painéis fotovoltaicos fornecendo corrente ao conversor	211
Figura 107 - Resultados dos testes com MPPT para transição de 3 curvas diferentes.....	214
Figura 108 - Tensão, corrente e potência de entrada dos 3 inversores, durante um intervalo de tempo de funcionamento	216
Figura 109 - Potência e fator de potência de saída das 3 fases do conversor, durante um intervalo de tempo de funcionamento	217
Figura 110 - Potência total de entrada, saída e rendimento do conversor durante um intervalo de tempo de funcionamento	218

Figura 111 - Modelamento das capacitâncias parasitas no conversor proposto	220
Figura 112 - Corrente de dispersão do conversor, com ângulo de disparo de 120°	221
Figura 113 - Tensão de modo comum no inversor 1, com ângulo de disparo de 180°	221
Figura 114 - Corrente de dispersão do conversor, com ângulo de disparo de 170°	223
Figura 115 - Tensão de modo comum no inversor 1, com ângulo de disparo de 170°	223
Figura 116 - Corrente de um retificador de 6 pulsos, comparando assimetrias na forma de onda	225
Figura 117 - Harmônicos de corrente de um retificador de 6 pulsos com diferentes assimetrias na forma de onda	226
Figura 118 - Forma de onda da corrente de se deseja decompor em série de Fourier.....	243
Figura 119 - Diagrama do filtro LC com entrada em corrente	247

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 -	Parâmetros comumente fornecidos pelo fabricante do painel fotovoltaico.....	57
Tabela 2 -	Parâmetros do painel SW130 da <i>Solarworld</i> na STC	58
Tabela 3 -	Parâmetros do painel solar SW130 obtidos pelo método de Villalva	58
Tabela 4 -	Limite da amplitude dos harmônicos da corrente injetada na rede	69
Tabela 5 -	Resumo das etapas de operação do conversor ...	81
Tabela 6 -	Corrente nas fontes de alimentação durante as etapas de operação	82
Tabela 7 -	Resumo das tensões e relações de transformação dos enrolamentos.....	101
Tabela 8 -	Amplitude das harmônicas de ordem 17, 19, 35 e 37 em relação à fundamental.....	128
Tabela 9 -	Parâmetros necessário para o dimensionamento do autotransformador.....	134
Tabela 10 -	Quantidade mínima de painéis fotovoltaicos SW130 para alguns valores de tensão de rede .	150
Tabela 11 -	Valor de tensão para a associação de 6 painéis solares SW130 em série pra diferentes condições de temperatura e irradiação.....	151
Tabela 12 -	Valor de corrente para a associação de 6 painéis solares SW130 em série pra diferentes condições de temperatura e irradiação.....	153
Tabela 13 -	Valor de potência para a associação de 6 painéis solares SW130 em série pra	

	diferentes condições de temperatura e irradiação	153
Tabela 14 -	Especificações do projeto	154
Tabela 15 -	Esforços de tensão e corrente nos tiristores.....	155
Tabela 16 -	Principais dados técnicos fornecidos pelo catálogo do tiristor BT152 da NXP	155
Tabela 17 -	Perdas e rendimento do inversor não autônomo	156
Tabela 18 -	Dados para cálculo da temperatura no dissipador para cada elemento.....	158
Tabela 19 -	Especificações do autotransformador.....	160
Tabela 20 -	Dados da lâmina do tipo EI trifásico para a confeção do autotransformador	161
Tabela 21 -	Dados dos enrolamentos.....	161
Tabela 22 -	Área, peso, perdas e possibilidade de execução	162
Tabela 23 -	Resumo das perdas totais do conversor.....	162
Tabela 24 -	Parâmetros do filtro LC escolhido.....	167
Tabela 25 -	Ganho dos harmônicos ímpares do filtro LC ...	169
Tabela 26 -	Especificações do conversor para testes com tensão de saída reduzida	191
Tabela 27 -	Resumo dos resultados experimentais obtidos para ângulo de disparo $\alpha = 168^\circ$	201
Tabela 28 -	Resumo dos resultados experimentais obtidos para ângulo de disparo $\alpha = 120^\circ$	201
Tabela 29 -	Resumo dos resultados experimentais obtidos com a utilização do filtro LC e $\alpha = 168^\circ$	202
Tabela 30 -	Eficiência do conversor para as diferentes condições de testes	202
Tabela 31 -	Especificações nominais do conversor.....	203

Tabela 32 -	Resumo dos resultados experimentais obtidos com potência nominal de projeto	207
Tabela 33 -	Valores de tensão e corrente de entrada do inversor 1	211
Tabela 34 -	Resultados obtidos na fase A de saída do conversor	212
Tabela 35 -	Resumo dos resultados obtidos no teste do MPPT	215

LISTA DE ABREVIATURAS

ADC:	Conversor analógico-digital.
AM:	Coeficiente Massa-Ar.
CA:	Corrente Alternada.
CI:	Circuito Integrado.
DDM:	<i>Double Diode Model.</i>
DSP:	Processador Digital de Sinais.
GNO:	Lâminas de Grão não Orientado.
GO:	Lâminas de Grão Orientado.
HVDC:	<i>High Voltage Direct Current</i> ou Corrente Contínua em Alta Tensão.
IncCond:	Condutância Incremental.
MPPT:	Rastreamento do Ponto de Máxima Potência.
NOCT:	<i>Nominal Operation Conditions.</i>
P&O:	Perturba e Observa.
PLL:	<i>Phase-Locked Loop.</i>
PMP:	Ponto de Máxima Potência.
RCC:	Controle de Correlação de <i>Ripple</i> .
SDM:	<i>Single Diode Model.</i>
STC:	<i>Standard Test Conditions.</i>
THD:	<i>Total Harmonic Distortion</i> ou Distorção Harmônica Total.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	35
1.1	CONVERSORES MULTIPULSOS.....	37
1.2	CONVERTOR PROPOSTO	42
1.2.1	Projetos iniciais.....	42
1.2.2	Projeto final – Proposta 3	45
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	49
2	PAINÉIS FOTOVOLTAICOS.....	51
2.1	IRRADIAÇÃO SOLAR.....	51
2.2	EFEITO FOTOVOLTAICO	52
2.3	MODELAGEM DO PAINEL FOTOVOLTAICO	54
2.4	CURVAS CARACTERÍSTICAS	57
2.4.1	Efeito da irradiação.....	58
2.4.2	Efeito da temperatura	59
2.5	ASSOCIAÇÕES DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS	60
2.6	TÉCNICAS DE MPPT.....	64
2.6.1	Perturba e Observa (P&O).....	65
2.6.2	Condutância Incremental (IncCond).....	66
2.7	NORMAS PARA INVERSORES.....	67
2.7.1	Fator de potência	68
2.7.2	Harmônicos de corrente e THD	69
2.8	CONCLUSÕES.....	69
3	ANÁLISE QUALITATIVA.....	71
3.1	INVERSOR NÃO AUTÔNOMO	71
3.1.1	Tiristor.....	72
3.1.2	Topologia.....	74

3.1.3	Etapas de operação	75
3.1.4	Estudo da Comutação.....	82
3.1.5	Formas de onda	85
3.2	AUTOTRANSFORMADOR.....	95
3.2.1	Conexão Y-diferencial fechada.....	96
3.2.2	Correntes nos enrolamentos secundários	105
3.2.3	Corrente nos enrolamentos primários L_A , L_B e L_C	110
3.2.4	Correntes da rede I_A , I_B e I_C	114
3.3	CONCLUSÕES	118
4	ANÁLISE QUANTITATIVA	119
4.1	INVERSOR NÃO AUTÔNOMO.....	119
4.1.1	Potência	120
4.1.2	Tensão máxima nos tiristores	121
4.1.3	Correntes média, eficaz e máxima nos tiristores...121	
4.2	AUTOTRANSFORMADOR.....	122
4.2.1	Corrente eficaz	123
4.2.2	Potência aparente processada pelo autotransformador.....	123
4.2.3	Harmônicos de corrente do transformador.....	126
4.2.4	Taxa de distorção harmônica da corrente de saída.....	128
4.2.5	Desequilíbrio de corrente I_{CC}	129
4.3	PROJETO FÍSICO DO AUTOTRANSFORMADOR Y-DIFERENCIAL	132
4.3.1	Especificação do autotransformador	133
4.3.2	Escolha do núcleo.....	134
4.3.3	Perdas no núcleo	137

4.3.4	Número de espiras nos enrolamentos	139
4.3.5	Seção dos fios dos enrolamentos.....	139
4.3.6	Comprimento das espiras e perdas no cobre	141
4.3.7	Possibilidade de execução	143
4.3.8	Peso do cobre.....	144
4.3.9	Elevação de temperatura	145
4.4	CONCLUSÕES	145
5	PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO.....	147
5.1	METODOLOGIA DE PROJETO	148
5.1.1	Especificação da quantidade de painéis	148
5.1.2	Limites de operação do conversor.....	151
5.2	ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO.....	153
5.3	PROJETO DE POTÊNCIA DO INVERSOR NÃO AUTÔNOMO.....	154
5.3.1	Especificação dos tiristores	154
5.3.2	Cálculo de perdas	156
5.3.3	Especificação do dissipador	157
5.3.4	Implementação.....	159
5.4	PROJETO FÍSICO DO AUTOTRANSFORMADOR	160
5.4.1	Dimensionamento	160
5.4.2	Aspectos construtivos	163
5.5	FILTRO DE SAÍDA.....	165
5.6	CIRCUITOS AUXILIARES	170
5.6.1	Controlador.....	170
5.6.2	Sensores de tensão CA.....	171
5.6.3	Sensores de tensão CC.....	172
5.6.4	Sensores de corrente.....	173

5.6.5	Acionamento dos tiristores.....	174
5.6.6	Fonte auxiliar	176
5.7	PROGRAMAÇÃO DO DSP	177
5.7.1	Inicialização e laço principal.....	177
5.7.2	Acionamento dos tiristores.....	178
5.7.3	Rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT).....	180
5.7.4	<i>Phase-Locked Loop (PLL)</i>	182
5.8	CONCLUSÕES	184
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	187
6.1	CONFIGURAÇÃO DO TESTE	187
6.1.1	Emulador das curvas características	187
6.1.2	Interface de configuração do emulador	188
6.1.3	Conexão com a rede.....	190
6.2	RESULTADOS COM TENSÃO REDUZIDA	191
6.3	RESULTADOS COM TENSÃO NOMINAL.....	203
6.4	RESULTADOS COM OS PAINÉIS FOTOVOLTAICOS	208
6.5	VALIDAÇÃO DO MPPT.....	213
6.6	TESTES COM O MPPT.....	215
6.6.1	Entrada CC.....	215
6.6.2	Saída CA	217
6.6.3	Rendimento.....	218
6.7	RESULTADOS DE SIMULAÇÕES.....	219
6.7.1	Corrente de fuga	219
6.7.2	Harmônicos múltiplos de 3.....	224
6.8	CONCLUSÕES	226
7	CONCLUSÕES GERAIS.....	231

REFERÊNCIAS	237
APÊNDICE A - DECOMPOSIÇÃO EM SÉRIE DE FOURIER DA CORRENTE DOS INVERSORES	243
APÊNDICE B - FILTRO LC	247

1 INTRODUÇÃO

As fontes de energia renováveis estão tendo um destaque especial nos últimos anos, devido à crescente demanda de energia elétrica juntamente com a consciência ambiental de um desenvolvimento sustentável. As tendências de redução de impactos ambientais e a diminuição do uso de combustíveis fósseis têm dado força às pesquisas nestas áreas. Dentro deste contexto, uma das fontes de energia renovável que vem ganhando força nas pesquisas é a energia proveniente do sol através de células fotovoltaicas.

Diferente da energia obtida através de geradores síncronos, que geram em tensão alternada, a tensão obtida nos painéis fotovoltaicos é contínua, sendo necessário o processamento desta energia para compatibilizar com os níveis da rede elétrica. Este processamento se dá por meio de conversores estáticos que convertem a energia de corrente contínua, fornecida pelos painéis, para corrente alternada, das redes de distribuição.

Este trabalho tem como objetivo apresentar um conversor alternativo para o processamento da energia dos painéis solares com a finalidade de instalá-lo em locais remotos, desabitados ou distantes de áreas habitadas, onde se encontre grandes extensões de terras desvalorizadas ou improdutivas com elevados valores da irradiação solar durante o ano, fornecendo à rede de distribuição grande quantidade de energia. Com este objetivo, o conversor deve apresentar características como robustez, confiabilidade e baixo custo. Como se trata de instalação em locais distantes e condições climáticas severas, é necessário que o conversor funcione com a maior confiabilidade possível, para que necessite o mínimo possível de manutenção. Características como peso e volume não são requisitos de importância, tendo em vista o objetivo de instalação.

Por se tratar de um conversor conectado à rede de distribuição, ele precisa atender requisitos referentes à qualidade da energia. Há normas que limitam a injeção de harmônicos na rede de distribuição que o conversor deverá atender.

Este trabalho propõe o uso de uma topologia diferente das encontradas nos inversores comerciais. Trata-se do uso de um conversor não isolado, dual aos retificadores multipulsos, injetando na rede uma corrente com baixa distorção harmônica, substituindo os retificadores de 6 pulsos por inversores não autônomos. Esta topologia tende a apresentar vantagens principalmente no custo e na robustez em relação aos conversores comutados em alta frequência.

O inversor não autônomo utiliza tiristores, que são interruptores semi-controlados de alta robustez e de tecnologia consolidada, sendo utilizados há décadas em linhas de transmissão em Corrente Contínua em Alta Tensão (HVDC). Por comutarem em baixa frequência, apresentam perdas reduzidas em relação a conversores comutados em alta frequência. Este inversor necessita estar conectado à rede de distribuição ou em um elemento gerador de rede para o seu funcionamento.

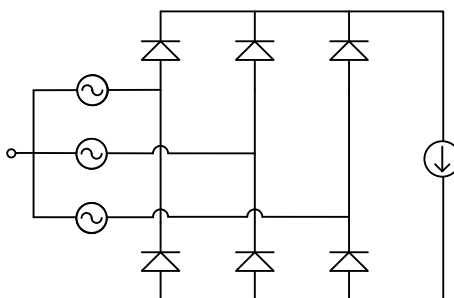
A conexão de sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição dispensa isolamento, com isto o custo do conversor reduz consideravelmente ao optar pelo uso de autotransformadores. O conversor proposto utiliza um autotransformador de 18 pulsos com conexão Y-Diferencial fechada. Neste caso, o autotransformador processa apenas 21,9% da potência total fornecida pelo sistema, diminuindo o tamanho do núcleo e dos enrolamentos, impactando diretamente na redução de custos.

Devido às curvas características dos painéis fotovoltaicos, o conversor deve ser capaz de buscar seu ponto de máxima potência, função necessária em conversores utilizados na cogeração fotovoltaica.

1.1 CONVERSORES MULTIPULSOS

Já são conhecidos na literatura (PAICE, 1996) e (WU, 2006), retificadores passivos que apresentam fator de potência unitário com baixa ondulação na tensão de saída, chamados de retificadores multipulsos. Um retificador em ponte de Graetz (Figura 1) é conhecido como retificador de 6 pulsos, sendo que os harmônicos pares e múltiplos de 3 da corrente de entrada são eliminados naturalmente, devido à simetria na forma de onda, assim, esta corrente apresenta apenas os harmônicos de ordem $6k \pm 1$ como pode ser visto no 0. Esta condição é válida quando o conversor é conectado a um sistema trifásico equilibrado.

Figura 1 - Retificador de 6 pulsos sem ondulação de corrente na saída

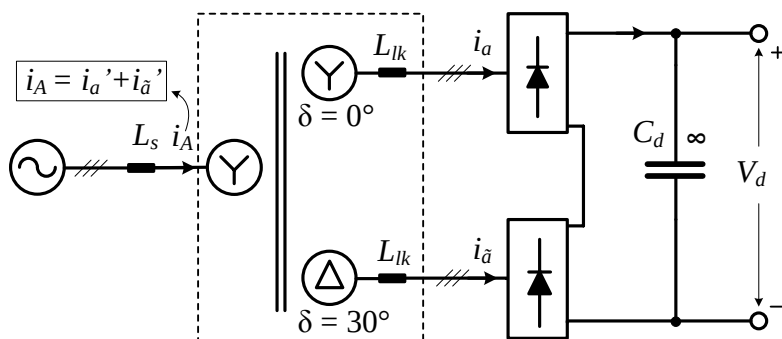


Fonte: produção do próprio autor

É possível reduzir ainda mais a quantidade de harmônicos injetados na rede associando retificadores de 6 pulsos por intermédio de transformadores com defasagens específicas. Estas defasagens em conjunto com as parcelas de corrente referidas ao primário do transformador, promovem o cancelamento de outros harmônicos da família $6k \pm 1$ (SEIXAS, 2001).

A Figura 2 apresenta um retificador de 12 pulsos conectado a um transformador com um secundário em delta e outro em Y, gerando uma defasagem de 30° entre as tensões que alimentam os retificadores de 6 pulsos. A corrente i_A neste caso apresenta apenas harmônicos de ordem $12k \pm 1$.

Figura 2 - Retificador 12 pulsos com utilização um transformador com entrada em Y e saídas em Y e Delta

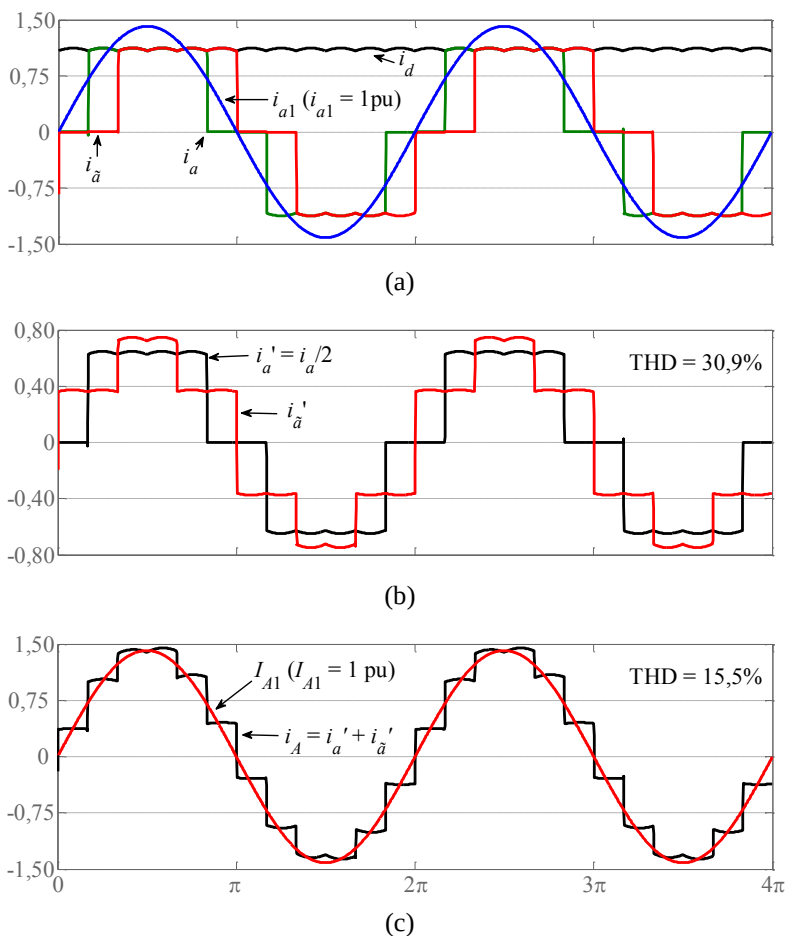


Fonte: (WU, 2006)

As formas de onda deste retificador são apresentadas na Figura 3 com a corrente da rede i_A em 1pu na frequência fundamental. Esta figura mostra a composição da corrente da rede formada pela soma das correntes i_a' e $i_{\hat{a}}'$, que correspondem às correntes dos secundários do transformador referidas ao primário. A corrente da rede i_A apresenta uma distorção harmônica de 15,5% e como é apresentado em (WU, 2006), esta distorção pode apresentar valores mais baixos devido à própria indutância de dispersão do transformador e da rede.

A Figura 4 apresenta um retificador de 18 pulsos. Neste caso, uma defasagem de 20° entre os retificadores é necessária, para isto, utiliza-se um transformador Zigzag, no qual a corrente da rede apresenta apenas harmônicos de ordem $18k \pm 1$.

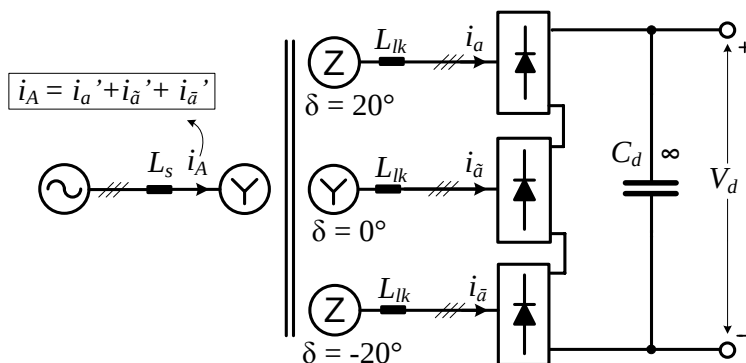
Figura 3 - Formas de onda de corrente do retificador de 12 pulsos com ligação em série com $I_{A1} = 1$ pu



Fonte: adaptado de (WU, 2006)

A corrente de entrada dos retificadores multipulsos apresentam apenas os harmônicos de ordem $k.n \pm 1$, onde n é o número de pulsos do retificador e k um número inteiro positivo. São necessários $n/6$ retificadores, que devem ser conectados a subsistemas trifásicos defasados em $360^\circ/n$ gerados por transformadores.

Figura 4 - Retificador 18 pulsos com utilização um transformador com entrada em Y e saídas em Y e Zigzag para obter as defasagem de $\pm 20^\circ$

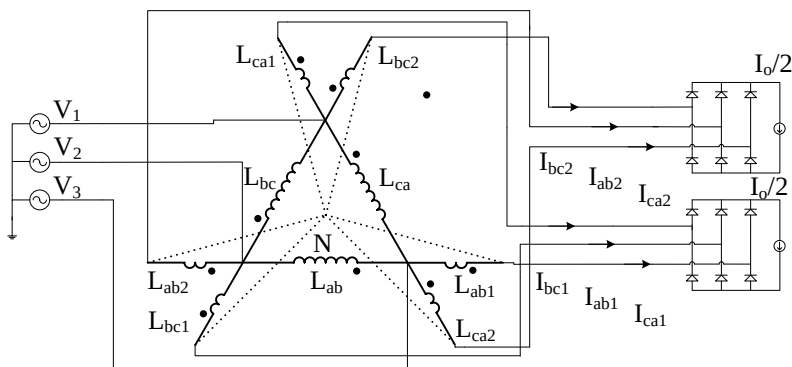


Fonte: (WU, 2006)

Os sistemas apresentados na Figura 2 e Figura 4 são isolados com transformadores de baixa frequência, que normalmente são volumosos e de alto custo. Quando a isolamento não é necessária, pode-se substituir o transformador por um autotransformador, que não apresenta isolamento. O uso de autotransformadores para gerar as tensões defasadas reduz consideravelmente o custo do conversor, pois, em algumas configurações, a potência que é processada pelo núcleo pode chegar a apenas 16,9% da potência total do sistema (OLIVEIRA, 2011). Isto é uma característica de autotransformadores, sendo que parte da potência é transferida diretamente para a saída sem passar pelo núcleo. Os autotransformadores utilizados para criar as tensões defasadas apresentam conexões diferenciais, que geram estas defasagens a partir da composição vetorial da tensão nos enrolamentos. Este assunto é bastante discutido em (PAICE, 1996), (SEIXAS, 2001) e (OLIVEIRA, 2011).

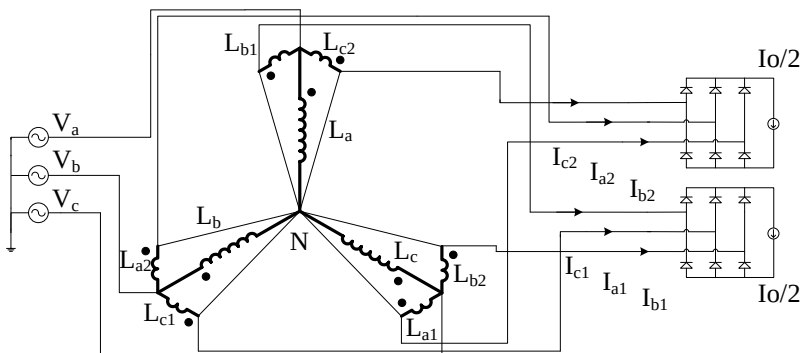
A Figura 5 e a Figura 6 apresentam retificadores de 12 pulsos que utilizam autotransformadores com conexão Delta-Diferencial Aberta e Y-Diferencial Fechada respectivamente.

Figura 5 - Conexão Delta-Diferencial Aberta de 12 pulsos



Fonte: (SEIXAS, 2001)

Figura 6 - Conexão Y-Diferencial Fechada de 12 pulsos



Fonte: (SEIXAS, 2001)

Com a combinação de tensão nos enrolamentos através da relação de transformação, é possível criar sistemas com

qualquer defasagem entre eles. Os autotransformadores mais comuns são aqueles usados nos retificadores de 12 e 18 pulsos. Aumentando o número de pulsos, começa a ser necessária maior quantidade de retificadores e enrolamentos no transformador, aumentando a complexidade do sistema.

1.2 CONVERSOR PROPOSTO

Este trabalho propõe a utilização de um conversor dual aos retificadores multipulsos para fazer o processamento da energia gerada pelos painéis fotovoltaicos.

Substituindo a ponte retificadora a diodos por um retificador controlado a tiristores, é possível fazer o conversor multipulsos operar nos quatro quadrantes no lado CA. Os retificadores controlados são denominados inversores não autônomos quando os tiristores possuem ângulo de disparo maior que 90° . Outro nome comum na literatura para o inversor não autônomo é inversor comutado pela rede.

Será apresentado um estudo sobre o conversor de 18 pulsos utilizando 3 inversores não autônomos associados a um autotransformador com conexão Y-diferencial fechada aplicado na cogeração fotovoltaica.

1.2.1 Projetos iniciais

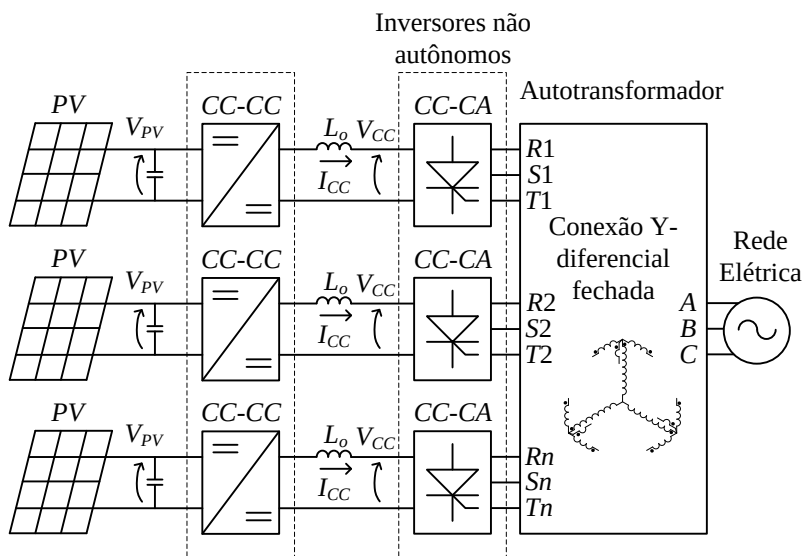
O projeto sofreu modificações, devido a algumas dificuldades que surgiram no decorrer de sua execução. Estas dificuldades são descritas nas seções 1.2.1.1, que fala sobre o projeto inicial e, 0 que surgiu a partir de uma derivação da proposta inicial. Estas duas propostas foram abandonadas, ficando como sugestão de continuação deste trabalho.

1.2.1.1 Proposta 1

A ideia original do trabalho é apresentada na Figura 7. Esta ideia propõe a utilização de 3 módulos compostos por

associações em paralelo de painéis fotovoltaicos conectados a conversores CC-CC, sendo responsáveis pelo rastreamento do ponto de máxima potência. Estes conversores são conectados a inversores não autônomos que fazem a conversão da corrente contínua em alternada. Neste caso, o ângulo de disparo do inversor não autônomo é fixo em 180° . Uma característica do conversor CC-CC é que ele deve apresentar saída em corrente, pois o inversor não autônomo necessita de uma corrente em condução contínua para funcionar, caso contrário, os tiristores bloqueiam antes do pulso de disparo terminar.

Figura 7 - Diagrama geral da proposta 1



Fonte: produção do próprio autor

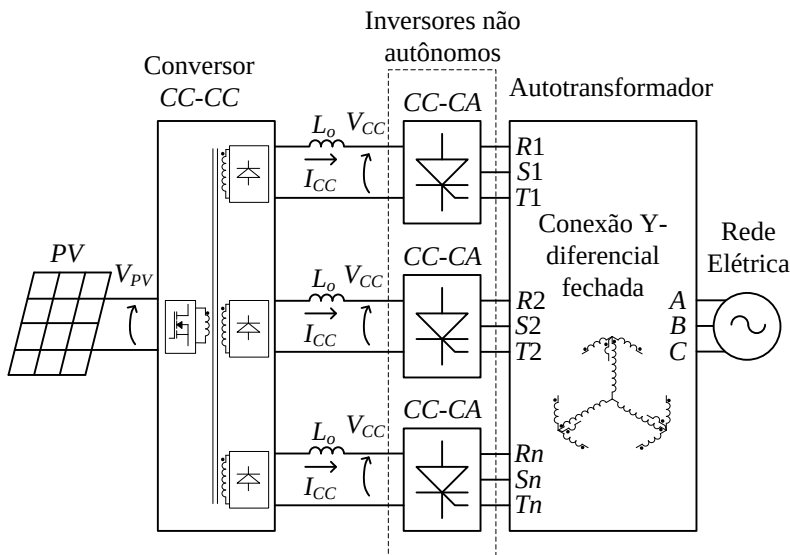
Nesta proposta, pretendia-se utilizar conversores CC-CC do tipo *buck*, sendo um conversor simples e que apresenta saída em corrente, característica necessária para a conexão aos inversores não autônomos. No decorrer do trabalho, observou-se que não é possível utilizar o conversor *buck* com os módulos ligados em paralelo, devido à tensão CC

do inversor não autônomo ser fixa e apresentar um valor elevado. Devido à dificuldade de encontrar outra topologia simples que apresente as características de conversor elevador com alto ganho e saída em corrente, esta ideia foi abandonada.

1.2.1.2 Proposta 2

Uma derivação da proposta 1, foi substituir os 3 conversores CC-CC por um conversor em ponte completa isolado com um transformador de alta frequência com 3 saídas, como é apresentado na Figura 8.

Figura 8 - Diagrama geral da proposta 2



Fonte: produção do próprio autor

As vantagens desta topologia são:

- Associação dos painéis em paralelo para reduzir os efeitos causados pelo sombreamento parcial;
- Os interruptores do conversor CC-CC são de baixa tensão;

- A corrente fornecida aos 3 inversores é equilibrada;
- A ondulação de tensão nos painéis fotovoltaicos é baixa devido aos 18 pulsos do conversor;
- Não ocorre problemas com corrente de dispersão;
- Continua sendo uma topologia simples.

Porém, com o uso de um conversor isolado, algumas desvantagens aparecem:

- Aumento das perdas magnéticas;
- Aumento do custo devido ao transformador.

1.2.2 Projeto final – Proposta 3

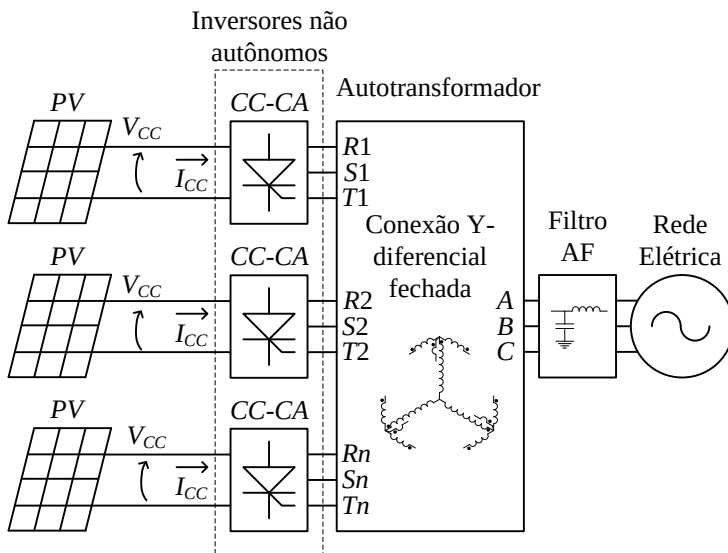
Uma característica do inversor não autônomo é que a tensão média do lado CC (V_{CC}) pode ser controlada através do ângulo de disparo dos tiristores. Como a utilização de conversores CC-CC do tipo *buck* não traz vantagens com relação a associação dos painéis, optou-se por retirar do sistema os conversores CC-CC e conectar os painéis fotovoltaicos diretamente aos inversores não autônomos e fazer o MPPT diretamente pelo ângulo de disparo, sendo necessário fazer associações em série dos painéis fotovoltaicos, de forma a obter a tensão necessária para alimentar os inversores não autônomos. Isto traz algumas vantagens e algumas desvantagens que serão avaliadas no decorrer deste trabalho.

Algumas vantagens são a simplicidade do sistema, custo reduzido em relação às demais topologias apresentadas, robustez e operação em baixa frequência, reduzindo as perdas por comutação.

Porém, algumas desvantagens poderão aparecer. Entre elas, estão o desequilíbrio nas correntes dos inversores, um menor fator de potência em algumas condições e conexão dos painéis em série, que apresenta maiores problemas com o sombreamento parcial.

O esquema geral da proposta final é apresentado na Figura 9.

Figura 9 - Esquema geral do projeto final: proposta 3



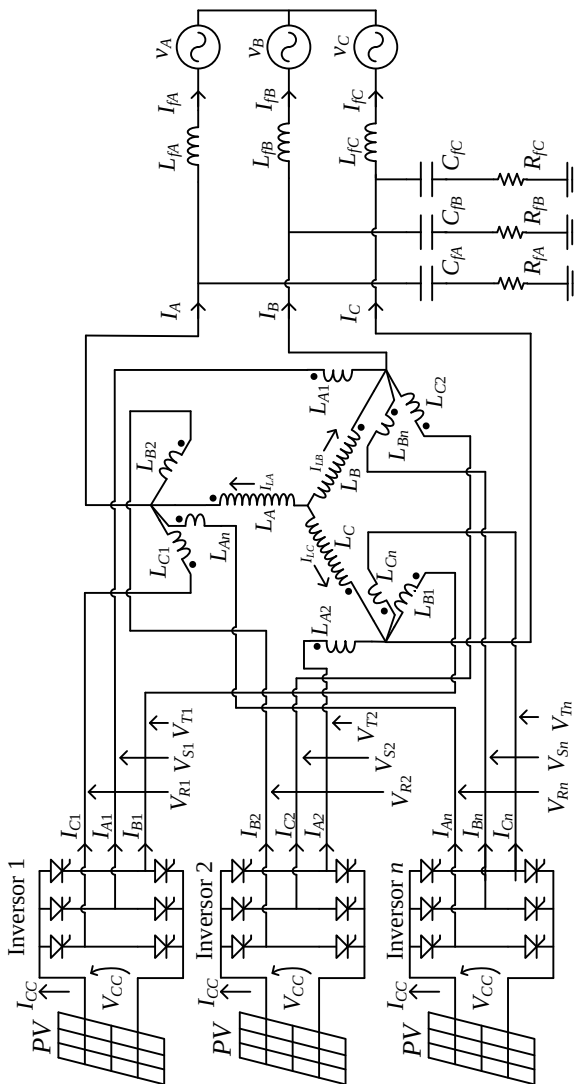
Fonte: produção do próprio autor

Ao trabalhar com um ângulo de disparo de 180° o fator de potência é próximo da unidade devido à componente da fundamental da corrente estar em fase com a tensão. Nesta condição, o ponto de conexão dos painéis fotovoltaicos apresenta uma baixa ondulação de tensão, 13,4% sem a necessidade de adição de capacitores devido à retificação trifásica de 6 pulsos do inversor não autônomo. O deslocamento entre tensão e corrente é equivalente ao ângulo de disparo, que por sua vez, afeta diretamente na tensão média retificada, desta forma, é possível utilizar técnicas de MPPT para controlar a potência fornecida pelos painéis através da variação da tensão média sobre estes.

O esquema detalhado do conversor proposto é apresentado na Figura 10.

Esta topologia apresenta um fator de potencia teórico de 0,995 (com ângulo de disparo de 180°) e uma distorção harmônica total (THD) na corrente de 10,05%. Como mencionado anteriormente, a potência processada pelo autotransformador é reduzida e neste caso, é de apenas 21,9% da potência total fornecida pelos inversores, como será visto na seção 4.2.2, fazendo com que o volume e o peso do transformador possam ser substancialmente reduzidos, aumentando a eficiência e diminuindo o custo deste conversor. Além disto, é utilizado um filtro de alta frequência na saída do conversor, tornando-o compatível com as normas vigentes referentes à qualidade de energia.

Figura 10 - Inversores não autônomos associados a um autotransformador de 18 pulsos com conexão Y-diferencial fechada



Fonte: produção do próprio autor

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho está dividido em 6 capítulos, iniciando pelo capítulo 2, que apresenta uma visão geral dos painéis fotovoltaicos, seu princípio de funcionamento, curvas características, normas e o algoritmo de rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT) utilizado.

O capítulo 3 apresenta a análise qualitativa do inversor não autônomo e do autotransformador, onde são apresentadas as etapas de operação e as formas de onda de tensão e corrente dos elementos.

No capítulo 4, as grandezas envolvidas na análise qualitativa são quantificadas fornecendo equações para o dimensionamento do conversor. Além disto, é apresentado o projeto físico do autotransformador.

No capítulo 5, é apresentada a implementação do conversor. Nele, é feito o dimensionamento dos elementos de potência do inversor e do autotransformador e são apresentados os circuitos auxiliares de processamento e condicionamento de sinais. Este capítulo apresenta também o desenvolvimento da parte de programação do conversor, onde são apresentados os fluxogramas dos algoritmos utilizados no disparo dos tiristores e no MPPT.

No capítulo 6, são apresentados os resultados experimentais obtidos de um protótipo em escala reduzida implementado no laboratório. São mostrados os resultados em regime permanente do conversor e também o funcionamento do MPPT.

Ao final, são apresentadas as conclusões gerais do trabalho.

2 PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Este capítulo tem o objetivo de fazer uma breve apresentação dos painéis fotovoltaicos e sua utilização. Para este trabalho, os principais aspectos dos painéis a serem avaliados são suas curvas características, tipos de conexões, técnicas de rastreamento do ponto de máxima potência (MPPT) e normas referente à conexão com a rede.

2.1 IRRADIAÇÃO SOLAR

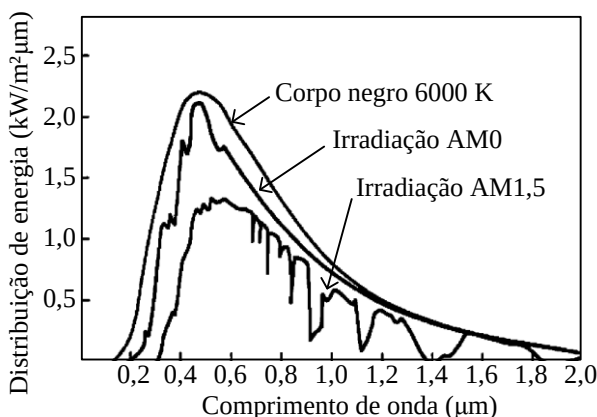
Anualmente, o sol fornece para a terra uma quantidade de $1,5 \cdot 10^{18}$ kWh de energia, que, além de fazer a manutenção da vida no planeta, pode ser aproveitada de diversas formas como uma fonte inesgotável de energia, entre elas, a geração de energia elétrica. O valor médio da irradiação solar que atinge perpendicularmente o topo da atmosfera terrestre é de 1367 W/m^2 . Ao passar pela atmosfera, apenas uma fração da irradiação incidente chega à superfície da terra, parte dela é refletida e absorvida pela atmosfera (PRADO, *et al.*, 2004).

Uma forma de determinar estas parcelas de dispersão da radiação é através do coeficiente Massa-Ar (AM). A irradiação que atinge o topo da atmosfera, cujo valor é cerca de 1367 W/m^2 , é referenciada pelo coeficiente AM0, já a irradiação incidente na superfície da terra é representada pelo coeficiente AM1,5, o valor de referência da irradiação nesta condição é de 1000 W/m^2 . O coeficiente AM1,5 é utilizado como padrão de espectro de radiação solar pelos fabricantes de painéis solares (PAIVA, 2013). O valor de 1000 W/m^2 é apenas uma referência, mas seu valor depende de vários outros fatores, dentre eles está o sombreamento (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

O sol é uma fonte de luz que pode ter seu espectro comparado a de um corpo negro a 6000 K (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009). O corpo negro é um modelo

idealizado que absorve toda a irradiação incidida sobre ele. A Figura 11 apresenta o espectro da irradiação de um corpo negro juntamente com as irradiações AM1,5 e AM0.

Figura 11 - Espectro da irradiação solar com irradiações AM0, AM1,5 e de um corpo negro a 6000 K



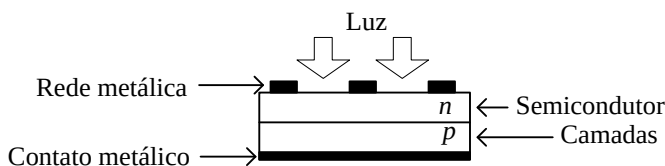
Fonte: adaptado de (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009)

2.2 EFEITO FOTOVOLTAICO

A energia elétrica gerada por uma célula fotovoltaica é proveniente do efeito fotovoltaico, que ocorre quando a luz incide sobre sua superfície. A célula fotovoltaica (Figura 12) é composta por uma junção *pn*, semelhante a um diodo, onde possui um excesso de elétrons livres na junção *n* e um excesso de lacunas na junção *p*. Existe uma rede metálica em contato com a junção *n* e um contato metálico na junção *p*. A região que fica entre as duas junções é chamada de região de depleção, onde ocorre a troca de elétrons de uma camada para outra. A luz, ao atingir a junção *pn*, fornece energia capaz de retirar um elétron da ligação covalente, fazendo com que a junção *n* fique com um excesso de elétrons e a junção *p* com

um excesso de lacunas. Este excesso de carga nos eletrodos é entregue para a carga na forma de corrente elétrica. Para que os elétrons sejam retirados da camada de valência, a energia do fóton incidente deve ser maior que a energia de *gap* (E_g) (CABRAL, 2013).

Figura 12 - Célula fotovoltaica



Fonte: adaptado de (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009)

O rendimento da conversão da energia solar nas células fotovoltaicas é baixo, 3 a 43,9%, sendo que este valor máximo foi obtido em células multijunções (SHENG, *et al.*, 2014). Em módulos fotovoltaicos, a eficiência com as células multijunções chegou a 36,5%. Dentre as tecnologias utilizadas na atualidade, o silício cristalino corresponde à maior fatia do mercado de painéis solares, mais de 80% (PAIVA, 2013). Outra tecnologia é a de filmes finos, que utilizam diversas estruturas químicas.

As principais células de silício são:

- Silício mono-cristalino: composto por uma pastilha de cristal de silício homogêneo, de difícil produção, portanto com um custo mais elevado em relação às células de silício poli-cristalino. Um painel produzido com silício mono-cristalino apresenta um rendimento de 16% (PAIVA, 2013).
- Silício poli-cristalino: feito de cristais de silício derretido, apresentando um processo de fabricação mais simples que o mono-cristalino. Apresenta um rendimento menor, cerca de 15%.
- Silício amorfo: faz parte da tecnologia de filmes finos, não apresenta uma estrutura organizada como

os cristalinos, seu processo de fabricação é mais simples que os anteriores, mas apresenta um rendimento menor, cerca de 7%.

Dentre as tecnologias de filmes finos estão: Telureto de Cádmio ($CdTe$), Seleneto de Cobre-Índio-Gálio ($CiGS$). Atualmente as tecnologias de filmes finos apresentam um rendimento inferior ao do silício cristalino, porém os avanços tecnológicos contribuem para ter seu rendimento cada vez maior (PAIVA, 2013).

2.3 MODELAGEM DO PAINEL FOTOVOLTAICO

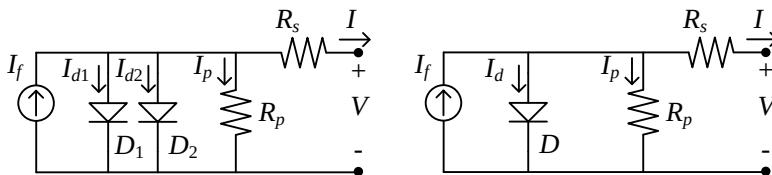
Um painel fotovoltaico é formado por uma associação série-paralelo de células fotovoltaicas. Os principais modelos de uma célula fotovoltaica apresentados na literatura são o DDM (*Double Diode Model*) (KATSANEVAKIS, 2011) e (WEIXIANG, *et al.*, 2011) e o SDM (*Single Diode Model*), (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) e (CHATTERJEE; KEYHANI; KAPOOR, 2011).

A Figura 13 apresenta os modelos reais de um painel fotovoltaico.

Figura 13 - Modelo real de um painel fotovoltaico

a) DDM

b) SDM



Fonte: adaptado de (ROMERO-CADAVAL, *et al.*, 2013)

O modelo DDM (Figura 13-a) apresenta dois diodos, tornando a modelagem mais complexa, necessitando de mais parâmetros conhecidos e mais ciclos de ajuste que o SDM

(Figura 13-b). Se as condições iniciais não forem corretas, a precisão deste modelo se torna baixa. Devido a estes fatos, o modelo mais utilizado é o SDM, que apresenta uma boa aproximação, maior simplicidade e menor esforço computacional (ROMERO-CADAVALL, *et al.*, 2013).

Pelo modelo do SDM, retira-se a equação da corrente:

$$I = I_f - I_d - I_p \quad (2.1)$$

Substituindo os termos da corrente no diodo e no resistor em paralelo, a equação fica:

$$I = I_f - I_0 \cdot \left[e^{\left(q \cdot \frac{V + R_s \cdot I}{n_s \cdot k \cdot T \cdot a} \right)} - 1 \right] - \frac{V + R_s \cdot I}{R_p} \quad (2.2)$$

Onde:

R_s : Resistência equivalente série [Ω];

R_p : Resistência equivalente paralela [Ω];

V : Tensão de saída do painel [V];

I : Corrente de saída [A];

I_f : Corrente fotogerada, $I_f = n_p \cdot I_{f_célula}$ [A];

I_d : Corrente do diodo [A];

I_p : Corrente no resistor paralelo [A];

I_0 : Corrente de saturação do diodo, $I_0 = n_p \cdot I_{0_célula}$ [A];

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

T : Temperatura da junção pn do painel [K];

q : Carga de um elétron [$1,6021 \cdot 10^{-19}$ C];

n_s : Número de células em série no painel;

n_p : Número de células em paralelo no painel;

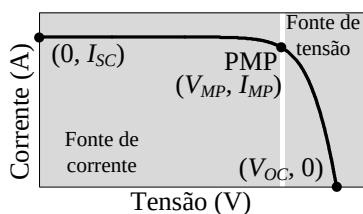
a : Constante de idealidade do diodo ($1 < a < 2$);

A corrente fotogerada definida por I_f varia conforme a irradiação e a temperatura na célula e a corrente de saturação do diodo I_0 depende apenas de fatores térmicos.

