Este trabalho apresenta o projeto de um conversor CC-CC multiníveis e multipulsos unidirecional isolado em média frequência destinado a aplicações que utilizam ou podem se beneficiar de sistemas de transmissão e/ou distribuição em corrente contínua e que demandam potência na faixa de centenas de quilowatts a unidades de megawatts. O conversor CC-CC consiste de uma estrutura inversora do tipo *NPC* três níveis trifásico acoplado a um retificador 12 pulsos com saída série alimentado com correntes senoidais. São realizadas análises teóricas do comportamento estático e dinâmico do conversor com o objetivo de desenvolver uma metodologia de projeto do mesmo. Os resultados das análises matemáticas são validados através da construção de um protótipo em escala reduzida em laboratório.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Coorientador: Alessandro Luiz Batschauer

Joinville, 2017

ANO
2017

MARCUS VIEIRA SOARES | CONVERSOR CC-CC ISOLADO EM MÉDIA FREQUÊNCIA BASEADO EM INVERSOR *NPC* E RETIFICADOR MULTIPULSOS

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS – CCT
CURSO DE ENGENHARIA ELÉTRICA

DISSERTAÇÃO DE MESTRADO

CONVERSOR CC-CC ISOLADO EM MÉDIA FREQUÊNCIA BASEADO EM INVERSOR *NPC* E RETIFICADOR MULTIPULSOS

MARCUS VIEIRA SOARES

JOINVILLE, 2017

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA - UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS - CCT
MESTRADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

MARCUS VIEIRA SOARES

CONVERSOR CC-CC ISOLADO EM MÉDIA FREQUÊNCIA BASEADO EM INVERSOR *NPC* E RETIFICADOR MULTIPULSOS

Dissertação submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador:
Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes

Coorientador:
Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer

JOINVILLE

2017

Ficha catalográfica elaborada pelo(a) autor(a), com
auxílio do programa de geração automática da
Biblioteca Setorial do CCT/UDESC

Vieira Soares, Marcus
Conversor CC-CC Isolado em Média Frequência Baseado em Inversor NPC e Retificador Multipulsos / Marcus Vieira Soares. - Joinville , 2017.
221 p.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes
Co-orientador: Alessandro Luiz Batschauer
Dissertação (Mestrado) - Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2017.

1. Retificador multipulsos. 2. Fonte de corrente. 3. CC-CC. 4. Média frequência. I. Rômulo de Novaes, Yales. II. Luiz Batschauer, Alessandro. , .III. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

Conversor DC-DC Isolado em Média Frequência Baseado em Inversor NPC e Retificador Multipulsos

por

Marcus Vieira Soares

Esta dissertação foi julgada adequada para obtenção do título de

MESTRE EM ENGEHARIA ELÉTRICA

Área de concentração em "Sistemas Eletroeletrônicos"
e aprovada em sua forma final pelo

CURSO DE MESTRADO ACADÊMICO EM ENGENHARIA ELÉTRICA
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS DA
UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC (Orientador/Presidente)

Prof. Dr. Marcelo Lobo Heldwein
UFSC

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC

Joinville,SC, 27 de julho de 2017.

AGRADECIMENTOS

Gostaria de agradecer primeiramente aos meus pais, Luiz Carlos e Zélia, e ao meu irmão Murilo por sempre me ajudar nas decisões que decidi tomar na minha vida e me incentivar a nunca desistir de buscar meus objetivos.

A minha companheira Beatriz Pereira Ribeiro, que compartilha comigo os melhores momentos da minha vida e sempre me ajuda nos momentos mais difíceis.

A minha família, em especial ao meu padrinho Valmice Gomes Vieira e a minha tia Leonora Lisboa por todo suporte dado.

Ao Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes pela confiança e orientação, que, sem dúvida nenhuma, foram cruciais para o desenvolvimento deste trabalho.

Ao amigo Gustavo Lambert, que esteve presente praticamente durante todo o desenvolvimento do trabalho e cujas trocas de ideias e opiniões foram fundamentais para a ampliação do conhecimento sobre o tema da pesquisa.

Ao Prof. Dr. Alessandro Luiz Batschauer pelas contribuições dadas para o direcionamento do meu trabalho.

Aos amigos Felipe J. Zimann, Gabriel V. Bernardi, Eduardo Sante e Italo A. Pereira, por toda ajuda prestada durante a etapa experimental do projeto.

Aos amigos Everton P. Correa, Pyter Ely, Rodrigo Moritz, Rodolfo L. Weinert, Vitor Odaguiri e Victor L. F. Borges, pela parceria ao longo de toda a jornada.

A todos os outros membros do nPEE pela amizade e pelo não menos importante suporte.

E, por fim, agradeço à UDESC, FAPESC, CAPES, CNPq, FITEJ, nPEE e CMEAR por proporcionar as condições necessárias para a realização deste trabalho.

RESUMO

Este trabalho apresenta o projeto de um conversor CC-CC multiníveis e multipulsos unidirecional isolado em média frequência destinado a aplicações que utilizam ou podem se beneficiar de sistemas de transmissão e/ou distribuição em corrente contínua e que demandam potência na faixa de centenas de quilowatts a unidades de megawatts. O conversor CC-CC consiste de uma estrutura inversora do tipo *NPC* três níveis trifásico acoplado a um retificador 12 pulsos com saída série alimentado com correntes senoidais, que apresenta uma característica interessante em relação à redução do estresse de tensão nas isolações do transformador defasador devido à limitação de dv/dt. São realizadas análises teóricas do comportamento estático e dinâmico do conversor com o objetivo de desenvolver uma metodologia de projeto do mesmo. A partir dessas análises desenvolve-se uma estratégia de controle digital da tensão de saída atuando em cascata com o controle das correntes de entrada do retificador 12 pulsos, sendo este último implementado em coordenadas *dq0*. Os resultados das análises matemáticas são validados através da construção de um protótipo em escala reduzida em laboratório. Os resultados obtidos mostram que o conversor opera de maneira coerente em relação às análises teóricas realizadas.

Palavras-chaves: retificador multipulsos, fonte de corrente, CC-CC, média frequência.

ABSTRACT

This work presents the design of a DC-DC multilevel and multipulse unidirectional medium frequency isolated converter that is suitable to applications that use or can benefit from direct current transmission or distribution systems and that require power in the range of hundreds of kilowatts to units of megawatts. The converter consists of an NPC three level three phase inverter structure coupled to a 12 pulse rectifier with series output fed with sinusoidal currents, which presents an interesting characteristic as regards the voltage stress reduction on the shifting transformer isolations due to the dv/dt limitation. Theoretical analyzes are made as regards the static and dynamic behavior of the proposed converter with the objective of developing a project metodology for it. From these analyzes a digital control strategy of the output voltage acting in cascade with the 12 pulse rectifier input currents control, which is implemented in dq0 coordinates, is developed. The mathematical analyzes results are validated through the construction of a small scale prototype in laboratory. The obtained results show that the converter oparetes accordingly to the theoretical analysis that were made.

Key-words: multipulse rectifiers, current source, DC-DC, medium frequency.

LISTA DE FIGURAS

1 Possível configuração do sistema de alimentação de cargas para extração de óleo e gás em plataformas remotas 34
2 Possível configuração de arranjo de painéis fotovoltaicos utilizando o conversor CC-CC isolado em média frequência 36
3 Inversor *NPC* três níveis trifásico alimentando uma carga a três fios 40
4 Braço do *NPC* considerado para o estudo 42
5 Estado de operação 1 43
6 Estado de operação 2 43
7 Estado de operação 3 44
8 Estado de operação 4 45
9 Estado de operação 5 45
10 Estado de operação 6 46
11 Possível configuração do retificador 12 pulsos alimentado em tensão . . . 47
12 Retificador 12 pulsos alimentado em corrente 48
13 Emulação das fontes de corrente através de indutores e fontes de tensão controladas 49
14 Intervalos de funcionamento analisados relativos ao retificador 12 pulsos alimentado em corrente 50
15 Comportamento estático do retificador 12 pulsos alimentado em corrente durante o intervalo $-\pi/12 \leq \omega_o t \leq \pi/12$ 51
16 Comportamento estático do retificador 12 pulsos alimentado em corrente durante o intervalo $\pi/12 \leq \omega_o t \leq \pi/4$ 55
17 Correntes e tensões no primário do transformador 61
18 Correntes e tensões no secundário Y do transformador 62
19 Correntes e tensões no secundário Δ do transformador 63
20 Espectro da corrente da fase *a* do primário, da corrente da fase *a* do secundário em Y e da corrente da fase *a* do secundário em Δ 63
21 Espectro da tensão de fase v_{aNP} 64
22 Forma de onda da corrente de saída i_o 65
23 Tensões de saída de cada retificador 6 pulsos v_{oY} e $v_{o\Delta}$ 66
24 Etapa de operação considerada para análise 67
25 Correntes de linha dos secundários referentes à etapa de operação considerada para análise 67
26 Tensão de bloqueio dos diodos $D_{1\Delta}$ e $D_{4\Delta}$ com o retificador 12 pulsos alimentado em corrente sem indutâncias de dispersão nos secundários . . . 70

27 Tensão de bloqueio dos diodos $D_{1\Delta}$ e $D_{4\Delta}$ com o retificador 12 pulsos alimentado em corrente com indutâncias de dispersão nos secundários . . . 71
28 Topologia do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* 72
29 Modulação com portadoras dispostas em fase, tensão de fase e tensão de linha geradas 76
30 Tensão de fase e tensão de linha geradas a partir da modulação com portadoras dispostas em fase 76
31 Espectro da tensão de fase e da tensão de linha com modulação com portadoras dispostas em fase 77
32 Modulação com portadoras dispostas em oposição de fase 78
33 Tensão de fase e tensão de linha geradas a partir da modulação com portadoras dispostas em oposição de fase 78
34 Espectro da tensão de fase e da tensão de linha com modulação com portadoras dispostas em oposição de fase 79
35 Modulação com portadoras dispostas em fase com simetria de um quarto de onda 80
36 Tensão de fase e tensão de linha geradas a partir da modulação com portadoras dispostas em fase com simetria de um quarto de onda 80
37 Espectro da tensão de fase e da tensão de linha com modulação com portadoras dispostas em fase e com simetria de um quarto de onda 81
38 Circuito utilizado para definir a expressão de tensão de modo comum . . . 82
39 Tensão de modo comum gerada a partir da modulação PD com simetria de um quarto de onda 83
40 Espectro da tensão de modo comum com modulação com portadoras dispostas em fase e com simetria de um quarto de onda 83
41 Ábaco de $\overline{M_{VDC}}$ por $\cos(\phi)$ para diferentes valores de m_a 85
42 Triângulo de tensões 88
43 Regiões de análise 89
44 Comparação entre as moduladoras e as portadoras dentro de um período T_s e as tensões geradas na saída do *NPC* 90
45 Circuito simplificado do conjunto inversor-indutores-retificador 90
46 Comparação entre as moduladoras e as portadoras dentro de um período T_s e as tensões geradas na saída do *NPC* para $0 \leq m_a \leq \sqrt{3}/3$ 91
47 Comparação entre as moduladoras e as portadoras dentro de um período T_s e as tensões geradas na saída do *NPC* para $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$ 94
48 Comparação entre as moduladoras e as portadoras dentro de um período T_s e as tensões geradas na saída do *NPC* para $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$ e $0 \leq \omega_o t \leq arcsen\left(\sqrt{3}/(3m_a)\right) - \pi/6$ 96

49 Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 100$ 100
50 Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 75$ 100
51 Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 49$ 101
52 Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 25$ 101
53 Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 49$, considerando a variação de L e mantendo a potência de saída constante 104
54 Correntes circulantes na saída do retificador 12 pulsos, no capacitor de saída e na carga 105
55 Corrente de saída do retificador 12 pulsos alimentado em corrente 105
56 Corrente de saída do retificador 12 pulsos para um ponto de operação da topologia proposta 109
57 Parcela de alta frequência considerada na corrente circulante pelo capacitor de saída do conversor 110
58 Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{o_{max}}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 1000$ 112
59 Barramento CC de entrada da topologia proposta 114
60 Comparação entre as moduladoras e as portadoras dentro de um período T_s e as tensões geradas na saída do *NPC* para $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$ 115
61 Ábaco que relaciona o módulo do valor de pico de $i_{po_{<T_s>}}$ com $cos(\phi)$ . . . 117
62 Transformador 12 pulsos utilizado no conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* . . 126
63 Ensaio de circuito aberto para a fase *a* do transformador de 12 pulsos . . . 127
64 Ensaio de curto-circuito para a fase *a* do transformador de 12 pulsos . . . 128
65 Ábaco para $f_s/f_o = 49$ utilizado para a definição da ondulação máxima de corrente nos indutores 132
66 Modulação e tensões sobre os indutores dentro de $-30° \leq \omega_o \leq 30°$, destacando o intervalo com maior relação $V \cdot s$ 133
67 Tensões sobre os indutores e a ondulação da corrente i_b dentro do intervalo destacado 133
68 Indutor utilizado no conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* 134
69 Ábaco utilizado para a definição da ondulação máxima de corrente na saída do retificador 12 pulsos 136
70 Capacitor utilizado na formação do filtro de saída do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* 137

71 Ábaco utilizado para a obtenção do valor de pico normalizado da corrente do ponto médio do barramento CC de entrada 137
72 Comparação entre as curvas P_{cond}xI_c obtidas da folha de dados do IRG4PC30UD e do polinômio da equação 3.42 141
73 Comparação entre as curvas E_{total}xI_c obtidas da folha de dados do IRG4PC30UD e do polinômio da equação 3.43 142
74 Comparação entre as curvas P_{cond_Dg}xI_F obtidas da folha de dados do IRG4PC30UD e do polinômio da equação 3.61 146
75 Circuito térmico utilizado para o cálculo do dissipador de cada fase do inversor152
76 Dissipador utilizado para os módulos do *NPC* trifásico 153
77 Circuito térmico utilizado para o cálculo do dissipador de cada retificador 6 pulsos 153
78 Dissipador utilizado para os retificadores de 6 pulsos 154
79 Sensor de corrente LAH 25-NP utilizado no projeto 156
80 Circuito de condicionamento de sinais das correntes i_a, i_b e i_c 156
81 Sensor de tensão LV 20-P utilizado no projeto 157
82 Circuito de condicionamento de sinais da tensão v_o 158
83 Circuito de condicionamento de sinais das tensões dos capacitores do barramento de entrada 159
84 Processador digital de sinais utilizado no projeto 159
85 Configuração dos circuitos de *buffer* 160
86 Circuito de acionamento dos interruptores utilizado no projeto 160
87 Circuitos RC de auxílio à comutação de um dos retificadores de 6 pulsos . 161
88 Circuito simplificado utilizado para obtenção do modelo da corrente nos indutores em função da razão cíclica 164
89 Circuito de simulação utilizado para validar os modelos $\hat{i_d}(s)/\hat{d'_d}(s)$ e $\hat{i_q}(s)/\hat{d'_q}(s)$170
90 Diagrama de blocos utilizado para validar os modelos $\hat{i_d}(s)/\hat{d'_d}(s)$ e $\hat{i_q}(s)/\hat{d'_q}(s)$170
91 Diagrama de bode comparativo para validação do modelo da planta $\hat{i_d}(s)/\hat{d'_d}(s)$171
92 Diagrama de bode comparativo para validação do modelo da planta $\hat{i_q}(s)/\hat{d'_q}(s)$171
93 Circuito simplificado utilizado para obtenção do modelo da tensão de saída do conversor em função do valor de pico das correntes de entrada do retificador 12 pulsos 172
94 Circuito utilizado na simulação para validação do modelo da planta $\hat{v_o}(s)/\hat{i_p}(s)$174
95 Diagrama de bode comparativo para validação do modelo da planta $\hat{v_o}(s)/\hat{i_p}(s)$174
96 Correntes circulantes pelo barramento CC de entrada do inversor *NPC* . . 177
97 Circuito simulado para validação do modelo de tensão diferencial do barramento de entrada do inversor 179

98 Diagrama de blocos simulado para validação do modelo de tensão diferencial do barramento de entrada do inversor 180
99 Validação do modelo $\hat{\varepsilon}(s)/\hat{v_{mod_o}}(s)$ 180
100 Diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada 181
101 Circuito utilizado para implementar o filtro antirecobrimento 183
102 Diagrama de blocos das malhas de controle das correntes de saída do *NPC* 184
103 Diagrama de bode das funções $FTMA_{id\_nc}(w)$, $C_{id}(w)$ e $FTMA_{id}(w)$ . . 185
104 Diagrama de blocos da malha de controle da tensão de saída do conversor proposto 186
105 Diagrama de bode das funções $FTMA_{vo\_nc}(w)$, $C_{vi}(w)$ e $FTMA_{vo}(w)$ . . 187
106 Diagrama de blocos da malha de controle de balanço das tensões dos capacitores do barramento de entrada do conversor proposto 188
107 Diagrama de bode das funções $FTMA_{vdif\_nc}(w)$, $C_{vdif}(w)$ e $FTMA_{vdif}(w)$ 189

108 Estrutura implementada do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* 191
109 Tensão de saída (Canal 4) e correntes i_a, i_b e i_c (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) 192
110 Tensão de saída (Canal 4) e correntes i_a, i_b e i_c (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) com o conversor operando em malha aberta com $550\ \mathrm{V}$ de entrada e $m_a = 0{,}85$ 193
111 Correntes i_{aY}, i_{bY} e i_{cY} (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) e a corrente i_a (Canal 4) 194
112 Correntes $i_{a\Delta}$, $i_{b\Delta}$ e $i_{c\Delta}$ (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) e a corrente i_a (Canal 4) 194
113 Corrente de saída do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* 195
114 Tensões de fase do primário v_{aNP}, v_{bNP} e v_{cNP} (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) e a corrente i_a (Canal 4) 195
115 Tensões de fase do secundário Y v_{anY}, v_{bnY} e v_{cnY} (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) e a corrente i_a (Canal 4) 196
116 Tensões do secundário Δ $v_{ab\Delta}$, $v_{bc\Delta}$ e $v_{ca\Delta}$ (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) e a corrente i_a (Canal 4) 196
117 Corrente i_{aY} (Canal 2), tensão v_{D1Y} (Canal 3) e a corrente i_a (Canal 4) . . 198
118 Tensão de saída (Canal 4) e correntes i_a, i_b e i_c (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) para retirada de 50% da carga 199
119 Tensão de saída (Canal 4) e correntes i_a, i_b e i_c (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) para a retomada da carga inicial equivalente a $4{,}530\ kW$ 199
120 Tensão nos capacitores superior (Canal 1) e inferior (Canal 2) que formam o barramento de entrada do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* 200

121 Ondulação da tensão nos capacitores superior (Canal 1) e inferior (Canal 2) que formam o barramento de entrada do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*201
122 Correntes no primário do transformador, tensões de fase do primário do transformador e moduladoras obtidas através de simulação 202
123 Circuito simplificado utilizado para obtenção do modelo da corrente nos indutores em função da razão cíclica 203
124 Diagrama de blocos referente ao controle da corrente i_d considerando a perturbação de v_{dNP} 204
125 Diagrama de Bode da função de transferência $v_{dNP}(w)/i_d w$ e $v_{qNP}(w)/i_q w$ 205
126 Espectro harmônico das tensões v_{dNP} e v_{qNP} 205

127 Circuito utilizado na simulação do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* 221

LISTA DE TABELAS

1 Estados de comutação por fase do conversor *NPC* três níveis (independente do sentido da corrente da carga) 41
2 Tensões sobre os indutores para cada etapa de operação com $0 \leq m_a \leq \sqrt{3}/3$ 93
3 Tensões sobre os indutores para cada etapa de operação com $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$ 95
4 Parâmetros utilizados para validação do ábaco da Figura 51 103
5 Tabela de validação do ábaco da Figura 51 103
6 Parâmetros utilizados para validação do método de definição da corrente eficaz de C_o 112
7 Tabela de validação do método de definição da corrente eficaz de C_o . . . 113
8 Especificações iniciais do projeto do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* . . 123
9 Características do transformador 12 pulsos 126
10 Características dos indutores 134
11 Especificações do *IGBT* IRG4PC30UD 140
12 Especificações do diodo MUR3060PT 150
13 Parâmetros utilizados no projeto dos dissipadores 151
14 Semicondutores da estrutura proposta e suas respectivas perdas calculadas 155
15 Valores de resistência e capacitância dos circuitos de auxílio à comutação implementados 161
16 Análise de rendimento do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* 198
17 Resumo das correntes e tensões no primário do transformador e na saída do retificador 12 pulsos alimentado em corrente para os dois intervalos considerados 217
18 Resumo das correntes e tensões no secundário em Y e no secundário em Δ do transformador do retificador 12 pulsos alimentado em corrente para os dois intervalos considerados 218
19 Resumo das características obtidas através do ensaio do transformador 12 pulsos 219

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANPC	*Active Neutral Point-Clamped Converter*
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*
MMC	*Modular Multilevel Converter*
MOSFET	*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*
MPPT	*Maximum Power Point Tracking*
NPC	*Neutral Point-Clamped Converter*
PWM	*Pulse Width Modulation*
SiC	*Silicon Carbide*
SVM	*Space Vector Modulation*
DHT	Distorção Harmônica Total

LISTA DE SÍMBOLOS

abc	Sistema de coordenadas *abc*
b_1	Amplitude do componente fundamental da tensão da fase *a* do primário do transformador em relação ao ponto *N*
b_n	Amplitude dos componentes harmônicos da tensão da fase *a* do primário do transformador em relação ao ponto *N*
C_{id}	Controlador das correntes i_d e i_q
C_{in}	Capacitância dos capacitores do barramento de entrada
C_{vdif}	Controlador da tensão diferencial do barramento de entrada
C_{vi}	Controlador da tensão de saída
C_o	Capacitância do capacitor de saída
D	Símbolo dos diodos
d_{abc}	Matriz das razões cíclicas
d_a, d_b, d_c	Razões cíclicas de cada fase do inversor
d_d, d_q	Razão cíclicas em coordenadas *dq0*
d'_d, d'_q	Razão cíclicas desacopladas em coordenadas *dq0*
$\hat{d}'_d$, $\hat{d}'_q$	Perturbações de primeira ordem nas variáveis d'_d e d'_q
$dq0$	Sistema de coordenadas *dq0*
E	Tensão total do barramento de entrada
E_{rec}	Energia gasta na recuperação reversa
f_o	Frequência fundamental em Hz
f_s	Frequência de chaveamento
FD	Fator de deslocamento ou $\cos(\phi)$
$FTMA_{id\_nc}$, $FTMA_{iq\_nc}$	Funções de transferência de malha aberta não compensadas relativas ao controle de i_d e i_q

$FTMA_{id}$ Função de transferência de malha aberta compensada relativas ao controle de i_d e i_q

$FTMA_{vdif\_nc}$ Função de transferência de malha aberta não compensada relativa ao controle da tensão diferencial do barramento de entrada

$FTMA_{vdif}$ Função de transferência de malha aberta compensada relativa ao controle da tensão diferencial do barramento de entrada

$FTMA_{vo\_nc}$ Função de transferência de malha aberta não compensada relativa ao controle da tensão de saída

$FTMA_{vo}$ Função de transferência de malha aberta compensada relativa ao controle da tensão de saída

$FTMF_{idq}$ Função de transferência de malha fechada da malha interna vista pela malha externa

G_{aa} Função de transferência do filtro antirecobrimento

G_{idq} Função de transferência das correntes do primário do transformador pelas razões cíclicas

G_{PWM} Função de transferência do modulador *PWM*

G_{vdif} Função de transferência da tensão diferencial do barramento de entrada pelo nível médio das moduladoras

G_{vi} Função de transferência da tensão de saída pela corrente de pico do primário do transformador

$i_{a\Delta}$, $i_{b\Delta}$, $i_{c\Delta}$ Correntes de linha do secundário Δ do transformador

i_{abc} Matriz das correntes do primário do transformador

$i_{af\Delta}$, $i_{bf\Delta}$, $i_{cf\Delta}$ Correntes de fase do secundário Δ do transformador

i_{aY}, i_{bY}, i_{cY} Correntes do secundário Y do transformador

$I_{c\_D1234_{<T_s>}}$ Corrente média dentro de T_s conduzida pelos diodos em anti-paralelo com os interruptores

$I_{c\_Dg12_{<T_s>}}$ Corrente média dentro de T_s conduzida pelos diodos Dg_{1x} e Dg_{2x}

$I_{c\_S14_{<T_s>}}$ Corrente de coletor média dentro de T_s dos interruptores S_{1x} e S_{4x}

$I_{c\_S23_{<T_s>}}$ Corrente de coletor média dentro de T_s dos interruptores S_{2x} e S_{3x}

$i_{C_{in_{ef}}}$	Corrente eficaz dos capacitores do barramento de entrada
$i_{C_{o\_ef}}$	Corrente eficaz total do capacitor de saída
$i_{C_{o\_ef1}}$	Corrente eficaz no capacitor de saída devido a $12\omega_o$
$i_{C_{o\_ef2}}$	Corrente eficaz no capacitor de saída devido à frequência de chaveamento
I_{carga}	Corrente de carga do *NPC* monofásico
i_{Co}	Corrente do capacitor de saída
$I_{D_{1234_{med}}}$	Corrente média dos diodos em anti-paralelo com os interruptores S_{1x}, S_{2x},S_{3x} e S_{4x}
$I_{D_{ret_{med}}}$	Corrente média dos diodos das pontes retificadoras
$I_{Dg_{12_{med}}}$	Corrente média dos diodos Dg_{1x} e Dg_{2x}
i_{dq0}	Matriz das correntes em *dq0*
I_{efs}	Corrente eficaz do capacitor de saída pelo método simulado
I_{eft}	Corrente eficaz do capacitor de saída pelo método analítico
I_{mag_x}	Corrente eficaz resultante do ensaio de circuito aberto do transformador
$i_{o_{max}}$, $i_{o_{min}}$	Valor máximo e mínimo da corrente de saída
$i_{po_{<T_s>}}$	Valor médio de i_{po} dentro de T_s
$\overline{i_{po_{<T_s>}pk}}$	Valor de pico de $i_{po_{<T_s>}}$ normalizado
$i_{po_{med}}$	Valor médio da corrente $i_{po_{<T_s>}}$
i_{po}	Corrente do ponto médio do barramento de entrada
$i_{po1_{<T_s>}}$	Corrente $i_{po_{<T_s>}}$ dentro do intervalo $0 \leq \omega_o t \leq \pi/3$
$i_{po2_{<T_s>}}$	Corrente $i_{po_{<T_s>}}$ dentro do intervalo $\pi/3 \leq \omega_o t \leq 2\pi/3$
$I_{S_{14_{med}}}$	Corrente média dos interruptores S_{1x} e S_{4x}
$I_{S_{23_{med}}}$	Corrente média dos interruptores S_{2x} e S_{3x}
$I_{u_{rms}}$, $I_{u_{med}}$	Valor eficaz e médio de i_u
i_a, i_b, i_c	Correntes do primário do transformador

i_d, i_q, i_0	Correntes do primário do transformador em coordenadas *dq0*
$\hat{i_d}$, $\hat{i_q}$	Perturbações de primeira ordem nas variáveis i_d e i_q
I_n	Amplitude do harmônico de corrente de ordem *n*
i_o	Corrente de saída do retificador 12 pulsos
I_o	Corrente média de saída do retificador 12 pulsos
$\hat{i_p}$	Perturbação na corrente I_p
I_p	Amplitude das correntes senoidais do primário do transformador
I_R	Corrente circulante pela carga do retificador 12 pulsos
i_u	Soma das corrente circulantes pelos interruptores S_{1x} e S_{2x}
K_{AD}	Ganho do conversor analógico-digital
K_{i_sense}	Ganho dos sensores de corrente
K_{v_sense}	Ganho dos sensor de tensão de saída
K_{vdif_sense}	Ganho dos sensores das tensões do barramento de entrada
L	Indutância dos indutores entre o inversor e o retificador
L_{dp_a}, L_{dp_b}, L_{dp_c}	Indutâncias de dispersão do primário do transformador
L_{dt_a}, L_{dt_b}, L_{dt_c}	Indutâncias de dispersão totais vistas pelo primário do transformador
L_{dY}, $L_{d\Delta}$	Indutâncias de dispersão dos secundários do transformador
L_{m_a}, L_{m_b}, L_{m_c}	Indutâncias magnetizantes vistas pelo primário do transformador
M_{vdc}	Ganho estático
$\overline{M_{vdc}}$	Ganho estático normalizado
m_a	Índice de modulação
n	Ordem do componente harmônico
n_{12}	Relação de espiras entre o primário e o secundário Y do transformador
n_{13}	Relação de espiras entre o primário e o secundário Δ do transformador
n_{23}	Relação de espiras entre o secundário Δ e o secundário Y do transformador

n_1 Número de espiras dos enrolamentos do primário do transformador

n_2 Número de espiras dos enrolamentos do secundário Y do transformador

n_3 Número de espiras dos enrolamentos do secundário Δ do transformador

o Ponto médio do barramento de entrada

P_{com_Dg12} Potência média dissipada por comutação pelos diodos Dg_{1x} e Dg_{2x}

$P_{com\_S14_{<T_s>}}$ Potência instantânea dissipada por comutação pelos interruptores S_{1x} e S_{4x}

P_{com_S14} Potência média dissipada por comutação pelos interruptores S_{1x} e S_{4x}

$P_{com\_S23_{<T_s>}}$ Potência instantânea dissipada por comutação pelos interruptores S_{2x} e S_{3x}

P_{com_S23} Potência média dissipada por comutação pelos interruptores S_{2x} e S_{3x}

$P_{cond\_D1234_{<T_s>}}$ Potência instantânea dissipada por condução pelos diodos em anti-paralelo com os interruptores

P_{cond_D1234} Potência média dissipada por condução pelos diodos em anti-paralelo com os interruptores

$P_{cond\_Dg12_{<T_s>}}$ Potência instantânea dissipada por condução pelos diodos Dg_{1x} e Dg_{2x}

P_{cond_Dg12} Potência média dissipada por condução pelos diodos Dg_{1x} e Dg_{2x}

P_{cond_Dret} Potência média dissipada por condução pelos diodos das pontes retificadoras

$P_{cond\_S14_{<T_s>}}$ Potência instantânea dissipada por condução pelos interruptores S_{1x} e S_{4x}

P_{cond_S14} Potência média dissipada por condução pelos interruptores S_{1x} e S_{4x}

$P_{cond\_S23_{<T_s>}}$ Potência instantânea dissipada por condução pelos interruptores S_{2x} e S_{3x}

P_{cond_S23} Potência média dissipada por condução pelos interruptores S_{2x} e S_{3x}

P_{t_sc} Potência total dissipada pelos semicondutores

P_{total_Dg12} Potência média total dissipada pelos diodos Dg_{1x} e Dg_{2x}

P_{total_Dg1234}	Potência média total dissipada pelos diodos em anti-paralelo com os interruptores
P_{total_S14}	Potência média total dissipada pelos interruptores S_{1x} e S_{4x}
P_{total_S23}	Potência média total dissipada pelos interruptores S_{2x} e S_{3x}
P_o, P_i	Potências de saída e de entrada
Q_c	Carga elétrica transferida para o capacitor de saída durante t_c
R_{b1}	Resistência equivalente ao retificador 12 pulsos alimentado em corrente
R_{carga}	Resistência de carga equivalente
R_{cd_Dret}	Resistência térmica de cápsula-dissipador dos diodos das pontes retificadoras
R_{cd_IGBT}	Resistência térmica de cápsula-dissipador dos *IGBT's*
R_{da_npc}	Resistência térmica do dissipador dos módulos do *NPC*
R_{da_ret}	Resistência térmica do dissipador dos módulos dos retificadores
R_{dp_a}, R_{dp_b}, R_{dp_c}	Resistências dos enrolamentos do primário do transformador
R_{dY}, $R_{d\Delta}$	Resistências dos enrolamentos dos secundários do transformador
R_{jc_Dret}	Resistência térmica de junção-cápsula dos diodos das pontes retificadoras
R_{jc_IGBT}	Resistência térmica de junção-cápsula dos *IGBT's*
R_{jc_IGBTd}	Resistência térmica de junção-cápsula dos diodos em anti-paralelo com os *IGBT's*
r_x	Resistência total equivalente no primário do transformador
RSE	Resistência série equivalente
RSE_{in}	*RSE* dos capacitores de entrada
S	Símbolo dos interruptores
S_{in}	Potência aparente consumida pelo *NPC* trifásico
T_{dq0}	Transformada de Park
T_{dq0}^{-1}	Transformada inversa de Park

t_{rr} Tempo de recuperação reversa

T_a Temperatura ambiente

t_c Tempo de carga do capacitor de saída

T_c Temperatura da cápsula

T_d Temperatura do dissipador

T_j Temperatura de junção dos semicondutores

T_o Período relativo à frequência fundamental

T_s Período relativo à frequência de chaveamento

$V_{a\Delta}$, $V_{b\Delta}$, $V_{c\Delta}$ Potencial elétrico das fases do secundário Δ

$v_{ab\Delta}$, $v_{bc\Delta}$, $v_{ca\Delta}$ Tensões do secundário Δ do transformador

$v'_{ab\Delta}$, $v'_{ca\Delta}$ Tensões no secundário Δ considerando a queda de tensão nas indutâncias de dispersão

v_{abP}, v_{bcP}, v_{caP} Tensões de linha do primário do transformador

v_{abY}, v_{bcY}, v_{caY} Tensões de linha do secundário Y do transformador

V_{AD} Excursão máxima de tensão na entrada do conversor analógico-digital

v_{aNP}, v_{bNP}, v_{cNP} Tensões de fase do primário do transformador em relação ao ponto *N*

v_{anY}, v_{bnY}, v_{cnY} Tensões de fase do secundário Y do transformador em relação ao ponto *n*

v'_{anY}, v'_{cnY} Tensões de fase no secundário Y considerando a queda de tensão nas indutâncias de dispersão

v_{ao}, v_{bo}, v_{co} Tensões de saída das fases do *NPC* em relação ao ponto *o*

V_{aY}, V_{bY}, V_{cY} Potencial elétrico das fases do secundário Y

v_{cm} Tensão de modo comum

$V_{D_{1234_{max}}}$ Tensão máxima de bloqueio diodos em anti-paralelo com os interruptores S_{1x}, S_{2x},S_{3x} e S_{4x}

$V_{D_{ret_{max}}}$ Tensão máxima de bloqueio dos diodos das pontes retificadoras

$v_{D1\Delta}$, $v_{D4\Delta}$ Tensões nos diodos $D_{1\Delta}$ e $D_{4\Delta}$

$V_{Dg_{12_{max}}}$ Tensão máxima de bloqueio dos diodos Dg_{1x} e Dg_{2x}

v_{La}, v_{Lb}, v_{Lc} Tensão sobre os indutores

v_{laY}, v_{lcY} Tensões nas indutâncias de dispersão do secundário Y

v_{mod_a}, v_{mod_b}, v_{mod_c} Moduladoras

$\hat{v_{mod_o}}$ Perturbação na variável v_{mod_o}

V_{mod_o} Valor médio adicionado às moduladoras

V_{mod} Amplitude das moduladoras

V_{nom} Tensão nominal do transformador

$v_{o\Delta}$ Tensão de saída do retificador 6 pulsos do secundário Δ

v_{oY} Tensão de saída do retificador 6 pulsos do secundário Y

v_{port_U}, v_{port_L} Portadoras triangulares superior e inferior

V_{port} Amplitude da portadora superior

$V_{S_{14_{max}}}$ Tensão máxima de bloqueio dos interruptores S_{1x} e S_{4x}

$V_{S_{23_{max}}}$ Tensão máxima de bloqueio dos interruptores S_{2x} e S_{3x}

$v_{xo_{<T_s>}}$ Valor médio dentro de T_s das tensões geradas pelo *NPC*

v_L Fasor da tensão aplicada sobre o indutor *L*

V_N Potencial elétrico do ponto médio do primário do transformador

V_n Potencial elétrico do ponto médio do secundário Y do transformador

$\hat{v_o}$ Perturbação na tensão v_o

v_o Tensão de saída do conversor

V_o Tensão média de saída do conversor

V_p Amplitude do componente fundamental das tensões de fase geradas pelo inversor

$Vcc+$, $Vcc-$ Tensão dos capacitores do barramento de entrada em relação ao ponto médio

Δi Ondulação das correntes do primário

Δi_{Ls}	Máxima variação de corrente nos indutores obtido de forma simulada
Δi_{Lt}	Máxima variação de corrente nos indutores obtido de forma teórica
Δi_{max}	Máxima variação das correntes nos indutores
Δi_{xy}	Variação da corrente no indutor da fase *x* na etapa *y*
$\overline{\Delta i_{xy}}$	Variação da corrente no indutor da fase *x* na etapa *y* normalizada
$\overline{\Delta i_{xy\_max}}$	Maior valor de $\overline{\Delta i_{xy}}$
Δi_o	Variação da corrente de saída
$\overline{\Delta i_{o_{max}}}$	Máxima variação da corrente de saída normalizada
Δt_y	Duração da etapa *y*
Δv_{C_o}	Variação de tensão no capacitor de saída
Δv_{RSE}	Variação da tensão na *RSE*
Δv_o	Variação da tensão de saída
δ	Ângulo de defasagem entre i_{xY} e $i_{x\Delta}$
$\hat{\varepsilon}$	Perturbação na variável ε
ε	Diferença de tensão entre os capacitores superior e inferior do barramento de entrada
η	Rendimento
θ	Ângulo equivalente a $\omega_o t$
ϕ	Ângulo de defasagem entre as tensões de fase do inversor e suas respectivas correntes
ϕ_{max}	Máximo ângulo de defasagem entre v_{xo} e i_x
ω_o	Frequência do componente fundamental em rad/s
ω_s	Frequência de chaveamento em rad/s

SUMÁRIO

1 Introdução 33

1.1 Contextualização e motivação 33

1.2 Objetivos do trabalho 37

1.3 Organização do trabalho 37

2 Conversor CC-CC isolado em média frequência baseado em retificador multipulsos controlado em corrente 39

2.1 Inversor *NPC* três níveis trifásico 39

2.1.1 Estados de operação 42

2.2 Retificador 12 pulsos alimentado em corrente 46

2.2.1 Influência das indutâncias de dispersão dos secundários na tensão de bloqueio dos diodos das pontes retificadoras 66

2.3 Estrutura proposta 71

2.3.1 Modulação *PWM* senoidal com simetria de um quarto de onda . . . 73

2.3.2 Ganho estático de tensão 84

2.3.3 Dimensionamento da indutância entre os estágios inversor e retificador 86

2.3.4 Dimensionamento do capacitor de saída 104

2.3.5 Dimensionamento dos capacitores de entrada 113

2.3.6 Esforços de corrente e tensão nos semicondutores 118

2.4 Conclusões do capítulo 119

3 Exemplo de projeto do conversor CC-CC 123

3.1 Especificações iniciais 123

3.2 Especificação do transformador 124

3.3 Dimensionamento da indutância entre os estágios inversor e retificador . . . 130

3.4 Dimensionamento do capacitor de saída 135

3.5 Dimensionamento dos capacitores de entrada 137

3.6 Dimensionamento dos interruptores e diodos do *NPC* 138

3.6.1 Cálculo de perdas dos interruptores do *NPC* 140

3.6.2 Cálculo de perdas dos diodos do *NPC* 145

3.7 Dimensionamento dos diodos do retificador 12 pulsos 149

3.7.1 Cálculo de perdas dos diodos do retificador 12 pulsos 150

3.8 Dimensionamento dos dissipadores de calor 151

3.8.1 Perdas totais nos semicondutores 155

3.9 Sensores, condicionamento de sinais, *DSP*, circuitos de acionamento e auxílio à comutação 155

3.10 Conclusões do capítulo 161

4 Modelagem e controle 163
4.1 Modelo da corrente nos indutores em função da razão cíclica 163
4.1.1 Validação por simulação numérica 169
4.2 Modelo da tensão de saída do conversor em função do valor de pico das correntes de entrada do retificador 12 pulsos 172
4.2.1 Validação por simulação numérica 173
4.3 Modelo da tensão diferencial entre os capacitores de entrada em função do valor médio V_{mod_o} 175
4.3.1 Validação por simulação numérica 178
4.4 Controle do conversor 181
4.4.1 Controlador das correntes de saída do *NPC* 183
4.4.2 Controlador da tensão CC de saída 185
4.4.3 Controlador da tensão diferencial do barramento de entrada 187
4.5 Conclusões do capítulo 189

5 Resultados experimentais 191
5.1 Discussões dos resultados 201
5.2 Conclusões do capítulo 206

6 Conclusão geral 209

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 213

APÊNDICE A Tabelas resumo 217

APÊNDICE B Circuito utilizado na simulação do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* 221

1 INTRODUÇÃO

1.1 Contextualização e motivação

O crescente desenvolvimento e aperfeiçoamento de semicondutores baseados na tecnologia de Carbeto de Silício (*SiC*) tem proporcionado o surgimento, ainda que majoritariamente no âmbito de pesquisa, de IGBTs e MOSFETs com capacidade de suportar elevados níveis de tensão de bloqueio, com os IGBTs variando de 12 kV a aproximadamente 27 kV e os MOSFETs de 3 kV a 15 kV (WANG, 2015; JOHANNESSON, 2016).

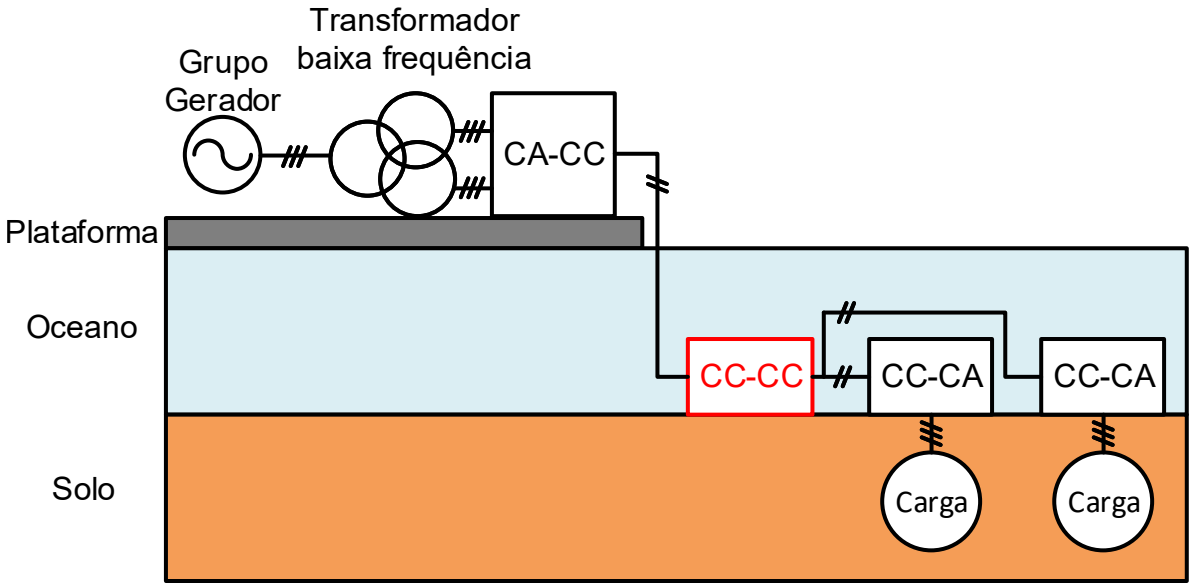
Apesar dos interruptores de *SiC* para alta tensão ainda não apresentarem capacidade de condução de correntes médias muito elevadas (tendem a variar entre 10 A e 25 A para os MOSFETs e entre 20 A e 40 A para os IGBTs (WANG, 2015)) e terem algumas limitações em relação à frequência de chaveamento devido à alta quantidade de energia armazenada na capacitância de saída dos mesmos (WANG, 2015; KADAVELUGU, 2014; WANG, 2012), estes componentes apresentam potencial para substituir transistores de silício convencionais de forma eficiente para algumas aplicações que demandam alta tensão de bloqueio e alta potência, já que podem ser associados em módulos, reduzindo a necessidade de utilização de conversores multiníveis com elevado número de níveis, que tendem a ser complexos em termos de funcionamento e a ter um elevado número de componentes.

Dentro desse contexto de desenvolvimento de tecnologias de interruptores para elevadas tensões e potências, paralelamente, tem-se expandido a possibilidade de exploração dos benefícios de sistemas de transmissão e distribuição de energia em corrente contínua (CC) em alta e média tensões para algumas aplicações específicas. Essa expansão decorre, em termos gerais, do crescimento da geração de energia a partir de fontes renováveis de forma concentrada e/ou distribuída, do aumento contínuo de cargas eletrônicas que naturalmente demandam alimentação em corrente contínua e a elevação do uso de energia elétrica em sistemas remotos, ou seja, que atuam com diferentes níveis de tensão e a longas distâncias em relação às suas fontes de energia (SHI; LI, 2017; MA, 2016; OÑEDERRA, 2013; REED, 2012; FAIRLEY, 2012).

Tratando especificamente de sistemas remotos, um nicho de aplicação interessante para sistemas de transmissão e distribuição CC é a indústria de extração de gás e petróleo. A Figura 1 mostra uma possível configuração do sistema de alimentação das cargas motrizes localizadas no leito do oceano necessárias para a extração da matéria prima. Essas cargas podem consumir de centenas de kW a dezenas de MW e podem se situar a dezenas de quilômetros dos geradores instalados nas plataformas flutuantes ou a centenas de quilômetros de subestações localizadas no continente. Desta forma, comparando com a transmissão/distribuição em CA em $50/60$ Hz, a utilização de transmissão/distri-

buição em CC tende a diminuir a limitação do fluxo de potência no sistema através da redução considerável da potência reativa que é consumida pelas capacitâncias dos cabos de alimentação dispostos abaixo da superfície do oceano (LAMBERT, 2015; THIBAUT; LEFORGEAIS, 2015; ZHANG, 2010).

Figura 1: Possível configuração do sistema de alimentação de cargas para extração de óleo e gás em plataformas remotas



Fonte: produção do próprio autor

Apesar das vantagens citadas, um dos maiores desafios de implementação de um sistema elétrico CC é fazer a adequação dos níveis de tensão de forma que a transmissão/distribuição tenha alto rendimento, seja segura e seja feita através de condutores com seção transversal não muito elevada, devido ao custo da logística de instalação. Ao mesmo tempo, os inversores das cargas devem ser alimentados com tensão adequada, que normalmente é menor do que a tensão de transmissão/distribuição. É nesse escopo que o conversor CC-CC destacado na Figura 1 é inserido.

Algumas soluções de conversores CC-CC baseadas no conversor modular multinível (*MMC*) adequadas para a aplicação em questão são propostas por (KENZELMANN, 2015; LAMBERT, 2015). Um dos conversores é bidirecional e o outro unidirecional, sendo que ambos operam como conversores de dois estágios (estrutura CC-CA conectada a uma estrutura CA-CC) isolados através de um transformador projetado para trabalhar em média frequência (200 Hz a 2 kHz). No entanto, devido às características de modularidade e complexidade do *MMC*, ambos os conversores tendem a ser mais adequados para sistemas onde as cargas se situam a uma longa distância dos geradores (centenas de kilômetros), quando é necessária elevada tensão de transmissão (até algumas centenas de quilovolts) para garantir baixas perdas nos condutores.

Considerando cenários onde as cargas ficam dispostas a uma média distância dos geradores (até 50 km), a tensão de transmissão/distribuição não precisa ser tão elevada (dezenas de quilovolts), abrindo espaço para a utilização de conversores CC-CC que usam estruturas mais simples do que o *MMC* no estágio CC-CA. Exemplos dessas estruturas são o conversor com ponto neutro grampeado de três níveis trifásico (*NPC*), o inversor trifásico com módulos monofásicos em cascata, o inversor com capacitores de grampeamento e o inversor *ANPC*.

Com relação à bidirecionalidade do conversor CC-CC, entende-se que os geradores e as cargas utilizadas na indústria de extração de petróleo e gás não necessitam de inversão de fluxo de potência, de forma que a utilização de conversores unidirecionais se torna interessante, já que estes apresentam estruturas mais simples e robustas por não precisarem de complexa controlabilidade e reduzirem o risco de curto circuito (LAMBERT, 2017; SOUSA; HELDWEIN, 2013).

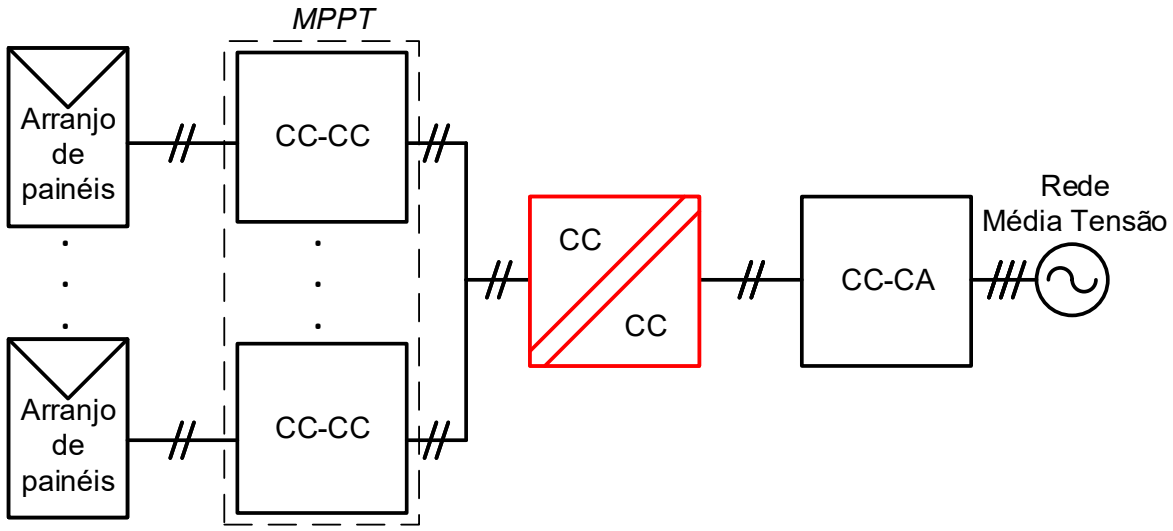
Outra questão importante é a frequência de operação do transformador que isola os dois estágios do conversor CC-CC. A presença do transformador na estrutura na maioria das vezes é necessária por questões de segurança, no entanto, considerando aplicações de alta potência (centenas de quilowatts a unidades de megawatts), o elemento magnético pode ser muito volumoso caso opere com frequências baixas ($50/60$ Hz) ou ter elevadas perdas, problemas de isolamento, de resfriamento e com elementos parasitas caso opere com frequências altas (acima de 2 kHz) (HUANG, 2017; SHE, 2013; BAHMANI, 2017). Desta forma, pode ser interessante operar o transformador com média frequência para encontrar um ponto de equilíbrio entre volume, vida útil, robustez e eficiência de operação.