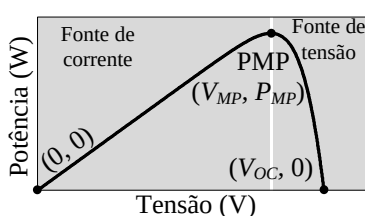
A equação (2.2) mostra que a relação entre tensão e corrente de saída do painel é não linear. A curva de corrente *versus* tensão apresenta um comportamento exponencial que pode ser vista na Figura 14-a e a curva de potência *versus* tensão é apresentada na Figura 14-b.

Figura 14 - Curvas de corrente e potência em função da tensão de um painel fotovoltaico

a) Curva I-V



b) Curva P-V



Fonte: adaptado de (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009)

Pela Figura 14-b, é possível observar que o painel possui um ponto de operação em que a potência fornecida é máxima, chamado de PMP. Este é o ponto de operação buscado pelos conversores que fazem o processamento de sua energia.

O *datasheet* do painel normalmente não fornece suas curvas características, apresentando apenas os parâmetros mostrados na Tabela 1.

Os parâmetros de tensão, corrente e potência são fornecidos em duas condições, são elas:

- STC: *Standard Test Conditions*, onde a temperatura na célula é 25 °C, a irradiação é 1000 W/m² e espectro de AM1,5;
- NOCT: *Nominal Operation Condition Test*, onde a temperatura na célula é 46 °C, a irradiação é 800 W/m² e AM1,5.

Os parâmetros R_s , R_p , a , I_0 e I_f são desconhecidos e podem ser encontrados por meio de um sistema de equações não lineares a partir de (2.2), utilizando os parâmetros da Tabela 1 na STC. Há trabalhos dedicados à modelagem e validação destas curvas. Para este trabalho, as curvas foram obtidas utilizando o método apresentado em (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009).

Tabela 1 - Parâmetros comumente fornecidos pelo fabricante do painel fotovoltaico

Parâmetro	Descrição
P_{max}	Potência máxima fornecida pelo painel
V_{OC}	Tensão de circuito aberto
V_{MPP}	Tensão no ponto de máxima potência
I_{SC}	Corrente de curto circuito
I_{MPP}	Corrente no ponto de máxima potência
n_s	Número de células em série
K_I	Coeficiente de temperatura de corrente de curto circuito
K_V	Coeficiente de temperatura de tensão de circuito aberto

Fonte: Catálogo do fabricante (SUNMODULE)

2.4 CURVAS CARACTERÍSTICAS

O modelo do painel fotovoltaico utilizado neste trabalho é o SW130 da *Solarworld* (SUNMODULE) que apresenta uma potência máxima na STC de 130 W. Os dados fornecidos pelo fabricante na STC são apresentados na Tabela 2.

Como já é conhecido, a tensão e a corrente de saída do painel dependem da temperatura na junção e da irradiação incidente sobre ele, isto faz com que as curvas apresentem comportamentos diferentes perante variações tanto na temperatura quanto na irradiação.

Tabela 2 - Parâmetros do painel SW130 da *Solarworld* na STC

Parâmetro	STC
P_{max}	130 W
V_{OC}	21,5 V
V_{MPP}	17,4 V
I_{SC}	7,99 A
I_{MPP}	7,49 A
n_s	36
K_I	0,034 %/K
K_V	-0,34 %/K

Fonte: Catálogo do fabricante (SUNMODULE)

Os parâmetros obtidos pelo método de (VILLALVA; GAZOLI; FILHO, 2009) são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 - Parâmetros do painel solar SW130 obtidos pelo método de Villalva

Parâmetro	Valor
R_s	80,3 m Ω
R_p	89,6 k Ω
a	1,365
I_0	$3,212 \times 10^{-7}$ A
I_f	7,99 A

Fonte: produção do próprio autor

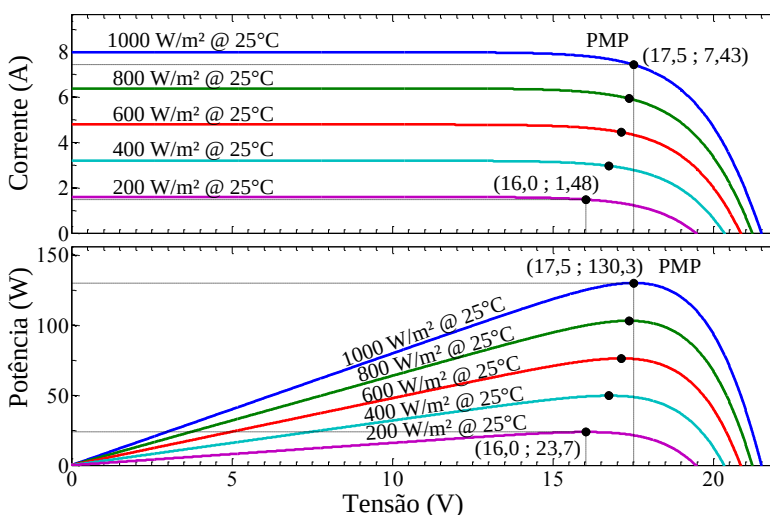
2.4.1 Efeito da irradiação

Variações na irradiação afetam principalmente a corrente que é fornecida pelo painel, como é apresentado na Figura 15.

Olhando para o PMP, ponto de operação desejado do conversor, verifica-se que a variação na tensão é pequena perante a variação na irradiação. Em 200 W/m² a tensão no

PMP é de 16,0 V e em 1000 W/m^2 é 17,5 V, que corresponde a uma variação de 1,48 V ou 8,5%. Já a corrente varia de 7,43 A em 1000 W/m^2 para 1,48 A em 200 W/m^2 , que corresponde a uma variação percentual de 80%. Para maiores valores de irradiação, maior será a potência fornecida pelo painel.

Figura 15 - Curvas características de corrente *versus* tensão e potência *versus* tensão do painel solar SW130 a 25°C e diferentes condições de irradiação



Fonte: produção do próprio autor

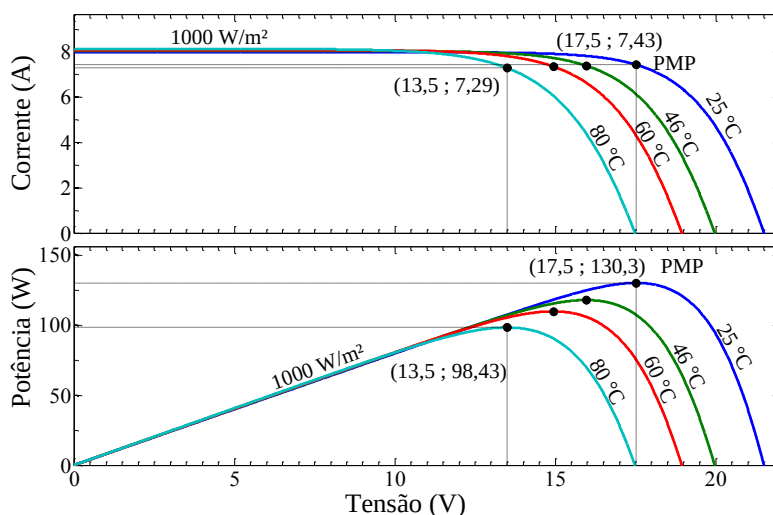
2.4.2 Efeito da temperatura

A variação da temperatura afeta principalmente a tensão. A Figura 16 apresenta o comportamento das curvas características do painel perante variações na temperatura.

Ao contrário do caso anterior, o aumento da temperatura reduz a potência fornecida pelo painel, característica indesejada em termos de funcionamento, visto que a temperatura do painel tende a aumentar com o aumento

na irradiação em condições normais. Neste caso, há uma maior variação na tensão do painel no PMP: em 25 °C, a tensão é de 17,5 V e em 80 °C, passa para 13,5 V. Isto corresponde a uma variação percentual de 23%. Já a corrente passa de 7,44 A em 25 °C para 7,29 A em 80 °C, ou seja, 2% de variação.

Figura 16 - Curvas características de corrente *versus* tensão e potência *versus* tensão do painel solar SW130 a 1000 W/m² e diferentes temperaturas



Fonte: produção do próprio autor

Mais adiante na seção 5.1, os dados deste capítulo serão avaliados em conjunto com a operação do inversor.

2.5 ASSOCIAÇÕES DE PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Para aproveitar a máxima potência de um sistema fotovoltaico, o ideal seria cada painel ter um inversor dedicado para realizar o MPPT, porém, na maioria dos casos, isto é economicamente inviável. De forma a aumentar a capacidade de fornecer potência, os painéis solares podem ser associados

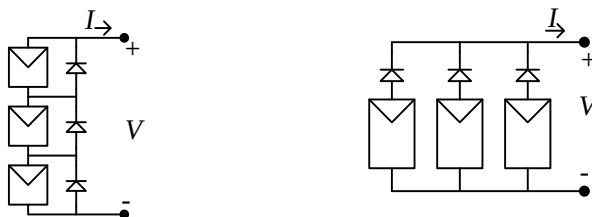
em série, aumentando a tensão fornecida; em paralelo, que resulta em um maior valor de corrente; ou ainda é possível fazer associações mistas série e paralelo.

A associação de painéis traz problemas ao funcionamento do sistema, devido à diferença de parâmetros internos entre eles e também à fatores externos, como o sombreamento parcial. Para minimizar estes problemas, são utilizados dispositivos de proteção como diodos de bloqueio e de *by-pass*.

Na conexão em série, ao ocorrer um sombreamento parcial, a corrente fornecida pelos painéis ficará limitada pelo painel submetido à menor irradiação, podendo chegar a funcionar como carga para os demais, ocasionando aquecimento e dissipação de potência. Para evitar este efeito, insere-se um diodo de *by-pass* em anti-paralelo, criando um caminho para a corrente nessas condições, Figura 17-a. Este diodo serve também como proteção, caso ocorra inversão de tensão na associação série, impedindo que esta tensão reversa apareça nos terminais dos painéis.

Figura 17 - Associação série e paralelo dos painéis fotovoltaicos com diodos de *by-pass* e de bloqueio

- a) Associação em série com diodo de *by-pass* b) Associação em paralelo com diodo de bloqueio



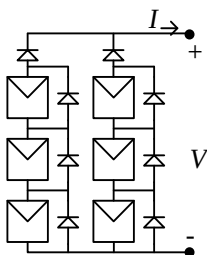
Fonte: produção do próprio autor

Estes problemas ocasionados na associação de painéis prejudicam também a configuração em paralelo, fazendo que uma corrente reversa circule em um painel ou ramo de painéis, quando a tensão V_{OC} de um painel sombreado for menor que V_{MP} da associação, adotando que os painéis estão operando no PMP da associação. Neste caso, é inserido um diodo de bloqueio em série para proteger o painel com menor tensão, Figura 17-b. Este diodo serve também como proteção, impedindo que uma corrente reversa circule pelos painéis, caso ocorra inversão na corrente desta associação.

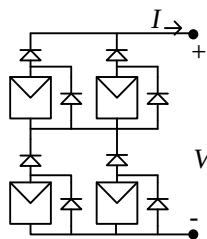
A Figura 18 apresenta dois tipos de associação mista de painéis fotovoltaicos.

Figura 18 - Associação mista de painéis fotovoltaicos com os diodos de bloqueio e de *by-pass*

a) Conexão em ramos



b) Conexão com redundância



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 18-a está a associação em ramos, onde ramos de painéis conectados em série são conectados em paralelo. Em ligações série, o desempenho do painel fica limitado ao de menor corrente, desta forma, interconectando os painéis intermediários, conforme a Figura 18-b, cria-se diversos caminhos redundantes para a corrente, minimizando este efeito, sendo que esta conexão série/paralelo redundante apresenta os melhores resultados segundo (HECKTHEUER, 2001), que realizou estes testes com 10 painéis fotovoltaicos, com

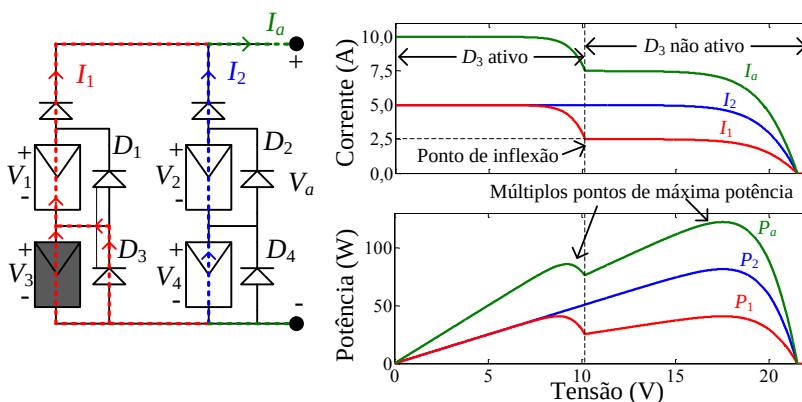
características diferentes, montado sobre um telhado com inclinação de 30° , voltado para o norte. Isto ocorre porque variações bruscas de corrente entre os painéis são mais comuns (diferenças na irradiação ou sombreamento) que variações bruscas de tensão (diferenças na temperatura).

Outro problema que ocorre com a associação de painéis é a presença de falsos pontos de máxima potência na presença efeitos como o sombreamento parcial.

Figura 19 - Associação mista de 4 painéis, onde um apresenta sombreamento

a) Associação mista

b) Curvas I-V e P-V



Fonte: adaptado de (ROMERO-CADAVAL, *et al.*, 2013)

Este problema é exemplificado na Figura 19, onde o painel inferior esquerdo apresenta metade da irradiação dos demais. O diodo de *by-pass* deste módulo entra em condução quando a corrente fornecida pelo ramo que possui o painel sombreado é maior que a corrente de curto-circuito do módulo sombreado (2,5 A). Isto ocorre em tensões mais baixas, situação onde o módulo 1 consegue assumir a tensão entregue à carga. Quando o diodo entra em condução, o módulo 1 assume a corrente deste ramo, que não ficará mais limitada à corrente

do módulo sombreado. Em tensões mais altas, a corrente ficará limitada aos 2,5 A referente ao módulo sombreado, isto cria um falso ponto de máxima potência próximo ao ponto de operação onde o diodo entra em condução ou bloqueia, como pode ser visto na Figura 19-b.

2.6 TÉCNICAS DE MPPT

O conversor que processa a energia fornecida pelo painel deve fazer uma busca contínua do ponto de máxima potência, para garantir que o painel forneça sempre a máxima quantidade de energia independente das condições climáticas. Este processo é chamado de MPPT (*Maximum Power Point Tracking*) ou rastreamento do ponto de máxima potência.

Várias técnicas de MPPT são propostas, cada uma com suas vantagens e desvantagens. Em (ESRAM; CHAPMAN, 2007), são apresentadas as principais técnicas utilizadas, entre elas estão: Perturba e Observa (P&O), condutância incremental (IncCond), fração de V_{OC} , fração de I_{SC} , lógica *Fuzzy*, redes neurais, controle de correlação de *ripple* (RCC), varredura de corrente, *droop control*, maximização de corrente ou tensão de carga e controle realimentado dP/dV ou dP/dI . Em (ROMERO-CADAVAL, *et al.*, 2013) é apresentada uma comparação de desempenho, complexidade de implementação e parâmetros lidos para diversas técnicas.

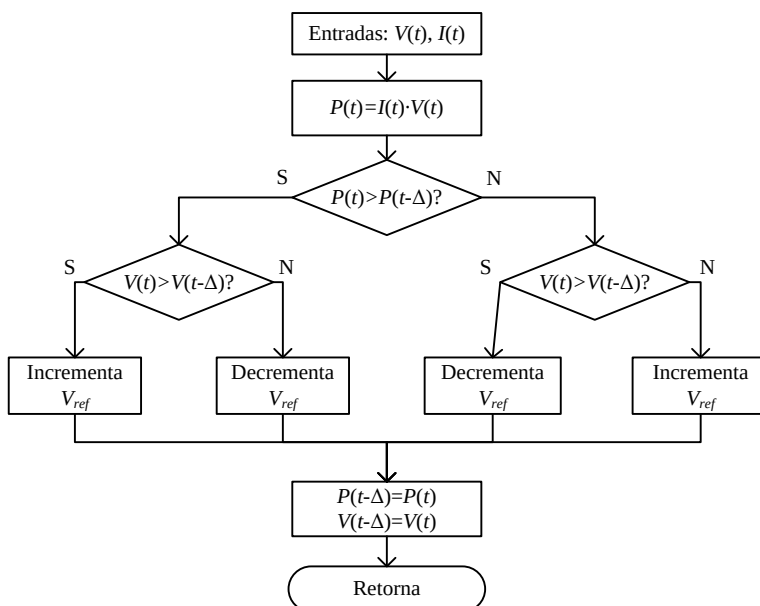
O conversor proposto opera em baixa frequência, afetando na dinâmica no MPPT que depende da frequência da rede. Sendo assim, a velocidade de convergência da técnica acaba não sendo um critério importante na escolha. Como o objetivo do trabalho não é estudar as técnicas de MPPT, serão apresentadas apenas as principais técnicas, que são P&O e IncCond. Para os resultados experimentais, foi implementado o método P&O, por se tratar de um método simples, de fácil implementação e bom funcionamento.

2.6.1 Perturba e Observa (P&O)

O método P&O está entre as técnicas de MPPT mais simples de serem implementadas. Consiste em fazer uma perturbação em alguma variável do sistema que ocasione a variação na potência fornecida pelo painel e verificar se após a perturbação, a potência aumentou ou diminuiu, caso tenha diminuído, a próxima perturbação terá sentido oposto em relação a anterior. A Figura 20 apresenta o resumo de funcionamento deste método.

Este método faz com que ocorra uma oscilação no ponto de máxima potência. Existem métodos para reduzir esta oscilação, como diminuir o passo da perturbação ao atingir o ponto de máxima potência.

Figura 20 - Fluxograma do método de rastreamento P&O



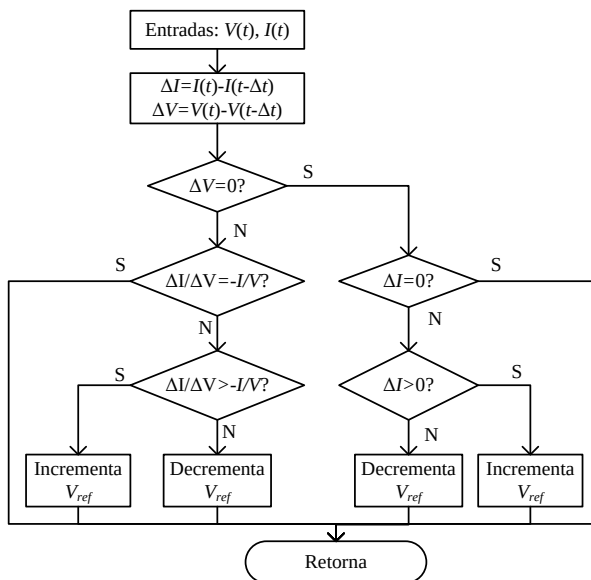
Fonte: produção do próprio autor

2.6.2 Condutância Incremental (IncCond)

O algoritmo deste método baseia-se no fato de que, no PMP, a reta tangente à curva P-V possui inclinação igual zero, para valores à esquerda do PMP, a inclinação da reta é positiva e à direita do PMP, negativa.

O fluxograma do algoritmo do método IncCond é apresentado na Figura 21.

Figura 21 - Fluxograma do método de rastreamento IncCond



Fonte: adaptado de (ESRAM; CHAPMAN, 2007)

Esta técnica de MPPT compara a condutância instantânea (I/V) com a condutância incremental ($\Delta I/\Delta V$) para decidir o sentido da perturbação. Ao atingir o PMP, o sistema permanecerá sem variação até que aconteça uma variação em ΔI , ocorrida pela mudança na irradiação ou temperatura (ESRAM; CHAPMAN, 2007).

A inclinação da reta tangente é a derivada de potência em relação a tensão no ponto, conforme é apresentado a seguir:

- $dP/dV = 0$, no PMP;
- $dP/dV > 0$, à esquerda do PMP;
- $dP/dV < 0$, à direita do PMP.

Então:

$$\frac{dP}{dV} = \frac{d[I(V) \cdot V]}{dV} = \frac{dI}{dV}V + I \cong V \frac{\Delta I}{\Delta V} + I \quad (2.3)$$

$$\frac{dP}{dV} = 0 \quad (2.3)$$

$$\frac{\Delta I}{\Delta V} = -\frac{I}{V} \quad (2.3)$$

Desta forma, a lógica para o algoritmo do MPPT será:

- $\Delta I/\Delta V = -I/V$, no PMP;
- $\Delta I/\Delta V > -I/V$, à esquerda do PMP;
- $\Delta I/\Delta V < -I/V$, à direita do PMP.

2.7 NORMAS PARA INVERSORES

A conexão de inversores com a rede de distribuição causam impactos na rede elétrica, principalmente no que se refere à qualidade da energia. As normas e recomendações entram em cena para minimizar estes problemas e garantir aos consumidores a qualidade na energia fornecida. Outro fator que intensifica a necessidade destas normas é o aumento da venda de inversores *Grid-Tie* para consumidores residenciais. Desta forma, é necessário garantir, além da qualidade da energia elétrica, a qualidade do produto adquirido pelo consumidor como segurança do equipamento, sistema de proteção, etc.

Neste trabalho, é proposto um conversor cujo objetivo, é instalá-lo em locais remotos e em grandes áreas de terra, portanto, não é destinado a consumidores residenciais ou

comerciais. Outro fator a ser considerado, é que os inversores não autônomos necessitam estar conectados à rede para o seu funcionamento, como é visto na seção 3.1, sendo que ele necessita de um elemento formador de rede, além de não alterar os parâmetros de amplitude da tensão e a frequência da rede. Tendo em vista estas considerações, as normas referentes à segurança de utilização, ilhamento, variação na frequência e tensão, não serão mencionadas. Será dada ênfase às exigências e recomendações normativas referentes à qualidade de energia, principalmente à injeção de harmônicos de corrente na rede. As principais normas que tratam deste assunto são:

- (IEEE-929, 2000): recomendações aplicadas a sistemas fotovoltaicos conectados em paralelo à rede que utilizam conversores estáticos de até 10 kW;
- (IEEE-1547, 2003): estabelece critérios e requisitos para a conexão de geração distribuída no sistema elétrico de potência. Aplicado a todas as tecnologias de geração distribuída com potência menor que 10 MVA;
- (NBR-16.149, 2013): estabelece requisitos e recomendações aplicadas à interface de conexão dos sistemas fotovoltaicos à rede de distribuição.

2.7.1 Fator de potência

O fator de potência é um parâmetro que varia de uma norma para a outra. A (IEEE-929, 2000) limita o fator de potência em 0,85 adiantado ou atrasado operando com potência superior a 10% do valor nominal. A (IEEE-1547, 2003) não traz recomendações quando ao fator de potência. Na (NBR-16.149, 2013), o fator de potência varia de acordo com a potência do inversor. Em geral, o inversor deve vir de fábrica com fator de potência unitário com tolerância de 0,98 indutivo até 0,98 capacitivo. Além disso, inversores de potência acima

de 3 kW devem apresentar fator de potência regulável e operar de acordo com curvas específicas da norma.

2.7.2 Harmônicos de corrente e THD

Os harmônicos e a THD de corrente das normas apresentadas seguem as mesmas recomendações da (IEEE-519, 2014):

- A distorção harmônica total (THD) deve ser inferior a 5%;
- A amplitude de cada harmônico deve ser limitada pelos valores apresentados na Tabela 4. Os limites da tabela são em relação à amplitude da corrente na frequência fundamental;
- Os harmônicos pares devem ser menores que 25% do limite imposto para os ímpares de uma ordem superior.

Tabela 4 - Limite da amplitude dos harmônicos da corrente injetada na rede

Ordem do Harmônico	Limite em relação à fundamental
3 ^a à 9 ^a	< 4,0%
11 ^a à 15 ^a	< 2,0%
17 ^a à 21 ^a	< 1,5%
23 ^a à 33 ^a	< 0,6%
Acima da 33 ^a	< 0,3%

Fonte: (IEEE-929, 2000)

2.8 CONCLUSÕES

Este capítulo iniciou com uma visão geral do funcionamento dos painéis solares apresentando, na sequência, a modelagem, curvas características, associações, normas relacionadas aos inversores conectados à rede no que diz respeito à qualidade de energia, finalizando com as duas

técnicas de MPPT mais próximas da realidade do trabalho proposto. O objetivo deste capítulo é de apresentar as principais características dos painéis fotovoltaicos para mais além, avaliar o seu funcionamento em conjunto com o conversor proposto. Sendo assim os assuntos abordados foram direcionados ao uso com o conversor.

Ao associar painéis utilizam-se diodos de bloqueio e *bypass* para proteger os painéis em caso de efeitos de descasamentos, principalmente o sombreamento. A presença destes diodos introduz falsos pontos de máxima potência, que ocorrem próximos ao ponto de operação em que o diodo entra em condução ou bloqueia.

Das várias técnicas de MPPT disponíveis, optou-se por apresentar apenas as mais simples, sendo que o estudo das técnicas de MPPT foge do escopo do trabalho. A técnica escolhida para aplicar no protótipo é a Perturba e Observa, por ser uma técnica simples, de fácil implementação e apresentar bom funcionamento.

Uma abordagem às normas relacionadas a inversores conectados à rede foi feita analisando apenas os requisitos relacionados à qualidade de energia, visto que o conversor proposto não trabalha com ilhamento, variação de frequência nem de amplitude. Dificilmente o conversor atenderá os requisitos de fator de potência descritos pela (NBR-16.149, 2013), pois a técnica de MPPT afeta diretamente o fator de potência, porém os limites de harmônicos podem ser facilmente atendidos. Já a questão dos harmônicos pode ser resolvida com filtros.

3 ANÁLISE QUALITATIVA

A análise qualitativa do conversor consiste em apresentar a topologia e avaliar o seu funcionamento de forma analítica e gráfica através de etapas de operação e equações básicas das grandezas analisadas. Inicialmente, será feita a análise do inversor não autônomo e, na sequência, do autotransformador.

3.1 INVERSOR NÃO AUTÔNOMO

O inversor não autônomo é um conversor estático composto por tiristores que faz a conversão da corrente contínua em corrente alternada. Como o próprio nome já diz, ele necessita estar conectado à rede elétrica para funcionar. As grandes vantagens deste conversor são a sua robustez e o baixo custo. Por se tratar de um conversor que opera em quatro quadrantes, algumas definições serão utilizadas neste capítulo. Ao apresentar ângulos de disparo dos tiristores entre 0° e 90° , sua operação será como retificador, tendo o fluxo de energia indo da parte alternada para a contínua. Com ângulo de disparo entre 90° e 180° , sua operação é como inversor, apresentando, neste caso, o fluxo de energia indo do lado CC para o lado de corrente alternada (CA). Neste trabalho, será utilizado apenas como inversor, embora algumas análises como retificador sejam feitas apenas para a melhor compreensão do seu funcionamento.

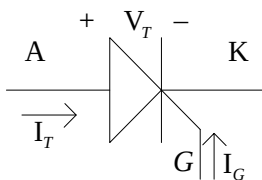
O estudo detalhado de conversores a tiristor pode ser visto em (MÖLTGEN, 1972), (PELLY, 1971) e (BARBI, 2006). O uso de inversores não autônomos na cogeração fotovoltaica pode ser visto em trabalhos desde a década de 80, (ONG, 1984), até pesquisas mais recentes (SARWAR; JAMIL ASGHAR, 2010), mostrando que, apesar de clássico, ainda é estudado. Outros trabalhos que utilizam inversores não autônomos para a cogeração fotovoltaica são (WASYNCZUK,

1989), que apresenta o modelamento e desempenho de um inversor comutado pela rede isolado de 12 pulsos, (WASYNCZUK, 1994), que faz a análise de desequilíbrio nas tensões de linha de um inversor de 6 pulsos, (KEMPE; SCHONWANDT, 1996), que apresenta o dimensionamento de um filtro passivo na saída de um inversor de 6 pulsos a fim de adequar os harmônicos de corrente aos limites estabelecidos pela norma EN 61000-3-2, e (SIVA PRASAD; FERNANDES, 2004), que propõe um conversor com comutação ativa nos tiristores para eliminar a ressonância no filtro LC conectado à rede. Em todos os trabalhos, o baixo custo dos tiristores é apontado como principal vantagem para uso destes conversores em sistemas fotovoltaicos conectados à rede.

3.1.1 Tiristor

O tiristor é um semicondutor unidirecional que apresenta três terminais, o ânodo, o cátodo e o *gate*. Ele pode apresentar, entre os terminais ânodo e cátodo, tensões positivas e negativas quando estiver bloqueado e tensão zero (no caso ideal) quando estiver em condução. Através de um pulso de comando, ele pode sair do estado de bloqueio e passar a conduzir corrente em apenas um sentido, desde que esteja diretamente polarizado. A Figura 22 mostra um tiristor ideal diretamente polarizado.

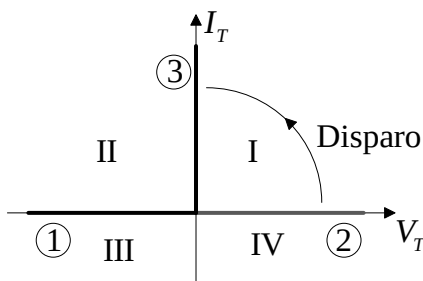
Figura 22 - Representação do tiristor ideal



Fonte: produção do próprio autor

A polarização direta ocorre com uma tensão positiva entre o ânodo e o cátodo chamada de V_T . Para entrar em condução, além da polarização direta, deve-se aplicar um pulso de gatilho no terminal de *Gate*. O bloqueio do tiristor ocorre apenas quando a corrente I_T atingir o valor zero, não sendo possível controlar o bloqueio através de pulsos de comando. Devido a estas características, o tiristor também é denominado de chave parcialmente controlada. A Figura 23 mostra as características de tensão e corrente do tiristor ideal.

Figura 23 - Características do tiristor ideal



Fonte: produção do próprio autor

As retas 1 e 2 representam o tiristor sem comando de disparo. Neste caso a tensão em seus terminais pode ser positiva ou negativa e a corrente I_T é zero. A reta 3 representa o tiristor com o pulso de gatilho, ou seja, caso esteja diretamente polarizado, ele passa a conduzir com corrente positiva e a tensão V_T fica em zero volts. Desta forma, pode-se controlar a entrada em condução, sendo utilizado em retificadores controlados, onde a tensão média é regulada de acordo com a posição do pulso de disparo no terminal de *gate*.

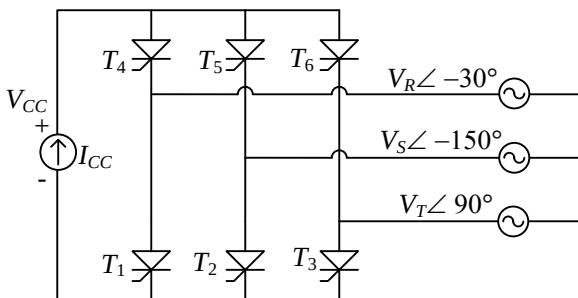
Em um tiristor real, para que possa entrar em condução, além do pulso de gatilho, é necessário que circule uma corrente mínima entre os terminais ânodo e catodo (I_T), denominada corrente de retenção (*Latching Current*), caso o pulso de gatilho seja interrompido antes da corrente I_T atingir este valor,

o tiristor não entrará em condução. Após entrar em condução, o pulso de gatilho pode ser interrompido, que o tiristor continuará em condução, desde que a corrente I_T , mantenha-se acima do valor denominado de corrente de manutenção (*Holding Current*), caso I_T fique abaixo deste valor por certo um tempo, denominado de tempo de desligamento (normalmente dado por t_q nos catálogos), o tiristor será bloqueado. A corrente de manutenção é menor do que a corrente de retenção. O tempo de bloqueio é em torno de $10\ \mu\text{s}$ a $200\ \mu\text{s}$, sendo maior do que o tempo de entrada em condução, que é em torno de $1\ \mu\text{s}$ a $5\ \mu\text{s}$ (BARBI, 2006).

3.1.2 Topologia

Neste trabalho será utilizada a topologia trifásica de 6 pulsos. Para operar nos quatro quadrantes, deve apresentar condução contínua na corrente I_{CC} e os quadrantes de operação são determinados pelo ângulo de disparo. A topologia do conversor é apresentada na Figura 24.

Figura 24 - Conversor trifásico de 6 pulsos a tiristor com rede de alimentação em Y

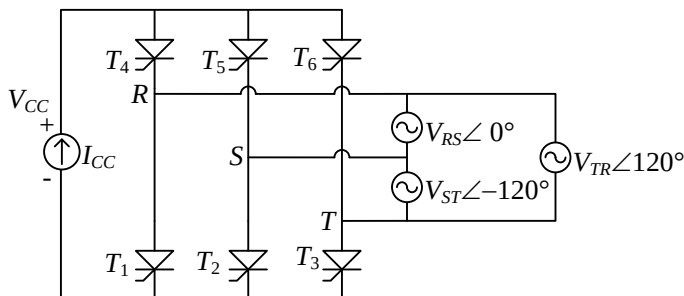


Fonte: produção do próprio autor

Este trabalho utilizará este conversor com a conexão com a rede em Y, mas a análise das etapas de operação será feita considerando as tensões de linha, pois a tensão contínua

desta topologia apresenta as características das tensões de linha. A Figura 25 apresenta o conversor com a conexão da rede em delta.

Figura 25 - Conversor trifásico a tiristor com conexão com a rede em Delta



Fonte: produção do próprio autor

3.1.3 Etapas de operação

Nesta seção serão descritas as possíveis etapas de operação do conversor. Estas etapas descrevem os caminhos que a corrente percorre quando os tiristores estão em condução e o comportamento da tensão V_{CC} nestas condições. A topologia apresenta uma fonte de corrente contínua ideal no lado CC, a condução ocorre sempre por dois tiristores e por uma das tensões de linha.

As fontes V_{CC} , V_{RS} , V_{ST} e V_{TR} , por se tratar de elementos ativos, apresentarão valor positivo na corrente quando ela sair do ponto de polarização e negativa, quando ela estiver entrando. Os tiristores por serem elementos passivos e unidirecionais, apresentarão sempre corrente positiva.

A seguir são apresentadas as etapas de operação considerando tiristores ideais, ou seja, com tensão direta V_T nula durante a condução e circuito aberto durante o bloqueio.

As etapas de operação podem ser visualizadas na Figura 26 e Figura 27.

1ª Etapa (Condução por T_1 e T_5): Esta etapa começa quando o tiristor T_5 está conduzindo e ocorre a transição, onde o tiristor T_3 deixa de conduzir e, T_1 passa a conduzir. T_1 continuará conduzindo na próxima etapa. A tensão V_{CC} apresenta o valor $-V_{RS}$, os demais tiristores ficam bloqueados. A corrente é positiva na fonte V_{RS} com amplitude I_{CC} . As tensões nos demais tiristores conforme a Figura 26 são:

$$V_{T2} = -V_{RS}$$

$$V_{T3} = V_{TR}$$

$$V_{T4} = -V_{RS}$$

$$V_{T6} = V_{ST}$$

$$V_{CC} = -V_{RS}$$

2ª Etapa (Condução por T_1 e T_6): Esta etapa começa quando o tiristor T_1 está conduzindo e ocorre a transição, onde o tiristor T_5 deixa de conduzir e, T_6 passa a conduzir. T_6 continuará conduzindo na próxima etapa. A tensão V_{CC} apresenta o valor V_{TR} , os demais tiristores ficam bloqueados. A corrente na fonte V_{TR} é $-I_{CC}$, pois está entrando no ponto de polarização. As tensões nos tiristores bloqueados são:

$$V_{T2} = -V_{RS}$$

$$V_{T3} = V_{TR}$$

$$V_{T4} = V_{TR}$$

$$V_{T5} = -V_{ST}$$

$$V_{CC} = V_{TR}$$

3ª Etapa (Condução por T_2 e T_6): Esta etapa começa quando o tiristor T_6 está conduzindo e ocorre a transição, onde o tiristor T_1 deixa de conduzir e, T_2 passa a conduzir. T_2 continuará conduzindo na próxima etapa. A tensão V_{CC} apresenta o valor $-V_{ST}$, os demais tiristores ficam bloqueados. A

corrente na fonte V_{ST} é I_{CC} , pois está saindo do ponto de polarização. As tensões nos tiristores bloqueados são:

$$\begin{aligned}V_{T1} &= V_{RS} \\V_{T3} &= -V_{ST} \\V_{T4} &= V_{TR} \\V_{T5} &= -V_{ST} \\V_{CC} &= -V_{ST}\end{aligned}$$

4ª Etapa (Condução por T_2 e T_4): Esta etapa começa quando o tiristor T_2 está conduzindo e ocorre a transição, onde o tiristor T_6 deixa de conduzir e, T_4 passa a conduzir. T_4 continuará conduzindo na próxima etapa. A tensão V_{CC} apresenta o valor V_{RS} , os demais tiristores ficam bloqueados. A corrente na fonte V_{RS} é $-I_{CC}$, pois está entrando no ponto de polarização. As tensões nos tiristores bloqueados são:

$$\begin{aligned}V_{T1} &= V_{RS} \\V_{T3} &= -V_{ST} \\V_{T5} &= V_{RS} \\V_{T6} &= -V_{TR} \\V_{CC} &= V_{RS}\end{aligned}$$

5ª Etapa (Condução por T_3 e T_4): Esta etapa começa quando o tiristor T_4 está conduzindo e ocorre a transição, onde o tiristor T_2 deixa de conduzir e, T_3 passa a conduzir. T_3 continuará conduzindo na próxima etapa. A tensão V_{CC} apresenta o valor $-V_{TR}$, os demais tiristores ficam bloqueados. A corrente na fonte V_{TR} é I_{CC} , pois está saindo do ponto de polarização. As tensões nos tiristores bloqueados são:

$$\begin{aligned}V_{T1} &= -V_{TR} \\V_{T2} &= V_{ST} \\V_{T5} &= V_{RS} \\V_{T6} &= -V_{TR} \\V_{CC} &= -V_{TR}\end{aligned}$$

6ª Etapa (Condução por T_3 e T_5): Esta etapa começa quando o tiristor T_3 está conduzindo e ocorre a transição, onde o tiristor T_4 deixa de conduzir e, T_5 passa a conduzir. T_3 continuará conduzindo na próxima etapa, que retorna para a etapa 1. A tensão V_{CC} apresenta o valor V_{ST} , os demais tiristores ficam bloqueados. A corrente na fonte V_{ST} é $-I_{CC}$, pois está entrando no ponto de polarização. As tensões nos tiristores bloqueados são:

$$V_{T1} = -V_{TR}$$

$$V_{T2} = V_{ST}$$

$$V_{T4} = -V_{RS}$$

$$V_{T6} = V_{ST}$$

$$V_{CC} = V_{ST}$$

7ª Etapa (Condução por T_1 e T_4): Esta etapa é indesejável, ocorrendo normalmente com ângulos de disparo próximos a 180° , ou quando o tiristor que entraria em condução na etapa corrente não fica apto à conduzir, forçando o tiristor da etapa anterior continuar conduzindo, ou ainda, quando o tiristor da etapa anterior não reestabeleceu o bloqueio. Os tiristores do mesmo braço conduzem e fecham um curto circuito no braço. A tensão nos tiristores T_1 e T_4 são iguais a zero, nos demais são:

$$V_{T2} = -V_{RS}$$

$$V_{T3} = V_{TR}$$

$$V_{T5} = V_{RS}$$

$$V_{T6} = -V_{TR}$$

$$V_{CC} = 0$$

8ª Etapa (Condução por T_2 e T_5): Como no caso anterior, esta etapa é indesejável e deve ser evitada. A tensão nos tiristores T_2 e T_5 são iguais a zero, nos demais são:

$$V_{T1} = V_{RS}$$

$$V_{T3} = -V_{ST}$$

$$V_{T4} = -V_{RS}$$

$$V_{T6} = V_{ST}$$

$$V_{CC} = 0$$

9ª Etapa (Condução por T_3 e T_6): Etapa indesejável. A tensão nos tiristores T_3 e T_6 são iguais a zero, nos demais tiristores são:

$$V_{T1} = -V_{TR}$$

$$V_{T2} = V_{ST}$$

$$V_{T4} = V_{TR}$$

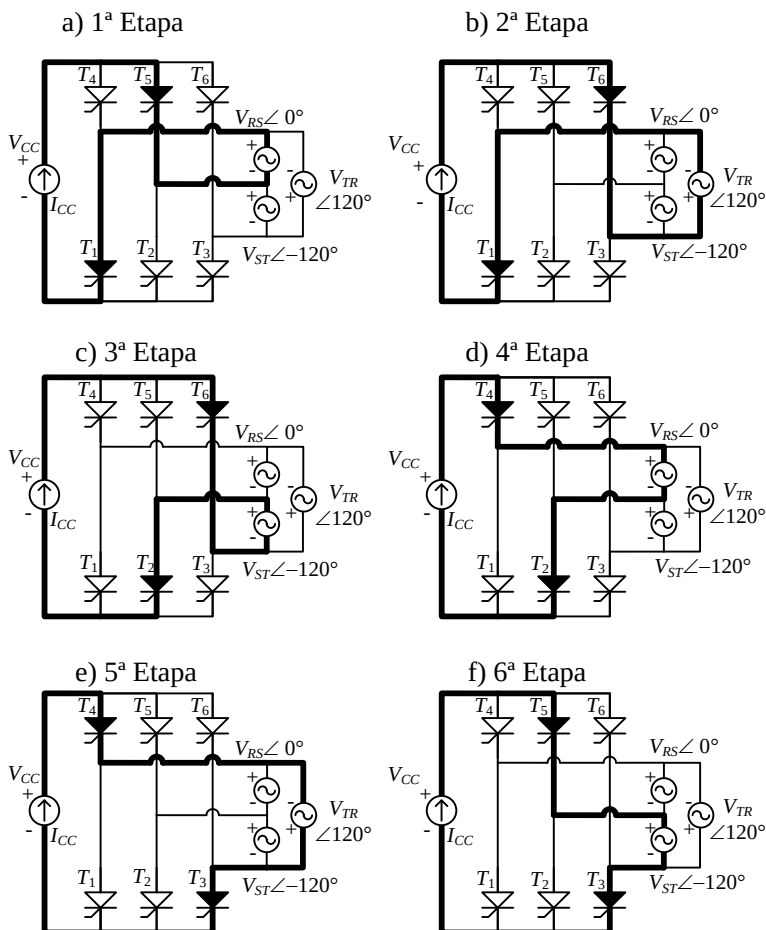
$$V_{T5} = -V_{ST}$$

$$V_{CC} = 0$$

As formas de onda das etapas 1 a 6 são apresentadas na Figura 26.

As etapas de operação indesejáveis são apresentadas na Figura 27. Nessas etapas, ocorre um curto em um dos braços e a tensão V_{CC} vai a 0V. Como mencionando anteriormente, estas etapas ocorrem normalmente com ângulos de disparo maiores que 180° , ou com pulsos de gatilho fora de sincronismo. Nota-se, que nessas etapas indesejáveis, há tensão nos demais tiristores, desta forma é possível retornar à operação normal reduzindo o ângulo de disparo para um valor menor que 180° .

Figura 26 - Etapas de operação do conversor. Etapas 1 a 6, apresentando apenas as etapas desejáveis.



Fonte: produção do próprio autor

A Tabela 5 apresenta a sequência de comutação de cada tiristor. Após a Etapa 6, a comutação retorna para a Etapa 1 operando de forma periódica. Sabendo que a forma de onda senoidal possui um intervalo angular de 360° , cada etapa representa 60° e cada tiristor conduz por 120° .

A Tabela 6 apresenta a corrente nas fontes de alimentação.

Tabela 6 - Corrente nas fontes de alimentação durante as etapas de operação

	Etapa 1	Etapa 2	Etapa 3	Etapa 4	Etapa 5	Etapa 6
V_{RS}	I_{CC}	0	0	$-I_{CC}$	0	0
V_{ST}	0	0	I_{CC}	0	0	$-I_{CC}$
V_{TR}	0	$-I_{CC}$	0	0	I_{CC}	0
V_R	I_{CC}	I_{CC}	0	$-I_{CC}$	$-I_{CC}$	0
V_S	$-I_{CC}$	0	I_{CC}	I_{CC}	0	$-I_{CC}$
V_T	0	$-I_{CC}$	$-I_{CC}$	0	I_{CC}	I_{CC}

FONTE: produção do próprio autor

3.1.4 Estudo da Comutação

Nesta seção, serão apresentados os estudos da comutação. Na seção anterior, foram analisadas as possíveis etapas de operação do conversor, mas, para conduzir, o tiristor deve apresentar algumas condições. São elas: possuir pulso de gatilho e estar diretamente polarizado no momento do disparo. Após entrar em condução, ele bloqueará somente quando a corrente que passa por ele zerar, no caso de tiristores ideais. Em tiristores reais, para ocorrer o bloqueio, a corrente do tiristor deve ser menor do que a corrente de manutenção, durante o tempo mínimo de desligamento t_q .

3.1.4.1 Início da condução dos tiristores

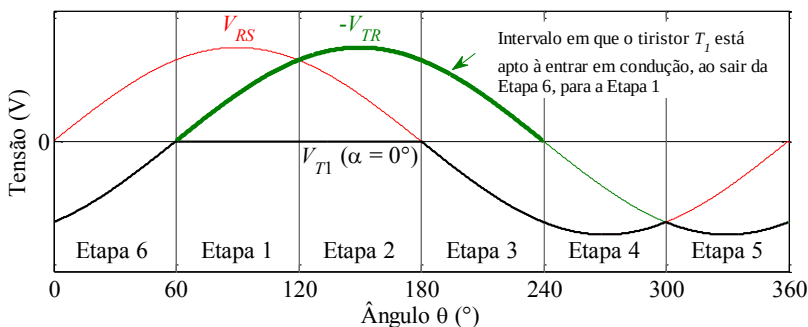
Sabendo das condições necessárias para o tiristor conduzir, é necessário determinar o instante em que o pulso de

gatilho é disparado. Em sistemas monofásicos, é comum considerar que o ângulo zero ocorre na passagem por zero da tensão da rede. Em sistemas trifásicos, o ângulo zero é considerado no momento em que o tiristor está apto a conduzir, ou seja, no momento em que ele fica diretamente polarizado.

De acordo com a Tabela 5, a tensão no tiristor T_1 em cada etapa de operação é respectivamente $0V$, $0V$, V_{RS} , V_{RS} , $-V_{TR}$ e $-V_{TR}$. O tiristor está em condução durante as etapas 1 e 2, a etapa que antecede a condução é a 6. Desta forma, a tensão que o tiristor está submetido antes de entrar em condução é $-V_{TR}$, portanto, o ângulo zero para o tiristor T_1 é quando a tensão $-V_{TR}$ passa a ser positiva, fazendo com que o tiristor fique diretamente polarizado.

A Figura 28 apresenta as tensões V_{RS} , $-V_{TR}$ e V_{T1} com ângulo de disparo igual a 0° .

Figura 28 - Tensões V_{RS} e $-V_{TR}$ em que o tiristor T_1 é submetido durante as etapas de operação juntamente com a tensão V_{T1}



Fonte: produção do próprio autor

Considerando a referência adotada na Figura 28, é possível verificar que, para o tiristor T_1 , o pulso de gatilho deve começar em 60° , pois antes disto, o tiristor não está diretamente polarizado. O valor máximo do ângulo do pulso de

gatilho é 240° , pois a partir deste ângulo, o tiristor não estará diretamente polarizado e não entrará em condução.

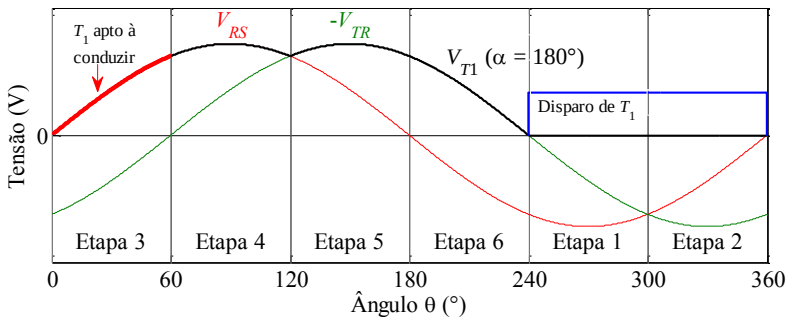
Usa-se a Tabela 5 para determinar o ângulo zero nos demais tiristores da mesma maneira que foi utilizado para T_1 . Como, em cada tiristor, o ângulo zero é diferente, o pulso de gatilho será referenciado de forma relativa, sendo 0° o momento em que o tiristor está diretamente polarizado nas etapas onde ocorre a condução.

3.1.4.2 Início do bloqueio dos tiristores

O bloqueio do tiristor T_1 , ocorre no início da etapa 3, sendo que nesta etapa, ele está submetido à tensão V_{RS} , conforme foi mostrado na Figura 28.

A Figura 29, mostra as condições das tensões de T_1 , no início do bloqueio.

Figura 29 - Tensões sobre o tiristor T_1 , com o ângulo de disparo de 180°



Fonte: produção do próprio autor

Quando o ângulo de disparo for 180° , como é mostrado na Figura 29, ao entrar na condição de bloqueio, indo da etapa 2 para etapa 3, o tiristor ficará muito próximo de estar apto à condução, pois, nesta condição, o tiristor estará diretamente polarizado na etapa 3. Este é um dos motivos para que o ângulo

de disparo seja menor que 180° . Outro motivo, é que para bloquear, a corrente do tiristor deve ser menor que a corrente de manutenção, durante o tempo de desligamento t_q , caso contrário, ele voltará a conduzir.

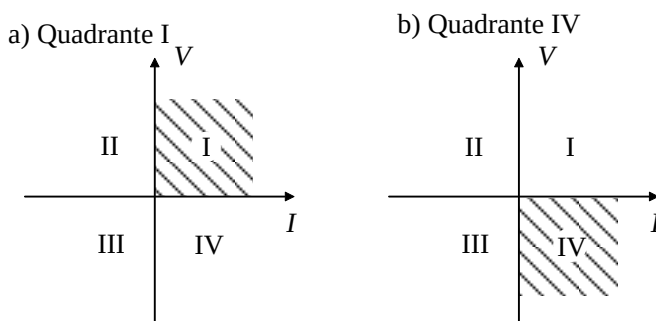
3.1.5 Formas de onda

Nesta seção, serão apresentadas as formas de onda nos elementos que compõem o circuito. Todas as análises são feitas baseadas na Tabela 5 e Tabela 6. As formas de onda de tensão nos tiristores e da tensão V_{CC} , dependem do ângulo de disparo dos tiristores. Nas fontes alternadas, ocorre apenas o deslocamento entre tensão e corrente, conforme será visto adiante.

3.1.5.1 Tensão V_{CC}

A Figura 30, mostra os quadrantes de operação do conversor, visto pelo lado CC.

Figura 30 - Quadrantes de operação vistos pelo lado CC do conversor



Fonte: produção do próprio autor

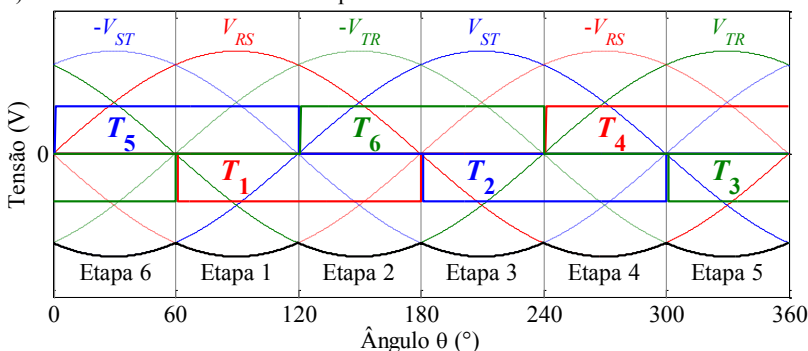
O conversor visto pelo lado CC pode operar em 2 quadrantes: no quadrante I, com tensão e corrente positiva, e no

quadrante IV, com tensão negativa e corrente positiva, dependendo do ângulo de disparo. A Figura 30 mostra os quadrantes de operação do conversor visto pelo lado CC. A corrente I_{CC} nesta fonte é sempre positiva.

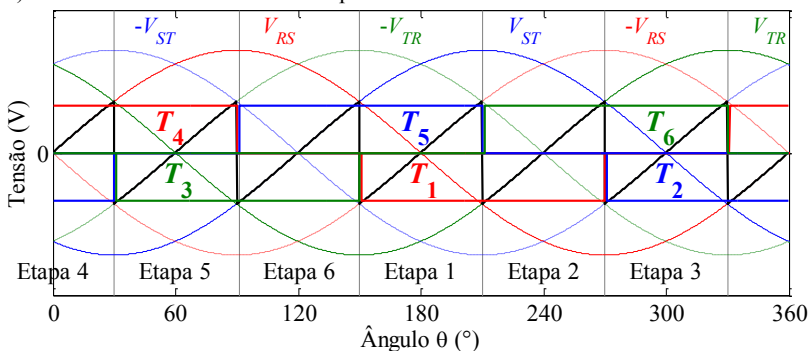
A Figura 31 mostra os pulsos de gatilho de todos os tiristores, juntamente com as tensões de linha e a tensão em V_{CC} para ângulos de 0° e 90° .

Figura 31 - Tensões de linha, pulso de sincronismo de todos os tiristores e a tensão V_{CC} para ângulos de disparo de 0° e 90° .

a) Pulso de comando nos tiristores para $\alpha = 0^\circ$



b) Pulso de comando nos tiristores para $\alpha = 90^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

O objetivo desta figura é mostrar as etapas de operação em um ciclo de rede para os ângulos de disparo de 0° e de 90° . Sabendo que a corrente é sempre positiva, é possível verificar que, na Figura 31-a, o conversor está operando no quadrante IV, com tensão negativa e corrente positiva. Neste quadrante, a potência é negativa, e a interpretação para isto é de que a parte CC está absorvendo energia da rede.

A Figura 31-b mostra o conversor operando com ângulo de disparo em 90° . Neste caso, a tensão média é zero, fazendo com que apenas potência reativa seja consumida pelo conversor. Nesta condição, o conversor opera nos quadrantes I e IV.

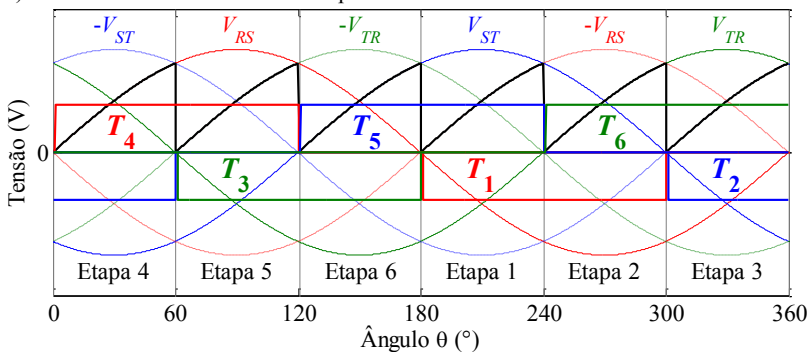
O objetivo deste trabalho é utilizar o conversor operando como inversor não autônomo, portanto, as próximas análises serão feitas apenas para os casos em que ele opere no primeiro quadrante.

Outra consideração a ser feita é que, por se tratar de uma aplicação na cogeração fotovoltaica, não será permitido trabalhar com tensões instantâneas negativas, portanto o ângulo mínimo de trabalho será de 120° . A Figura 32 apresenta os pulsos de gatilho de todos os tiristores, juntamente com as tensões de linha e a tensão em V_{CC} para ângulos de 120° e 180° .

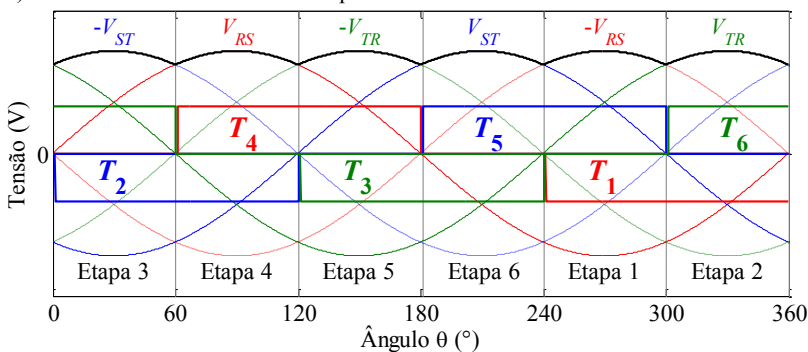
A Figura 32 apresenta o conversor operando no quadrante I, com tensão e corrente positiva. Neste caso, a potência é positiva e representa que o lado CC está fornecendo energia para a rede alternada.

Figura 32 - Tensões de linha, pulso de sincronismo de todos os tiristores e a tensão V_{CC} para ângulos de disparo de 120° e 180°

a) Pulso de comando nos tiristores para $\alpha = 120^\circ$



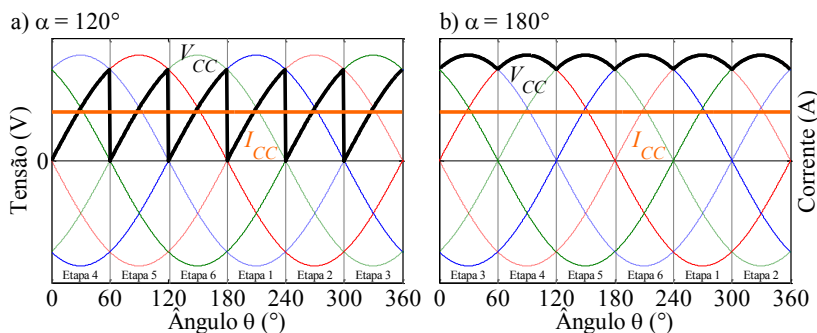
b) Pulso de comando nos tiristores para $\alpha = 180^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

As formas de onda da corrente e da tensão para ângulos de 120° e 180° são apresentadas na Figura 33.

Figura 33 - Tensão V_{CC} e corrente I_{CC} para ângulos de disparo de 120° e 180°



Fonte: produção do próprio autor

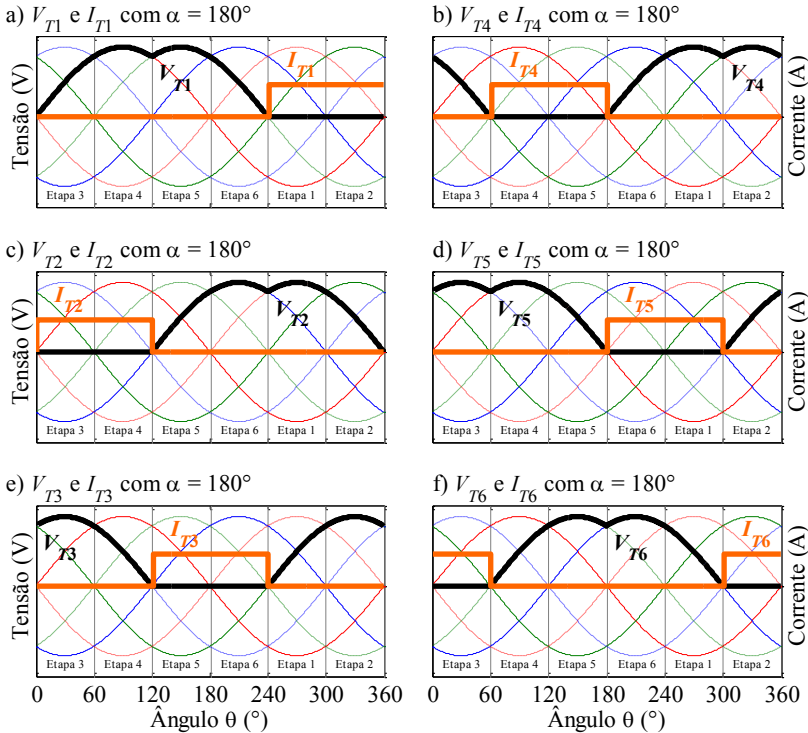
3.1.5.2 Tiristores

Seguindo as etapas de operação apresentadas na Tabela 5 e Tabela 6, é possível determinar as formas de onda da tensão e corrente nos tiristores. A Figura 34 apresenta as formas de onda de tensão e corrente em todos os tiristores para um ângulo de disparo de 180° .

Com o ângulo de disparo de 180° , a tensão no tiristor fica positiva durante o período que ele fica bloqueado. Na prática, o ângulo deve ser levemente menor que 180° para que o tiristor esteja diretamente polarizado e para garantir o tempo necessário, para o tiristor que estava conduzindo na etapa anterior, apresente tensão negativa e corrente menor do que o valor da corrente de manutenção, condições necessárias para que ele entre em estado de bloqueio, conforme foi visto na seção 3.1.4.2. A entrada CC do conversor deve ser em corrente para que esta não zere durante o período em que o tiristor está conduzindo. Caso isto ocorra, a corrente não apresentará a

simetria desejada, apresentando harmônicos de ordens indesejadas.

Figura 34 - Formas de onda de tensão e corrente em todos os tiristores para um ângulo de disparo de 180°

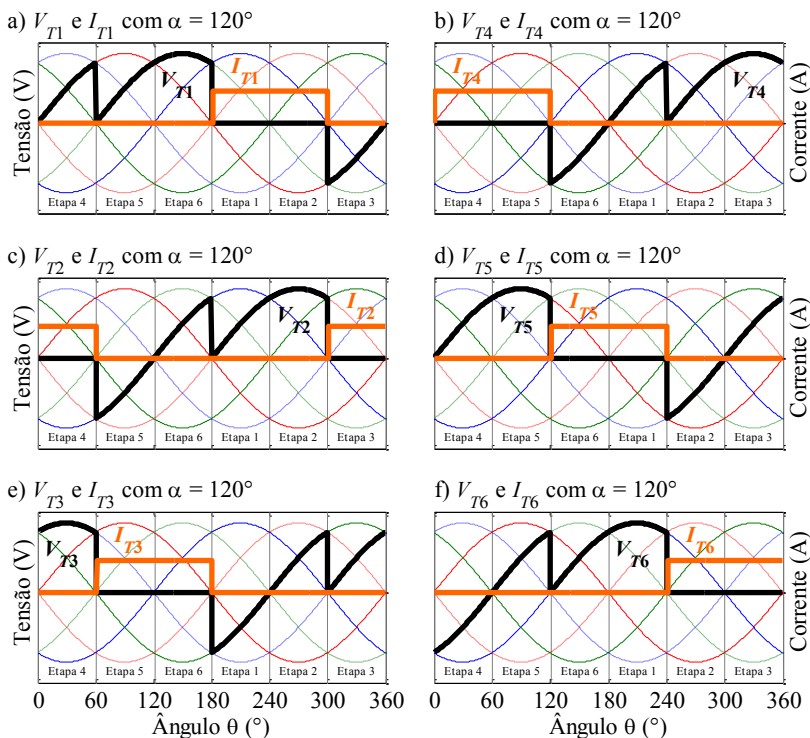


Fonte: produção do próprio autor

A Figura 35 apresenta as formas de onda de tensão e corrente nos tiristores para um ângulo de disparo de 120° .

As formas de onda de tensão e corrente nos tiristores mostram que a tensão máxima no tiristor é V_{CC} , a corrente máxima é I_{CC} . A corrente média pode facilmente ser calculada, apresentando o valor de $0,33I_{CC}$. A seção 4.1 apresenta detalhadamente a análise quantitativa deste inversor.

Figura 35 - Formas de onda de tensão e corrente em todos os tiristores para um ângulo de disparo de 120°



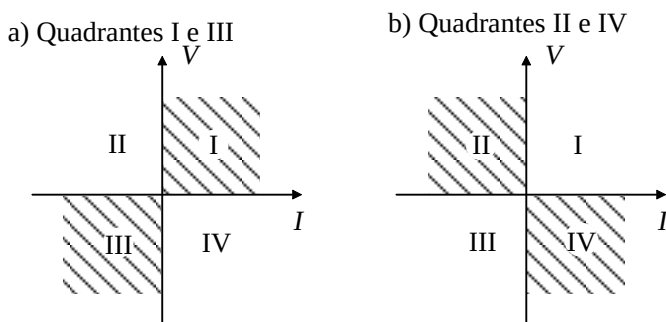
Fonte: produção do próprio autor

3.1.5.3 Fases R, S e T da rede de alimentação

Nesta seção, serão apresentadas as formas de onda das fontes de alimentação. Como mencionando anteriormente, apesar da análise ter sido feita para a conexão em Delta, a aplicação será em estrela, ou Y. A análise em Y permite observar que, para um ângulo de 180° , o fator de deslocamento entre tensão e corrente é unitário, sendo que o fator de potência é prejudicado apenas pela distorção harmônica da corrente.

Quando o conversor é visto pelo lado CA, ele pode operar nos quatro quadrantes. Como retificador, em um semi-ciclo, ele apresentará tensão e corrente positiva e, no outro semi-ciclo, tensão e corrente negativa, que corresponde aos quadrantes I e III. Já na operação como inversor, em um semi-ciclo, haverá tensão positiva e corrente negativa e, no outro, tensão negativa e corrente positiva, que corresponde aos quadrantes II e IV. A Figura 36 apresenta os quadrantes de operação no lado CA do conversor.

Figura 36 - Quadrantes de operação do lado CA para um ângulo de disparo de 180°



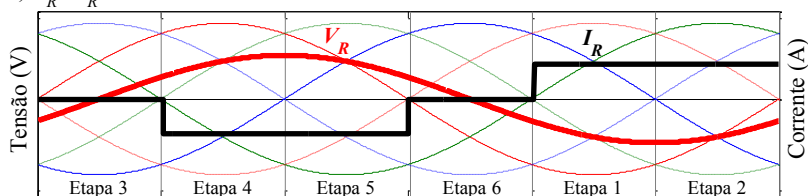
Fonte: produção do próprio autor

Como retificador, a corrente e a tensão são positivas, isto corresponde a uma potência positiva, ou seja, a rede alternada está fornecendo potência para o conversor. Na operação como inversor, a potência é negativa, isto significa que a rede está drenando potência do conversor, ou seja, o fluxo de potência está indo do lado CC para o CA.

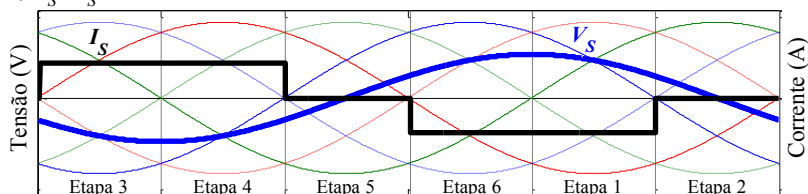
As formas de onda da tensão e da corrente na rede de alimentação para um ângulo de 180° são apresentadas na Figura 37.

Figura 37 - Formas de onda da tensão e corrente nas fases R, S e T da rede alternada conectada ao inversor para um ângulo de disparo de 180°

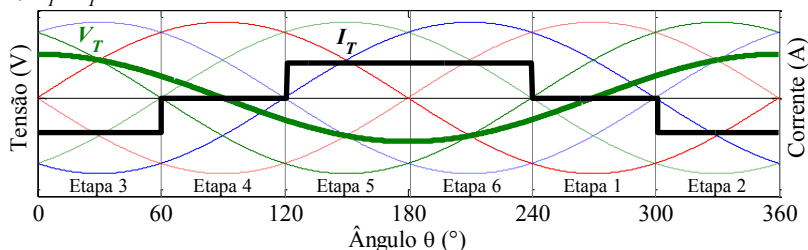
a) V_R e I_R com $\alpha = 180^\circ$



b) V_S e I_S com $\alpha = 180^\circ$



c) V_T e I_T com $\alpha = 180^\circ$

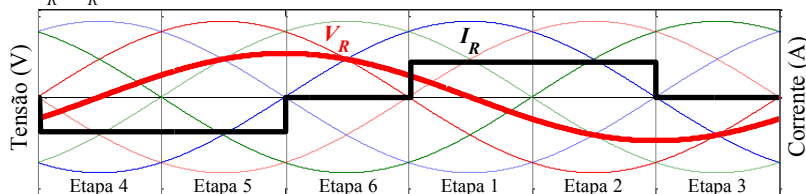


Fonte: produção do próprio autor

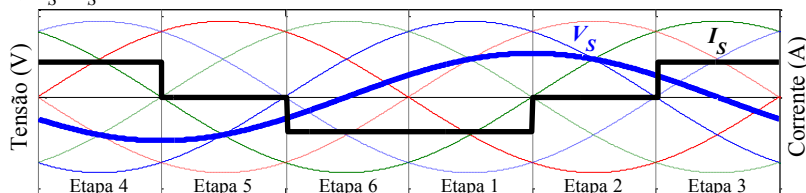
Pela Figura 37, verifica-se que a fundamental da corrente está deslocada em 180° da tensão, significando que a rede está recebendo potência do conversor. As formas de onda para um ângulo de 120° são apresentadas na Figura 38.

Figura 38 - Formas de onda da tensão e corrente nas fases R, S e T da rede alternada conectada ao inversor para um ângulo de disparo de 120°

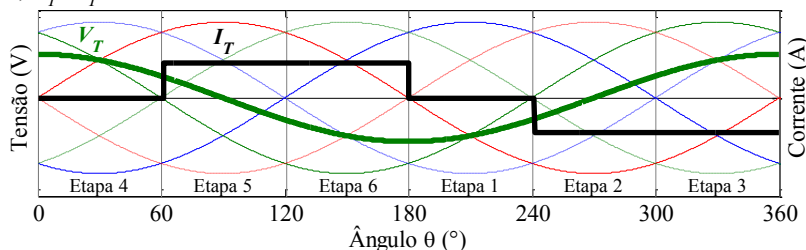
a) V_R e I_R com $\alpha = 120^\circ$



b) V_S e I_S com $\alpha = 120^\circ$



c) V_T e I_T com $\alpha = 120^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

Com ângulo de disparo de 120° há uma potência reativa indutiva sendo consumida pelo conversor. Neste caso, o fator de potência é reduzido em função do deslocamento entre tensão e corrente e pela distorção harmônica da forma de onda da corrente. O espectro harmônico das correntes da rede contém apenas os elementos de ordem $k \cdot 6 \pm 1$, onde k é um

número inteiro positivo. Devido a simetria da forma de onda, a amplitude dos harmônicos pares e múltiplos de 3 é zero.

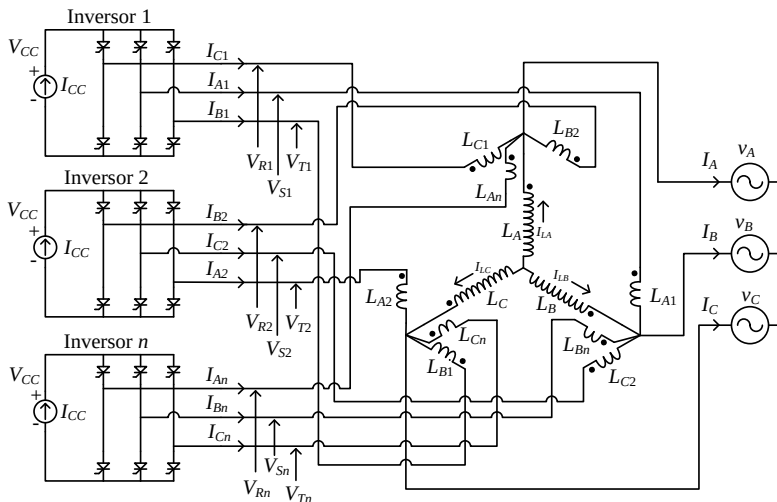
3.2 AUTOTRANSFORMADOR

Esta seção apresenta a análise qualitativa do autotransformador. No capítulo de introdução, foram apresentadas algumas topologias isoladas e outras sem isolação de conversores multipulsos. Como um dos focos é a redução de custo, as topologias isoladas foram descartadas. Foi escolhida a configuração de 18 pulsos que utiliza um autotransformador com conexão Y-Diferencial fechada (SEIXAS, 2001). Nesta topologia, o espectro harmônico apresenta apenas componentes de ordem $k \cdot 18 \pm 1$, exigindo menos do filtro de alta frequência, necessário para que o conversor atenda as normas técnicas de injeção de harmônicos na rede como a (IEEE-1547, 2003).

A redução dos harmônicos ocorre devido à associação de $n/6$ conversores de 6 pulsos conectados a sistemas trifásicos defasados em $360^\circ/n$, onde n é o número de pulsos desejados. A corrente CA apresenta apenas harmônicos de ordem $k \cdot n \pm 1$. O diagrama esquemático do conversor de 18 pulsos é apresentado na Figura 39.

Como se trata de um conversor de 18 pulsos, são necessários 3 inversores não autônomos ligados a 3 sistemas trifásicos defasados em 20° cada. Os 3 sistemas trifásicos são criados pela combinação dos enrolamentos do autotransformador. Como característica de autotransformadores, a potência processada pelo núcleo é reduzida devido ao compartilhamento de enrolamentos, utilizando as conexões diferenciais. A potência processada pode chegar a 16,9% do valor nominal utilizando conexão Delta-Diferencial (OLIVEIRA, 2011). Na topologia escolhida, a potência processada é de 21,9%, como será apresentado na seção 4.2.2.

Figura 39 - Diagrama geral do conversor de 18 pulsos com conexão Y-Diferencial fechada



Fonte: produção do próprio autor

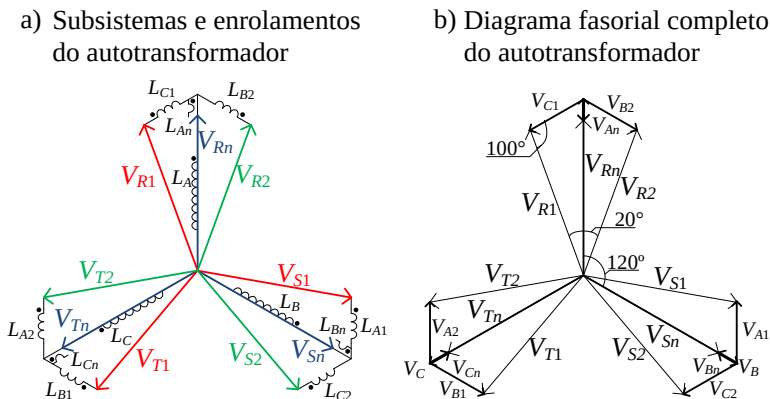
3.2.1 Conexão Y-diferencial fechada

As conexões diferenciais são formadas pela composição fasorial dos enrolamentos do autotransformador, que através da soma vetorial de tensões e da relação de transformação, é possível criar tensões com qualquer defasagem.

O autotransformador é composto por um enrolamento primário e enrolamentos secundários acoplados magneticamente em cada fase, sendo que o que foi proposto apresenta 3 enrolamentos secundários para gerar os 3 subsistemas. (OLIVEIRA, 2011) apresenta a generalização das conexões diferenciais. Neste trabalho, serão apresentados apenas os enrolamentos da conexão Y-diferencial fechada de 18 pulsos. A Figura 40 mostra os enrolamentos do

autotransformador e seus subsistemas (a) e o diagrama fasorial dos enrolamentos (b). O inversor 1 é conectado ao subsistema 1, o inversor 2 ao subsistema 2 e o inversor n , ao subsistema n .

Figura 40 - Diagrama fasorial dos enrolamentos do autotransformador



Fonte: produção do próprio autor

Onde:

- V_A, V_B e V_C : Módulo das tensões A, B e C da rede;
- V_{R1}, V_{S1} e V_{T1} : Módulo das tensões R, S e T do subsistema 1;
- V_{R2}, V_{S2} e V_{T2} : Módulo das tensões R, S e T do subsistema 2;
- V_{Rn}, V_{Sn} e V_{Tn} : Módulo das tensões R, S e T do subsistema n ;
- V_{A1}, V_{A2} e V_{An} : Módulo das tensões nos enrolamentos L_{A1}, L_{A2} e L_{An} ;
- V_{B1}, V_{B2} e V_{Bn} : Módulo das tensões nos enrolamentos L_{B1}, L_{B2} e L_{Bn} ;
- V_{C1}, V_{C2} e V_{Cn} : Módulo das tensões nos enrolamentos L_{C1}, L_{C2} e L_{Cn} ;
- L_A, L_B, L_C : Enrolamentos do primário do autotransformador;

L_{A1}, L_{B1} e L_{C1} : Enrolamentos A, B e C do secundário 1 do autotransformador;

L_{A2}, L_{B2} e L_{C2} : Enrolamentos A, B e C do secundário 2 do autotransformador;

L_{An}, L_{Bn} e L_{Cn} : Enrolamentos A, B e C do secundário n do autotransformador.

As equações no tempo das tensões de rede são:

$$v_A(\theta) = \sqrt{2}V_A \sin(\theta) \quad (3.1)$$

$$v_B(\theta) = \sqrt{2}V_B \sin(\theta - 120^\circ) \quad (3.2)$$

$$v_C(\theta) = \sqrt{2}V_C \sin(\theta + 120^\circ) \quad (3.3)$$

$$\theta = \omega_{rede} t \quad (3.3)$$

$$\theta = 360^\circ \cdot f_{rede} t \quad (3.4)$$

Onde:

$v_A(\theta), v_B(\theta)$ e $v_C(\theta)$: Funções no tempo das tensões de fase da rede de alimentação;

θ : Variável que relaciona o ângulo da função em graus ($^\circ$);

ω_{rede} : Frequência da rede de alimentação em Rad/s;

f_{rede} : Frequência da rede de alimentação em Hz;

t : Tempo em s.

Em um sistema trifásico equilibrado:

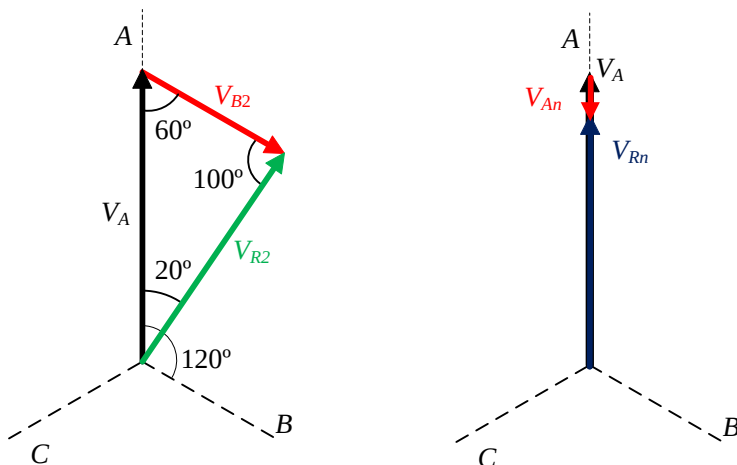
$$V_A = V_B = V_C \quad (3.5)$$

Para obter as defasagens desejadas, é necessário ajustar a relação de transformação nos enrolamentos secundários de forma que a resultante apresente a fase com o valor desejado. A Figura 41 mostra o diagrama fasorial dos enrolamentos de forma detalhada, conectados na fase A da rede.

Figura 41 - Detalhamento do diagrama fasorial para obtenção dos subsistemas

a) Subsistemas defasados em 20°

b) Subsistema em fase com V_A



Fonte: produção do próprio autor

Os fasores de tensão apresentados na Figura 41-a formam um triângulo. O enrolamento L_{B2} está magneticamente acoplado à L_B , que possui tensão atrasada 120° em relação à tensão em L_A . Desta forma, o ângulo interno do triângulo é de 60° . Sabe-se também, que o ângulo da tensão resultante V_{R2} é de 20° , então, como a soma dos ângulos internos de um triângulo é 180° , obtém-se o ângulo entre V_{R2} e V_{B2} , que é de 100° . Como o único módulo conhecido é o da tensão da fase A, utiliza-se a relação trigonométrica da lei dos senos para descobrir os módulos das tensões V_{R2} e V_{B2} . Como o enrolamento L_{C1} é simétrico ao L_{B2} , as relações de transformação são iguais para esses dois enrolamentos:

$$\frac{V_{B2}}{\sin(20^\circ)} = \frac{V_A}{\sin(100^\circ)} \quad (3.6)$$

$$V_{B2} = V_A \frac{\sin(20^\circ)}{\sin(100^\circ)} \quad (3.7)$$

$$V_{B2} = 0,3473V_A \quad (3.8)$$

A equação (3.8) apresenta a relação entre as tensões V_A e V_{B2} . Como a relação entre espiras é diretamente proporcional à relação entre tensões, portanto a relação de espiras entre o primário e os secundários defasados em 20° é:

$$N_{20^\circ} = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_P}{V_S} = \frac{V_A}{V_{B2}} \quad (3.9)$$

$$N_{20^\circ} = \frac{V_A}{V_{B2}} = \frac{V_A}{0,3473V_A} \quad (3.10)$$

$$N_{20^\circ} = 2,8794 \quad (3.11)$$

A equação (3.11) mostra a relação de espiras N_{20° entre o primário e os secundários defasados em 20° .

A Figura 41-b mostra a soma fasorial das tensões envolvidas no subsistema n , que está em fase com a tensão da rede. Para este sistema, o enrolamento deve ser em sentido oposto ao da fase A , conforme pode ser visto na Figura 40-a, para subtrair o módulo da tensão, fazendo com que V_{Rn} tenha o mesmo módulo de V_{R1} e V_{R2} . O módulo de V_{R1} , V_{R2} e V_{Rn} é encontrado através da lei dos senos:

$$\frac{V_{R2}}{\sin(60^\circ)} = \frac{V_A}{\sin(100^\circ)} \quad (3.12)$$

$$V_{R2} = \frac{\sin(60^\circ)}{\sin(100^\circ)} V_A \quad (3.13)$$

$$V_{R2} = 0,8794V_A \quad (3.14)$$

A equação (3.14) mostra a relação entre o módulo das tensões V_{R2} e V_A . Com esta relação é possível obter a relação de

espiras de L_{An} . Sabendo que os módulos de V_{R1} , V_{R2} e V_{Rn} são iguais, então:

$$V_{Rn} = V_{R2} = V_A - V_{An} \quad (3.15)$$

$$V_{An} = V_A - V_{R2} \quad (3.16)$$

Substituindo (3.14) em (3.16):

$$V_{An} = V_A - 0,8794V_A \quad (3.17)$$

$$V_{An} = 0,1206V_A \quad (3.18)$$

A relação de espiras para obter a tensão em fase é obtida por:

$$N_{0^\circ} = \frac{N_P}{N_S} = \frac{V_P}{V_S} = \frac{V_A}{V_{An}} \quad (3.19)$$

$$N_{0^\circ} = \frac{V_A}{0,1206V_A} \quad (3.20)$$

$$N_{0^\circ} = 8,2819 \quad (3.21)$$

Desta forma, foram obtidas as relações de espiras entre primários e secundários do autotransformador. A relação N_{20° é válida para os enrolamentos L_{A1} , L_{A2} , L_{B1} , L_{B2} , L_{C1} e L_{C2} . A relação N_{0° é válida para os enrolamentos L_{An} , L_{Bn} , L_{Cn} . A Tabela 7 apresenta o resumo das relações de tensão e espiras para uma fase do autotransformador. As relações das demais fases são as mesmas da fase A.

Tabela 7 - Resumo das tensões e relações de transformação dos enrolamentos

Tensão	Valor	N_p/N_s
$V_{A1}, V_{A2}, V_{B1}, V_{B2}, V_{C1}, V_{C2}$	$0,347V_A$	$N_{20^\circ} = 2,879$
V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn}	$0,121V_A$	$N_{0^\circ} = 8,282$
V_{R1}, V_{R2}, V_{Rn}	$0,879V_A$	-

FONTE: produção do próprio autor

Com base nestas relações, obtêm-se as equações no tempo das tensões envolvidas:

Sistema 1:

$$v_{R1}(\theta) = \sqrt{2} \cdot 0,8794 \cdot V_A \sin(\theta + 20^\circ) \quad (3.22)$$

$$v_{S1}(\theta) = \sqrt{2} \cdot 0,8794 \cdot V_A \sin(\theta - 100^\circ) \quad (3.23)$$

$$v_{T1}(\theta) = \sqrt{2} \cdot 0,8794 \cdot V_A \sin(\theta + 140^\circ) \quad (3.24)$$

Sistema 2:

$$v_{R2}(\theta) = \sqrt{2} \cdot 0,8794 \cdot V_A \sin(\theta - 20^\circ) \quad (3.25)$$

$$v_{S2}(\theta) = \sqrt{2} \cdot 0,8794 \cdot V_A \sin(\theta - 140^\circ) \quad (3.26)$$

$$v_{T2}(\theta) = \sqrt{2} \cdot 0,8794 \cdot V_A \sin(\theta + 100^\circ) \quad (3.27)$$

Sistema n :

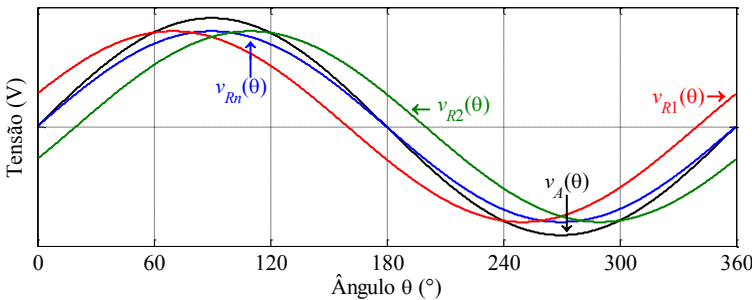
$$v_{Rn}(\theta) = \sqrt{2} \cdot 0,8794 \cdot V_A \sin(\theta) \quad (3.28)$$

$$v_{Sn}(\theta) = \sqrt{2} \cdot 0,8794 \cdot V_A \sin(\theta - 120^\circ) \quad (3.29)$$

$$v_{Tn}(\theta) = \sqrt{2} \cdot 0,8794 \cdot V_A \sin(\theta + 120^\circ) \quad (3.30)$$

As formas de onda das tensões da rede e dos três subsistemas são apresentadas na Figura 42.

Figura 42 - Tensão na fase A e nas fases R dos 3 subsistemas



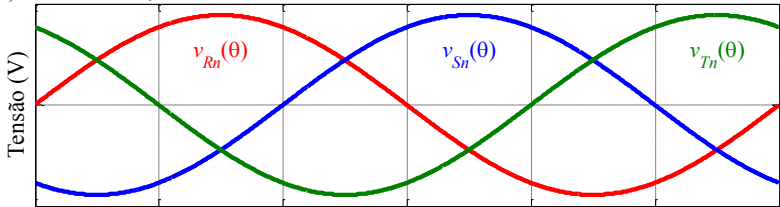
Fonte: produção do próprio autor

O subsistema 1 está adiantado em relação a tensão da rede de alimentação em 20° , o subsistema 2 está atrasado em 20° e o subsistema n está em fase com a tensão da rede. A Figura 42 mostra as tensões V_{R1} , V_{R2} , V_{Rn} e V_A . As formas de onda dos demais sistemas são semelhantes, porém com as devidas defasagens.

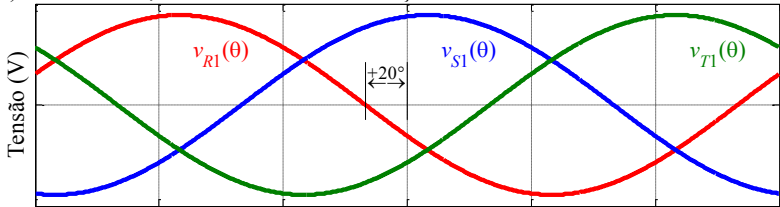
As tensões no subsistema n são apresentadas na Figura 43-a, a Figura 43-b apresenta as tensões do subsistema 1 e a Figura 43-c mostra as tensões do subsistema 2.

Figura 43 - Subsistemas criados pelo autotransformador

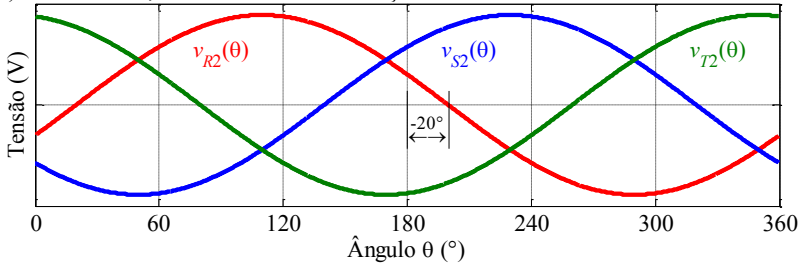
a) Subsistema n , em fase com a rede



b) Subsistema 1, adiantado em 20° em relação à rede



c) Subsistema 2, atrasado em 20° em relação à rede

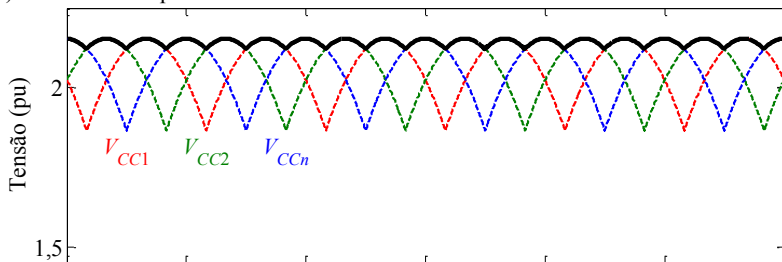


Fonte: produção do próprio autor

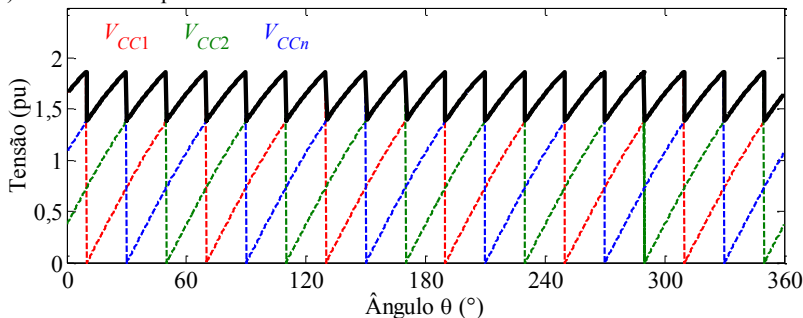
Como o próprio nome já diz, a tensão CC apresentará 18 pulsos. Na aplicação deste trabalho (Figura 9), não será possível verificar estes 18 pulsos, pois os inversores não serão ligados em paralelo ou série, mas a defasagem de 20° em cada subsistema resulta em uma tensão CC de 18 pulsos como mostra a Figura 44.

Figura 44 - Tensões CC em cada subsistema para ângulos de disparo de 180° e 120° , tomando a tensão eficaz V_A como base

a) Tensão em 18 pulsos com $\alpha = 180^\circ$



b) Tensão em 18 pulsos com $\alpha = 120^\circ$



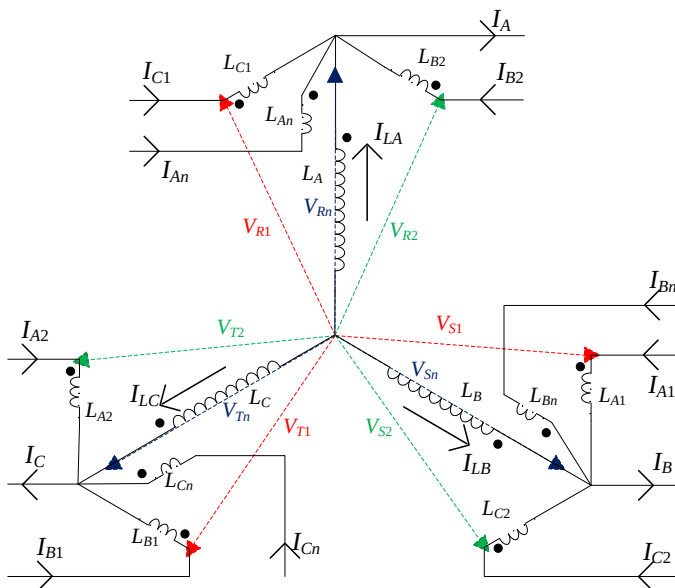
Fonte: produção do próprio autor

Apesar de não ser possível verificar os 18 pulsos na tensão CC nesta aplicação, as características da corrente injetada na rede por este conversor ocorrem normalmente, apresentando 9 níveis na amplitude da corrente.

3.2.2 Correntes nos enrolamentos secundários

A corrente injetada na rede é formada pela composição das correntes dos secundários com a corrente do primário do transformador. Esta composição faz com que o espectro harmônico se reduza apenas as componentes de ordem $18 \cdot k \pm 1$ para este conversor. A Figura 45 mostra uma ampliação da Figura 39 mostrando apenas o transformador e enfatizando as correntes nos enrolamentos.

Figura 45 - Autotransformador enfatizando as correntes nos enrolamentos



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 45 mostra as correntes em cada enrolamento e os fasores de tensão que alimentam cada inversor. As correntes nos enrolamentos secundários foram estudadas na seção 3.1.5.3. Sabendo que a variação no ângulo de disparo modifica

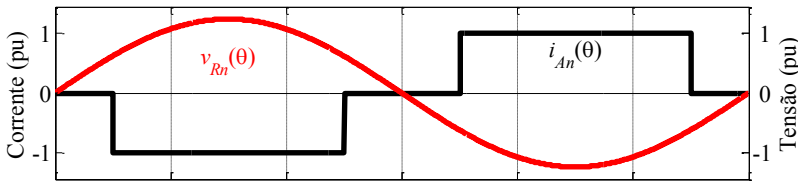
apenas a defasagem entre tensão e corrente do inversor, as análises serão feitas apenas para um ângulo de disparo de 180° . As referências adotadas estão apresentadas na Figura 45, considerando o transformador um elemento ativo.

3.2.2.1 Análise dos enrolamentos dos secundários L_{An} , L_{Bn} e L_{Cn}

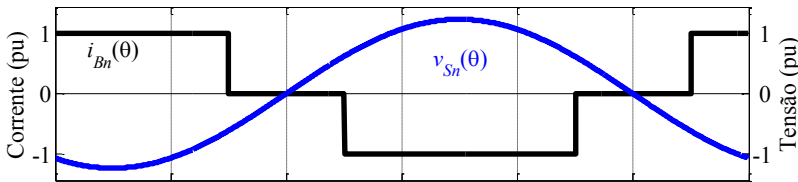
A tensão e corrente dos enrolamentos L_{An} , L_{Bn} e L_{Cn} são apresentados na Figura 46.