(LAMBERT, 2017) define o retificador multipulsos unidirecional alimentado com correntes senoidais em média frequência como estágio retificador para conversores CC-CC de média e alta tensão para elevada potência. Além das vantagens já citadas em relação à unidirecionalidade e à média frequência, a alimentação com correntes senoidais proporciona reduzida quantidade de variações de tensão sobre os enrolamentos do transformador do sistema CA-CC, o que é uma característica interessante, já que que transformadores dedicados a operarem em média e alta tensão tendem a ter capacitâncias parasitas consideráveis na sua estrutura (TRIPATHI, 2015). Logo, este tipo de estrutura retificadora se torna relevante para o escopo deste trabalho.

As características de operação em média tensão, unidirecionalidade e isolação galvânica em média frequência, que são interessantes para a utilização em plataformas de extração de petróleo e gás, podem ser estendidas para outros nichos de aplicação como: integração de fazendas de painéis fotovoltaicos com redes de distribuição CA através de inversor centralizado e adequação de níveis de tensão em sistemas elétricos de distribuição CC utilizados em embarcações e sistemas de tração ferroviária.

Com o objetivo de elevar a eficiência de sistemas de conexão de fazendas de painéis fotovoltaicos com redes de distribuição CA a partir do melhor rastreamento da máxima potência dos painéis, alguns sistemas de conversão de energia para fazendas solares com inversores descentralizados são apresentados na literatura (FOUREAUX, 2014; VILLANUEVA, 2009). No entanto, o uso de inversores descentralizados eleva a quantidade de conversores no sistema em relação à estratégia com um inversor centralizado, tendendo a aumentar as perdas de conversão de energia e o custo total do sistema. Sendo assim, para tentar atingir um melhor balanço entre custo e aproveitamento energético pode-se utilizar um sistema configurado de acordo com o diagrama de blocos mostrado na Figura 2, onde o conversor CC-CC elevador de tensão de alta potência faz a integração entre as saídas dos conversores que realizam o rastreamento da máxima potência dos painéis e o inversor conectado à rede de distribuição CA.

Figura 2: Possível configuração de arranjo de painéis fotovoltaicos utilizando o conversor CC-CC isolado em média frequência



Fonte: produção do próprio autor

Em relação aos sistemas elétricos aplicados em embarcações e tração ferroviária, a utilização de distribuição de energia em corrente alternada com frequência de 50 Hz, 60 Hz ou $16{,}7$ Hz (frequência utilizada em tração ferroviária) demanda o uso de transformadores muito volumosos e pesados para adequar a tensão de distribuição à tensão de alimentação das cargas, que podem ser conversores utilizados para alimentação dos motores de propulsão, sensores de alta potência, sistemas de posicionamento, entre outras (AGAMY, 2017; DUJIC, 2013; HOFFMANN; PIEPENBREIER, 2010). Como economia de espaço e redução de peso são fatores importantes para essas aplicações, a utilização de um sistema elétrico de distribuição CC em média tensão se torna interessante, já que a adequação dos níveis de tensão entre distribuição e carga pode ser feita por um conversor

CC-CC de alta potência isolado em média frequência, proporcionando redução de volume dos elementos magnéticos.

1.2 Objetivos do trabalho

Considerando a contextualização desenvolvida, assume-se como principal objetivo deste trabalho propor e analisar um conversor CC-CC unidirecional composto por um estágio inversor e um retificador conectados através de um transformador que opera em média frequência. Entende-se que o conversor CC-CC possa ser utilizado em aplicações em média tensão e alta potência onde não seja exigida a reversibilidade do fluxo de potência.

São consideradas contribuições deste trabalho:

- proposta de um conversor CC-CC multinível e multipulsos unidirecional isolado em média frequência e modulado por largura de pulso;
- análise do retificador 12 pulsos alimentado com correntes senoidais utilizado no estágio retificador do conversor CC-CC;
- caracterização e análise estática do conversor;
- obtenção de modelos matemáticos que caracterizam o comportamento dinâmico do conversor;
- implementação de controle digital da tensão de saída a partir do controle em cascata das correntes de entrada do retificador 12 pulsos, cuja atuação é feita em coordenadas *dq0*;
- comprovação do funcionamento do retificador 12 pulsos série alimentado em corrente quando apenas um capacitor é conectado na saída da topologia.

1.3 Organização do trabalho

Este trabalho está dividido em 6 capítulos ao longo dos quais é feito o estudo de uma topologia de conversor CC-CC multinível e multipulsos unidirecional isolado em média frequência e modulado por largura de pulso, sendo que no Capítulo 1 é feita a contextualização do tema abordado no trabalho e a definição dos objetivos do mesmo.

No Capítulo 2 primeiramente é realizada uma análise individual das estruturas inversora e retificadora utilizadas no conversor CC-CC proposto. Posteriormente é feito um estudo estático da topologia proposta como um todo, de forma que um embasamento teórico sobre a mesma é criado para permitir o desenvolvimento de uma metodologia de projeto do conversor.

No Capítulo 3 é apresentada a metodologia de projeto do conversor CC-CC, cuja aplicação é feita para a implementação de um protótipo de 5 kW, enquanto que no Capítulo 4 são obtidos e validados via simulação os modelos matemáticos de alguns comportamentos dinâmicos do conversor. Ainda neste capítulo mostra-se o projeto dos controladores digitais utilizados no controle do protótipo.

O Capítulo 5 é composto pelos resultados experimentais obtidos a partir do protótipo de 5 kW do conversor proposto, que servem como validação das análises teóricas apresentadas no Capítulo 2. Por fim, no Capítulo 6 é feita uma conclusão geral do trabalho, onde os objetivos do trabalho são retomados e relacionados com os resultados teóricos e experimentais obtidos.

2 CONVERSOR CC-CC ISOLADO EM MÉDIA FREQUÊNCIA BASEADO EM RETIFICADOR MULTIPULSOS CONTROLADO EM CORRENTE

Neste capítulo são feitas a apresentação e a análise do conversor CC-CC isolado em média frequência baseado em retificador multipulsos controlado em corrente. Parte-se do estudo da topologia inversora multinível que compõe o estágio de entrada da estrutura e, posteriormente, analisa-se a topologia retificadora isolada em média frequência que forma o estágio de saída do sistema, criando o embasamento necessário para a realização da análise estática do conversor CC-CC. Por fim, é feito um estudo da influência das indutâncias de dispersão na tensão de bloqueio dos semicondutores da topologia retificadora.

2.1 Inversor *NPC* três níveis trifásico

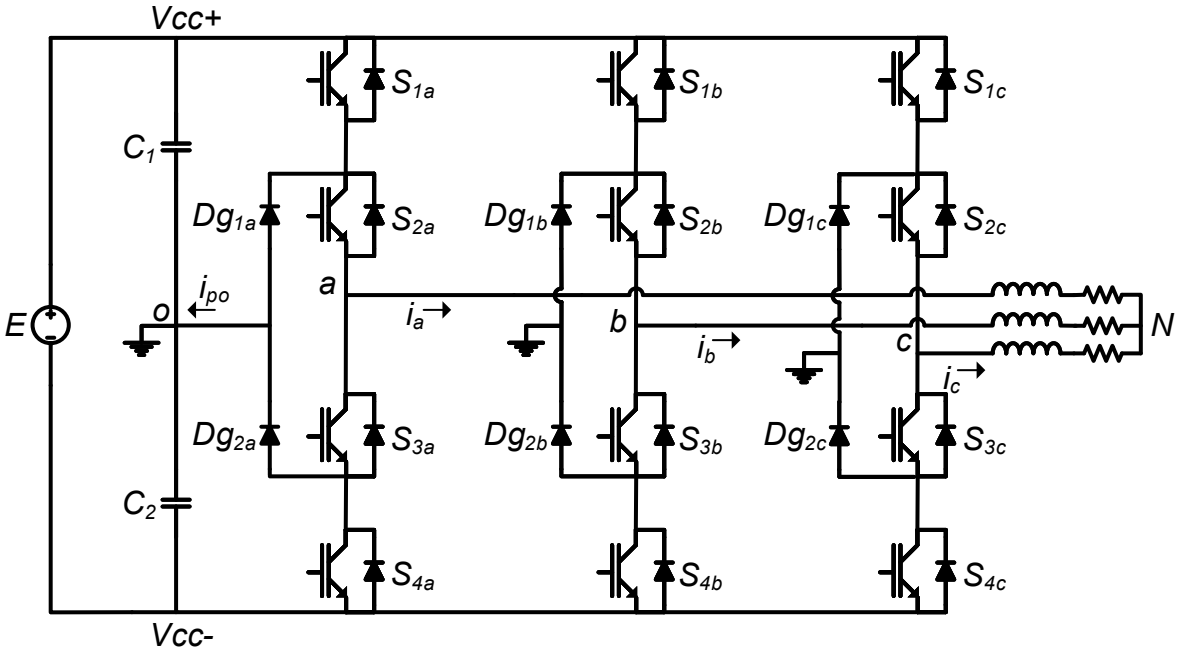
O inversor com ponto neutro grampeado (*NPC - Neutral Point Clamped*) três níveis trifásico, apresentado em (NABAE, 1981; BAKER, 1978), é uma topologia muito utilizada no acionamento de motores de alta potência aplicados nas indústrias de óleo e gás, metalmecânica, química, de mineração, entre outras, e nas áreas de transporte marítimo e ferroviário (KLUG; KLAASSEN, 2005). Sua configuração *back-to-back* também tem sido utilizada em aplicações que exigem o fluxo de potência tanto do gerador para a carga quanto da carga para o gerador, como os conversores utilizados para fazer a interface entre geradores eólicos e a rede elétrica (PORTILLO, 2006). Além disso, o inversor *NPC* também é encontrado em compensadores estáticos de reativos e filtros ativos (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2000), sendo aplicados principalmente na faixa de tensão entre $2{,}3$ kV a $4{,}16$ kV (RODRIGUEZ, 2010).

Da maneira como está apresentada na Figura 3, onde *E* é a tensão total do barramento CC, a topologia é capaz de sintetizar uma tensão de fase com três níveis (*E/2*, *0* e *-E/2*) em relação ao ponto *o* e uma tensão de linha com cinco níveis (*E*, *E/2*, *0*, *-E/2* e *-E*), sendo que, para a obtenção do nível zero de tensão é necessário que os capacitores do barramento CC estejam conectados em série (cada um carregado com metade da tensão total do barramento) para que o ponto *o* seja formado.

As vantagens do conversor três níveis em relação ao conversor dois níveis é que o primeiro possibilita a redução da tensão de bloqueio dos interruptores, permitindo a utilização de semicondutores mais rápidos ou o processamento de uma maior quantidade de potência através do aumento da tensão do barramento de entrada (NOVAES, 2000). Além disso, o conteúdo harmônico da tensão três níveis gerada é menor do que a de dois níveis,

o que ajuda na redução do volume do filtro de saída.

Figura 3: Inversor *NPC* três níveis trifásico alimentando uma carga a três fios



Fonte: produção do próprio autor

Em relação às topologias com capacitores de grampeamento e ponte completa em cascata, que também podem operar como inversores três níveis, o inversor *NPC* apresenta um estrutura e uma complexidade de implementação mais simples, não necessitando de capacitores adicionais para grampeamento e de fontes de tensão isoladas no barramento CC de entrada. Em contrapartida, sua modularidade é menor e o *NPC* exige o controle da tensão dos capacitores que dividem o barramento CC (FRANQUELO, 2008), já que estas tensões tendem a se desequilibrar devido às assimetrias naturais existentes nos componentes físicos e nos sinais de comando enviados aos interruptores.

Neste trabalho não é realizada a comparação entre a estrutura trifásica e monofásica do *NPC* devido ao fato de que o conversor CC-CC é voltado para aplicações que demandam potências elevadas, tornando o uso de topologias inversoras monofásicas inviável.

Cada uma das três fases (*x = a,b,c*) do inversor é formada por quatro interruptores (S_{1x}, S_{2x}, S_{3x}, S_{4x}) e dois diodos (Dg_{1x}, Dg_{2x}), que são denominados diodos de grampeamento. Estes conectam o ponto médio do barramento CC (ponto *o*) da topologia ao ponto comum entre dois interruptores (entre S_{1x} e S_{2x} na parte superior do braço e entre S_{3x} e S_{4x} na parte inferior). Os estados de comutação do inversor *NPC* (de forma independente do sentido da corrente de carga) são apresentados na Tabela 1, onde 1 significa interruptor em condução e 0 interruptor bloqueado. Os interruptores S_{1x} e S_{3x} atuam de forma

complementar entre si, assim como os interruptores S_{2x} e S_{4x}, evitando curto-circuitos e indeterminações. É importante notar que existe apenas uma maneira de sintetizar cada um dos três níveis da tensão de fase, ou seja, não há estados redundantes para a geração das tensões de fase, apenas para as tensões de linha.

Tabela 1: Estados de comutação por fase do conversor *NPC* três níveis (independente do sentido da corrente da carga)

Estados de comutação				**Tensão**
S_{1x}	S_{2x}	S_{3x}	S_{4x}	**de saída** v_{xo}
1	1	0	0	*E*/2
0	1	1	0	0
0	0	1	1	-*E*/2

Fonte: produção do próprio autor

Analisando os estados de comutação de uma fase, percebe-se que quando as tensões E/2 ou -E/2 são geradas entre uma fase x e o ponto *o* existem dois interruptores em série bloqueados suportando a tensão total do barramento. Idealmente, considerando que os interruptores são exatamente iguais, assim como suas comutações, tem-se que cada um deles é submetido à metade da tensão do barramento (E/2), que é uma característica positiva da estrutura. No entanto, na prática essa igualdade não existe e um interruptor pode ficar sujeito a uma tensão de bloqueio maior do que o outro durante um determinado intervalo de tempo. Como foi dito anteriormente, os braços do *NPC* apresentam dois diodos, denominados diodos de grampeamento, que conectam o ponto *o* ao ponto comum entre dois interruptores. Caso a tensão sobre os interruptores S_{1x} ou S_{4x} tendam a ficar maiores do que as tensões sobre S_{2x} ou S_{3x}, respectivamente, esses diodos entram em condução, garantindo uma máxima tensão de bloqueio de E/2 sobre os interruptores S_{1x} ou S_{4x}. No entanto, essa estrutura não proporciona a mesma funcionalidade caso a tensão sobre os interruptores S_{2x} ou S_{3x} tendam a ficar maior do que a tensão sobre os interruptores S_{1x} ou S_{4x}, respectivamente. Logo, S_{2x} ou S_{3x} poderão ficar sujeitos a tensões de bloqueio maiores que *E*/2 devido a indutâncias parasitas e/ou diferenças intrínsecas entre os interruptores do braço.

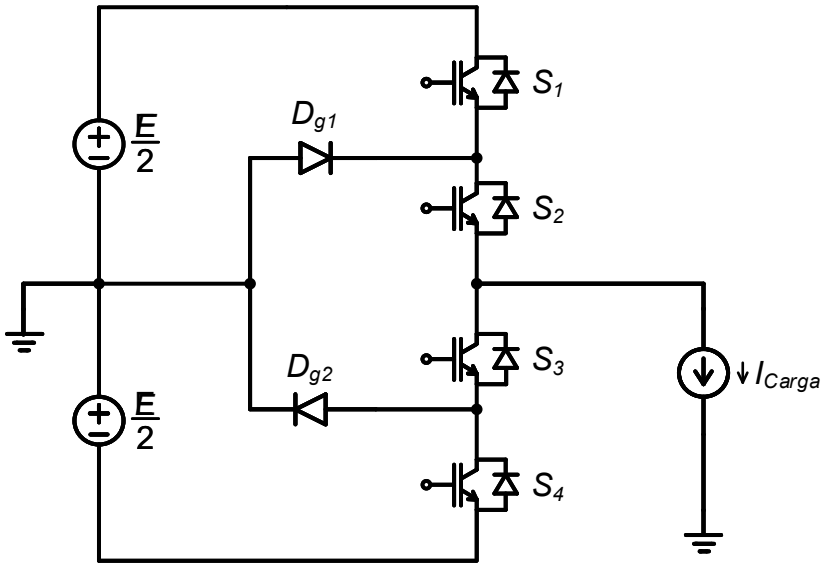
Para reduzir as sobretensões citadas anteriormente é necessário que a disposição física dos componentes que formam a estrutura do *NPC* no *layout* eletromecânico seja feita com cuidado, de forma que os interruptores fiquem o mais próximo e equidistante possível entre si para evitar indutâncias parasitas de trilhas em níveis problemáticos. Além disso, recomenda-se o uso de capacitores de desacoplamento conectados entre o ponto *Vcc+* e o ponto *o*, entre o ponto *Vcc-* e o ponto *o* e entre o ponto *Vcc+* e o ponto *Vcc-*, o mais próximo possível dos semicondutores, para filtrar as correntes de elevada frequência que

podem provocar sobretensões elevadas sobre os mesmos caso circulem pelas indutâncias parasitas do circuito.

2.1.1 Estados de operação

Nesta seção tem-se como objetivo apresentar os possíveis estados de operação do inversor *NPC* três níveis trifásico baseando-se na Tabela 1. Para simplificar a análise, a mesma é realizada apenas para um dos braços do inversor, sendo que os resultados obtidos podem ser aplicados para os outros dois braços. Além disso, considera-se fontes de tensão no lugar dos capacitores do barramento de entrada, semicondutores ideais e unidirecionais e uma carga do tipo fonte de corrente que pode ser considerada constante dentro de um período de chaveamento. A Figura 4 mostra a estrutura considerada para o estudo.

Figura 4: Braço do *NPC* considerado para o estudo



Fonte: produção do próprio autor

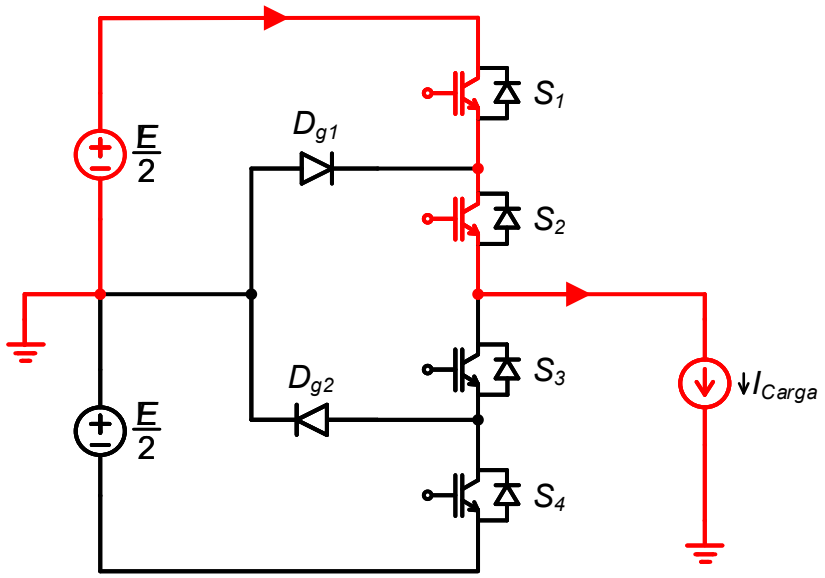
Inicialmente considera-se a corrente de carga positiva em relação ao referencial adotado na Figura 4 ($I_{Carga} > 0$).

- $S_1 = S_2 = 1$ e $S_3 = S_4 = 0$

  Neste estado de operação aplica-se a tensão *E*/2 com polaridade positiva sobre a carga, sendo que a corrente da mesma circula pelos interruptores S_1 e S_2, como mostra a Figura 5. Desta forma tem-se tensão e corrente positivas na saída do inversor, caracterizando transferência de energia do barramento CC para a carga.

- $S_2 = S_3 = 1$ e $S_1 = S_4 = 0$

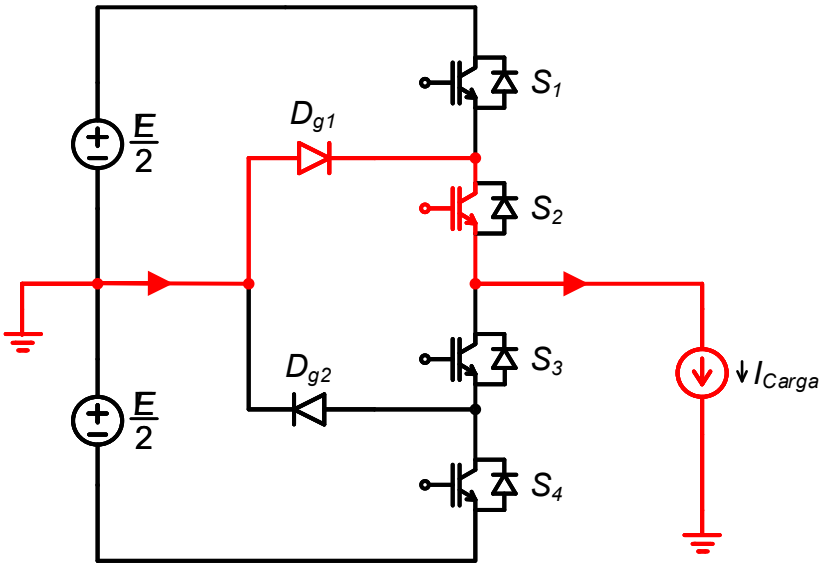
Figura 5: Estado de operação 1



Fonte: produção do próprio autor

Neste estado de operação aplica-se a tensão nula sobre a carga, sendo que a corrente da mesma circula pelo diodo de grampeamento D_{g1} e pelo interruptor S_2, como mostra a Figura 6. Neste estado não há transferência de energia entre barramento CC e carga, caracterizando-se uma etapa de roda livre.

Figura 6: Estado de operação 2

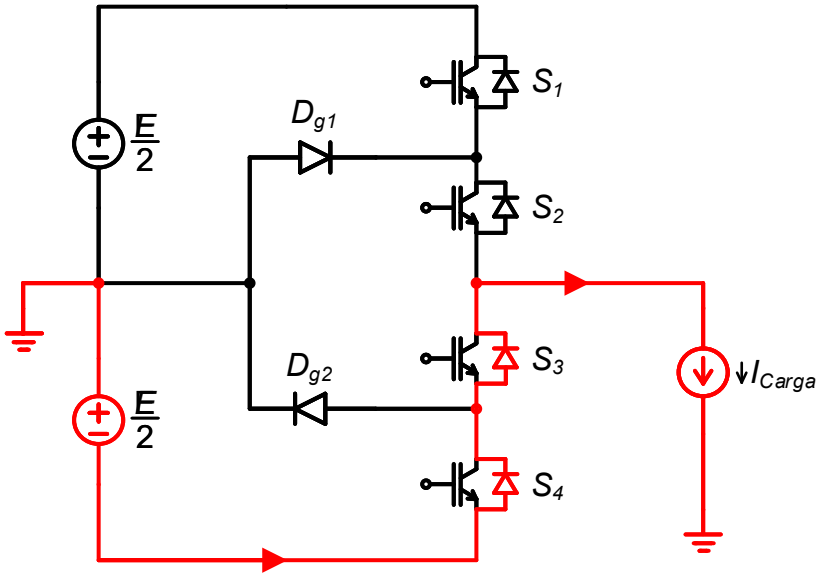


Fonte: produção do próprio autor

- $S_1 = S_2 = 0$ e $S_3 = S_4 = 1$

Neste estado de operação aplica-se a tensão *E*/2 com polaridade negativa sobre a carga, sendo que a corrente da mesma circula pelos interruptores D_3 e D_4, que estão em anti-paralelo com os interruptores S_3 e S_4, como mostra a Figura 7. Desta forma tem-se tensão negativa e corrente positiva na saída do inversor, caracterizando transferência de energia da carga para o barramento CC.

Figura 7: Estado de operação 3



Fonte: produção do próprio autor

Agora é apresentada a análise dos estados de operação do *NPC* com a corrente de carga negativa em relação ao referencial adotado na Figura 4 ($I_{Carga} < 0$).

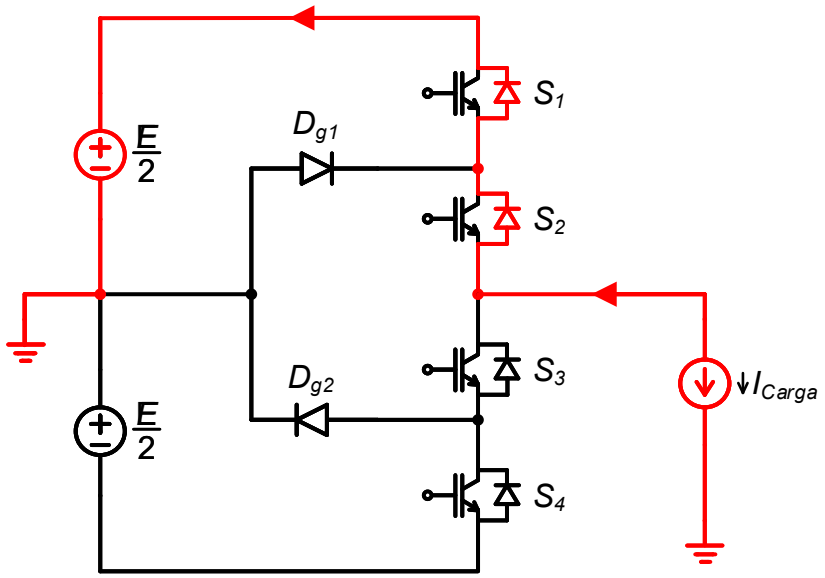
- $S_1 = S_2 = 1$ e $S_3 = S_4 = 0$

  Neste estado de operação aplica-se a tensão *E*/2 com polaridade positiva sobre a carga, sendo que a corrente da mesma circula pelos diodos D_1 e D_2, que estão em anti-paralelo com os interruptores S_1 e S_2, como mostra a Figura 8. Desta forma tem-se tensão positiva e corrente negativa na saída do inversor, caracterizando transferência de energia da carga para o barramento CC.

- $S_2 = S_3 = 1$ e $S_1 = S_4 = 0$

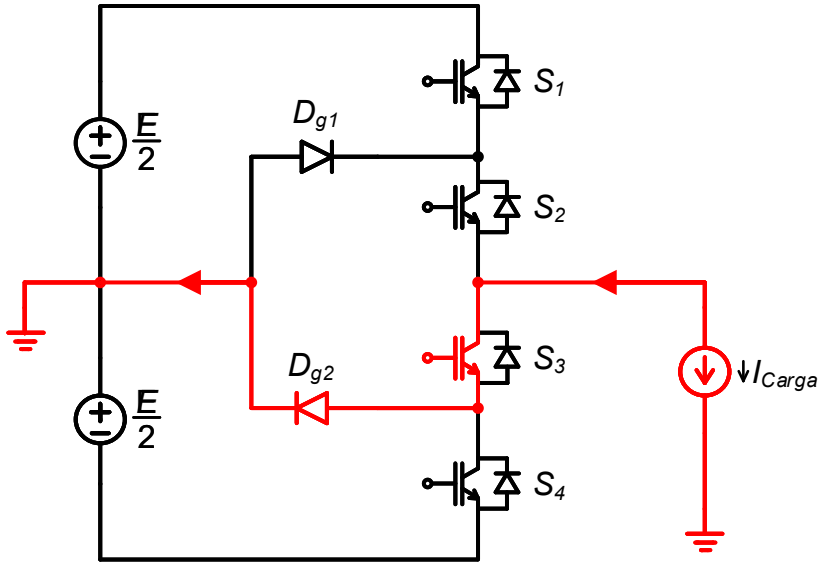
  Neste estado de operação aplica-se a tensão nula sobre a carga, sendo que a corrente da mesma circula pelo diodo de grampeamento D_{g2} e pelo interruptor S_3, como mostra a Figura 9. Neste estado não há transferência de energia entre barramento CC e carga, caracterizando-se uma etapa de roda livre.

Figura 8: Estado de operação 4



Fonte: produção do próprio autor

Figura 9: Estado de operação 5

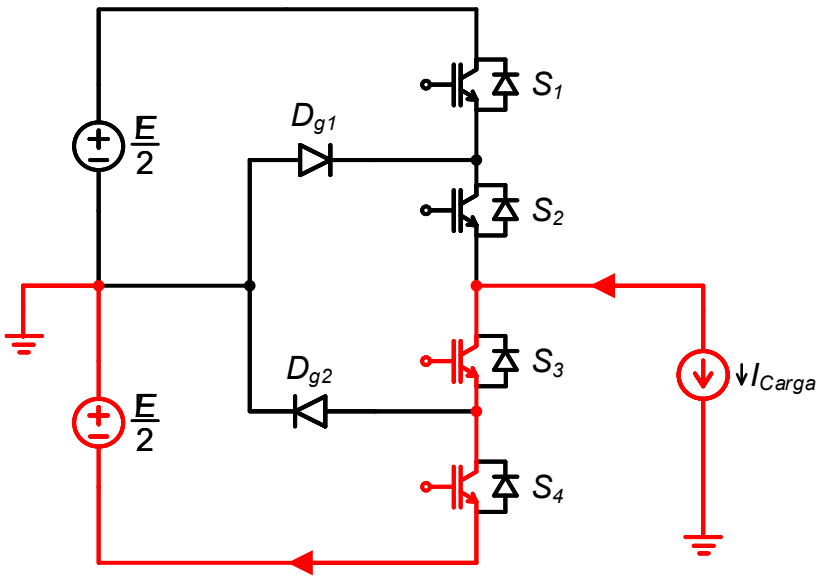


Fonte: produção do próprio autor

- $S_1 = S_2 = 0$ e $S_3 = S_4 = 1$

  Neste estado de operação aplica-se a tensão *E*/2 com polaridade negativa sobre a carga, sendo que a corrente da mesma circula pelos interruptores S_3 e S_4, como mostra a Figura 10. Desta forma tem-se tensão e corrente negativas na saída do inversor, caracterizando transferência de energia do barramento CC para a carga.

Figura 10: Estado de operação 6



Fonte: produção do próprio autor

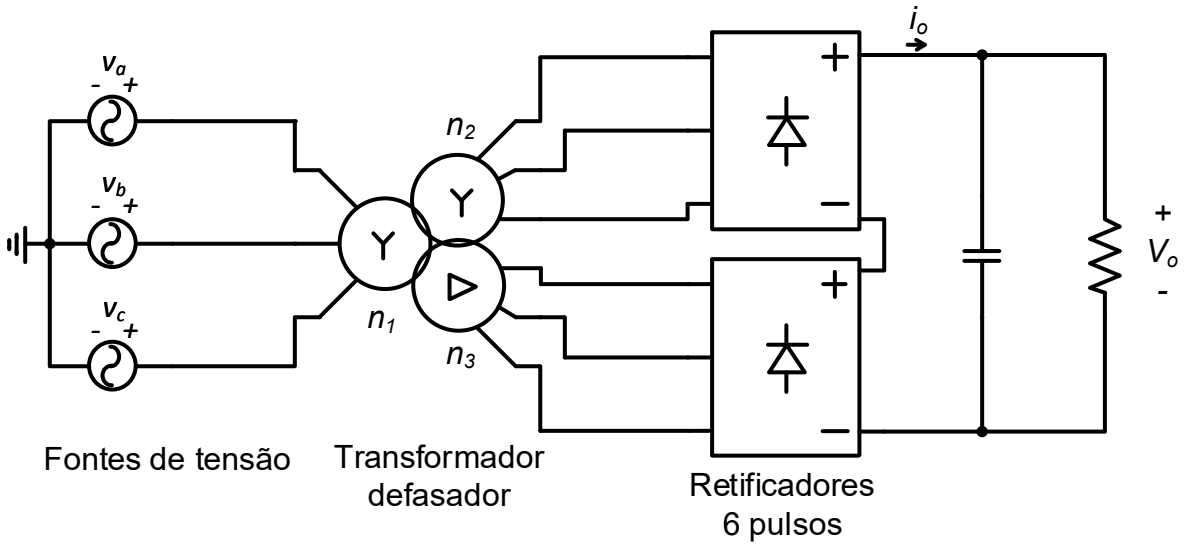
2.2 Retificador 12 pulsos alimentado em corrente

O retificador 12 pulsos alimentado em tensão é uma estrutura bem estudada na literatura devido a sua capacidade de reduzir a distorção harmônica total (DHT) das correntes de linha no primário e de elevar o fator de potência do sistema através do cancelamento de alguns componentes harmônicos dessas correntes, inclusive componentes de baixa ordem, utilizando um elemento defasador.

A Figura 11 mostra uma das possíveis configurações do retificador 12 pulsos alimentado em tensão. Neste caso o primário está configurado em estrela e os retificadores de 6 pulsos estão conectados em série. Outra possibilidade para o primário seria a sua conexão em delta e para os retificadores seria a atuação dos mesmos de forma separada ou conectados em paralelo.

Como foi mencionado anteriormente, a redução da DHT das correntes de linha no primário do retificador 12 pulsos é causada pelo cancelamento de alguns componentes harmônicos dessas correntes. Esse cancelamento ocorre devido à defasagem de 30°

Figura 11: Possível configuração do retificador 12 pulsos alimentado em tensão



Fonte: produção do próprio autor

existente entre as correntes que circulam pelos enrolamentos do secundário conectado em estrela e as correntes que circulam pelos enrolamentos do secundário conectado em delta.

Considerando que $v_{abP} = 2v_{abY} = 2v_{ab\Delta}$ e que as correntes de linha i_{aY} e $i_{a\Delta}$, geradas por uma carga não-linear, apresentam simetria ímpar, estas podem ser representadas de acordo com a equação 2.1, onde $\delta = -30°$.

$$\begin{aligned} i_{aY} &= \sum_{n=1,5,7,11,13,\ldots}^{\infty} I_n sen(n\omega_o t) \\ i_{a\Delta} &= \sum_{n=1,5,7,11,13,\ldots}^{\infty} I_n sen[n(\omega_o t + \delta)] \end{aligned} \tag{2.1}$$

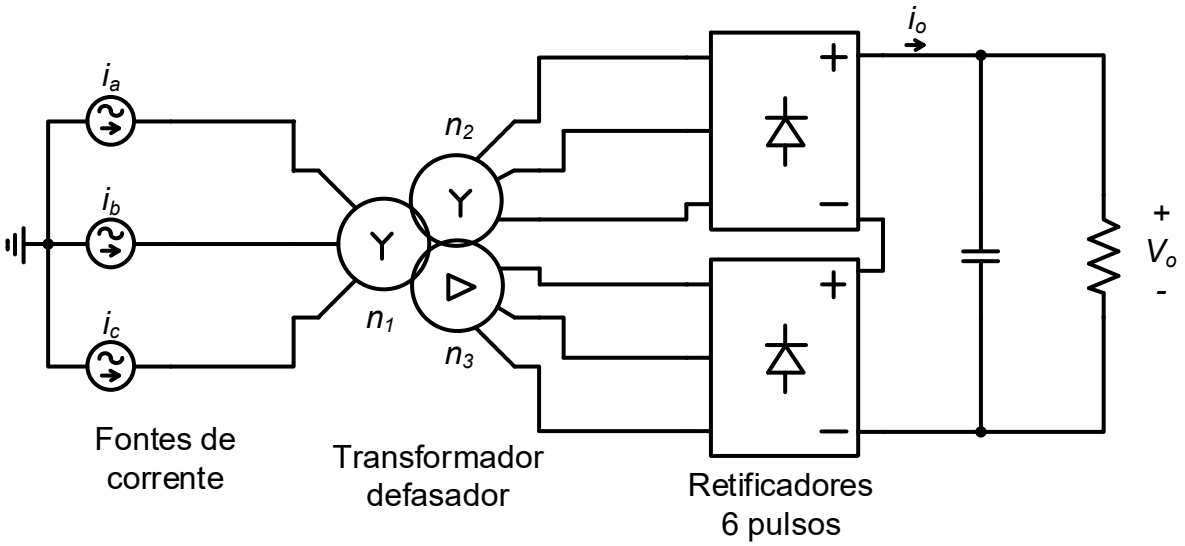
A corrente de linha do primário i_a pode ser definida como a soma das correntes i_{aY} e $i_{a\Delta}$ refletidas para o primário. A partir disso, é provado por (WU, 2006) que i_a passa a ser definida de acordo com a equação 2.2.

$$i_a = I_1 sen(\omega_o t) + \sum_{n=12k\pm1}^{\infty} I_n sen(n\omega_o t),\ k \in \mathbb{N}^* \tag{2.2}$$

Através da equação 2.2 nota-se que i_a não contém alguns componentes harmônicos como os múltiplos de três, devido à conexão trifásica equilibrada, e os de 5^a, 7^a, 17^a, 19^a ordem, entre outros, que são cancelados pela estrutura defasadora do retificador 12 pulsos, fazendo com que a DHT de i_a seja reduzida em relação à corrente de linha nos retificadores de 6 pulsos. É importante salientar que essa análise pode ser estendida para as outras duas fases.

Até o momento foi feita uma análise geral do retificador 12 pulsos alimentado em tensão, focando-se na maneira como ocorre o cancelamento dos componentes harmônicos das correntes de linha no primário. A partir de agora é feito o estudo do retificador 12 pulsos sendo alimentado por fontes de corrente senoidais e equilibradas, como mostra a Figura 12, proposto em (LAMBERT, 2017). Tem-se como objetivos definir qualitativamente e quantitativamente o funcionamento dessa estrutura e verificar as possíveis vantagens que a alimentação em corrente pode ter em relação à alimentação em tensão.

Figura 12: Retificador 12 pulsos alimentado em corrente



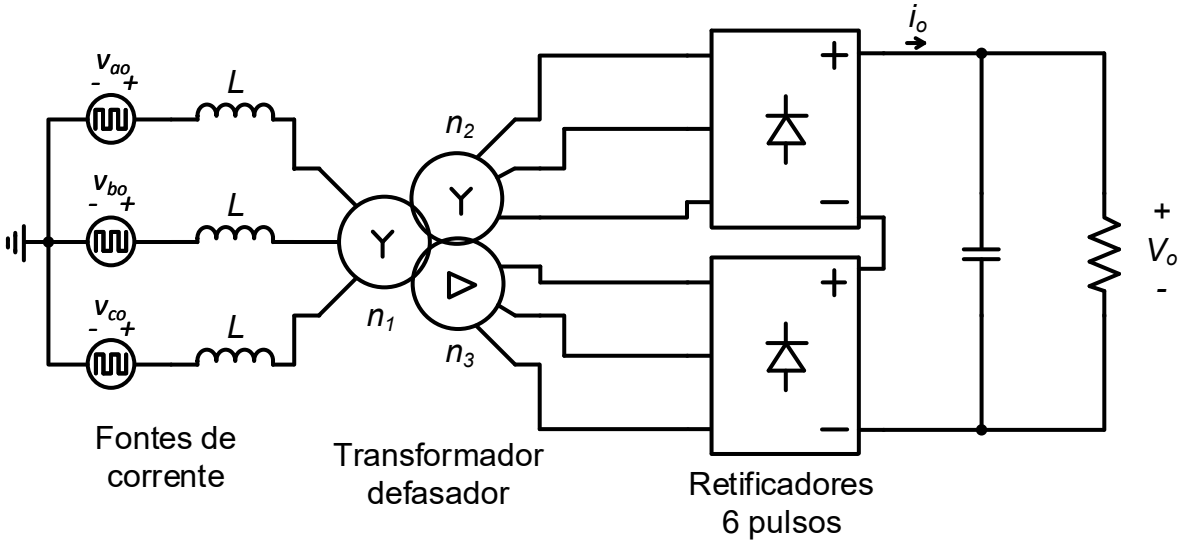
Fonte: produção do próprio autor

As análises aqui realizadas levam em consideração que os componentes que compõem o retificador 12 pulsos são ideais, que as relações de espiras são dadas pela equação 2.3, onde n_1 é o número de espiras do primário, n_2 é o número de espiras do secundário em Y e n_3 é o número de espiras do secundário em Δ, e que as fontes de corrente que alimentam a estrutura são descritas pela equação 2.4. Na prática, essas fontes são obtidas através da utilização de indutores (L) situados entre fontes de tensão e o primário do transformador defasador, como mostra a Figura 13. Esses indutores podem ser capazes de armazenar energia suficiente para gerar as correntes senoidais por si só ou os mesmos podem estar acoplados a inversores controlados que auxiliam na manutenção do formato senoidal das correntes do primário do transformador, o que ajuda a reduzir o volume dos indutores e a energia reativa associada aos mesmos (LAMBERT; NOVAES, 2015a).

$$n_{12} = \frac{n_1}{n_2};\ n_{13} = \frac{n_1}{n_3};\ n_{23} = \frac{n_2}{n_3} = \frac{1}{\sqrt{3}} \tag{2.3}$$

$$
\begin{aligned}
i_a &= I_p sen(\omega_o t) \\
i_b &= I_p sen(\omega_o t - 120^\circ) \\
i_c &= I_p sen(\omega_o t + 120^\circ)
\end{aligned} \tag{2.4}
$$

Figura 13: Emulação das fontes de corrente através de indutores e fontes de tensão controladas

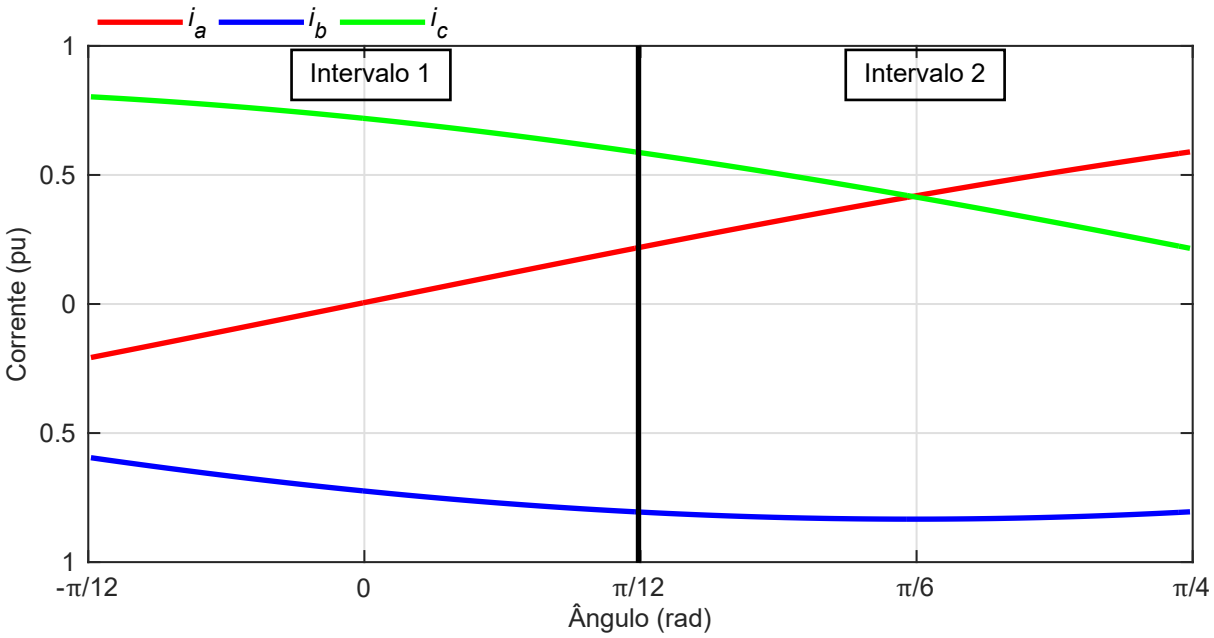


Fonte: produção do próprio autor

Como foi dito anteriormente, o retificador 12 pulsos pode ser configurado de diferentes maneiras. Para fazer a análise desejada optou-se por utilizar o primário conectado em estrela e os retificadores de 6 pulsos conectados em série, como mostra a Figura 12. Com o primário conectado em estrela as indutâncias de dispersão do primário do transformador naturalmente se somam com as indutâncias L, podendo auxiliar na obtenção de correntes com menor DHT na entrada do retificador. Além disso, esse tipo de conexão naturalmente proporciona uma redução da tensão de fase em relação à tensão de linha, sendo útil quando se deseja redução da tensão na saída do retificador. Já a conexão dos retificadores de 6 pulsos em série permite a diminuição da tensão de bloqueio total sobre os diodos que formam as pontes de Graetz, o que é importante para sistemas que trabalham em média tensão.

O retificador 12 pulsos alimentado em corrente é analisado em dois intervalos angulares distintos dentro de um período da frequência fundamental (ω_o) das fontes de corrente. Ambos os intervalos possuem comprimento total de 30°, sendo que o primeiro varia de $-\pi/12 \leq \omega_o t \leq \pi/12$ e o segundo de $\pi/12 \leq \omega_o t \leq \pi/4$, como mostra a Figura 14. Como o sistema é trifásico e equilibrado, a análise desses dois intervalos pode ser estendida para o restante do período relativo a ω_o, devendo-se fazer as devidas alterações na análise de acordo com as mudanças de amplitude das correntes de cada fase.