Figura 46 - Correntes e tensões nas três fases do inversor n sendo injetadas no subsistema n do autotransformador

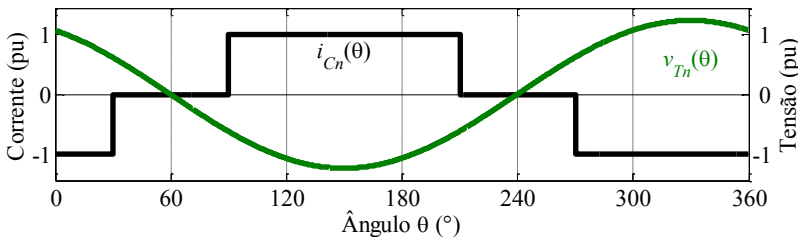
a) $v_{Rn}(\theta)$ e $i_{An}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



b) $v_{Sn}(\theta)$ e $i_{Bn}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



c) $v_{Tn}(\theta)$ e $i_{Cn}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

Os enrolamentos L_{An} , L_{Bn} e L_{Cn} alimentam o inversor n como pode ser visto na Figura 45 e as correntes I_{An} , I_{Bn} e I_{Cn} apresentarão uma defasagem de 180° em relação as tensões V_{Rn} , V_{Sn} e V_{Tn} respectivamente, devido ao ângulo de disparo dos tiristores.

A Figura 46-a apresenta as formas de onda de $i_{An}(\theta)$ e $v_{Rn}(\theta)$, a Figura 46-b mostra $i_{Bn}(\theta)$ e $v_{Sn}(\theta)$ e a Figura 46-c mostra $i_{Cn}(\theta)$ e $v_{Tn}(\theta)$ para um ângulo de disparo de 180° , tomando a tensão eficaz V_A e corrente I_{CC} como base.

Decompondo estas correntes em série de Fourier (0) tem-se:

$$i_{An}(\theta) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi}{6}\right) \sin[k(\theta + \alpha)] \quad (3.31)$$

$$i_{Bn}(\theta) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi}{6}\right) \sin[k(\theta + \alpha - 120^\circ)] \quad (3.32)$$

$$i_{Cn}(\theta) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi}{6}\right) \sin[k(\theta + \alpha + 120^\circ)] \quad (3.33)$$

Onde α é o ângulo de disparo dos tiristores.

Nota-se que a parcela $\cos\left(\frac{k\pi}{6}\right)$ apresenta o valor zero para valores ímpares múltiplos de 3 (3, 9, 15,...).

3.2.2.2 Análise dos enrolamentos dos secundários L_{A1} , L_{B1} e L_{C1}

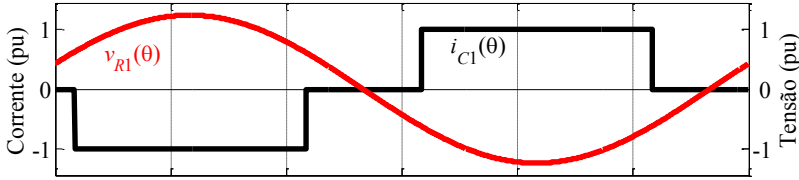
Os enrolamentos L_{A1} , L_{B1} e L_{C1} alimentam respectivamente as fases V_{S1} , V_{T1} e V_{R1} do inversor 1 conforme pode ser observado na Figura 45.

A corrente $i_{C1}(\theta)$ juntamente com a tensão $v_{R1}(\theta)$ são apresentadas na Figura 47-a, a corrente $i_{A1}(\theta)$ e a tensão $v_{S1}(\theta)$

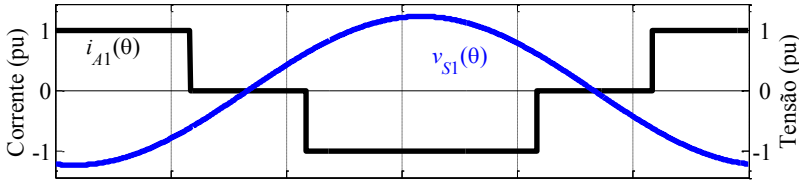
podem ser vistas na Figura 47-b e a Figura 47-c mostra a corrente $i_{B1}(\theta)$ e a tensão $v_{T1}(\theta)$.

Figura 47 - Correntes e tensões nas três fases do inversor 1 sendo injetadas no subsistema 1 do autotransformador

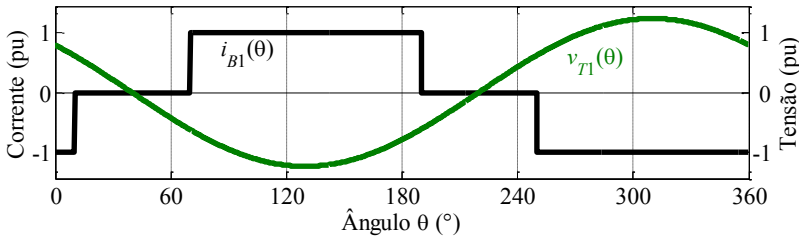
a) $v_{R1}(\theta)$ e $i_{C1}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



b) $v_{S1}(\theta)$ e $i_{A1}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



c) $v_{T1}(\theta)$ e $i_{B1}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

A decomposição em série de Fourier destas correntes é:

$$i_{C1}(\theta) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi}{6}\right) \text{sen}\left[k(\theta + \alpha + 20^\circ)\right] \quad (3.34)$$

$$i_{A1}(\theta) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi}{6}\right) \text{sen}\left[k(\theta + \alpha - 100^\circ)\right] \quad (3.35)$$

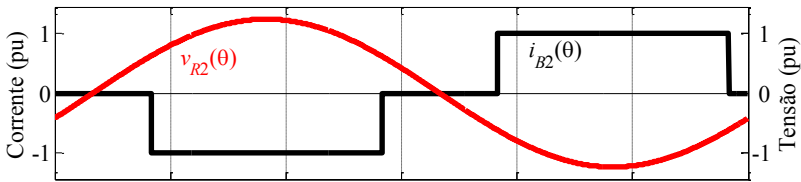
$$i_{B1}(\theta) = \sum_{k=1,3,5\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi}{6}\right) \sin\left[k(\theta + \alpha + 140^\circ)\right] \quad (3.36)$$

3.2.2.3 Análise dos enrolamentos dos secundários L_{A2} , L_{B2} e L_{C2}

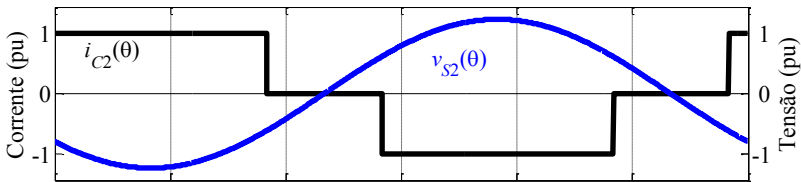
Os enrolamentos L_{A2} , L_{B2} e L_{C2} dão origem ao sistema 2, que alimentam as fases V_{T2} , V_{R2} e V_{S2} do inversor 2 conforme pode ser visto na Figura 45.

Figura 48 - Correntes e tensões nas três fases do inversor 2 sendo injetadas no subsistema 2 do autotransformador

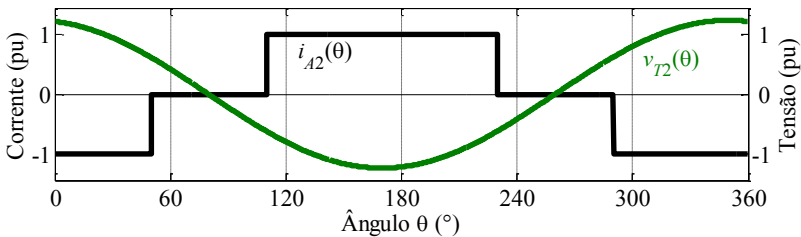
a) $v_{R2}(\theta)$ e $i_{B2}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



b) $v_{S2}(\theta)$ e $i_{C2}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



c) $v_{T2}(\theta)$ e $i_{A2}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

A corrente $i_{B2}(\theta)$ e a tensão $v_{R2}(\theta)$ são apresentadas na Figura 48-a, a corrente $i_{C2}(\theta)$ e a tensão $v_{S2}(\theta)$ estão na Figura 48-b e a corrente $i_{A2}(\theta)$ e a tensão $v_{T2}(\theta)$ podem ser vistas na Figura 48-c.

A decomposição em série de Fourier das correntes é:

$$i_{B2}(\theta) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi}{6}\right) \text{sen}\left[k(\theta + \alpha - 20^\circ)\right] \quad (3.37)$$

$$i_{C2}(\theta) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi}{6}\right) \text{sen}\left[k(\theta + \alpha - 140^\circ)\right] \quad (3.38)$$

$$i_{A2}(\theta) = \sum_{k=1,3,5,\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{k\pi}{6}\right) \text{sen}\left[k(\theta + \alpha + 100^\circ)\right] \quad (3.39)$$

3.2.3 Corrente nos enrolamentos primários L_A , L_B e L_C

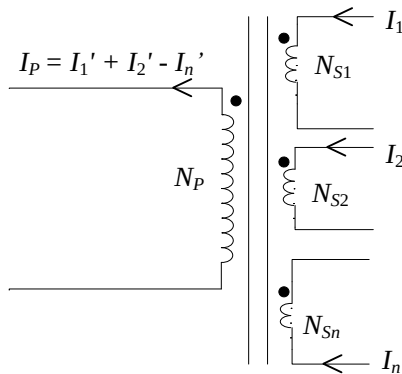
A corrente nos enrolamentos primários é formada pela soma das correntes dos secundários referida ao primário através de suas relações de transformação, pois os enrolamentos L_A , L_{A1} , L_{A2} e L_{An} estão magneticamente acoplados, ou seja, presos à mesma perna do núcleo, assim como os enrolamentos L_B , L_{B1} , L_{B2} e L_{Bn} e L_C , L_{C1} , L_{C2} e L_{Cn} .

A Figura 49 mostra uma fase de um transformador com 3 secundários, mostrando a composição da corrente do primário formada pelas correntes dos secundários referidas.

A convenção utilizada na literatura é que quando a corrente entra no ponto no primário, ela sairá do ponto de polarização no secundário, e, como transformador é um elemento bidirecional, ou seja, a corrente pode circular nos dois sentidos, esta convenção aplica-se também a correntes entrando no secundário. A corrente no primário é dada por:

$$I_P = I_1' + I_2' - I_n' \quad (3.40)$$

Figura 49 - Diagrama de um transformador com 3 secundários, mostrando a composição da corrente no primário



Fonte: produção do próprio autor

Sabe-se que a relação de transformação de um transformador é dada por:

$$N_x = \frac{N_p}{N_s} = \frac{V_p}{V_s} = \frac{I_x}{I_x'} \quad (3.41)$$

Onde:

N_x : Relação de transformação entre o primário e o secundário X do autotransformador, com $X = 1, 2, n$;

I_p : Corrente no enrolamento primário;

I_x : Corrente no secundário X ;

I_x' : Corrente do enrolamento secundário X referida ao primário.

No autotransformador, têm-se duas relações de transformação: N_{20° para os enrolamentos que geram os subsistemas defasados em 20° e N_{0° para os enrolamentos em fase com as tensões da rede.

Nos enrolamentos 1 e 2, defasados em 20° , tem-se:

$$\frac{I_{20^\circ}}{I_{20^\circ}'} = N_{20^\circ} = 2,8794 \quad (3.42)$$

A corrente referida para este enrolamento é:

$$I_{20^\circ}' = \frac{I_{20^\circ}}{N_{20^\circ}} = \frac{I_{20^\circ}}{2,8794} \quad (3.43)$$

Nos enrolamentos em fase, a corrente referida é dada por:

$$I_{0^\circ}' = \frac{I_{0^\circ}}{N_{0^\circ}} = \frac{I_{0^\circ}}{8,2919} \quad (3.44)$$

Substituindo (3.44) e (3.43) em (3.40) obtém-se as equações das correntes nos primários do transformador, apresentadas em (3.45), (3.46) e (3.47).

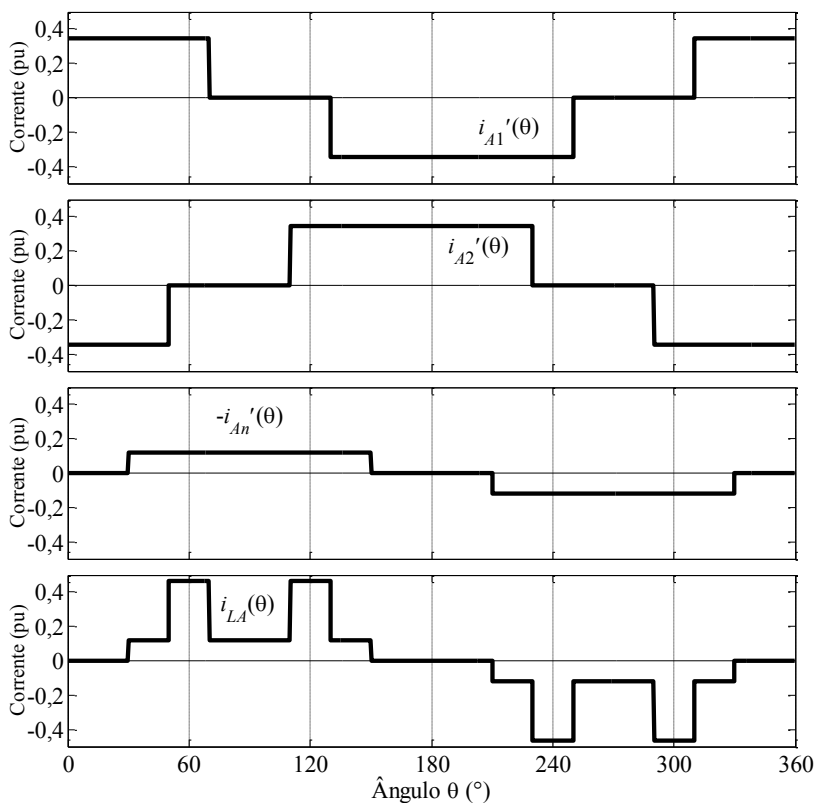
$$i_{LA}(\theta) = \frac{i_{A1}(\theta) + i_{A2}(\theta)}{N_{20^\circ}} - \frac{i_{An}(\theta)}{N_{0^\circ}} \quad (3.45)$$

$$i_{LB}(\theta) = \frac{i_{B1}(\theta) + i_{B2}(\theta)}{N_{20^\circ}} - \frac{i_{Bn}(\theta)}{N_{0^\circ}} \quad (3.46)$$

$$i_{LC}(\theta) = \frac{i_{C1}(\theta) + i_{C2}(\theta)}{N_{20^\circ}} - \frac{i_{Cn}(\theta)}{N_{0^\circ}} \quad (3.47)$$

A corrente nos enrolamentos do sistema n sai do ponto, por isto o sinal é negativo. A Figura 50 apresenta as correntes de (3.45), mostrando que a corrente no primário é formada pela soma das correntes dos secundários referidas ao primário.

Figura 50 - Composição das correntes referidas ao primário do transformador

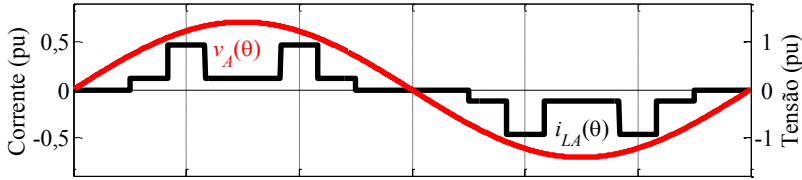


Fonte: produção do próprio autor

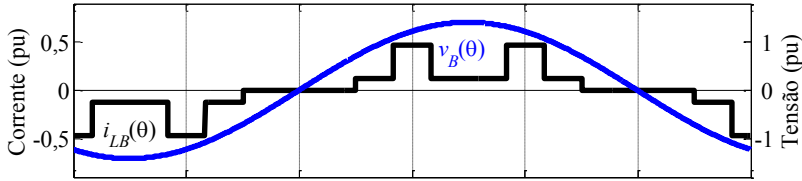
As formas de onda das 3 fases de entrada, $v_A(\theta)$, $v_B(\theta)$ e $v_C(\theta)$ e das correntes $i_{LA}(\theta)$, $i_{LB}(\theta)$ e $i_{LC}(\theta)$ são apresentadas na Figura 51.

Figura 51 - Tensão e corrente nos enrolamentos primários do autotransformador.

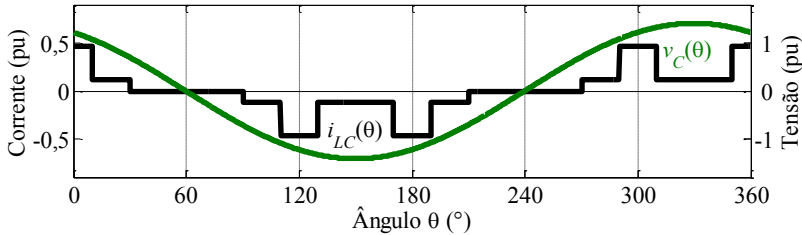
a) $v_A(\theta)$ e $i_{LA}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



b) $v_B(\theta)$ e $i_{LB}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



c) $v_C(\theta)$ e $i_{LC}(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



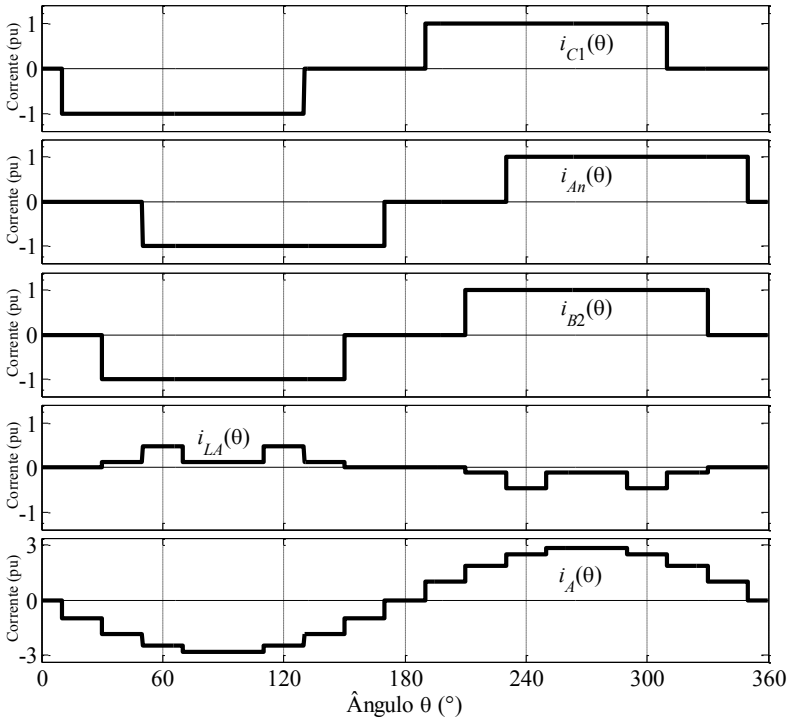
Fonte: produção do próprio autor

Pela Figura 50 e Figura 51, é notável que a corrente eficaz do primário do transformador é menor que nos secundários. Isto faz com que este enrolamento necessite de um fio com capacidade de condução de corrente menor do que nos enrolamentos secundários, diminuindo a quantidade de cobre, reduzindo, com isto, o peso, volume e, conseqüentemente, o custo.

3.2.4 Correntes da rede I_A , I_B e I_C

A Figura 52 mostra a composição das correntes da fase A.

Figura 52 - Correntes dos enrolamentos que fazem a composição da corrente injetada na fase A



Fonte: produção do próprio autor

A lei de *Kirchhoff* das correntes diz que a soma das correntes que entram no nó é igual à soma das correntes que saem do nó, portanto, pela Figura 45 verifica-se que as correntes I_A , I_B e I_C são formadas pela soma das correntes nos secundários e primários, conforme é mostrado em (3.48), (3.49) e (3.50):

$$i_A(\theta) = i_{LA}(\theta) + i_{C1}(\theta) + i_{B2}(\theta) + i_{An}(\theta) \quad (3.48)$$

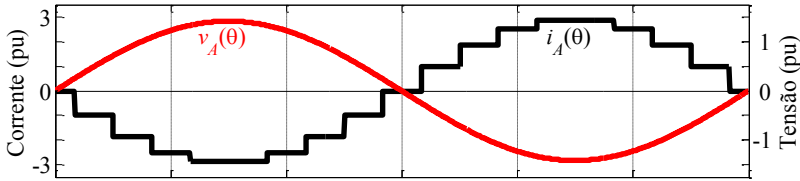
$$i_B(\theta) = i_{LB}(\theta) + i_{A1}(\theta) + i_{C2}(\theta) + i_{Bn}(\theta) \quad (3.49)$$

$$i_C(\theta) = i_{LC}(\theta) + i_{B1}(\theta) + i_{A2}(\theta) + i_{Cn}(\theta) \quad (3.50)$$

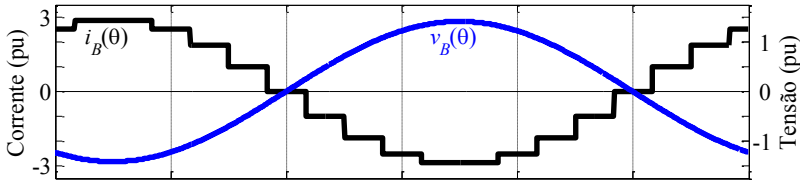
As formas de onda das correntes $i_A(\theta)$, $i_B(\theta)$, $i_C(\theta)$ injetadas na rede e das tensões $v_A(\theta)$, $v_B(\theta)$ e $v_C(\theta)$ são apresentadas na Figura 53.

Figura 53 - Tensão e corrente injetadas nas 3 fases da rede para um ângulo de disparo de 180°

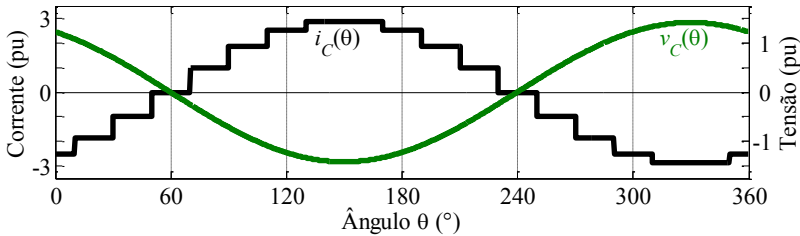
a) $v_A(\theta)$ e $i_A(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



b) $v_B(\theta)$ e $i_B(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



c) $v_C(\theta)$ e $i_C(\theta)$ com $\alpha = 180^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

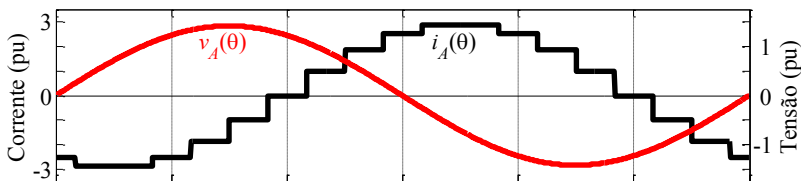
As figuras mostram que as correntes de entrada são praticamente senóides, o que corresponde a um fator de potência próximo da unidade. As correntes estão em contra fase com as tensões, pois a análise foi feita para um ângulo de

disparo de 180° . Variando o ângulo de disparo, ocorrerá um deslocamento entre tensão e corrente equivalente ao ângulo de disparo.

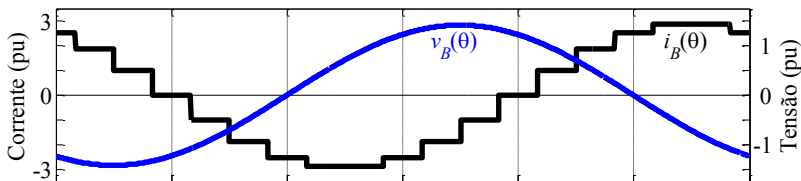
A Figura 54 apresenta as formas de onda das tensões e das correntes nas 3 fases da rede para um ângulo de disparo de 120° .

Figura 54 - Tensão e corrente injetadas nas 3 fases da rede para um ângulo de disparo de 120°

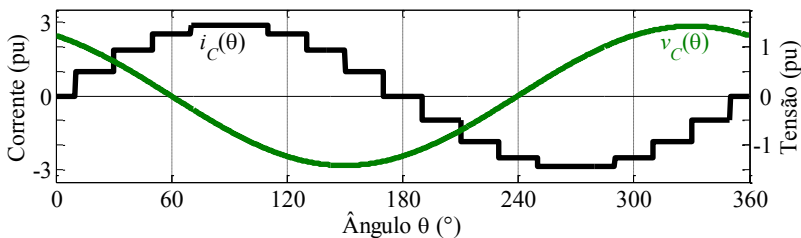
a) $v_A(\theta)$ e $i_A(\theta)$ com $\alpha = 120^\circ$



b) $v_B(\theta)$ e $i_B(\theta)$ com $\alpha = 120^\circ$



c) $v_C(\theta)$ e $i_C(\theta)$ com $\alpha = 120^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

A corrente injetada na rede possui amplitude em torno de 3 vezes a amplitude I_{CC} fornecida pelos inversores. Verifica-se também, na Figura 53 e Figura 54, que a corrente apresenta

9 níveis, que corresponde a presença apenas dos harmônicos de ordem $18 \cdot k \pm 1$. Isto faz com que se necessite de um filtro menor do que seria utilizado em um conversor de 6 pulsos para adequar estas correntes às normas técnicas que limitam a injeção de harmônicos na rede.

3.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi apresentada a análise qualitativa do inversor não autônomo e do autotransformador. Nesta etapa foram analisadas as etapas de operação do inversor, o estudo da comutação dos tiristores e formas de onda. Com isto foi verificado que o fator de potência depende diretamente do ângulo de disparo e que, para ângulos baixos, a ondulação na tensão de entrada é maior. Outro fator importante a ser observado é que a tensão de entrada depende apenas da tensão de rede e do ângulo de disparo. O ângulo de disparo mínimo foi limitado em 120° para que não se aplique tensão negativa nos painéis fotovoltaicos.

Após a análise do funcionamento do inversor, as conexões, topologia e formas de onda do autotransformador foram apresentadas. Este tipo de conexão do autotransformador gera defasagens a partir da composição fasorial das tensões dos enrolamentos. No caso estudado, foi apresentado um autotransformador que gera 3 sistemas trifásicos defasados 20° entre si. Com esta defasagem, ocorre o cancelamento de alguns harmônicos na corrente da rede apresentando uma forma de onda praticamente senoidal, formada pela composição das correntes dos enrolamentos. Uma característica do uso do autotransformador é que a corrente no enrolamento primário é reduzida, correspondendo a uma redução na quantidade de cobre e, consequentemente, no custo final.

4 ANÁLISE QUANTITATIVA

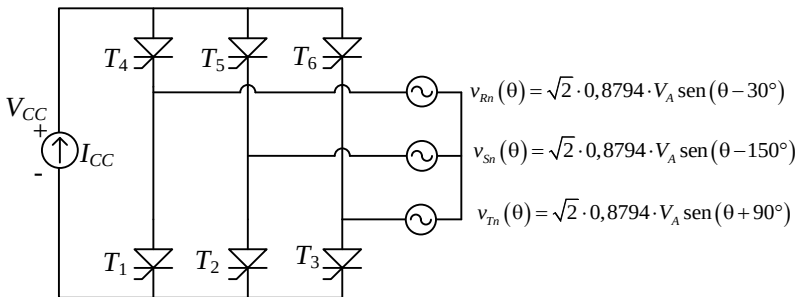
Neste capítulo, serão feitas as análises quantitativas do inversor não autônomo e do autotransformador. A análise quantitativa apresenta, de forma literal, os esforços de tensão e corrente sobre os componentes.

4.1 INVERSOR NÃO AUTÔNOMO

Nesta seção, serão calculados os esforços de tensão e corrente nos tiristores necessários para o projeto de um inversor. As análises apresentadas são baseadas em (BARBI, 2006). Os cálculos são baseados nas formas de onda da Figura 31, Figura 32, Figura 33, Figura 34 e Figura 35. As grandezas necessárias para o projeto de um inversor são: potência, tensão máxima sobre os tiristores, corrente máxima, corrente média e corrente eficaz nos tiristores.

A Figura 55 apresenta o diagrama esquemático do inversor não autônomo conectado ao subsistema n . O subsistema n foi escolhido como referência por estar em fase com a rede, facilitando a visualização das análises.

Figura 55 - Diagrama esquemático do inversor não autônomo conectado ao subsistema n



Fonte: produção do próprio autor

As equações das tensões de fase conectadas ao inversor n são apresentadas em (3.28), (3.29) e (3.30) na seção 3.2. Aqui, as fases foram modificadas para facilitar o equacionamento.

4.1.1 Potência

O sistema é composto por 3 inversores, cada um fornecendo um terço da potência total do sistema. A corrente de entrada de cada inversor é contínua com valor I_{CC} .

A definição de tensão média é dada por (4.1):

$$V_{CC} = \frac{1}{T} \int_{T_0+\alpha}^{T_0+T+\alpha} v_{CC}(\theta) d\theta \quad (4.1)$$

Onde T é o período do sinal.

Pela Figura 31 e Figura 32 observa-se que a função é periódica a cada etapa de operação (60°), bastando assim usar apenas uma etapa para o cálculo da integral. Por facilidade, será utilizada a Etapa 1. Nesta etapa a função $v_{CC}(\theta)$ fica:

$$v_{CC}(\theta) = -v_{RS}(\theta) = -[v_{Rn}(\theta) - v_{Sn}(\theta)] \quad (4.2)$$

Resultando em:

$$v_{CC}(\theta) = -2,154 \cdot V_A \sin(\theta) \quad (4.3)$$

Sabendo que o ângulo o tiristor só está apto a conduzir quando θ for 30° e que o período é 60° :

$$T_0 = 30^\circ = \frac{\pi}{6} \quad (4.4)$$

$$T = 60^\circ = \frac{\pi}{3} \quad (4.5)$$

Substituindo (4.3), (4.4) e (4.5) em (4.1):

$$V_{CC} = \frac{3}{\pi} \int_{\frac{\pi}{3}+\alpha}^{\frac{2\pi}{3}+\alpha} [-2,154 \cdot V_A \sin(\theta)] d\theta \quad (4.6)$$

Resolvendo a integral e simplificando obtém-se (4.7)

$$V_{CC} = -2,057 V_A \cos(\alpha) \quad (4.7)$$

A equação (4.7) mostra que a tensão V_{CC} depende apenas da tensão de entrada V_A e do ângulo de disparo α .

Como a corrente I_{CC} é constante, a potência média pode ser dada por:

$$P_{CC} = V_{CC} I_{CC} \quad (4.8)$$

Ou em termos de V_A :

$$P_{CC} = -2,057 I_{CC} V_A \cos(\alpha) \quad (4.9)$$

Onde P_{CC} é a potência fornecida por um inversor.

4.1.2 Tensão máxima nos tiristores

Um parâmetro importante no dimensionamento do inversor é a tensão máxima em que o tiristor é submetido. Pela Figura 34 e Figura 35, verifica-se que a tensão máxima sobre os tiristores é equivalente ao pico da tensão de linha que está conectado ao transformador. Por (4.3), verifica-se que:

$$V_{T(DM)} = 2,154 V_A \quad (4.10)$$

4.1.3 Correntes média, eficaz e máxima nos tiristores

Os cálculos das correntes continuam sendo baseados na Figura 34 e Figura 35. Olhando para a Figura 34-a, a forma de onda da corrente possui dois patamares. A amplitude é zero de 0° a 240° e I_{CC} no intervalo de 240° a 360° . Aplicando a definição de valor médio:

$$I_{T(AV)} = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{4\pi}{3}}^{2\pi} I_{CC} d\theta \quad (4.11)$$

Resultando em:

$$I_{T(AV)} = \frac{I_{CC}}{3} \quad (4.12)$$

A definição de valor eficaz é dada por (4.13):

$$I_{T(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i_T(\theta)^2 d\theta} \quad (4.13)$$

Aplicando os valores, obtém (4.14):

$$I_{T(RMS)} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \int_{\frac{4\pi}{3}}^{2\pi} I_{CC}^2 d\theta} \quad (4.14)$$

Resolvendo a integral, chega-se a (4.15)

$$I_{T(RMS)} = \frac{I_{CC}}{\sqrt{3}} \quad (4.15)$$

A corrente máxima que circula pelos tiristores é mostrada em (4.16):

$$I_{T(M)} = I_{CC} \quad (4.16)$$

Os dados necessários para as especificações dos tiristores do inversor foram definidos neste item.

4.2 AUTOTRANSFORMADOR

A análise quantitativa do autotransformador é destinada ao cálculo dos esforços de corrente e tensão nos enrolamentos, baseado no diagrama da Figura 45.

4.2.1 Corrente eficaz

Para o calculo da corrente eficaz nos enrolamentos, utiliza-se a mesma definição de (4.13):

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{T} \int_0^T i(\theta)^2 d\theta} \quad (4.17)$$

Onde $i(\theta)$ é a função da corrente no tempo.

Os valores de corrente eficaz foram obtidos por meio do software de cálculo numérico MathCAD®, considerando os primeiros 1000 harmônicos e sabendo que o período da rede é 2π .

A corrente eficaz nos enrolamentos secundários é feita substituindo (3.31) em (4.17):

$$I_{SecRMS} = 0,816I_{CC} \quad (4.18)$$

A corrente eficaz nos enrolamentos primários é obtida substituindo (3.45) em (4.17):

$$I_{LA} = 0,235I_{CC} \quad (4.19)$$

A corrente eficaz injetada na rede é obtida substituindo (3.48) em (4.17):

$$I_A = 2,067I_{CC} \quad (4.20)$$

Nota-se que a corrente nos enrolamentos primários é menor que nos secundários, resultando em um condutor com área menor para estes enrolamentos.

4.2.2 Potência aparente processada pelo autotransformador

A potência aparente em cada enrolamento do secundário do transformador é dada pela multiplicação da corrente eficaz que circula pelo enrolamento com a tensão sobre o enrolamento. Os enrolamentos L_{A1} , L_{A2} , L_{B1} , L_{B2} , L_{C1} e

L_{C2} possuem relação de transformação N_{20° de 2,879, já as tensões nos enrolamentos L_{An} , L_{Bn} e L_{Cn} são dadas pela relação N_{0° de 8,282.

Desta forma, a potência aparente nos enrolamentos defasados em 20° é:

$$S_{A1} = V_{A1} I_{A1} \quad (4.21)$$

$$S_{A1} = \frac{V_A}{N_{20^\circ}} 0,816 I_{CC} = \frac{0,816}{2,879} V_A I_{CC} \quad (4.22)$$

$$S_{A1} = 0,284 V_A I_{CC} \quad (4.23)$$

A potência aparente nos enrolamentos em fase é dada por:

$$S_{An} = V_{An} I_{An} \quad (4.24)$$

$$S_{An} = \frac{V_A}{N_{0^\circ}} 0,816 I_{CC} = \frac{0,816}{8,282} V_A I_{CC} \quad (4.25)$$

$$S_{An} = 0,099 V_A I_{CC} \quad (4.26)$$

A potência aparente total no secundário do transformador é composta pela soma da potência em todos os enrolamentos. O transformador possui 6 enrolamentos defasados em 20° e 3 em fase portanto:

$$S_S = 6S_{20^\circ} + 3S_{0^\circ} \quad (4.27)$$

$$S_S = 6 \cdot 0,284 V_A I_{CC} + 3 \cdot 0,099 V_A I_{CC} \quad (4.28)$$

$$S_S = 1,997 V_A I_{CC} \quad (4.29)$$

A maior tensão média ($\alpha = 180^\circ$) de entrada do inversor, que corresponde à maior potência fornecida ao autotransformador, é dada por:

$$V_{CC} = 2,057 V_A \quad (4.30)$$

A potência aparente em função da tensão CC fornecida pelos inversores é dada por:

$$S_s = 1,997 \frac{V_{CC}}{2,057} I_{CC} \quad (4.31)$$

$$S_s = 0,971 V_{CC} I_{CC} \quad (4.32)$$

A equação (4.32) apresenta a potência em função da máxima tensão CC fornecida pelos inversores.

A potência aparente nos enrolamentos primários é obtida da mesma forma que para os secundários:

$$S_A = V_A I_{LA} \quad (4.33)$$

$$S_A = 0,235 V_A I_{CC} \quad (4.34)$$

A potência aparente total é a soma das potências dos 3 enrolamentos primários.

$$S_P = 3 \cdot 0,235 V_A I_{CC} \quad (4.35)$$

$$S_P = 0,704 V_A I_{CC} \quad (4.36)$$

Escrevendo em função da tensão CC:

$$S_P = 0,704 \frac{V_{CC}}{2,057} I_{CC} \quad (4.37)$$

$$S_P = 0,342 V_{CC} I_{CC} \quad (4.38)$$

A potência aparente total do transformador é dada pela média entre a potência total do primário e do secundário (PAICE, 1996):

$$S_T = \frac{0,342 V_{CC} I_{CC} + 0,971 V_{CC} I_{CC}}{2} \quad (4.39)$$

$$S_T = 0,656 V_{CC} I_{CC} \quad (4.40)$$

A potência média total fornecida pelos inversores é a soma das potências fornecidas por cada inversor, portanto:

$$P_{CCTotal} = 3 V_{CC} I_{CC} \quad (4.41)$$

Substituindo (4.41) em (4.40), a potência aparente total do transformador em função da potência fornecida pelos inversores é dada por:

$$S_T = 0,6564 \frac{P_{CCTotal}}{3} \quad (4.42)$$

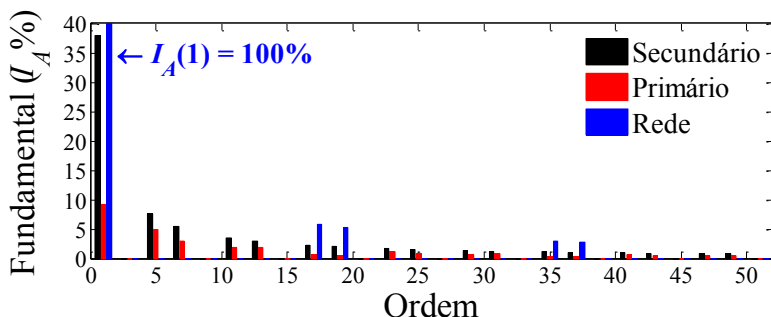
$$S_T = 0,2188 P_{CCTotal} \quad (4.43)$$

Desta forma, é possível verificar que a potência total processada pelo autotransformador é 21,88% da potência fornecida pelos inversores.

4.2.3 Harmônicos de corrente do transformador

Nesta seção, serão apresentados os harmônicos de corrente dos enrolamentos do autotransformador e da corrente de rede. Os gráficos foram obtidos com o auxílio do *software* de cálculo numérico MATLAB®. A Figura 56, apresenta uma análise dos harmônicos de corrente dos enrolamentos do autotransformador.

Figura 56 - Harmônicos de corrente dos enrolamentos do autotransformador e da rede em relação a amplitude da corrente da rede na frequência fundamental



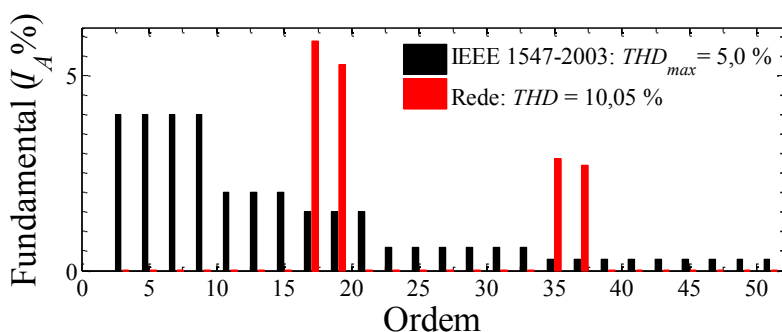
Fonte: produção do próprio autor

São mostradas, as amplitudes dos 51 primeiros harmônicos da corrente dos enrolamentos secundários, primários e da corrente injetada na rede normalizados pela amplitude da corrente injetada na rede na frequência fundamental.

Como visto em seções anteriores, os harmônicos pares e múltiplos de 3 não existem na corrente dos secundários. A soma das correntes do primário com as dos secundários faz com que a amplitude dos harmônicos de ordem 5, 7, 11, 15... sejam zero, sobrando na rede apenas os de ordem $18k \pm 1$.

A Figura 57 apresenta a comparação entre a amplitude dos harmônicos da corrente de saída do conversor com os limites estabelecidos pela norma (IEEE-1547, 2003). Apenas os harmônicos de ordem $18k \pm 1$ estão fora dos limites.

Figura 57 - Comparação entre as amplitudes dos harmônicos da corrente de saída com os limites determinados pela norma IEEE 1547-2003



Fonte: produção do próprio autor

A Tabela 8 apresenta a amplitude dos harmônicos de ordem 17, 19, 35 e 37 com valores percentuais em relação a amplitude da corrente na frequência fundamental. Os valores desta tabela serão utilizados como referência para o projeto do filtro.

Tabela 8 - Amplitude das harmônicas de ordem 17, 19, 35 e 37 em relação à fundamental

Ordem da harmônica	Amplitude (% I_A)	Limite IEEE 1547 (%)
17	5,88	1,5
19	5,26	1,5
35	2,86	0,3
37	2,70	0,3

Fonte: produção do próprio autor

4.2.4 Taxa de distorção harmônica da corrente de saída

A taxa de distorção harmônica é dada pela seguinte expressão:

$$THD_{\%} = \frac{\sqrt{I_{RMS}^2 - I_1^2}}{I_1} \cdot 100\% \quad (4.44)$$

Onde I_1 é o valor eficaz da componente fundamental. Com ajuda dos *softwares* de cálculo numérico, o valor de THD obtido é apresentado em (4.45).

$$THD_{\%} = 10,05\% \quad (4.45)$$

O fator de potência é dado por:

$$FP = \frac{\cos(\alpha)}{\sqrt{1 + THD^2}} \quad (4.46)$$

$$FP = 0,995 \cos(\alpha) \quad (4.47)$$

A expressão (4.47) mostra que esta estrutura apresenta um elevado fator de potência e baixa taxa de distorção harmônica sob condição nominal ($\alpha = 180^\circ$), como visto em (4.45).

4.2.5 Desequilíbrio de corrente I_{CC}

Uma condição que pode ocorrer durante a operação do conversor é o desequilíbrio das correntes fornecidas pelos painéis fotovoltaicos devido ao sombreamento em um dos 3 conjuntos de painéis. Este item avalia os efeitos causados no espectro harmônico da corrente da rede e na THD. Os resultados obtidos nestas análises foram feitos com o auxílio do software de cálculo numérico MATLAB®.

Como o conversor apresenta 3 bancos de painéis, ocorre uma dificuldade em analisar todas as condições possíveis de desequilíbrio. Portanto, as análises seguiram as seguintes condições:

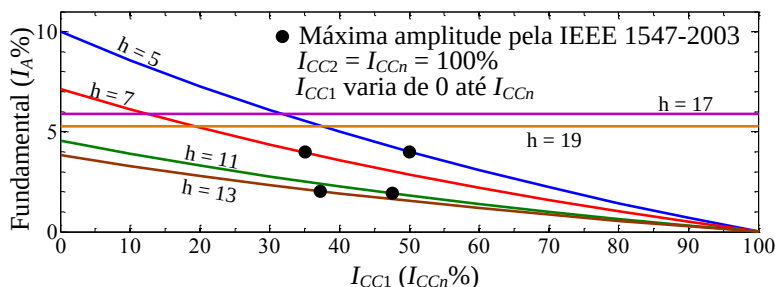
- Caso 1: Correntes I_{CCn} e I_{CC2} ficaram fixas, ambas com valor normalizado de 100% e a corrente I_{CC1} sofreu uma variação partindo de zero até chegar ao valor nominal (I_{CCn});
- Caso 2: Corrente I_{CCn} ficou fixa com valor normalizado de 100% e as correntes I_{CC1} e I_{CC2} foram variadas igualmente de zero até o valor nominal (I_{CCn});
- Caso 3: Corrente I_{CCn} fixa com 100% da corrente nominal, I_{CC2} fixa com 60% da corrente nominal e a corrente I_{CC1} partiu de zero até chegar ao valor nominal (I_{CCn}).

Os resultados das situações foram apresentados em gráficos que apresentam as amplitudes dos primeiros 20 harmônicos em relação à amplitude da corrente na frequência fundamental. O eixo das abscissas corresponde à amplitude de I_{CC1} normalizada.

4.2.5.1 Caso 1

O caso 1 é apresentado na Figura 58.

Figura 58 - Amplitude dos harmônicos de corrente injetados na rede perante desequilíbrio da corrente I_{CC1} em relação às correntes I_{CC2} e I_{CCn}



Fonte: produção do próprio autor

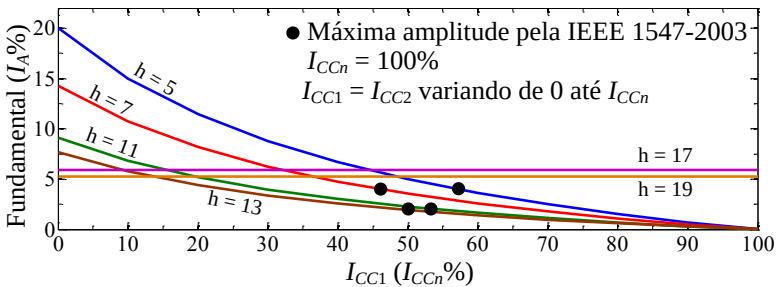
Em todos os casos, os harmônicos de ordem 17 e 19 não atendem à norma (IEEE-1547, 2003), pois estes harmônicos não são cancelados pelas conexões do autotransformador. As harmônicas pares e múltiplas de 3 apresentam amplitude nula devido ao retificador de 6 pulsos, sendo que desequilíbrio nas correntes não afeta estas harmônicas. À medida que a corrente I_{CC1} começa a apresentar amplitude menor que o valor nominal das demais, a amplitude das harmônicas que seriam canceladas começa a aumentar. As demais harmônicas atendem à norma até o I_{CC1} chegar próximo a 50% do valor nominal. Para amplitudes menores, o harmônico de 5ª ordem não atende mais o limite determinado pela (IEEE-1547, 2003).

4.2.5.2 Caso 2

O caso 2 é apresentado na Figura 59. Esta condição de desequilíbrio afeta mais rapidamente o conteúdo harmônico do sistema, a 5ª harmônica deixa de atender a norma quando I_{CC1} e I_{CC2} apresentam amplitude de cerca de 60% do valor de I_{CCn} . Com a amplitude em 0%, apenas I_{CCn} fornece corrente para a

conversor. Nesta condição o conteúdo harmônico da corrente da rede é igual a de um conversor de 6 pulsos.