Figura 14: Intervalos de funcionamento analisados relativos ao retificador 12 pulsos alimentado em corrente



Fonte: produção do próprio autor

Independente do intervalo analisado, as correntes que circulam pelos enrolamentos do transformador, indicadas na Figura 12, podem ser relacionadas de acordo com as equações 2.5, 2.6 e 2.7, para as fases *a*, *b* e *c*, respectivamente.

$$i_a = \frac{i_{aY}}{n_{12}} + \frac{i_{af\Delta}}{n_{13}} \tag{2.5}$$

$$i_b = \frac{i_{bY}}{n_{12}} + \frac{i_{bf\Delta}}{n_{13}} \tag{2.6}$$

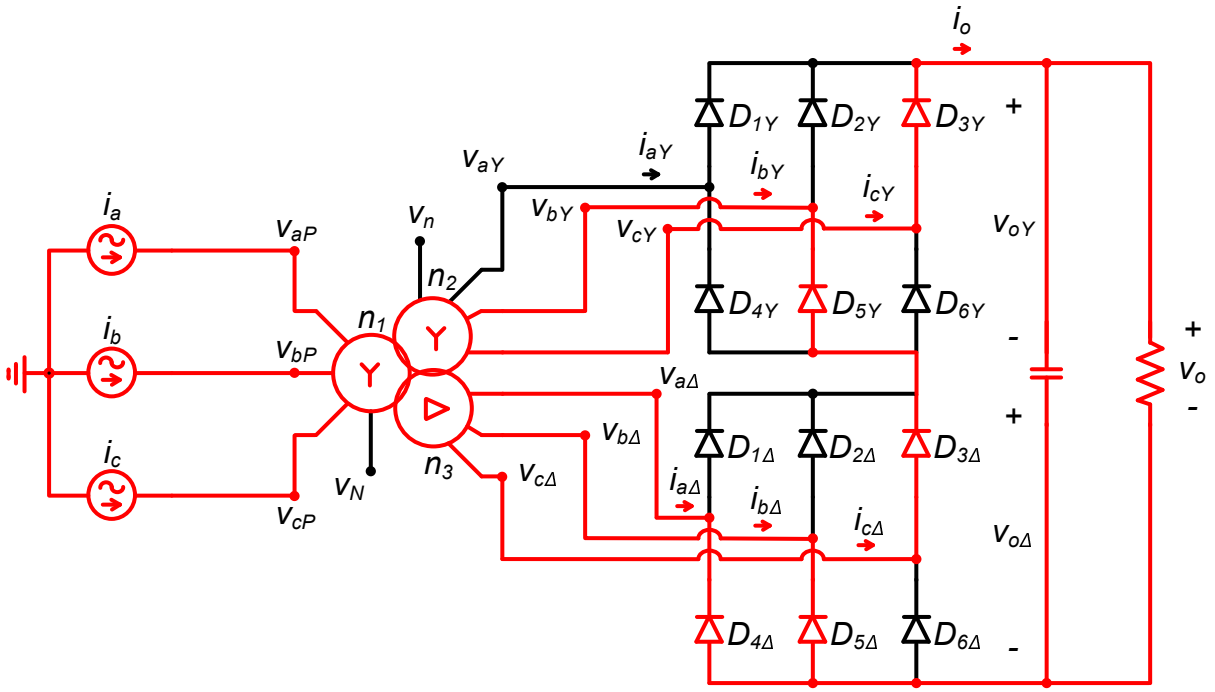
$$i_c = \frac{i_{cY}}{n_{12}} + \frac{i_{cf\Delta}}{n_{13}} \tag{2.7}$$

- Intervalo $-\pi/12 \leq \omega_o t \leq \pi/12$

  O comportamento estático do retificador 12 pulsos para este intervalo está representado na Figura 15. Nota-se que durante este intervalo os diodos D_{3Y} e D_{4Y} estão conduzindo, assim como os diodos $D_{3\Delta}$, $D_{4\Delta}$ e $D_{5\Delta}$. Sendo assim, é possível escrever algumas correntes de linha em função da corrente de saída do retificador (i_o), como mostram as equações 2.8, 2.9, 2.10 e 2.11.

$$i_{aY} = 0 \tag{2.8}$$

Figura 15: Comportamento estático do retificador 12 pulsos alimentado em corrente durante o intervalo $-\pi/12 \leq \omega_o t \leq \pi/12$



Fonte: produção do próprio autor

$$i_{bY} = -i_o \tag{2.9}$$

$$i_{cY} = i_o \tag{2.10}$$

$$i_{c\Delta} = i_o \tag{2.11}$$

Subtraindo a equação 2.6 da equação 2.7 chega-se à equação 2.12.

$$i_b - i_c = \frac{i_{bY} - i_{cY}}{n_{12}} - \frac{i_{bf\Delta} - i_{cf\Delta}}{n_{13}} \tag{2.12}$$

Analisando a Figura 12 pode-se definir a relação dada pela equação 2.13.

$$i_{bf\Delta} - i_{cf\Delta} = -i_{c\Delta} = -i_o \tag{2.13}$$

Substituindo as equações 2.13, 2.9 e 2.10 em 2.12 obtém-se a equação 2.14.

$$i_b - i_c = -\frac{2i_o}{n_{12}} - \frac{i_o}{n_{13}} \tag{2.14}$$

Rearranjando a equação 2.14 chega-se à equação 2.15, que apresenta a relação entre a corrente de saída e as correntes de entrada do retificador 12 pulsos alimentado em corrente.

$$i_o = \frac{(i_c - i_b)n_{12}n_{13}}{2n_{13} + n_{12}} = \frac{(i_c - i_b)n_{12}}{2 + \sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}(i_c - i_b)n_{13}}{2 + \sqrt{3}} \tag{2.15}$$

Substituindo as equações 2.8 em 2.5, 2.9 em 2.6 e 2.10 em 2.7 obtém-se as equações 2.16, 2.17 e 2.18, respectivamente, que definem as correntes de fase do secundário conectado em Δ em função das correntes de entrada e da corrente de saída do retificador 12 pulsos alimentado em corrente.

$$i_{af\Delta} = i_a n_{13} \tag{2.16}$$

$$i_{bf\Delta} = i_b n_{13} + \frac{i_o}{\sqrt{3}} \tag{2.17}$$

$$i_{cf\Delta} = i_c n_{13} - \frac{i_o}{\sqrt{3}} \tag{2.18}$$

Utilizando as equações 2.16, 2.17 e 2.18 pode-se obter as correntes de linha $i_{a\Delta}$ e $i_{b\Delta}$ que circulam pelo secundário conectado em Δ, como mostram as equações 2.19 e 2.20, respectivamente.

$$i_{a\Delta} = i_{af\Delta} - i_{cf\Delta} = (i_a - i_c)n_{13} + \frac{\sqrt{3}i_o}{3} \tag{2.19}$$

$$i_{b\Delta} = i_{bf\Delta} - i_{af\Delta} = (i_b - i_a)n_{13} + \frac{\sqrt{3}i_o}{3} \tag{2.20}$$

Tendo definido todas as correntes que circulam pelo retificador em função das fontes de corrente de entrada do mesmo, agora serão feitas as análises para definir as tensões em cada ponto da estrutura em função da tensão de saída v_o. Inicialmente utiliza-se a lei das malhas para obter as igualdades apresentadas pelas equações 2.21 e 2.22.

$$-v_o + v_{cbY} + v_{cb\Delta} = 0 \tag{2.21}$$

$$-v_o + v_{cbY} + v_{ca\Delta} = 0 \tag{2.22}$$

Somando as equações 2.21 e 2.22 e sabendo que $v_{cb\Delta} = v_{ca\Delta}$, já que o enrolamento que conecta as fases *a* e *b* no secundário conectado em Δ está em curto-circuito, obtém-se a equação 2.23.

$$-v_o + v_{cbY} + v_{cb\Delta} = 0 \tag{2.23}$$

A tensão v_{cbY} pode ser escrita como a subtração entre as tensões de fase v_{cnY} e v_{bnY}. Desta forma a equação 2.23 pode ser reescrita como a equação 2.24.

$$-v_o + v_{cnY} - v_{bnY} + v_{cb\Delta} = 0 \tag{2.24}$$

As tensões v_{cnY} e v_{bnY} podem ser escritas em função das tensões do secundário conectado em Δ através das equações 2.25 e 2.26.

$$v_{bnY} = -v_{cb\Delta} n_{23} = \frac{-v_{cb\Delta}}{\sqrt{3}} \tag{2.25}$$

$$v_{cnY} = v_{ca\Delta} n_{23} = \frac{v_{cb\Delta}}{\sqrt{3}} \tag{2.26}$$

Substituindo as equações 2.25 e 2.26 em 2.24 e reordenando os termos, obtém-se a equação 2.27.

$$v_{cb\Delta} = \frac{\sqrt{3} v_o}{2 + \sqrt{3}} \tag{2.27}$$

Como já foi afirmado anteriormente, a tensão $v_{ca\Delta}$ é igual a $v_{cb\Delta}$, logo

$$v_{ca\Delta} = \frac{\sqrt{3} v_o}{2 + \sqrt{3}} \tag{2.28}$$

Sabe-se que a soma das tensões presentes nos enrolamentos do secundário conectado em Δ é igual a zero, como mostra a equação 2.29.

$$v_{ab\Delta} + v_{bc\Delta} + v_{ca\Delta} = 0 \tag{2.29}$$

Substituindo as equações 2.27 e 2.28 em 2.29 confirma-se que a tensão $V_{ab\Delta}$ é nula.

$$v_{ab\Delta} = 0 \tag{2.30}$$

Substituindo a equação 2.27 nas equações 2.25 e 2.26 encontra-se as tensões v_{bnY} e v_{cnY}, respectivamente, como mostram as equações 2.31 e 2.32.

$$v_{bnY} = \frac{-v_o}{2 + \sqrt{3}} \tag{2.31}$$

$$v_{cnY} = \frac{v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.32}$$

Sabe-se que a soma das tensões de fase do secundário conectado em Y é igual a zero, como mostra a equação 2.33.

$$v_{anY} + v_{bnY} + v_{cnY} = 0 \tag{2.33}$$

Substituindo as equações 2.31 e 2.32 em 2.33 verifica-se que a tensão V_{anY} é nula.

$$v_{anY} = 0 \tag{2.34}$$

Através das tensões de fase do secundário conectado em Y é possível obter o valor das tensões de linha do mesmo. Essas tensões são apresentadas nas equações 2.35, 2.36 e 2.37. As tensões de fase no primário do transformador também podem ser obtidas através das tensões de fase do secundário conectado em Y e da relação de espiras n_{12}, como mostram as equações 2.38, 2.39 e 2.40

$$v_{abY} = v_{anY} - v_{bnY} = \frac{v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.35}$$

$$v_{bcY} = v_{bnY} - v_{cnY} = \frac{-2v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.36}$$

$$v_{caY} = v_{cnY} - v_{anY} = \frac{v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.37}$$

$$v_{aNP} = v_{anY} n_{12} = 0 \tag{2.38}$$

$$v_{bNP} = v_{bnY} n_{12} = \frac{-v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{-\sqrt{3} v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}} \tag{2.39}$$

$$v_{cNP} = v_{cnY} n_{12} = \frac{v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3} v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}} \tag{2.40}$$

Através das tensões de fase do primário é possível obter o valor das tensões de linha do mesmo. Essas tensões são apresentadas nas equações 2.41, 2.42 e 2.43.

$$v_{abP} = v_{aNP} - v_{bNP} = \frac{v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3} v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}} \tag{2.41}$$

$$v_{bcP} = v_{bNP} - v_{cNP} = \frac{-2v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{-2\sqrt{3} v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}} \tag{2.42}$$

$$v_{caP} = v_{cNP} - v_{aNP} = \frac{v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3} v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}} \tag{2.43}$$

As tensões de saída de cada ponte retificadora também podem ser escritas em função da tensão de saída total do retificador 12 pulsos alimentado em corrente, como mostram as equações 2.44 e 2.45.

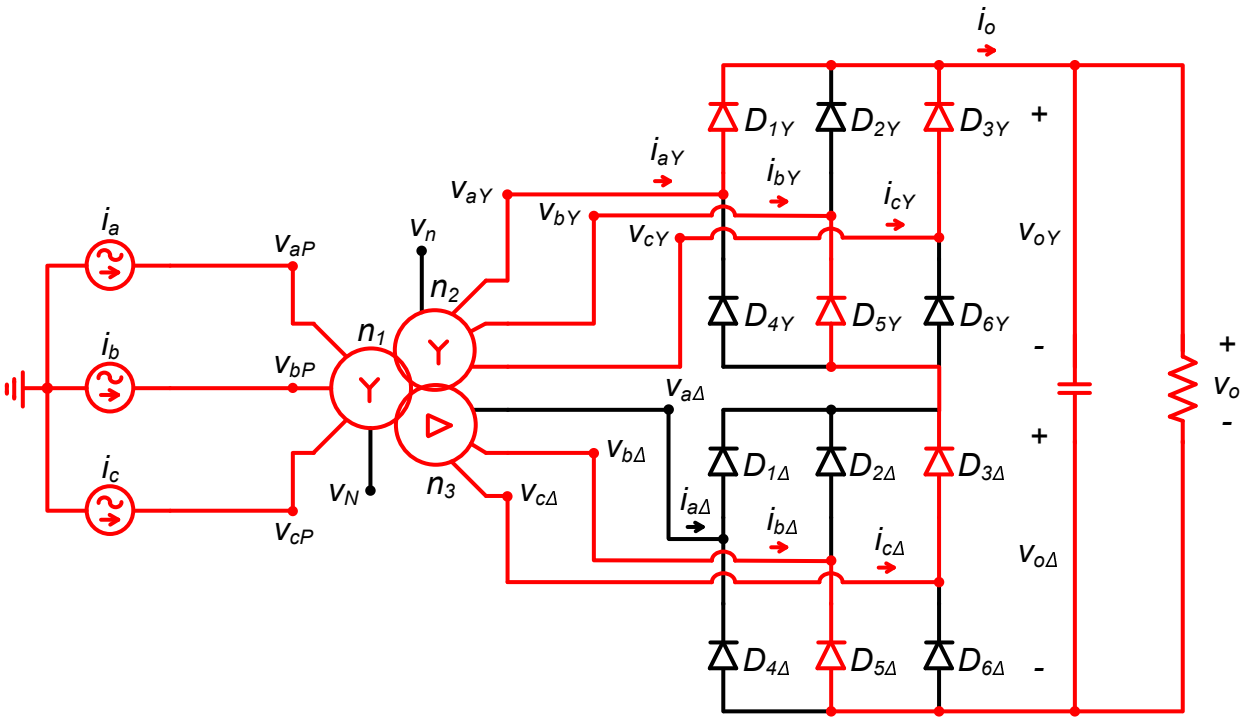
$$v_{oY} = v_{cbY} = \frac{2v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.44}$$

$$v_{o\Delta} = v_{cb\Delta} = \frac{\sqrt{3} v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.45}$$

- Intervalo $\pi/12 \leq \omega_o t \leq \pi/4$

  O comportamento estático do retificador 12 pulsos para este intervalo está representado na Figura 16. Nota-se que durante este intervalo os diodos D_{1Y}, D_{3Y} e D_{4Y} estão conduzindo, assim como os diodos $D_{3\Delta}$ e $D_{5\Delta}$. Sendo assim, é possível escrever algumas correntes de linha em função da corrente de saída do retificador (i_o), como mostram as equações 2.46, 2.47, 2.48, 2.49 e 2.50.

Figura 16: Comportamento estático do retificador 12 pulsos alimentado em corrente durante o intervalo $\pi/12 \leq \omega_o t \leq \pi/4$



Fonte: produção do próprio autor

$$i_{aY} + i_{cY} = i_o \tag{2.46}$$

$$i_{bY} = -i_o \tag{2.47}$$

$$i_{a\Delta} = 0 \tag{2.48}$$

$$i_{b\Delta} = -i_o \tag{2.49}$$

$$i_{c\Delta} = i_o \tag{2.50}$$

Como a corrente $i_{a\Delta}$ é igual a zero, pode-se relacionar as correntes $i_{af\Delta}$ e $i_{cf\Delta}$ de acordo com a equação 2.51;

$$i_{af\Delta} = i_{cf\Delta} \tag{2.51}$$

É possível afirmar que a soma das correntes que circulam pelos enrolamentos do secundário conectado em Δ é igual a zero, como mostra a equação 2.52.

$$i_{af\Delta} + i_{bf\Delta} + i_{cf\Delta} = 0 \tag{2.52}$$

Substituindo a equação 2.51 em 2.52 obtém-se a equação 2.53.

$$i_{bf\Delta} = -2i_{af\Delta} = -2i_{cf\Delta} \tag{2.53}$$

Sabe-se que a corrente $i_{c\Delta}$ pode ser escrita em função das correntes de fase $i_{cf\Delta}$ e $i_{bf\Delta}$ de acordo com a equação 2.54.

$$i_{c\Delta} = i_{cf\Delta} - i_{bf\Delta} \tag{2.54}$$

Substituindo as equações 2.50 e 2.53 em 2.54 obtém-se a expressão para a corrente $i_{cf\Delta}$ em função da corrente de saída i_o, como mostra a equação 2.55.

$$i_{cf\Delta} = \frac{i_o}{3} \tag{2.55}$$

Substituindo a equação 2.55 nas equações 2.51 e 2.53 obtém-se as expressões para as correntes $i_{af\Delta}$ e $i_{bf\Delta}$, como mostram as equações 2.56 e 2.57, respectivamente.

$$i_{af\Delta} = \frac{i_o}{3} \tag{2.56}$$

$$i_{bf\Delta} = \frac{-2i_o}{3} \tag{2.57}$$

Substituindo a equação 2.55 em 2.7 e a equação 2.56 em 2.5 obtém-se as expressões para as correntes i_{cY} e i_{aY} em função das correntes de entrada e da corrente de saída, como mostram as equações 2.58 e 2.59, respectivamente.

$$i_{cY} = i_c n_{12} - \frac{\sqrt{3} i_o}{3} \tag{2.58}$$

$$i_{aY} = i_a n_{12} - \frac{\sqrt{3} i_o}{3} \tag{2.59}$$

Somando as equações 2.5 e 2.7 chega-se à equação 2.60.

$$i_a + i_c = \frac{i_{aY} + i_{cY}}{n_{12}} + \frac{i_{af\Delta} + i_{cf\Delta}}{n_{13}} \tag{2.60}$$

Substituindo as equações 2.46, 2.55 e 2.56 em 2.60 chega-se à equação 2.61.

$$i_a + i_c = \frac{i_o}{n_{12}} + \frac{2i_o}{3n_{13}} \tag{2.61}$$

Rearranjando os termos da equação 2.61 chega-se à expressão 2.62, que apresenta a relação entre a corrente de saída e as correntes de entrada do retificador 12 pulsos alimentado em corrente.

$$i_o = \frac{3(i_a + i_c) n_{12} n_{13}}{3n_{13} + n_{12}} = \frac{-\sqrt{3} i_b n_{12}}{2 + \sqrt{3}} = \frac{-3 i_b n_{13}}{2 + \sqrt{3}} \tag{2.62}$$

Tendo definido todas as correntes que circulam pelo retificador em função das fontes de corrente de entrada do mesmo, agora serão feitas as análises para definir as tensões em cada ponto da estrutura em função da tensão de saída v_o. Inicialmente utiliza-se a lei das malhas para obter as igualdades apresentadas pelas equações 2.63 e 2.64.

$$-v_o + v_{abY} + v_{cb\Delta} = 0 \tag{2.63}$$

$$-v_o + v_{cbY} + v_{cb\Delta} = 0 \tag{2.64}$$

Somando as equações 2.63 e 2.64 obtém-se a equação 2.65.

$$-2v_o + v_{abY} + v_{cbY} + 2v_{cb\Delta} = 0 \tag{2.65}$$

Pode-se escrever as tensões de linha do secundário conectado em Y em função das tensões de fase do mesmo, como mostram as equações 2.66 e 2.67.

$$v_{abY} = v_{anY} - v_{bnY} \tag{2.66}$$

$$v_{cbY} = v_{cnY} - v_{bnY} \tag{2.67}$$

Substituindo as equações 2.66 e 2.67 em 2.65 chega-se à equação 2.68.

$$-2v_o + v_{anY} - v_{bnY} + v_{cnY} - v_{bnY} + 2v_{cb\Delta} = 0 \tag{2.68}$$

Sabe-se que a soma das tensões de fase do secundário conectado em Y é igual a zero. Logo pode-se definir a equação 2.69.

$$v_{anY} + v_{cnY} = -v_{bnY} \tag{2.69}$$

Substituindo a equação 2.69 em 2.68 obtém-se a equação 2.70.

$$-2v_o - 3v_{bnY} + 2v_{cb\Delta} = 0 \tag{2.70}$$

É possível relacionar as tensões v_{bnY} e $v_{cb\Delta}$ através da relação de espiras $n_{23} = 1/\sqrt{3}$, como mostra a equação 2.71.

$$v_{bnY} = \frac{v_{cb\Delta}}{\sqrt{3}} \tag{2.71}$$

Substituindo a equação 2.71 em 2.70 e rearranjando os termos chega-se à equação 2.72, que relaciona a tensão v_{bnY} com a tensão de saída total do retificador 12 pulsos.

$$v_{bnY} = \frac{-2\sqrt{3}v_o}{3(2+\sqrt{3})} \tag{2.72}$$

Substituindo a equação 2.72 em 2.71 obtém-se a tensão $v_{cb\Delta}$ em função da tensão de saída total v_o, como mostra a equação 2.73.

$$v_{cb\Delta} = \frac{2v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.73}$$

Substituindo a equação 2.73 nas equações 2.63 e 2.64 chega-se às expressões para as tensões v_{abY} e v_{cbY}, que são iguais, como mostra a equação 2.74.

$$v_{abY} = v_{cbY} = \frac{\sqrt{3}v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.74}$$

Como há um curto-circuito entre as fases *a* e *c* do secundário conectado em Y, a tensão v_{acY} é igual a zero.

$$v_{acY} = 0 \tag{2.75}$$

Substituindo as equações 2.72 e 2.74 em 2.66 chega-se à expressão para a tensão v_{anY}, mostrada na equação 2.76.

$$v_{anY} = \frac{\sqrt{3}v_o}{3(2+\sqrt{3})} \tag{2.76}$$

Substituindo as equações 2.72 e 2.74 em 2.67 chega-se à expressão para a tensão v_{cnY}, mostrada na equação 2.77.

$$v_{cnY} = \frac{\sqrt{3}v_o}{3(2+\sqrt{3})} \tag{2.77}$$

As tensões $v_{ab\Delta}$ e $v_{ca\Delta}$ são obtidas através das equações 2.78 e 2.79, respectivamente.

$$v_{ab\Delta} = \frac{v_{anY}}{n_{23}} = \frac{v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.78}$$

$$v_{ca\Delta} = \frac{v_{cnY}}{n_{23}} = \frac{v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.79}$$

As tensões de fase no primário do transformador podem ser obtidas através da reflexão das tensões aplicadas nos enrolamentos do secundário em Y utilizando a relação de espiras n_{12}, como mostram as equações 2.80, 2.81 e 2.82. A partir dessas

tensões de fase pode-se obter as tensões de linha no primário, como mostram as equações 2.83, 2.84 e 2.85.

$$v_{aNP} = v_{anY} n_{12} = \frac{\sqrt{3} v_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} = \frac{v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}} \tag{2.80}$$

$$v_{bNP} = v_{bnY} n_{12} = \frac{-2\sqrt{3} v_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} = \frac{-2 v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}} \tag{2.81}$$

$$v_{cNP} = v_{cnY} n_{12} = \frac{\sqrt{3} v_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} = \frac{v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}} \tag{2.82}$$

$$v_{abP} = v_{aNP} - v_{bNP} = \frac{\sqrt{3} v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{3 v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}} \tag{2.83}$$

$$v_{bcP} = v_{bNP} - v_{cNP} = \frac{-\sqrt{3} v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{-3 v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}} \tag{2.84}$$

$$v_{caP} = v_{cNP} - v_{aNP} = 0 \tag{2.85}$$

As tensões de saída de cada ponte retificadora também podem ser escritas em função da tensão de saída total do retificador 12 pulsos alimentado em corrente, como mostram as equações 2.86 e 2.87.

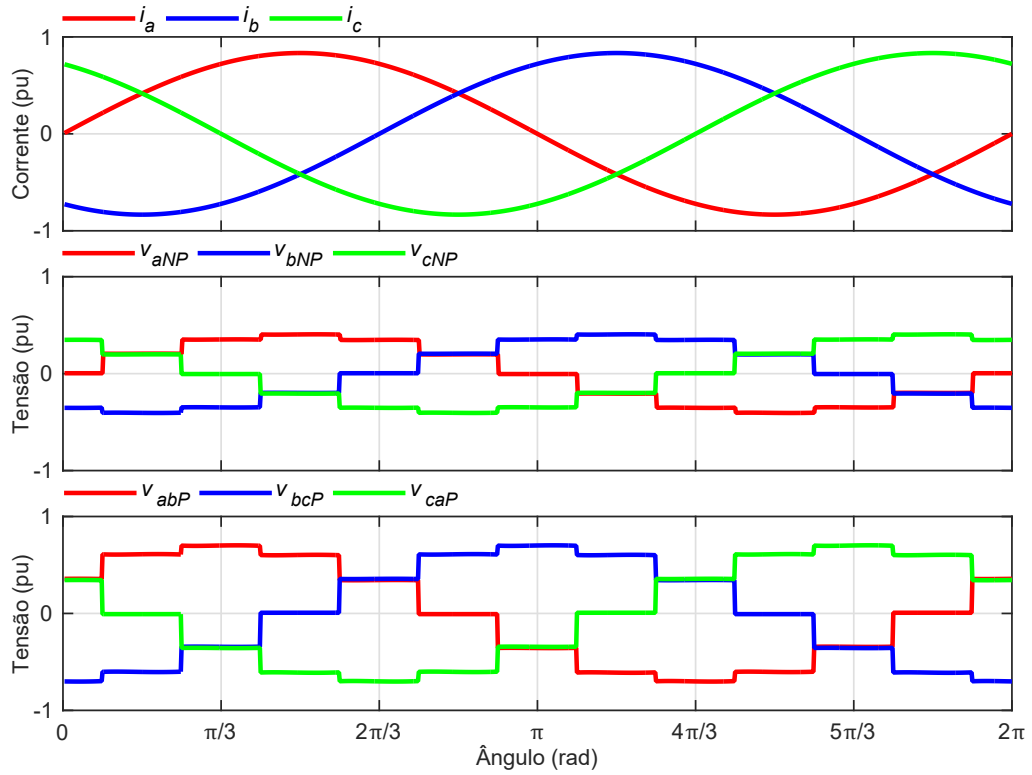
$$v_{oY} = v_{abY} = v_{cbY} = \frac{\sqrt{3} v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.86}$$

$$v_{o\Delta} = v_{cb\Delta} = \frac{2 v_o}{2+\sqrt{3}} \tag{2.87}$$

A Tabela 17 e a Tabela 18, presentes no Apêndice A, resumem todas as correntes e tensões obtidas para os dois intervalos analisados.

A partir das análises realizadas para os dois intervalos considerados anteriormente é possível expandir o comportamento das correntes e tensões do retificador 12 pulsos alimentado em corrente para todo um período relativo à frequência fundamental ω_o. Considerando que a tensão de saída total v_o possui uma ondulação desprezível a ponto de ser considerada constante, apresenta-se, dentro do período mencionado, as correntes e tensões no primário do transformador na Figura 17, as correntes e tensões no secundário conectado em Y na Figura 18 e as correntes e tensões no secundário conectado em Δ na Figura 19.

Figura 17: Correntes e tensões no primário do transformador



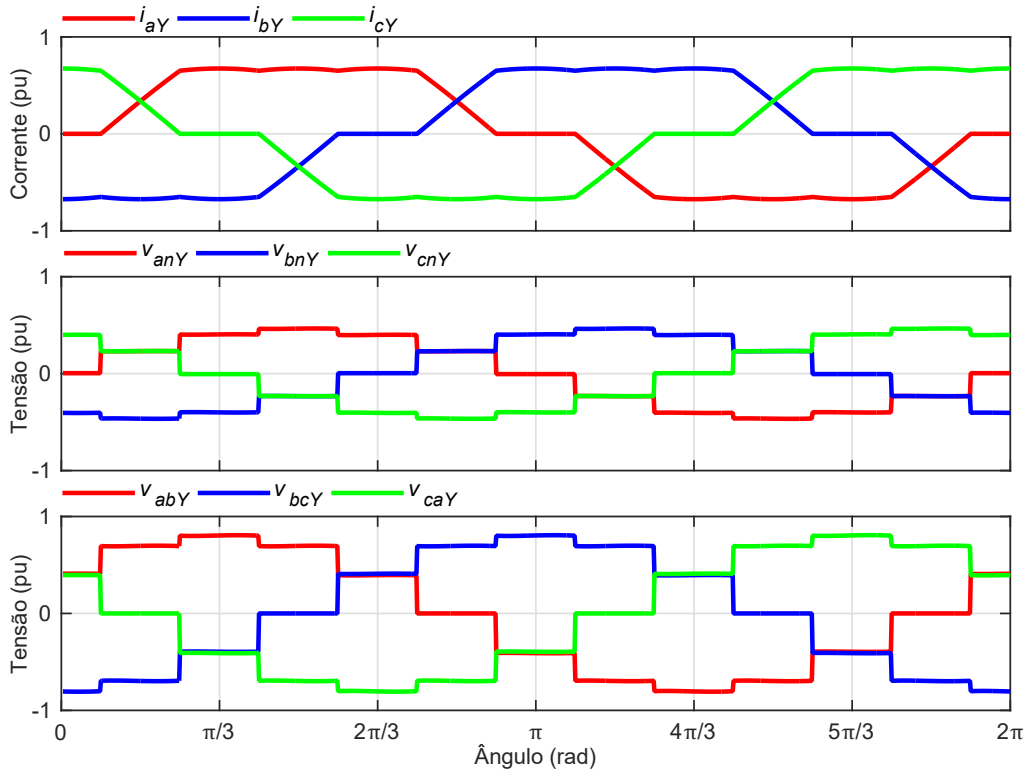
Fonte: produção do próprio autor

Analisando as formas de onda obtidas para o retificador 12 pulsos alimentado em corrente nota-se que, apesar de as correntes no primário serem senoidais, as correntes de fase e de linha que circulam pelos secundários não possuem esse mesmo formato. Além disso, percebe-se que as tensões de fase e de linha que surgem no transformador apresentam sete níveis, sendo que as tensões de fase e suas respectivas correntes de fase não apresentam defasagem entre si.

A cada $30°$ relativos ao período definido pela frequência ω_o cinco diodos estão conduzindo, sendo dois diodos de um retificador 6 pulsos e três diodos do outro. Na ponte retificadora onde há a condução de três diodos simultaneamente ocorre uma comutação entre duas correntes de linha. A comutação das correntes no secundário em Y ocorre em fase com a transição das correntes no primário, enquanto que a comutação das correntes de linha no secundário em Δ ocorre de forma atrasada em relação ao primário. Considerando não idealidades no circuito como indutâncias de dispersão e recuperação reversa dos diodos, esse fenômeno de comutação pode gerar sobretensões nos diodos da estrutura, logo será feito um estudo mais detalhado do mesmo posteriormente.

Considerando a fase *a*, a amplitude do espectro da corrente de fase do primário, da corrente de fase do secundário em Y, da corrente de fase do secundário em Δ são

Figura 18: Correntes e tensões no secundário Y do transformador



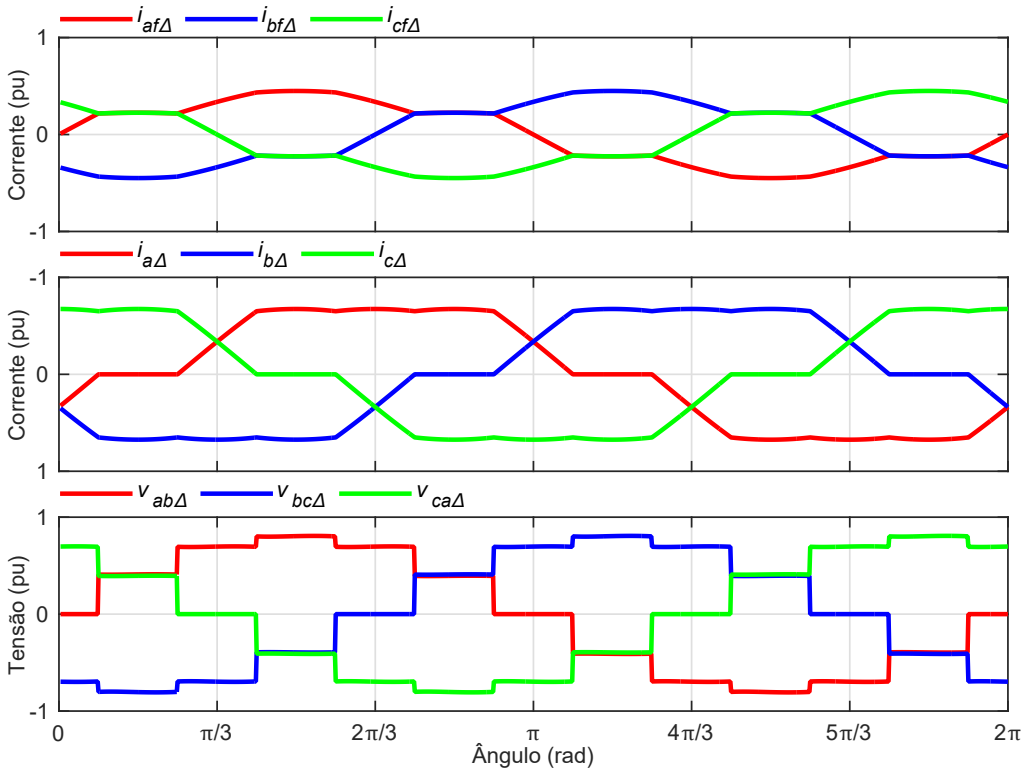
Fonte: produção do próprio autor

mostrados na Figura 20 e a amplitude do espectro da tensão v_{aNP} é apresentado na Figura 21. Percebe-se que as correntes de fase dos secundários são compostas apenas pelos componentes harmônicos que se cancelam no primário devido ao elemento defasador, além do componente fundamental, sendo coerente com a equação 2.2 que é mostrada novamente em 2.88, já que a corrente imposta no primário é perfeitamente senoidal. Isso mostra porque as correntes de fase dos secundários não apresentam o mesmo formato das correntes no primário. Além disso, verifica-se que a corrente de fase do secundário em Y possui um formato diferente da corrente de fase do secundário em Δ justamente por causa da defasagem de 30° existente entre seus componentes harmônicos.

$$i_a = I_1 sen(\omega_o t) + \sum_{n=12k\pm1}^{\infty} I_k sen(k\omega_o t),\ k \in \mathbb{Z}^* \tag{2.88}$$

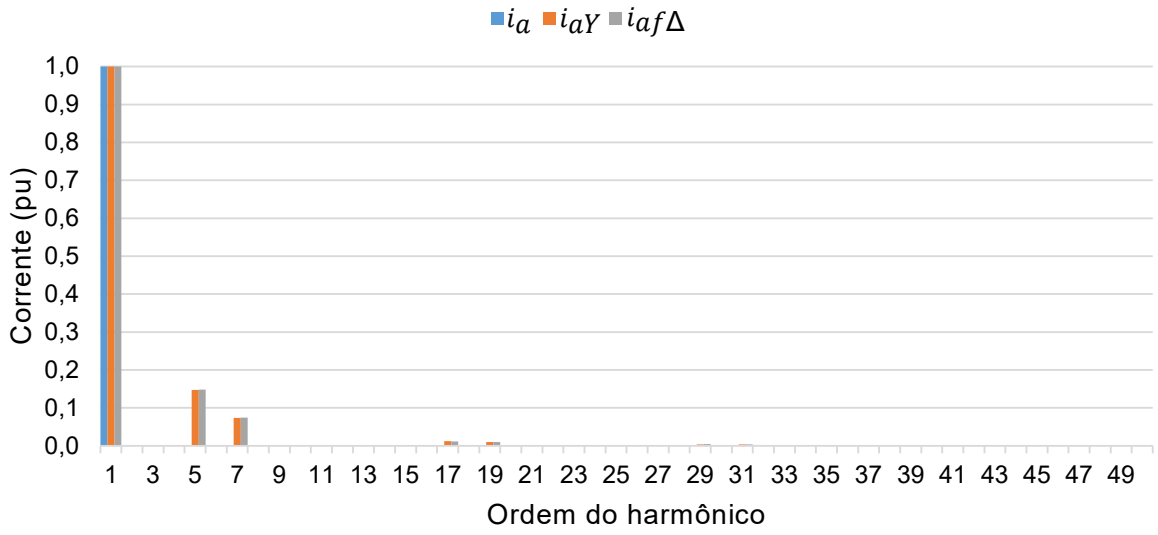
A redução do conteúdo harmônico das correntes que circulam pelo transformador defasador (em relação às correntes do retificador 12 pulsos alimentado com fontes de tensão senoidais) tendem a proporcionar menores perdas de condução nos enrolamentos, já que o valor eficaz dessas correntes é menor (LAMBERT; NOVAES, 2015a). No entanto, os componentes harmônicos de ordem $n = 12k \pm 1,\ k \in \mathbb{N}^*$ agora aparecem no espectro

Figura 19: Correntes e tensões no secundário Δ do transformador



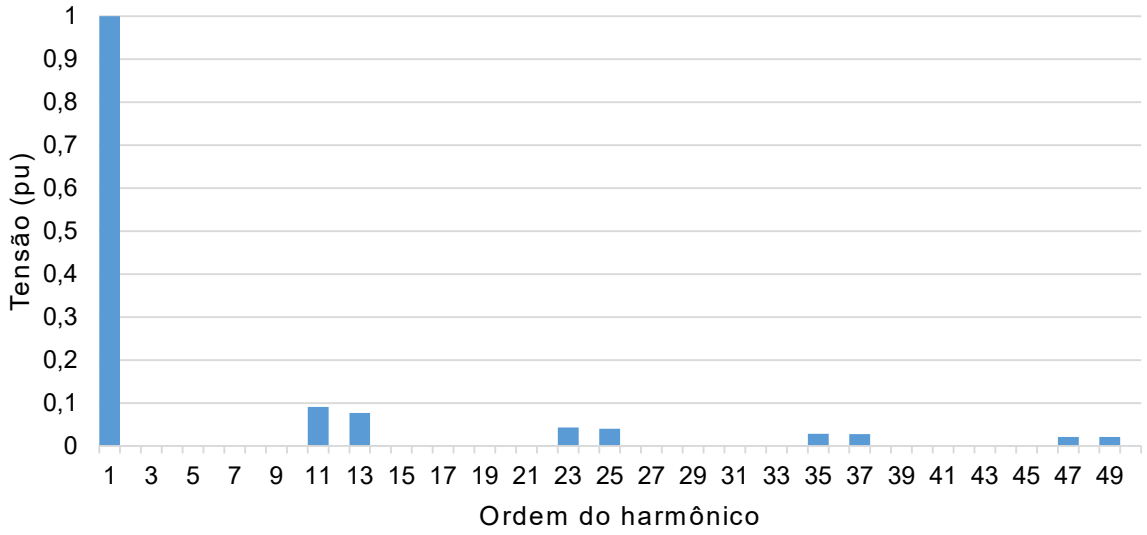
Fonte: produção do próprio autor

Figura 20: Espectro da corrente da fase *a* do primário, da corrente da fase *a* do secundário em Y e da corrente da fase *a* do secundário em Δ



Fonte: produção do próprio autor

Figura 21: Espectro da tensão de fase v_{aNP}



Fonte: produção do próprio autor

da tensão de fase v_{aNP}. Esses mesmos componentes surgem nas outras tensões de fase e de linha do transformador com suas devidas defasagens. São esses harmônicos, junto com o componente fundamental, que descrevem a característica multinível adquirida pelas tensões no transformador quando o retificador 12 pulsos é alimentado com fontes de corrente senoidais.

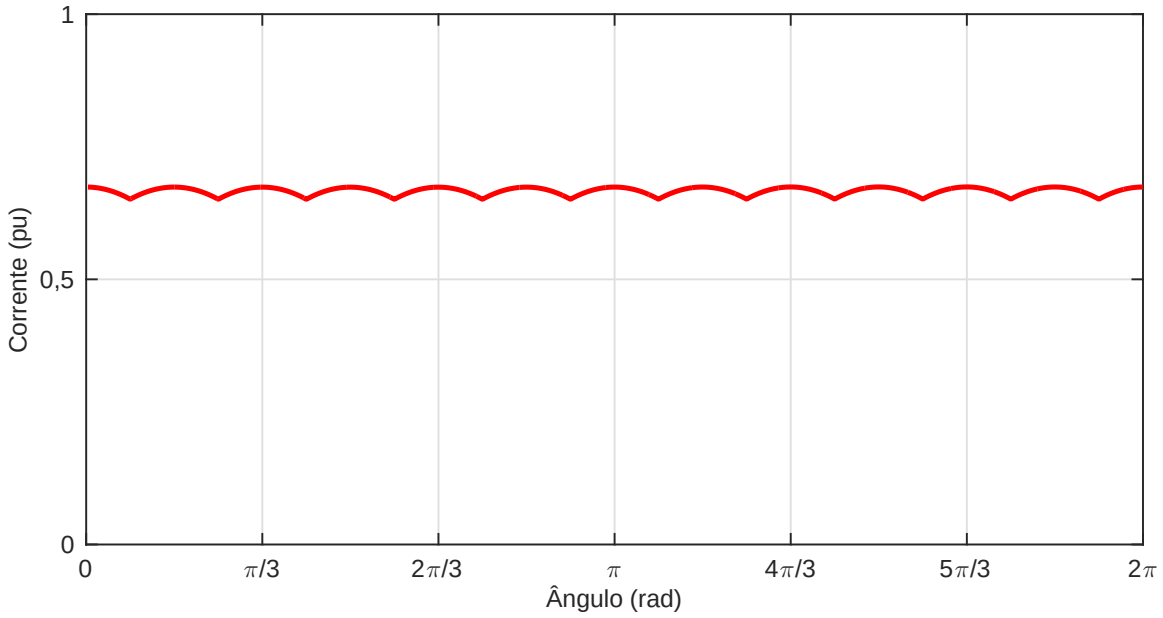
Analisando no domínio do tempo, os sete níveis das tensões de fase e linha nos enrolamentos do transformador surgem de acordo com a combinação dos diodos que estão em condução nos retificadores de 6 pulsos, sendo que o capacitor de saída da estrutura limita essas tensões em diferentes níveis a medida que essas combinações vão sendo impostas pelo comportamento das fontes de corrente na entrada do retificador 12 pulsos.

A presença de componentes harmônicos nas tensões aplicadas sobre os enrolamentos do transformador quando o retificador 12 pulsos é alimentado com correntes senoidais acaba elevando o valor eficaz dessas grandezas quando se compara com o retificador 12 pulsos alimentado em tensão (LAMBERT; NOVAES, 2015a). Sendo assim, existe a tendência de ter um aumento de perdas no núcleo do elemento magnético para o caso de alimentação em corrente. No entanto, verifica-se uma quantidade limitada de variações de tensão sobre os enrolamentos do transformador, o que é uma vantagem quando elementos parasitas são considerados no sistema. Essa tendência de aumento de perdas no núcleo é verificada apenas através de simulação numérica, logo um aprofundamento considerando não idealidades feito através de uma aplicação prática precisa ser efetuada.

Analisando a corrente de saída i_o do retificador 12 pulsos, mostrada na Figura 22,

percebe-se que a mesma apresenta uma forma de onda pulsada em torno de um valor médio com uma frequência doze vezes maior do que a frequência das fontes de corrente aplicadas na entrada da estrutura. Essa maior quantidade de pulsos em relação ao retificador ponte de Graetz convencional facilita a filtragem da corrente, permitindo o uso de capacitores menos volumosos para se obter a ondulação de tensão desejada no estágio de saída do retificador.

Figura 22: Forma de onda da corrente de saída i_o



Fonte: produção do próprio autor

O componente médio da corrente de saída i_o pode ser obtido através da análise de apenas um dos intervalos estudados anteriormente, já que esta corrente se repete a cada $30°$ em relação ao período definido pela frequência ω_o. Este valor médio, descrito como I_o, é dado pela equação 2.89.

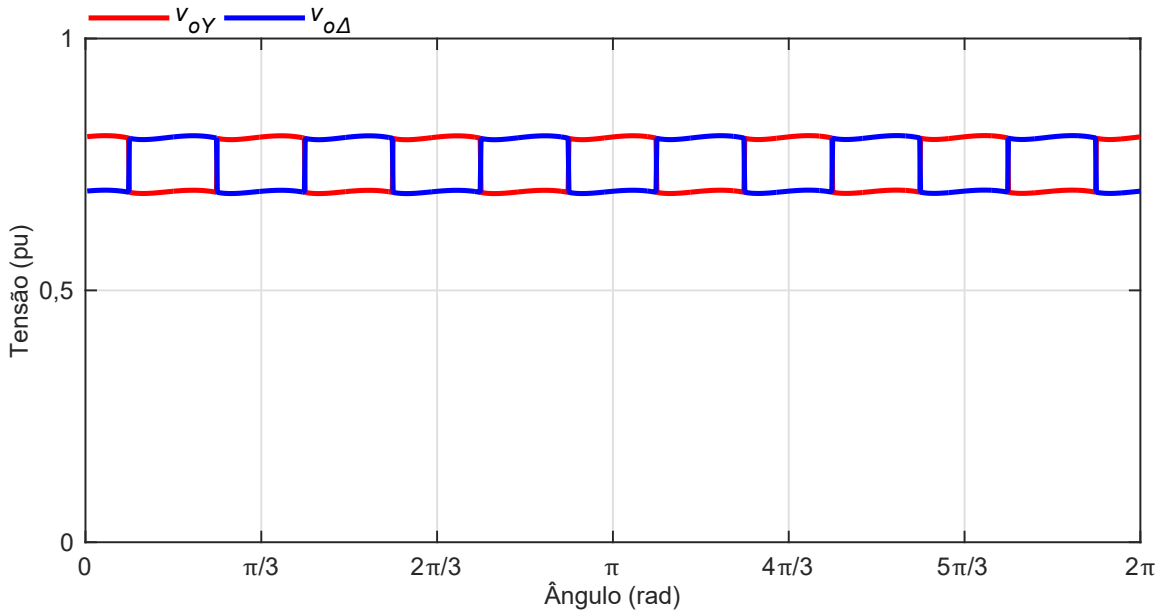
$$\begin{aligned} I_o &= \frac{12 \cdot 2}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{12}} \frac{(i_c - i_b) n_{12}}{2+\sqrt{3}} d\omega_o t \\ I_o &= \frac{12 n_{12} I_p}{\pi(2+\sqrt{3})} \int_0^{\frac{\pi}{12}} sen\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) - sen\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right) d\omega_o t \end{aligned} \tag{2.89}$$

Desenvolvendo a integral apresentada na equação 2.89 chega-se ao valor médio da corrente de saída em função da amplitude das fontes de corrente de entrada do retificador 12 pulsos e da relação de espiras n_{12}, como mostra a equação 2.90.

$$I_o = \frac{3\sqrt{6}(\sqrt{3}-1) n_{12} I_p}{\pi(2+\sqrt{3})} \tag{2.90}$$

As tensões de saída relativas a cada ponte retificadora de 6 pulsos são mostradas na Figura 23. Ambas as tensões apresentam pulsos quadrados em torno de um valor médio em uma frequência seis vezes maior do que ω_o, no entanto as mesmas estão defasadas de 180° entre si, de forma que a soma dessas tensões resulta em uma tensão de saída total praticamente constante.

Figura 23: Tensões de saída de cada retificador 6 pulsos v_{oY} e $v_{o\Delta}$



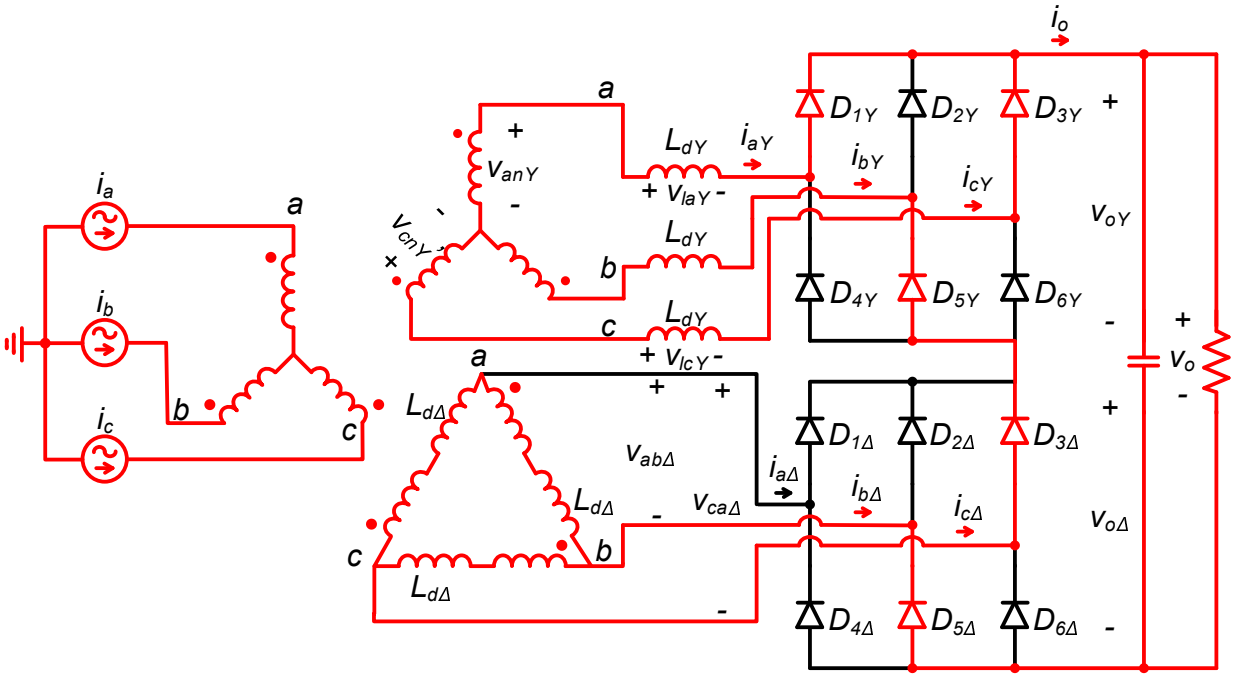
Fonte: produção do próprio autor

2.2.1 Influência das indutâncias de dispersão dos secundários na tensão de bloqueio dos diodos das pontes retificadoras

Na seção 2.2 foi mostrado que a cada 30° em relação à frequência fundamental f_o o retificador 12 pulsos alimentado em corrente apresenta uma diferente combinação de diodos em condução nas suas pontes retificadoras, sendo que quando uma das pontes possui três diodos conduzindo a outra possui dois diodos em condução. A Figura 24 ilustra uma dessas possíveis combinações de diodos em condução e a Figura 25 mostra as correntes de linha nos secundários referentes a esta etapa de operação.

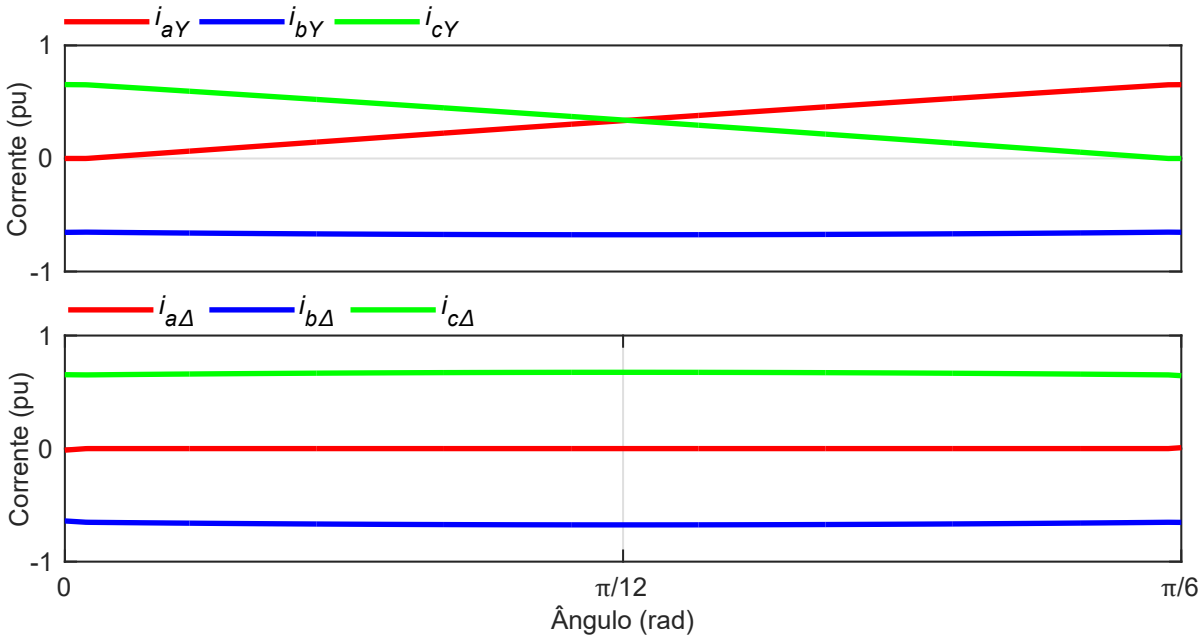
Analisando as correntes de linha apresentadas na Figura 25, nota-se que as correntes i_{aY} e i_{cY} apresentam uma variação aproximadamente linear durante os 30°. Essas variações podem ser obtidas através das equações 2.91 e 2.92, respectivamente, onde I_o é a corrente média de saída do retificador 12 pulsos. Todas as outras correntes podem ser

Figura 24: Etapa de operação considerada para análise



Fonte: produção do próprio autor

Figura 25: Correntes de linha dos secundários referentes à etapa de operação considerada para análise



Fonte: produção do próprio autor.

consideradas constantes.

$$\frac{i_{aY}(t)}{dt} = \frac{I_o}{T_o/12} = 12 f_o I_o \tag{2.91}$$

$$\frac{i_{cY}(t)}{dt} = -\frac{i_{aY}(t)}{dt} = -12 f_o I_o \tag{2.92}$$

Considerando a existência de indutâncias de dispersão iguais nas fases de cada secundário (L_{dY}, $L_{d\Delta}$), a variação das correntes i_{aY} e i_{cY} provoca quedas de tensão nas indutâncias L_{dY} das fases *a* e *c* conforme as equações 2.93 e 2.94, respectivamente. Como as outras correntes de linha e de fase de ambos os secundários são constantes, idealmente não há queda de tensão nas outras indutâncias de dispersão.

$$v_{laY} = L_{dY}\frac{i_{aY}(t)}{dt} = 12 f_o I_o L_{dY} \tag{2.93}$$

$$v_{lcY} = -v_{laY} = -12 f_o I_o L_{dY} \tag{2.94}$$

Como as fases *a* e *c* do secundário em Y estão em curto-circuito pela sua ponte retificadora e as tensões v_{laY} e v_{lcY} possuem mesma amplitude e sinais opostos, as tensões v'_{anY} e v'_{cnY} deixam de ser iguais, ao contrário do que acontece no retificador 12 pulsos sem as dispersões nos secundários. O novo valor dessas tensões de fase é dado pelas equações 2.95 e 2.96, onde v_{anY} e v_{cnY} são as tensões de fase desta etapa de operação sem a presença das dispersões nos secundários.

$$v'_{anY} = v_{anY} + v_{laY} = \frac{\sqrt{3} v_o}{3(2+\sqrt{3})} + 12 f_o I_o L_{dY} \tag{2.95}$$

$$v'_{cnY} = v_{cnY} + v_{lcY} = \frac{\sqrt{3} v_o}{3(2+\sqrt{3})} - 12 f_o I_o L_{dY} \tag{2.96}$$

Refletindo as tensões v'_{anY} e v'_{cnY} para o secundário em Δ através da relação de espiras do transformador, obtém-se as equações 2.97 e 2.98.

$$v'_{ab\Delta} = \sqrt{3} v'_{anY} \tag{2.97}$$

$$v'_{ca\Delta} = \sqrt{3} v'_{cnY} \tag{2.98}$$

Sendo assim, a tensão de bloqueio dos diodos $D_{1\Delta}$ e $D_{4\Delta}$ assume o valor $-v'_{ca\Delta}$ e $-v'_{ab\Delta}$, respectivamente, e não v_{oY}/2. A tensão de bloqueio dos outros diodos se mantém

igual em relação ao retificador 12 pulsos alimentado em corrente sem as indutâncias de dispersão nos secundários.