Figura 59 - Amplitude dos harmônicos de corrente injetados na rede perante desequilíbrio igual das correntes I_{CC1} e I_{CC2} em relação à corrente I_{CCn}

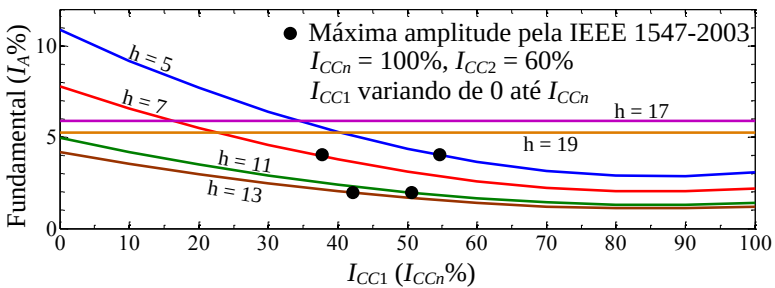


Fonte: produção do próprio autor

4.2.5.3 Caso 3

A Figura 60 mostra os resultados obtidos para o caso 3.

Figura 60 - Amplitude dos harmônicos de corrente injetados na rede perante desequilíbrio da corrente I_{CC1} e I_{CC2} em relação à corrente I_{CCn}

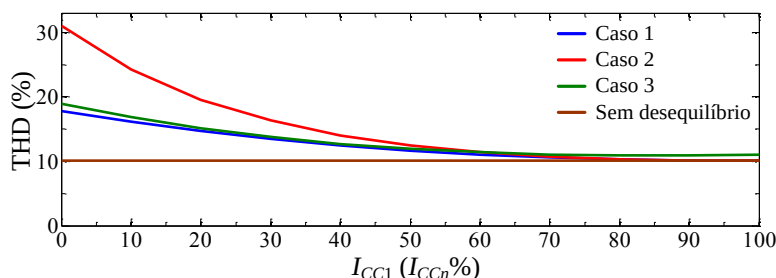


Fonte: produção do próprio autor

O caso 3 foi feito para ilustrar uma condição de desequilíbrio nas 3 correntes. Pela análise dos gráficos, as harmônicas de ordem 5, 7, 11 e 13 atendem aos limites da norma para desequilíbrio de duas correntes com 60% da amplitude.

A THD para os 3 casos em função da amplitude de I_{CC1} variando de 0 a I_{CCn} são apresentadas na Figura 61.

Figura 61 - THD na corrente da rede nas condições de desequilíbrio dos casos 1, 2 e 3



Fonte: produção do próprio autor

A THD é um parâmetro que não atende à norma mesmo com todas as correntes equilibradas. Para se enquadrar, é necessário utilizar filtros. O projeto do filtro é apresentado na seção 5.5.

4.3 PROJETO FÍSICO DO AUTOTRANSFORMADOR Y-DIFERENCIAL

Nesta seção, será apresentado, o projeto físico do autotransformador. Na literatura, existem métodos diferentes para o dimensionamento de um transformador de baixa frequência, onde se utilizam muitas fórmulas empíricas e escolhas do projetista. O método de dimensionamento foi

baseado fundamentalmente em (MCLYMAN, 2004) com algumas considerações usadas em (MARTIGNONI, 1973).

O dimensionamento do autotransformador segue os seguintes passos:

- Especificações: determinar as especificações de tensão corrente e potência do autotransformador;
- Escolha do núcleo: escolher o núcleo adequado para o projeto;
- Perdas no núcleo: calcular as perdas que ocorrem no núcleo do autotransformador;
- Número de espiras: determinar o número de espiras necessário para cada enrolamento;
- Seção dos fios dos enrolamentos: determinar a seção transversal dos fios de cada enrolamento;
- Perdas no cobre: determinar as perdas que ocorrem nos enrolamentos do autotransformador;
- Possibilidade de execução: verificar se os enrolamentos caberão dentro da janela do núcleo escolhido;
- Elevação de temperatura: verificar se o autotransformador possui área da superfície necessária para dissipar o calor proveniente das perdas.

4.3.1 Especificação do autotransformador

O primeiro passo para dimensionar o autotransformador, é determinar suas especificações. A Tabela 9 apresenta os parâmetros necessários para o dimensionamento do autotransformador baseados nas tensões e correntes da Figura 45.

Tabela 9 - Parâmetros necessário para o dimensionamento do autotransformador

Componente	Descrição
V_{LA}, V_{LB}, V_{LC}	Tensão eficaz nos enrolamentos primários
I_{LA}, I_{LB}, I_{LC}	Corrente eficaz nos enrolamentos primários
$V_{A1}, V_{B1}, V_{C1}, V_{A2}, V_{B2}, V_{C2}$	Tensão eficaz nos enrolamentos defasados em 20°
$I_{A1}, I_{B1}, I_{C1}, I_{A2}, I_{B2}, I_{C2}$	Corrente eficaz nos enrolamentos defasados em 20°
V_{An}, V_{Bn}, V_{Cn}	Tensão eficaz nos enrolamentos em fase
I_{An}, I_{Bn}, I_{Cn}	Corrente eficaz nos enrolamentos em fase
S_T	Potência aparente total processada pelo autotransformador
f_{rede}	Frequência de operação

FONTE: produção do próprio autor

Como se trata do projeto de um autotransformador, a potência utilizada para o dimensionamento, é a potência processada pelo núcleo, neste caso, 21,9% da potência total do sistema.

4.3.2 Escolha do núcleo

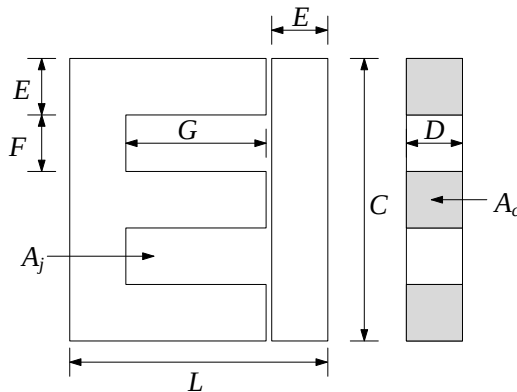
Sabendo das especificações do autotransformador, o passo seguinte é escolher o núcleo. O núcleo tem a finalidade de fornecer um caminho de baixa relutância para o fluxo magnético gerado. O fluxo magnético no núcleo apresenta um valor máximo, sendo que a partir deste valor ele entra em saturação não transferindo mais potência ao secundário. Nesta condição, a densidade de fluxo magnético (B_m) é máxima. As lâminas de ferro-silício apresentam B_m com valor em torno de 1,1 T (OLIVEIRA, 2011).

Para os transformadores de baixa frequência, utiliza-se núcleo de ferro-silício, que apresenta uma densidade máxima de fluxo magnético alta. Núcleos deste material são construídos com lâminas isoladas entre si para diminuir as perdas por

correntes parasitas. As lâminas de ferro-silício apresentam espessuras variadas conforme o processo de fabricação. Atualmente, existem no mercado lâminas de grão orientado (GO) e lâminas de grão não orientado (GNO). Lâminas GO apresentam vantagens em relação às GNO com relação à permeabilidade relativa, perdas, correntes de magnetização e espessura (OLIVEIRA, 2011).

O método de (MCLYMAN, 2004), baseia-se em determinar A_p , que corresponde ao produto das áreas da janela (A_j) e da perna central (A_c), que são mostrados na Figura 62. Neste trabalho será apresentado o método, utilizando um núcleo trifásico. Na sequência, são apresentados os passos para a escolha do núcleo do autotransformador.

Figura 62 - Dimensões da lâmina de ferro silício do tipo EI



Fonte: produção do próprio autor

Onde:

- D : Espessura do pacote;
- E : Largura da perna central;
- G : Comprimento da janela;
- F : Largura da janela;
- C : Comprimento do núcleo $C = 3E + 2F$;

$$A_p = \frac{3}{2} A_j A_c [\text{cm}^4] \quad (4.49)$$

A lâmina deve ser escolhida a critério do projetista. O núcleo deve ser capaz de acomodar os enrolamentos, que serão determinados adiante. Caso o núcleo não passe no critério de possibilidade de execução (seção 4.3.7), deve ser escolhido um núcleo que resulte em um valor de A_c maior, já que o número de espiras é inversamente proporcional ao A_c , como será visto em (4.49).

4.3.2.4 Passo 4

Sabendo a lâmina a ser utilizada, calcula-se a largura do pacote (D), dado por (4.49).

$$D = \frac{A_c}{E} [\text{cm}] \quad (4.49)$$

A largura do pacote é utilizada para determinar o número de lâminas empilhadas a serem utilizadas. A espessura da lâmina é um parâmetro informado pelo fabricante. O número de lâminas é obtido por (4.49).

$$n_{\text{Lâminas}} = \frac{D}{\phi_{\text{Lâmina}}} \quad (4.49)$$

Onde:

$n_{\text{Lâmina}}$: Número de lâminas necessárias;

$\phi_{\text{Lâmina}}$: Espessura de cada lâmina [cm].

4.3.3 Perdas no núcleo

4.3.3.1 Determinar as perdas por quilograma

Os cálculos das perdas são obtidos de (MARTIGNONI, 1973), considerando lâminas de ferro-silício com espessura de

0,5 mm. As perdas no núcleo em Watts por quilogramas são obtidas por (4.49):

$$\frac{P_{\text{núcleo}}}{kg} = (1,1 f_{\text{rede}}^2 + 280 f_{\text{rede}}) \cdot 10^{-4} B_m^2 \text{ [W/kg]} \quad (4.49)$$

Esta é uma fórmula empírica que considera as perdas por correntes parasitas e por histerese. Em alguns catálogos, os fabricantes já fornecerem os valores de perdas por quilograma, neste caso, utiliza-se o valor fornecido pelo catálogo, ao invés do valor obtido em (4.49).

4.3.3.2 Determinar o peso do núcleo

O peso do núcleo pode ser calculado utilizando (4.49), que corresponde ao peso específico do material utilizado no núcleo, neste caso, o ferro-silício.

$$Peso_{\text{núcleo}} = Volume_{\text{núcleo}} \sigma \text{ [kg]} \quad (4.49)$$

O peso específico σ do ferro-silício é $7,65 \cdot 10^{-3} \text{ kg/cm}^3$.

O volume do núcleo é encontrado através de (4.49):

$$Volume_{\text{núcleo}} = (C \cdot L - 2G \cdot F) D \text{ [cm}^3\text{]} \quad (4.49)$$

4.3.3.3 Determinar as perdas totais

Sabendo as perdas por quilograma, obtida por (4.49) ou pelo catálogo do fabricante, e o peso do núcleo, obtido em (4.49), pode-se calcular as perdas totais do núcleo através de (4.49):

$$P_{\text{núcleo}} = \frac{P_{\text{núcleo}}}{kg} Peso_{\text{núcleo}} \text{ [W]} \quad (4.49)$$

4.3.4 Número de espiras nos enrolamentos

O número de espiras dos enrolamentos pode ser encontrado através da lei de *Faraday* (4.49). Basta calcular o número de espiras do enrolamento primário, já que o número de espiras dos secundários é obtido através da relação de transformação.

$$N_A = \frac{V_{LA} \cdot 10^4}{K_f B_m A_c f_{rede}} \text{ [espiras]} \quad (4.49)$$

Esta equação mostra que quanto maior a área da perna central, menor o número de espiras do enrolamento.

O número de espiras dos enrolamentos secundários é dado pela relação de transformação. Estas informações estão na Tabela 7. A equação (4.49) apresenta a relação para obter o número de espiras dos secundários 1 e 2 e para os secundários dos enrolamentos n são obtidos por (4.49).

$$N_{A1, A2} = \frac{N_A}{N_{20^\circ}} \text{ [espiras]} \quad (4.49)$$

$$N_{An} = \frac{N_A}{N_{0^\circ}} \text{ [espiras]} \quad (4.49)$$

Utiliza-se o valor inteiro superior para o número de espiras.

4.3.5 Seção dos fios dos enrolamentos

A área da seção transversal dos condutores de cada enrolamento é determinada a partir da densidade de corrente:

$$A_{condutor} = \frac{I_{enrolamento}}{J} \text{ [cm}^2\text{]} \quad (4.49)$$

Onde:

- $A_{condutor}$: Área da seção transversal do condutor do enrolamento nu; [cm²];
- $I_{enrolamento}$: Corrente que circula através do enrolamento [A];
- J : Densidade de corrente [A/cm²].

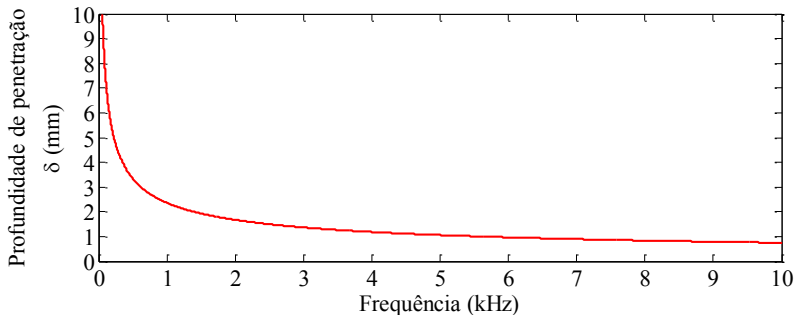
A densidade de corrente também deve ser escolhida a critério do projetista, de forma que a temperatura do condutor não seja elevada. A espessura do condutor pode ser aumentada também, para diminuir as perdas resistivas nos condutores, melhorando o rendimento do autotransformador. O valor da densidade de corrente J utilizada neste trabalho é de 300 A/cm².

Devido à presença de harmônicos nos enrolamentos, as componentes de alta frequência tendem a circular pela extremidade do condutor devido ao efeito *skin*, reduzindo a área efetiva do condutor. A profundidade de penetração da corrente no condutor é dada por (4.49):

$$\delta = \frac{75}{\sqrt{f}} \text{ [mm]} \quad (4.49)$$

O gráfico da profundidade de penetração δ em função da frequência é apresentado na Figura 63. O gráfico mostra que para os harmônicos de frequências acima de 2 kHz, a profundidade de penetração da corrente é menor que 2 mm, para 10 kHz esta profundidade baixa para menos de 1 mm. Pela Figura 56, é possível verificar que a amplitude dos harmônicos acima de 2 kHz são menores que 5% da amplitude da fundamental. Dependendo dos níveis de corrente que circularão pelos enrolamentos, deve-se prevenir com a utilização de condutores isolados entre si ligados em paralelo, de forma a garantir que a corrente circule completamente pelo condutor.

Figura 63 - Gráfico da profundidade de penetração da corrente no condutor versus a frequência



Fonte: produção do próprio autor

4.3.6 Comprimento das espiras e perdas no cobre

Este passo tem a finalidade de determinar as perdas por efeito *Joule* nos condutores e fornecer o tamanho estimado para a confecção dos enrolamentos. A área da seção transversal do condutor foi definida na seção 4.3.5, sabendo qual condutor será utilizado, calcula-se a resistência total nos enrolamentos a fim de obter as perdas no cobre.

A resistência total do enrolamento é calculada a partir da multiplicação do valor do comprimento médio de uma espira, que corresponde ao comprimento de uma espira localizada no centro da janela disponível para cada fase, pelo número de espiras do enrolamento. A Figura 64 apresenta o corte transversal de duas pernas do autotransformador.

O comprimento médio de uma espira é dado por (4.49):

$$l = 2(D + E) + \frac{\pi F}{2} \text{ [cm]} \quad (4.49)$$

A resistência total do enrolamento é encontrada por (4.50):

$$R_{\text{enrolamento}} = N_{\text{enrolamento}} \cdot l_{\text{enrolamento}} \cdot R_{\text{AWG}} \quad [\Omega] \quad (4.50)$$

Onde:

$R_{\text{enrolamento}}$: Resistência total do enrolamento em Ω ;

$N_{\text{enrolamento}}$: Número de espiras do enrolamento;

l : Comprimento médio da espira, padrão para todos os enrolamentos em [cm];

R_{AWG} : Resistência por unidade de comprimento do fio utilizado em [Ω/cm].

As perdas em cada enrolamento são dadas por (4.50):

$$P_{\text{enrolamento}} = R_{\text{enrolamento}} I_{\text{enrolamento}}^2 \quad [\text{W}] \quad (4.50)$$

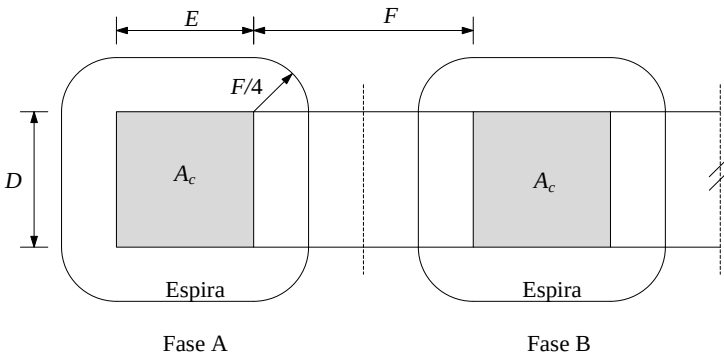
Onde:

$P_{\text{enrolamento}}$: Perda de cada enrolamento em [W];

$R_{\text{enrolamento}}$: Resistência total do enrolamento em [Ω];

$I_{\text{enrolamento}}$: Corrente no enrolamento em [A].

Figura 64 - Corte no transformador mostrando o comprimento médio de uma espira



Fonte: produção do próprio autor

As perdas totais no cobre são compostas pela soma das perdas de todos os enrolamentos. O transformador possui 3 enrolamentos primários, 6 enrolamentos secundários defasados em 20° e 3 enrolamentos secundários em fase. Sabe-se também que as correntes de cada fase são consideradas iguais, portanto a perda total no cobre é encontrada através de (4.50).

$$P_{cobre} = 3R_{LA} I_{LA}^2 + 6R_{A1} I_{A1}^2 + 3R_{An} I_{An}^2 \text{ [W]} \quad (4.50)$$

Onde:

R_{LA} : Resistência dos enrolamentos primários em $[\Omega]$;

R_{A1} : Resistência dos enrolamentos dos secundários 1 e 2 em $[\Omega]$;

R_{An} : Resistência dos enrolamentos dos secundários n em $[\Omega]$;

P_{cobre} : Perdas totais no cobre em [W]

4.3.7 Possibilidade de execução

Neste passo é determinado se será possível acomodar os enrolamentos dentro da janela disponível no núcleo. Segundo (MARTIGNONI, 1973), para que seja possível a execução do transformador, a relação entre a área da janela disponível e a área total do cobre nu dos enrolamentos deve ser maior que 3, como mostra (4.51).

$$\frac{A_{j_disponível}}{A_{cobre}} > 3 \quad (4.51)$$

Como o núcleo apresentado é trifásico, cada fase possui apenas a metade da área da janela disponível, portanto:

$$A_{j_disponível} = \frac{A_j}{2} \quad (4.52)$$

A área do cobre é calculada por (4.53).

$$A_{cobre} = N_{LA} A_{LA} + 2N_{A1} A_{A1} + N_{An} A_{An} \quad (4.53)$$

Onde:

A_{cobre} : Área total do cobre nu, em cm^2 ;

A_{LA} : Seção do condutor nu do enrolamento primário em cm^2 ;

A_{A1} : Seção do condutor nu do enrolamento secundário defasado, em cm^2 ;

A_{An} : Seção do condutor nu do enrolamento secundário em fase, em cm^2 .

Caso este critério não seja atendido, deve-se escolher outra lâmina conforme descrito na seção 4.3.2, e seguir todos os passos seguintes para o dimensionamento do autotransformador, com o novo núcleo.

4.3.8 Peso do cobre

Conhecendo a área total da seção transversal dos enrolamentos, é possível obter o peso do cobre que será utilizado. O peso é calculado, apenas a título de informação, já que este valor não tem utilização no dimensionamento do autotransformador.

O peso do cobre é encontrado em (4.53):

$$Peso_{cobre} = \frac{A_{cobre} \cdot l \cdot \rho}{1000} [kg] \quad (4.53)$$

Onde:

$Peso_{cobre}$: peso total do cobre dos enrolamentos em kg;

ρ : peso específico do cobre $8,9 \text{ g/cm}^3$.

O peso total do transformador é formado pela soma do peso do cobre com o peso do núcleo.

$$Peso_{total} = Peso_{núcleo} + Peso_{cobre} [kg] \quad (4.54)$$

4.3.9 Elevação de temperatura

Para garantir que o transformador dissipe o calor, o núcleo deve apresentar uma área total mínima. Esta área é dada por (4.55):

$$A_{\text{mínima}} = \frac{P_{\text{transformador}}}{\psi} [\text{cm}^2] \quad (4.55)$$

As perdas totais do transformador estão expressas em (4.56):

$$P_{\text{transformador}} = P_{\text{cobre}} + P_{\text{núcleo}} [\text{W}] \quad (4.56)$$

Onde:

$A_{\text{mínima}}$: Área mínima para dissipação do calor [cm^2];

ψ : Fator de dissipação, para $\Delta T = 25^\circ\text{C}$,
 $\psi = 0,3\text{W}/\text{cm}^2$.

A área total da superfície do núcleo do transformador é encontrada em (4.57).

$$A_{\text{núcleo}} = 2 \left[(C \cdot L - 2G \cdot F) + D(2G + 2F + L + C) \right] [\text{cm}^2] \quad (4.57)$$

Para garantir a dissipação de calor, a área do núcleo deve ser maior que a área mínima.

$$A_{\text{núcleo}} > A_{\text{mínima}} \quad (4.58)$$

4.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foram realizadas as análises quantitativas dos circuitos que compõem o sistema. Os cálculos realizados e as expressões apresentadas são utilizadas para fazer o dimensionamento dos elementos. O inversor não autônomo apresenta as perdas por comutação muito menores que as perdas por condução, sendo desprezadas para efeito de cálculo.

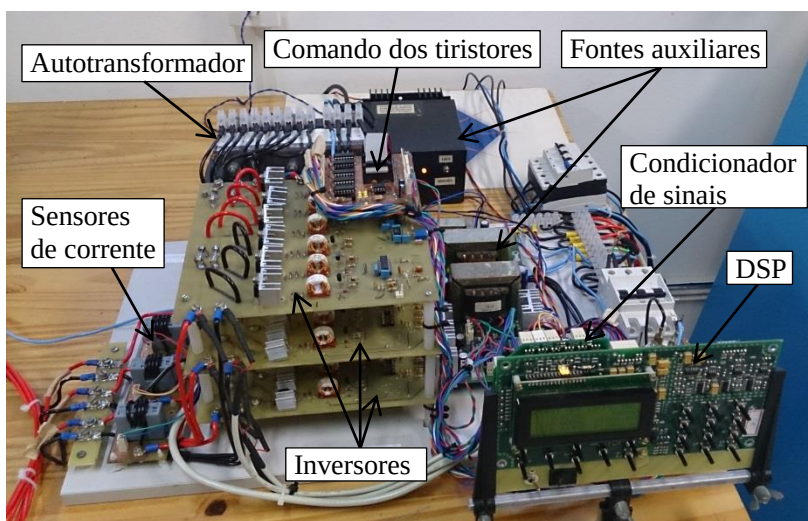
O autotransformador apresenta uma característica importante: a potência processada por ele é reduzida, 21,88% da potência que é fornecida pelos inversores. Isto garante ao transformador um baixo volume comparado a um transformador isolado, que processa 100% da potência. A corrente que circula pelo enrolamento primário é 27,2% da corrente que circula pelos enrolamentos secundários. Isto gera uma redução no volume de cobre, visto que este enrolamento possui maior número de espiras. Este capítulo forneceu dados para efetuar o dimensionamento e o projeto físico do sistema.

5 PROJETO E IMPLEMENTAÇÃO

Este capítulo é destinado ao projeto dos circuitos que compõem o sistema. Aqui serão definidos os componentes que serão utilizados nos circuitos de potência dos inversores não autônomos, dimensionamento e especificação dos componentes do autotransformador e determinação dos circuitos auxiliares.

A Figura 65 apresenta uma foto da vista frontal do conversor juntamente com os circuitos auxiliares.

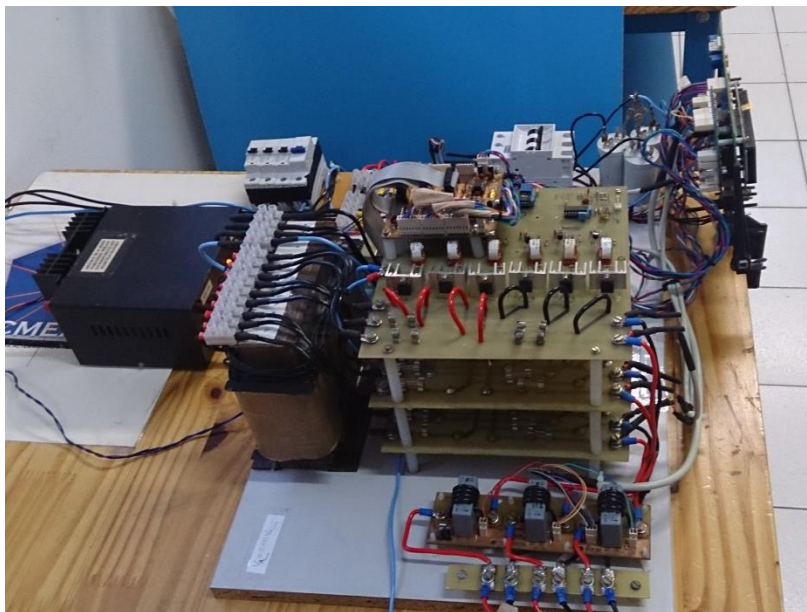
Figura 65 - Foto da vista frontal do protótipo do conversor



Fonte: Produção do próprio autor

A Figura 66 apresenta uma foto da vista lateral do conversor juntamente com os circuitos auxiliares.

Figura 66 - Foto da vista lateral do conversor



Fonte: Produção do próprio autor

5.1 METODOLOGIA DE PROJETO

Nesta seção, será apresentada a metodologia de projeto e uma avaliação da conexão dos painéis fotovoltaicos diretamente aos inversores não autônomos, observando os pontos de operação dos painéis e o fator de potência em algumas condições.

5.1.1 Especificação da quantidade de painéis

Na seção 2.4, foram apresentadas as curvas características dos painéis fotovoltaicos e na seção 4.1.1, foi visto que a tensão média de entrada dos inversores é dada por (4.7).

$$V_{CC} = -2,057V_A \cos(\alpha) \quad (4.7)$$

Este valor é fixo e depende apenas da tensão da rede e do ângulo de disparo. Para garantir um alto fator de potência, o ângulo de disparo máximo deve usado na condição nominal. Já foi visto na seção 3.1.4, que o ângulo de disparo deve ser menor que 180° , para garantir que os tiristores estejam diretamente polarizados no momento em que recebem o pulso de disparo e garantir o tempo t_q mínimo necessário para que o tiristor seja bloqueado. Em termos práticos, este valor ficou em torno de 168° . Desta forma, a metodologia de projeto deve ser a seguinte:

- Fazer um estudo de irradiação solar e da temperatura, na área onde o conversor será instalado, conhecendo assim, as faixas de operação de tensão no PMP dos painéis no local de instalação;
- Conhecer a tensão máxima da rede onde os painéis serão instalados, determinando assim, a tensão máxima de conexão dos painéis fotovoltaicos;
- Determinar o ângulo máximo para a condição nominal de operação;
- Determinar a quantidade de painéis conectados em série, para que o conversor opere no PMP dos painéis com alto fator de potência na maior parte do tempo.

O conversor trabalha em uma faixa de operação limitada, com disparo de 120° a 168° (neste caso), portanto, deve-se conhecer a faixa de variação de irradiação e temperatura, do local onde os painéis serão instalados, lembrando que o parâmetro que apresenta maior influência na variação de tensão dos painéis, é a temperatura.

Nos testes em laboratório, a quantidade de painéis é limitada. Serão utilizados 6 painéis conectados em série em cada inversor, sendo assim, para ser possível testar o conversor com os painéis fotovoltaicos, foi necessário reduzir a tensão de alimentação. Para estes testes, foi considerado que a condição de maior tensão no PMP dos painéis é 1000 W/m^2 a 25°C (STC) e 200 W/m^2 a 80°C , como ponto de mínima tensão no PMP. Sendo assim, a tensão da rede foi reduzida de forma que a tensão CC do inversor com ângulo de disparo de 168° , apresente um valor próximo ao da tensão no PMP de 6 painéis conectados em série, na condição de máxima tensão no PMP.

Para ilustrar a metodologia, a Tabela 10 apresenta a quantidade mínima de painéis para alguns valores da tensão da rede, considerando que os painéis SW130 da *Solarworld*, operam na STC.

Tabela 10 - Quantidade mínima de painéis fotovoltaicos SW130 para alguns valores de tensão de rede

V_A	V_{CC} $\alpha = 168^\circ$	Painéis em série	V_{PV}	Painéis	$P_{CCTotal}$
220 V	441,1 V	26	456 V	78	10,1 kW
127 V	254,7 V	15	263 V	45	5,8 kW
52 V	104,3 V	6	105 V	18	2,3 kW

Fonte: produção do próprio autor

Os testes no laboratório foram realizados com a tensão da rede em torno de 52 V. A Tabela 10 apresenta a quantidade mínima de painéis, para aumentar a potência do sistema, deve-se acrescentar a mesma quantidade mínima de painéis em série, conectados em paralelo com cada inversor.

A tensão V_{CC} é um pouco menor que a tensão do arranjo de painéis, devido à ondulação de tensão, desta forma, o inversor não aplica uma tensão instantânea, maior que a tensão de circuito aberto dos painéis. Caso seja aplicada uma tensão com valor maior que a tensão de circuito aberto do arranjo de

painéis, a corrente será zero, apresentando assim, uma maior ondulação na corrente de saída do conversor.

5.1.2 Limites de operação do conversor

Os painéis devem ser quantificados para operar na condição onde a tensão no PMP, é máxima. Isto deve ser feito para que o conversor tenha capacidade de impor a tensão necessária para o painel trabalhar no PMP na maior faixa de operação possível.

Através do modelamento dos painéis, apresentado na seção 2.3, são apresentados na Tabela 11, valores de tensão para diferentes condições de temperatura e irradiação com 6 painéis associados em série.

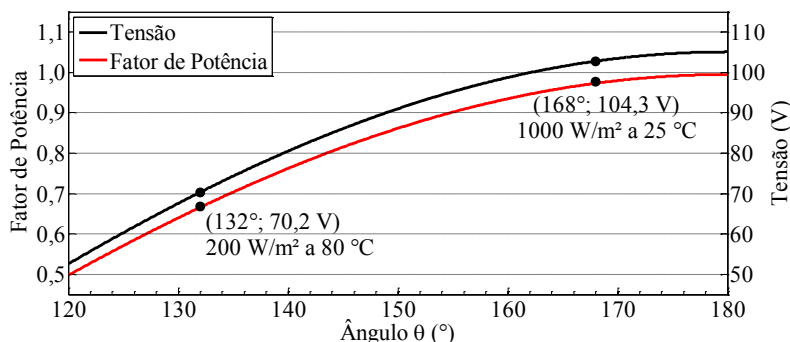
Tabela 11 - Valor de tensão para a associação de 6 painéis solares SW130 em série pra diferentes condições de temperatura e irradiação

Irradiação (W/m ²)	Tensão (V)		
	25 °C	46 °C	80 °C
1000	105,2	95,8	81,0
800	104,3	94,8	79,8
600	102,8	93,2	78,0
400	100,6	90,8	75,3
200	96,3	86,2	70,2

Fonte: produção do próprio autor

Como foi observado anteriormente, variações na irradiação afetam pouco a tensão do conversor, isto é vantajoso para o fator de potência do sistema. Variações na temperatura de operação afetam mais significativamente a tensão, tornando o fator de potência mais baixo. A Figura 67 apresenta o gráfico da tensão V_{CC} e fator de potência em função do ângulo de disparo.

Figura 67 - Gráfico da tensão V_{CC} e do fator de potência do conversor em função do ângulo de disparo



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 67, são apresentados os pontos em que as condições climáticas fazem os painéis operar no PMP, com tensão é máxima (1000 W/m² a 25 °C) e, condições, onde a operação no PMP exige que a tensão seja mínima (200 W/m² a 80 °C). Lembrando que estes limites foram previamente definidos como a faixa de temperatura e irradiação mais recorrentes, em que os painéis são submetidos. Estes pontos serão chamados de ponto de máxima tensão e ponto de mínima tensão, respectivamente. O considera-se que o conversor opera no ponto de máxima tensão com ângulo de disparo de 168° e ponto de mínima tensão, com ângulo de disparo de 70,2°.

Com 168°, o fator de potência do conversor é de 0,973, com ângulo de disparo de 132°, o fator de potência cai para 0,662. Ambos os valores ficam fora da (IEEE-1547, 2003). Mas, para ângulos de disparo maiores que 150°, o conversor atende a norma (IEEE-929, 2000).

A Tabela 12 e Tabela 13 apresentam a corrente e a potência, respectivamente para as diferentes condições de temperatura e irradiação.

Tabela 12 - Valor de corrente para a associação de 6 painéis solares SW130 em série pra diferentes condições de temperatura e irradiação

Irradiação (W/m ²)	Corrente (A)		
	25 °C	46 °C	80 °C
1000	7,44	7,40	7,30
800	5,95	5,92	5,83
600	4,50	4,43	4,37
400	2,97	2,95	2,90
200	1,48	1,47	1,44

Fonte: produção do próprio autor

Tabela 13 - Valor de potência para a associação de 6 painéis solares SW130 em série pra diferentes condições de temperatura e irradiação

Irradiação (W/m ²)	Potência (W)		
	25 °C	46 °C	80 °C
1000	782,3	708,9	591,2
800	620,1	560,6	465,4
600	458,5	413,3	340,8
400	298,7	267,9	218,7
200	142,6	126,7	101,3

Fonte: produção do próprio autor

5.2 ESPECIFICAÇÕES DO PROJETO

As especificações do projeto são baseadas na potência disponível dos painéis fotovoltaicos. Ocorreram mudanças na topologia do sistema após o protótipo estar calculado e implementado, sendo que este trabalho será continuado de forma a atender estas especificações, ou seja, optou-se por não modificar o projeto.

O conversor foi projetado para processar a potência fornecida por 18 painéis SW130 da *Solarworld* de acordo com

a proposta 2, apresentado na seção 0, sendo que a potência máxima de cada painel é de 130 W a 1000 W/m² e 25 °C, totalizando 2340 W. A tensão eficaz de alimentação da rede é de 127 V entre fase e neutro. As especificações do projeto são apresentadas na Tabela 14.

Tabela 14 - Especificações do projeto

Especificação	Valor
Tensão eficaz de entrada (V_A)	127 V
Número de painéis	18
Potência máxima de cada painel	130 W
Potência total fornecida do sistema ($P_{CCTotal}$)	2340 W
Tensão CC máxima em cada inversor (V_{CC})	261,2 V
Corrente máxima em cada inversor (I_{CC})	2,99 A

FORNTE: produção do próprio autor

A tensão máxima nos inversores é obtida por (4.7), usando 120 V para V_A e 180° para α . A corrente foi obtida por (4.8).

5.3 PROJETO DE POTÊNCIA DO INVERSOR NÃO AUTÔNOMO

Nesta seção, será feito o dimensionamento do circuito de potência do inversor não autônomo. Este dimensionamento consiste em especificar um tiristor comercial, calcular as perdas e definir o dissipador para sua manutenção térmica.

5.3.1 Especificação dos tiristores

Os esforços nos tiristores são obtidos em (4.10), (4.12), (4.15) e (4.16). Os valores estão descritos na Tabela 15. Com os dados obtidos nesta tabela, um tiristor que atenda às especificações deve ser escolhido.

Tabela 15 - Esforços de tensão e corrente nos tiristores

Especificação	Valor
$V_{T(DM)}$	276,6 V
$I_{T(AV)}$	0,995 A
$I_{T(RMS)}$	1,724 A
$I_{T(M)}$	2,986 A

FONTE: produção do próprio autor

O tiristor BT152 da NXP atende as especificações requeridas. Os principais dados retirados do catálogo estão descritos na Tabela 16.

Tabela 16 - Principais dados técnicos fornecidos pelo catálogo do tiristor BT152 da NXP

$V_{T(DM)}$	Máxima tensão direta/reversa	800 V
$I_{T(AV)}$	Máxima corrente média direta	13 A
$I_{T(RMS)}$	Máxima corrente eficaz	20 A
I_{TSM}	Máximo pico de corrente não repetitivo	200 A
V_{Td}	Queda de tensão direta, @ 10A, 125 °C	0,85 V a 1,4 V
T_j	Temperatura máxima de operação	125 °C
r_{on}	Resistência de condução, @ 150 °C	15,0 mΩ
$R_{th(j-c)}$	Resistência térmica junção-cápsula	1,1 °C/W
P_{tot}	Máxima dissipação de potência, @ 108°C, 10 A (médio) e $I_{T(RMS)}/I_{T(AV)} = 1,9$	15 W
V_{GT}	Tensão de gatilho (gate)	5,0 V
I_{GT}	Corrente de gatilho (gate),	32 mA
I_L	Corrente de retenção	25 mA a 80 mA
I_H	Corrente de manutenção	15 mA a 60 mA
t_q	Tempo de desligamento	70 μs

FONTE: produção do próprio autor

A Tabela 16 apresenta apenas os principais dados, suficientes para os cálculos de perdas e circuitos auxiliares. Os dados completos podem ser encontrados no *datasheet* fornecido pelo fabricante.

5.3.2 Cálculo de perdas

Os cálculos de perdas e especificação dos dissipadores para manutenção térmica são baseados em (BASCOPE; PERIN, 1997). As perdas nos semicondutores são compostas por duas parcelas: perdas em condução e perdas em comutação. As perdas em condução ocorrem quando o tiristor está conduzindo, já as perdas em comutação ocorrem nos momentos de entrada em condução e bloqueio. As perdas em comutação são, em geral, proporcionais à frequência de comutação. Como os tiristores comutam em baixa frequência, elas podem ser consideradas muito menores que as perdas em condução, sendo desprezadas no cálculo das perdas totais.

As perdas em condução para cada tiristor são obtidas em (5.1)

$$P_{Tiristor} = V_{Td} I_{T(AV)} + I_{T(RMS)}^2 r_{on} \quad (5.1)$$

O rendimento de um inversor é:

$$\eta = \frac{P_{CC} - P_{inversor}}{P_{CC}} \quad (5.2)$$

Onde P_{CC} é a potência fornecida pelos painéis e $P_{inversor}$, são as perdas do inversor.

Tabela 17 - Perdas e rendimento do inversor não autônomo

Grandeza	Descrição	Valor
$P_{Tiristor}$	Perdas em cada tiristor	1,4 W
$P_{inversor}$	Perdas em cada inversor, 6 tiristores	8,4 W
P_{total}	Perdas nos 3 inversores	25,2 W
η	Rendimento total dos inversores	98,9%

FONTE: produção do próprio autor

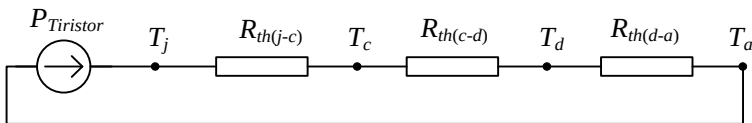
Os inversores apresentam um alto rendimento, mesmo considerando que, para efeito de cálculos, foram usadas as piores condições de operação.

5.3.3 Especificação do dissipador

A escolha do dissipador é feita analisando as perdas nos componentes e nas temperaturas na junção, cápsula, dissipador e temperatura ambiente escolhida para operação. Devido às baixas perdas individuais e visando facilitar o layout, cada tiristor será acomodado em um dissipador.

O modelo para calculo térmico baseado em (BASCOPE; PERIN, 1997) é apresentado na Figura 68.

Figura 68 - Modelo equivalente para cálculo da temperatura no dissipador para cada componente



Fonte: produção do próprio autor

Onde:

$P_{Tiristor}$: Perdas em cada tiristor;

T_j : Temperatura de junção;

T_c : Temperatura da cápsula;

T_d : Temperatura no dissipador;

T_a : Temperatura ambiente;

$R_{th(j-c)}$: Resistência térmica entre junção e cápsula;

$R_{th(c-d)}$: Resistência térmica entre capsula e dissipador (isolador);

$R_{th(d-a)}$: Resistência térmica do dissipador.

A resistência térmica do dissipador é calculada fazendo analogia do modelo da Figura 68 a um circuito elétrico, onde as

perdas são análogas às correntes e as temperaturas às tensões. Desta forma, a resistência do dissipador é dada por (5.3).

$$R_{th(d-a)} = \frac{T_d - T_a}{P_{Tiristor}} \quad (5.3)$$

Os termos T_j , $R_{th(j-c)}$ e $R_{th(c-d)}$ são valores conhecidos pelo catálogo e T_a é a temperatura ambiente de operação, que também é conhecida. Então, a temperatura no dissipador pode ser encontrada através de (5.4).

$$T_j - T_d = P_{Tiristor} \left(R_{th(j-c)} + R_{th(c-d)} \right) \quad (5.4)$$

Por questões de segurança, foi utilizado um isolador de mica que possui resistência térmica de 0,35 °C/W segundo o fabricante *Implastec*.

Os resultados da especificação do dissipador são apresentados na Tabela 18.

Tabela 18 - Dados para cálculo da temperatura no dissipador para cada elemento

$P_{Tiristor}$	1,4 W
$R_{th(j-c)}$	1,1 °C/W
$R_{th(c-d)}$	0,35 °C/W
T_j	125 °C
T_a	40 °C
T_d	122,9 °C
$R_{th(c-d)}$	59,4 °C/W

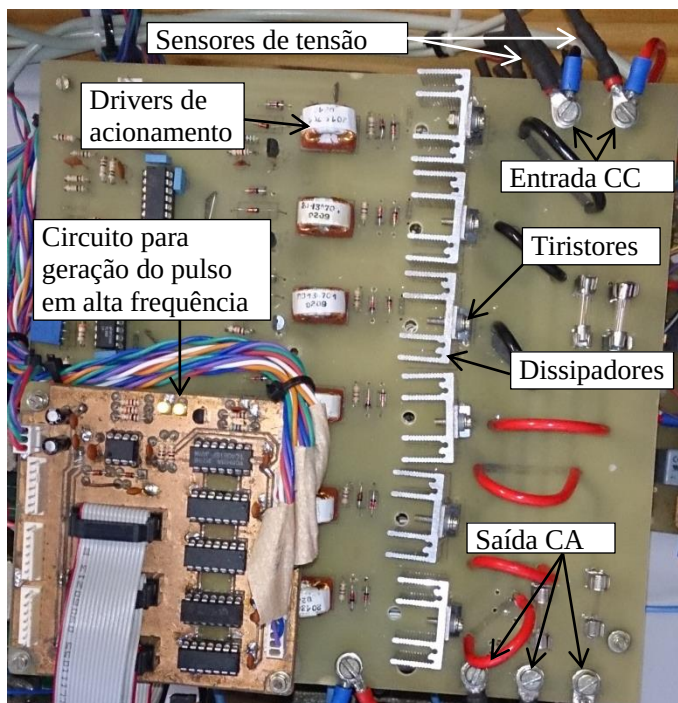
FONTE: produção do próprio autor

A resistência térmica máxima de cada dissipador é 59,4 °C/W, que é um valor alto, sendo é possível conseguir em dissipadores pequenos. Para este projeto, foi escolhido o modelo HS2816 da HS Dissipadores com 15 mm de comprimento, apresentando uma resistência térmica de 20,8 °C/W. Com este dissipador, a temperatura máxima na junção é de 71,2 °C.

5.3.4 Implementação

A Figura 69 apresenta uma foto do inversor que foi desenvolvido no laboratório mostrando os componentes que foram utilizados.

Figura 69 - Foto de um dos inversores



Fonte: produção do próprio autor

O circuito do driver de acionamento, circuito de comando e sensores de tensão serão discutidos na seção 5.6.5.

5.4 PROJETO FÍSICO DO AUTOTRANSFORMADOR

5.4.1 Dimensionamento

Nesta seção, serão aplicados os passos descritos na seção 4.3, a fim de determinar os materiais e componentes do autotransformador. A Tabela 19 apresenta as especificações gerais do transformador. Para o dimensionamento do núcleo, deve-se considerar a potência processada pelo autotransformador (S_T), que neste caso corresponde a 21,9% da potência total fornecida ao sistema.

Tabela 19 - Especificações do autotransformador

Especificação	Valor
V_A	127 V
$P_{CCTotal}$	2340 W
S_T	512,1 VA
f_{rede}	60 Hz

FONTE: produção do próprio autor

As lâminas de ferro-silício usadas estão descritas na Tabela 20. Esta lâmina foi escolhida devido à disponibilidade de aquisição.

A Tabela 21 apresenta os dados dos enrolamentos: esforços de tensão e corrente, número de espiras e condutor a ser utilizado.

O condutor AWG 18 possui um diâmetro de 1,02 mm e o AWG 23 é 0,57 mm. Através de (4.49), na seção 4.3.5, é possível verificar que o fio AWG 18 tem capacidade de conduzir corrente com frequência de 21,5 kHz e o AWG 23, 68,5 kHz. Sendo assim, não é necessário considerar o efeito pelicular neste projeto, pois, pela Figura 56, verifica-se que as amplitudes dos harmônicos de corrente dos enrolamentos do autotransformador, nas frequências acima de 600 Hz, são menores que 5% do valor, na frequência fundamental.

Tabela 20 - Dados da lâmina do tipo EI trifásico para a confecção do autotransformador

Núcleo	EI – GNO trifásico
Espessura da lâmina	0,50 mm
E, F	30 mm
L	150 mm
C	150 mm
G	90 mm
D	41 cm
Número de lâminas	82
A_p	500 cm ⁴ (1)
A_j	23,2 cm ²
A_c	11,8 cm ²
$Peso_{nucleo}$	5,4 kg
P_{nucleo}	11,4 W
Densidade máxima de fluxo (B_M)	1,1 T

FONTE: produção do próprio autor

(1) Valor utilizado para atender o critério de possibilidade de execução

Tabela 21 - Dados dos enrolamentos

Enrolamento	Tensão eficaz	Corrente eficaz	Condutor	Espiras
L_{LA}, L_{LB}, L_{LC}	127 V	0,701 A	AWG 23	390
$L_{A1}, L_{B1}, L_{C1},$ L_{A2}, L_{B2}, L_{C2}	44,1V	2,438 A	AWG 18	136
N_{An}, N_{Bn}, N_{Cn}	15,3 V	2,438 A	AWG 18	48

FONTE: produção do próprio autor

A Tabela 22 apresenta os dados físicos do autotransformador, possibilidade de execução e perdas.

A Tabela 20, Tabela 21 e Tabela 22 apresentaram os cálculos para o dimensionamento do autotransformador deduzidos na seção 4.3.

Tabela 22 - Área, peso, perdas e possibilidade de execução

Área total do cobre	3,6 cm ²
Área da janela disponível	13,5 cm ²
Possibilidade de execução	3,7 ⁽¹⁾
Área mínima para dissipação de calor	141,8 cm ²
Área total do núcleo	538,8 cm ²
Máxima elevação de temperatura	25 °C
Peso do núcleo	5,4 Kg
Peso dos enrolamentos	1,8 Kg
Peso total do autotransformador	7,2 Kg
Perdas no núcleo	11,4 W – 2,06% ⁽²⁾
Perdas no cobre	31,1 W – 5,61% ⁽²⁾
Perdas totais	42,5 W – 7,66% ⁽²⁾
Rendimento referente à potência processada	92,3% ⁽²⁾
Rendimento total do autotransformador	98,2% ⁽³⁾

Fonte: produção do próprio autor

- (1) Segundo critério adotado, para ser possível executar o autotransformador, este valor deve ser maior que 3.
- (2) Rendimento calculado, baseado na potência processada pelo núcleo.
- (3) Rendimento calculado, baseado na potência total que o autotransformador entrega à saída (2340 W).