Para verificar a validade da análise é feita a simulação do retificador 12 pulsos alimentado em corrente para o caso sem indutância de dispersão nos secundários (ideal) e com indutância de dispersão nos secundários (não ideal). Em ambas as simulações é utilizado $f_o = 400$ Hz, $I_o = 33{,}33$ A e $V_o = 150$ V, sendo que para a simulação não ideal é considerado $L_{dY} = L_{d\Delta} = 36{,}9$ μH. Aplicando esses valores nas equações 2.97 e 2.98 encontra-se as tensões de bloqueio teóricas dos diodos $D_{1\Delta}$ e $D_{4\Delta}$ considerando as dispersões. O valor dessas tensões é mostrado nas equações 2.99 e 2.100, respectivamente.

$$v_{D1\Delta} = -v'_{ca\Delta} = -\sqrt{3}\left(\frac{\sqrt{3}\cdot 150}{3(2+\sqrt{3})} + 12\cdot 400\cdot 33{,}33\cdot 36{,}9\cdot 10^{-6}\right) = -29{,}9\ V \quad (2.99)$$

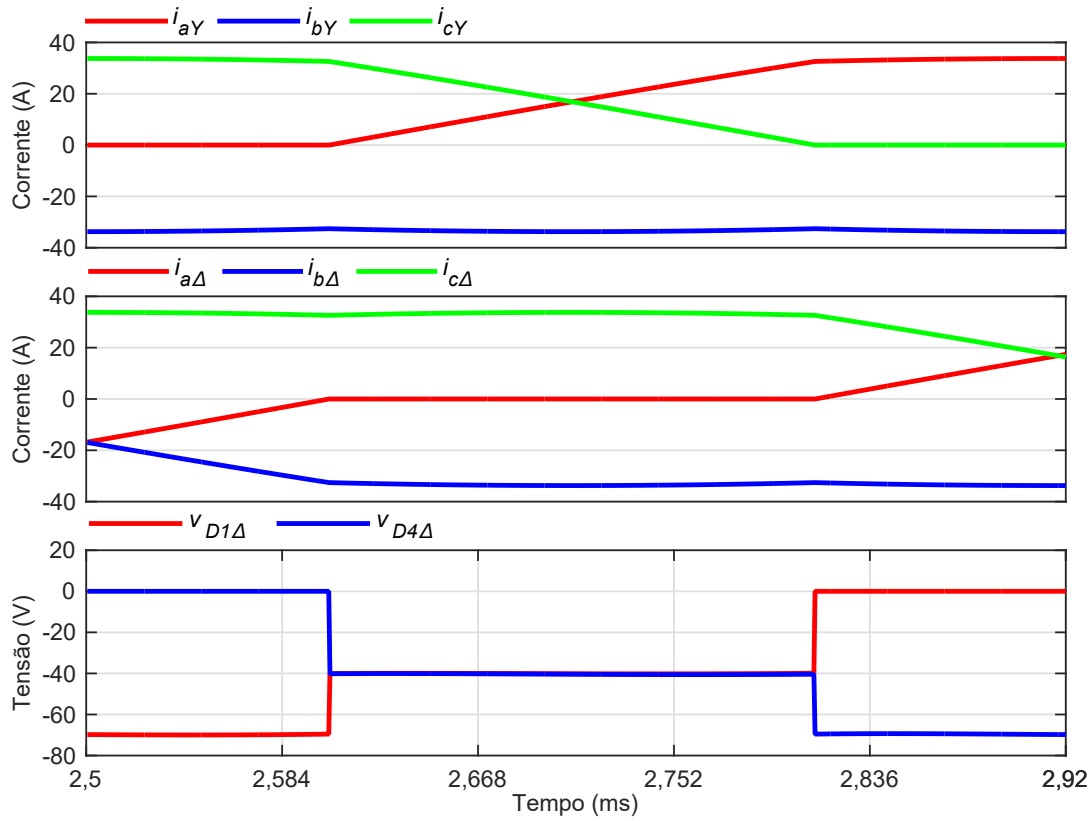
$$v_{D4\Delta} = -v'_{ab\Delta} = -\sqrt{3}\left(\frac{\sqrt{3}\cdot 150}{3(2+\sqrt{3})} - 12\cdot 400\cdot 33{,}33\cdot 36{,}9\cdot 10^{-6}\right) = -50{,}5\ V \quad (2.100)$$

A Figura 26 e a Figura 27 mostram a tensão de bloqueio dos diodos $D_{1\Delta}$ e $D_{4\Delta}$ para o caso ideal e para o não ideal, respectivamente, assim como as correntes de linha dos secundários dentro do intervalo de tempo onde é feita a análise teórica. Nota-se que no primeiro caso a tensões de bloqueio são iguais e valem $-V_{o\Delta}/2 = -40{,}2$ V. Já para o segundo caso $v_{D1\Delta} = -30{,}16$ V e $v_{D4\Delta} = -50{,}14$ V, que são valores condizentes com os obtidos de forma teórica.

Conforme o que é exposto, a tensão de bloqueio do diodo $D_{4\Delta}$ tende a ficar maior que $v_{o\Delta}/2$ a medida em que mais indutância de dispersão é adicionada ao secundário em Y, enquanto que a tensão de bloqueio do diodo $D_{1\Delta}$ tende a ficar menor que $v_{o\Delta}/2$. Considerando a ocorrência deste fenômeno junto com as oscilações de alta frequência associadas ao bloqueio dos diodos devido à existência de corrente de recuperação reversa e elementos parasitas indutivos e capacitivos no circuito real, existe uma maior possibilidade de que o diodo $D_{1\Delta}$ fique comutando a medida em que essas oscilações ocorrem, já que as mesmas podem ter amplitude o suficiente para levar a tensão de $D_{1\Delta}$ a zero. Essas comutações são indesejadas pois tendem a elevar as perdas no semicondutor.

Existe também a possibilidade de que as indutâncias de dispersão sejam elevadas o suficiente para reduzir a tensão de bloqueio de $D_{1\Delta}$ ao ponto de que este se mantenha em condução durante os 30°. Caso isso aconteça, este diodo passa a conduzir uma parcela da corrente do diodo $D_{3\Delta}$ na etapa analisada. No entanto, esse fenômeno não tende a gerar problemas de operação no retificador e elevação de perdas nos semicondutores, já que em outra etapa de operação a corrente circulante por $D_{1\Delta}$ será menor pelo fato de que um outro diodo estará conduzindo uma parcela desta corrente.

Figura 26: Tensão de bloqueio dos diodos $D_{1\Delta}$ e $D_{4\Delta}$ com o retificador 12 pulsos alimentado em corrente sem indutâncias de dispersão nos secundários



Fonte: produção do próprio autor.

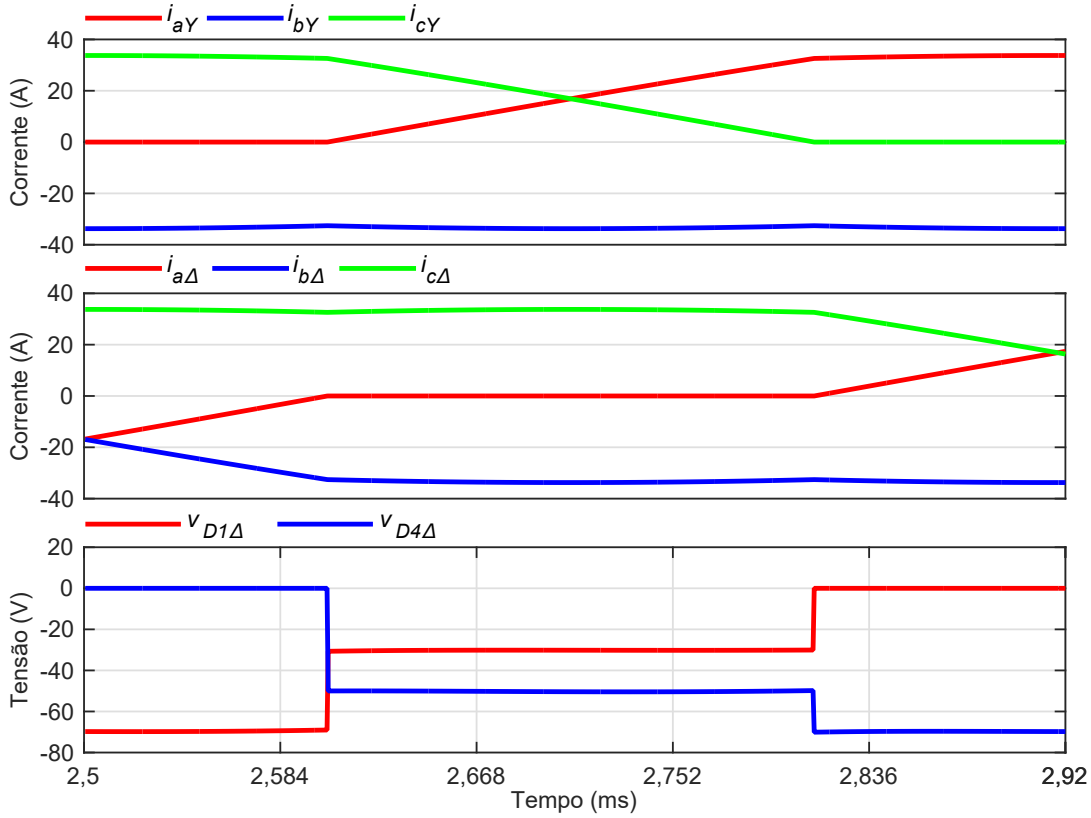
Concluindo a análise realizada, pode-se dizer que:

- a presença de dispersão no secundário em Y provoca tensões de bloqueio distintas sobre os diodos que estão conectados em série e estão simultaneamente bloqueados da ponte retificadora ligada ao secundário em Δ. De forma análoga, as dispersões no secundário em Δ provocam o mesmo fenômeno sobre os diodos das pontes retificadoras conectadas ao secundário em Y;

- as quedas de tensão provocadas pelas dispersões nos secundários permanecem constantes durante os 30° relativos a f_o, sendo que a cada 30° diferentes dispersões apresentam essas quedas de tensão;

- quanto maior for a dispersão, maior é a diferença entre as tensões dos diodos que estão bloqueados e em série de uma determinada ponte retificadora. Se a dispersão for muito elevada, um dos diodos pode comutar, principalmente quando as oscilações provocadas pela corrente de recuperação reversa dos diodos for considerável. Isso tende a elevar as perdas nesses semicondutores.

Figura 27: Tensão de bloqueio dos diodos $D_{1\Delta}$ e $D_{4\Delta}$ com o retificador 12 pulsos alimentado em corrente com indutâncias de dispersão nos secundários



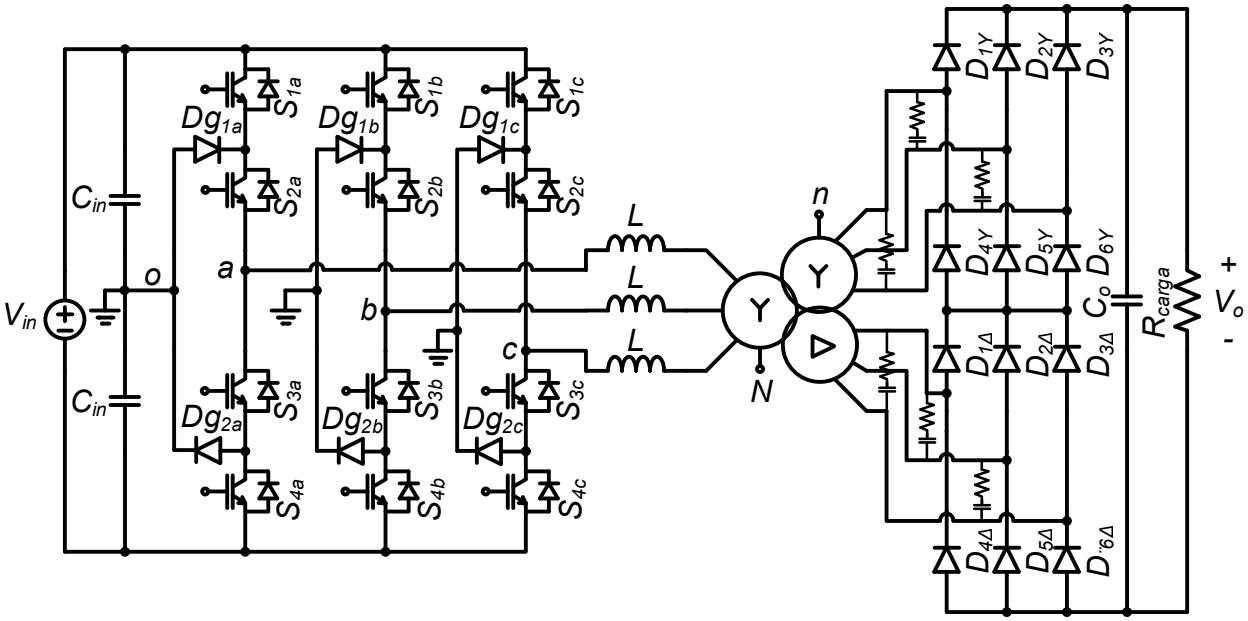
Fonte: produção do próprio autor.

2.3 Estrutura proposta

Tendo visto as características de funcionamento do inversor *NPC* três níveis trifásico e do retificador 12 pulsos alimentado com correntes senoidais, propõe-se uma topologia de conversor CC-CC através do acoplamento dessas duas estruturas, como mostra a Figura 28. A partir deste ponto, a topologia é denominada conversor *NPC* três níveis CC-CC baseado em retificador multipulsos alimentado em corrente (*TL-NPC DC-DC CFMR*, do inglês *Three-level NPC DC-DC based on Current Fed Multipulse Rectifier*).

A topologia inversora é responsável por gerar, junto com os indutores L e com um controle adequado, três correntes senoidais em média frequência de mesma amplitude e com defasagem de 120° entre si. Essas correntes alimentam o retificador 12 pulsos com primário conectado em Y e com as pontes retificadoras de 6 pulsos conectadas em série, de forma a garantir na sua saída uma corrente retificada com baixa ondulação cujo valor médio é proporcional à amplitude das correntes senoidais na sua entrada e à relação de espiras do transformador. Na saída do retificador ainda é acoplado um filtro capacitivo para dar a característica de fonte de tensão com baixa ondulação ao estágio de saída da

Figura 28: Topologia do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*



Fonte: produção do próprio autor.

topologia proposta.

Considerando que o retificador 12 pulsos é alimentado com correntes senoidais, que existem indutâncias de dispersão no transformador defasador e que os diodos das pontes retificadoras possuem capacitância de junção e podem ter corrente de recuperação reversa, a utilização de apenas um capacitor na saída do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* não é capaz de garantir o grampeamento das tensões de bloqueio desses diodos em níveis bem definidos e seguros. Este problema poderia ser resolvido com a adição de capacitâncias individuais na saída de cada ponte retificadora, no entanto, como foi mostrado na seção 2.2, a tensão nessas saídas apresenta dv/dt elevado, podendo gerar ressonâncias danosas e que descaracterizariam o funcionamento do conversor. Desta forma, a estrutura apresentada neste trabalho possui circuitos de auxílio à comutação nas entradas das pontes retificadoras para amortecer as sobretensões existentes sobre os semicondutores do retificador 12 pulsos. Devido à complexidade existente na definição dos elementos indutivos e capacitivos que interagem para gerar essas sobretensões, o projeto dos circuitos de auxílio à comutação ainda é prematuro e não terá foco neste trabalho, ficando seu estudo mais detalhado como trabalho futuro.

De maneira geral, a estrutura do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* apresenta as seguintes características:

- entrada e saída com característica de fonte de tensão;

- pode ser configurada como abaixadora ou elevadora de tensão;
- estágio inversor com característica multinível (três níveis);
- estágio retificador com característica multipulsos (12 pulsos);
- acoplamento com característica de fonte de corrente entre estágio inversor e retificador;
- apresenta isolação galvânica através do transformador da topologia retificadora;
- devido à possibilidade de bloqueio de todos os interruptores do *NPC* ao mesmo tempo, o conversor apresenta capacidade de interrupção de curto-circuito tanto do lado em CA quanto do lados em CC.

As análises das topologias inversora e retificadora alimentada em corrente foram feitas, de forma separada, nas seções 2.1 e 2.2, repectivamente, onde suas características foram abordadas detalhadamente. A partir de agora serão estudadas as especificidades do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, começando pelo tipo de modulação aplicada ao estágio inversor. Em seguida é mostrada a característica de ganho estático da estrutura e metodologias de projeto dos elementos passivos que compõem a mesma. Na sequência é apresentada a análise de perdas nos semicondutores de potência.

2.3.1 Modulação *PWM* senoidal com simetria de um quarto de onda

Na literatura existem diversas técnicas de modulação aplicáveis ao inversor *NPC* três níveis trifásico, cada uma fornecendo diferentes características em relação às tensões de fase e linha sintetizadas, à utilização do barramento CC, à ondulação das tensões nos capacitores que dividem o barramento CC, entre outras.

(FRANQUELO, 2008) categoriza os tipos de modulações aplicadas a conversores multiníveis em dois principais grupos: algoritmos baseados em espaço vetorial e algoritmos baseados em nível de tensão. O primeiro grupo engloba os diferentes tipos de modulação via espaço vetorial (*Space Vector Modulation - SVM*), onde os possíveis estados de comutação do conversor são analisados como vetores e esses vetores são escolhidos através algoritmos que potencializam alguma característica do inversor desejada pelo projetista. Já o segundo grupo engloba os seguintes tipos de modulação: eliminação seletiva de harmônicos (baixa frequência de comutação), controle por nível de tensão mais próximo (baixa frequência de comutação), modulações híbridas (alta e baixa frequência de comutação simultaneamente) e modulações por largura de pulso (*PWM*) (alta frequência de comutação).

Neste trabalho o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* é estruturado para operar com um tipo de modulação *PWM* pelo fato de que essas modulações proporcionam a sintetização de tensões de fase e linha cujos componentes harmônicos de maior amplitude possuem elevada frequência (em torno da frequência de comutação e seus múltiplos), o que permite a utilização de filtros de saída menos volumosos e com menores perdas nos elementos magnéticos. Sendo assim, é feita uma abordagem um pouco mais detalhada em relação às modulações desse tipo. No entanto, pelo fato de as modulações em baixa frequência reduzirem consideravelmente as perdas de comutação dos semicondutores, o que é uma característica importante quando se trata de aplicações de elevada potência, deixa-se em aberto, para possíveis trabalhos futuros, a utilização desse tipo de modulação para o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*.

Diferentes tipos de modulação *PWM* podem ser aplicados ao conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*. Em (TRIPATHI, 2015; JR.; BARBI, 2011) são propostas estratégias para topologias similares em que a frequência fundamental da corrente de cada fase da estrutura inversora é igual à frequência de comutação, o que proporciona a possibilidade de redução de volume dos elementos magnéticos conectados à saída do *NPC*. Uma maneira de reduzir as perdas no transformador é através da imposição de tensões e correntes com formato próximo de uma senoide, a exemplo do que é feito em acionamento de máquinas elétricas, sem elevar em demasia a frequência de comutação do inversor para não reduzir o rendimento do mesmo.

Neste trabalho é proposto modular as tensões de saída do inversor *NPC* utilizando uma modulação *PWM* senoidal, onde a frequência da componente fundamental dessas tensões pode ser definida dentro de um intervalo onde não é alta o bastante para provocar elevados esforços sobre as isolações dos magnéticos e não é muito baixa a ponto de tornar esses componentes muito volumosos, sendo denominada de média frequência.

Utilizando esse tipo de modulação em malha fechada para realizar o controle das correntes de saída do inversor, de forma que essas correntes sejam senoidais e apresentem uma componente fundamental em média frequência e baixa ondulação na frequência de chaveamento, garante-se que as tensões aplicadas sobre os enrolamentos do transformador do retificador multipulsos considerado na topologia proposta tenham a característica multinível apresentada nas análises da seção 2.2, fazendo com que as perdas no núcleo do transformador sejam reduzidas por serem provocadas principalmente pela componente em média frequência e não em alta frequência. Além disso, derivadas de tensão muito bruscas nos enrolamentos são evitadas, o que ajuda na manutenção da isolação dos condutores do elemento magnético.

Dentro das modulações senoidais por largura de pulso mais tradicionais empregadas para o *NPC* três níveis cita-se duas: modulação com portadoras dispostas em fase e modulação com portadoras dispostas em oposição de fase. Em ambas as modulações são

utilizadas duas portadoras deslocadas em amplitude e uma moduladora senoidal por fase deslocadas de 120° entre si, sendo que os sinais de comando dos interruptores S_{1x} e S_{3x} são definidos de forma complementar entre si pela comparação da moduladora da fase *x* (v_{mod_x}) com a portadora superior (v_{port_U}), enquanto que o comando dos interruptores S_{2x} e S_{4x} são definidos de forma complementar entre si pela comparação da moduladora da fase *x* com a portadora inferior (v_{port_L}). Para ambas as modulações a frequência da tensão de saída do inversor é igual à frequência de comutação dos interruptores e a lógica de comando é mostrada na equação 2.101, onde 1 representa interruptor conduzindo e 0 interruptor bloqueado:

$$\begin{aligned} v_{mod_x} > v_{port_U} &\rightarrow S_{1x} = 1 \; e \; S_{3x} = 0 \\ v_{mod_x} < v_{port_U} &\rightarrow S_{1x} = 0 \; e \; S_{3x} = 1 \\ v_{mod_x} > v_{port_L} &\rightarrow S_{2x} = 1 \; e \; S_{4x} = 0 \\ v_{mod_x} < v_{port_L} &\rightarrow S_{2x} = 0 \; e \; S_{4x} = 1 \end{aligned} \tag{2.101}$$

Define-se aqui a grandeza m_a, denominada de índice de modulação, que quantifica a razão entre a amplitude de uma moduladora (V_{mod}) e a amplitude da portadora superior (V_{port}), como mostra a equação 2.102.

$$m_a = \frac{V_{mod}}{V_{port}} \tag{2.102}$$

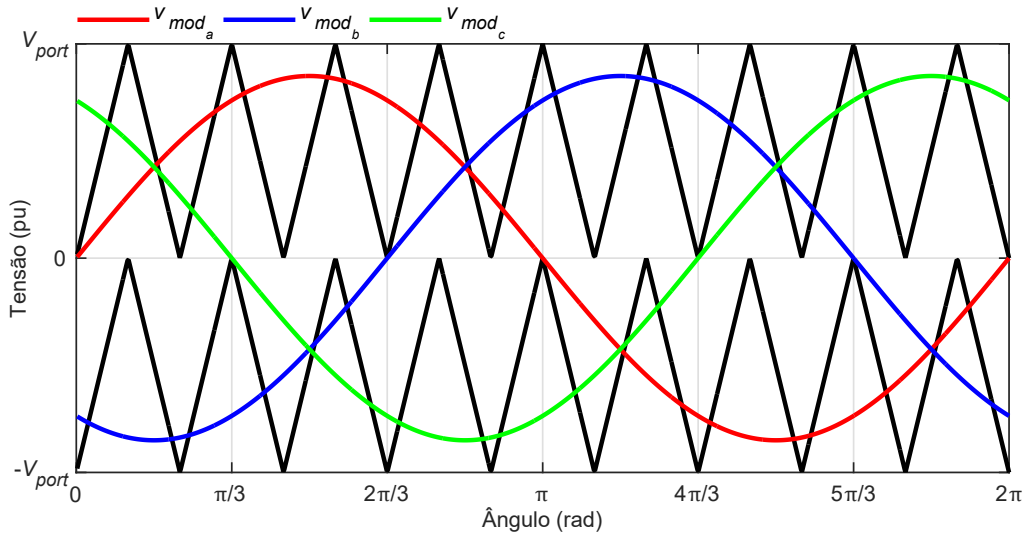
As principais características das modulações com portadoras dispostas em fase e com portadoras dispostas em oposição de fase são descritas a seguir, onde *E* é o valor da tensão total do barramento CC de entrada do *NPC*. Além disso, são consideradas frequências de portadora e moduladora de forma que cada modulação possa fornecer uma tensão de saída com o menor conteúdo harmônico possível:

- **Modulação com portadoras dispostas em fase**

  Neste tipo de modulação as duas portadoras estão em fase como mostra a Figura 29, onde as portadoras possuem 18 kHz, as moduladoras 2 kHz e o índice de modulação é $0{,}85$. O harmônico mais significativo das tensões de fase em relação ao ponto médio do barramento CC aparece concentrado na frequência da portadora, sendo que esse componente harmônico não aparece nas tensões de linha. Além disso, essa modulação garante que as tensões sintetizadas possuam apenas harmônicos ímpares desde que a razão entre a frequência da portadora e da moduladora seja um número inteiro e ímpar (CALAIS, 2001).

  Na Figura 30 são apresentadas as tensões da fase *a* em relação ao ponto *o* e a tensão de linha *ab* obtidas através do simulador de circuitos PSIM®. Nota-se que

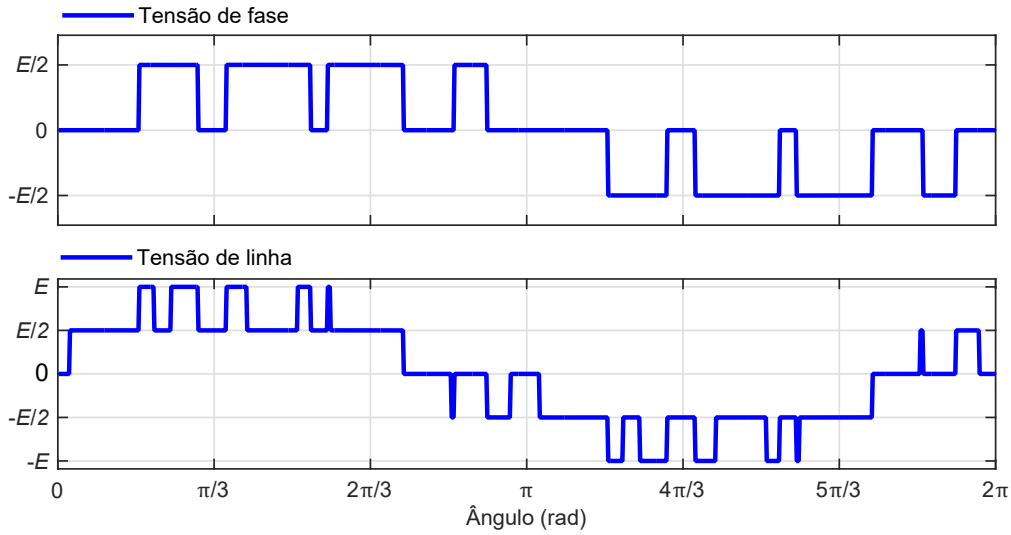
Figura 29: Modulação com portadoras dispostas em fase, tensão de fase e tensão de linha geradas



Fonte: produção do próprio autor.

ambas as tensões são simétricas em relação ao eixo *x*, o que provoca o aparecimento apenas de harmônicos ímpares. Isso ocorre justamente porque a razão entre a frequência das portadoras e das moduladoras é ímpar. No entanto, as duas grandezas não possuem simetria de um quarto de onda, não otimizando a redução de amplitude desses harmônicos. A taxa de distorção harmônica resultante da tensão de fase é de $69{,}1\%$ e da tensão de linha de $40{,}2\%$.

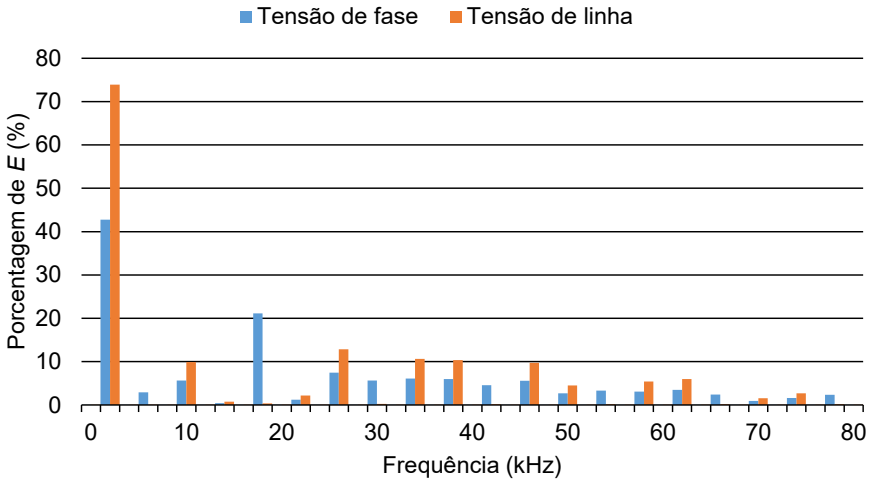
Figura 30: Tensão de fase e tensão de linha geradas a partir da modulação com portadoras dispostas em fase



Fonte: produção do próprio autor.

Na Figura 31 é apresentado o espectro harmônico da tensão da fase *a* em relação ao ponto *o* e da tensão de linha *ab* com a modulação em questão. É possível notar que o componente harmônico na frequência da portadora se anulou no espectro da tensão de linha. Sendo assim, esta modulação concentra energia de forma significativa nos componentes harmônicos que se cancelam quando vistos pelas tensões de linha, como já foi mostrado por (MCGRATH; HOLMES, 2002).

Figura 31: Espectro da tensão de fase e da tensão de linha com modulação com portadoras dispostas em fase



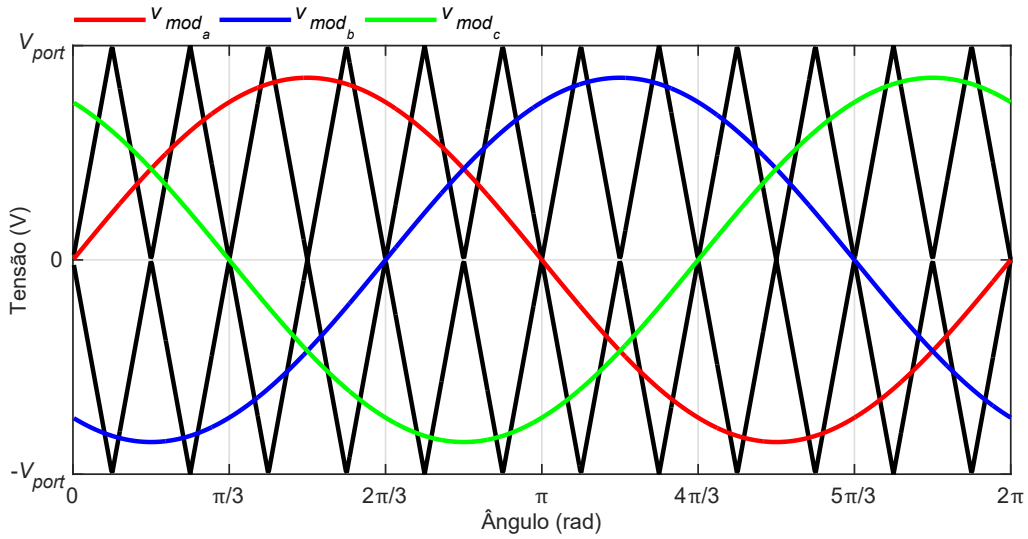
Fonte: produção do próprio autor.

- **Modulação com portadoras dispostas em oposição de fase**

  Neste tipo de modulação as duas portadoras estão defasadas $180°$ entre si como mostra a Figura 32, onde as portadoras possuem 24 kHz, as moduladoras 2 kHz e o índice de modulação é $0{,}85$. Os componentes harmônicos mais significativos das tensões de fase em relação ao ponto médio do barramento CC e das tensões de linha aparecem em torno da frequência da portadora, sendo que nesta frequência a amplitude do componente harmônico é nula. Desta forma, pode-se entender que a energia dos componentes harmônicos na frequência de chaveamento e nos seus múltiplos acaba sendo distribuída ao longo dos componentes presentes nas suas respectivas bandas laterais. Além disso, essa estratégia garante que as tensões geradas tenham simetria de um quarto de onda desde que a razão entre a frequência da portadora e da moduladora seja um número par (CALAIS, 2001) e múltiplo de três.

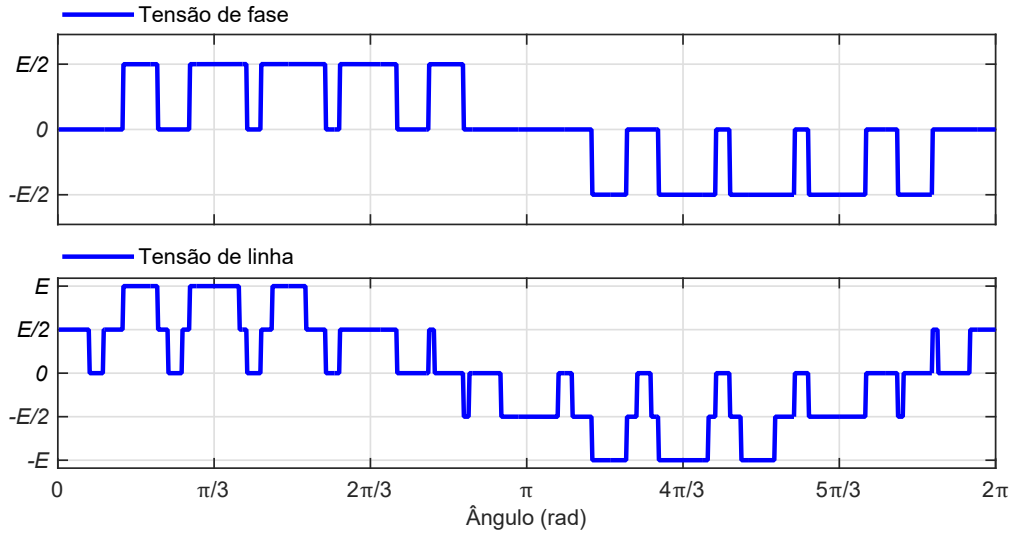
  Na Figura 33 são apresentadas as tensões da fase *a* em relação ao ponto *o* e a tensão de linha *ab*. Nota-se que ambas as tensões apresentam simetria de um quarto de onda, o que provoca o desaparecimento dos harmônicos pares e a redução dos harmônicos ímpares. Isso ocorre justamente porque a razão entre a frequência das portadoras e das moduladoras é um valor par múltiplo de três.

Figura 32: Modulação com portadoras dispostas em oposição de fase



Fonte: produção do próprio autor.

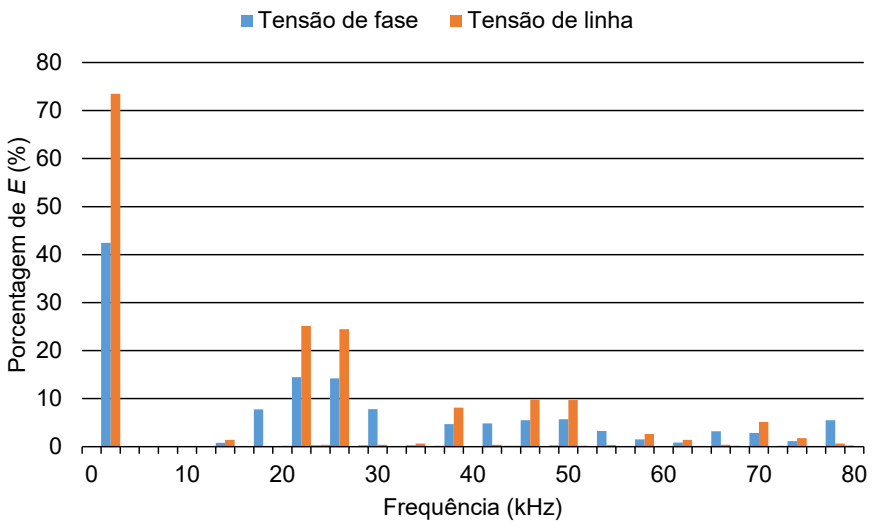
Figura 33: Tensão de fase e tensão de linha geradas a partir da modulação com portadoras dispostas em oposição de fase



Fonte: produção do próprio autor.

Na Figura 34 é apresentado o espectro harmônico da tensão da fase *a* em relação ao ponto *o* e da tensão de linha *ab* com a modulação em questão. É possível notar que o componente harmônico na frequência da portadora é nulo para as duas tensões analisadas, no entanto os componentes das bandas laterais tendem a apresentar maiores amplitudes em relação à modulação com as portadoras dispostas em fase. A taxa de distorção harmônica resultante da tensão de fase é de $69{,}3\%$ e da tensão de linha de $58{,}9\%$.

Figura 34: Espectro da tensão de fase e da tensão de linha com modulação com portadoras dispostas em oposição de fase



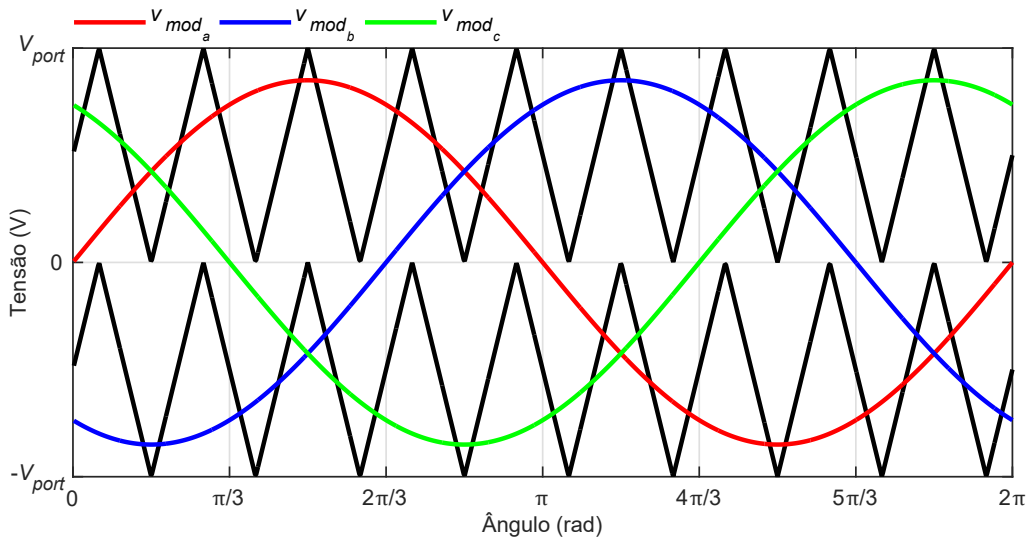
Fonte: produção do próprio autor.

Como a estrutura inversora considerada neste trabalho não possui o ponto médio do barramento CC conectado no ponto médio da carga (ponto *N*), torna-se interessante utilizar a modulação com portadoras dispostas em fase para eliminar o componente harmônico na frequência da portadora referente às tensões de linha geradas pelo inversor, já que essas são as tensões que efetivamente são aplicadas à carga a três fios.

Dentro da modulação com portadoras dispostas em fase existe uma variação que pode ser feita para reduzir o conteúdo harmônico das tensões geradas em relação à estratégia convencional (NOVAES, 2000). Essa variação consiste em adiantar as duas portadoras em $90°$ em relação à moduladora da fase *a*, como mostra a Figura 35, onde as portadoras possuem 18 kHz, as moduladoras 2 kHz e o índice de modulação é $0{,}85$. É interessante notar que, mesmo com condições iguais em relação à simulação feita com a estratégia convencional, as tensões geradas, mostradas na Figura 36, agora apresentam simetria de um quarto de onda, eliminando harmônicos pares e reduzindo a amplitude dos harmônicos ímpares em relação à modulação clássica. Para manter essa característica a

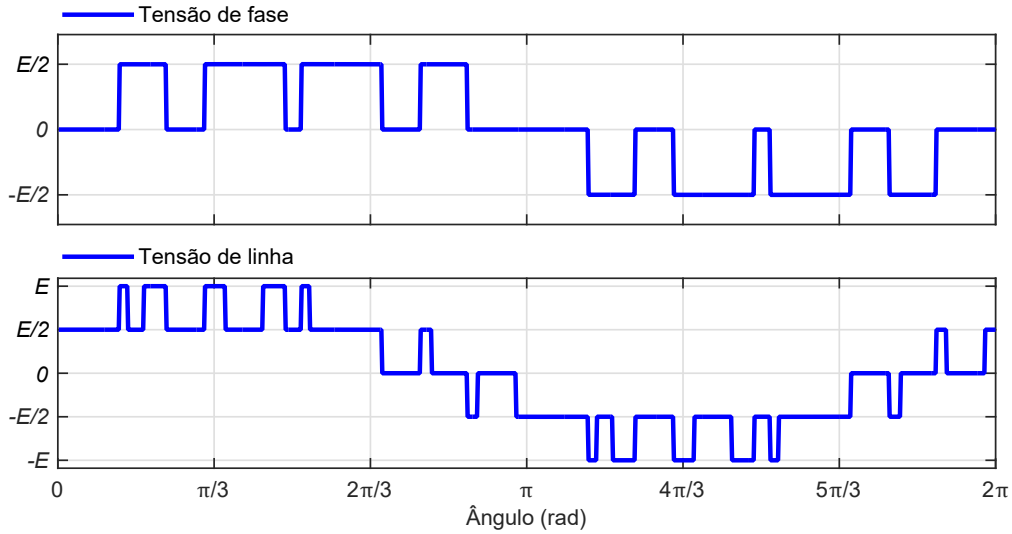
razão entre a frequência das portadoras e das moduladoras deve ser ímpar, caso contrário as tensões geradas deixam de ter simetria par e harmônicos pares aparecem no espectro das mesmas.

Figura 35: Modulação com portadoras dispostas em fase com simetria de um quarto de onda



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 36: Tensão de fase e tensão de linha geradas a partir da modulação com portadoras dispostas em fase com simetria de um quarto de onda

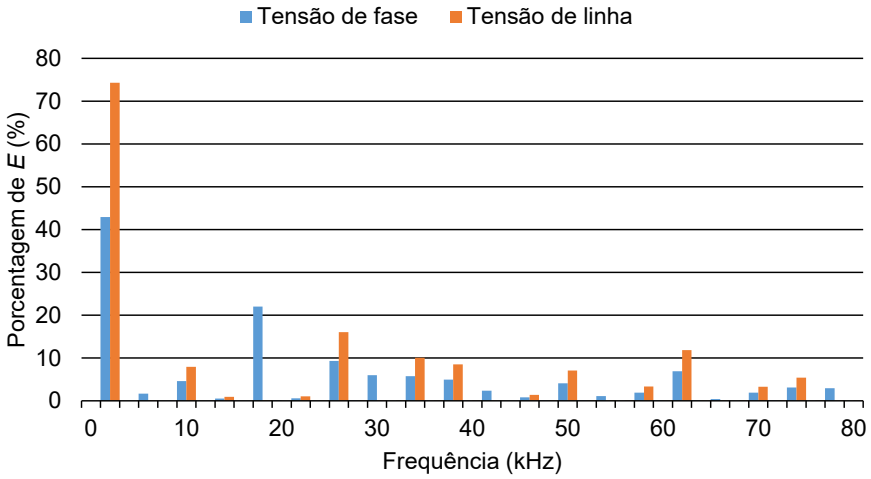


Fonte: produção do próprio autor.

Na Figura 37 é apresentado o espectro harmônico da tensão da fase *a* em relação ao ponto *o* e da tensão de linha *ab* com a modulação em questão. É possível notar que

o componente harmônico na frequência da portadora se anulou no espectro da tensão de linha e que os componentes harmônicos de menor ordem possuem menor amplitude em relação aos harmônicos gerados pela estratégia convencional, resultando em uma taxa de distorção harmônica de $69{,}1\%$ para a tensão de fase e $41{,}4\%$ para a tensão de linha.

Figura 37: Espectro da tensão de fase e da tensão de linha com modulação com portadoras dispostas em fase e com simetria de um quarto de onda



Fonte: produção do próprio autor.

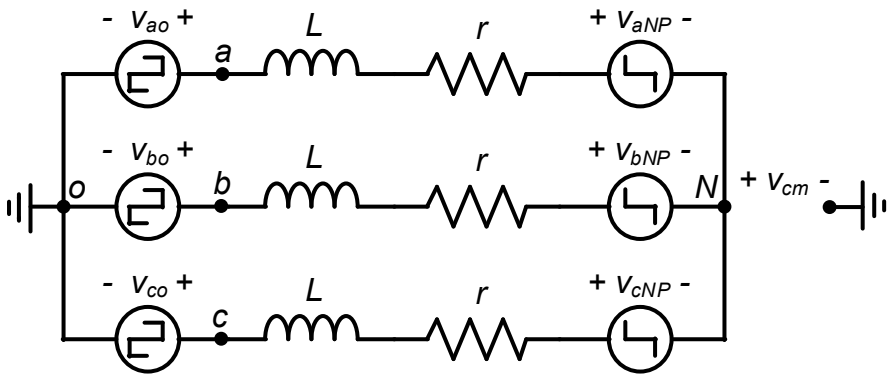
Considerando as análises das modulações *PWM* senoidais feitas, optou-se por utilizar a modulação com portadoras dispostas em fase com simetria de um quarto de onda para a estrutura inversora que compõe o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, sendo que, em malha fechada, as tensões sintetizadas pelo inversor a partir desta modulação devem ser capazes de proporcionar correntes senoidais controladas com componente fundamental em média frequência para alimentar o estágio retificador.

Uma grandeza importante a ser analisada é a tensão de modo comum (v_{cm}), que é definida pela diferença de potencial existente entres os pontos *N* e *o*. Através de uma análise por superposição do circuito simplificado do primário do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, mostrado na Figura 38, é possível verificar que a tensão de modo comum é descrita pela equação 2.103, já que o somatório das tensões dos enrolamentos do primário do transformador é nulo.

$$v_{cm} = \frac{v_{ao} + v_{bo} + v_{co}}{3} \tag{2.103}$$

Geralmente em aplicações práticas, por questões de segurança, alguns elementos do circuito de potência são aterrados, como dissipadores e transformadores. Dessa forma, surgem capacitâncias intrínsecas entre os pontos *N* e *o*. Quando tensões de modo comum com elevada frequência e variações bruscas de amplitude são aplicadas sobre essas ca-

Figura 38: Circuito utilizado para definir a expressão de tensão de modo comum



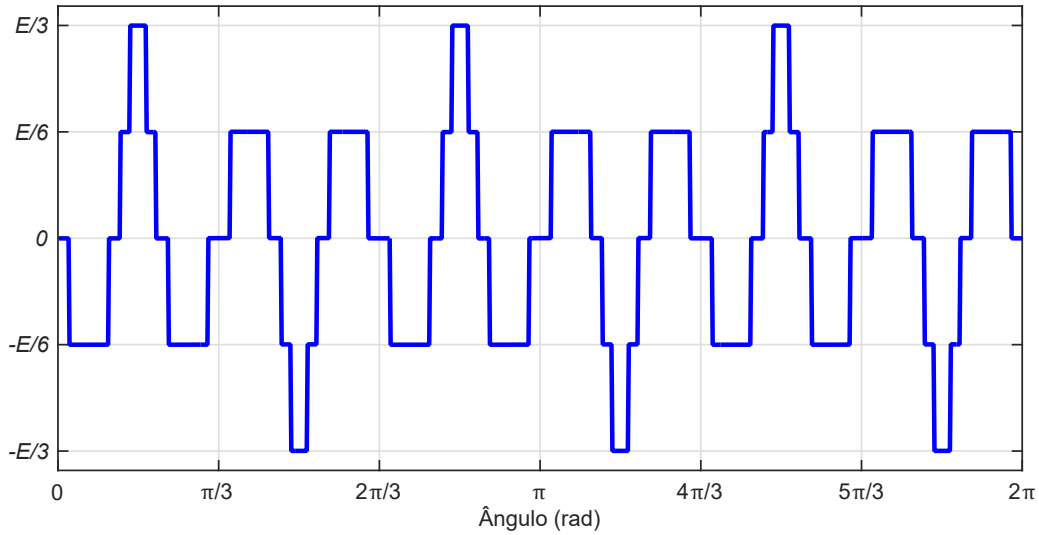
Fonte: produção do próprio autor.

pacitâncias ocorre a circulação de correntes indesejadas pelo sistema de potência. Como essas correntes também apresentam elevada frequência, as mesmas podem provocar interferência eletromagnética em circuitos próximos e redução da vida útil da isolação de alguns componentes.

A Figura 39 mostra a forma de onda da tensão de modo comum gerada através da modulação com portadoras dispostas em fase com simetria de um quarto de onda. Nota-se que a forma de onda possui uma frequência fundamental três vezes maior do que a frequência das moduladoras e que a mesma acompanha a variação das tensões geradas pelo inversor, apresentando componentes harmônicos em alta frequência, sendo que o componente na frequência de chaveamento possui uma amplitude considerável, como mostra a Figura 40, que mostra o espectro harmônico da tensão de modo comum gerada.

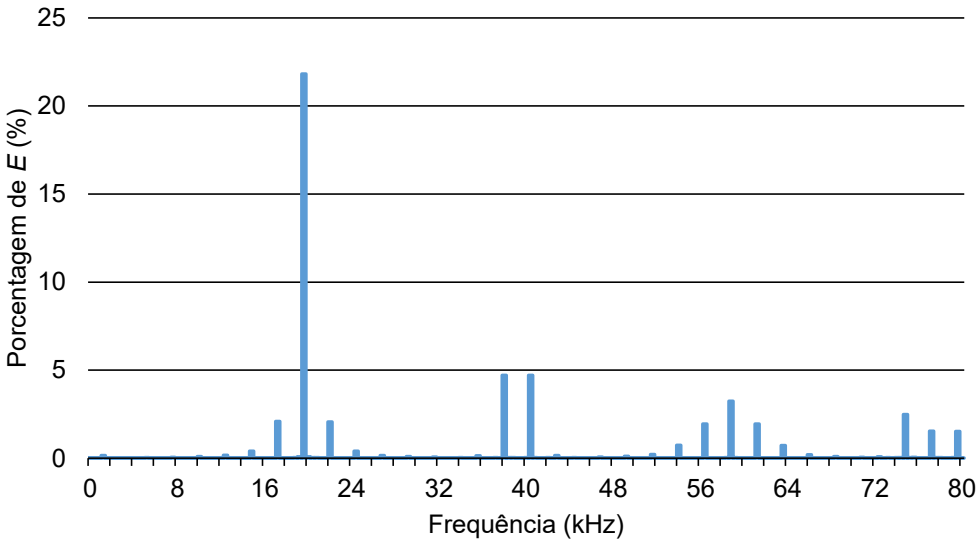
A escolha da modulação *PWM* neste trabalho não é focada em redução da tensão de modo comum, no entanto são conhecidas as implicações danosas que as elevadas variações desta tensão trazem para a isolação do transformador. É possível a utilização de outras modulações (modulação vetorial, por exemplo) capazes de reduzir a tensão de modo comum sem prejudicar a qualidade das correntes geradas pelo inversor. Desta forma, como as tensões nos enrolamentos do transformador não dependem da tensão de modo comum, ainda assim é possível garantir formas de onda de tensão com reduzida quantidade de variações bruscas sobre os enrolamentos do elemento magnético.

Figura 39: Tensão de modo comum gerada a partir da modulação PD com simetria de um quarto de onda



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 40: Espectro da tensão de modo comum com modulação com portadoras dispostas em fase e com simetria de um quarto de onda



Fonte: produção do próprio autor.

2.3.2 Ganho estático de tensão

A obtenção da característica de ganho estático de tensão (M_{VDC}) do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* pode ser feita partindo-se da relação existente entre a potência ativa consumida pela carga acoplada na saída do conversor (P_o) e a potência ativa fornecida pela fonte de entrada (P_i). Essa relação de potências é apresentada na equação 2.104 e mostra que a potência de entrada é igual a potência de saída mais as perdas inerentes ao conversor, representadas pelo rendimento η, que varia de 0 a 1.

$$P_i = \frac{P_o}{\eta} \tag{2.104}$$

Considerando que haja transferência de potência ativa da estrutura inversora para a estrutura retificadora apenas através da componente fundamental ω_o e que as correntes e tensões das três fases do inversor sejam equilibradas, a equação 2.104 pode ser reescrita como a equação 2.105, onde V_p é amplitude da componente fundamental das tensões de fase em relação ao ponto *o* geradas pelo inversor e ϕ é o ângulo de defasagem existente entre as componentes fundamentais dessas tensões e as suas respectivas correntes de fase.

$$\frac{3}{2} V_p I_p \cos(\phi) = \frac{V_o I_o}{\eta} \tag{2.105}$$

A amplitude da componente fundamental das tensões de fase em relação ao ponto *o* proporcionadas pelo inversor, quando geradas através da modulação com portadoras deslocadas em fase com simetria de um quarto de onda, podem ser aproximadas pela equação 2.106, onde *E* é a tensão total do barramento de entrada e m_a é o índice de modulação.

$$V_p = \frac{E m_a}{2} \tag{2.106}$$

A corrente média de saída do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* é obtida na seção 2.2 e a expressão que define a sua amplitude é mostrada novamente na equação 2.107. Esta é a corrente que efetivamente circula pela carga, considerando que o filtro capacitivo em paralelo com a mesma filtre grande parte dos componentes harmônicos presentes na corrente fornecida pelo retificador 12 pulsos.

$$I_o = \frac{3\sqrt{6}(\sqrt{3}-1) n_{12} I_p}{\pi(2+\sqrt{3})} \tag{2.107}$$

Substituindo as equações 2.106 e 2.107 em 2.105, chega-se à equação 2.108.

$$\frac{3}{2}\frac{Em_a}{2}I_p\cos(\phi) = \frac{3\sqrt{6}(\sqrt{3}-1)n_{12}I_pV_o}{\pi(2+\sqrt{3})\eta} \tag{2.108}$$

Rearranjando a equação 2.108 obtém-se a expressão final que define o ganho estático do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, mostrada em 2.109.

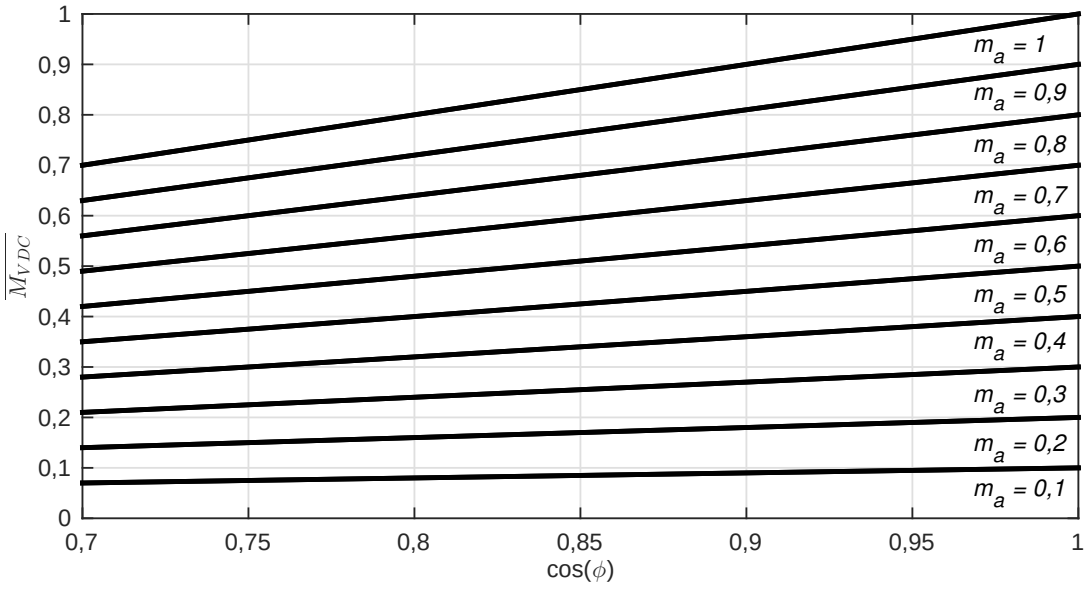
$$M_{VDC} = \frac{V_o}{E} = \frac{(2+\sqrt{3})\sqrt{6}\pi}{24(\sqrt{3}-1)} \cdot \frac{m_a\cos(\phi)\eta}{n_{12}} \tag{2.109}$$

O ganho estático do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* varia com o índice de modulação, o rendimento do conversor, o fator de deslocamento (cos(ϕ), sendo phi o ângulo de defasagem entre o componente fundamental das tensões de fase em relação ao ponto *o* geradas pelo inversor e a corrente de suas respectivas fases) e a relação de espiras do transformador que forma o retificador 12 pulsos.

Considerando que o rendimento do conversor e a relação de espiras do transformador sejam constantes, cria-se o ganho estático normalizado $\overline{M_{VDC}}$, que é definido pela equação 2.110. A Figura 41 apresenta o ábaco que relaciona o ganho estático normalizado com a variação do $\cos(\phi)$ para diferentes valores de m_a.

$$\overline{M_{VDC}} = \frac{24(\sqrt{3}-1)n_{12}}{(2+\sqrt{3})\sqrt{6}\pi\eta}\frac{V_o}{E} = m_a\cos(\phi) \tag{2.110}$$

Figura 41: Ábaco de $\overline{M_{VDC}}$ por $\cos(\phi)$ para diferentes valores de m_a



Fonte: produção do próprio autor.

Nota-se que a redução do $\cos(\phi)$, que pode ocorrer devido a um aumento de potência ativa fornecida pela fonte de entrada do conversor, provoca uma redução da tensão de saída V_o, considerando que todas as outras variáveis não se alterem. Em outras palavras, o aumento de potência ativa é acompanhado da elevação das correntes que circulam pelas três fases, provocando maiores quedas de tensão nos indutores L, que são considerados constantes, o que resulta na redução da tensão de saída V_o. A correção do nível desta tensão pode ser feita através da atuação no índice de modulação m_a.

2.3.3 Dimensionamento da indutância entre os estágios inversor e retificador

Como foi mencionado na seção 2.2, a característica de fonte corrente senoidal existente entre as estruturas inversora e retificadora é obtida através da adição de indutores em cada uma das fases (L). Estes, junto de um controle de corrente adequado, são capazes de armazenar a energia magnética necessária para dar o formato senoidal às correntes de cada fase. Por um outro ponto de vista, os indutores atuam como filtros passa baixas para essas correntes, criando um caminho de alta impedância para os componentes harmônicos de elevada frequência que surgem devido à forma de funcionamento do retificador 12 pulsos e do inversor.

A característica dos indutores de apresentarem alta impedância para elevadas frequências faz com que os enrolamentos do primário do transformador não fiquem sujeitos aos componentes harmônicos de alta ordem das tensões geradas pelo inversor, já que estes acabam incidindo majoritariamente sobre os indutores. Desta forma, a maior parte das variações bruscas de tensão aparecem sobre estes elementos magnéticos e não no transformador, transferindo parte dos esforços que seriam aplicados na isolação dos enrolamentos do transformador para os enrolamentos dos indutores.

Considerando aplicações de média tensão e alta potência, transformadores tendem a ter capacitâncias parasitas elevadas (maiores do que os indutores) para garantir isolação adequada entre as espiras de cada enrolamento e entre os próprios enrolamentos. Sendo assim, a fim de reduzir picos e ondulações de corrente indesejadas, torna-se importante diminuir a quantidade de variações bruscas de tensão aplicadas sobre este elemento magnético (TRIPATHI, 2015).

A indutância característica desses indutores tem influência direta na defasagem existente entre o componente fundamental das tensões de fase em relação ao ponto *o* geradas pelo inversor e o componente fundamental das suas respectivas correntes de fase (ângulo ϕ). Outra grandeza dependente do valor da indutância é a ondulação das correntes de fase dentro de um período de chaveamento (Δi). Quanto maior a indutância, menor é essa ondulação e, consequentemente, menor é a DHT das correntes de fase, porém maior

é o ângulo ϕ, o que tende a elevar a potência reativa processada pelo inversor e a reduzir a tensão de saída do conversor V_o. Essa redução tem que ser compensada através da relação de espiras do transformador e/ou do índice de modulação m_a.

Aqui é mostrado um possível procedimento para a determinação da indutância em questão, onde primeiramente essa indutância é definida a partir do máximo ângulo ϕ aceitável pelo projetista e, em seguida, verifica-se se a indutância escolhida atende o requisito de máxima ondulação em alta frequência que as correntes de cada fase podem ter.

Inicialmente será definida a indutância a partir o máximo ângulo ϕ aceitável. Analisando a tensão da fase *a* em relação ao ponto *N* que aparece no primário do transformador do retificador 12 pulsos (V_{aNP}) quando este é alimentado com fontes de correntes senoidais trifásicas, percebe-se que a mesma está em fase com a corrente da fase *a* do primário e é formada por doze degraus de tensão ao longo de um período relativo à frequência ω_o. Além disso, sua forma de onda possui simetria de um quarto de onda, de modo que é possível definir o módulo da amplitude de todos os degraus dentro de um intervalo de 90°, como mostra a equação 2.111.

$$\begin{aligned}
&0 \leq \omega_o t \leq \frac{\pi}{12} \rightarrow v_{aNP}(\omega_o t) = 0 \\
&\frac{\pi}{12} \leq \omega_o t \leq \frac{\pi}{4} \rightarrow v_{aNP}(\omega_o t) = \frac{\sqrt{3} V_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} \\
&\frac{\pi}{4} \leq \omega_o t \leq \frac{5\pi}{12} \rightarrow v_{aNP}(\omega_o t) = \frac{V_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} \\
&\frac{5\pi}{12} \leq \omega_o t \leq \frac{\pi}{2} \rightarrow v_{aNP}(\omega_o t) = \frac{2\sqrt{3} V_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})}
\end{aligned} \tag{2.111}$$

Devido a sua simetria de um quarto de onda, a tensão $v_{aNP}(\omega_o t)$ pode ser decomposta em sua série de Fourier de acordo com a equação 2.112, onde n é um número natural e ímpar e representa a ordem do harmônico que compõe a forma de onda em questão.

$$v_{aNP}(\omega_o t) = \sum_{n=1}^{\infty} b_n sen(n\omega_o t) \tag{2.112}$$

Onde

$$b_n = \frac{4}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{2}} v_{aNP}(\omega_o t) sen(n\omega_o t) d(\omega_o t) \tag{2.113}$$

A partir da equação 2.113 é possível obter a amplitude do componente fundamental

($n = 1$) que forma a tensão $v_{aNP}(\omega_o t)$, como mostra a equação 2.114.

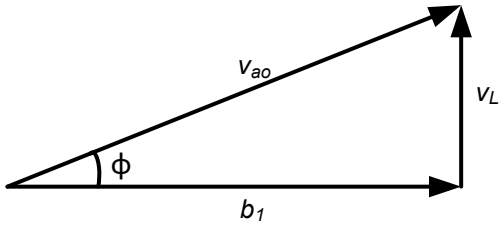
$$\begin{aligned} b_1 = \frac{4}{\pi}\Bigg[& \int_0^{\frac{\pi}{12}} 0 sen(\omega_o t) d(\omega_o t) + \\ & \int_{\frac{\pi}{12}}^{\frac{\pi}{4}} \frac{\sqrt{3} V_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} sen(\omega_o t) d(\omega_o t) + \\ & \int_{\frac{\pi}{4}}^{\frac{5\pi}{12}} \frac{V_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} sen(\omega_o t) d(\omega_o t) + \\ & \int_{\frac{5\pi}{12}}^{\frac{\pi}{2}} \frac{2\sqrt{3} V_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} sen(\omega_o t) d(\omega_o t) \Bigg] \end{aligned} \tag{2.114}$$

Resolvendo a equação 2.114 chega-se a expressão 2.115, que define a amplitude do componente fundamental da tensão v_{aNP}.

$$b_1 = \frac{6\sqrt{2}(\sqrt{3}+1)}{12+7\sqrt{3}} \frac{V_o n_{12}}{\pi} \tag{2.115}$$

Foi visto na seção 2.2 que a tensão v_{aNP} e a corrente i_a não apresentam defasagem entre si. Fazendo uma análise fasorial, sabe-se que a tensão v_L aplicada sobre o indutor L é adiantada em $90°$ em relação à corrente i_a. Sendo assim, pode-se criar o triângulo de tensões apresentado na Figura 42, onde a soma das tensões b_1 e v_L é igual ao componente fundamental da tensão de fase v_{ao} gerada pelo inversor.

Figura 42: Triângulo de tensões



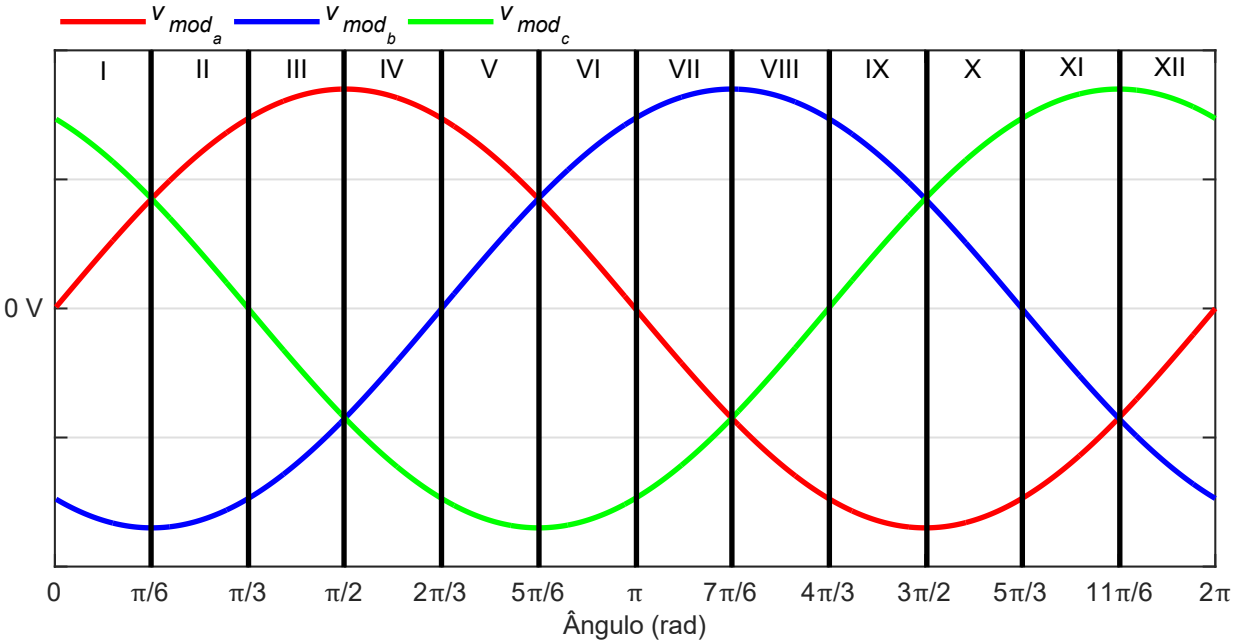
Fonte: produção do próprio autor.

Com base no triângulo de tensões da Figura 42 é possível obter o valor da indutância característica dos indutores presentes entre a estrutura inversora e retificadora do *TL-NPC DC-DC CFMR* em função do máximo ângulo ϕ desejado pelo projetista, como mostra a equação 2.116.

$$L = \tan(\phi_{max}) \frac{b_1}{\omega_o I_p} \tag{2.116}$$

O objetivo agora é verificar se a indutância definida atende ao requisito de máxima variação das correntes i_x (Δi_{max}) dentro de metade do período de chaveamento T_s (*x = a,b,c*). Para quantificar essa variação é necessário definir as possíveis tensões sobre os indutores de cada fase dentro de metade de T_s. Sendo assim, analisando a Figura 43, que mostra as moduladoras da modulação com portadoras dispostas em fase e com simetria de um quarto de onda, pode-se definir doze regiões de análise, onde em cada região a moduladora de uma das fases possui amplitude sempre intermediária em relação à amplitude das outras duas moduladoras e não há alteração de polaridade das mesmas. Devido à simetria da modulação, as conclusões obtidas através do estudo de uma região, que se mantém durante $30°$ em relação à frequência das moduladoras, podem ser estendidas para as outras regiões, sem perda de generalidade.

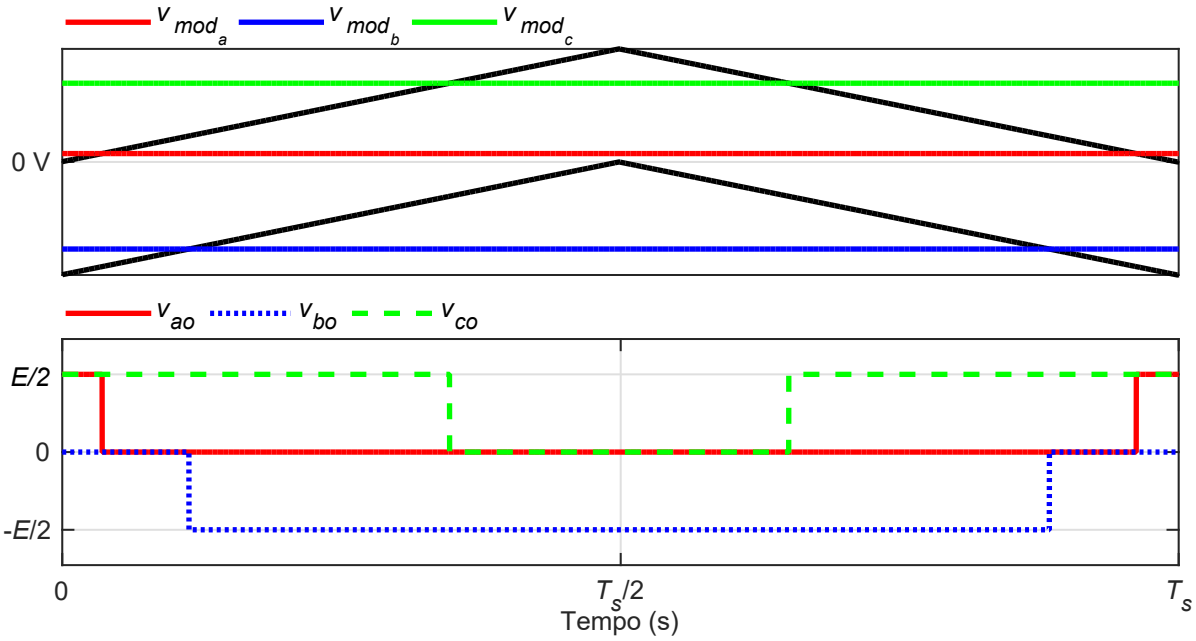
Figura 43: Regiões de análise



Fonte: produção do próprio autor.

Tomando-se a região I para estudo, onde $v_{mod_b} \leq v_{mod_a} \leq v_{mod_c}$ e $v_{mod_a} \geq 0$, inicia-se a análise considerando que a frequência das moduladoras f_o é muito menor do que a frequência das portadoras f_s, de modo que as moduladoras podem ser consideradas constantes dentro de um período T_s. Desta forma, durante T_s é possível definir quatro etapas de operação distintas a partir da comparação das moduladoras com as suas respectivas portadoras, como mostra a Figura 44, sendo que em cada etapa de operação uma diferente combinação das tensões v_{ao}, v_{bo} e v_{co} é aplicada pelo inversor *NPC* sobre o conjunto indutores-retificador. Nesta seção, essas possíveis combinações de tensões v_{xo} (*x = a,b,c*) serão dominadas doravante de vetores.

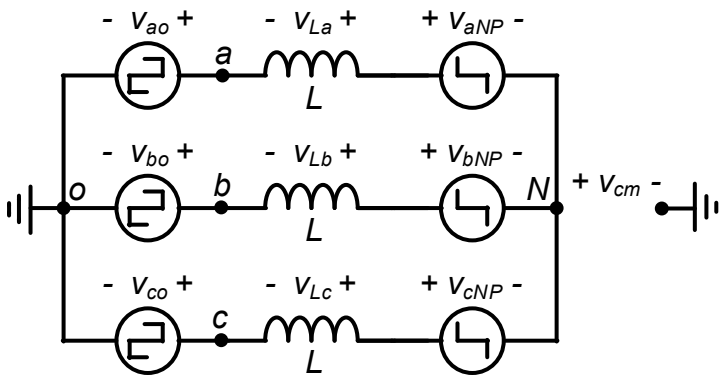
Figura 44: Comparação entre as moduladoras e as portadoras dentro de um período T_s e as tensões geradas na saída do *NPC*



Fonte: produção do próprio autor.

Para cada etapa de operação é possível simplificar o conjunto inversor-indutores-retificador através do circuito mostrado na Figura 45. Desta forma, sabendo qual o vetor está sendo gerado pelo inversor na etapa de operação analisada, encontra-se a tensão de modo comum v_{cm} através da equação 2.117 e, consequentemente, as tensões v_{La}, v_{Lb} e v_{Lc} em função da tensão de entrada do conversor e da tensão presente nos enrolamentos do primário do transformador.

Figura 45: Circuito simplificado do conjunto inversor-indutores-retificador



Fonte: produção do próprio autor.

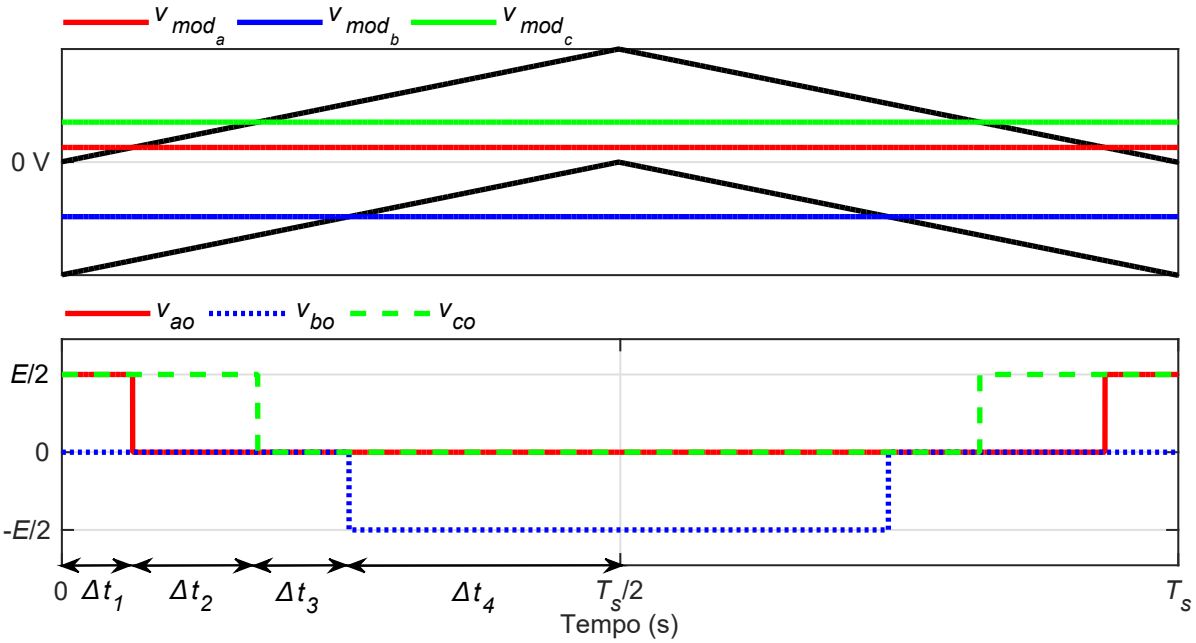
$$v_{cm} = \frac{v_{ao} + v_{bo} + v_{co}}{3} \tag{2.117}$$

Dependendo do índice de modulação (m_a) utilizado, diferentes vetores são gerados pelo inversor dentro de T_s. Posteriormente será verificado que se $0 \leq m_a \leq \sqrt{3}/3$ sempre os mesmos quatro vetores são gerados dentro de T_s ao longo de toda a região analisada. Caso $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$ dois possíveis conjuntos de quatro vetores podem ser gerados dentro de T_s ao longo da região. Sendo assim, a análise da variação de corrente de alta frequência nos indutores é dividida entre os dois intervalos apresentados, onde para ambas as análises será considerado que os indutores das três fases possuem indutâncias iguais de valor L.

- $0 \leq m_a \leq \sqrt{3}/3$

  Utilizando um índice de modulação dentro deste intervalo tem-se o padrão de comparação entre moduladoras e portadoras apresentado na Figura 46 durante toda a região I.

Figura 46: Comparação entre as moduladoras e as portadoras dentro de um período T_s e as tensões geradas na saída do *NPC* para $0 \leq m_a \leq \sqrt{3}/3$



Fonte: produção do próprio autor.

As expressões que definem as moduladoras e as portadoras dentro de metade de T_s

são apresentadas em 2.118.

$$\begin{aligned} v_{port_U}(t) &= \frac{2V_{port}t}{T_s} \\ v_{port_L}(t) &= \frac{2V_{port}t}{T_s} - V_{port} \\ v_{mod_a}(t) &= V_{mod}sen(\omega_o t) \\ v_{mod_b}(t) &= V_{mod}sen(\omega_o t - 120^\circ) \\ v_{mod_c}(t) &= V_{mod}sen(\omega_o t + 120^\circ) \end{aligned} \tag{2.118}$$

Fazendo $v_{mod_a}(t) = v_{port_U}(t)$, $v_{mod_c}(t) = v_{port_U}(t)$ e $v_{mod_b}(t) = v_{port_L}(t)$ encontra-se os instantes t_1, t_2 e t_3, respectivamente, que definem o momento em que cada moduladora toca sua respectiva portadora dentro de metade do período T_s. Esses instantes são apresentados nas equações 2.119, 2.120 e 2.121, respectivamente.

$$t_1 = \frac{m_a sen(\omega_o t)}{2f_s} \tag{2.119}$$

$$t_2 = \frac{m_a sen(\omega_o t + 120^\circ)}{2f_s} \tag{2.120}$$

$$t_3 = \frac{m_a sen(\omega_o t - 120^\circ) + 1}{2f_s} \tag{2.121}$$

A duração de cada etapa é dada por Δt_y (y = 1,2,3,4) e é descrita através das equações 2.122, 2.123, 2.124 e 2.125.

$$\Delta t_1 = t_1 = \frac{m_a sen(\omega_o t)}{2f_s} \tag{2.122}$$

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{m_a \left[sen(\omega_o t + 120^\circ) - sen(\omega_o t)\right]}{2f_s} \tag{2.123}$$

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{1 + m_a \left[sen(\omega_o t - 120^\circ) - sen(\omega_o t + 120^\circ)\right]}{2f_s} \tag{2.124}$$

$$\Delta t_4 = \frac{T_s}{2} - t_3 = \frac{-m_a sen(\omega_o t - 120^\circ)}{2f_s} \tag{2.125}$$

Na seção 2.3.1 foi mostrado como os interruptores trocam de estado a partir da modulação escolhida para o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*. Desta forma, as tensões v_{xo} (x = a,b,c) e v_{cm} durante a etapa 1 são apresentadas na equação 2.126.

$$v_{ao} = \frac{E}{2};\ v_{bo} = 0;\ v_{co} = \frac{E}{2};\ v_{cm} = \frac{E}{3} \tag{2.126}$$

Utilizando o circuito da Figura 45 com os valores da equação 2.126 obtém-se as tensões sobre os indutores para a etapa 1, como mostra a equação 2.127.

$$\begin{aligned} v_{La} &= \frac{E}{6} - v_{aNP} = E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{aNP}}{E}\right) \\ v_{Lb} &= -\frac{E}{3} - v_{bNP} = E\left(-\frac{1}{3} - \frac{v_{bNP}}{E}\right) \\ v_{Lc} &= \frac{E}{6} - v_{cNP} = E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{cNP}}{E}\right) \end{aligned} \tag{2.127}$$

Realizando o mesmo procedimento para as outras três etapas de operação chega-se à Tabela 2, que apresenta as tensões sobre os indutores de cada fase para as quatro possíveis etapas dentro da região I. Esse método de análise pode ser utilizado para obter as tensões sobre os indutores nas outras regiões.

Tabela 2: Tensões sobre os indutores para cada etapa de operação com $0 \leq m_a \leq \sqrt{3}/3$

	Etapa 1	**Etapa 2**	**Etapa 3**	**Etapa 4**
v_{ao}	$\frac{E}{2}$	0	0	0
v_{bo}	0	0	0	$-\frac{E}{2}$
v_{co}	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0
v_{cm}	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	0	$-\frac{E}{6}$
v_{La}	$E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{aNP}}{E}\right)$	$E\left(-\frac{1}{6} - \frac{v_{aNP}}{E}\right)$	$-E\frac{v_{aNP}}{E}$	$E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{aNP}}{E}\right)$
v_{Lb}	$E\left(-\frac{1}{3} - \frac{v_{bNP}}{E}\right)$	$E\left(-\frac{1}{6} - \frac{v_{bNP}}{E}\right)$	$-E\frac{v_{bNP}}{E}$	$E\left(-\frac{1}{3} - \frac{v_{bNP}}{E}\right)$
v_{Lc}	$E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{cNP}}{E}\right)$	$E\left(\frac{1}{3} - \frac{v_{cNP}}{E}\right)$	$-E\frac{v_{cNP}}{E}$	$E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{cNP}}{E}\right)$

Fonte: produção do próprio autor.

Analisando a Figura 46 é possível notar que, com a elevação de m_a, o tempo t_2 tende a aumentar, enquanto que o tempo t_3 tende a diminuir, já que a amplitude de v_{mod_c} fica maior no sentido positivo e a de v_{mod_b} maior no sentido negativo. Isso ocorre ao ponto de t_2 e t_3 ficarem iguais, logo, igualando as equações 2.120 e 2.121 chega-se à equação 2.128.

$$m_a sen(\omega_o t - 120^\circ) + 1 = m_a sen(\omega_o t + 120^\circ) \tag{2.128}$$

Isolando a variável m_a em 2.128 encontra-se 2.129.

$$m_a = \frac{\sqrt{3}}{3\cos(\omega_o t)} \tag{2.129}$$

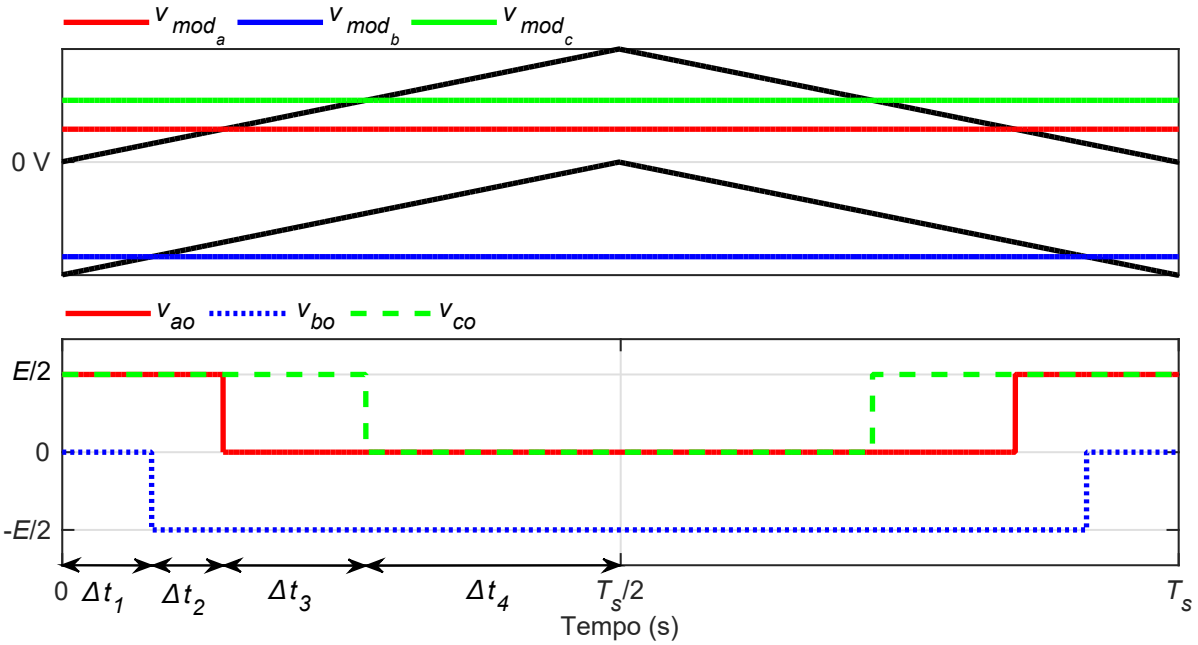
Considerando que $t_2 = t_3$ quando $\omega_o t = 0$, obtém-se 2.130, que define uma fronteira de operação da modulação de acordo com o índice de modulação utilizado, já que se $m_a > \sqrt{3}/3$ novos vetores serão gerados pelo inversor *NPC* e as tensões sobre os indutores devem ser recalculadas com essas alterações.

$$m_a = \frac{\sqrt{3}}{3} \tag{2.130}$$

- $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$

  Utilizando um índice de modulação dentro deste intervalo tem-se o padrão de comparação entre moduladoras e portadoras apresentado na Figura 47 durante toda a região I.

Figura 47: Comparação entre as moduladoras e as portadoras dentro de um período T_s e as tensões geradas na saída do *NPC* para $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$



Fonte: produção do próprio autor.

Fazendo $v_{mod_a}(t) = v_{port_U}(t)$, $v_{mod_c}(t) = v_{port_U}(t)$ e $v_{mod_b}(t) = v_{port_L}(t)$ encontra-se os instantes t_1, t_2 e t_3, respectivamente, que definem o momento em que cada moduladora toca sua respectiva portadora dentro de metade do período T_s. Esses instantes são apresentados nas equações 2.131, 2.132 e 2.133, respectivamente.

$$t_1 = \frac{1 + m_a sen(\omega_o t - 120°)}{2 f_s} \tag{2.131}$$

$$t_2 = \frac{m_a sen(\omega_o t)}{2 f_s} \tag{2.132}$$

$$t_3 = \frac{m_a sen(\omega_o t + 120°)}{2f_s} \tag{2.133}$$

A duração de cada etapa é dada por Δt_y (y = 1,2,3,4) e é descrita através das equações 2.134, 2.135, 2.136 e 2.137.

$$\Delta t_1 = t_1 = \frac{1 + m_a sen(\omega_o t - 120°)}{2f_s} \tag{2.134}$$

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{m_a \left[sen(\omega_o t) - sen(\omega_o t - 120°)\right] - 1}{2f_s} \tag{2.135}$$

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{m_a \left[sen(\omega_o t + 120°) - sen(\omega_o t)\right]}{2f_s} \tag{2.136}$$

$$\Delta t_4 = \frac{T_s}{2} - t_3 = \frac{1 - m_a sen(\omega_o t + 120°)}{2f_s} \tag{2.137}$$

Realizando o mesmo procedimento utilizado no estudo do intervalo $0 \leq m_a \leq \sqrt{3}/3$ pode-se obter as tensões sobre os indutores das três fases para o intervalo $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$. Essas tensões, referentes à região I, são mostradas na Tabela 3. O mesmo pode ser feito para obter as tensões sobre os indutores nas outras regiões.

Tabela 3: Tensões sobre os indutores para cada etapa de operação com $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$

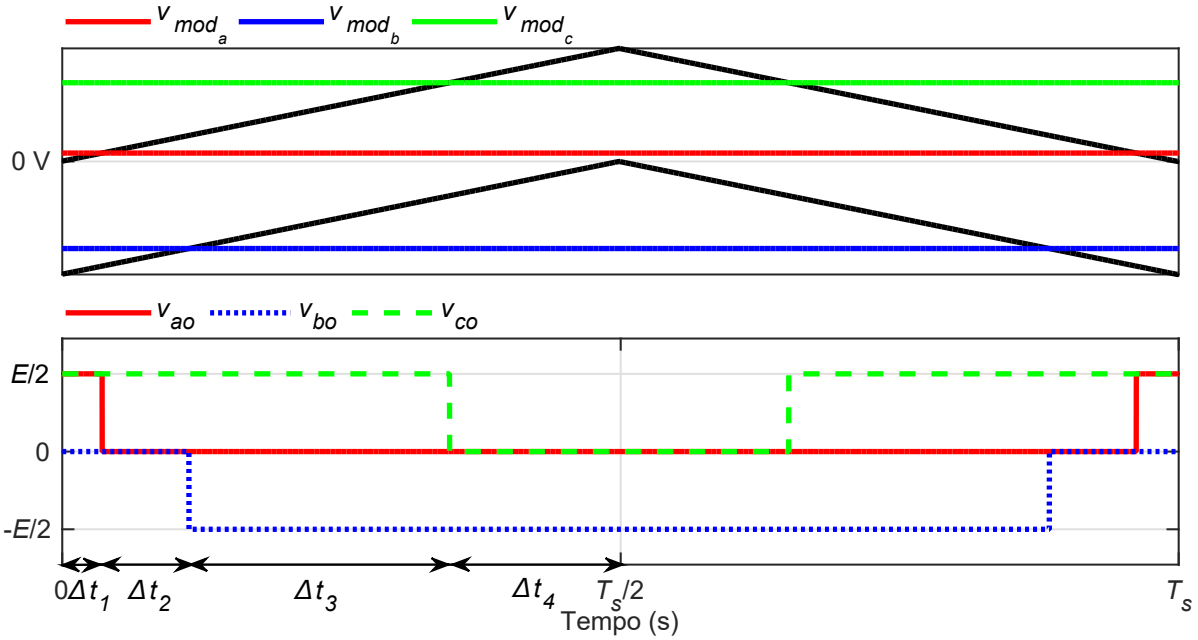
	Etapa 1	**Etapa 2**	**Etapa 3**	**Etapa 4**
v_{ao}	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0	0
v_{bo}	0	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$	$-\frac{E}{2}$
v_{co}	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	$\frac{E}{2}$	0
v_{cm}	$\frac{E}{3}$	$\frac{E}{6}$	0	$-\frac{E}{6}$
v_{La}	$E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{aNP}}{E}\right)$	$E\left(\frac{1}{3} - \frac{v_{aNP}}{E}\right)$	$-E\frac{v_{aNP}}{E}$	$E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{aNP}}{E}\right)$
v_{Lb}	$E\left(-\frac{1}{3} - \frac{v_{bNP}}{E}\right)$	$E\left(-\frac{2}{3} - \frac{v_{bNP}}{E}\right)$	$E\left(-\frac{1}{2} - \frac{v_{bNP}}{E}\right)$	$E\left(-\frac{1}{3} - \frac{v_{bNP}}{E}\right)$
v_{Lc}	$E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{cNP}}{E}\right)$	$E\left(\frac{1}{3} - \frac{v_{cNP}}{E}\right)$	$E\left(\frac{1}{2} - \frac{v_{cNP}}{E}\right)$	$E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{cNP}}{E}\right)$

Fonte: produção do próprio autor.

É importante notar que, para $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$, um segundo conjunto de vetores pode ser gerado pelo *NPC*. Considerando a região I, este efeito ocorre porque, durante um certo intervalo de tempo, ao longo da variação de $\omega_o t$ dentro da região, a moduladora v_{mod_a} toca a portadora superior antes de v_{mod_b} tocar a portadora inferior, como mostra a Figura 48. Isso faz com que as tensões sobre os indutores durante a etapa 2 sejam alteradas (os vetores das outras três etapas se mantém inalterados), como mostra

a equação 2.138. O mesmo fenômeno ocorre de maneira análoga para as outras regiões.

Figura 48: Comparação entre as moduladoras e as portadoras dentro de um período T_s e as tensões geradas na saída do *NPC* para $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$ e $0 \leq \omega_o t \leq arcsen\left(\sqrt{3}/(3m_a)\right) - \pi/6$



Fonte: produção do próprio autor.

$$
\begin{aligned}
v_{ao} = 0;\ v_{bo} = 0;\ v_{co} = \frac{E}{2};\ v_{cm} = \frac{E}{6} \\
v_{La} = -\frac{E}{6} - v_{aNP} = -E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{aNP}}{E}\right) \\
v_{Lb} = -\frac{E}{6} - v_{bNP} = -E\left(\frac{1}{6} - \frac{v_{bNP}}{E}\right) \\
v_{Lc} = \frac{E}{3} - v_{cNP} = E\left(\frac{1}{3} - \frac{v_{cNP}}{E}\right)
\end{aligned}
\tag{2.138}
$$

Para definir o intervalo de $\omega_o t$ dentro da região I no qual ocorre este fenômeno, pode-se igualar os tempos t_1 e t_2 para $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$. Fazendo isso, chega-se à equação 2.139.

$$
\begin{aligned}
m_a sen(\omega_o t - 120°) + 1 = m_a sen(\omega_o t) \\
\omega_o t = arcsen\left(\frac{\sqrt{3}}{3m_a}\right) - \frac{\pi}{6}
\end{aligned}
\tag{2.139}
$$

Desta forma, enquanto $0 \leq \omega_o t \leq arcsen\left(\sqrt{3}/(3m_a)\right) - \pi/6$ a duração das etapas de operação 1, 2, 3 e 4 são dadas pelas equações 2.140, 2.141, 2.142 e 2.143, respectivamente.

$$\Delta t_1 = t_1 = \frac{m_a sen(\omega_o t)}{2f_s} \tag{2.140}$$

$$\Delta t_2 = t_2 - t_1 = \frac{1 + m_a\left[sen(\omega_o t - 120°) - sen(\omega_o t)\right]}{2f_s} \tag{2.141}$$

$$\Delta t_3 = t_3 - t_2 = \frac{m_a\left[sen(\omega_o t + 120°) - sen(\omega_o t - 120°)\right] - 1}{2f_s} \tag{2.142}$$

$$\Delta t_4 = \frac{T_s}{2} - t_3 = \frac{1 - m_a sen(\omega_o t + 120°)}{2f_s} \tag{2.143}$$

Sabendo as tensões que são aplicadas sobre cada indutor e por quanto tempo as mesmas são aplicadas é possível, através da equação genérica 2.144, definir a variação da corrente de cada fase do primário do transformador dentro das quatro etapas de operação (Δi_{xy}, onde *x* se refere às fases *a*, *b* e *c* e *y* às etapas de operação 1, 2, 3 e 4) para todos os possíveis valores de m_a.

$$\Delta i_{xy} = \frac{v_{Lxy}\Delta t_y}{L} \tag{2.144}$$

A questão agora cabe em definir qual a maior variação de corrente, analisando metade do período T_s, que pode ocorrer considerando as três fases do primário do transformador.

Na seção 2.2 foi visto que as tensões v_{aNP}, v_{bNP} e v_{cNP} apresentam uma forma de onda multinível com 7 níveis e que as mesmas estão em fase com as suas respectivas correntes no primário do transformador (i_a, i_b e i_c). Em módulo, os possíveis níveis que essas tensões podem assumir são apresentados na equação 2.145, sendo que cada nível tem duração de $30°$ em relação à frequência f_o.

$$|v_{xNP}| = \begin{cases} 0 \\ \frac{\sqrt{3}v_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} \\ \frac{v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} \\ \frac{2\sqrt{3}v_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} \end{cases} \tag{2.145}$$

A partir do exposto pode-se concluir que, apesar de se ter bem definido quais são as tensões impostas pelo inversor *NPC* sobre os indutores através da modulação escolhida,

as tensões aplicadas pelos enrolamentos do primário do transformador sobre os mesmos indutores dependem do fator de deslocamento entre o componente fundamental das tensões v_{xo} e o componente fundamental de suas respectivas correntes i_x, de forma que as tensões v_{xNP} podem mudar de amplitude dentro de uma mesma região de análise (regiões definidas de I a XII). Isso dificulta a obtenção de uma equação que defina exatamente a maior variação das correntes nos indutores para todos os possíveis casos de fator de deslocamento e índices de modulação que podem ser aplicados ao conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*. Sendo assim, optou-se pela realização de uma abordagem numérica para a geração de ábacos que ajudam a obter a informação da variação máxima, dentro de metade de T_s, das correntes que circulam pelos indutores de cada fase.

Dividindo as tensões v_{xNP} pela tensão total do barramento de entrada E e substituindo em 2.145 o ganho estático do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, dado pela equação 2.109, os possíveis níveis das tensões v_{xNP} normalizadas, em módulo, podem ser escritos através da equação 2.146.

$$\frac{|v_{xNP}|}{E} = \begin{cases} 0 \\ \frac{m_a \cos(\phi)\eta\pi}{12\sqrt{2}(\sqrt{3}-1)} \\ \frac{m_a \cos(\phi)\eta\pi}{4\sqrt{6}(\sqrt{3}-1)} \\ \frac{m_a \cos(\phi)\eta\pi}{6\sqrt{2}(\sqrt{3}-1)} \end{cases} \tag{2.146}$$

Substituindo as expressões de 2.146 nas equações que definem as tensões impostas sobre os indutores para cada intervalo de m_a (tabelas 2 e 3), é possível escrever a variação Δi_{xy}, mostrada em 2.144, de forma normalizada em relação à tensão total do barramento CC de entrada do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, à indutância característica dos indutores de cada fase e à frequência de chaveamento f_s, como mostra a equação 2.147.

$$\overline{\Delta i_{xy}} = \frac{L f_s \Delta i_{xy}}{E} = \frac{v_{Lxy} \Delta t_y f_s}{E} \tag{2.147}$$

Nota-se que a expressão que define $\overline{\Delta i_{xy}}$ é, devido à presença de v_{Lxy}, dependente do índice de modulação m_a, do fator de deslocamento $\cos(\phi)$ e do rendimento do conversor η. Além disso, a expressão também é dependente do ângulo $\omega_o t$ devido à presença de Δt_y, sendo que este que também varia com m_a.