O resumo das perdas totais do conversor é mostrado na Tabela 23.

Tabela 23 - Resumo das perdas totais do conversor

Potência total do conversor	2340 W
Perdas no núcleo	11,4 W – 0,47%
Perdas no cobre	31,1 W – 1,30%
Perdas totais do autotransformador	42,5 W – 1,77%
Perdas totais nos inversores	25,2 W – 1,04%
Perdas totais	67,7 W – 2,81%
Rendimento total do conversor	97,2%

Fonte: produção do próprio autor

As perdas no núcleo são maiores que em cada inversor, porém este protótipo é de baixa potência. Sabe-se que o

rendimento de transformadores aumenta conforme o aumento da potência e uma vantagem desta topologia, é que apenas 21,9% da potência processada pelo sistema apresenta perdas magnéticas, que influencia menos no rendimento total do autotransformador maior. Outra característica é que este transformador de 2340 W apresenta um tamanho reduzido, cerca de aproximadamente 120x150x80mm (Comprimento x Altura x Largura).

A Tabela 23 mostra que as parcelas mais altas de perdas são nos inversores e no cobre. Tanto as perdas nos tiristores, quanto as perdas no cobre, têm relação quadrática com a corrente, isto faz com que o rendimento do conversor reduza, ao processar potências baixas, com correntes elevadas. O rendimento pode ser melhorado, aumentando a seção transversal dos condutores do autotransformador e utilizando tiristores com menores perdas por condução.

5.4.2 Aspectos construtivos

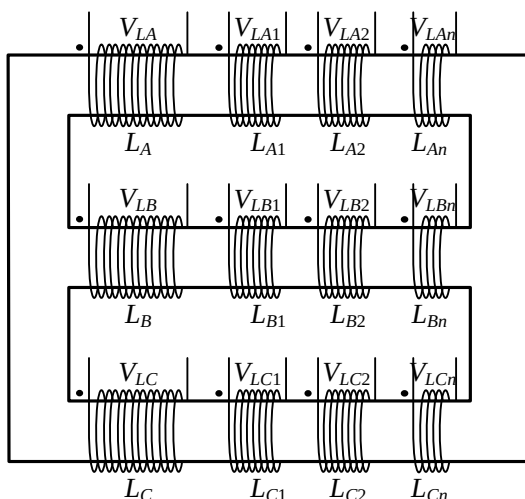
Neste item, serão abordados alguns aspectos construtivos do autotransformador. A Figura 70 apresenta a montagem dos enrolamentos no núcleo do autotransformador.

Os quatro enrolamentos de cada fase são montados em um carretel de plástico de 32 mm de largura por 42 mm de comprimento e 88 mm de altura para facilitar o enrolamento e garantir o isolamento entre os enrolamentos e o núcleo. Os enrolamentos são isolados entre si por um papel *prespan* de 0,1 mm.

As lâminas devem ser montadas de forma entrelaçada para diminuir a dispersão do fluxo através dos entreferros que se forma nos encaixes devido ao material isolante da lâmina. A Figura 71-a apresenta o esquema de montagem das lâminas. Outro detalhe na montagem da lâmina é observar o sentido em que ela foi cortada. Ao passar na prensa, a lâmina fica com uma rebarba no lado oposto ao corte. Para melhorar o encaixe e

diminuir a vibração, elas devem ser montadas no mesmo sentido, como é apresentado na Figura 71-b.

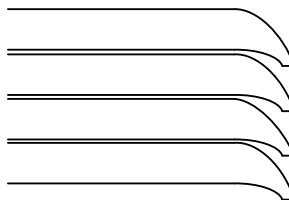
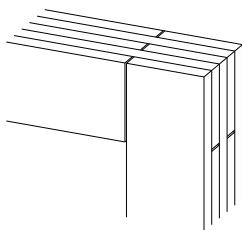
Figura 70 - Montagem dos enrolamentos no núcleo trifásico



Fonte: produção do próprio autor

Figura 71 - Montagem das lâminas entrelaçadas e no mesmo sentido de corte

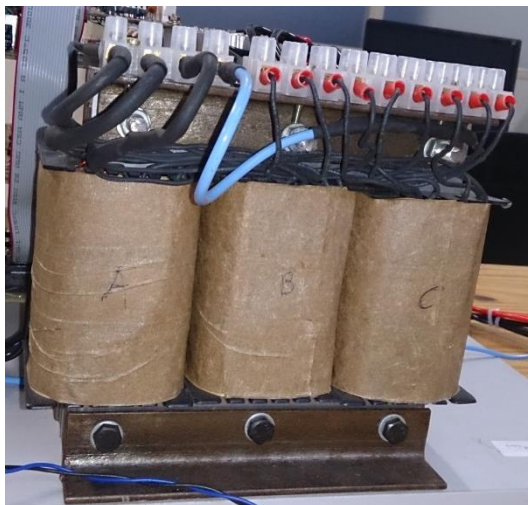
- a) Montagem das lâminas entrelaçadas b) Montagem das lâminas no mesmo sentido de corte



Fonte: produção do próprio autor

A Figura 72 apresenta uma foto do autotransformador montado.

Figura 72 - Foto do autotransformador montado e enrolado no laboratório



Fonte: produção do próprio autor

5.5 FILTRO DE SAÍDA

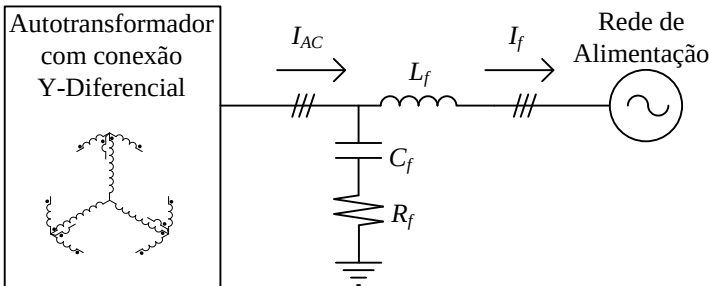
Como visto na seção 4.2.3, a corrente de saída do conversor apresenta apenas os harmônicos de ordem $18k \pm 1$. De acordo com a Tabela 8, a amplitude do harmônico de ordem 17 é de 5,88% da fundamental.

Para filtrar estes harmônicos, pode-se utilizar um filtro sintonizável na frequência de 1020 Hz de forma a atenuar a 17ª e a 19ª, outro filtro sintonizável nos harmônicos de ordem 35 e 37 e um filtro LC de alta frequência. As vantagens de utilizar filtros sintonizáveis são: o custo reduzido, principalmente no indutor que processará apenas a corrente dos harmônicos; a ligação em paralelo do filtro, que facilita a conexão do mesmo

e pode-se aproveitar a indutância de dispersão do transformador e da rede para o filtro LC de alta frequência, já que a frequência dos harmônicos 53 e 55 está em aproximadamente 3,4 kHz, necessitando de uma indutância pequena. Porém, é difícil fazer o ajuste da sintonia do filtro na frequência correta. Esta é uma solução que poderá ser testada em trabalhos futuros, mas neste caso optou-se por um filtro *LC* devido a simplicidade na implementação.

O filtro LC proposto apresenta entrada em corrente e a dedução da função de transferência é feita no APÊNDICE B. Um resistor de amortecimento é acrescentado para reduzir o ganho do filtro na frequência de ressonância. A Figura 73 apresenta a ligação do filtro na saída do conversor.

Figura 73 - Ligação do filtro *LC* na saída do conversor



Fonte: produção do próprio autor

A função transferência do filtro é dada por:

$$\frac{I_f}{I_{AC}} = \frac{sR_f C_f + 1}{s^2 L_f C_f + sR_f C_f + 1} \quad (5.5)$$

A ressonância ocorre na frequência onde as reatâncias, indutiva e capacitiva apresentam o mesmo valor em módulo. Nesta frequência, o ganho da função transferência é infinito, o resistor de amortecimento tem a função de reduzir o ganho nesta situação. O acréscimo deste resistor aumenta as perdas

dor filtro e reduz a atenuação em frequências maiores que a frequência de ressonância.

A frequência de ressonância do filtro é dada por:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (5.6)$$

Os critérios adotados para o dimensionamento do filtro são:

- Frequência de corte deve ser suficiente para atenuar o harmônico de ordem 17 de 5,88% para 1,5%, que corresponde a uma atenuação de 75% na frequência de 1020 Hz;
- Corrente reativa do capacitor não ultrapassar 10% da corrente nominal de saída;
- Resistor de amortecimento com valor suficiente para não prejudicar o amortecimento e promover uma boa atenuação do pico de ressonância.

Estes critérios foram adotados para adequar os harmônicos de corrente aos limites permitidos pela norma (IEEE-1547, 2003) e apresentar pouca variação no fator de potência do conversor.

Os parâmetros do filtro de acordo com os critérios adotados são apresentados na Tabela 24.

Tabela 24 - Parâmetros do filtro LC escolhido

Parâmetro	Valor
C_f	10 μF
L_f	16 mH
R_f	7,5 Ω
f_0	400 Hz

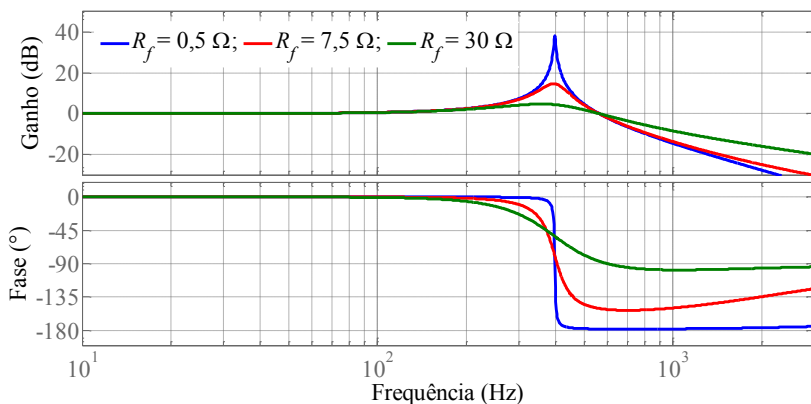
Fonte: produção do próprio autor

Escolhendo os valores de capacitor e indutor que resultem em uma frequência de ressonância de 400 Hz e um

resistor de amortecimento de $7,5 \, \Omega$, os critérios são atendidos, resultando em uma atenuação de 80,2% na frequência de 1020 Hz.

O diagrama de bode da função transferência do filtro, é apresentado na Figura 74, com resistores de amortecimento de valores $0,5 \, \Omega$, $7,5 \, \Omega$ e $30 \, \Omega$. Foi utilizado um valor intermediário de resistor para não prejudicar a atenuação do filtro na frequência desejada e obter uma atenuação adequada na frequência de ressonância. O filtro pode trazer problemas com relação aos harmônicos da corrente de rede visto que em torno da frequência de 400 Hz ocorre uma amplificação do sinal, estes efeitos serão analisados nos resultados experimentais.

Figura 74 - Função transferência do filtro LC com resistores de amortecimento de $0,5 \, \Omega$, $7,5 \, \Omega$ e $30 \, \Omega$



Fonte: produção do próprio autor

A Tabela 25 apresenta o ganho do filtro nas frequências dos primeiros 19 harmônicos ímpares, considerando a frequência fundamental de projeto de 60 Hz. Nota-se que nas frequências de 300 Hz e 420 Hz, ocorre uma amplificação elevada destes harmônicos. Em condições ideais, ou seja, com correntes equilibradas, isto não é problema já que a corrente de

saída do conversor não apresenta estes harmônicos. Porém em situações de desequilíbrio, onde ocorre a presença de harmônicos de ordem 5 e 7, esta amplificação pode fazer com que o conversor não atenda as normas referentes à injeção de harmônicos de corrente na rede de distribuição.

Em aproximadamente 560 Hz, o ganho do filtro é unitário, sendo que harmônicos com frequência maiores, são atenuados. Em 1020 Hz, harmônico de ordem 17, o ganho do filtro é de 0,198, fazendo com que, na corrente que está sendo injetada na rede, este harmônico passe de 5,88%, para 1,16%, ficando abaixo do valor estabelecido pela (IEEE-1547, 2003), que limita este harmônico em 1,5% do valor da corrente na frequência fundamental. A THD da corrente após a passagem pelo filtro é de 1,41%, valor abaixo de 5% exigido pela norma.

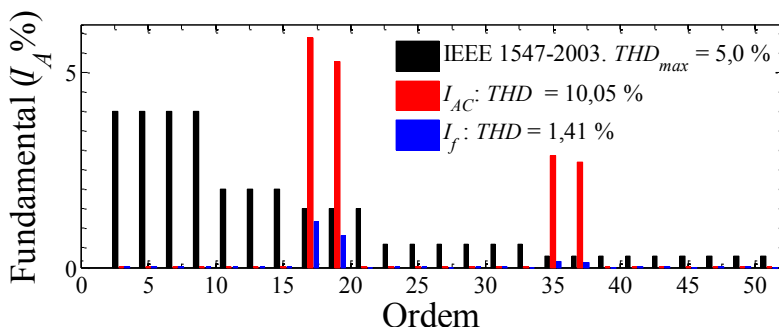
Tabela 25 - Ganho dos harmônicos ímpares do filtro LC

Harmônico	Frequência (Hz)	Ganho	Ganho (dB)
Fundamental	60	1,023	0,200
3	180	1,255	1,971
5	300	2,224	6,943
7	420	4,461	12,988
9	540	1,173	1,388
11	660	0,689	-4,602
13	780	0,372	-8,597
15	900	0,262	-11,618
17	1020	0,198	-14,049
19	1140	0,157	-16,080

Fonte: produção do próprio autor

Os harmônicos de corrente antes e após a passagem pelo filtro LC são mostrados na Figura 75.

Figura 75 - Harmônicos de corrente antes e depois da passagem pelo filtro LC



Fonte: produção do próprio autor

5.6 CIRCUITOS AUXILIARES

O inversor não autônomo necessita de circuitos auxiliares para fazer o sincronismo com as tensões da rede, fazer o disparo nos tiristores e fazer o rastreamento de máximo ponto de potência dos painéis fotovoltaicos. Neste item, estes elementos serão definidos.

5.6.1 Controlador

O processador digital de sinais (DSP) TMS320F2812 da *Texas Instruments* foi utilizado para fazer o sincronismo com a rede, disparo dos tiristores e o MPPT. Este processador foi escolhido devido à disponibilidade do laboratório, porém, para esta aplicação, poderia ser utilizado um processador de custo mais baixo. Aproveitando as características deste DSP, foi implementado um *Phase-Locked Loop* (PLL) para o sincronismo com a rede, aumentando a robustez do acionamento. Este DSP possui alimentação em 3,3 V, sendo que a referência do conversor analógico para digital (ADC) é

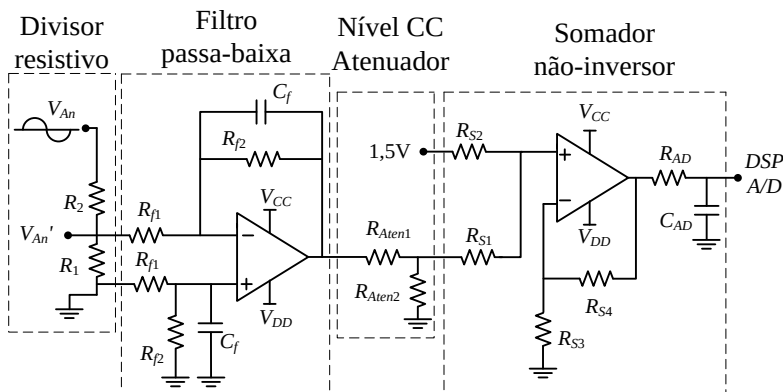
3,0 V. O *hardware* utilizado foi apresentado em (HEERDT, *et al.*, 2007).

5.6.2 Sensores de tensão CA

É necessário ler as tensões da rede de alimentação para fazer o sincronismo com a rede e as tensões dos painéis fotovoltaicos para o MPPT. Como não há necessidade de isolamento, já que o transformador é conectado em estrela, serão utilizados divisores resistivos para os sensores de tensão. O sinal de tensão medido passa por um condicionador de sinal para filtrar e adequar os limites de tensão aos do DSP.

A Figura 76 apresenta o esquema do divisor resistivo e do condicionador de sinal para a aquisição da tensão da rede.

Figura 76 - Divisor resistivo para sincronismo da tensão da rede



Fonte: produção do próprio autor

Este circuito é utilizado para fazer a aquisição das fases A, B e C da tensão da rede.

O ganho escolhido para o divisor resistivo é de 0,025. O segundo estágio é um amplificador diferencial com filtro passa baixa, cujo ganho escolhido é 2,7 e frequência de corte 590 Hz.

É utilizado um atenuador de ganho 0,11 para que a tensão de saída do filtro não ultrapasse 1,5 V. Este sinal somado a um nível CC de 1,5 V para eliminar a parte negativa do sinal e compatibilizar com os níveis do DSP. O somador possui ganho unitário.

O resistor R_{AD} possui um valor de 1 k Ω e o capacitor C_{AD} é 10 nF, estes componentes implicam no desempenho da conversão analógica para digital.

5.6.3 Sensores de tensão CC

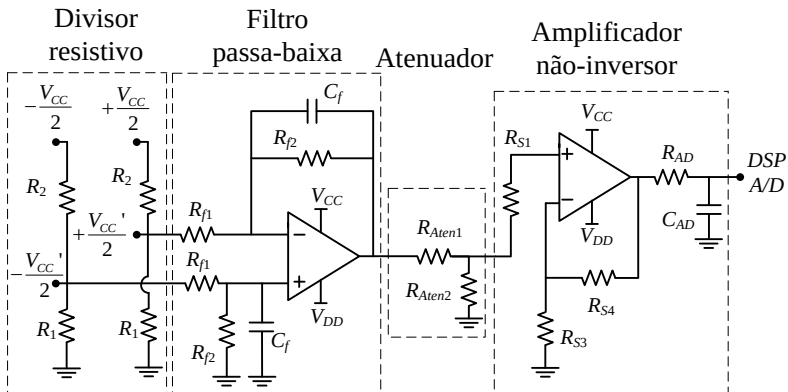
Os sensores de tensão CC são divisores resistivos, mas o circuito de condicionamento é um pouco diferente do utilizado para a leitura de tensão CA. Neste caso, como a tensão é sempre positiva, não há necessidade de somar um nível CC de 1,5 V. Outro detalhe, é que a tensão CC é lida de forma diferencial. Isto é necessário devido ao fato de os terminais positivos e negativos dos inversores não apresentam ponto comum, sendo tomado como ponto comum o neutro da rede. A Figura 77 apresenta o circuito para leitura das tensões contínuas dos inversores.

Os ganhos dos divisores resistivos continuam 0,025 e do atenuador 0,11. O valor total amostrado do barramento aparece na saída do amplificador diferencial.

Devido à disponibilidade de 15 canais de conversão ADC no DSP, a leitura de tensão é feita em dois patamares. Desta forma, são utilizados dois circuitos de condicionamento para a leitura de tensão de cada inversor com os seguintes ganhos no amplificador diferencial:

- Ganho = 4,7 com frequência de corte de 3,4 kHz para leituras de 0 V a 115 V;
- Ganho = 1,8 com frequência de corte de 8,8 kHz para leituras de 115 V a 300 V.

Figura 77 - Divisor resistivo para sincronismo da tensão de entrada



Fonte: produção do próprio autor

Na troca dos patamares é introduzida uma histerese para não prejudicar o controle do MPPT.

5.6.4 Sensores de corrente

A corrente é lida apenas para o controle do MPPT, para isto foram utilizados sensores do tipo *Hall* modelo CSNT651-007 do fabricante *Honeywell* com as seguintes características:

- Ganho 1/2000;
- 5 espiras;
- Resistor shunt de 333 Ω .
- Ganho total: 0,8325

O circuito de condicionamento é o mesmo apresentado na Figura 77, apenas substituindo o divisor resistivo pela saída sensor hall. O ganho do atenuador é 0,11 e do amplificado não-inversor é 2. A leitura de corrente também é feita em dois

patamares, sendo que o filtro passa-baixa apresenta os seguintes ganhos:

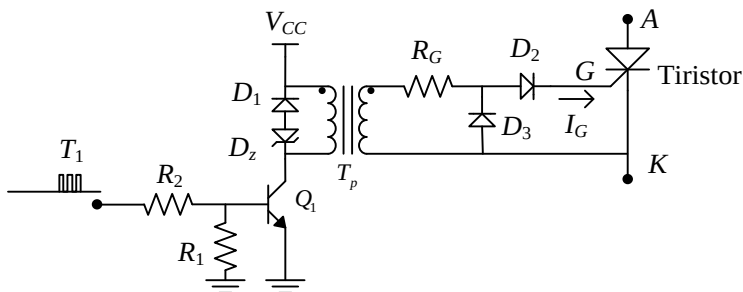
- Ganho = 5,7 com frequência de corte de 2,3 kHz para leituras de 0 A a 3,2 A;
- Ganho = 1,8 com frequência de corte de 8,8 kHz para leituras de 3,2 A a 10 A.

A escolha destes patamares foi feita para possibilitar o teste do conversor com uma corrente acima da nominal.

5.6.5 Acionamento dos tiristores

O disparo dos tiristores é feito injetando um sinal de corrente no *gate* do tiristor. Além disto, a tensão entre *gate* e catodo (V_{GK}) deve ser positiva, conforme os valores especificados no catálogo. O circuito de ataque proposto é apresentado na Figura 78, sendo necessário um circuito para cada tiristor.

Figura 78 - Circuito de ataque para o acionamento dos tiristores



Fonte: (BARBI, 2006)

Onde:

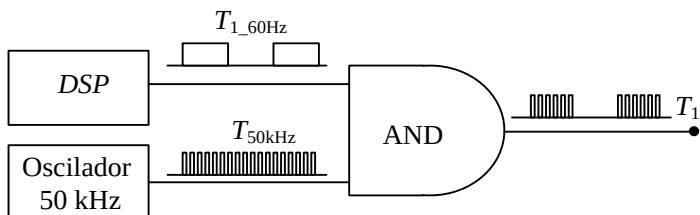
T_1 : Sinal de comando em alta frequência do tiristor;

- R_1 e R_2 : Atenuador do sinal T_1 para níveis compatíveis com o transistor Q_1 ;
- Q_1 : Transistor para inserir um ganho em potência no sinal T_1 , foi usado um BC546;
- D_z : Diodo zener para desmagnetização do núcleo de T_p durante os intervalos onde Q_1 estiver bloqueado, usado um zener de 15 V;
- D_1 : Diodo de roda livre para a condução durante a desmagnetização do núcleo, usado 1N4148;
- R_G : Resistor de gatilho utilizado para limitar a corrente que entra no gatilho do tiristor, 470 Ω ;
- D_2 : Diodo para impedir o desvio da corrente principal pelo gatilho, 1N4148;
- D_3 : Diodo para impedir que uma tensão negativa seja aplicada entre os terminais gatilho-catodo durante a desmagnetização do transformador, 1N4148;
- T_p : Transformador de pulso para isolação do sinal.

Dentre as formas para se fazer este disparo, optou-se pela mais usual, que consiste em um transformador de pulso para isolar o circuito de comando responsável pelo sincronismo e geração dos pulsos de disparo, da parte de potência. Este isolamento é necessário devido ao fato de os terminais de catodo dos tiristores não estarem no mesmo potencial.

Este método requer que o pulso de gatilho dos tiristores seja em alta frequência. Para isto, utiliza-se um circuito com o circuito integrado (CI) NE555 no modo oscilador para gerar um trem de pulsos na frequência de 50 kHz fazendo lógica AND com o pulso de gatilho de 60 Hz gerado pelo DSP, como é mostrado na Figura 79.

Figura 79 - Circuito para a geração do pulso de gatilho dos tiristores em alta frequência

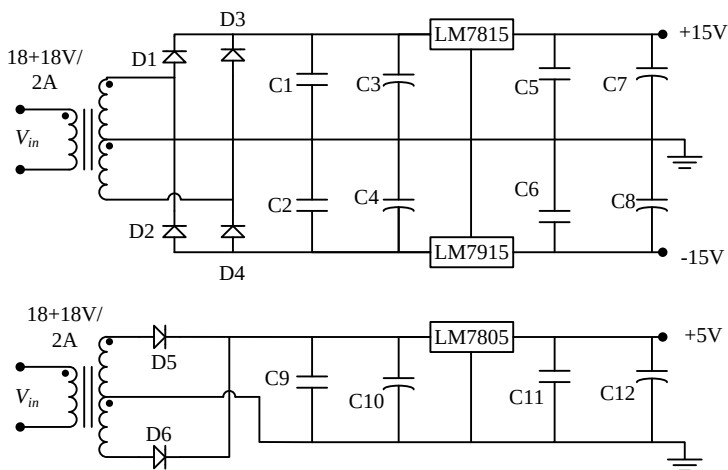


Fonte: produção do próprio autor

5.6.6 Fonte auxiliar

As tensões para o acionamento dos comandos, são obtidas por uma fonte linear com reguladores de tensão cujo esquema é apresentado na Figura 80.

Figura 80 - Fonte auxiliar que fornece as tensões +15V, -15V e +5V



Fonte: produção do próprio autor

Para alimentar o DSP, circuitos de condicionamento de sinal e o circuito de ataque dos tiristores são necessárias tensões reguladas nos valores de +15 V, -15 V e 3,3 V, além de uma fonte de 5 V que alimenta o NE 555 e as portas lógicas.

A tensão de 3,3 V é gerada pelo *hardware* utilizado que foi desenvolvido em (HEERDT, *et al.*, 2007). A tensão que alimenta o circuito foi gerada por uma fonte regulada externa de +15 V.

Os diodos D1, D2, D3, D4, D5 e D6 são do modelo 1N4007. Os capacitores C1, C2, C5, C6, C9 e C11 são de polipropileno com valor de 100 nF. Os capacitores C3, C4, C7, C8, C10 e C12 são eletrolíticos com valor de 2200 μ F.

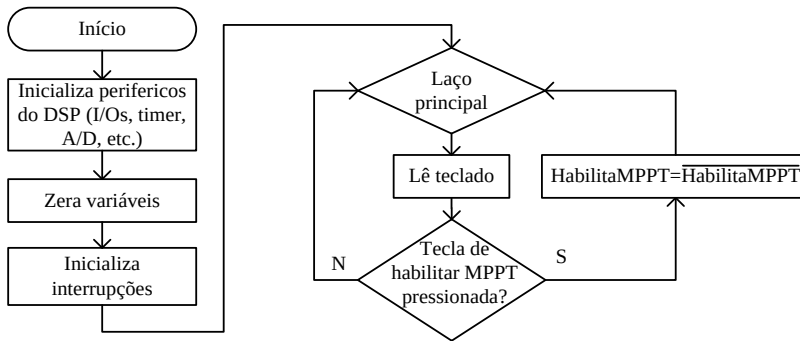
5.7 PROGRAMAÇÃO DO DSP

O código do programa foi feito na linguagem C, utilizando o compilador *Code Composer Studio* da *Texas Instruments* para a programação no DSP. Este item é subdividido em: laço principal, inicialização, acionamento dos tiristores, rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT) e *Phase Locked Loop* (PLL), para explicar cada item do código separadamente.

5.7.1 Inicialização e laço principal

Este bloco do programa é extremamente simples, pois se trata apenas da configuração do DSP. São configurados os *timers*, as portas de entrada e saída digitais, entradas analógicas e é dado início às interrupções de *timer*. No laço principal, é feito apenas o monitoramento de uma variável de controle para habilitar ou desabilitar o DSP via teclado externo. O fluxograma da inicialização e do laço principal é apresentado na Figura 81.

Figura 81 - Fluxograma da inicialização e do laço principal



Fonte: produção do próprio autor

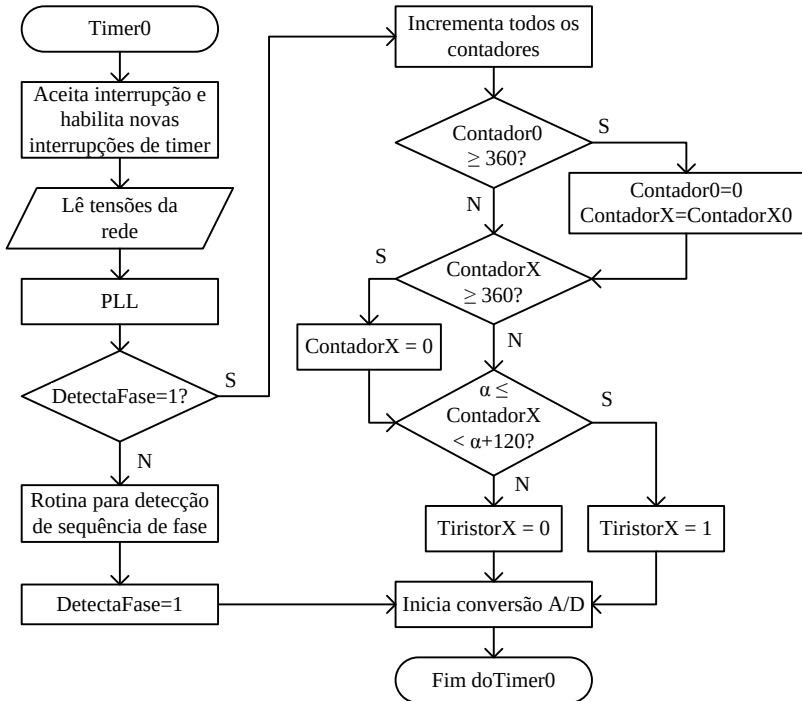
5.7.2 Acionamento dos tiristores

O acionamento dos tiristores é feito na interrupção do *timer0* configurada como prioritária, com uma frequência de interrupção de 21,6 kHz, que corresponde a um grau na frequência da rede de 60 Hz. Dentro desta interrupção está a rotina do PLL, acionamento dos tiristores e acionamento do conversor AD. Antes de iniciar a operação do conversor, é feita a detecção da sequência de fase para que os tiristores sejam acionados corretamente, independentes da conexão com a rede. A variável “DetectaFase” assume o valor “1” quando a sequência de fase da tensão de saída do conversor for detectada.

A Figura 82 apresenta o fluxograma do acionamento dos tiristores. Neste algoritmo, é usado um contador para cada tiristor. No fluxograma, os contadores dos tiristores estão representados de forma genérica como “ContadorX”. A posição inicial destes contadores é diferente para cada tiristor em função da referência de sincronismo, como foi visto na seção 3.1.4. O “Contador0” é o contador principal que é

utilizado para a rotina do PLL. Este contador está sincronizado com a fase *R* do subsistema *n*.

Figura 82 - Fluxograma do acionamento dos tiristores



Fonte: Produção do próprio autor

Na seção 4.2, foi apresentada a análise dos harmônicos da corrente injetada na rede, incluindo casos de desequilíbrio entre correntes de entrada desbalanceadas na entrada dos inversores. O efeito causado no espectro harmônico da corrente injetada na rede pela diferença de fases é muito maior que o causado pelo desequilíbrio das correntes de entrada dos inversores (I_{CC1} , I_{CC2} e I_{CCn}). Para evitar problemas de diferenças de fase entre as correntes nos subsistemas, o sincronismo é feito apenas na fase *A* e as leituras das fases *B* e *C* servem apenas para fazer a detecção de sequência de fases da

rede. Então, são assumidos os valores teóricos de defasagens entre os subsistemas, conforme é visto na seção 3.2.

5.7.3 Rastreamento de ponto de máxima potência (MPPT)

O rastreamento do ponto de máxima potência é feito no *timer*4. Devido à ondulação na tensão e na corrente, é calculada a média móvel das tensões e correntes CC do inversor. O tempo mínimo para o cálculo da média móvel é de um ciclo de rede, ou seja, 16,67 ms na frequência de 60 Hz. Apesar da tensão CC apresentar ondulação na frequência de 360 Hz, a média móvel é feita em 60 Hz devido à presença de assimetrias na forma de onda da tensão de cada subsistema trifásico. Com isto, a atuação do MPPT deve ser mais lenta que o cálculo da média móvel, pois ao incrementar o valor do ângulo, deve-se esperar o cálculo estar completo para que o MPPT possa avaliar a próxima operação. Isto é válido para qualquer método de MPPT que venha a ser utilizado neste conversor.

A frequência de interrupção deste *timer* é de 5,40 kHz para que a média móvel possua 90 amostras para cada valor de tensão e corrente lida. A média móvel é um filtro digital em que é calculada a média de um número M de amostras, onde a última leitura (mais antiga) é desprezada cada vez que uma nova leitura é amostrada (NODARI, 2011). O filtro de média móvel digital é representado por (5.7).

$$y(k) = y(k-1) + \frac{1}{M} [x(k) - x(k-M)] \quad (5.7)$$

Onde:

- M : Número de amostras que compõe a janela do filtro;
- $y(k)$: Saída do filtro de média móvel;
- $y(k-1)$: Saída do filtro no ciclo anterior do timer;
- $x(k)$: Entrada do filtro (valor amostrado);

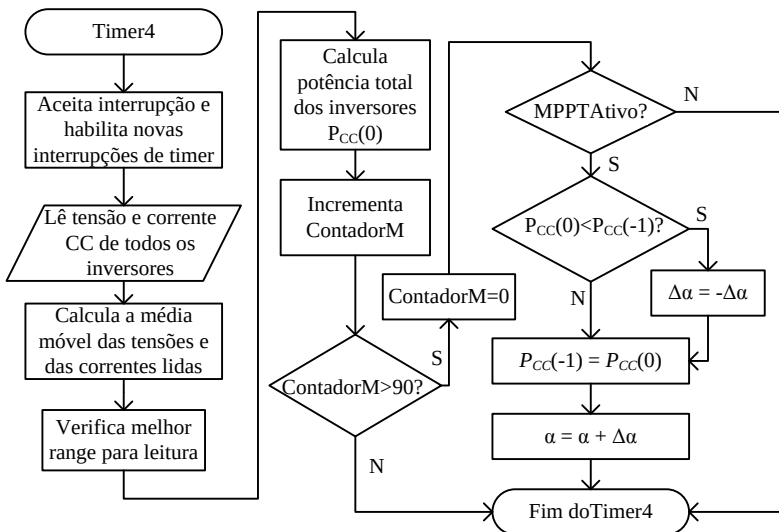
$x(k-M)$: Entrada do filtro na primeira posição da janela (amostra mais antiga).

Nota-se que as amostras devem ser registradas em um vetor com M posições, neste caso, 90.

O fluxograma que apresenta o método P&O, escolhido para esta aplicação, é apresentado na Figura 83.

Neste algoritmo, está inclusa uma rotina para escolher o melhor patamar de leitura para o cálculo da potência: nos itens 5.6.3 e 5.6.4, foi visto que, para melhorar a precisão, são utilizados dois canais do conversor AD do DSP para cada leitura de tensão e corrente CC. Esta rotina de detecção apenas verifica se a tensão ou corrente lida ultrapassou o limite de leitura estipulado e utiliza o valor correto nos cálculos da potência.

Figura 83 - Fluxograma da rotina da técnica de MPPT P&O aplicada ao conversor



Fonte: produção do próprio autor

Para não alterar o defasamento entre as correntes dos inversores, deve-se utilizar a potência total fornecida ao sistema para o controle do MPPT e o ângulo de disparo deve ser o mesmo para todos os inversores.

O funcionamento do algoritmo do MPPT é simples: depois que a potência é calculada, verifica-se se este valor é menor do que a leitura de potência no ciclo anterior do MPPT. Caso esta comparação seja verdadeira, significa que a potência reduziu, então, o sentido de incremento do ângulo deve ser invertido. Se a comparação for falsa, significa que a potência do sistema aumentou, então, o próximo incremento do ângulo deve se manter na mesma direção que estava no ciclo anterior. Após isto, a variável que guarda o valor da leitura anterior de potência assume o valor atual. O ângulo de disparo é incrementado e aguarda uma nova interrupção. A rotina do MPPT só entra a cada 90 ciclos da interrupção de timer, ou seja, um ciclo de rede, o “ContadorM” é usado para varrer o vetor onde as amostras são armazenadas.

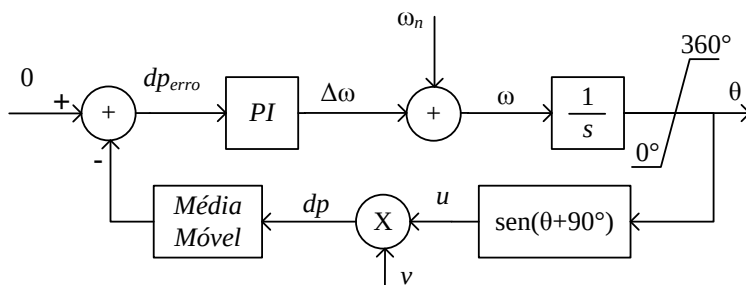
5.7.4 *Phase-Locked Loop (PLL)*

O PLL (*Phase-Locked Loop*) é uma estrutura em malha fechada composta por um detector de fase, um filtro passa baixa e um oscilador controlado por tensão, que neste caso será implementado de forma digital aplicado ao sincronismo com a tensão da rede (MARAFÃO, *et al.*, 2005).

O diagrama de blocos simplificado do PLL é apresentado na Figura 84. A ideia básica deste PLL é multiplicar dois sinais periódicos com a mesma frequência, mas defasados em 90° entre si. Quando dois sinais senoidais em quadratura são multiplicados, o valor médio desta multiplicação é zero. O controlador PI garante que a defasagem entre estes dois sinais permaneça em 90° mesmo para variações na frequência da rede. Ao fazer a multiplicação da referência interna u com o sinal amostrado v , este resultado passa por um

filtro de média móvel de forma a ficar apenas o valor médio na saída do filtro. Para garantir a ortogonalidade entre os dois sinais (u e v), este valor deve ser zero.

Figura 84 - Diagrama simplificado do PLL



Fonte: produção do próprio autor

O PLL opera com o tamanho da janela do filtro de média móvel fixo com 360 amostras e o período de amostragem, que corresponde ao período da interrupção do *timer0*, é ajustado através do controlador PI para assegurar que o número de amostras da janela permaneça fixo a cada período da rede.

Como o DSP TMS320LF2812 trabalha apenas com ponto fixo, o sinal de referência interna é gerado por um vetor pré-carregado com um sinal senoidal já defasado em 90° e com 360 amostras. A cada interrupção, este vetor é percorrido por contador principal chamado de “Contador0”. Este contador é zerado sempre que atinge o valor de 360, sendo este, a referência para todos os demais contadores que controlam os disparos nos tiristores.

Este algoritmo de PLL é bem robusto e permanece estável mesmo com variações razoáveis na frequência e com bastante distorção na forma de onda da tensão da rede.

5.8 CONCLUSÕES

Este capítulo foi destinado à implementação do conversor. Inicialmente, foi definida, uma metodologia de projeto e após isto, foi feita a avaliação do fator de potência do conversor para a operação em diferentes condições de temperatura e irradiação dos painéis fotovoltaicos conectados ao inversor. O fator de potência é afetado diretamente pelo ângulo de disparo, que fica com o valor mais baixo principalmente quando ocorrem variações na temperatura do painel. O conversor consegue operar dentro da norma (IEEE-929, 2000) com ângulos de disparo maiores que 150° , que na situação apresentada, corresponde a uma tensão de 90,9 V.

Na sequência, foram definidos os componentes que foram utilizados nos módulos de potência e circuitos auxiliares, projeto do filtro de saída, além de serem apresentados os algoritmos utilizados para fazer o acionamento dos tiristores e o rastreamento de máximo ponto de potência. Uma característica é que o sistema completo apresenta um alto rendimento de 97,2%, em que o autotransformador apresenta maior parcela de perdas. Para potências maiores o rendimento do sistema tende a aumentar, pois esta é uma característica de transformadores.

Nos aspectos construtivos, o conversor apresenta um volume reduzido devido à utilização do autotransformador e também das baixas perdas nos tiristores, embora peso e volume reduzidos não são focos neste trabalho. Porém, isto impacta diretamente nos custos, pois, como a corrente nos enrolamentos primários, que possuem maior número de espiras, é cerca de três vezes menor do que as correntes dos secundários, isso reduz a quantidade de cobre. Utilizando menos cobre e menos ferro para o núcleo, reduz-se consideravelmente os custos do conversor em comparação com conversores isolados.

O acionamento e o rastreamento do ponto de máxima potência foram feitos utilizando um processador digital de

sinais (DSP) modelo TMS320F2812, que atende as especificações sem exigir muito de sua capacidade, permitindo que o PLL fosse implementado, tornando o sincronismo mais robusto à ruídos e múltiplas passagens por zero na tensão de saída, fato comum na comutação dos tiristores. A técnica de MPPT utilizada foi a P&O, devido à simplicidade e por ser uma técnica bem consolidada e funcional, mas outras técnicas poderiam ser utilizadas. Neste capítulo, foi apresentado um estudo teórico, os resultados práticos serão apresentados adiante.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

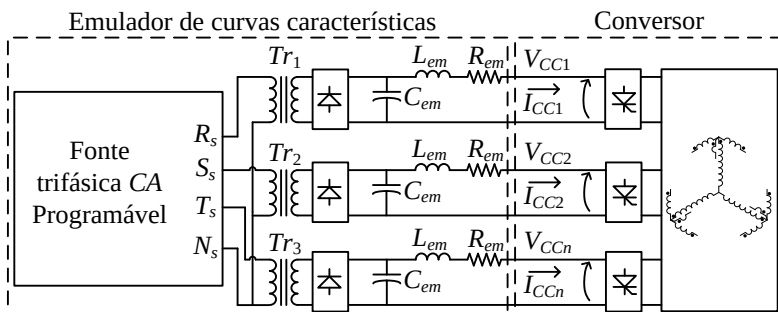
Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir do protótipo implementado no laboratório. Os painéis fotovoltaicos foram simulados por um emulador desenvolvido no laboratório exclusivo para esta aplicação.

6.1 CONFIGURAÇÃO DO TESTE

6.1.1 Emulador das curvas características

Os testes foram realizados com a utilização de um emulador de curvas características dos painéis fotovoltaicos, composto por uma fonte CA programável com 3 retificadores conectados à sua saída. A saída dos retificadores é composta por um banco de capacitores, um indutor e um resistor como é apresentado na Figura 85.

Figura 85 - Estrutura do emulador das curvas características dos painéis fotovoltaicos desenvolvido para testes do protótipo



Fonte: produção do próprio autor

Este emulador tem a finalidade de simular apenas as curvas características dos painéis e não o comportamento dinâmico do mesmo. Isto foi necessário, devido à dificuldade

encontrada em realizar e validar os testes principalmente relativos ao MPPT com painéis solares. Com a utilização do emulador, os resultados ficarão melhores do que com os painéis, devido principalmente, à baixa ondulação na corrente de saída do emulador, fato que não ocorre com os painéis quando opera no PMP.

O capacitor e o indutor têm a finalidade de gerar uma saída em corrente com baixa ondulação na corrente. O resistor é utilizado para controlar a corrente entregue ao conversor. O valor da corrente é obtido pela diferença de potencial entre a tensão do retificador do emulador e a tensão de entrada do conversor. Devido às limitações de potência do emulador, não foi possível efetuar os testes em condições nominais do conversor.

6.1.2 Interface de configuração do emulador

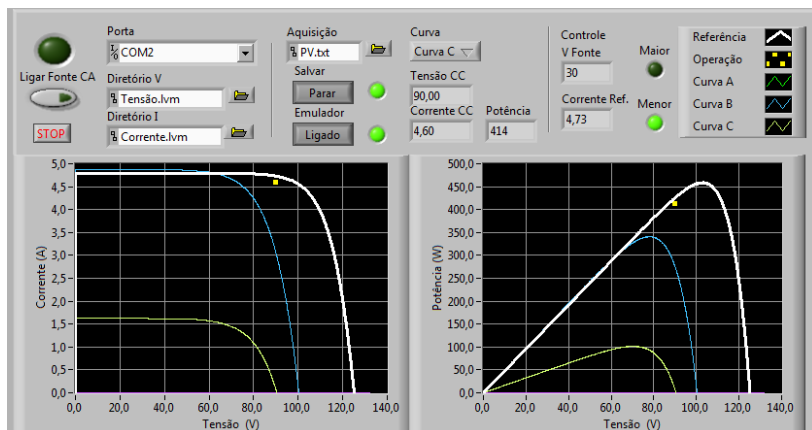
A interface de configuração e de controle do emulador é apresentada na Figura 86. O controle do emulador é feito por intermédio de um software em LabView®, que faz a leitura da tensão e corrente CC da saída do emulador através de uma placa de aquisição de sinais. Controla-se a amplitude da tensão $V_{fonteCA}$, de forma que a corrente I_{CC} , que surge a partir da queda de tensão do resistor R_{em} , siga a curva selecionada.

As curvas são geradas por meio da importação dos pontos de tensão e corrente das curvas características dos painéis fotovoltaicos. Foram gerados, pontos de 3 curvas em diferentes condições de temperatura e irradiação, pelo *software* MATLAB®, de acordo com o método descrito na seção 2.3.

A interface (Figura 86) mostra as 3 curvas geradas em gráfico de corrente por tensão e outro de potência por tensão. Os gráficos mostram também o ponto de operação (V_{CC} , I_{CC} e P_{CC}), representado por um ponto amarelo. Este ponto deve seguir a curva selecionada, que fica destacada e com cor

branca. Este ponto de operação pode ser armazenado a cada intervalo de tempo, em um arquivo de texto.

Figura 86 - Interface de configuração e controle do emulador de curvas características dos painéis fotovoltaicos

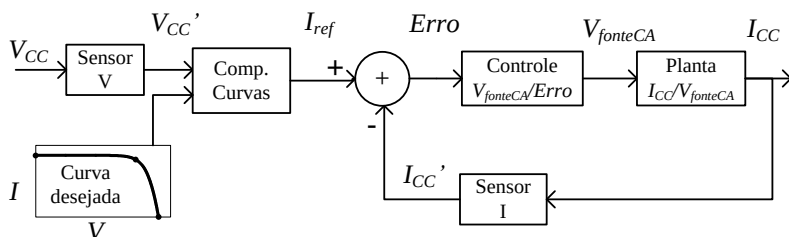


O controle funciona considerando que a tensão V_{CC} (tensão de entrada do inversor não autônomo) é constante, desta forma, o controle do MPPT do conversor deve ser mais lento que o controle do emulador, para que a tensão V_{CC} , vista pelo emulador, seja constante.

O diagrama de blocos simplificado do controle é apresentado na Figura 87. Considerando que a tensão V_{CC} é fixa, o controle funciona da seguinte forma: lê a tensão V_{CC} e encontra o valor da corrente que I_{CC} deveria possuir, de acordo com a curva característica selecionada. Este valor é denominado I_{ref} , que é comparado com o valor da corrente I_{CC} lida, gerando um sinal de erro; o sinal de erro passa por um controlador, neste caso, do tipo proporcional, que gera a referência de tensão para a fonte CA programável. A variar a tensão da fonte CA, a queda de tensão no resistor R_{em} , também varia, controlando desta forma, o valor da corrente I_{CC} , entregue ao conversor.

As leituras são feitas por meio de uma placa de aquisição de dados, já o controle da fonte CA programável, é feito por meio de comunicação serial RS232, desta forma, a velocidade do controle é lenta, não emulando a dinâmica de um painel. O MPPT do conversor só pode atuar depois que a corrente I_{CC} atingiu o valor desejado, para que o emulador funcione corretamente.