Como as tensões v_{xNP} mudam de amplitude a cada $30°$ (ângulo referente a f_o) e as mesmas podem se defasar em relação às moduladoras de suas respectivas fases, é necessária a análise de duas regiões consecutivas para obter todas as possíveis variações de corrente $\overline{\Delta i_{xy}}$, pois, quando $\phi > 0$, é dentro de $60°$ (ângulo referente a f_o) que ocorrem

todas as possíveis combinações entre as tensões trifásicas geradas pelo inversor e as tensões trifásicas presentes nos enrolamentos do primário do transformador.

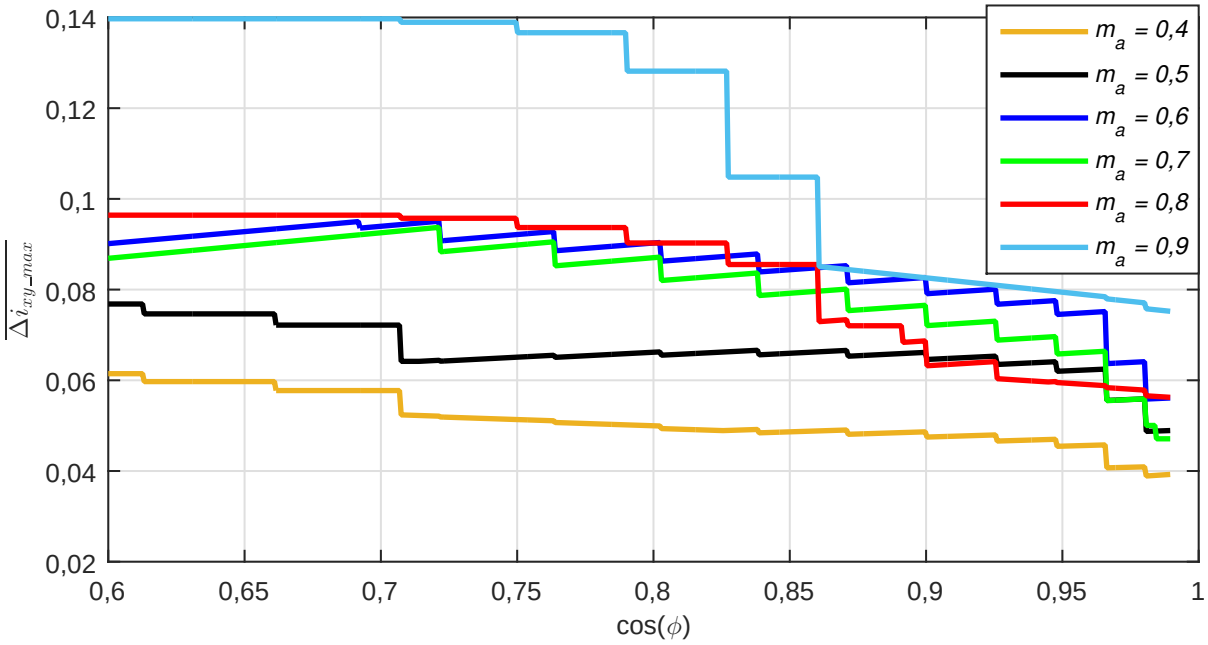
Sendo assim, utilizando as informações desenvolvidas até aqui, é possível criar um algoritmo que faça uma varredura da equação 2.147 dentro do intervalo $-30° \leq \omega_o t \leq 30°$ e utilize os valores de v_{Lxy} e seus respectivos Δt_y obtidos para a região I junto com os valores de v_{Lxy} e seus respectivos Δt_y para a região XII (que podem ser desenvolvidos de forma análoga ao que foi apresentado para a região I) para criar um ábaco que mostra o maior valor de $\overline{\Delta i_{xy}}$ ($\overline{\Delta i_{xy\_max}}$) de acordo com a variação de $\cos(\phi)$ para diferentes valores de m_a. É importante lembrar que, para cada valor de $\cos(\phi)$, as tensões v_{xNP} se atrasam ϕ graus em relação às moduladoras de suas respectivas fases (v_{mod_x}), alterando as tensões aplicadas sobre os indutores durante o intervalo de varredura de $\omega_o t$, além disso, o valor de indutância L é mantido constante, de forma que $\cos\phi$ se altera através da variação da potência entregue à carga.

Analisando de maneira mais detalhada o modo como o algoritmo que gera o ábaco deve funcionar, pode-se perceber que sua rotina se baseia em percorrer o intervalo $-30° \leq \omega_o t \leq 30°$, com $\omega_o t$ sendo incrementado com um passo definido internamente ao algoritmo (amostragem de $\omega_o t$), e calcular, para cada valor de $\omega_o t$, as tensões aplicadas sobre os indutores e por quanto tempo (percentualmente dentro de um intervalo normalizado em relação à $1/f_s$) as mesmas são aplicadas, sendo então possível definir qual a combinação tensão-tempo gera a maior ondulação de corrente. No entanto, caso a amostragem de $\omega_o t$ utilizada no algoritmo seja muito maior do que a relação entre a frequência das portadoras e a frequência das moduladoras (f_s/f_o) usada na modulação do conversor, o ábaco gerado pode fornecer alguns valores com erros relativos consideráveis, pois essa diferença de amostragem faz com que o algoritmo compute algumas combinações de tensões geradas pelo inversor e tensões do primário do transformador que na prática não são captadas com a relação de frequências usada na modulação do conversor. Como essas combinações podem gerar ondulações de corrente críticas, estas aparecem no ábaco criado, porém não são encontradas nas formas de onda das correntes geradas via modulação, causando erros maiores do que o esperado para alguns valores de m_a e $\cos(\phi)$.

Sabendo desta limitação do algoritmo, decidiu-se apresentar quatro ábacos para estimar a máxima ondulação de corrente em alta frequência nos indutores do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, sendo que cada ábaco é adequado para uma diferente relação de frequências f_s/f_o. A Figura 49, Figura 50, Figura 51 e Figura 52 apresentam os ábacos criados para $f_s/f_o = 100$, $f_s/f_o = 75$, $f_s/f_o = 49$ e $f_s/f_o = 25$, respectivamente, todos com rendimento unitário.

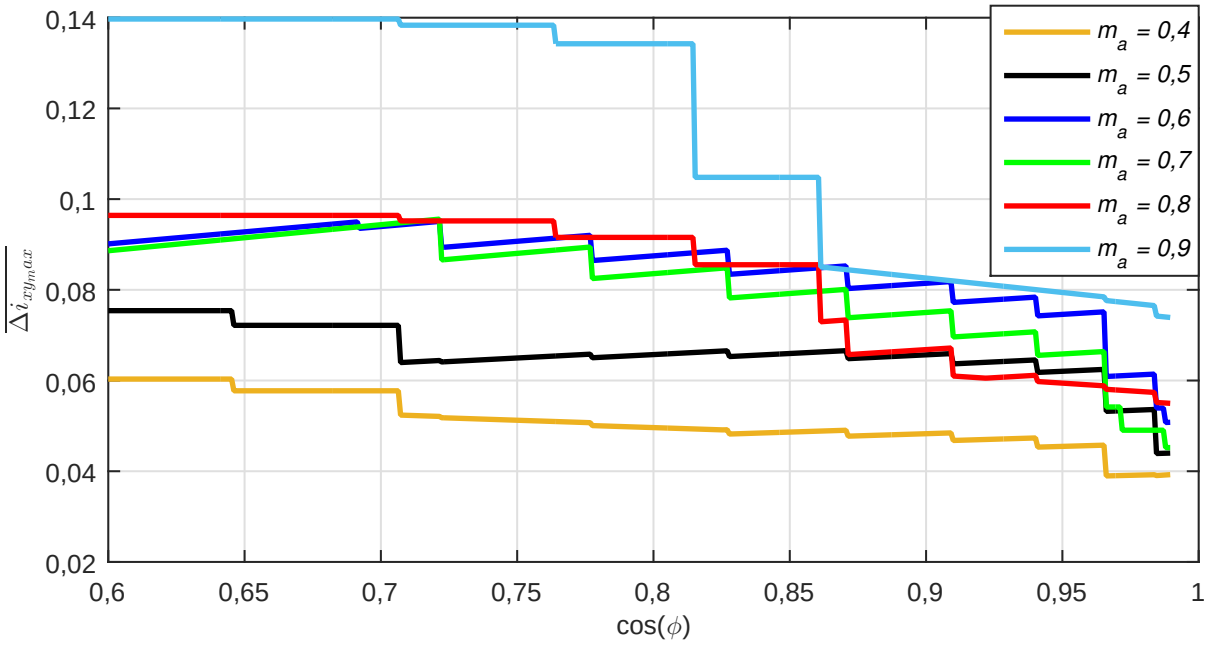
Analisando os ábacos obtidos nota-se que as curvas ficam mais suaves a medida em que a amostragem de $\omega_o t$ é aumentada para se adequar a uma relação f_s/f_o mais elevada. Isso ocorre devido ao fato de que, ao longo do intervalo $-30° \leq \omega_o t \leq 30°$, são

Figura 49: Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 100$



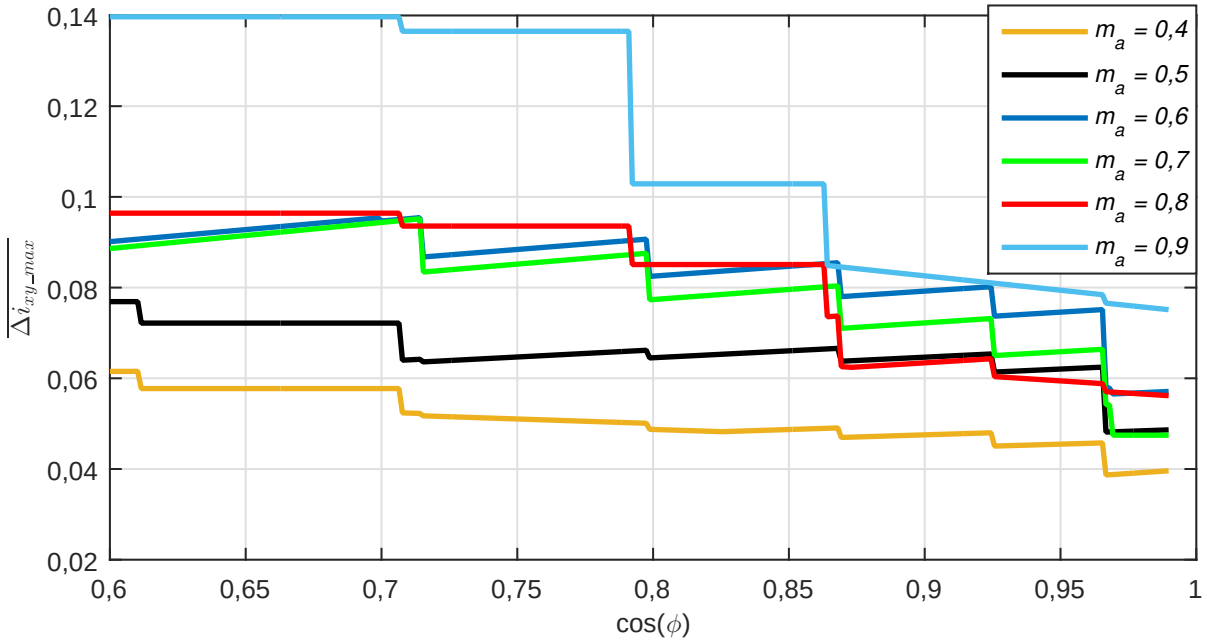
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 50: Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 75$



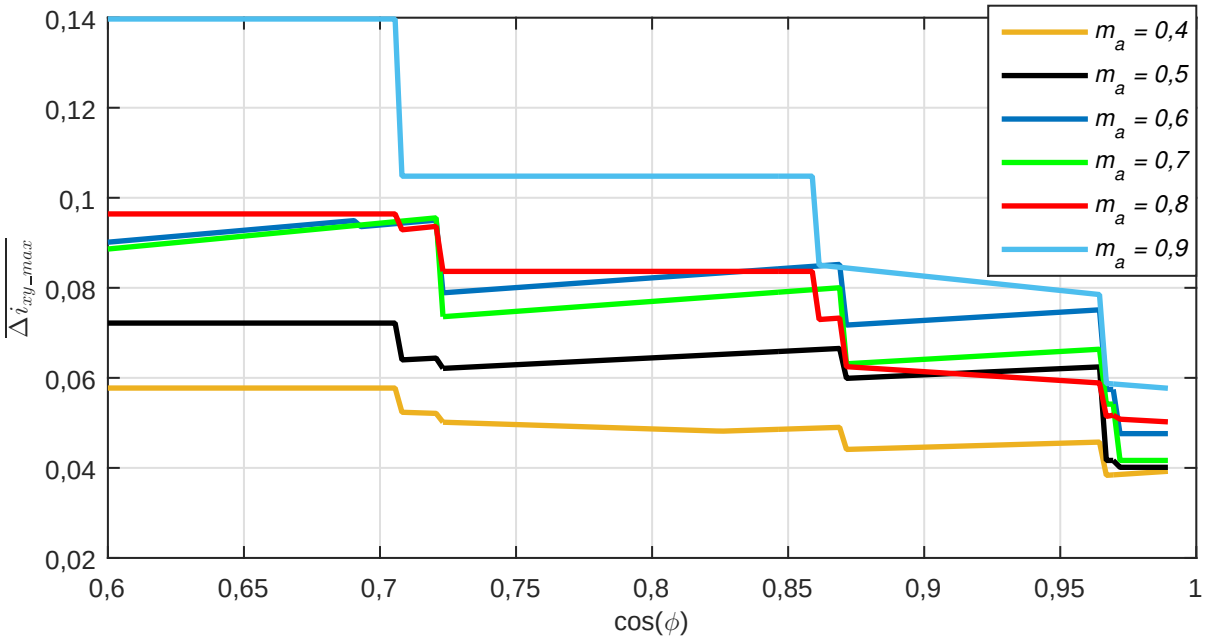
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 51: Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 49$



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 52: Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 25$



Fonte: produção do próprio autor.

verificadas mais combinações entre tensão no indutor e tempo de aplicação dessa tensão, tornando o resultado do algoritmo mais sensível a pequenas variações de $\cos(\phi)$.

É possível notar também, principalmente para os ábacos relativos a menores valores de f_s/f_o, algumas variações abruptas nas curvas de $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$. Isso ocorre porque as tensões do primário do transformador possuem um formato multinível com diferenças consideráveis de tensão entre cada nível. Como essas tensões se defasam em relação às tensões aplicadas pelo inversor a medida em que o $\cos(\phi)$ varia, as alterações de nível da tensão do transformador surgem sobre as tensões nos indutores que são críticas para a definição da maior ondulação de corrente, alterando abruptamente essa ondulação em alguns momentos de variação do $\cos(\phi)$.

A partir do valor de $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ obtido através de um dos ábacos, pode-se definir, para um determinado ângulo ϕ e índice m_a especificados inicialmente, a máxima variação de corrente dentro de metade de T_s no primário do transformador através da equação 2.148, sendo que o valor de L já foi definido previamente no início do procedimento de projeto da indutância. Com a equação 2.148 deve-se verificar se a ondulação de corrente resultante é fator limitador de perdas no núcleo e no cobre dos indutores. Caso isso ocorra, o redimensionamento da indutância a partir do fator de deslocamento deve ser realizado.

$$\Delta i_{xy\_max} = \frac{E\overline{\Delta i_{xy\_max}}}{Lf_s} \tag{2.148}$$

Com o propósito de validar o ábaco da Figura 51 é feita a simulação aproximadamente ideal do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* com carga resistiva e rendimento próximo do unitário no *software* PSIM®. A Tabela 4 mostra os parâmetros do conversor utilizados na análise e a Tabela 5 mostra os valores de máxima variação de corrente nos indutores dentro de meio período de chaveamento obtidos de forma teórica com o ábaco (Δi_{Lt}) e através da simulação (Δi_{Ls}) para algumas combinações de índice de modulação e fator de deslocamento. Esta tabela também apresenta o módulo do erro entre as variações de corrente obtidas, sendo que seu valor é percentualmente relativo ao valor teórico.

Analisando os valores apresentados na Tabela 5 verifica-se que a maioria dos valores obtidos através do ábaco apresenta um erro em módulo relativamente pequeno em relação aos valores obtidos por meio da simulação, sendo que, na média, este erro ficou em torno de $2{,}917\%$. No entanto nota-se que erros um pouco acima da média foram encontrados para as combinações $(m_a = 0{,}7;\ FD = 0{,}92)$, $(m_a = 0{,}7;\ FD = 0{,}88)$, $(m_a = 0{,}8;\ FD = 0{,}84)$ e $(m_a = 0{,}8;\ FD = 0{,}92)$.

O aparecimento de alguns erros um pouco acima do erro médio de $2{,}917\%$ pode ser justificado através de duas principais diferenças existentes entre o circuito simulado e o algoritmo utilizado para gerar os ábacos. A primeira delas é que o algoritmo considera que as moduladoras são constantes dentro de um período de chaveamento, o que é uma

Tabela 4: Parâmetros utilizados para validação do ábaco da Figura 51

Parâmetro	**Valor**
Tensão de entrada	550 V
Frequência de chaveamento	$19{,}6$ kHz
Frequência das moduladoras	400 Hz
Indutâncias	$1{,}57$ mH
Capacitância de saída	$20{,}5$ μF
Relação de espiras n_{12}	$4{,}356$
Passo de cálculo do simulador	50 ns

Fonte: produção do próprio autor.

Tabela 5: Tabela de validação do ábaco da Figura 51

	$m_a = 0{,}7$			$m_a = 0{,}8$			$m_a = 0{,}9$		
FD	Δi_{Lt} (A)	Δi_{Ls} (A)	|e| (%)	Δi_{Lt}	Δi_{Ls}	|e| (%)	Δi_{Lt}	Δi_{Ls}	|e| (%)
$0{,}84$	$1{,}417$	$1{,}456$	$2{,}752$	$1{,}523$	$1{,}467$	$3{,}677$	$1{,}843$	$1{,}819$	$1{,}302$
$0{,}88$	$1{,}279$	$1{,}321$	$3{,}284$	$1{,}122$	$1{,}137$	$1{,}337$	$1{,}502$	$1{,}533$	$2{,}064$
$0{,}92$	$1{,}307$	$1{,}196$	$8{,}493$	$1{,}149$	$1{,}098$	$4{,}439$	$1{,}456$	$1{,}486$	$2{,}060$
$0{,}94$	$1{,}173$	$1{,}205$	$2{,}728$	$1{,}071$	$1{,}086$	$1{,}401$	$1{,}434$	$1{,}455$	$1{,}464$

Fonte: produção do próprio autor.

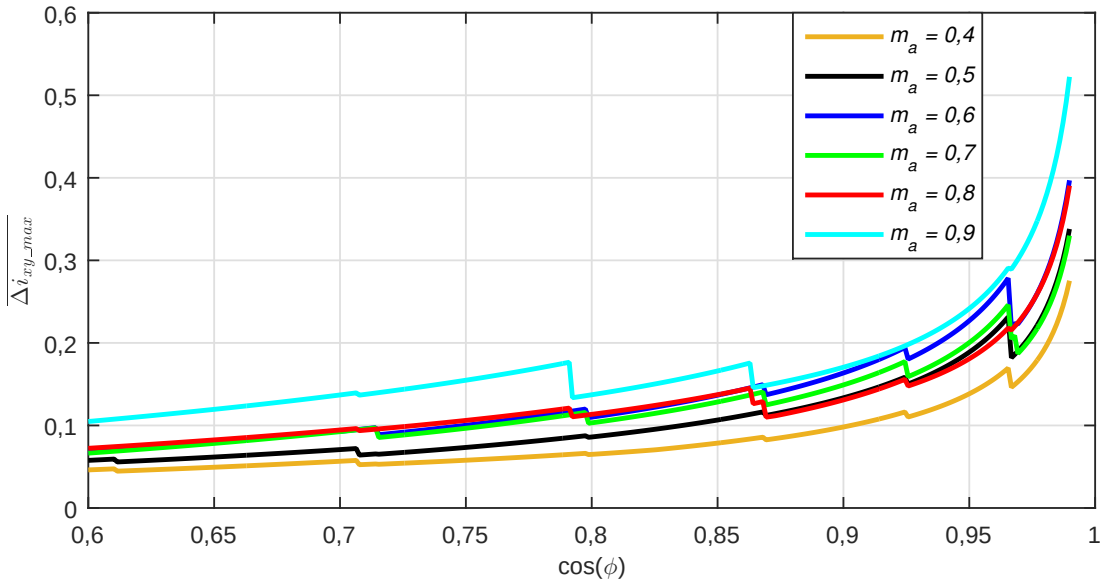
aproximação cada vez mais infiel a medida em que a frequência das moduladoras se aproxima da frequência das portadoras. A segunda diferença é a desconsideração, por parte do algoritmo, da possível ocorrência de um degrau da tensão do primário do transformador durante um período de chaveamento, que é algo que pode ocorrer na prática durante uma etapa crítica de variação de corrente nos indutores.

É interessante notar que, para um dado m_a, a ondulação $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ tende a aumentar a medida em que o fator de deslocamento reduz. Isso ocorre porque a variação do $\cos(\phi)$, neste caso, é feita através da alteração da potência consumida pela carga, enquanto que a indutância L é mantida constante. No entanto, mantendo a potência de saída constante, a redução de $\cos(\phi)$ tende a causar uma elevação do valor da indutância L definida no começo do projeto (através da equação 2.116) de maneira mais acentuada do que o crescimento de $\overline{\Delta i_{xy}}$, de forma que o valor de $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ tende a diminuir junto com o $\cos(\phi)$ neste caso. Este comportamento é mostrado no ábaco da Figura 53, que é gerado de maneira análoga aos ábacos apresentados anteriormente nesta seção, com a diferença

de que agora a variação da indutância L com o ângulo ϕ é levada em consideração no algoritmo através da substituição da equação 2.116 na equação 2.144, cujo resultado é a equação 2.149. Desta forma, o ábaco apresenta a variação da ondulação máxima de corrente, normalizada de acordo com a equação 2.149, em função do $\cos(\phi)$.

$$\overline{\Delta i_{xy}} = \frac{b_1 f_s}{\omega_o I_p E} \cdot \frac{\Delta i_{xy}}{\tan(\phi)} \tag{2.149}$$

Figura 53: Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{xy\_max}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 49$, considerando a variação de L e mantendo a potência de saída constante

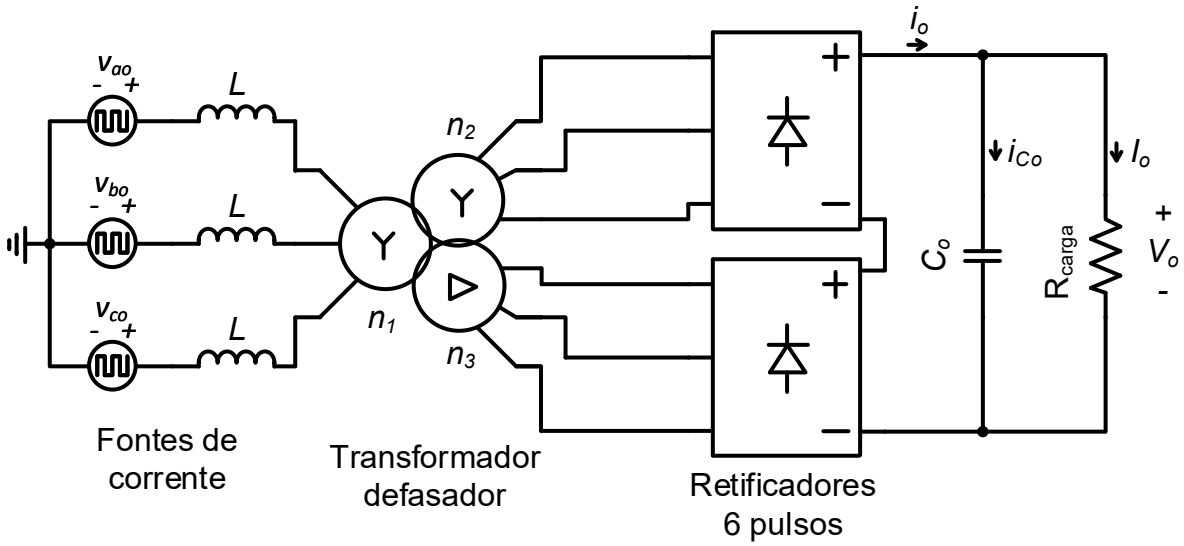


Fonte: produção do próprio autor.

2.3.4 Dimensionamento do capacitor de saída

A fim de garantir uma tensão contínua com baixa ondulação para a carga, a topologia proposta apresenta um capacitor conectado em paralelo com a saída da estrutura retificadora, onde os retificadores de 6 pulsos estão conectados em série. Esse capacitor funciona como caminho de baixa impedância para os componentes harmônicos de maior ordem presentes na corrente fornecida pelo retificador 12 pulsos, de forma que, idealmente, apenas o componente médio desta corrente circula pela carga, como mostra a Figura 54. É importante salientar que, em transmissão e distribuição submarina, não são utilizados capacitores eletrolíticos por estes não suportarem a alta pressão existente no leito do oceano, sendo assim, capacitores de filme plástico se tornam mais adequados para a aplicação (HERNES; PITTINI, 2009). Além disso, as capacitâncias dos próprios cabos condutores também são aproveitadas para compor a capacitância total do filtro de saída.

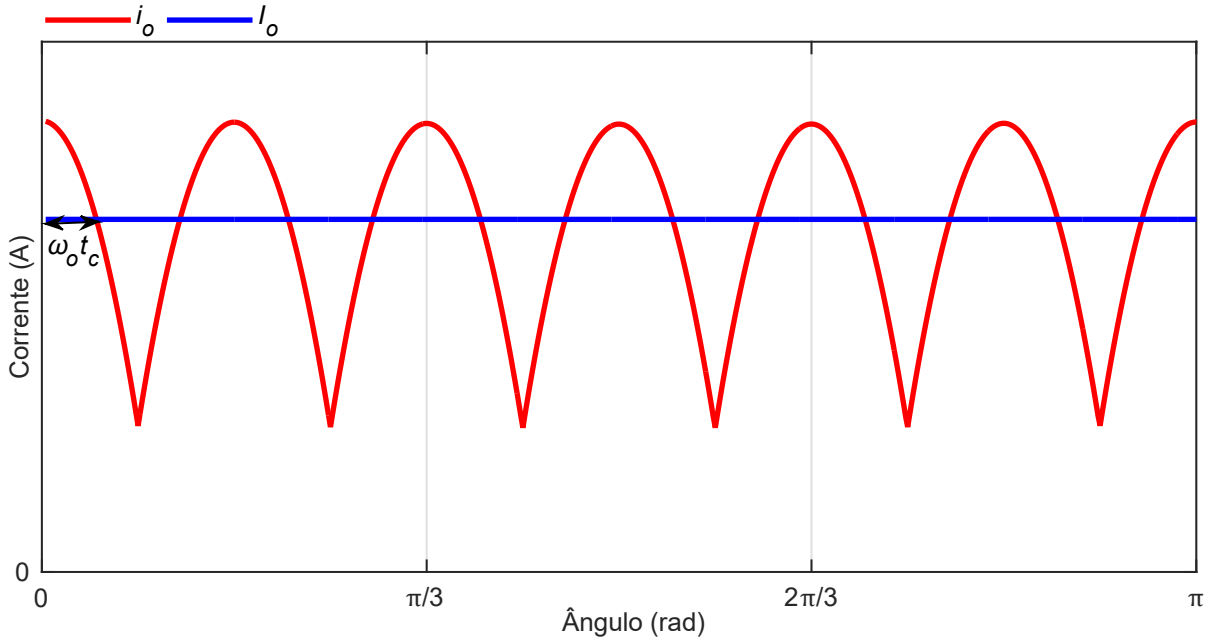
Figura 54: Correntes circulantes na saída do retificador 12 pulsos, no capacitor de saída e na carga



Fonte: produção do próprio autor.

A forma de onda da corrente de saída do retificador 12 pulsos alimentado em corrente é apresentada novamente na Figura 55 dentro do intervalo $0 \leq \omega_o t \leq \pi$, junto de seu valor médio. Sabendo que o valor médio da corrente que circula pelo capacitor é nulo, é possível definir a corrente do capacitor de acordo com a equação 2.150.

Figura 55: Corrente de saída do retificador 12 pulsos alimentado em corrente



Fonte: produção do próprio autor.

$$i_{Co} = i_o - I_o \tag{2.150}$$

Analisando a corrente instantânea que circula pelo capacitor pode-se dizer que quando $i_o > I_o$ uma certa quantidade de carga elétrica é transferida das fontes de corrente senoidais de entrada para o capacitor e sua tensão aumenta. Quando $i_o < I_o$ o capacitor está transferindo energia para a carga, de maneira que a sua tensão diminui. O instante de tempo que separa essas duas etapas (t_c) pode ser definido através da equação 2.151.

$$i_o = I_o \tag{2.151}$$

Substituindo as equações 2.15 e 2.90 em 2.151 obtém-se a equação 2.152, que é válida dentro do intervalo $-\pi/12 \leq \omega_o t \leq \pi/12$.

$$\frac{(i_c - i_b)n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{3\sqrt{6}(\sqrt{3}-1)n_{12}I_p}{\pi(2+\sqrt{3})} \tag{2.152}$$

A subtração das correntes i_c e i_b pode ser reescrita de acordo com a equação 2.153.

$$\begin{aligned} i_c - i_b &= I_p\left[sen(\omega_o t + 120°) - sen(\omega_o t - 120°)\right] \\ i_c - i_b &= \sqrt{3}I_p\cos(\omega_o t) \end{aligned} \tag{2.153}$$

Substituindo 2.153 em 2.152 e isolando o termo t_c chega-se à equação 2.154, que define o instante de tempo em que a corrente instantânea i_o possui amplitude igual a sua média I_o.

$$t_c = \frac{1}{\omega_o}\left\{arccos\left[\frac{3\sqrt{2}(\sqrt{3}-1)}{\pi}\right]\right\} \tag{2.154}$$

Sabendo que a corrente elétrica que circula por um capacitor é igual à variação de carga elétrica no mesmo por unidade de tempo, a quantidade de carga elétrica que é transferida para o capacitor pode ser obtida através da equação 2.155.

$$Q_c = 2\int_0^{t_c} i_{C_o} dt = 2\int_0^{t_c} (i_o - I_o)dt \tag{2.155}$$

Substituindo as equações 2.15 e 2.90 na integral da equação 2.155 e rearranjando alguns termos chega-se à equação 2.156.

$$Q_c = \frac{2\sqrt{3}I_p n_{12}}{2+\sqrt{3}}\int_0^{t_c}\left[\cos(\omega_o t) - \frac{3\sqrt{2}(\sqrt{3}-1)}{\pi}\right]dt \tag{2.156}$$

A resolução da equação 2.156 resulta na equação 2.157, que define a quantidade de carga elétrica transferida das fontes de corrente que alimentam o retificador 12 pulsos para o capacitor de saída durante o intervalo de tempo $2t_c$.

$$Q_c = 1{,}1458 \cdot 10^{-3} \cdot \frac{2\sqrt{3} I_p n_{12}}{\omega_o (2+\sqrt{3})} \tag{2.157}$$

O valor de pico das correntes de entrada do retificador 12 pulsos (I_p) se relaciona com a corrente média de saída do conversor através da equação 2.90. Substituindo esta equação em 2.157 chega-se em 2.158.

$$Q_c = \frac{1{,}1458 \cdot 10^{-3} \pi \sqrt{2} I_o}{3(\sqrt{3}-1)\omega_o} \tag{2.158}$$

A variação de tensão em um capacitor (Δv_{C_o}) está relacionada com a quantidade de carga elétrica que o mesmo recebe ou fornece através da equação 2.159, onde C é sua capacitância.

$$Q_c = C \Delta v_{C_o} \tag{2.159}$$

Substituindo a equação 2.158 em 2.159 e rearranjando os termos, obtém-se a expressão 2.160, que define o valor da capacitância de saída (C_o) em função da ondulação de tensão desejada na saída do conversor (Δv_o).

$$C_o = \frac{1{,}1458 \cdot 10^{-3} \pi \sqrt{2} I_o}{3(\sqrt{3}-1)\omega_o \Delta v_o} \tag{2.160}$$

Uma outra característica importante do capacitor de saída a ser determinada é o valor máximo permitido da sua resistência série equivalente (RSE). Considerando que grande parte da ondulação da corrente de saída do retificador 12 pulsos circula pelo capacitor de saída, a presença da RSE acaba gerando uma queda de tensão proporcional a esta ondulação e, caso o valor desta resistência seja muito elevado, a ondulação da tensão de saída pode ultrapassar os limites desejados.

A variação de amplitude da corrente de saída do retificador 12 pulsos (Δi_o) pode ser obtida através da equação 2.161, que considera o intervalo $-\pi/12 \leq \omega_o t \leq \pi/12$.

$$\begin{aligned}
\Delta i_o &= i_{o_{max}}(\omega_o t) - i_{o_{min}}(\omega_o t) = i_o(0) - i_o\left(\frac{\pi}{12}\right) \\
\Delta i_o &= \frac{\sqrt{3} n_{12} I_p \left[cos(0) - \cos\left(\frac{-\pi}{12}\right)\right]}{2+\sqrt{3}} \\
\Delta i_o &= \frac{0{,}059 n_{12} I_p}{2+\sqrt{3}}
\end{aligned} \tag{2.161}$$

A queda de tensão que aparece sobre a RSE do capacitor de saída é dada pela equação 2.162.

$$\Delta v_{RSE} = RSE \cdot \Delta i_o \tag{2.162}$$

Para evitar que a queda de tensão na RSE provoque uma ondulação de tensão de saída maior do que a desejada, o valor da RSE pode ser definido através da inequação 2.163.

$$\begin{aligned} RSE &< \frac{\Delta v_o}{\Delta i_o} \\ RSE &< \frac{(2+\sqrt{3})\Delta v_o}{0{,}059 n_{12} I_p} \end{aligned} \tag{2.163}$$

Sabendo que a vida útil dos capacitores depende da temperatura de operação dos mesmos é importante ter conhecimento da corrente eficaz que circula por esses capacitores. Esta corrente, ao passar pela RSE característica do capacitor, provoca dissipação de energia em forma de calor e, consequentemente, eleva a temperatura interna do componente.

A corrente eficaz que circula pelo capacitor de saída do conversor ($i_{c_{ef1}}$) pode ser calculada através da equação 2.164, onde são desconsiderados os componentes harmônicos gerados pelo chaveamento do *NPC*.

$$i_{C_{o\_ef1}} = \sqrt{\frac{2 \cdot 12}{2\pi} \int_0^{\frac{\pi}{12}} i_{C_o}^2 \, d(\omega_o t)} = \sqrt{\frac{12}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{12}} i_{C_o}^2 \, d(\omega_o t)} \tag{2.164}$$

A corrente i_{C_o} pode ser escrita de acordo com a equação 2.165 dentro de um intervalo de $30°$.

$$i_{C_o} = i_o - I_o = \frac{\sqrt{3} I_p n_{12}}{2+\sqrt{3}} \left[\cos(\omega_o t) - \frac{3\sqrt{2}(\sqrt{3}-1)}{\pi} \right] \tag{2.165}$$

Substituindo a equação 2.165 em 2.164 e fazendo algumas manipulações algébricas obtém-se a equação 2.166.

$$i_{C_{o\_ef1}} = \frac{\sqrt{3} I_p n_{12}}{2+\sqrt{3}} \sqrt{\frac{12}{\pi} \int_0^{\frac{\pi}{12}} \left[\cos(\omega_o t) - \frac{3\sqrt{2}(\sqrt{3}-1)}{\pi} \right]^2 d(\omega_o t)} \tag{2.166}$$

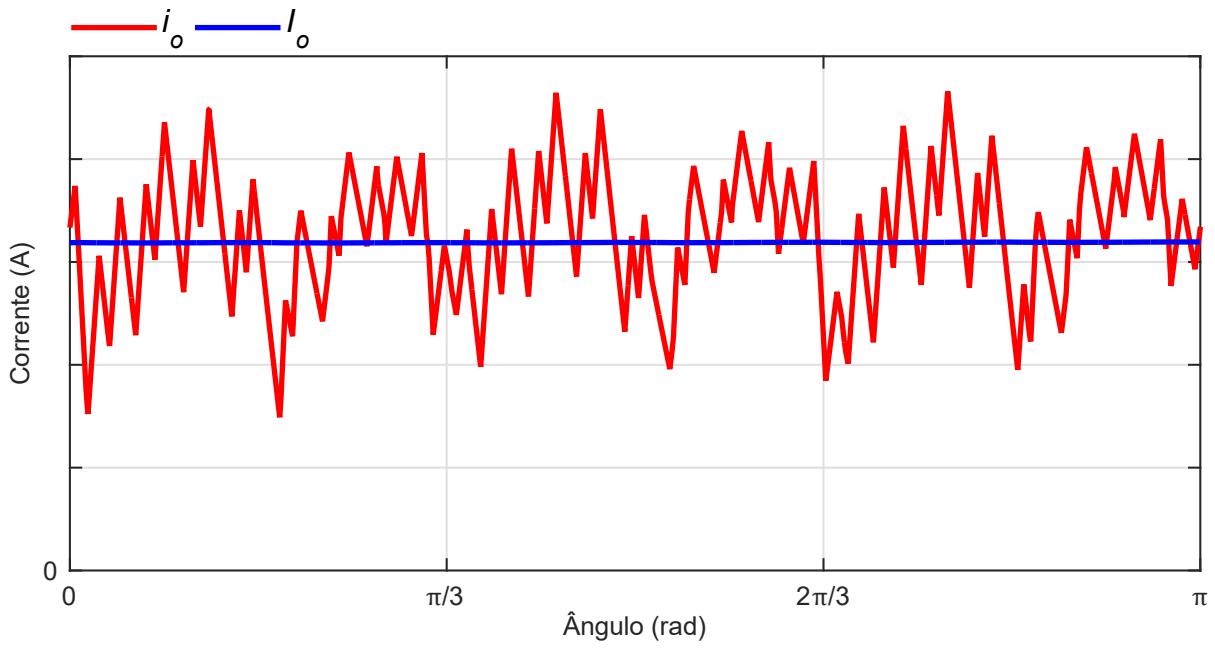
A resolução da equação 2.166 resulta na equação 2.167, que define uma expressão para a corrente eficaz que circula pelo capacitor de saída da topologia proposta descon-

siderando os componentes harmônicos de alta frequência gerados pelo chaveamento do inversor.

$$i_{C_{o\_ef1}} \approx 4{,}72 \cdot 10^{-3} I_p n_{12} \tag{2.167}$$

A corrente de saída do retificador 12 pulsos é uma composição das suas correntes de entrada. Como essas correntes apresentam variações dentro do período de chaveamento devido ao comportamento do *NPC*, estas variações também aparecem na corrente de saída da estrutura retificadora, logo o capacitor de saída C_o se torna um caminho de baixa impedância para as mesmas. A Figura 56 apresenta a corrente de saída do retificador 12 pulsos para um possível ponto de operação da topologia proposta.

Figura 56: Corrente de saída do retificador 12 pulsos para um ponto de operação da topologia proposta



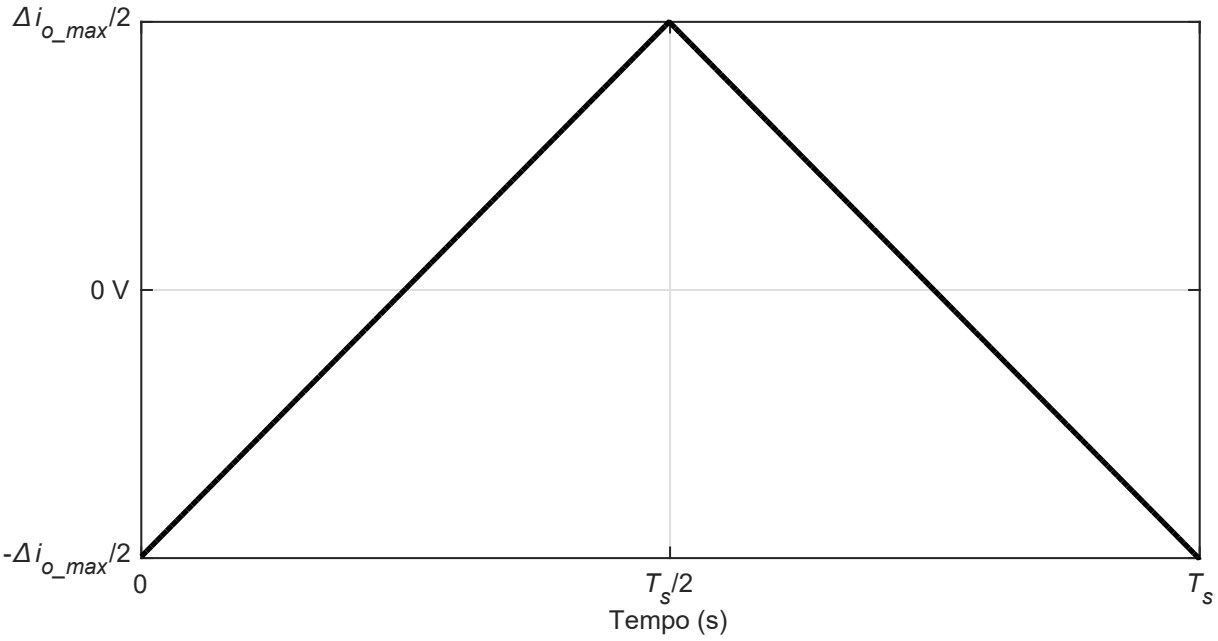
Fonte: produção do próprio autor.

Sendo assim, a corrente eficaz de C_o possui uma outra parcela que é acrescentada a $i_{c_{ef1}}$ para formar o seu valor total. Essa parcela pode ter uma amplitude considerável em relação à corrente eficaz gerada pelos harmônicos de baixa frequência, principalmente quando o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* opera como um abaixador de tensão, onde a corrente de saída do retificador 12 pulsos é amplificada em relação às correntes do primário do transformador.

A parcela de alta frequência da corrente eficaz que circula pelo capacitor C_o ($i_{C_{o\_ef2}}$) é difícil de ser quantificada de maneira exata, pois as variações de alta frequência das

correntes i_a, i_b e i_c são não lineares e mudam de amplitude dentro de cada uma das seis regiões ao longo de T_s definidas na seção 2.3.3. Sendo assim, uma possível maneira de estimar $i_{C_{o\_ef2}}$ com uma margem de erro não muito alta é considerar que a parcela de alta frequência da corrente de saída do retificador 12 pulsos possui uma forma de onda triangular e com amplitude igual à máxima variação de i_o dentro de $T_s/2$, como mostra a Figura 57.

Figura 57: Parcela de alta frequência considerada na corrente circulante pelo capacitor de saída do conversor



Fonte: produção do próprio autor.

A partir da forma de onda simplificada apresentada na Figura 57 a parcela de alta frequência da corrente eficaz que circula pelo capacitor de saída C_o pode ser obtida através da equação 2.168.

$$i_{C_{o\_ef2}} = \sqrt{\frac{2}{T_s}\int_0^{\frac{T_s}{2}} \left(\frac{2\Delta i_{o_{max}} t}{T_s} - \frac{\Delta i_{o_{max}}}{2}\right)^2 dt} \tag{2.168}$$

Resolvendo a integral da equação 2.168 chega-se à equação 2.169.

$$i_{C_{o\_ef2}} = \frac{\sqrt{3}\Delta i_{o_{max}}}{6} \tag{2.169}$$

Sabendo as equações que determinam as variações de alta frequência das correntes de entrada do retificador 12 pulsos (Δi_{ay}, Δi_{by}, Δi_{cy}, onde *y* = 1,2,3,4), mostradas na seção 2.3.3, e o modo como a corrente de saída do retificador i_o é definida a partir

das correntes i_a, i_b e i_c a cada 30° (ângulo relacionado a f_o), mostrado na seção 2.2, é possível obter ábacos que apresentam a variação de $\overline{\Delta i_{o_{max}}}$ em função do fator de deslocamento ($\cos(\phi)$) para diferentes valores de índice de modulação (m_a), onde $\overline{\Delta i_{o_{max}}}$ é a maior variação da corrente i_o dentro de $T_s/2$ normalizada em função da tensão de entrada do conversor E, da indutância L, da frequência de chaveamento f_s e da relação de espiras entre primário e secundário n_{12}, sendo definida na equação 2.170.

$$\overline{\Delta i_{o_{max}}} = \frac{L f_s \Delta i_{o_{max}}}{E n_{12}} \tag{2.170}$$

O método de criação dos ábacos para obtenção de $\overline{\Delta i_{o_{max}}}$ é análogo ao método utilizado para o cálculo da máxima ondulação de corrente nos indutores. A diferença é que, a medida em que é feita a varredura de $\omega_o t$ dentro do intervalo $-30^\circ \leq \omega_o t \leq 30^\circ$ para um determinado valor de $\cos(\phi)$ e m_a, é realizada uma verificação de qual combinação das correntes de entrada do retificador que instantaneamente define a corrente $\overline{\Delta i_{o_{max}}}$. Sendo assim, as mesmas considerações sobre a diferença entre a amostragem de $\omega_o t$ utilizada no algoritmo e a relação f_s/f_o são aplicadas para este caso, tornando necessária a elaboração de ábacos referentes a diferentes valores de f_s/f_o para redução erros. No entanto, como uma aproximação já está sendo feita ao considerar que as ondulações dentro de T_s da corrente do capacitor de saída são triangulares e de amplitude constante, reduzindo a precisão do cálculo, apenas um ábaco com $f_s/f_o = 1000$ será utilizado para a obtenção de $\overline{\Delta i_{o_{max}}}$. A Figura 58 apresenta o ábaco para a obtenção de $\overline{\Delta i_{o_{max}}}$ relativo a $f_s/f_o = 1000$.

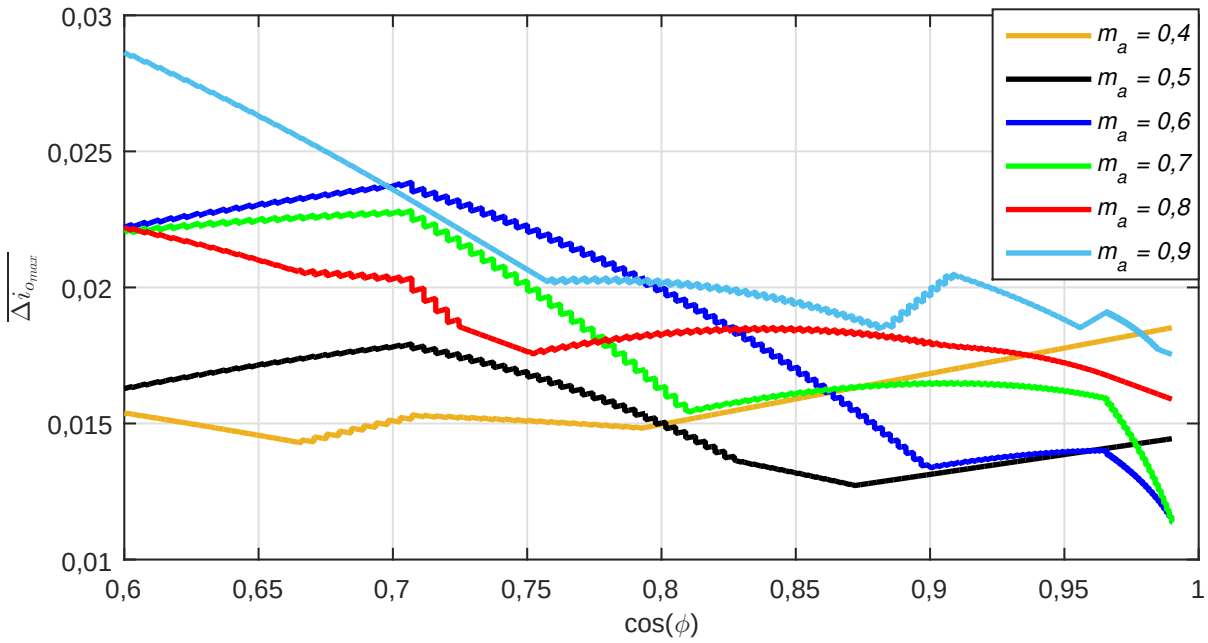
Tendo a parcela de corrente eficaz relacionada com a ondulação em $12\omega_o$ e a parcela referente à frequência de chaveamento ω_s, a corrente eficaz total que circula pelo capacitor C_o pode ser aproximada através da equação 2.171.

$$i_{C_{o\_ef}} = \sqrt{i^2_{C_{o\_ef1}} + i^2_{C_{o\_ef2}}} \tag{2.171}$$

Com o propósito de validar o método proposto de obtenção da corrente eficaz do capacitor C_o é feita a simulação aproximadamente ideal do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* com carga resistiva e rendimento próximo do unitário no *software* PSIM®. A Tabela 6 mostra os parâmetros do conversor utilizados na análise e a Tabela 7 mostra os valores de corrente eficaz de C_o obtidos pelo método proposto (I_{eft}) e através da simulação (I_{efs}) para algumas combinações de índice de modulação e fator de deslocamento. Esta tabela também apresenta o erro relativo ao valor teórico entre as variações de corrente obtidas.

Analisando os valores apresentados na Tabela 5 verifica-se que a média dos erros obtidos entre os valores teóricos e os simulados é de $9{,}090\%$, com desvio padrão de $5{,}642\%$. Isso indica que o método utilizado apresenta uma capacidade razoável para a obtenção do valor eficaz da corrente de C_o apesar de todas as aproximações realizadas.

Figura 58: Ábaco que relaciona $\overline{\Delta i_{o_{max}}}$ com $\cos(\phi)$ para diferentes valores de índice de modulação, $\eta = 1$ e $f_s/f_o = 1000$



Fonte: produção do próprio autor.

Tabela 6: Parâmetros utilizados para validação do método de definição da corrente eficaz de C_o

Parâmetro	**Valor**
Tensão de entrada	550 V
Frequência de chaveamento	$19{,}6$ kHz
Frequência das moduladoras	400 Hz
Indutâncias	$1{,}57$ mH
Capacitância de saída	$20{,}5$ μF
Relação de espiras n_{12}	$4{,}356$
Passo de cálculo do simulador	50 ns

Fonte: produção do próprio autor.

Tabela 7: Tabela de validação do método de definição da corrente eficaz de C_o

	$m_a = 0{,}7$			$m_a = 0{,}8$			$m_a = 0{,}9$		
FD	I_{eft} (A)	I_{efs} (A)	e (%)	I_{eft}	I_{efs}	e (%)	I_{eft}	I_{efs}	e (%)
0,84	0,662	0,564	14,80	0,758	0,650	14,248	0,840	0,752	0,286
0,88	0,613	0,528	13,870	0,693	0,622	10,245	0,747	0,745	0,268
0,92	0,546	0,467	14,470	0,606	0,565	6,766	0,684	0,676	1,170
0,94	0,509	0,433	14,930	0,561	0,532	5,169	0,624	0,641	2,724

Fonte: produção do próprio autor.

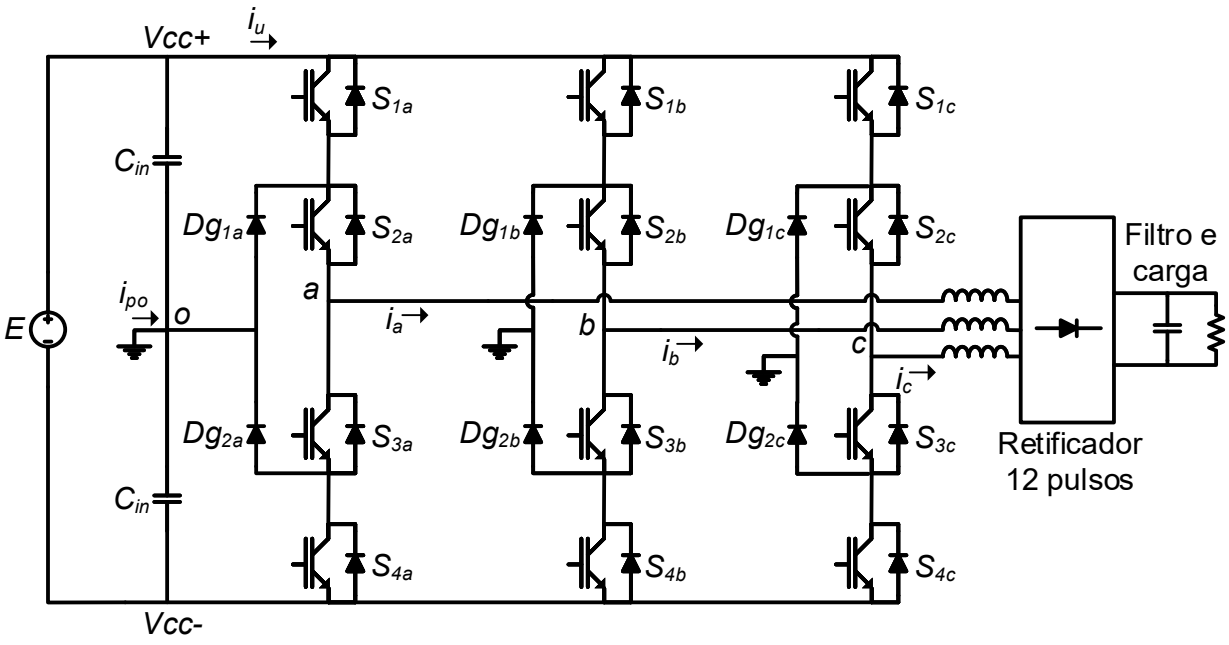
2.3.5 Dimensionamento dos capacitores de entrada

Como foi apresentado na seção 2.1, o inversor *NPC* três níveis trifásico necessita de um barramento CC de entrada dividido, mostrado na Figura 59, para poder sintetizar o nível zero de tensão nas suas saídas. Dependendo do tipo de modulação e controle utilizados e do fator de potência da carga conectada ao inversor, surge uma corrente que circula pelo ponto médio do barramento CC (i_{po}) com uma ondulação com frequência igual a $3w_o$, além das ondulações na frequência de chaveamento do inversor, provocando oscilações na tensão deste barramento (CELANOVIC; BOROYEVICH, 2000). Essas oscilações podem causar sobretensões danosas aos capacitores que formam o barramento e também aos semicondutores do inversor, além de aumentar a corrente eficaz que circula por esses capacitores. Outro problema é o aparecimento dessas ondulações nas tensões de fase, pois isso piora a distorção harmônica das mesmas.

Sabe-se que a modulação com portadoras dispostas em fase e simetria de um quarto de onda naturalmente provoca ondulações na corrente i_{po}, pois esta estratégia gera tensões de fase em relação ao ponto *o* que alternadamente perturbam o ponto *o* de maneira complementar, ou seja, hora a corrente i_{po} entra no ponto *o* e hora a mesma sai, gerando essa ondulação de baixa frequência ao longo do tempo que, idealmente, possui valor médio nulo. Desta forma, o jeito mais simples de suprimir a amplitude das ondulações de tensão no barramento CC causadas pela corrente i_{po} utilizando a modulação citada é através do aumento da capacitância característica dos capacitores que formam o mesmo. Apesar de este método não necessitar de malha fechada, é possível que os capacitores fiquem consideravelmente volumosos, dependendo da aplicação do inversor.

A perturbação no ponto médio do barramento CC ocorre sempre que uma das três fases do inversor *NPC* está gerando uma tensão v_{xo} nula, já que isso coloca o ponto *o* como caminho para circulação da corrente de fase i_x (*x* = *a*, *b*, *c*). A Figura 60 mostra, durante um período de chaveamento T_s, uma possível configuração de comparação entre as portadoras e as moduladoras relativas à modulação com portadoras dispostas em fase

Figura 59: Barramento CC de entrada da topologia proposta



Fonte: produção do próprio autor.

com simetria de um quarto de onda.

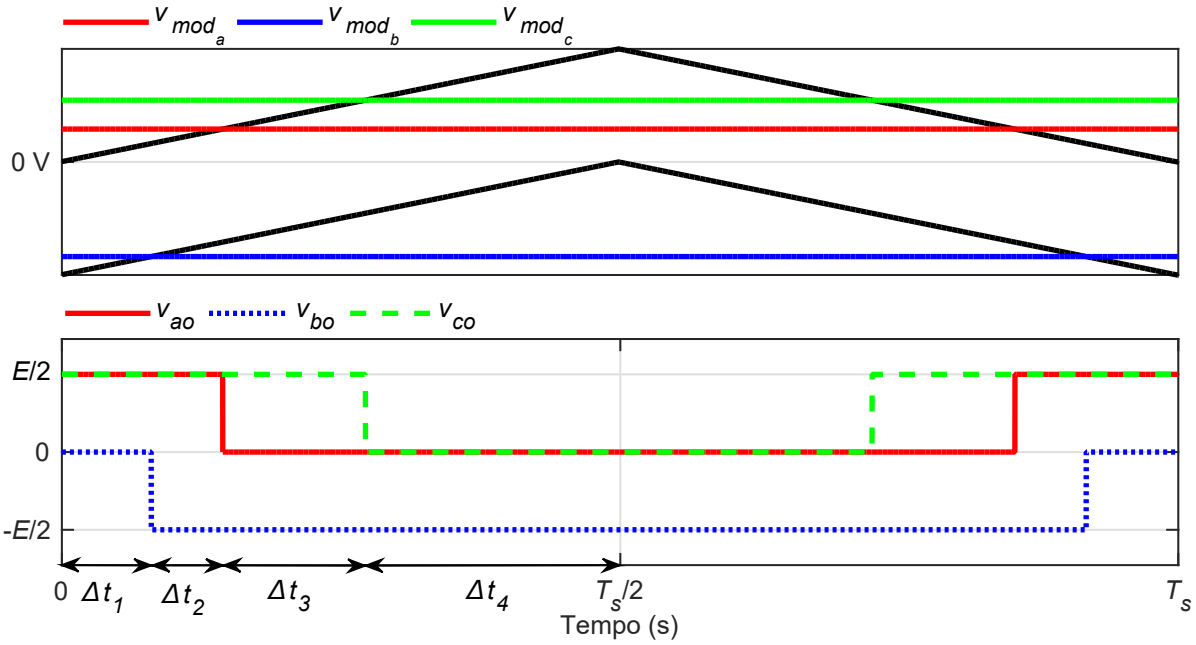
Para cada intervalo Δt_y (y = 1, 2, 3, 4) há um conjunto de tensões v_{xo} diferente sendo aplicado à carga e, para cada conjunto, a corrente i_{po} assume uma combinação diferente de correntes de fase i_x, como é mostrado a seguir:

- $\Delta t_1 \rightarrow v_{ao} = \frac{E}{2}, v_{bo} = 0, v_{co} = \frac{E}{2} \rightarrow i_{po} = -i_b$
- $\Delta t_2 \rightarrow v_{ao} = \frac{E}{2}, v_{bo} = -\frac{E}{2}, v_{co} = \frac{E}{2} \rightarrow i_{po} = 0$
- $\Delta t_3 \rightarrow v_{ao} = 0, v_{bo} = -\frac{E}{2}, v_{co} = \frac{E}{2} \rightarrow i_{po} = -i_a$
- $\Delta t_4 \rightarrow v_{ao} = 0, v_{bo} = -\frac{E}{2}, v_{co} = 0 \rightarrow i_{po} = -i_a - i_c$

Utilizando essas combinações chega-se ao valor médio da corrente i_{po} dentro de um período de chaveamento T_s ($i_{po_{<T_s>}}$) ou valor médio instantâneo, cuja expressão é mostrada em 2.172.

$$i_{po_{<T_s>}} = \frac{2}{T_s}\left[-i_a(\Delta t_3 + \Delta t_4) - i_b \Delta t_1 - i_c \Delta t_4\right] \tag{2.172}$$

Figura 60: Comparação entre as moduladoras e as portadoras dentro de um período T_s e as tensões geradas na saída do *NPC* para $\sqrt{3}/3 \leq m_a \leq 1$



Fonte: produção do próprio autor.

Os intervalos de tempo Δt_y foram obtidos na seção 2.3.3 e são repetidos nas equações 2.173, 2.174 e 2.175, exceto Δt_2, já que neste intervalo a corrente i_{po} é nula.

$$\Delta t_1 = \frac{\frac{v_{mod_b}}{V_{port}} + 1}{2f_s} \tag{2.173}$$

$$\Delta t_3 = \frac{\frac{v_{mod_c} - v_{mod_a}}{V_{port}}}{2f_s} \tag{2.174}$$

$$\Delta t_4 = \frac{1 - \frac{v_{mod_c}}{V_{port}}}{2f_s} \tag{2.175}$$

Substituindo as equações 2.173, 2.174 e 2.175 em 2.172 e sabendo que o somatório das correntes de carga é igual a zero chega-se à equação 2.176, que descreve o valor médio da corrente i_{po} dentro de um período de chaveamento em função das correntes de cada fase, das moduladoras e do valor de pico das portadoras. Devido à simetria da modulação, esta equação é válida enquanto v_{mod_a} e v_{mod_c} forem positivas e v_{mod_b} negativa.

$$i_{po_{<T_s>}} = \frac{i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} + i_c v_{mod_c}}{V_{port}} \tag{2.176}$$

Com o conversor operando dentro de suas condições nominais, as correntes i_x apresentam formato senoidal, assim como os sinais moduladores v_{mod_x}. No entanto, a presença dos indutores entre o inversor e o retificador 12 pulsos provoca um atraso no tempo dessas correntes em relação às suas respectivas moduladoras, como mostra a equação 2.177, provocando o deslocamento do valor médio instantâneo de i_{po}. Via simulação é verificado que a equação 2.176 descreve corretamente o valor de pico do valor médio instantâneo de i_{po} quando o fator de deslocamento ($cos(\phi)$) entre i_x e v_{mod_x} for maior do que aproximadamente $0{,}65$. Caso $cos(\phi) < 0{,}65$, deve-se obter a expressão de $i_{po_{<T_s>}}$ com uma outra configuração das moduladoras em relação às portadoras para descrever o valor de pico do valor médio instantâneo de i_{po} com erro reduzido.

$$\begin{aligned} v_{mod_a} &= V_{mod} sen(\omega_o t) \\ v_{mod_b} &= V_{mod} sen(\omega_o t - 120^\circ) \\ v_{mod_c} &= V_{mod} sen(\omega_o t + 120^\circ) \\ i_a &= I_p sen(\omega_o t - \phi) \\ i_b &= I_p sen(\omega_o t - 120^\circ - \phi) \\ i_c &= I_p sen(\omega_o t + 120^\circ - \phi) \end{aligned} \tag{2.177}$$

Substituindo as expressões de 2.177 em 2.176 é possível obter uma expressão para o valor de pico de $i_{po_{<T_s>}}$ normalizada em relação ao índice de modulação e à amplitude das correntes de fase ($\overline{i_{po_{<T_s>}pk}}$), como mostra a expressão 2.178.

$$\overline{i_{po_{<T_s>}pk}} = \frac{i_{po_{<T_s>}}}{m_a I_p} = \frac{i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} + i_c v_{mod_c}}{V_{port} m_a I_p} \tag{2.178}$$

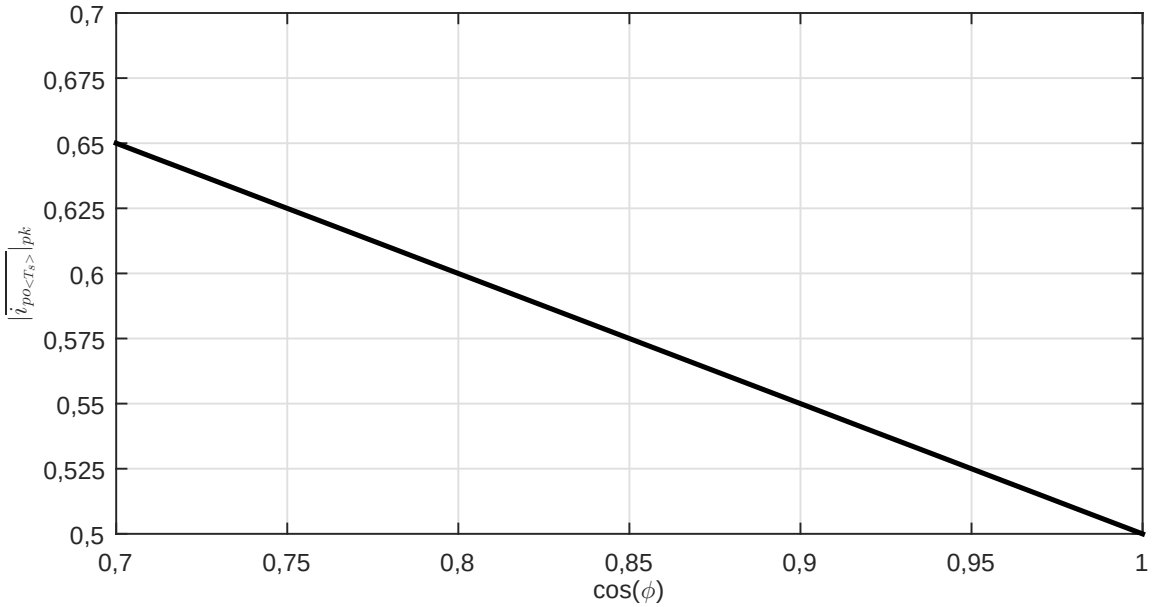
O valor de pico de $i_{po_{<T_s>}}$ varia de acordo com ângulo de defasagem ϕ entre as correntes de fase e suas respectivas moduladoras. Sendo assim, a partir da expressão 2.178 criou-se o ábaco mostrado na Figura 61, que mostra o módulo do valor de pico da corrente $i_{po_{<T_s>}}$ em função da variação do $cos(\phi)$.

A partir do valor obtido através do ábaco, a capacitância de cada um dos capacitores que formam o barramento CC de entrada do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* pode ser calculada através da equação 2.179, onde ΔV_{in} é a ondulação de tensão desejada sobre os capacitores e $3\omega_o$ é a frequência da ondulação de $i_{po_{<T_s>}}$.

$$C_{in} = \frac{\overline{i_{po_{<T_s>}pk}} m_a I_p}{3\omega_o \Delta V_{in}} \tag{2.179}$$

Para obter o valor da corrente eficaz que circula pelos capacitores de entrada do conversor utilizou-se o método proposto por (SHARKH, 2014), onde é considerado que a

Figura 61: Ábaco que relaciona o módulo do valor de pico de $i_{po_{<Ts>}}$ com $cos(\phi)$



Fonte: produção do próprio autor.

soma das correntes que circulam pelos interruptores S_{1x} e S_{2x} dos braços do *NPC* (i_u) é composta por uma parcela CC fornecida pela fonte de entrada e uma parcela CA que circula pelos capacitores. Fazendo uma análise da corrente i_u dentro de T_s e dentro de $1/3$ do período da componente fundamental e considerando que a corrente eficaz dos capacitores é dada pela equação 2.180, chega-se a equação 2.181, através da qual é possível obter uma aproximação satisfatória para o valor da corrente eficaz circulante pelos capacitores.

$$i_{C_{in_{ef}}} = \sqrt{I_{u_{rms}}^2 - I_{u_{med}}^2} \tag{2.180}$$

$$i_{C_{in_{ef}}} = I_p \sqrt{\frac{m_a}{2}\left[\frac{\sqrt{3}}{2\pi} + \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9m_a}{8}\right)\cos^2(\phi)\right]} \tag{2.181}$$

A resistência série equivalente máxima dos capacitores de entrada (RSE_{in}) pode ser obtida da mesma maneira como é feito para o projeto do capacitor de saída. Sendo assim, a mesma pode ser estimada através da inequação 2.182, onde o fator dois vem da

divisão da corrente $i_{po_{<T_s>}}$ pelos dois capacitores do barramento.

$$\begin{aligned} RSE_{in} &\leq \frac{2\Delta V_{in}}{\Delta i_{C_{in}}} \\ RSE_{in} &\leq \frac{2\Delta V_{in}}{\overline{\overline{i_{po_{<T_s>pk}}}} m_a I_p} \end{aligned} \tag{2.182}$$

2.3.6 Esforços de corrente e tensão nos semicondutores

Nesta seção são apresentados os esforços de corrente e tensão nos semicondutores que formam o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* com o objetivo de auxiliar o projetista na escolha dos componentes. Desta forma são mostrados os valores médios das correntes e os valores máximos das tensões para os semicondutores do *NPC* e do retificador 12 pulsos, considerando que todos os componentes que formam o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* sejam ideais.

As tensões de bloqueio dos semicondutores que formam o *NPC* foram obtidas através da análise dos estados de comutação apresentados na seção 2.1 enquanto que todas as equações de corrente média relativas aos mesmos foram obtidas de (NOVAES, 2000), logo as simplificações e considerações feitas por este autor em relação às moduladoras, portadoras, carga e comutação estão inerentes às expressões que serão apresentadas. Já as tensões de bloqueio e as correntes médias dos diodos que compõem o retificador 12 pulsos foram calculadas considerando os estudos apresentados na seção 2.2.

- Interruptores S_{1x} e S_{4x}

  A tensão máxima de bloqueio é descrita pela equação 2.183.

$$V_{S_{14_{max}}} = \frac{E}{2} \tag{2.183}$$

  A corrente média pode ser aproximada pela equação 2.184.

$$I_{S_{14_{med}}} = \frac{I_p m_a}{4\pi} \left\{ (\pi - \phi) cos(-\phi) - \frac{1}{2} \left[sen(2\pi - \phi) - sen(\phi) \right] \right\} \tag{2.184}$$

- Interruptores S_{2x} e S_{3x}

  A tensão máxima de bloqueio é descrita pela equação 2.185.

$$V_{S_{23_{max}}} = \frac{E}{2} \tag{2.185}$$

  A corrente média pode ser aproximada pela equação 2.186.

$$I_{S_{23_{med}}} = \frac{I_p}{\pi} \left\{ \frac{m_a}{4} \left[-sen(\phi) + cos(\phi)\phi \right] + 1 \right\} \tag{2.186}$$

- Diodos grampeadores Dg_{1x} e Dg_{2x}

  A tensão máxima de bloqueio é descrita pela equação 2.187.

$$V_{Dg_{12_{max}}} = \frac{E}{2} \tag{2.187}$$

  A corrente média pode ser aproximada pela equação 2.188.

$$I_{Dg_{12_{med}}} = \frac{I_p}{4\pi} \left\{ m_a \left[-2sen(\phi) - cos(\phi)\pi + 2cos(\phi)\phi \right] + 4 \right\} \tag{2.188}$$

- Diodos em anti-paralelo com os interruptores S_{1x}, S_{2x}, S_{3x} e S_{4x}

  A tensão máxima de bloqueio é descrita pela equação 2.189.

$$V_{D_{1234_{max}}} = \frac{E}{2} \tag{2.189}$$

  A corrente média pode ser aproximada pela equação 2.190.

$$I_{D_{1234_{med}}} = \frac{I_p m_a}{4\pi} \left[cos(\pi - \phi)\phi + sen(\phi) \right] \tag{2.190}$$

- Diodos do retificador 12 pulsos

  A tensão máxima de bloqueio é descrita pela equação 2.191.

$$V_{D_{ret_{max}}} = \frac{2v_o}{2 + \sqrt{3}} \tag{2.191}$$

  A corrente média pode ser aproximada pela equação 2.192, já que cada diodo do retificador 12 pulsos conduz durante um período aproximadamente três vezes menor do que o período relativo à frequência fundamental ω_o.

$$I_{D_{ret_{med}}} = \frac{I_o}{3} \tag{2.192}$$

2.4 Conclusões do capítulo

Neste capítulo são apresentados os princípios de funcionamento do inversor com ponto neutro grampeado de três níveis trifásico e do retificador 12 pulsos alimentado em corrente, que são as estruturas que formam o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*.

O inversor *NPC* três níveis trifásico é uma estrutura bem conhecida e utilizada em várias áreas da indústria, principalmente para acionamento de motores de elevada potência em média tensão. Sua relativa simplicidade estrutural aliada ao constante desenvolvimento de novas tecnologias de interruptores, capazes de suportar correntes e tensões de

bloqueio cada vez maiores (dezenas de amperes e dezenas de quilovolts) e de operar na faixa de unidades de quilohertz, torna este inversor um estágio de entrada interessante para o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*.

A análise do retificador 12 pulsos alimentado com fontes de corrente senoidais mostra a sua dualidade em relação à operação do retificador com alimentação em tensão. Esta dualidade pode ser explorada no sentido de reduzir as derivadas de tensão sobre os enrolamentos do transformador quando este é alimentado por uma fonte de tensão controlada, ao mesmo tempo em que se diminui o conteúdo harmônico das correntes circulantes pelo elemento defasador. Além disso, nota-se a possibilidade de redução da capacitância de saída do retificador devido à baixa ondulação da corrente fornecida por este à carga.

As não idealidades do transformador defasador e dos diodos que formam a estrutura do retificador 12 pulsos alimentado em corrente podem influenciar na operação do mesmo através da alteração da tensão de bloqueio nos diodos e do surgimento de oscilações causadoras de sobretensões e de comutações adicionais desses semicondutores. Sendo assim, a utilização de circuitos de auxílio à comutação na estrutura retificadora pode ser necessária para que esta opere de maneira mais adequada.

Fazendo o acoplamento das estruturas inversora e retificadora através de indutâncias desenvolve-se o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, de forma que o *NPC* três níveis trifásico atua junto dessas indutâncias para providenciar correntes senoidais controladas em média frequência e com baixa ondulação em alta frequência para o retificador 12 pulsos. Assim a topologia herda e agrupa características interessantes das duas estruturas para fazer o processamento de elevada potência com médias tensões contínuas de entrada e saída.

A análise da topologia proposta mostra que há uma certa dificuldade na determinação das indutâncias que acoplam o inversor e o retificador a partir da ondulação de corrente na frequência de chaveamento. Essa dificuldade aparece devido ao fato de que as tensões de fase no primário do transformador influenciam diretamente nessas ondulações, porém a defasagem dessas tensões em relação às tensões geradas pelo inversor dependem das próprias indutâncias que se deseja definir, inviabilizando o conhecimento das tensões aplicadas sobre os indutores. Sendo assim, optou-se por projetar as indutâncias a partir de uma análise na frequência f_o, onde se utiliza o fator de deslocamento ($\cos(\phi)$) como uma especificação de entrada para a definição de L e posteriormente se verifica através de ábacos se a ondulação de corrente em alta frequência resultante é satisfatória para o $cos(\phi)$ e o L escolhidos.

A obtenção de uma estimativa da ondulação em alta frequência das correntes de entrada do retificador 12 pulsos se mostrou importante principalmente para a definição da corrente eficaz que circula pelo capacitor utilizado na saída do conversor *TL-NPC DC-DC*

CFMR. Essa corrente pode ser significativa quando o conversor opera como abaixador de tensão, já que desta forma as correntes nos secundários são amplificadas em relação às correntes do primário.

3 EXEMPLO DE PROJETO DO CONVERSOR CC-CC

A fim de aplicar as equações deduzidas e apresentadas no capítulo 2, este capítulo será dedicado à elaboração de um exemplo de projeto da parte de potência do conversor *TL-CFMR*, onde serão abordadas as especificações relativas à potência processada, às tensões de entrada e saída, às frequências de comutação e fundamental, ao transformador do retificador 12 pulsos, aos elementos passivos e aos semicondutores que formam a estrutura.

3.1 Especificações iniciais

Algumas informações são necessárias como ponto de partida para o dimensionamento dos componentes que compõem o conversor. Essas informações são apresentadas na Tabela 8, sendo que esses valores foram escolhidos de maneira a representar, em pequena escala (aproximadamente mil vezes menor em relação à potência de saída e cem vezes menor em relação as tensões de entrada e saída), uma possível aplicação real do conversor *TL-CFMR* operando como abaixador de tensão.

Tabela 8: Especificações iniciais do projeto do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*

Parâmetro	**Valor**
Potência de saída (P_o)	5 kW
Tensão de entrada (E)	550 V
Tensão de saída (V_o)	150 V
Frequência de chaveamento (f_s)	$19{,}6$ kHz
Frequência das moduladoras (f_o)	400 Hz
Índice de modulação (m_a)	$0{,}85$
Fator de deslocamento mínimo (FD ou $cos(\phi)$)	$0{,}95$
Rendimento estimado (η)	$0{,}9$
Ondulação máxima das correntes de fase (Δi_{max})	10% de I_p
Ondulação máxima da tensão de saída (Δv_o)	1% de V_o
Ondulação máxima da tensão nos capacitores de entrada (ΔV_{in})	1% de $\frac{E}{2}$

Fonte: produção do próprio autor.

O valor do índice de modulação escolhido não é tão elevado para que haja uma margem para variação do mesmo quando o conversor operar em malha fechada, assim

reduz-se a possibilidade de saturação da modulação.

O fator de deslocamento máximo é uma grandeza que define a máxima defasagem entre o componente fundamental das tensões de fase geradas pelo *NPC* (tensões em relação ao ponto médio do barramento CC de entrada) e o componente fundamental de suas respectivas correntes de fase. Quanto maior for a indutância dos indutores presentes entre o inversor e o retificador 12 pulsos, menor será o fator de deslocamento, reduzindo a distorção harmônica das correntes de fase, no entanto, a potência reativa processada pelo inversor tende a ser maior, exigindo um projeto mais robusto da topologia CC-CA. Sendo assim, optou-se por um valor relativamente alto de FD, já que o controle das correntes de fase ajudará a reduzir a amplitude de alguns de seus componentes harmônicos. O ângulo ϕ é dado pela equação 3.1.

$$\phi = acos(FD) = acos(0{,}95) = 0{,}318 \text{ rad} \tag{3.1}$$

Considerando que a maior parte da potência reativa relacionada à comutação do *NPC* (distorção harmônica das tensões e correntes de fase) é fornecida pelos capacitores do barramento CC de entrada, a potência aparente exigida do inversor pode ser calculada pela equação 3.2.

$$S_{in} = \frac{P_o}{\eta \cdot FD} = \frac{5000}{0{,}9 \cdot 0{,}95} = 5{,}848 \text{ kVA} \tag{3.2}$$

Através da potência de saída e da tensão de saída especificadas é possível definir a corrente média de saída do conversor e a resistência de carga equivalente, dadas pelas equações 3.3 e 3.4, respectivamente.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{5000}{150} = 33{,}33 \text{ A} \tag{3.3}$$

$$R_{carga} = \frac{V_o^2}{P_o} = \frac{150^2}{5000} = 4{,}5 \ \Omega \tag{3.4}$$

3.2 Especificação do transformador

Reorganizando a equação 2.109, que define o ganho estático do *TL-NPC DC-DC CFMR*, e isolando a variável que representa a relação de espiras entre o primário e o secundário em Y do transformador chega-se à equação 3.5.

$$n_{12} = \frac{(2+\sqrt{3})\sqrt{6}\pi}{24(\sqrt{3}-1)} \cdot \frac{Em_a \cos(\phi)\eta}{V_o} \tag{3.5}$$

Substituindo os valores da Tabela 8 na equação 3.5 obtém-se a relação de espiras n_{12} para as especificações dadas, mostrada na equação 3.6.

$$n_{12} = \frac{(2+\sqrt{3})\sqrt{6}\pi}{24(\sqrt{3}-1)} \cdot \frac{550 \cdot 0{,}85 \cdot 0{,}95 \cdot 0{,}9}{150} = 4{,}356 \tag{3.6}$$

Para manter a igualdade entre as tensões nos secundários do transformador, a relação de espiras entre o secundário em Y e o secundário em Δ é dado pela equação 3.7.

$$n_{23} = \frac{1}{\sqrt{3}} = 0{,}577 \tag{3.7}$$

Desta forma, a relação de espiras entre o primário e o secundário em Δ é dado pela equação 3.8.

$$n_{13} = \frac{n_{12}}{\sqrt{3}} = 2{,}515 \tag{3.8}$$

Outra grandeza importante é a amplitude do componente fundamental das tensões de fase do primário do transformador, cujo valor pode ser obtido através da equação 3.9.

$$b_1 = \frac{6\sqrt{2}(\sqrt{3}+1)}{12+7\sqrt{3}} \frac{V_o n_{12}}{\pi} = \frac{6\sqrt{2}(\sqrt{3}+1)}{12+7\sqrt{3}} \frac{150 \cdot 4{,}356}{\pi} = 199{,}86 \text{ V} \tag{3.9}$$

A partir desses valores obteve-se um transformador 12 pulsos com primário em Y e com núcleo de ferro-silício projetado para operar a 400 Hz. As características do transformador são apresentadas na Tabela 9, enquanto que na Figura 62 é mostrada uma imagem do mesmo.

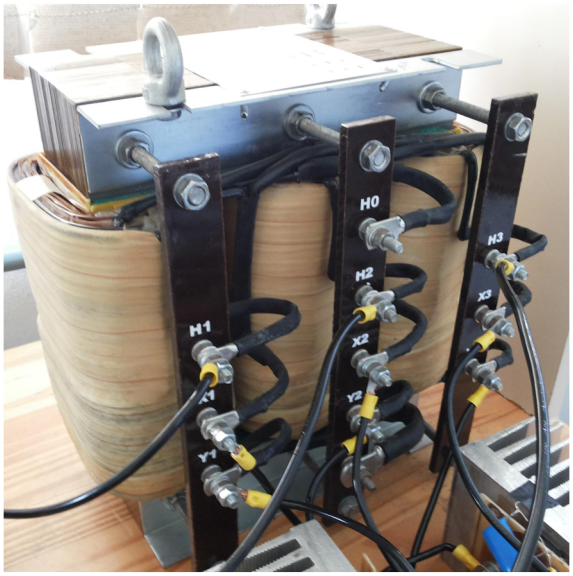
Para estimar as indutâncias magnetizantes do transformador é feito o ensaio de circuito aberto do mesmo, ou seja, aplica-se a tensão senoidal nominal (V_{nom}) (em 60 Hz) em cada uma das fases do primário do transformador mantendo-se todos os outros enrolamentos em aberto, como mostra a Figura 63, onde está sendo representado o ensaio de circuito aberto para a fase *a*. Através da medição da corrente eficaz na fase onde está sendo aplicada a tensão nominal (I_{mag_x}, onde *x* = *a*, *b* ou *c*), cujo valor obtido é de 13 A para a fase *a*, $6{,}1$ A para a fase *b* e $12{,}8$ A para a fase *c*, e fazendo a consideração de que a resistência do enrolamento é desprezível em relação à parcela indutiva, é possível estimar as indutâncias magnetizantes através da equação 3.10.

Tabela 9: Características do transformador 12 pulsos

Parâmetro	**Valor**
Altura	30 cm
Comprimento	31 cm
Largura	23 cm
Massa	40 kg
Potência	6 kVA
Frequência de operação	400 Hz
Tensão eficaz de linha no primário	$247{,}3$ V
Tensão eficaz de linha no secundário Y	$56{,}2$ V
Tensão eficaz no secundário em Δ	$56{,}2$ V
Relação de espiras n_{12}	$4{,}4$
Relação de espiras n_{13}	$2{,}54$

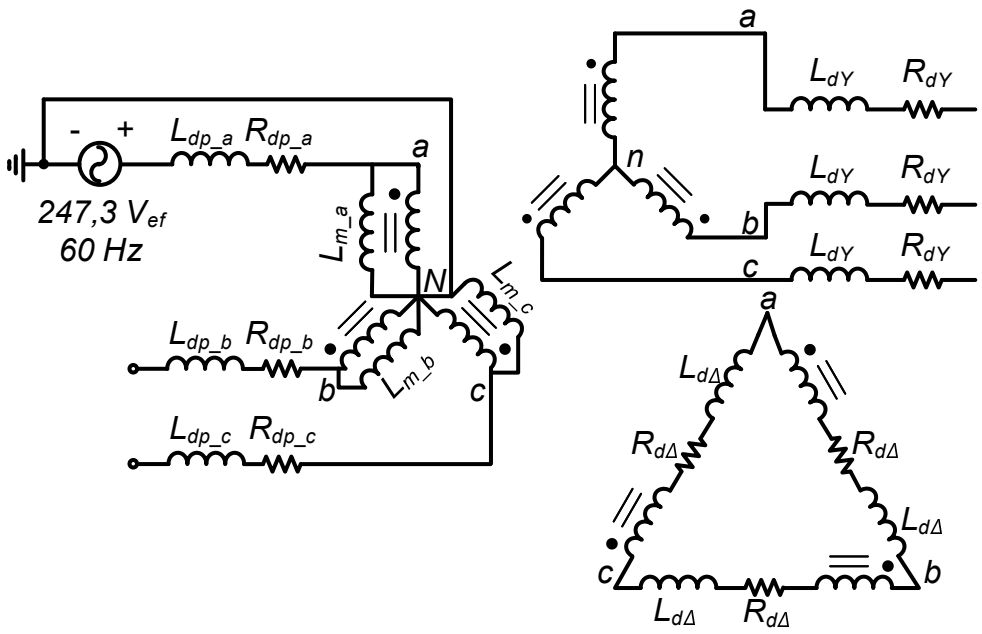
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 62: Transformador 12 pulsos utilizado no conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 63: Ensaio de circuito aberto para a fase *a* do transformador de 12 pulsos



Fonte: produção do próprio autor.

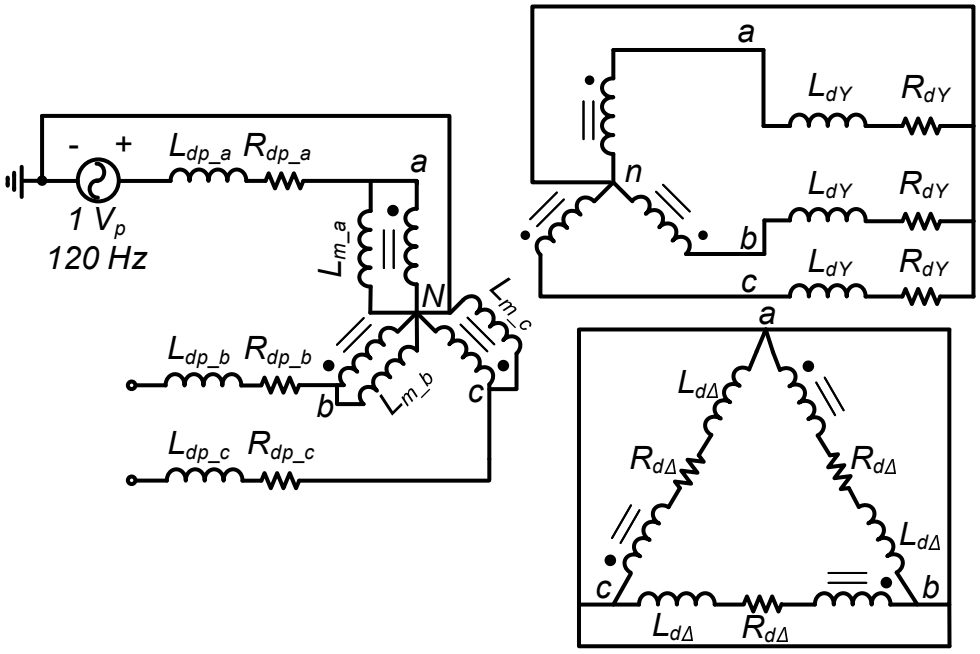
$$
\begin{aligned}
L_{m\_a} &= \frac{V_{nom}}{2\pi 400 I_{mag\_a}} = \frac{247{,}3}{2\pi 60 \cdot 13} = 50{,}5 \text{ mH} \\
L_{m\_b} &= \frac{V_{nom}}{2\pi 400 I_{mag\_b}} = \frac{247{,}3}{2\pi 60 \cdot 6{,}1} = 107{,}5 \text{ mH} \\
L_{m\_c} &= \frac{V_{nom}}{2\pi 400 I_{mag\_c}} = \frac{247{,}3}{2\pi 60 \cdot 12{,}8} = 51{,}2 \text{ mH}
\end{aligned}
\tag{3.10}
$$

O conhecimento do valor das indutâncias magnetizantes do transformador é importante porque, de acordo com o funcionamento do retificador 12 pulsos alimentado em corrente, a tensão remanescente sobre esta indutância é uma grandeza multinível com frequência fundamental f_o e componentes harmônicos de ordem $12k \pm 1,\ k \in \mathbb{N}^*$. Logo, se L_m não for significativamente maior do que a indutância total das fases do transformador (indutância adicionada externamente mais a dispersão do transformador), correntes consideráveis com frequências $(12k \pm 1)f_o,\ k \in \mathbb{N}^*$ passam a circular pelo elemento magnético defasador, elevando as perdas nos enrolamentos e distorcendo a corrente de saída do retificador 12 pulsos.

Devido ao fato de o núcleo do transformador ser assimétrico (núcleo E), a indutância magnetizante da perna central tende a ser maior do que a indutância das pernas laterais. No entanto, como essas indutâncias são elevadas em relação às indutâncias colocadas entre o inversor e o transformador, de forma que as correntes circulantes pelas magnetizantes tendem a ser baixas e o desequilíbrio praticamente imperceptível.

A estimação dos valores de indutância de dispersão são obtidos através do ensaio de curto-circuito do transformador. Este ensaio consiste em curto-circuitar as bobinas do secundário em Y em relação ao ponto comum das mesmas e curto-circuitar as fases do secundário em Δ, como mostra a Figura 64. A partir disso é feita a medição da indutância de dispersão total vista por cada uma das fases do primário através de uma ponte RLC, que aplica um sinal de tensão senoidal com 1 V de pico e 120 Hz. Os valores obtidos são mostrados na equação 3.11.

Figura 64: Ensaio de curto-circuito para a fase *a* do transformador de 12 pulsos



Fonte: produção do próprio autor.

$$
\begin{aligned}
L_{dt\_a} &= 400\ \mu\text{H} \\
L_{dt\_b} &= 315\ \mu\text{H} \\
L_{dt\_c} &= 350\ \mu\text{H}
\end{aligned}
\tag{3.11}
$$

Analisando uma das bobinas do secundário em Y, percebe-se que, com o transformador configurado da maneira descrita, sua indutância de dispersão fica em paralelo com as dispersões das outras duas bobinas devido ao acoplamento magnético existente entre os enrolamentos. O mesmo ocorre com o secundário em Δ. Desta forma, a indutância de dispersão total (L_{dt}) vista por cada fase do primário do transformador pode ser dada pela equação 3.12, onde L_{dp} é a indutância de dispersão de cada fase do primário, L_{dY} é a indutância de dispersão de cada fase do secundário em Y (vista pelo secundário em Y) e

$L_{d\Delta}$ é a indutância de dispersão de cada fase do secundário em Δ (vista pelo secundário em Δ).

$$\begin{aligned} L_{dt\_a} &= L_{dp\_a} + \frac{L_{dY} n_{12}^2}{3} + \frac{L_{d\Delta} n_{13}^2}{3} = 400\ \mu\text{H} \\ L_{dt\_b} &= L_{dp\_b} + \frac{L_{dY} n_{12}^2}{3} + \frac{L_{d\Delta} n_{13}^2}{3} = 315\ \mu\text{H} \\ L_{dt\_c} &= L_{dp\_c} + \frac{L_{dY} n_{12}^2}{3} + \frac{L_{d\Delta} n_{13}^2}{3} = 350\ \mu\text{H} \end{aligned} \tag{3.12}$$

Para fazer a distribuição da indutância de dispersão total para o primário e os dois secundários decidiu-se dividir o valor medido ponderadamente com base na relação de espiras entre os enrolamentos, sendo que quanto maior for o número de espiras de uma determinada bobina, maior é a sua indutância de dispersão. Como neste caso as bobinas do primário possuem mais espiras, a equação 3.12 foi reescrita com as ponderações em função da dispersão no primário L_{dp}, como mostra a equação 3.13.

$$\begin{aligned} L_{dt\_a} &= L_{dp\_a} + \frac{L_{dp\_a}}{n_{12}} + \frac{L_{dp\_a}}{n_{13}} = 400\ \mu\text{H} \\ L_{dt\_b} &= L_{dp\_b} + \frac{L_{dp\_b}}{n_{12}} + \frac{L_{dp\_b}}{n_{13}} = 315\ \mu\text{H} \\ L_{dt\_c} &= L_{dp\_c} + \frac{L_{dp\_c}}{n_{12}} + \frac{L_{dp\_c}}{n_{13}} = 350\ \mu\text{H} \end{aligned} \tag{3.13}$$

Isolando L_{dp_a}, L_{dp_b} e L_{dp_c} na equação 3.13 e substituindo os valores de relações de espiras, encontra-se uma estimativa da indutância de dispersão de cada fase do primário do transformador, mostrada na equação 3.14.

$$\begin{aligned} L_{dp\_a} &= \frac{L_{dt\_a}}{1{,}62} = \frac{400 \cdot 10^{-6}}{1{,}62} = 246{,}91\ \mu\text{H} \\ L_{dp\_b} &= \frac{L_{dt\_b}}{1{,}62} = \frac{315 \cdot 10^{-6}}{1{,}62} = 194{,}44\ \mu\text{H} \\ L_{dp\_c} &= \frac{L_{dt\_c}}{1{,}62} = \frac{350 \cdot 10^{-6}}{1{,}62} = 216{,}05\ \mu\text{H} \end{aligned} \tag{3.14}$$

Como a fase *a* do primário possui maior indutância de dispersão utilizou-se o valor de L_{dp_a} para encontrar o valor estimado das dispersões do secundário em Y e do secundário em Δ através das equações 3.15 e 3.16, respectivamente. Desta forma considera-se que as dispersões são iguais para as fases de um mesmo secundário.

$$L_{dY} = \frac{3 L_{dp\_a}}{n_{12}^3} = \frac{3 \cdot 246{,}91 \cdot 10^{-6}}{(4{,}4)^3} = 8{,}70\ \mu\text{H} \tag{3.15}$$

$$L_{d\Delta} = \frac{3L_{dp\_a}}{n_{13}^3} = \frac{3 \cdot 246{,}91 \cdot 10^{-6}}{(2{,}54)^3} = 45{,}20\ \mu\text{H} \tag{3.16}$$

O mesmo procedimento realizado para as indutâncias pode ser feito para estimar a resistência dos enrolamentos. Através da configuração de curto-circuito é medida uma resistência total vista pelo primário de $280\ \text{m}\Omega$ para a fase *a* (R_{dt_a}), $310\ \text{m}\Omega$ para a fase *b* (R_{dt_b}) e $315\ \text{m}\Omega$ para a fase *c* (R_{dt_c}). Sendo assim, a resistência dos enrolamentos do primário podem ser estimadas através da equação 3.17.

$$\begin{aligned} R_{dp\_a} &= \frac{R_{dt\_a}}{1{,}62} = \frac{0{,}280}{1{,}62} = 172{,}84\ \text{m}\Omega \\ R_{dp\_b} &= \frac{R_{dt\_b}}{1{,}62} = \frac{0{,}310}{1{,}62} = 191{,}36\ \text{m}\Omega \\ R_{dp\_c} &= \frac{R_{dt\_c}}{1{,}62} = \frac{0{,}315}{1{,}62} = 194{,}44\ \text{m}\Omega \end{aligned} \tag{3.17}$$

Como a fase *c* do primário possui maior resistência utilizou-se o valor de R_{dp_c} para encontrar o valor estimado das resistências do secundário em Y e do secundário em Δ através das equações 3.18 e 3.19, respectivamente. Desta forma considera-se que as resistências são iguais para as fases de um mesmo secundário.

$$R_{dY} = \frac{3R_{dp\_c}}{n_{12}^3} = \frac{3 \cdot 194{,}44 \cdot 10^{-3}}{(4{,}41)^3} = 6{,}80\ \text{m}\Omega \tag{3.18}$$

$$R_{d\Delta} = \frac{3R_{dp}}{n_{13}^3} = \frac{3 \cdot 194{,}44 \cdot 10^{-3}}{(2{,}54)^3} = 35{,}60\ \text{m}\Omega \tag{3.19}$$

A Tabela 19, presente no Apêndice A, resume os valores de indutância magnetizante, indutância de dispersão e resistência de enrolamento obtidos através dos ensaios do transformador.

3.3 Dimensionamento da indutância entre os estágios inversor e retificador

Primeiramente define-se a amplitude I_p da corrente que circula pelo indutor de cada fase. Isso pode ser feito isolando a variável I_p na equação 2.107, que define a relação entre a corrente média de saída do retificador 12 pulsos (I_o) e a corrente I_p. A equação resultante é mostrada em 3.22

$$I_p = \frac{I_o \pi (2 + \sqrt{3})}{3\sqrt{6}(\sqrt{3} - 1) n_{12}} \tag{3.20}$$

A corrente média de saída do retificador 12 pulsos pode ser obtida através da equação 3.21.

$$I_o = \frac{P_o}{V_o} = \frac{5000}{150} = 33{,}33 \text{ A} \tag{3.21}$$

Substituindo as equações 3.6 e 3.21 em 3.22 chega-se ao valor da amplitude das correntes na entrada do retificador 12 pulsos.

$$I_p = \frac{33{,}33\pi(2+\sqrt{3})}{3\sqrt{6}(\sqrt{3}-1)4{,}356} = 16{,}68 \text{ A} \tag{3.22}$$

De acordo com o que é explicado na seção 2.3.3, a grandeza determinante do valor da indutância é o fator de deslocamento FD, logo pode-se utilizar a equação 3.23 para encontrar indutância desejada.

$$L = \tan(\phi)\frac{b_1}{\omega_o I_p} \tag{3.23}$$

Substituindo os valores das equações 3.22 e 3.9 na equação 3.23 e utilizando os valores de FD e ω_o especificados na Tabela 8, chega-se ao valor da indutância dos indutores.