Figura 87 - Diagrama de blocos simplificado do controle do emulador



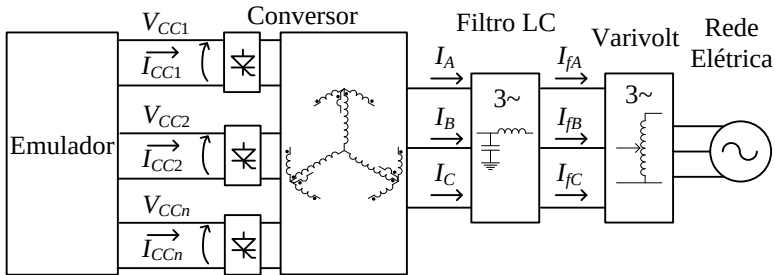
Fonte: produção do próprio autor

6.1.3 Conexão com a rede

Devido às condições de teste realizadas no conversor, a conexão com a rede elétrica foi realizada por intermédio de um variador de tensão CA trifásico como é apresentado na Figura 88.

O variador de tensão é necessário para ter maior liberdade nos ajustes das tensões da rede. O filtro LC, foi projetado para os valores nominais de projeto, de acordo com a proposta 2 (Tabela 31), não apresentando bons resultados nos testes com tensão de saída reduzida, portanto, não foi utilizado em todos os testes.

Figura 88 - Diagrama de ligação do conversor com a rede de distribuição por intermédio de um variador de tensão trifásico



Fonte: produção do próprio autor

6.2 RESULTADOS COM TENSÃO REDUZIDA

Nesta seção, são apresentados os resultados experimentais com tensão reduzida, obtidos no protótipo. As especificações máximas de entrada e saída são descritas na Tabela 26, valores obtidos de acordo com a metodologia apresentada na seção 5.1.

Tabela 26 - Especificações do conversor para testes com tensão de saída reduzida

Especificação	Valor
Tensão eficaz de saída (V_A)	52 V
Potência total fornecida do sistema ($P_{CCTotal}$)	2340 W
Tensão de entrada (V_{CC})	105 V
Corrente máxima de entrada (I_{CC})	8,99 A
Ângulo de disparo (α)	120° a 168°

Fonte: produção do próprio autor

Os diagramas de ligações do conversor são feitos de acordo com a Figura 88. Devido às limitações de corrente da fonte CA programável que compõe o emulador, não foi possível atingir os resultados em condições nominais.

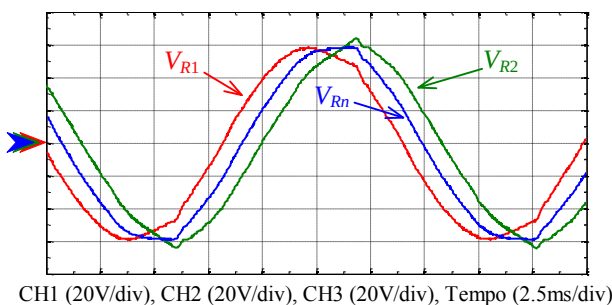
Para que os tiristores estejam diretamente polarizados, é necessário que o ângulo de disparo seja menor que 180° , na prática o valor máximo para este ângulo foi de 168° . Alguns dos fatores observados limitam este ângulo máximo:

- Desequilíbrio na tensão da rede: a tensão trifásica da rede apresenta desequilíbrio, isto poderá ser notado nos resultados. O desequilíbrio de tensão afeta diretamente as defasagens dos sistemas criados pelo autotransformador;
- Comutação de corrente dos tiristores: para ocorrer o bloqueio, é necessário que a corrente que circula pelos tiristores seja extinta. Devido à indutância da rede de distribuição e do autotransformador, o tempo de extinção da corrente pode ser elevado, limitando o ângulo máximo dos tiristores;
- Tempo t_q mínimo necessário para que os tiristor entrem em bloqueio: após a corrente no tiristor extinguir, é necessário que permaneça nesta condição durante o tempo t_q , caso contrário voltará a conduzir. De acordo com o fabricante, o valor de t_q é $70 \mu s$, resultando em $1,5^\circ$ em 60 Hz.

Os resultados são apresentados para 3 condições diferentes de testes, são elas: ângulo de disparo de 168° , ângulo de disparo de 120° e ângulo de disparo em 168° com filtro LC, este último foi realizado com potência bem inferior à nominal.

A Figura 89 apresenta as tensões das fases R_1 , R_2 e R_n geradas pelo autotransformador. Estas tensões alimentam a saída CA dos inversores não autônomos. A defasagem em relação à tensão da rede é de 20° adiantado para V_{R1} , 0° para V_{Rn} e 20° atrasado para V_{R2} . A amplitude destas tensões é cerca de 43 V.

Figura 89 - Tensões das fases R_1 , R_2 e R_n geradas pelo autotransformador



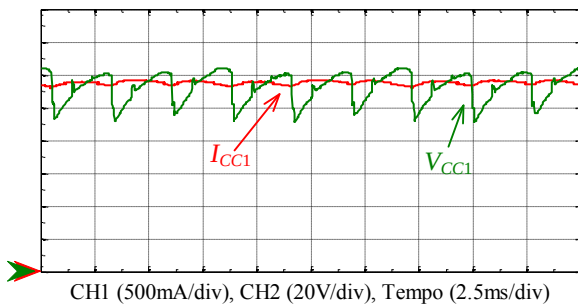
Fonte: produção do próprio autor

A Figura 90 apresenta as formas de onda da corrente e tensão CC de entrada do inversor 1. Os demais inversores apresentam formas de onda semelhantes, porém com as devidas defasagens.

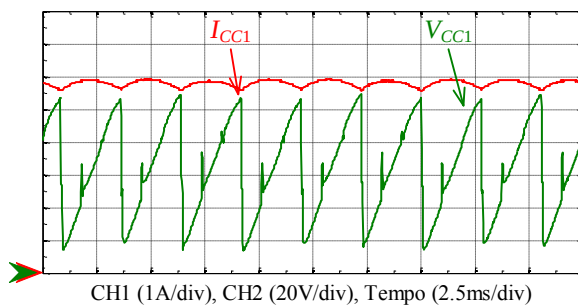
Na Figura 91 são apresentadas a tensão e a corrente de saída do lado CA do inversor 1. Nesta figura, é possível notar recortes na forma de onda de tensão, é comum em circuitos a tiristores, devido à comutação entre eles. Nota-se, na Figura 91-b, que estes recortes ocorrem no instante da comutação dos tiristores. Com a adição do filtro, que possui alta impedância, estes recortes ficam maiores e mais largos, podendo ocasionar múltiplas passagens por zero, de forma que os tiristores possam não estar diretamente polarizados no momento do disparo, prejudicando o funcionamento do conversor.

Figura 90 - Corrente e tensão CC de entrada do inversor 1

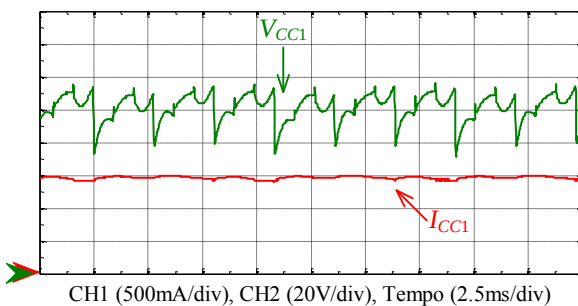
a) $\alpha = 168^\circ$



b) $\alpha = 120^\circ$



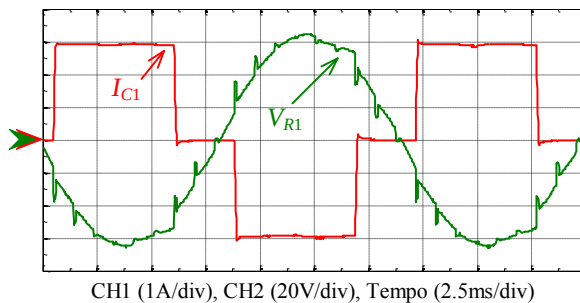
c) Filtro LC e $\alpha = 168^\circ$



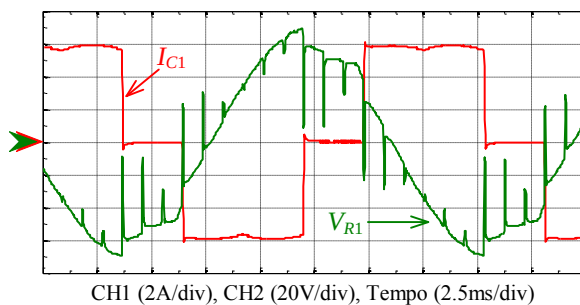
Fonte: produção do próprio autor

Figura 91 - Tensão e corrente na fase *R* de saída do inversor 1

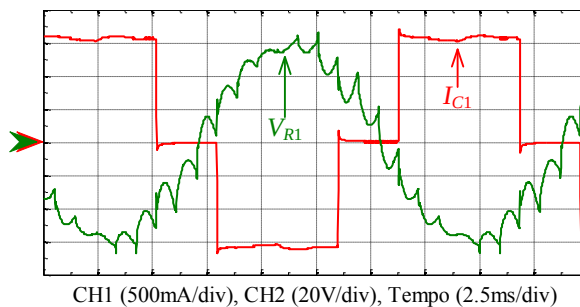
a) $\alpha = 168^\circ$



b) $\alpha = 120^\circ$



c) Filtro LC e $\alpha = 168^\circ$

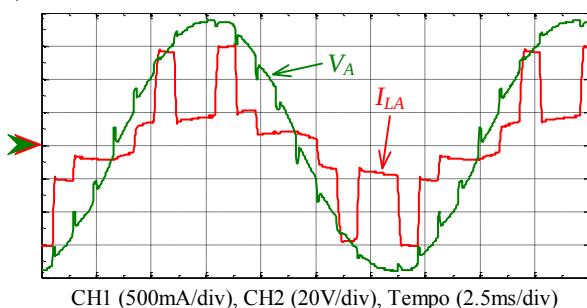


Fonte: produção do próprio autor

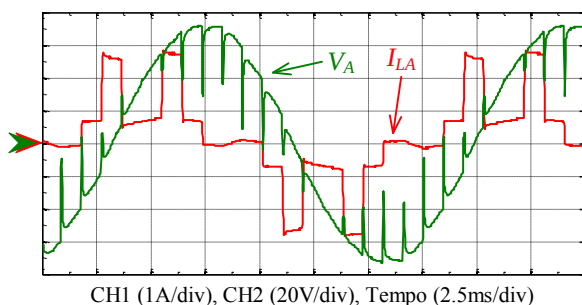
A Figura 92 apresenta as formas de onda na fase A do primário do autotransformador. A corrente de magnetização faz a forma de onda ser diferente da teórica.

Figura 92 - Tensão e corrente no enrolamento primário da fase A do autotransformador

a) $\alpha = 168^\circ$



b) $\alpha = 120^\circ$

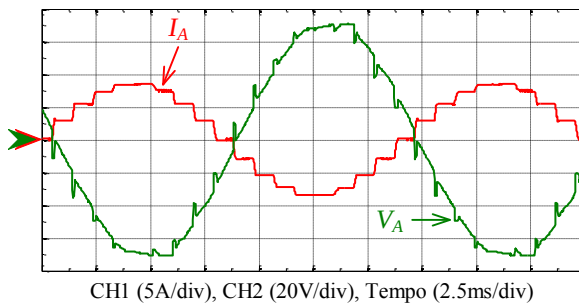


Fonte: produção do próprio autor

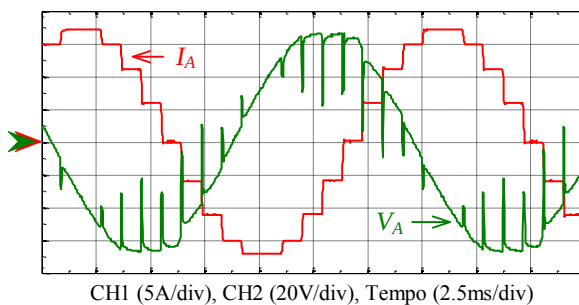
A Figura 93 apresenta os valores da tensão e da corrente da fase A de saída do conversor. Os recortes na forma de onda são referidos para o primário do autotransformador. A Figura 93-c apresenta a corrente e tensão de saída antes da passagem pelo filtro.

Figura 93 - Tensão e corrente da fase A de saída do conversor

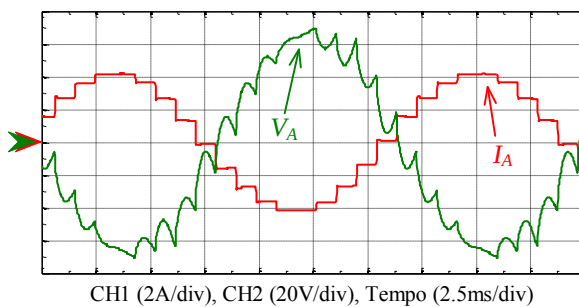
a) $\alpha = 168^\circ$



b) $\alpha = 120^\circ$



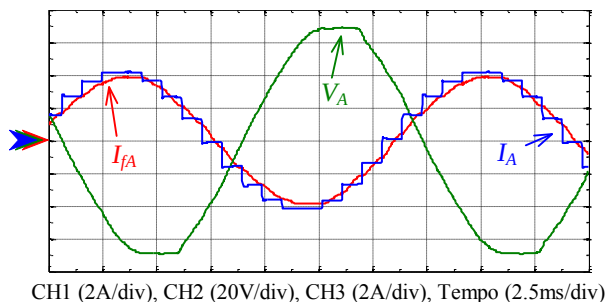
c) Filtro LC e $\alpha = 168^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

A corrente e tensão de saída após a passagem pelo filtro é apresentada na Figura 94.

Figura 94 - Tensão e corrente da fase A da rede antes e depois do filtro



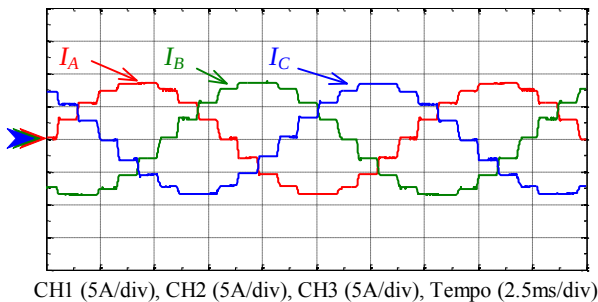
Fonte: produção do próprio autor

A Figura 95 mostra as correntes nas 3 fases de saída do conversor. A variação no ângulo de disparo apenas desloca a forma de onda, sendo que o espectro harmônico não é afetado. Após a passagem pelo filtro, a corrente fica praticamente senoidal com baixa distorção harmônica, porém ocorre um atraso na corrente após a passagem pelo filtro, reduzindo o fator de potência. Ocorre também, um pequeno desequilíbrio nas correntes de saída após a passagem pelo filtro (Figura 95-c), mostrando que o filtro é desequilibrado.

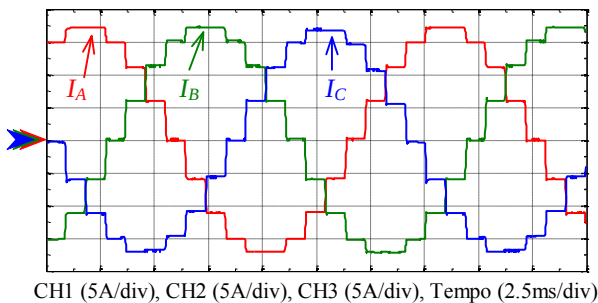
Os harmônicos de corrente de I_A e I_{fA} são apresentados na Figura 96, onde são comparados com os limites determinados pela (IEEE-1547, 2003). Alguns harmônicos não esperados, como o de ordem 3, 5 e 7, aparecem na corrente I_A , que são justificadas devido às assimetrias na corrente CC, que não foram consideradas na análise teórica, ou desequilíbrios entre as correntes de entrada dos inversores, como foi visto na seção 4.2.5.

Figura 95 - Corrente das 3 fases de saída do conversor

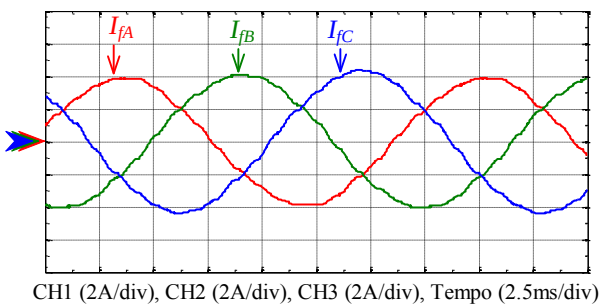
a) $\alpha = 168^\circ$



b) $\alpha = 120^\circ$

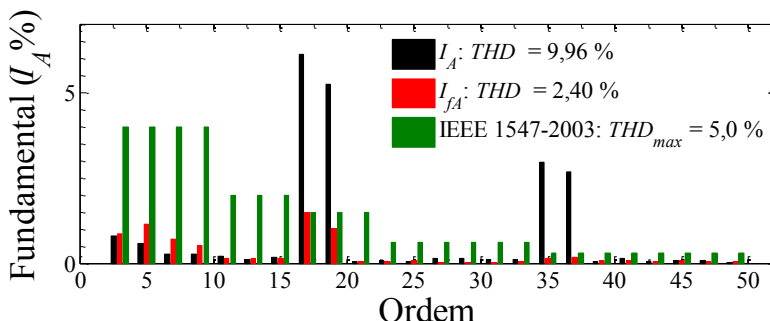


c) Filtro LC e $\alpha = 168^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

Figura 96 - Harmônicos de corrente antes e depois da passagem pelo filtro, comparados com os limites determinados pela (IEEE-1547, 2003)



Fonte: produção do próprio autor

Teoricamente, o 3º harmônico já é nulo na corrente de saída dos inversores não autônomos (6 pulsos), porém desequilíbrio nas tensões de saída do conversor e pequenas assimetrias na forma de onda da corrente, como pulsos de corrente com largura diferentes, ou a amplitude com valor diferente ao longo de um período, fazem com que os harmônicos múltiplos de 3 apareçam na corrente de saída do conversor.

Após a passagem pelo filtro, todos os harmônicos incluindo os de ordem $18k \pm 1$ ficam dentro dos limites da norma (IEEE-1547, 2003). Devido à frequência de ressonância ocorrer em aproximadamente 400 Hz, ocorre uma amplificação na amplitude dos harmônicos que ficam próximos a esta frequência, como pode ser visto na Figura 74. O ganho do filtro LC começa a aumentar em frequências acima de aproximadamente 100 Hz, chegando ao valor máximo na frequência de ressonância (400 Hz) e passa a reduzir a partir de aproximadamente 550 Hz. Os harmônicos que ficam nesta faixa de frequência são: 3º (180 Hz), 5º (300 Hz), 7º (420 Hz), 9º (540 Hz). Como esperado, os harmônicos que possuem maior amplificação, são os de ordem 5 e 7.

Os valores obtidos nestes testes estão resumidos na Tabela 27, Tabela 28 e Tabela 29.

Tabela 27 - Resumo dos resultados experimentais obtidos para ângulo de disparo $\alpha = 168^\circ$

	Fase A	Fase B	Fase C	Inv. 1	Inv. 2	Inv. n
Tensão (V)	51,1	51,5	54,3	112,2	111,5	109,4
Corrente (A)	6,09	6,20	6,10	2,94	2,93	2,98
Potência Ativa (W)	303,0	313,7	316,8	329,4	326,7	326,0
Potência Aparente (VA)	310,9	321,9	327,1	-	-	-
Potência Reativa (VAr)	69,5	68,0	81,8	-	-	-
Deslocamento	167,2	167,7	165,5	-	-	-
Fator de Potência	0,975	0,977	0,968	-	-	-

Fonte: produção do próprio autor

Tabela 28 - Resumo dos resultados experimentais obtidos para ângulo de disparo $\alpha = 120^\circ$

	Fase A	Fase B	Fase C	Inv. 1	Inv. 2	Inv. n
Tensão (V)	48,0	48,2	50,4	63,9	64,4	64,0
Corrente (A)	12,16	12,02	11,80	5,94	5,79	5,68
Potência Ativa (W)	291,0	299,3	296,5	379,3	372,9	363,6
Potência Aparente (VA)	579,4	573,7	594,2	-	-	-
Potência Reativa (VAr)	500,0	488,0	513,9	-	-	-
Deslocamento	120,1	121,1	119,9	-	-	-
Fator de Potência	0,497	0,516	0,498	-	-	-

Fonte: produção do próprio autor

Tabela 29 - Resumo dos resultados experimentais obtidos com a utilização do filtro LC e $\alpha = 168^\circ$

	Fase A	Fase B	Fase C	Inv. 1	Inv. 2	Inv. <i>n</i>
Tensão (V)	50,3	49,6	51,6	102,0	103,0	97,9
Corrente (A)	2,78	2,74	3,05	1,43	1,33	1,70
Potência Ativa (W)	121,9	125,5	135,6	145,9	137,0	166,4
Potência Aparente (VA)	139,8	135,9	157,4	-	-	-
Potência Reativa (VAr)	68,6	52,2	79,9	-	-	-
Deslocamento	150,3	157,2	149,2	-	-	-
Fator de Potência	0,871	0,923	0,861	-	-	-

Fonte: produção do próprio autor

A eficiência do conversor apresenta diferentes resultados para cada operação, que são mostrados na Tabela 30.

Tabela 30 - Eficiência do conversor para as diferentes condições de testes

Condição	$P_{entrada}$ (W)	$P_{saída}$ (W)	Perdas (W)	Rendimento
$\alpha = 168^\circ$	982,1	933,5	48,6	95,05
$\alpha = 120^\circ$	1115,8	886,8	229,0	79,48
Filtro LC	449,3	382,9	66,4	85,22

Fonte: produção do próprio autor

Importante ressaltar que os testes com ângulo de disparo em 168° , 120° e com a adição do filtro LC foram realizados com correntes de entrada diferentes.

No teste realizado em 120° , o conversor opera com o dobro da corrente de projeto. Neste caso, a eficiência cai consideravelmente, pois aumentam as perdas em condução nos tiristores e a perda resistiva nos enrolamentos. Outro fator que contribui para a queda no rendimento nesta condição é que a

potência ativa processada pelo conversor é cerca de 50% da potência nominal.

Na condição de teste com $\alpha = 168^\circ$, a corrente de entrada possui o mesmo valor que a de projeto, isto aumenta consideravelmente o rendimento do conversor, chegando a 95,05%, se aproximando do valor teórico. Porém, neste teste, a potência ativa é cerca de 40% da potência nominal.

A adição do filtro LC diminui o rendimento do conversor. Neste caso, a potência processada é cerca de 20% da potência nominal. Além disto, são acrescentadas as perdas magnéticas e resistivas do indutor e perdas no resistor de amortecimento. O indutor utilizado apresenta uma elevada resistência série, cerca de 600 m Ω , correspondendo a 25% das perdas nesta condição de testes. O filtro introduz na tensão de saída (rede) um atraso de aproximadamente 17° em relação à entrada, porém a tensão de saída não apresenta os recortes na forma de onda.

6.3 RESULTADOS COM TENSÃO NOMINAL

Nesta seção, são apresentados os resultados com tensão e potência nominal de projeto, conforme a proposta 2, que podem ser vistos na Tabela 31.

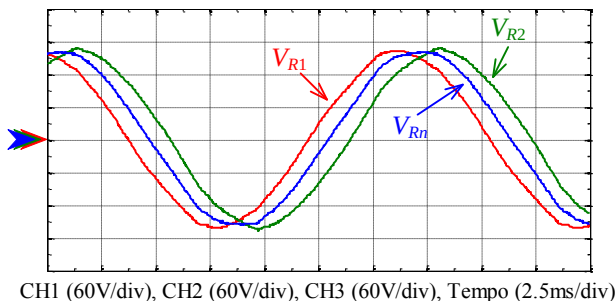
Tabela 31 - Especificações nominais do conversor

Especificação	Valor
Tensão eficaz de entrada (V_A)	127 V
Potência total fornecida do sistema ($P_{CCTotal}$)	2340 W
Tensão de entrada (V_{CC})	261,2 V
Corrente máxima de entrada (I_{CC})	2,99 A
Ângulo de disparo (α)	170°

Fonte: produção do próprio autor

A Figura 97 apresenta as tensões das fases R_1 , R_2 e R_n geradas pelo autotransformador.

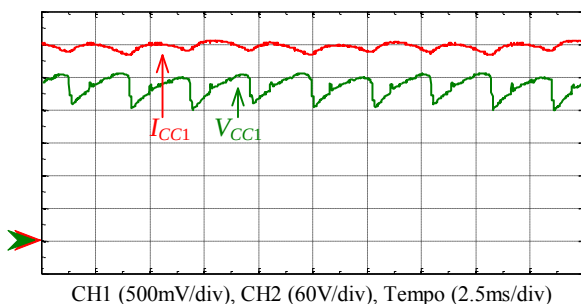
Figura 97 - Tensões das fases R_1 , R_2 e R_n geradas pelo autotransformador



Fonte: produção do próprio autor

As formas de onda da corrente e tensão CC de entrada do inversor 1 são apresentadas na Figura 98.

Figura 98 - Corrente e tensão CC de entrada do inversor 1

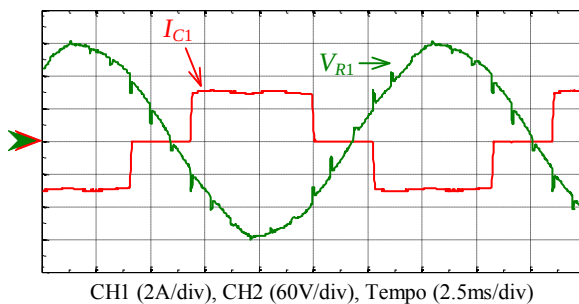


Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 99 são apresentadas a tensão e a corrente de saída do lado CA do inversor 1.

A tensão e a corrente da fase A são mostradas na Figura 100. Nesta figura são apresentados resultados sem o filtro LC (Figura 100-a) e com o filtro (Figura 100-b).

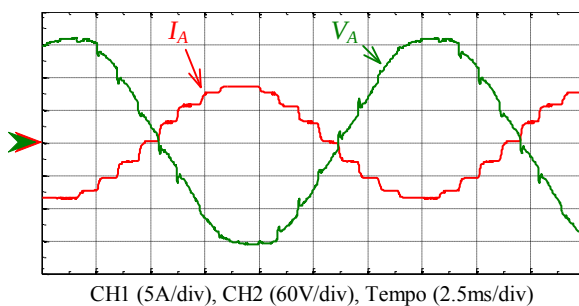
Figura 99 - Tensão e corrente na fase *R* de saída do inversor 1



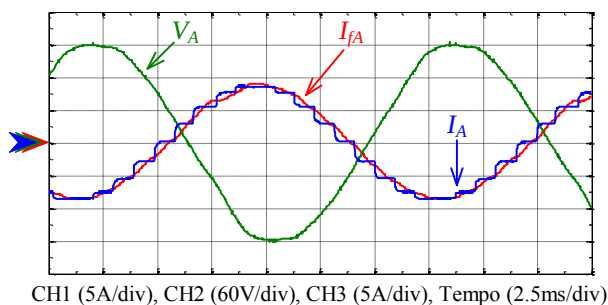
Fonte: produção do próprio autor

Figura 100 - Tensão e corrente da fase A da saída do conversor

a) Sem filtro LC



b) Com adição do filtro LC

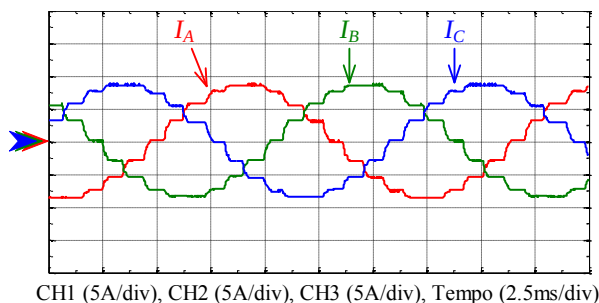


Fonte: produção do próprio autor

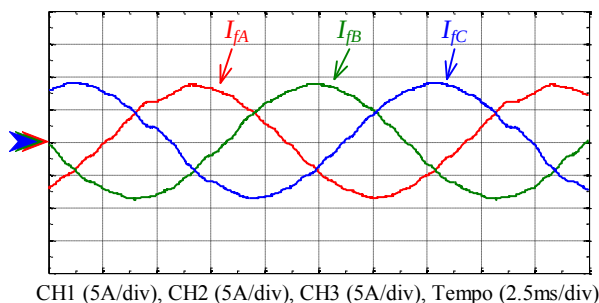
A Figura 101 mostra as correntes nas 3 fases de saída do conversor.

Figura 101 - Corrente das 3 fases de saída do conversor

a) Sem filtro LC



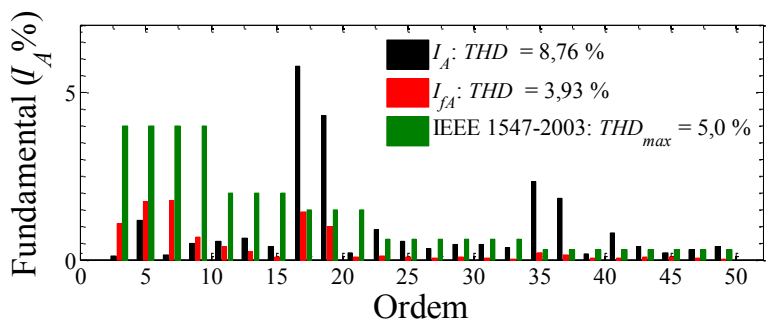
b) Com adição do filtro LC



Fonte: produção do próprio autor

Os harmônicos da corrente de saída do conversor são apresentados na Figura 102. Como no caso anterior, todos os harmônicos de corrente atendem os limites da (IEEE-1547, 2003) após a passagem do filtro. Harmônicos não esperados também aparecem na forma de onda de corrente antes da passagem pelo filtro. Neste caso com potência nominal, a THD de corrente apresentou valor inferior ao dos casos anteriores sem a passagem pelo filtro.

Figura 102 - Harmônicos de corrente antes e depois da passagem pelo filtro, comparados com os limites determinados pela (IEEE-1547, 2003)



Fonte: produção do próprio autor

Os valores obtidos nestes testes estão resumidos na Tabela 32.

Tabela 32 - Resumo dos resultados experimentais obtidos com potência nominal de projeto

	Fase A	Fase B	Fase C	Inv. 1	Inv. 2	Inv. <i>n</i>
Tensão (V)	135,2	135,2	136,9	284,0	284,0	280
Corrente (A)	6,09	6,09	6,02	2,96	2,99	2,87
Potência Ativa (W)	805,0	811,0	808,0	836,0	847,0	799,0
Potência Aparente (VA)	822,5	823,8	824,6	-	-	-
Potência Reativa (VAr)	168,0	147,0	168,0	-	-	-
Deslocamento	168,2	169,7	168,3	-	-	-
Fator de Potência	0,979	0,984	0,979	-	-	-
Potência Ativa Total (W)	2424,0			2482,0		
Perdas (W)	58,0					
Rendimento	97,66%					

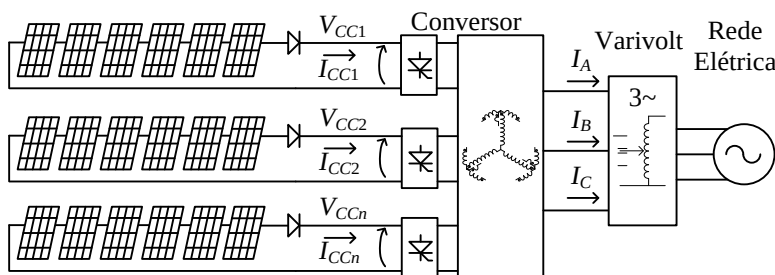
Fonte: produção do próprio autor

A eficiência obtida é de 97,66% apresentando apenas 58 W de perdas. Estes testes foram realizados nas condições nominais de projeto. Nesta condição, o rendimento fica próximo ao teórico. A eficiência calculada não inclui a adição do filtro LC.

6.4 RESULTADOS COM OS PAINÉIS FOTOVOLTAICOS

Os testes realizados com painéis utilizam a configuração mostrada na Figura 103. Foram conectados 6 painéis em série em cada inversor. Os painéis possuem diodos de *by-pass* nos bornes de conexão e foi adicionado um diodo de bloqueio para evitar corrente reversa em alguma possível falha no conversor. Os testes foram executados em um dia nublado em que as condições de irradiação sobre os painéis não permaneciam constantes. Os painéis foram conectados diretamente aos inversores sem a utilização de capacitores. As aquisições foram feitas com ângulos de disparo fixo a fim de demonstrar o funcionamento em diferentes condições.

Figura 103 - Diagrama de ligação do conversor com os painéis fotovoltaicos



Fonte: produção do próprio autor

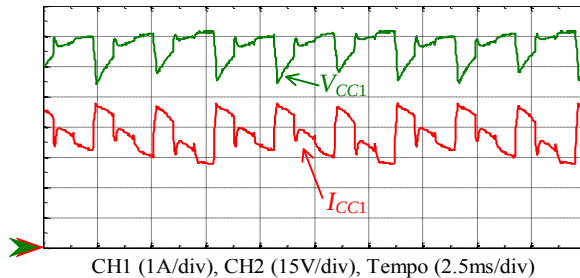
A Figura 104 mostra a corrente e a tensão CC do inversor 1. As formas de onda e os resultados destes testes não

foram obtidos de forma simultânea, portanto os valores das correntes de entrada e saída foram diferentes em cada aquisição, devido às variações nas condições de irradiação. São apresentadas apenas as formas de onda de entrada do inversor 1, os demais inversores apresentam resultados semelhantes.

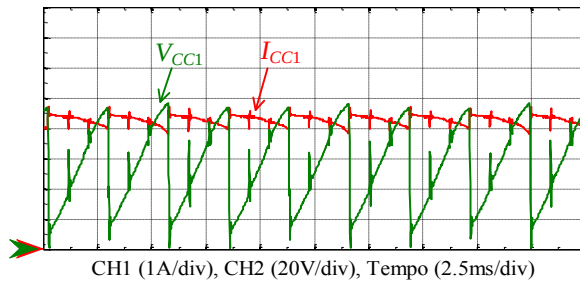
Dois casos foram avaliados: ângulo de disparo de 160° (Figura 104-a) e ângulo de disparo de 120° (Figura 104-b).

Figura 104 - Corrente e tensão CC de entrada do inversor 1

a) $\alpha = 160^\circ$



b) $\alpha = 120^\circ$



Fonte: produção do próprio autor

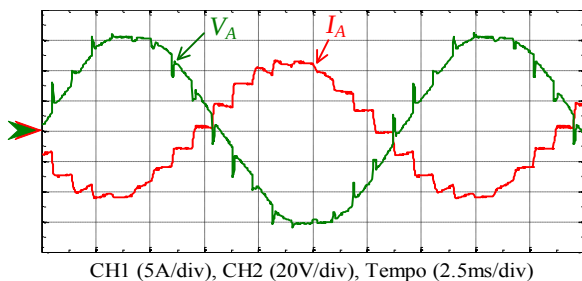
É possível observar que, em 160° , o painel está trabalhando próximo ao PMP, pois, próximo ao PMP, variações na tensão ocasionam maiores variações na corrente. Isto pode ser observado na Figura 14 onde o painel opera como fonte de tensão. Em 120° , a corrente apresenta menor

ondulação, pois trabalha na região onde a corrente do painel é praticamente constante em função da tensão. Estas ondulações ocasionam o aumento na amplitude das harmônicas de ordem $18k \pm 1$ caso apresentem amplitudes iguais. Com amplitudes diferentes, os efeitos são os mesmos analisados na seção 4.2.5.

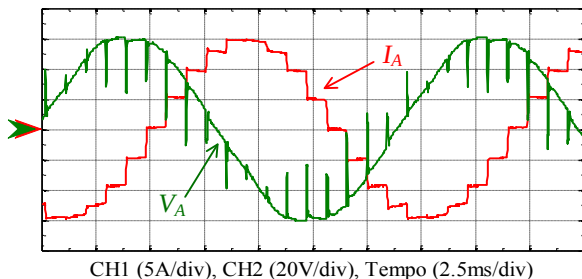
As formas de onda de corrente da fase A de saída do conversor são apresentadas na Figura 105. As demais fases apresentam comportamentos semelhantes com suas respectivas defasagens. É notável que a THD de corrente é maior para 160° (Figura 105-a).

Figura 105 - Corrente e tensão de saída da fase A do conversor

a) $\alpha = 160^\circ$



b) $\alpha = 120^\circ$

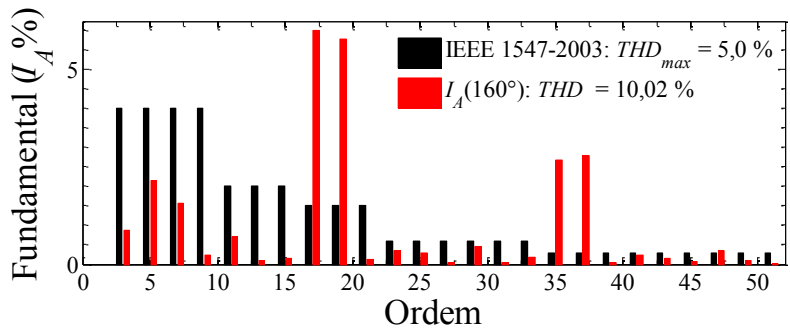


Fonte: produção do próprio autor

A Figura 106 apresenta os harmônicos de corrente da fase A de saída do conversor. A amplitude de harmônicos de

ordens diferentes de $18k \pm 1$ é maior nestas condições de testes. Estes harmônicos surgem devido a assimetrias na forma de onda da corrente geradas por desequilíbrio nas correntes injetadas pelos painéis e pelo desequilíbrio da tensão que alimenta os inversores.

Figura 106 - Harmônicos de corrente para um ângulo de disparo de 160° com os painéis fotovoltaicos fornecendo corrente ao conversor



Fonte: produção do próprio autor

Os resultados obtidos na entrada do inversor 1 e na fase A de saída do conversor são apresentados na Tabela 33 e Tabela 34 respectivamente.

Tabela 33 - Valores de tensão e corrente de entrada do inversor 1

	$\alpha = 160^\circ$	$\alpha = 120^\circ$
Tensão (V)	99,4	55,8
Corrente (A)	3,76	4,26
Potência(W)	373,7	237,7

Fonte: produção do próprio autor

Tabela 34 - Resultados obtidos na fase A de saída do conversor

	$\alpha = 160^\circ$	$\alpha = 120^\circ$
Tensão (V)	44,7	42,3
Corrente (A)	7,79	10,42
Potência Ativa (W)	325,4	215,1
Potência Aparente (VA)	347,7	440,6
Potência Reativa (VAr)	122,5	384,6
Deslocamento	160,2	119,8
Fator de Potência	0,936	0,488

Fonte: produção do próprio autor

As aquisições dos valores de potência de entrada e saída não foram feitos de forma simultânea, portanto não foi possível determinar o rendimento do conversor operando com painéis fotovoltaicos, devido à constante variação na irradiação, fazendo com que a potência apresentasse valores diferentes ao trocar os equipamentos de medição da entrada para a saída.

Sendo assim, foram apresentados apenas os resultados do inversor 1 e da fase A a fim de demonstrar o funcionamento do conversor com a utilização dos painéis.

Não foi utilizado capacitores em paralelo com os painéis, pois, para eliminar a ondulação de tensão, necessita-se de um capacitor de valor elevado, que por sua vez faz com que a corrente CC de entrada do conversor torne-se pulsada, semelhante a um retificador de filtro capacitivo. Para eliminar a ondulação na corrente, necessita-se de uma indutância elevada, aumentando as perdas no conversor e também os custos. Com isto, optou-se por conectar os painéis diretamente ao conversor.

6.5 VALIDAÇÃO DO MPPT

Esta seção apresenta o resultado obtido com o funcionamento do MPPT. De forma a validar e obter uma melhor visualização do funcionamento, os resultados foram obtidos pelo emulador. Este teste foi realizado através da transição entre 3 curvas. A primeira é a curva A que apresenta uma condição de 200 W/m^2 a 80°C , a curva B corresponde ao painel operando a 600 W/m^2 com 80°C e a curva C é 600 W/m^2 a 25°C . Os testes foram realizados na seguinte sequência:

- Início no ponto 1 da curva A. Aguarda um tempo até o conversor rastrear o ponto de máxima potência;
- Ocorre uma transição para a curva B (ponto 2), onde o conversor novamente faz o rastreamento até chegar no ponto de máxima potência;
- É feita a transição para o ponto C (ponto 3). Novamente, é feito o rastreamento do ponto de máxima potência que está localizado no ponto 4.

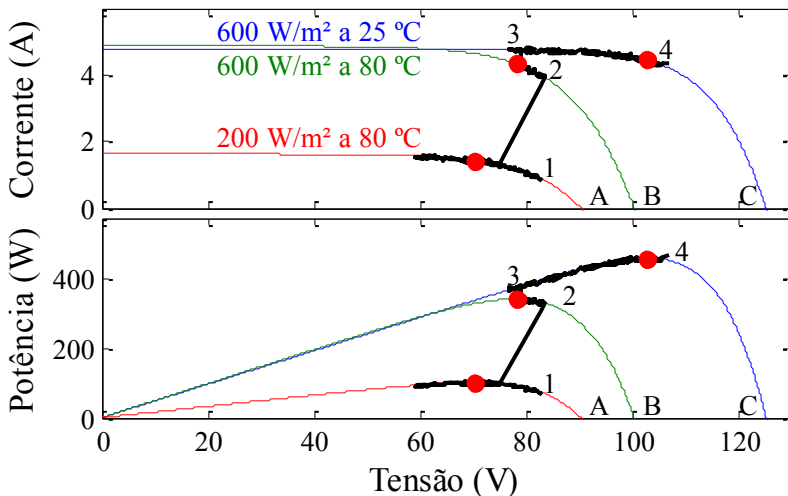
Este teste é apresentado na Figura 107. Esta sequência foi realizada com o intuito de mostrar o funcionamento do MPPT. Na prática, transições com variação de temperatura são lentas e o sombreamento ocorre de forma mais rápida, desta forma, a tensão para estes casos não sofrerá variações bruscas. A Figura 107 apresenta os resultados lidos apenas do inversor 1, os outros 2 inversores apresentam resultados semelhantes.

Como se trata do método P&O, há uma oscilação em torno do ponto de máxima potência. Na curva A nota-se que esta oscilação é maior que nas demais. Dois fatores são responsáveis por isto, são eles:

- Precisão da leitura de corrente: a amplitude da corrente na curva A apresenta um baixo valor, prejudicando a sua leitura;

- Não linearidade da tensão V_{CC} em função do ângulo de disparo: como visto na análise quantitativa, a tensão média de entrada V_{CC} em função de α , é cossenoidal, isto significa que para ângulos de disparo com menor valor, a variação na tensão V_{CC} é maior perante variações em α . Logo a variação de tensão é maior nos incrementos com baixo ângulo de disparo.

Figura 107 - Resultados dos testes com MPPT para transição de 3 curvas diferentes



Fonte: produção do próprio autor

A oscilação em torno do ponto de máxima potência é menor nas curvas B e C, pois nestas curvas, tanto a corrente quanto a tensão apresentam valores maiores que da curva A.

O controle do emulador é feito via comunicação serial RS232, portanto a dinâmica das transições é afetada, isto pode ser visto claramente na transição da curva A para a curva B. A atuação do MPPT deve ser mais lenta que o controle do

emulador. Apesar de a dinâmica ser lenta, o teste de MPPT é validado, apresentando bons resultados nas curvas B e C.

Os resultados destes testes são resumidos na Tabela 35. Como é esperado, em condições de potência mais baixa, o fator de potência é menor, 0,660 na curva A. Ao operar na curva C, o fator de potência sobe para 0,966.

Tabela 35 - Resumo dos resultados obtidos no teste do MPPT

Curva	I_{MPPT} (A)	V_{MPPT} (V)	α (°)	FP	P_{MPPT} (W)
A	1,44	70,2	131	0,660	101,2
B	4,36	78,0	136	0,733	340,4
C	4,46	102,8	165	0,966	458,1

Fonte: produção do próprio autor

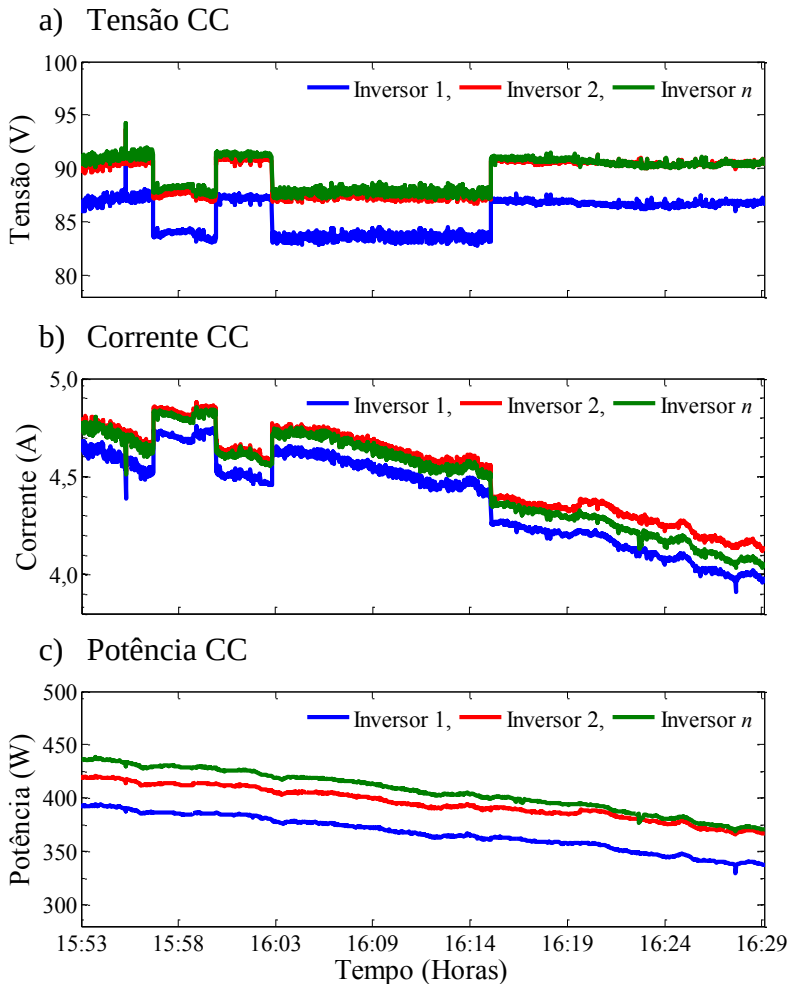
6.6 TESTES COM O MPPT

Esta seção apresenta os resultados do MPPT funcionando com os painéis conectados ao conversor, conforme a Figura 103. Estes resultados mostrarão a variação da tensão e da potência em período de tempo de 36 minutos em um dia ensolarado com a presença eventual de nuvens. A tensão de saída do conversor foi ajustada de forma que o ângulo de disparo ficasse com um valor intermediário entre 120° e 170°, para que o MPPT pudesse trabalhar com grande variação na tensão de entrada, sem atingir o limite do ângulo de disparo.

6.6.1 Entrada CC

Os valores de tensão de entrada dos 3 inversores, obtidos nestes testes são apresentados na Figura 108-a, os valores de corrente, na Figura 108-b e a potência de entrada, é apresentada na Figura 108-c.

Figura 108 - Tensão, corrente e potência de entrada dos 3 inversores, durante um intervalo de tempo de funcionamento



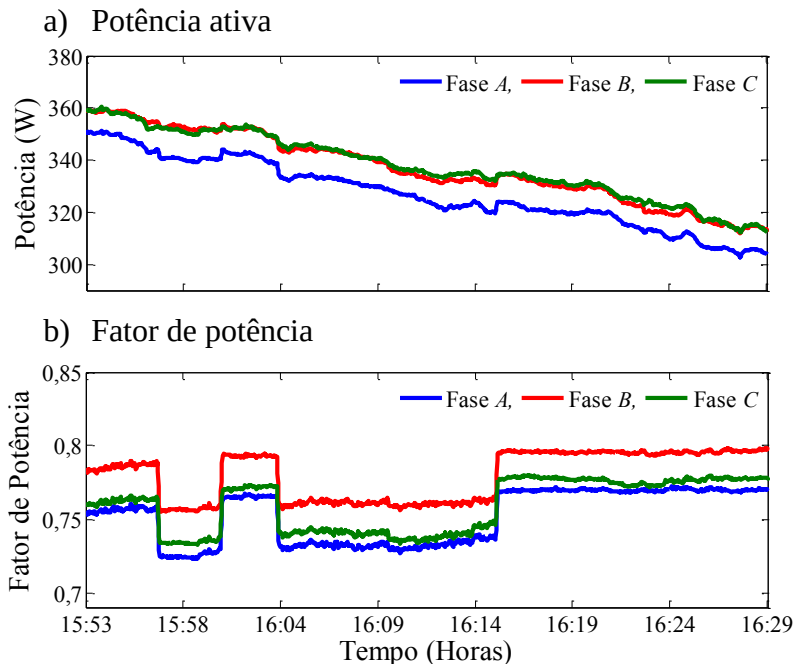
Na Figura 108, é possível notar que por volta das 15:58, a tensão cai e a corrente sobe, o mesmo ocorre no intervalo das 16:03 até aproximadamente 16:14. Isto significa que nestes

intervalos, a irradiação aumentou, fazendo com que a corrente aumentasse. O MPPT do conversor fez com que a tensão CC dos inversores baixasse, para que a potência fornecida pelos painéis fosse máxima. Nota-se pela Figura 108-b e Figura 108-c, que a potência fornecida pelos painéis foi caindo gradativamente, isto pode ter ocorrido uma queda na irradiação, ocasionada provavelmente por nuvens.

6.6.2 Saída CA

A Figura 109 mostra a potência ativa injetada na rede e o fator de potência do conversor.

Figura 109 - Potência e fator de potência de saída das 3 fases do conversor, durante um intervalo de tempo de funcionamento



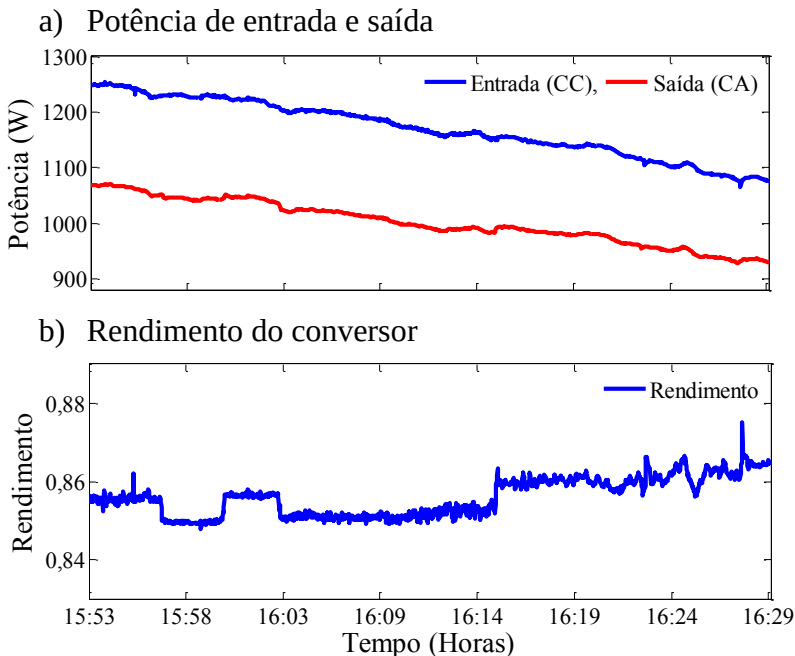
Fonte: produção do próprio autor

As características da corrente e potência do lado CA são semelhantes ao do lado CC. Pela Figura 109-b, é possível verificar que o conversor operou com ângulo de disparo, variando de 136° ($FP = 0,72$) a 144° ($FP = 0,8$). A potência de saída do conversor é menor que a potência de entrada, devido às perdas do conversor.

6.6.3 Rendimento

A Figura 110 apresenta os valores de potência de entrada e saída e o rendimento do conversor durante o intervalo de testes.

Figura 110 - Potência total de entrada, saída e rendimento do conversor durante um intervalo de tempo de funcionamento



Fonte: produção do próprio autor

Nesta condição de teste, com correntes com valores acima dos nominais de projeto, as perdas resistivas dos enrolamentos e perdas por condução nos tiristores aumentam consideravelmente, desta forma, o rendimento do conversor acaba reduzindo. O rendimento ficou em torno de 85%. As perdas no conversor variaram de 180 W no início do funcionamento até 145 W, no final do funcionamento. O valor da corrente no final da operação foi reduzida em aproximadamente 15%, diminuindo as perdas no conversor em aproximadamente 20%.

6.7 RESULTADOS DE SIMULAÇÕES

Nesta seção serão apresentados alguns resultados de simulações para mostrar e explicar algumas situações que não foram possíveis de serem mostradas nos resultados experimentais. Será feita a avaliação da corrente de dispersão e também, a origem dos harmônicos múltiplos de 3.

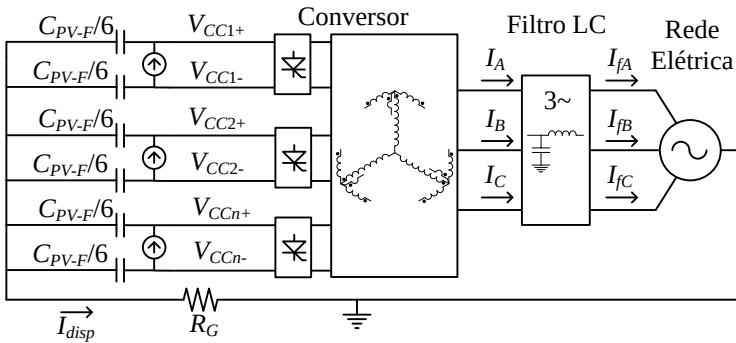
6.7.1 Corrente de fuga

Conversores conectados diretamente à rede de distribuição, sem a utilização de transformadores para isolação, criam um caminho para a corrente de modo comum, através das capacitâncias parasitas entre o painel fotovoltaico e sua carcaça, que deve estar aterrada. O valor desta capacitância, fica em torno de 150 pF em um painel fotovoltaico (FARIAS, 2011), porém, fatores externos, como água e poeira, fazem com que esta capacitância apresente valores elevados. Os valores para esta capacitância parasita é estimado entre 50 nF a 150 nF por kW de potência instalada em painéis com superfície de vidro e 1 μ F por kW de potência instalada, em painéis de filme fino (BRADASCHIA, 2012).

As capacitâncias foram modeladas de acordo com a Figura 111. Nas simulações foi considerado 350 nF de capacitância parasita total (C_{PV-F}) para a para a potência

instalada de 2,34 kW de painéis fotovoltaicos. Foi considerada uma resistência de aterramento de 10Ω .

Figura 111 - Modelamento das capacitâncias parasitas no conversor proposto



Fonte: produção do próprio autor

Os resultados das simulações foram feitos de acordo com as especificações descritas na Tabela 31, pois com a tensão da rede de 127 V, aparecem as maiores derivadas de tensão de modo comum.

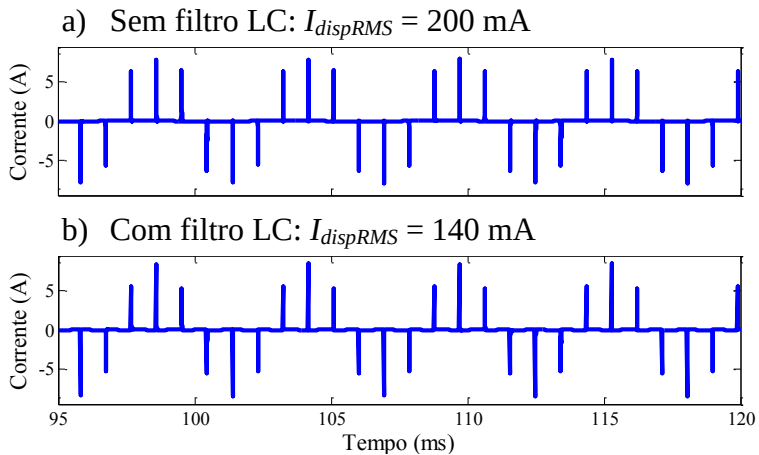
Para esta condição, foram analisadas as situações com ângulo de disparo de 120° e 170° , com filtro LC na saída do conversor e sem o filtro. A Figura 112, apresenta as correntes de dispersão para o ângulo de disparo de 120° . O valor eficaz desta corrente é de 200 mA sem o uso do filtro LC, utilizando o filtro, esta corrente sofre uma atenuação. Esta corrente de dispersão aparece devido à tensão de modo comum, que pode ser vista na Figura 113, esta tensão é definida como, a tensão comum tanto à alimentação positiva:

$$V_{MC} = \frac{V_{CC+} + V_{CC-}}{2} \quad (6.1)$$

Sendo V_{CC+} e V_{CC-} , as tensões do barramento, referenciadas ao terra da instalação. Lembrando que o

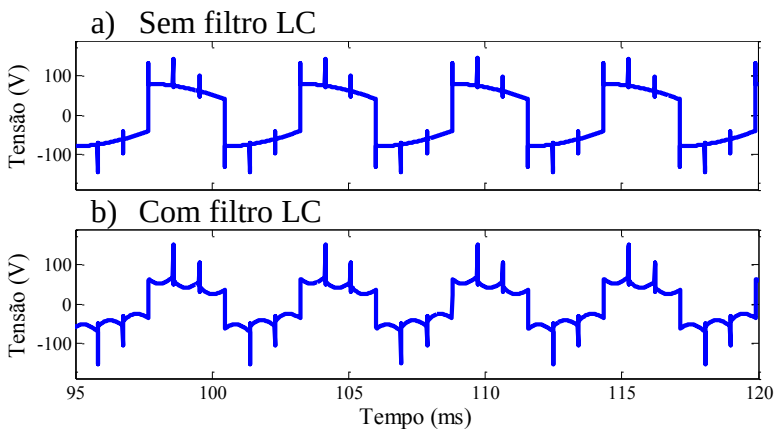
conversor possui 3 inversores, cada um apresentando a sua tensão de modo comum.

Figura 112 - Corrente de dispersão do conversor, com ângulo de disparo de 120°



Fonte: produção do próprio autor

Figura 113 - Tensão de modo comum no inversor 1, com ângulo de disparo de 180°



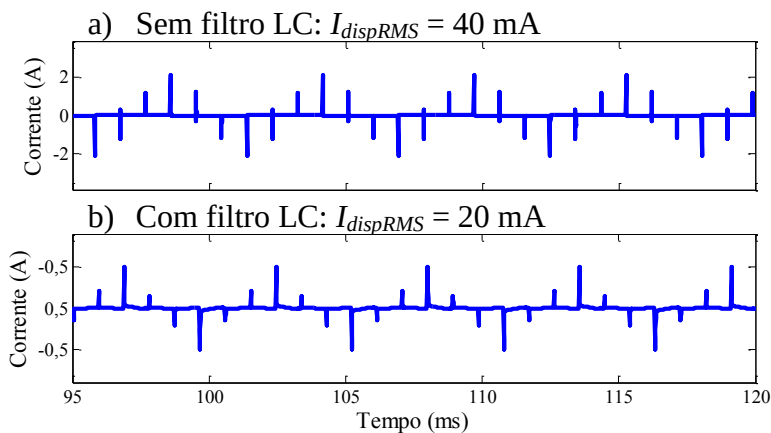
Fonte: produção do próprio autor

Em 120° , além das derivadas elevadas na tensão de modo comum, os *notches*, resultantes do efeito da comutação dos tiristores, gera um pico na tensão de modo comum, variando cerca de 50 V. Estas derivadas, fazem surgir picos de corrente nos capacitores parasitas, que possuem um valor elevado, 118 nF por inversor. Nota-se pela Figura 113, que os *notches* de tensão têm maior influência na corrente de modo comum, sendo que os picos de corrente ocorrem exatamente quando há um *notch* na tensão. A introdução do filtro LC, gera uma leve diminuição na derivada da corrente, como pode ser visto na Figura 113-b.

A Figura 114, mostra a corrente de dispersão, para um ângulo de disparo de 170° . Nota-se que nesta situação, o valor eficaz desta corrente fica em torno de 40 mA sem a utilização do filtro LC. Com ângulo de disparo em 170° , as derivadas na tensão de modo comum são reduzidas, como pode ser visto na Figura 115. Os *notches* nesta condição são menores, diminuindo também o pico de corrente. O uso do filtro LC, reduz as derivadas bruscas, fazendo com que os picos da corrente de dispersão (Figura 114-a), sejam menores que da situação em que não se utiliza o filtro (Figura 114-b). Nota-se ainda, que os picos de corrente de dispersão da Figura 114-a, não estão em fase com os picos de corrente da Figura 114-b, isto é explicado pela (Figura 115), que com a adição do filtro, as derivadas bruscas na tensão de modo comum, foram suavizadas, mas ocorreu o surgimento de uma ondulação na tensão de modo comum, gerando outras derivadas ao final de cada ondulação.

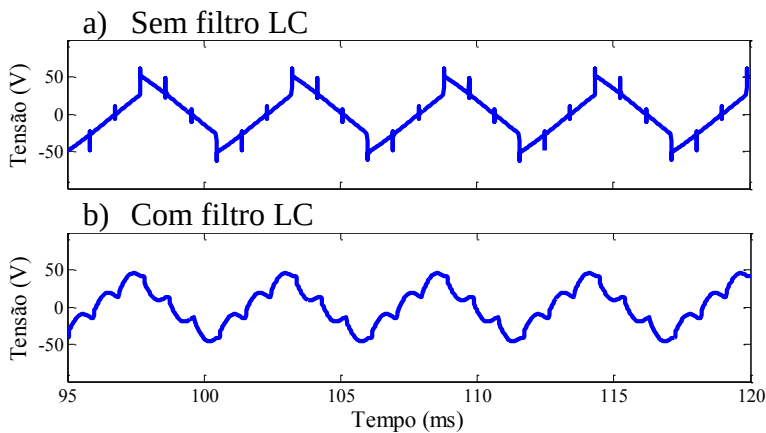
A utilização do filtro LC reduz a corrente de dispersão, pois diminui as derivadas de tensão de modo comum do inversor.

Figura 114 - Corrente de dispersão do conversor, com ângulo de disparo de 170°



Fonte: produção do próprio autor

Figura 115 - Tensão de modo comum no inversor 1, com ângulo de disparo de 170°



Fonte: produção do próprio autor

6.7.2 Harmônicos múltiplos de 3

Em condições ideais, os harmônicos múltiplos de 3 são cancelados no conversor de 6 pulsos. Na prática, estes harmônicos, surgem devido a assimetrias na forma de onda. Essas assimetrias podem ter origem no instante do pulso de disparo dos tiristores ou na amplitude das correntes.

Para simplificar a análise, serão apresentados os resultados obtidos de um retificador de 6 pulsos com dois tipos de assimetrias diferentes: assimetria na amplitude, onde foi feito um desequilíbrio na tensão CA do retificador, de forma a introduzir assimetrias na amplitude da forma de onda da corrente; assimetria na largura de pulso, onde o pulso de um semi-ciclo apresenta uma defasagem de 5° em relação ao outro semi-ciclo.

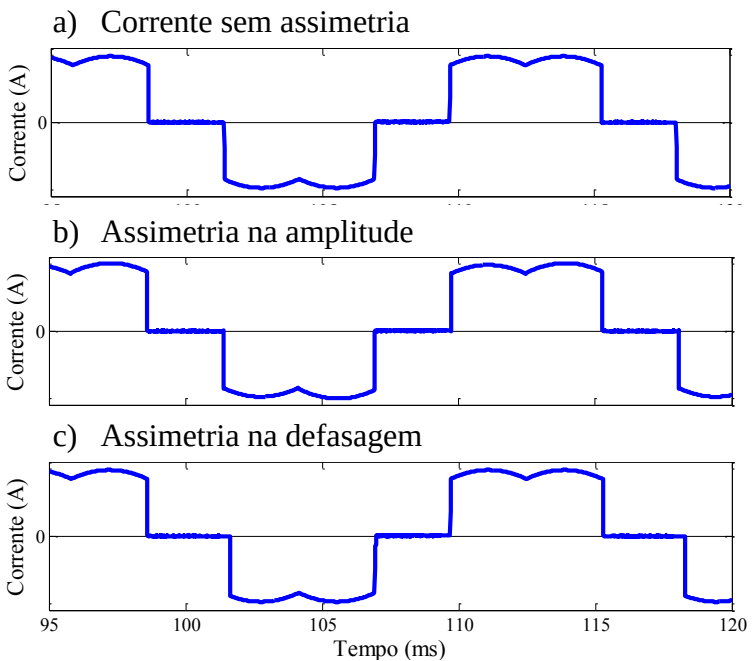
A Figura 116 apresenta as formas de onda com diferentes assimetrias. Na Figura 116-a, a forma de onda é totalmente simétrica, na Figura 116-b, foi feito um desequilíbrio na tensão de entrada, com os mesmos valores de desequilíbrio observados nos resultados experimentais da Tabela 27 e a Figura 116-c, apresenta o pulso do semi-ciclo negativo, atrasado em 5° .

Estas pequenas assimetrias, alteram a amplitude dos harmônicos de corrente, como pode ser visto na Figura 117.

Nota-se que a assimetria que mais influencia no aparecimento de harmônicos múltiplos de 3, é na defasagem, mas, no conversor proposto, tanto as defasagens, quanto as larguras dos pulsos, são controladas, desta forma, este tipo de assimetria gera grandes problemas no conversor. Já assimetria na amplitude, é mais comum de acontecer, pois um desequilíbrio na tensão CA, ocasiona assimetrias na tensão CC, como aconteceu no caso simulado. A corrente fornecida pelos painéis fotovoltaicos, depende da corrente, como foi

apresentado na Figura 104, resultando no surgimento de harmônicos múltiplos de 3. A amplitude do harmônico de ordem 3 é de 1,1% em relação a amplitude na frequência fundamental. Os harmônicos múltiplos de 3 não são cancelados na conexão do autotransformador, aparecendo na corrente de saída do conversor.

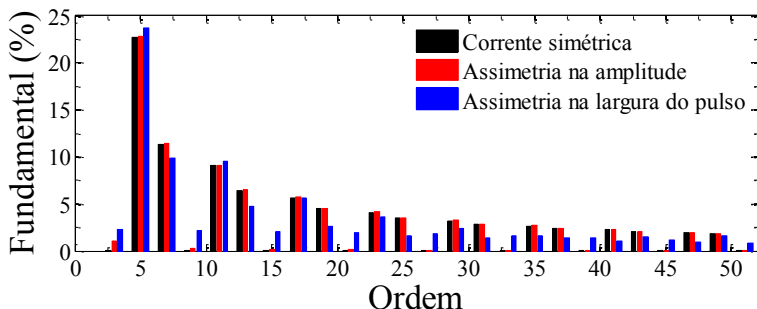
Figura 116 - Corrente de um retificador de 6 pulsos, comparando assimetrias na forma de onda



Fonte: produção do próprio autor

Nota-se também, que a ondulação na corrente, não ocasiona o surgimento de harmônicos múltiplos de 3 e a assimetria na amplitude, tem pouco impacto nos demais harmônicos de corrente do conversor de 6 pulsos.

Figura 117 - Harmônicos de corrente de um retificador de 6 pulsos com diferentes assimetrias na forma de onda



Fonte: produção do próprio autor

6.8 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foram realizados testes operacionais no protótipo. Os resultados iniciam avaliando o funcionamento do conversor em regime permanente, com corrente constante e sem atuação do MPPT. Foram avaliadas as condições com potência reduzida para ângulo de disparo de 168° (valor máximo obtido com estabilidade no sistema), 120° e com a inclusão de um filtro de LC na saída do conversor. Um teste nas condições nominais de projeto foi realizado de forma a validar o projeto de potência do conversor e, ao final, foram apresentados resultados do MPPT perante a transição de 3 curvas diferentes para a associação dos painéis fotovoltaicos.

Os resultados com potência reduzida apresentaram diferentes características para cada caso. Operando com ângulo de disparo de 168° e com corrente equivalente à nominal do projeto, as perdas ficaram próximas às calculadas na teoria (95,05%). Este teste foi realizado com cerca de 40% da potência de entrada e tensão CC de aproximadamente 110 V. Experimentalmente, foi verificado que para fazer a conexão

dos painéis solares conforme foi discutido na seção 5.1, é necessário que a tensão de entrada seja menor que 52 V, pois a máxima tensão na associação proposta é de 105 V.

Com um ângulo de disparo de 120° , o rendimento caiu consideravelmente, ficando em 79,48%. Neste caso, a corrente de entrada apresenta uma sobrecarga de 100%, aumentando as perdas nos componentes do conversor. O fator de potência ficou em torno de 0,5 e a tensão média de entrada ficou em torno de 65 V. Olhando para a aplicação prática, esta é uma condição em que o conversor opera com potência reduzida, principalmente sob condição de temperatura e irradiação elevada sobre os painéis fotovoltaicos, que acarreta na queda da tensão fornecida pelos mesmos.

A adição do filtro LC mostrou que é possível atender as normas referentes à qualidade da energia injetada na rede, porém este projeto em específico não se mostrou eficiente, prejudicando o funcionamento do conversor. Para garantir a atenuação necessária na frequência desejada, necessita-se que a frequência de ressonância do filtro esteja próxima aos 400 Hz. No projeto realizado, usou-se o critério de que a corrente reativa do capacitor fosse menor que 10% da corrente nominal do conversor. Isto foi um problema devido à baixa potência do conversor, sendo necessária uma baixa capacitância e uma alta indutância, trazendo problemas operacionais ao conversor. O ideal é que a reatância série seja a menor possível, pois é um componente de custo elevado, apresentando maiores perdas, visto que processará toda a corrente de saída, além de distorcer a forma de onda da tensão na saída dos inversores. O projeto do filtro pode ser otimizado considerando a indutância de dispersão da rede.

As condições nominais de projeto apresentaram os melhores resultados, tanto em funcionamento, quanto no rendimento (97,66%). A adição do filtro LC faz com que os harmônicos de corrente injetados na rede atendam as normas avaliadas e, neste caso, apresentou menores problemas

operacionais, sendo possível alcançar a potência máxima do conversor mesmo com o filtro LC.

Foram apresentados resultados com uma associação de 6 painéis fotovoltaicos em série por inversor. Optou-se por conectá-los diretamente ao conversor, sem o uso de capacitores e indutores, pois para eliminar as ondulações de tensão e corrente, são necessários valores altos de capacitância e indutância, aumentando as perdas e o custo do conversor. Devido à característica da tensão CC de entrada do conversor, a corrente apresenta ondulação quando opera próxima à região do PMP, fazendo com que aumente a amplitude dos harmônicos de corrente de saída.

O método de MPPT usado foi o P&O. Os testes realizados mostraram o funcionamento do MPPT onde, para baixos valores de corrente, ocorreu uma maior ondulação no ponto de máxima potência. Em correntes maiores, o método funcionou adequadamente.

Neste capítulo, foram também, apresentados resultados do conversor operando por um intervalo de 36 minutos, onde foi possível mostrar o MPPT funcionando com os painéis fotovoltaicos conectados. Nos testes, ocorreram algumas variações na irradiação, mostrando o MPPT atuando na tensão CC para que os painéis fornecessem a máxima potência. A potência fornecida pelos painéis caiu gradativamente devido a presença de nuvens que foram encobrendo o céu.

Foram feitas análises via simulação, para identificar alguns pontos em que não foi possível verificar na prática: a corrente de dispersão dos painéis fotovoltaicos e a origem dos harmônicos de terceira ordem. A corrente de dispersão do conversor ficou em 200 mA, na pior condição, onde o ângulo de disparo dos tiristores é de 120° , ocasionando derivadas mais bruscas na tensão de modo comum. Com ângulo de disparo em 170° , a corrente de dispersão reduziu para 20 mA, com o filtro LC.

Os harmônicos múltiplos de 3 deste conversor, tem origem principalmente, nas assimetrias da forma de onda da corrente CC. Estes harmônicos, não são cancelados na conexão com o autotransformador, portanto, aparecem na corrente de entrada do conversor.

7 CONCLUSÕES GERAIS

Este trabalho apresenta uma alternativa para o processamento da energia produzida pelos painéis fotovoltaicos. É proposto um sistema que utiliza a topologia de conversores multipulsos não isolados. A utilização de um conversor não isolado tem como objetivo reduzir custos, pois é composto por um autotransformador que processa apenas 21,9% da potência total fornecida ao sistema. Este autotransformador é responsável por gerar 3 subsistemas defasados em 20° onde são feitas associações de inversores não autônomos para que a corrente injetada na rede tenha baixa distorção harmônica.

O objetivo principal deste trabalho é obter um sistema robusto, de baixo custo, fácil manutenção e pouco complexo, para processar potências elevadas em locais distantes e remotos, onde este tipo de conversor (comutado pela rede) tem vantagens, principalmente financeiras, em relação aos inversores comutados em alta frequência. Os elementos que compõe o conversor apresentam as características desejadas, pois se tratam de tecnologias de baixo custo e consolidadas.

A topologia estudada foi apresentada no capítulo de introdução. No decorrer da execução deste projeto ocorreram modificações e simplificações no sistema para que fosse possível fazer o processamento da energia dos painéis fotovoltaicos utilizando apenas o conversor multipulsos sem a necessidade de um conversor CC-CC dedicado ao MPPT.

Como se trata de uma aplicação para painéis fotovoltaicos, foi necessário apresenta-los no capítulo 2 para ter conhecimento dos requisitos que o conversor deve possuir. Neste capítulo foi feita uma breve explicação do funcionamento dos painéis fotovoltaicos, seu modelo matemático com suas curvas características, normas técnicas relacionadas ao uso de inversores conectados à rede e apresentados os algoritmos de MPPT mais simples. O painel

fotovoltaico apresenta curvas com característica exponencial, fazendo com que apresente um ponto em que a potência fornecida seja máxima. Os métodos mais simples e usuais são perturba e observa e condutância incremental. Neste trabalho foi utilizado o perturba e observa por se tratar do método mais simples. Uma característica importante para o funcionamento do conversor, é que a tensão de saída dos painéis sofre maior variação perante variações na temperatura, sendo que em condições de temperaturas elevadas, a tensão cai, diminuindo também o fator de potência do conversor.

O capítulo 3 corresponde à parte mais importante do trabalho, que trata da análise de funcionamento do conversor. Neste capítulo, são feitas as análises qualitativas de funcionamento do inversor não autônomo e do autotransformador. Nele são apresentadas todas as formas de onda idealizadas para obter a compreensão do funcionamento do conversor como um todo.

Os resultados obtidos no capítulo 3 serviram de base para que fosse feita a análise quantitativa, presente no capítulo 4. Este capítulo forneceu ferramentas necessárias para fazer o dimensionamento e a construção do protótipo. Um parâmetro a ser destacado é que a tensão CC onde os painéis são conectados depende apenas da tensão da rede e do ângulo de disparo dos tiristores. Isto traz a necessidade de fazer associações em série dos painéis fotovoltaicos para conectá-los no conversor. Foi feita uma análise teórica sobre a operação do conversor perante desequilíbrios nas correntes fornecidas pelos painéis, sendo que o efeito causado é o aumento da amplitude de harmônicos que seriam cancelados com a associação dos inversores. Foi observado que, para desequilíbrio de até 40% em dois bancos de painéis, os harmônicos de ordem 5, 7, 11, 13 e etc. continuam atendendo à norma (IEEE-1547, 2003). Porém, para que a THD e os harmônicos de ordem $18k \pm 1$ atendam esta norma, é necessária a adição de um filtro. Neste

capítulo, foi apresentado também, o projeto físico do autotransformador.

O capítulo 5 apresentou a implementação do conversor, onde é feita a execução do inversor e autotransformador. Nele são mostrados também todos os circuitos auxiliares utilizados para o funcionamento do conversor, projeto do filtro LC de saída e fluxogramas dos algoritmos de disparo dos tiristores e MPPT. O conversor foi projetado para uma potência de 2340 W com rendimento teórico de 97,2%.

Os resultados experimentais são apresentados no capítulo 6. Foram realizados testes para ângulo de disparo de 120° e 168° em potência e tensão de saída reduzida. Os testes foram realizados em condições diferentes sendo que, no caso de corrente de entrada maior (120°), as perdas no conversor foram maiores, apresentando um rendimento de 79,48%. Ao reduzir a corrente para o valor máximo de projeto (3 A), o rendimento do conversor ficou em 95,05%, valor mais próximo ao esperado na teoria. Foram apresentados resultados com o conversor operando de acordo com as especificações do projeto, sendo os melhores resultados obtidos, onde o rendimento foi de 97,66%. O filtro LC implementado não apresentou bons resultados principalmente, com tensão reduzida na saída, sendo que a resistência série e o alto valor de indutância prejudicaram o funcionamento. O conversor é capaz de fazer o rastreamento do ponto de máxima potência através do ângulo de disparo, sendo apresentado o resultado com o método perturba e observa. O fator de potência do conversor é diretamente relacionado ao ângulo de disparo, sendo que para tensões baixas, o fator de potência também é baixo.

Os testes realizados no protótipo mostraram que em condições nominais de operação ele atende as expectativas com relação à eficiência e funcionamento. O uso do conversor fica vantajoso ao processar potências elevadas, situação onde o rendimento do autotransformador aumenta e os componentes

deste conversor tendem a ficarem mais baratos em relação aos inversores comutados em alta frequência.

Algumas dificuldades foram encontradas no decorrer do trabalho. A principal delas, foi testar o conversor com 3 fontes de corrente CC isoladas entre si, para emular as características dos painéis fotovoltaicos. Para isto foi necessário desenvolver um emulador das curvas características, a partir de uma fonte CA programável, como foi mostrado na seção 6.1. Outro ponto que não apresentou bons resultados para todas as condições testadas, foi o filtro LC de saída. Com tensão nominal, o filtro apresentou bom funcionamento, porém, ao reduzir a tensão da rede, ele não apresentou o resultado esperado. A implementação do filtro LC também apresentou dificuldades com relação a frequência de ressonância, que amplifica harmônicos de 5ª e 7ª ordem. Teoricamente, estes harmônicos são cancelados devido às conexões do autotransformador, porém, como foi visto na seção 4.2.5, desequilíbrios nas correntes de entrada, fazem com que o cancelamento não seja perfeito e, ao passar pelo filtro, são amplificados. Devido a isto, foi necessário acrescentar um resistor de amortecimento.

Este trabalho permitiu a publicação de três artigos. O primeiro enfatizou a estrutura de potência do conversor, sendo apresentado no 12º Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP), no ano de 2013, com o título *Phase-controlled inverters associated to a multi-pulse autotransformer applied to photovoltaic cogeneration* (BRIGHENTI, *et al.*, 2013). O segundo, foi apresentado no congresso internacional IEEE *Energy Conversion Congress & Expo* (ECCE), no ano de 2014, sob o título *Using MPPT in multi-pulse converters for photovoltaic cogeneration* (BRIGHENTI, *et al.*, 2014), onde foi implementado o MPPT no conversor. O ultimo artigo, foi apresentado no XX Congresso Brasileiro de Automática, no ano de 2014, com o título *Uso de Conversores Multipulsos na Cogeração Fotovoltaica* (BRIGHENTI, *et al.*, 2014), onde foi premiado

com menção honrosa, sendo considerado um dos quatro melhores trabalhos da categoria mestrado.

Como sugestões para trabalhos futuros ficam:

- Utilização de conversores do tipo CC-CC, apresentados na seção 1.2.1.1 e seção 0, para fazer o MPPT, mantendo o inversor não autônomo com ângulo de disparo fixo;
- Utilização de filtros sintonizados nas harmônicas de 17^a, 19^a, 35^a e 37^a ordem, de forma a melhorar o rendimento do conversor;
- Utilizar filtros do tipo indutor à jusante e capacitores conectados aos painéis, para diminuir a ondulação na tensão de entrada do conversor, sem prejudicar a THD da corrente de saída;
- Elaborar técnicas para proteção do sistema.

REFERÊNCIAS

BARBI, I. **Eletronica de potencia**. 6º Edição. ed. : Ed. da UFSC, 2006.

BASCOPE, R. P. T.; PERIN, A. J. **O transistor IGBT aplicado em eletrônica de potência**. Porto Alegre: Sagra, 1997. 259 p. p.

BRADASCHIA, F. **Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos**. Universidade Federal de Pernambuco. Recife, PE. 2012.

BRIGHENTI, L. L. et al. **Phase-controlled inverters associated to a multi-pulse autotransformer applied to photovoltaic cogeneration**. Power Electronics Conference (COBEP), 2013 Brazilian. Gramado, RS: . Oct 2013. p. 501-508.

BRIGHENTI, L. L. et al. **Using MPPT in multi-pulse converters for photovoltaic cogeneration**. Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2014 IEEE. Pittsburgh, PA: . Sept 2014. p. 24-31.

BRIGHENTI, L. L. et al. **Uso de Conversores Multipulsos na Cogeração Fotovoltaica**. Congresso Brasileiro de Automática (CBA), 2014. Belo Horizonte, MG: . Sept 2014. p. 980-987.

CABRAL, J. B. R. F. **Conversor CC-CC Não Isolado de Elevado Ganho Para Aplicação No Processamento de Energia Solar Fotovoltaica**. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas. Joinville, SC. 2013.

CHATTERJEE, A.; KEYHANI, A.; KAPOOR, D. Identification of Photovoltaic Source Models. **Energy**

Conversion, IEEE Transactions on, v. 26, n. 3, p. 883-889, Sept 2011.

ESRAM, T.; CHAPMAN, P. L. Comparison of Photovoltaic Array Maximum Power Point Tracking Techniques. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 22, n. 2, p. 439-449, June 2007.

FARIAS, A. M. D. **Técnicas de Modulação para Inversores Fotovoltaicos sem Transformador Conectados à Rede Elétrica**. Universidade Federal de Pernambuco. Recife, PE. 2011.

HECKTHEUER, L. A. **Análise De Associações De Módulos Fotovoltaicos**. Universidade Federal do Rio Grande do Sul. Porto Alegre, RS. 2001.

HEERDT, J. A. et al. **Generic Generator of Three-Phase Periodic Signals for Application in AC Power Sources**. Power Electronics Conference (COBEP), 2007 Brazilian. Blumenau, SC: . 2007.

IEEE-1547. IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. **IEEE Std 1547-2003**, p. 1-28, July 2003.

IEEE-519. IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems. **IEEE Std 519-2014 (Revision of IEEE Std 519-1992)**, p. 1-29, June 2014.

IEEE-929. IEEE Recommended Practice for Utility Interface of Photovoltaic (PV) Systems. **IEEE Std 929-2000**, 2000.

KATSANEVAKIS, M. **Modelling the photovoltaic module**. Industrial Electronics (ISIE), 2011 IEEE International Symposium on. Gdansk: . June 2011. p. 1414-1419.

KEMPE, A.; SCHONWANDT, U. **EMC of PV-plants with line-commutated inverters.** Photovoltaic Specialists Conference, 1996., Conference Record of the Twenty Fifth IEEE. : . May 1996. p. 1343-1346.

MARAFÃO, F. P. et al. Metodologia de Projeto e Análise de Algoritmos de Sincronismo PLL. **Revista da sociedade brasileira de eletrônica de potência SOBRAEP**, v. 10, p. 7-13, 2005.

MARTIGNONI, A. **Transformadores.** Porto Alegre: Globo, 1973. 307 p. p.

MCLYMAN, C. W. T. **Transfomer and inductor design handbook.** New York: Marcel Bekken and Basel, 2004. 422 p. p.

MÖLTGEN, G. **Line commutated thyristor converters.** : Siemens Aktiengesellschaft, 1972.

NBR-16.149. Sistema fotovoltaicos (FV) - Características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição, 2013.

NODARI, L. M. **Sistema de Controle Digital com Rápida Resposta Transitória para Um Retificador Monofásico Meia-Ponte.** Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas. Joinville, SC. 2011.

OLIVEIRA, P. S. **Classificação, Metodologia de Projeto e Aplicação de Retificadores Multipulsos com Conexão Diferencial de Transformador.** Faculdade de Engenharia, Universidade Estadual Paulista- UNESP. Ilha Solteira - SP, p. 190 f. 2011.

ONG, C. M. Operational Behavior of Line-Commutated Photovoltaic Systems on a Distribution Feeder. **Power**

Apparatus and Systems, IEEE Transactions on, v. PAS-103, n. 8, p. 2262-2268, Aug 1984.

PAICE, D. A. **Power Electronics Converter Harmonics: Multipulse Methods for Clean Power.** : Wiley-IEEE Press, 1996.

PAIVA, A. F. D. **Metodologia de comparação de diferentes tecnologias de módulos fotovoltaicos para a implementação em uma usina experimental de 6kWp.** Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas. Joinville, SC. 2013.

PELLY, B. R. **Thyristor phase-controlled converters and cycloconverters: operation, control, and performance.** . ed. : Wiley-Interscience, 1971. ISBN ISBN: 9780471677901 LCCN: lc70125276.

PRADO, F. A. A. J. et al. **Manual de engenharia para sistemas fotovoltaicos.** . ed. : [s.n.], 2004.

ROMERO-CADAVAL, E. et al. Grid-Connected Photovoltaic Generation Plants: Components and Operation. **Industrial Electronics Magazine, IEEE**, v. 7, n. 3, p. 6-20, Sept 2013.

SARWAR, A.; JAMIL ASGHAR, M. S. **Multilevel converter topology for solar PV based grid-tie inverters.** Energy Conference and Exhibition (EnergyCon), 2010 IEEE International. Manama: . Dec 2010. p. 501-506.

SEIXAS, F. J. M. D. **Conversores CA-CC de 12 kW com elevado fator de potência utilizando autotransformador com conexão diferencial de múltiplos pulsos.** Universidade Federal de Santa Catarina. Florianópolis, SC. 2001.

SHENG, X. et al. Printing-based assembly of quadruple-junction four-terminal microscale solar cells and their use in high-efficiency modules. **Nat Mater**, v. 13, n. 6, p. 593-598, jun 2014. Disponivel em: <<http://dx.doi.org/10.1038/nmat3946>>.

SIVA PRASAD, J. S.; FERNANDES, B. G. **Active commutated thyristor CSI for grid connected photovoltaic applications**. Power Electronics and Motion Control Conference, 2004. IPERC 2004. The 4th International. : . Aug 2004. p. 1767-1771 Vol.3.

SUNMODULE, S. W. **Dataheet SW 130/135/140 Poly R6A**. .

VILLALVA, M. G.; GAZOLI, J. R.; FILHO, E. R. Comprehensive Approach to Modeling and Simulation of Photovoltaic Arrays. **Power Electronics, IEEE Transactions on**, v. 24, n. 5, p. 1198-1208, May 2009.

WASYNCZUK, O. Modeling and dynamic performance of a line-commutated photovoltaic inverter system. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 4, n. 3, p. 337-343, Sep 1989.

WASYNCZUK, O. Analysis of line-commutated converters during unbalanced operating conditions. **Energy Conversion, IEEE Transactions on**, v. 9, n. 2, p. 420-426, Jun 1994.

WEIXIANG, S. et al. **Development of a mathematical model for solar module in photovoltaic systems**. Industrial Electronics and Applications (ICIEA), 2011 6th IEEE Conference on. Beijing, China: [s.n.]. June 2011. p. 2056-2061.

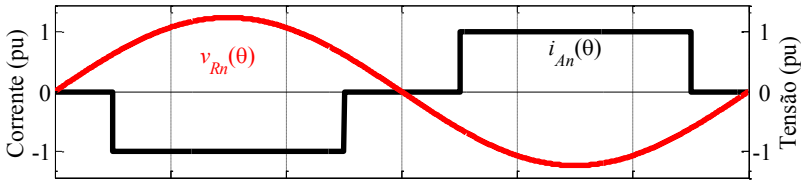
WU, B. **High-Power Converters and AC Drives**. : , 2006.

APÊNDICE A - Decomposição em série de Fourier da corrente dos inversores

Neste apêndice, será feita a decomposição em série de Fourier da corrente dos inversores.

A Figura 118 mostra a forma de onda da corrente de saída do inversor para um ângulo de disparo de 0° .

Figura 118 - Forma de onda da corrente de se deseja decompor em série de Fourier



Fonte: produção do próprio autor.

Será considerado o ângulo zero para simplificar as contas.

A série de Fourier é dada por:

$$i(\theta) = a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} a_k \cos(k\theta) + b_k \sin(k\theta) \quad (7.1)$$

Onde os coeficientes da série são obtidos através das integrais (7.2), (7.3) e (7.4):

$$a_0 = \frac{1}{T} \int_0^T f(\theta) d\theta \quad (7.2)$$

$$a_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(\theta) \cos(k\theta) d\theta \quad (7.3)$$

$$b_k = \frac{2}{T} \int_0^T f(\theta) \sin(k\theta) d\theta \quad (7.4)$$

$$T = 2\pi \quad (7.5)$$

O valor médio da série é obtido utilizando (7.2), mas olhando para Figura 118, é possível ver que esta componente será nula.

$$a_0 = \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{CC} d\theta + \frac{1}{2\pi} \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} (-I_{CC}) d\theta \quad (7.6)$$

Resolvendo (7.6):

$$a_0 = 0 \quad (7.7)$$

Os componentes em cosseno da série são obtidos em (7.3). A forma de onda apresenta simetria ímpar, portanto as componentes a_k também serão nulas.

$$a_k = \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{CC} \cos(k\theta) d\theta + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} (-I_{CC}) \cos(k\theta) d\theta \right] \quad (7.8)$$

Resolvendo (7.8):

$$a_k = 0 \quad (7.9)$$

As componentes em seno da série são encontradas em (7.4).

$$b_k = \frac{2}{2\pi} \left[\int_{\frac{\pi}{6}}^{\frac{5\pi}{6}} I_{CC} \sin(k\theta) d\theta + \int_{\frac{7\pi}{6}}^{\frac{11\pi}{6}} (-I_{CC}) \sin(k\theta) d\theta \right] \quad (7.10)$$

Resolvendo (7.10):

$$b_k = \frac{2I_{CC}}{k\pi} (1 - \cos(k\pi)) \cos\left(\frac{\pi}{6}k\right) \quad (7.11)$$

Substituindo (7.11), (7.9) e (7.7) em (7.1)

$$i(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \frac{[1 - \cos(k\pi)]}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6}k\right) \sin(k\theta) \quad (7.12)$$

De forma genérica, considerando o ângulo de disparo e as defasagens, (7.12) pode ser escrita como:

$$i(\theta) = \sum_{k=1}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \frac{[1 - \cos(k\pi)]}{2} \cos\left(\frac{\pi}{6}k\right) \sin[k(\theta + \phi + \alpha)] \quad (7.13)$$

Onde:

ϕ : Defasagem da corrente;

α : Ângulo de disparo dos tiristores.

A amplitude da corrente apresenta dois termos que podem ser analisados separadamente:

$$A_1 = \frac{[1 - \cos(k\pi)]}{2} \quad (7.14)$$

O termo A_1 apresenta os seguintes valores:

$A_1 = 0$, para $k = 2, 4, 6, 8, 10, \dots$

$A_1 = 1$, para $k = 1, 3, 5, 7, 9, 11, \dots$

A equação (7.14) mostra que os harmônicos pares de corrente são nulos.

O segundo termo é:

$$A_2 = \cos\left(\frac{\pi}{6}k\right) \quad (7.15)$$

$A_2 = 0$, para $k = 3, 9, 15, 21, 27, 33, \dots$

A equação (7.15) mostra que os harmônicos ímpares múltiplos de três também são nulos.

Simplificando (7.13):

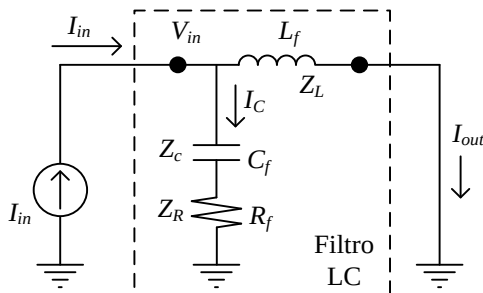
$$i(\theta) = \sum_{k=1,3,5,7,\dots}^{\infty} \frac{4I_{CC}}{k\pi} \cos\left(\frac{\pi}{6}k\right) \sin[k(\theta + \phi + \alpha)] \quad (7.16)$$

APÊNDICE B - Filtro LC

Neste apêndice, será apresentada a dedução da função transferência do filtro LC com amortecimento e entrada em corrente.

Com entrada em corrente, o filtro deve ser analisado de forma dual ao filtro com entrada em tensão, desta forma, a entrada do filtro, é uma fonte de corrente e a saída é um curto circuito. A ordem dos componentes também é diferente, pois se trata de um circuito dual. O diagrama do filtro é apresentado na

Figura 119 - Diagrama do filtro LC com entrada em corrente



Fonte: produção do próprio autor

Aplicando a transformada de Laplace, as impedâncias dos elementos do filtro ficam:

$$Z_R = R_f \quad (7.16)$$

$$Z_C = \frac{1}{sC_f} \quad (7.16)$$

$$Z_L = sL_f \quad (7.16)$$

A tensão V_{in} pode ser escrita como:

$$V_{in} = sL_f \cdot I_{out} \quad (7.16)$$

Ou:

$$V_{in} = \left(\frac{1}{sC_f} + R_f \right) \cdot I_C \quad (7.16)$$

Substituindo (7.16) em (7.16) tem-se:

$$\left(\frac{1}{sC_f} + R_f \right) \cdot I_C = sL_f \cdot I_{out} \quad (7.16)$$

Através da lei de Kirchhoff dos nós, tem-se:

$$I_{in} = I_C + I_{out} \quad (7.16)$$

Substituindo (7.16) em (7.16) e fazendo as devidas simplificações, a função transferência do filtro fica:

$$\frac{I_{out}}{I_{in}} = \frac{sR_f C_f + 1}{s^2 L_f C_f + sR_f C_f + 1} \quad (7.16)$$

A frequência de ressonância ocorre quando as impedâncias indutiva e capacitiva são iguais em módulo, fazendo esta consideração, substituindo (7.16) em (7.16) e sabendo que $s=j2\pi f$, a frequência de ressonância do filtro é:

$$f_0 = \frac{1}{2\pi\sqrt{L_f C_f}} \quad (7.16)$$

Na frequência de ressonância, o ganho do filtro é infinito, o resistor de amortecimento R_f serve para atenuar o pico de ressonância.