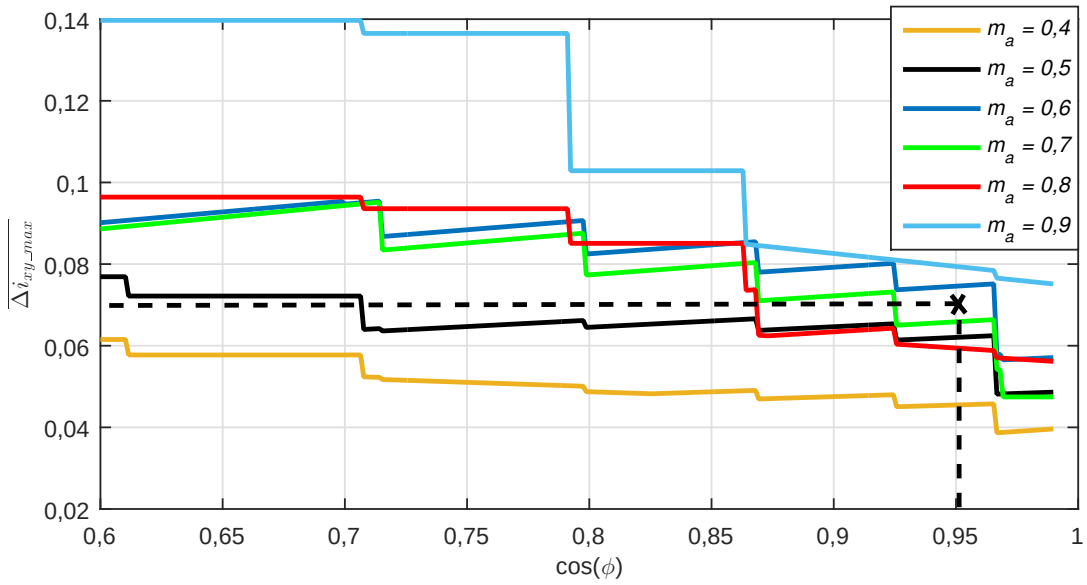
$$L = \tan(0{,}318)\frac{199{,}86}{2\pi 400 \cdot 16{,}68} = 1{,}57 \text{ mH} \tag{3.24}$$

Tendo a indutância definida, verifica-se qual a ondulação máxima da corrente que circula por cada indutor dentro de meio período de chaveamento. Sabendo que $f_s/f_o = 49$, utilizando o ábaco da Figura 65 pode-se obter, de forma aproximada, o valor da corrente normalizada $\overline{\Delta i_{xy\_max}} = 0{,}071$ para $m_a = 0{,}85$ e $FD = 0{,}95$. A partir disso e das especificações apresentadas na Tabela 8, pode-se encontrar o valor da máxima ondulação no primário do transformador através da equação 3.25

$$\Delta i_{max} = \frac{E\overline{\Delta i_{xy}}}{L f_s} = \frac{550 \cdot 0{,}071}{1{,}57 \cdot 10^{-3} \cdot 19600} = 1{,}27 \text{ A} \tag{3.25}$$

Para validar este valor de variação de corrente é realizada uma simulação do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* no *software* PSIM® operando em malha aberta e respeitando as especificações definidas no início deste capítulo. A Figura 127, presente no Apêndice B, apresenta o circuito simulado e a Figura 66 apresenta as tensões aplicadas sobre os indutores das três fases juntamente com a modulação aplicada dentro do período $-30° \leq \omega_o \leq 30°$. Verificou-se que o intervalo destacado entre linhas pontilhadas é o que apresenta a maior relação $V \cdot s$ (tensão vezes segundo) dentro de metade do período de

Figura 65: Ábaco para $f_s/f_o = 49$ utilizado para a definição da ondulação máxima de corrente nos indutores



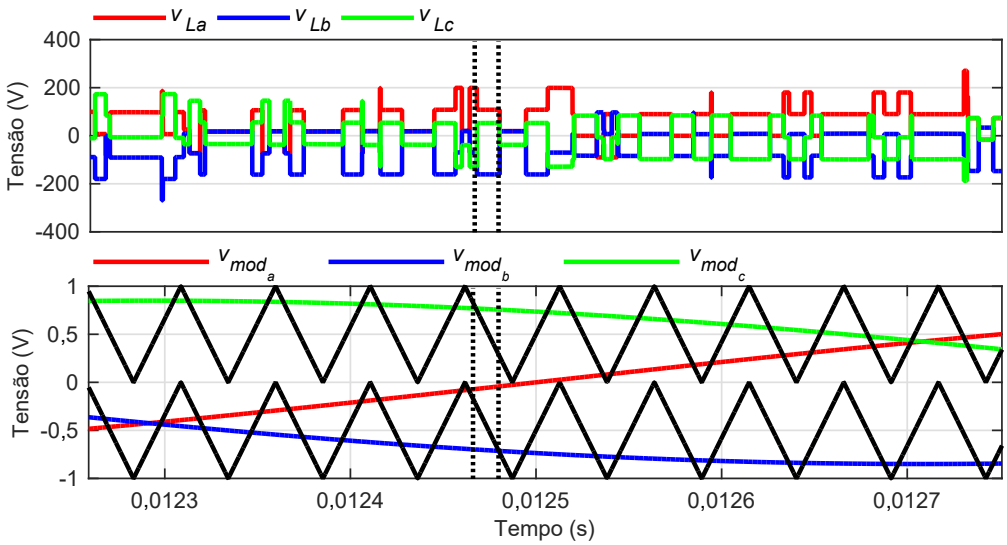
Fonte: produção do próprio autor.

chaveamento e que essa relação incide sobre o indutor da fase *b*. A Figura 67 apresenta uma ampliação da região destacada na Figura 66 e mostra a tensão aplicada sobre o indutor da fase *b* e a sua respectiva variação de corrente, que ficou em torno de $1{,}26$ A, um valor bem próximo daquele obtido através da análise teórica. Ratifica-se que esta análise considera a ondulação de corrente máxima dentro de um intervalo onde a di/dt se mantém inalterada, de forma que a possível combinação de dois ou mais intervalos consecutivos com di/dt de mesma polaridade irá gerar uma ondulação equivalente maior do que a obtida pelo ábaco.

Como o valor de Δi_{max} é menor do que a ondulação máxima especificada no projeto ($0{,}1 \cdot 16{,}68 = 1{,}668\ A$), julga-se que o valor de indutância obtido é adequado para a aplicação em questão.

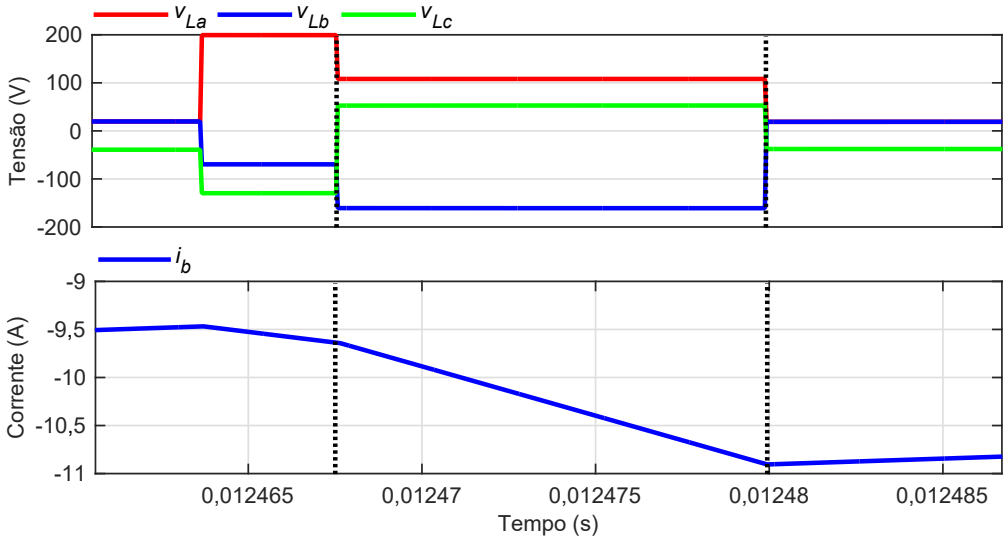
Sendo assim, obteve-se três indutores com núcleo de ferro-silício projetados para operar a 400 Hz. As características desses indutores são apresentadas na Tabela 10, enquanto que na Figura 68 é mostrada uma imagem dos elementos magnéticos.

Figura 66: Modulação e tensões sobre os indutores dentro de $-30^\circ \leq \omega_o \leq 30^\circ$, destacando o intervalo com maior relação $V \cdot s$



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 67: Tensões sobre os indutores e a ondulação da corrente i_b dentro do intervalo destacado



Fonte: produção do próprio autor.

Tabela 10: Características dos indutores

Parâmetro	**Valor**
Altura	$7{,}5$ cm
Comprimento	$9{,}1$ cm
Largura	8 cm
Massa	$1{,}48$ kg
Frequência de operação	400 Hz
Indutância	$1{,}57$ mH
Corrente eficaz	12 A
Resistência do enrolamento	60 mΩ a 120 Hz e 800 mΩ a 1 kHz

Fonte: produção do próprio autor.

Figura 68: Indutor utilizado no conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*



Fonte: produção do próprio autor.

3.4 Dimensionamento do capacitor de saída

Para determinar a capacitância equivalente do capacitor de saída do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* pode-se utilizar a equação 3.26.

$$C_o = \frac{1{,}1458 \cdot 10^{-3}\pi\sqrt{2}I_o}{3(\sqrt{3}-1)\omega_o \Delta V_o} \tag{3.26}$$

Substituindo o valor da equação 3.21 e o valor de ΔV_o especificado na Tabela 8 na equação 3.26, chega-se a 3.27, que é o valor de capacitância desejado.

$$C_o = \frac{1{,}1458 \cdot 10^{-3}\pi\sqrt{2}33{,}33}{3(\sqrt{3}-1)2\pi 400 \cdot 0{,}01 \cdot 150} = 20{,}5\ \mu\text{F} \tag{3.27}$$

O valor da resistência série equivalente máxima que este capacitor pode ter é dado pela equação 3.28.

$$\begin{aligned} RSE &< \frac{(2+\sqrt{3})\Delta V_o}{0{,}059 n_{12} I_p} \\ RSE &< \frac{(2+\sqrt{3})0{,}01 \cdot 150}{0{,}059 \cdot 4{,}356 \cdot 16{,}68} \\ RSE &< 1{,}31\ \Omega \end{aligned} \tag{3.28}$$

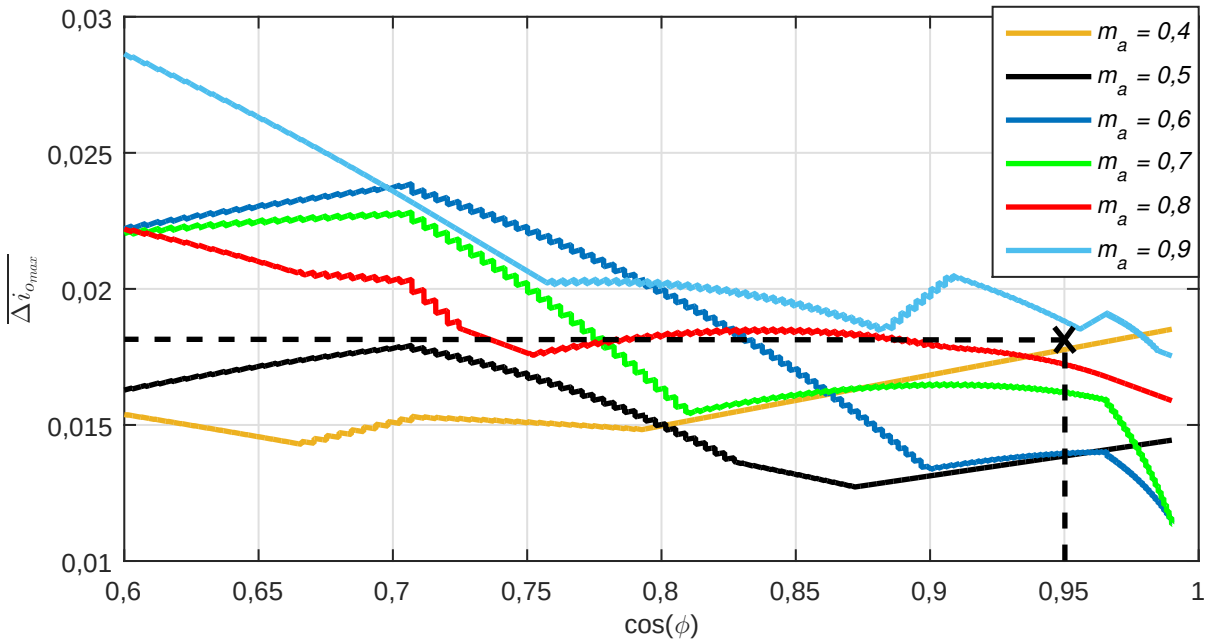
Como foi visto na seção 2.3.4, a corrente eficaz que circula pelo capacitor de saída do conversor apresenta duas parcelas de maior influência, a de baixa frequência ($12\omega_o$) e a da frequência de chaveamento. A primeira parcela pode ser obtida através da equação 3.29.

$$i_{C_{o\_ef1}} \approx 4{,}72 \cdot 10^{-3} I_p n_{12} = 4{,}72 \cdot 10^{-3} 16{,}68 \cdot 4{,}356 = 343{,}9\ \text{mA} \tag{3.29}$$

A segunda parcela da corrente eficaz do capacitor de saída pode ser obtida de forma aproximada através do ábaco da Figura 69, onde para $m_a = 0{,}85$ e $FD = 0{,}95$ o valor da corrente normalizada é aproximadamente $\overline{\Delta i_{o_{max}}} = 0{,}0185$. Utilizando este valor e os valores das especificações da Tabela 8 pode-se obter o valor real da ondulação máxima da corrente no capacitor de saída através da equação 3.30.

$$\Delta i_{o_{max}} = \frac{E n_{12} \overline{\Delta i_{o_{max}}}}{L f_s} = \frac{550 \cdot 4{,}356 \cdot 0{,}0185}{1{,}57 \cdot 10^{-3} \cdot 19600} = 1{,}44\ \text{A} \tag{3.30}$$

Figura 69: Ábaco utilizado para a definição da ondulação máxima de corrente na saída do retificador 12 pulsos



Fonte: produção do próprio autor.

O valor eficaz da parcela de alta frequência da corrente que circula pelo capacitor de saída pode ser aproximada através da equação 3.31.

$$i_{C_{o\_ef2}} \approx \frac{\sqrt{3}\Delta i_{o_{max}}}{6} = \frac{\sqrt{3} \cdot 1{,}44}{6} = 415{,}8 \text{ mA} \tag{3.31}$$

Tendo as duas parcelas, o valor eficaz total é calculado através da equação 3.32.

$$i_{C_{o\_ef}} \approx \sqrt{i^2_{C_{o\_ef1}} + i^2_{C_{o\_ef2}}} = \sqrt{0{,}3439^2 + 0{,}4158^2} = 539{,}6 \text{ mA} \tag{3.32}$$

Fazendo a simulação do mesmo circuito da Figura 127 obteve-se um valor eficaz de corrente para o capacitor de saída de $562{,}6$ mA, que é aproximadamente $4{,}29\%$ maior do que o valor teórico, mostrando a validade do método analítico utilizado.

Devido à baixa corrente eficaz calculada, optou-se por utilizar 6 capacitores de poliéster de $6{,}8$ μF cada em paralelo, totalizando $40{,}8$ μF, com capacidade de bloqueio de 400 V. A capacitância equivalente escolhida é o dobro da mínima calculada com o objetivo de melhorar visualmente a ondulação da tensão de saída, pois desta maneira aumenta-se a filtragem da corrente de saída do retificador 12 pulsos e tem-se a produção de uma menor variação da tensão de saída em caso de variações de carga. A Figura 70 mostra o capacitor utilizado para formar o filtro de saída.

Figura 70: Capacitor utilizado na formação do filtro de saída do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*

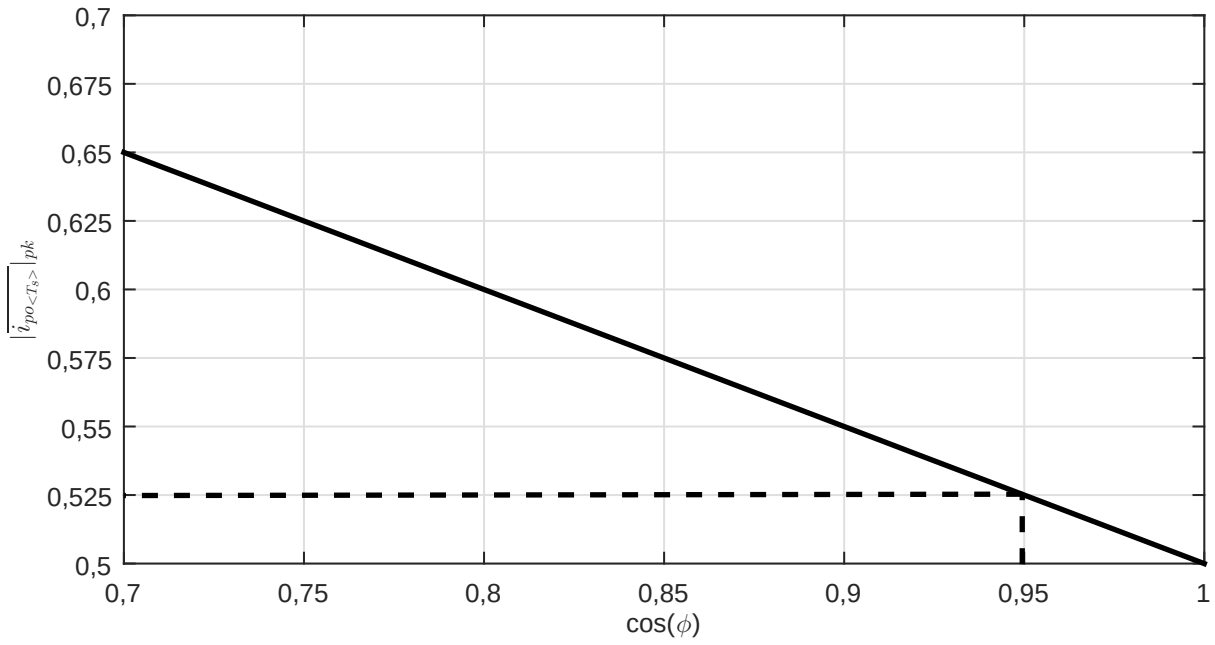


Fonte: produção do próprio autor.

3.5 Dimensionamento dos capacitores de entrada

Inicialmente, para definir o valor da capacitância equivalente de cada um dos capacitores que formam o barramento de entrada do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, utiliza-se o ábaco apresentado na Figura 71, de onde é possível obter o valor de pico normalizado da corrente que circula pelo ponto médio do barramento CC de entrada para $FD = 0{,}95$. Este valor normalizado é igual a $0{,}525$.

Figura 71: Ábaco utilizado para a obtenção do valor de pico normalizado da corrente do ponto médio do barramento CC de entrada



Fonte: produção do próprio autor.

Substituindo o valor obtido através do ábaco e os valores especificados na Tabela 8

na equação 3.33 encontra-se a capacitância equivalente (de cada um dos capacitores do barramento de entrada) necessária para atingir a ondulação de tensão desejada.

$$C_{in} = \frac{\overline{i_{po_{<Ts>pk}}} m_a I_p}{3\omega_o \Delta V_{in}} = \frac{0{,}525 \cdot 0{,}85 \cdot 16{,}68}{3 \cdot 2\pi 400 \cdot 0{,}01 \cdot 275} = 359\ \mu\text{F} \tag{3.33}$$

O valor máximo da resistência série equivalente que os capacitores do barramento de entrada podem ter é calculado através da equação 3.34.

$$RSE_{in} \leq \frac{2\Delta V_{in}}{\overline{i_{po_{<Ts>pk}}} m_a I_p} = \frac{2 \cdot 0{,}01 \cdot 275}{0{,}525 \cdot 0{,}85 \cdot 16{,}68} = 738{,}9\ \text{m}\Omega \tag{3.34}$$

O valor eficaz da corrente que circula por cada capacitor é obtido através da equação 3.35.

$$\begin{aligned} i_{C_{in_{ef}}} &= I_p \sqrt{\frac{m_a}{2}\left[\frac{\sqrt{3}}{2\pi} + \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9m_a}{8}\right)\cos^2(\phi)\right]} \\ i_{C_{in_{ef}}} &= 16{,}68 \sqrt{\frac{0{,}85}{2}\left[\frac{\sqrt{3}}{2\pi} + \left(\frac{2\sqrt{3}}{\pi} - \frac{9 \cdot 0{,}85}{8}\right)\cos^2[acos(0{,}95)]\right]} \\ i_{C_{in_{ef}}} &= 6{,}94\ \text{A} \end{aligned} \tag{3.35}$$

Com base nos dados obtidos e na maneira como a estrutura física do inversor *NPC* é definida, decidiu-se associar em paralelo três capacitores eletrolíticos B43504-S5227-M1 da empresa *EPCOS* para a formação tanto da parte positiva quanto da parte negativa do barramento de entrada do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*. Os capacitores em questão possuem capacitância de $220\ \mu\text{F}$, suportam até $450\ \text{V}$ de tensão, sua resistência série equivalente é de $610\ \text{m}\Omega$ e o valor máximo de corrente eficaz é de $2{,}42\ \text{A}$ a $85°\text{C}$ para uma frequência de $100\ \text{Hz}$.

3.6 Dimensionamento dos interruptores e diodos do *NPC*

Para fazer a escolha dos interruptores e diodos que formam a estrutura do inversor *NPC* são utilizadas as expressões que definem os esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores apresentadas na seção 2.3.6.

Iniciando pelos interruptores externos de cada braço do inversor, ou seja, os interruptores S_{1x} e S_{4x}, o esforço de tensão e a corrente média que circula pelos mesmos são apresentados nas equações 3.36 e 3.37, respectivamente.

$$V_{S_{14_{max}}} = \frac{E}{2} = \frac{550}{2} = 275\ \text{V} \tag{3.36}$$

$$
\begin{aligned}
I_{S_{14_{med}}} &= \frac{I_p m_a}{4\pi}\left\{(\pi-\phi)cos(-\phi)-\frac{1}{2}\left[sen(2\pi-\phi)-sen(\phi)\right]\right\} \\
I_{S_{14_{med}}} &= \frac{16{,}68\cdot 0{,}85}{4\pi}\left\{(\pi-0{,}318)cos(-0{,}318)-\frac{1}{2}\left[sen(2\pi-0{,}318)-sen(0{,}318)\right]\right\} \\
I_{S_{14_{med}}} &= 3{,}379\ \mathrm{A}
\end{aligned}
\tag{3.37}
$$

Já para os interruptores internos de cada braço do inversor, ou seja, os interruptores S_{2x} e S_{3x}, o esforço de tensão e a corrente média que circula pelos mesmos são apresentados nas equações 3.38 e 3.39, respectivamente.

$$
V_{S_{23_{max}}} = \frac{E}{2} = \frac{550}{2} = 275\ \mathrm{V} \tag{3.38}
$$

$$
\begin{aligned}
I_{S_{23_{med}}} &= \frac{I_p}{\pi}\left\{\frac{m_a}{4}\left[-sen(\phi)+cos(\phi)\phi\right]+1\right\} \\
I_{S_{23_{med}}} &= \frac{16{,}68}{\pi}\left\{\frac{0{,}85}{4}\left[-sen(0{,}318)+cos(0{,}318)0{,}318\right]+1\right\} \\
I_{S_{23_{med}}} &= 5{,}295\ \mathrm{A}
\end{aligned}
\tag{3.39}
$$

Os diodos que estão em anti-paralelo com os interruptores S_{1x}, S_{2x}, S_{3x} e S_{4x} devem suportar o mesmo esforço de tensão que estes interruptores, enquanto que a corrente média que circula por esses diodos é dada pela equação 3.40.

$$
\begin{aligned}
I_{D_{1234_{med}}} &= \frac{I_p m_a}{4\pi}\left[cos(\pi-\phi)\phi+sen(\phi)\right] \\
I_{D_{1234_{med}}} &= \frac{16{,}68\cdot 0{,}85}{4\pi}\left[cos(\pi-0{,}318)0{,}318+sen(0{,}318)\right] \\
I_{D_{1234_{med}}} &= 11{,}92\ \mathrm{mA}
\end{aligned}
\tag{3.40}
$$

Assim como os semicondutores citados anteriormente, os diodos de grampeamento Dg_{1x} e Dg_{2x} devem suportar metade da tensão do barramento CC de entrada do conversor. Já a corrente média que circula por esses diodos é dada pela equação 3.41.

$$
\begin{aligned}
I_{Dg_{12_{med}}} &= \frac{I_p}{4\pi}\left\{m_a\left[-2sen(\phi)-cos(\phi)\pi+2cos(\phi)\phi\right]+4\right\} \\
I_{Dg_{12_{med}}} &= \frac{16{,}68}{4\pi}\left\{0{,}85\left[-2sen(0{,}318)-cos(0{,}318)\pi+2cos(0{,}318)0{,}318\right]+4\right\} \\
I_{Dg_{12_{med}}} &= 1{,}918\ A
\end{aligned}
\tag{3.41}
$$

A fim de manter uma uniformidade na estrutura do inversor *NPC* optou-se por utilizar o *IGBT* IRG4PC30UD tanto nas posições de interruptor externo como interno. Este semicondutor é indicado para operar em frequências entre 8 kHz - 40 kHz, já possui diodo em anti-paralelo com o *IGBT* encapsulado e seu encapsulamento é o padrão TO-247AC. Algumas características básicas presentes na folha de dados do componente, fornecida pelo fabricante, são apresentadas na Tabela 11, onde T_c é a temperatura do encapsulamento.

Tabela 11: Especificações do *IGBT* IRG4PC30UD

Parâmetro	**Valor**
Máxima tensão Coletor-Emissor	600 V
Máximo valor médio de corrente no coletor ($T_c = 100°$C)	12 A
Máximo valor pulsado de corrente no coletor ($T_c = 100°$C)	92 A
Máximo valor médio de corrente no diodo ($T_c = 100°$C)	12 A
Máximo valor pulsado de corrente no diodo ($T_c = 100°$C)	92 A
Temperatura de junção de operação	$-55°$C a $150°$C
Resistência térmica junção-cápsula do *IGBT*	$1{,}2°$C/W
Resistência térmica junção-cápsula do diodo	$2{,}5°$C/W
Resistência térmica cápsula-dissipador	$0{,}24°$C/W

Fonte: produção do próprio autor.

Devido à presença do diodo em anti-paralelo no encapsulamento do IRG4PC30UD, este também é escolhido para atuar no lugar dos diodos de grampeamento Dg_{1x} e Dg_{2x}, já que possui capacidade de conduzir a corrente média necessária. Neste caso, o *IGBT* é mantido bloqueado e apenas o diodo atua, no entanto, desta forma a estrutura fica apta a atuar como um *ANPC* caso se deseje desenvolver algum trabalho futuro com esta topologia.

3.6.1 Cálculo de perdas dos interruptores do *NPC*

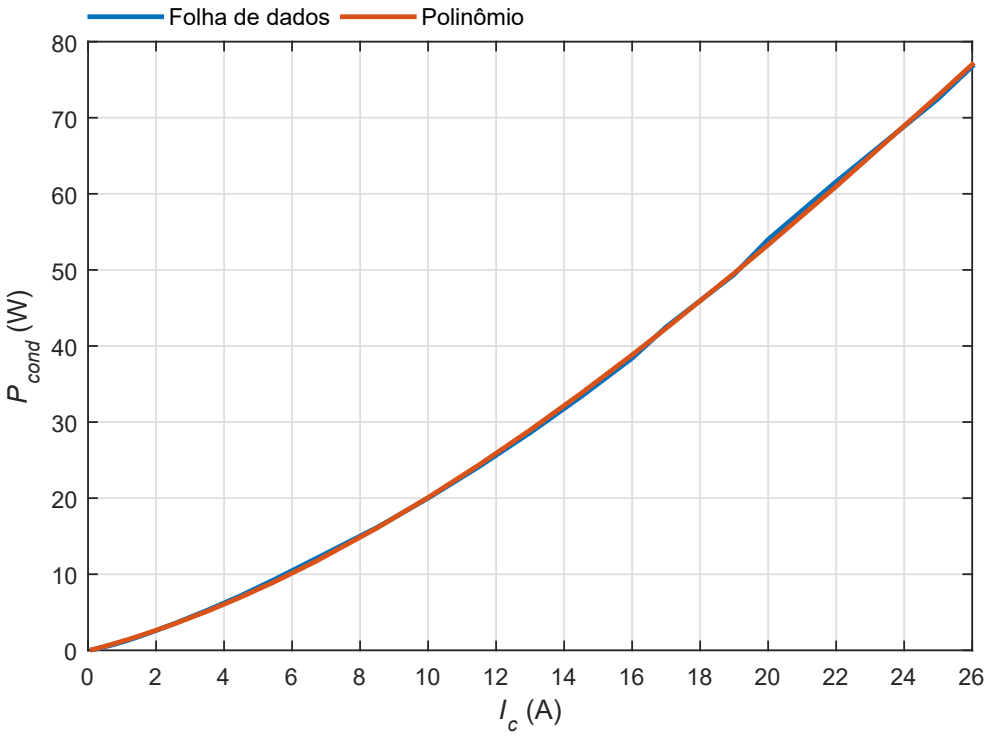
Para estimar as perdas de condução dos interruptores é utilizada a curva I_cxV_{ce} (corrente de coletor por tensão coletor-emissor) com temperatura de junção (T_j) de $150°$C obtida da folha de dados do IRG4PC30UD, fornecida pelo fabricante. Coletando os pontos de V_{ce} desta curva e multiplicando-os pelos seus respectivos valores de I_c, é possível obter a potência instantânea dissipada pelo *IGBT* durante a condução (P_{cond}) para cada valor de I_c, permitindo a geração de uma curva P_{cond}xI_c. Interpolando esta curva por meio da função

polyfit do aplicativo MATLAB® chega-se a um polinômio de terceira ordem, apresentado em 3.42, que modela o comportamento da mesma.

$$P_{cond}(I_c) = -1{,}0070 \cdot 10^{-3} I_c^3 + 9{,}5531 \cdot 10^{-2} I_c^2 + 1{,}1602 I_c - 6{,}3088 \cdot 10^{-2} \tag{3.42}$$

Para fins de validação, apresenta-se na Figura 72 uma comparação entre a curva P_{cond}xI_c obtida diretamente da folha de dados do IRG4PC30UD e a curva obtida através do polinômio da equação 3.42. Nota-se que o polinômio consegue descrever o comportamento da potência instantânea dissipada durante a condução com baixa margem de erro.

Figura 72: Comparação entre as curvas P_{cond}xI_c obtidas da folha de dados do IRG4PC30UD e do polinômio da equação 3.42



Fonte: produção do próprio autor.

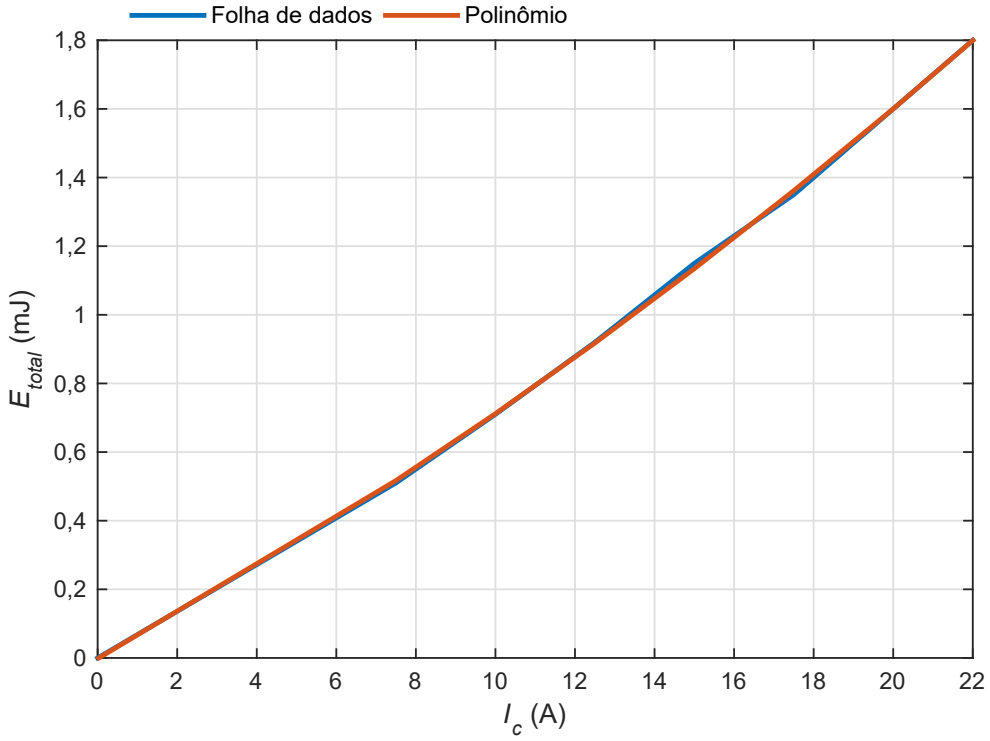
Para estimar as perdas de comutação dos interruptores é realizado um procedimento análogo ao que é feito para as perdas de condução. No entanto, agora é feita a interpolação através de um polinômio de segunda ordem da curva E_{total}xI_c, que relaciona a energia total dissipada pelo *IGBT* durante sua comutação (incluindo a recuperação reversa de um diodo igual ao diodo que fica em anti-paralelo com o *IGBT* e a corrente de calda) com a corrente de coletor que circula pelo mesmo. Esta curva é fornecida pelo fabricante através da folha de dados do IRG4PC30UD e é obtida utilizando resistor de ga-

tilho de $23\ \Omega$, tensão porta-emissor de 15 V, temperatura de junção de $150°$C e tensão de bloqueio de 480 V.

O polinômio resultante da interpolação de E_{total}xI_c é apresentado na equação 3.43 e a Figura 73 mostra a comparação entre a curva obtida diretamente da folha de dados do IRG4PC30UD e a curva obtida através do polinômio da equação 3.43. Nota-se que o polinômio modela de forma satisfatória a curva experimental fornecida pelo fabricante.

$$E_{total}(I_c) = 8{,}7092 \cdot 10^{-7} I_c^2 + 6{,}2692 \cdot 10^{-5} I_c - 2{,}1010 \cdot 10^{-6} \tag{3.43}$$

Figura 73: Comparação entre as curvas E_{total}xI_c obtidas da folha de dados do IRG4PC30UD e do polinômio da equação 3.43



Fonte: produção do próprio autor.

Analisando os interruptores externos dos braços do *NPC*, de acordo com (NOVAES, 2000), a média dentro de um período de chaveamento T_s da corrente de coletor do interruptor S_{1x} é dada pela equação 3.44 e possui valor diferente de zero dentro do intervalo $0 < \omega_o t < \pi - \phi$. A corrente do interruptor S_{4x} possui o mesmo formato da corrente de coletor de S_{1x}, porém no semiciclo negativo, de forma que as análises de perdas feitas para S_{1x} também são válidas para S_{4x}.

$$I_{c\_S14_{<T_s>}}(\omega_o t) = I_p sen(\omega_o t) \cdot m_a sen(\omega_o t + \phi) \tag{3.44}$$

Substituindo a equação 3.44 no polinômio descrito em 3.42 obtém-se o valor de P_{cond} relativo a cada valor assumido por $I_{c\_S14_{<T_s>}}$ ao longo de $0 < w_o t < \pi - \phi$. Sendo assim, a potência instantânea dissipada pelos *IGBT's* S_{1x} e S_{4x} durante a condução é definida através da equação 3.45.

$$P_{cond\_S14_{<T_s>}}(\omega_o t) = P_{cond}(I_{c\_S14_{<T_s>}}) \tag{3.45}$$

A potência dissipada pelos *IGBT's* S_{1x} e S_{4x} durante a condução é igual à média da potência instantânea definida em 3.45 dentro de um período relativo à frequência ω_o. Sendo assim, as perdas de condução de S_{1x} e S_{4x} (perdas de cada *IGBT*) podem ser obtidas através da equação 3.46.

$$P_{cond\_S14} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\phi} P_{cond\_S14_{<T_s>}}(\omega_o t) d_{\omega_o t} \tag{3.46}$$

Resolvendo a equação 3.46 de forma numérica obtém-se as perdas de condução dos *IGBT's* S_{1x} e S_{4x}, mostradas na equação 3.47.

$$P_{cond\_S14} = 6{,}796 \text{ W} \tag{3.47}$$

Substituindo a equação 3.44 no polinômio descrito em 3.43 obtém-se o valor de E_{total} relativo a cada valor assumido por $I_{c\_S14_{<T_s>}}$ ao longo de $0 < w_o t < \pi - \phi$. Sendo assim, a potência média dissipada na comutação dos *IGBT's* S_{1x} e S_{4x} dentro de cada período de chaveamento T_s é definida através da equação 3.48.

$$P_{com\_S14_{<T_s>}} = \frac{1}{T_s} E_{total}(I_{c\_S14_{<T_s>}}) \tag{3.48}$$

As perdas totais de comutação dos *IGBT's* S_{1x} e S_{4x} podem ser calculadas através da média da equação 3.48 dentro de um período da frequência ω_o, como mostra a equação 3.49.

$$P_{com\_S14} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{\pi-\phi} P_{com\_S14_{<T_s>}}(\omega_o t) d_{\omega_o t} \tag{3.49}$$

Resolvendo a equação 3.49 de forma numérica obtém-se as perdas de comutação dos *IGBT's* S_{1x} e S_{4x}, mostradas na equação 3.50.

$$P_{com\_S14} = 4{,}735 \text{ W} \tag{3.50}$$

Tendo as perdas de comutação e as de condução, as perdas totais nos *IGBT's* S_{1x} e S_{4x} são dadas através da equação 3.51.

$$P_{total\_S14} = P_{cond\_S14} + P_{com\_S14} = 6{,}796 + 4{,}735 = 11{,}53 \text{ W} \tag{3.51}$$

Agora, analisando os interruptores internos dos braços do *NPC*, de acordo com (NOVAES, 2000), a média dentro de um período de chaveamento T_s da corrente de coletor do interruptor S_{2x} é dada pela equação 3.52 durante o intervalo $0 < \omega_o t < \pi - \phi$ e pela equação 3.53 durante o intervalo $\pi - \phi < \omega_o t < \pi$. Fora desses dois intervalos a corrente de S_{2x} é nula. O interruptor S_{3x} conduz uma corrente de mesmo formato, porém no semiciclo negativo, de forma que as análises de perdas feitas para S_{2x} são válidas também para S_{3x}.

$$I_{c\_S23_{<T_s>}}(\omega_o t) = I_p sen(\omega_o t) \tag{3.52}$$

$$I_{c\_S23_{<T_s>}}(\omega_o t) = I_p sen(\omega_o t)\left[1 - m_a sen(\omega_o t + \phi)\right] \tag{3.53}$$

Substituindo as equações 3.52 e 3.53 no polinômio descrito em 3.42 obtém-se o valor de P_{cond} relativo a cada valor assumido por $I_{c\_S23_{<T_s>}}$ ao longo de $0 < w_o t < \pi$. Sendo assim, a potência instantânea dissipada pelos *IGBT's* S_{2x} e S_{3x} durante a condução é definida através da equação 3.54.

$$P_{cond\_S23_{<T_s>}}(\omega_o t) = P_{cond}(I_{c\_S23_{<T_s>}}) \tag{3.54}$$

A potência dissipada pelos *IGBT's* S_{2x} e S_{3x} durante a condução é igual à média da potência instantânea definida em 3.54 dentro de um período relativo à frequência ω_o. Sendo assim, as perdas de condução de S_{2x} e S_{3x} (perdas de cada *IGBT*) podem ser obtidas através da equação 3.55.

$$P_{cond\_S23} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} P_{cond\_S23_{<T_s>}}(\omega_o t) d_{\omega_o t} \tag{3.55}$$

Resolvendo a equação 3.55 de forma numérica obtém-se as perdas de condução dos *IGBT's* S_{2x} e S_{3x}, mostradas na equação 3.56.

$$P_{cond\_S23} = 11{,}705 \text{ W} \tag{3.56}$$

Substituindo a equação 3.53 no polinômio descrito em 3.43 obtém-se o valor de E_{total} relativo a cada valor assumido por $I_{c\_S23_{<T_s>}}$ ao longo de $\pi - \phi < w_o t < \pi$ (as comutações de S_{2x} ocorrem apenas dentro deste intervalo). Sendo assim, a potência média

dissipada na comutação dos *IGBT's* S_{2x} e S_{3x} dentro de cada período de chaveamento T_s é definida através da equação 3.57.

$$P_{com\_S23_{<T_s>}} = \frac{1}{T_s} E_{total}(I_{c\_S23_{<T_s>}}) \tag{3.57}$$

As perdas totais de comutação dos *IGBT's* S_{2x} e S_{3x} podem ser calculadas através da média da equação 3.57 dentro de um período da frequência ω_o, como mostra a equação 3.58.

$$P_{com\_S23} = \frac{1}{2\pi} \int_{\pi-\phi}^{\pi} P_{com\_S23_{<T_s>}}(\omega_o t) d_{\omega_o t} \tag{3.58}$$

Resolvendo a equação 3.58 de forma numérica obtém-se as perdas de comutação dos *IGBT's* S_{2x} e S_{3x}, mostradas na equação 3.59.

$$P_{com\_S23} = 153{,}25 \text{ mW} \tag{3.59}$$

Tendo as perdas de comutação e as de condução, as perdas totais nos *IGBT's* S_{2x} e S_{3x} são dadas através da equação 3.60.

$$P_{total\_S23} = P_{cond\_S23} + P_{com\_S23} = 11{,}705 + 0{,}15325 = 11{,}859 \text{ W} \tag{3.60}$$

3.6.2 Cálculo de perdas dos diodos do *NPC*

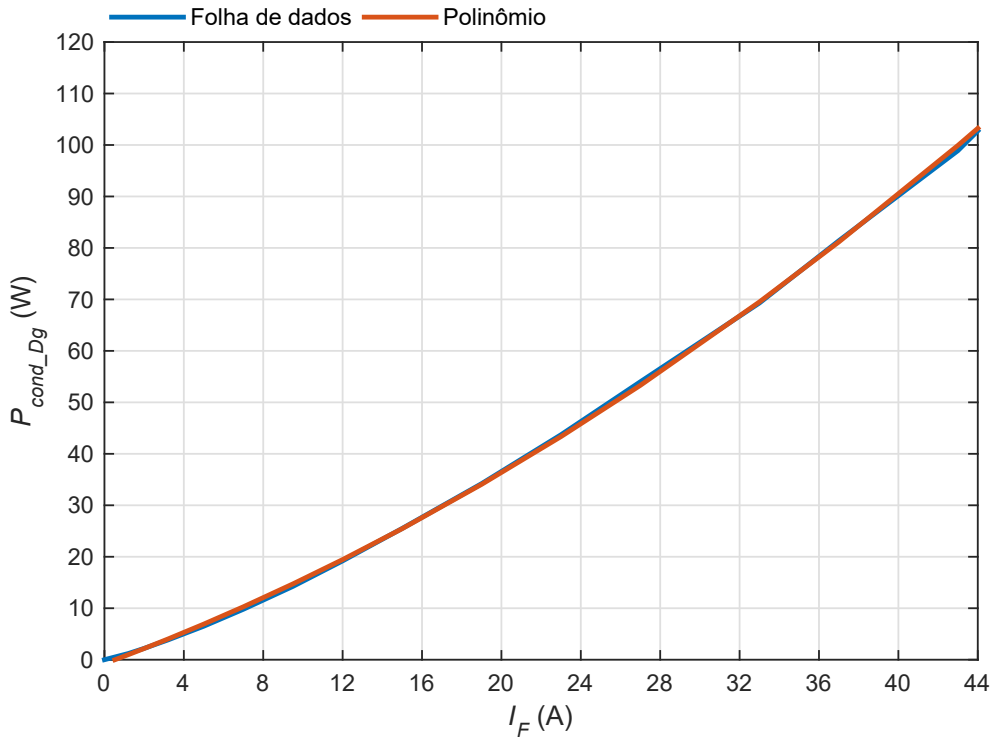
Para estimar as perdas de condução dos diodos de grampeamento do *NPC* é utilizada a curva I_FxV_{FM} (corrente instantânea de condução direta por queda de tensão de condução direta) com temperatura de junção (T_j) de $125°C$ obtida da folha de dados do IRG4PC30UD, fornecida pelo fabricante. Coletando os pontos de V_{FM} desta curva e multiplicando-os pelos seus respectivos valores de I_F, é possível obter a potência instantânea dissipada pelo diodo durante a condução (P_{cond_Dg}) para cada valor de I_F, permitindo a geração de uma curva P_{cond_Dg}xI_F. Interpolando esta curva por meio da função *polyfit* do aplicativo MATLAB® chega-se a um polinômio de segunda ordem, apresentado em 3.61, que modela o comportamento da mesma.

$$P_{cond\_Dg}(I_F) = 2{,}1176 \cdot 10^{-2} I_F^2 + 1{,}4310 I_F - 7{,}7240 \cdot 10^{-1} \tag{3.61}$$

Para fins de validação, apresenta-se na Figura 74 uma comparação entre a curva P_{cond_Dg}xI_F obtida diretamente da folha de dados do IRG4PC30UD e a curva obtida através do polinômio da equação 3.61. Nota-se que o polinômio consegue descrever o com-

portamento da potência instantânea dissipada durante a condução com baixa margem de erro.

Figura 74: Comparação entre as curvas P_{cond_Dg}xI_F obtidas da folha de dados do IRG4PC30UD e do polinômio da equação 3.61



Fonte: produção do próprio autor.

Analisando os diodos de grampeamento dos braços do *NPC*, de acordo com (NOVAES, 2000), a média dentro de um período de chaveamento T_s da corrente de condução direta do diodo Dg_{1x} é dada pela equação 3.62 durante o intervalo $0 < \omega_o t < \pi - \phi$ e pela equação 3.63 durante o intervalo $\pi - \phi < \omega_o t < \pi$. Fora desses dois intervalos a corrente de Dg_{1x} é nula. O diodo Dg_{2x} conduz uma corrente de mesmo formato, porém no semiciclo contrário, de forma que as análises de perdas feitas para Dg_{1x} são válidas também para Dg_{2x}.

$$I_{c\_Dg12_{<T_s>}}(\omega_o t) = I_p sen(\omega_o t)\left[1 - m_a sen(\omega_o t + \phi)\right] \tag{3.62}$$

$$I_{c\_Dg12_{<T_s>}}(\omega_o t) = I_p sen(\omega_o t)\left[1 - m_a sen(\omega_o t - \pi + \phi)\right] \tag{3.63}$$

Substituindo as equações 3.62 e 3.63 no polinômio descrito em 3.61 obtém-se o valor de P_{cond_dg} relativo a cada valor assumido por $I_{c\_Dg12_{<T_s>}}$ ao longo de $0 < w_o t < \pi$.

Sendo assim, a potência instantânea dissipada pelos diodos de grampeamento Dg_{1x} e Dg_{2x} durante a condução é definida através da equação 3.64.

$$P_{cond\_Dg12_{<Ts>}}(\omega_o t) = P_{cond\_Dg}(I_{c\_Dg12_{<Ts>}}) \tag{3.64}$$

A potência dissipada pelos diodos de grampeamento Dg_{1x} e Dg_{2x} durante a condução é igual à média da potência instantânea definida em 3.64 dentro de um período relativo à frequência ω_o. Sendo assim, as perdas de condução de Dg_{1x} e Dg_{2x} (perdas de cada diodo) podem ser obtidas através da equação 3.65.

$$P_{cond\_Dg12} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\pi} P_{cond\_Dg12_{<Ts>}}(\omega_o t) d_{\omega_o t} \tag{3.65}$$

Resolvendo a equação 3.65 de forma numérica obtém-se as perdas de condução dos diodos de grampeamento Dg_{1x} e Dg_{2x}, mostradas na equação 3.66.

$$P_{cond\_Dg12} = 2{,}426 \text{ W} \tag{3.66}$$

O fabricante do IRG4PC30UD não fornece na folha de dados curvas que relacionam diretamente a energia dispendida pelo diodo durante sua recuperação reversa e a corrente de condução direta que circula pelo mesmo. Sendo assim, optou-se por estimar as perdas de comutação dos diodos, tanto de grampeamento quanto os diodos em antiparalelo com os interruptores, a partir do tempo de recuperação reversa (t_{rr}) e da corrente de recuperação reversa (I_{RRM}) relativas à média da corrente que circula pelo diodo.

Através das formas de onda de tensão e corrente no diodo durante a sua recuperação reversa disponibilizadas pelo fabricante na folha de dados do IRG4PC30UD, estima-se que há presença mútua de tensão e corrente no diodo num intervalo de tempo equivalente a $t_{rr}/3$. Desta forma, a energia dispendida durante a recuperação reversa (E_{rec}) pode ser calculada através da equação 3.67, onde $V_{D_{max}}$ é a tensão de bloqueio do diodo. Esta equação é valida considerando as curvas idealizadas de comutação de um diodo de silício e que o tempo em que ocorrem as perdas é de $t_{rr}/3$. Para um calculo mais preciso pode-se utilizar o procedimento publicado por (CASANELLAS, 1994) e utilizado em (BATSCHAUER, 2011)

$$E_{rec} \approx \int_0^{\frac{t_{rr}}{3}} V_{D_{max}} I_{RRM} \left(1 - \frac{3t}{t_{rr}}\right) dt \tag{3.67}$$

Resolvendo a integral da equação 3.67 chega-se a 3.68.

$$E_{rec} = \frac{V_{D_{max}} I_{RRM} t_{rr}}{6} \tag{3.68}$$

A potência média dissipada pelas comutações do diodo dentro de um período da frequência fundamental ω_o, definindo as perdas de comutação do mesmo, pode ser calculada através da equação 3.69, onde $\theta 1$ e $\theta 2$ definem o intervalo dentro de $\omega_o t$ no qual o diodo comuta.

$$P_{com\_D} = \frac{1}{2\pi}\int_{\theta 1}^{\theta 2} E_{rec} f_s d(\omega_o t) = \frac{1}{2\pi}\int_{\theta 1}^{\theta 2} \frac{V_{D_{max}} I_{RRM} t_{rr} f_s}{6} d(\omega_o t) \tag{3.69}$$

Considerando o diodo de grampeamento Dg_{1x}, cuja corrente média é dada pela equação 3.41 ($I_{Dg_{12_{med}}} = 1{,}918$ A), encontra-se, através da folha de dados do IRG4PC30UD, $t_{rr} \approx 75$ ns e $I_{RRM} \approx 3$ A, considerando $T_j = 125°$C e a variação de corrente de $100\ \mathrm{A}/\mu\mathrm{s}$, que é o pior caso de variação presente na folha de dados do componente. Substituindo esses valores na equação 3.69, obtém-se uma estimativa das perdas de comutação dos diodos grampeadores Dg_{1x} e Dg_{2x}, mostradas na equação 3.70.

$$P_{com\_Dg12} = \frac{1}{2\pi}\int_{0}^{\pi} \frac{275 \cdot 3 \cdot 75 \cdot 10^{-9} \cdot 19600}{6} d(\omega_o t) = 29{,}541\ \mathrm{mW} \tag{3.70}$$

Tendo as perdas de condução e comutação, as perdas totais dos diodos de grampeamento Dg_{1x} e Dg_{2x} são dadas pela equação 3.71.

$$P_{total\_Dg12} = P_{cond\_Dg12} + P_{com\_Dg12} = 2{,}426 + 0{,}029541 = 2{,}455\ \mathrm{W} \tag{3.71}$$

Agora, analisando os diodos em anti-paralelo com os interruptores do *NPC*, de acordo com (NOVAES, 2000), a média dentro de um período de chaveamento T_s da corrente de condução direta desses diodos é dada pela equação 3.72 durante o intervalo $\pi - \phi < \omega_o t < \pi$. Fora desse intervalo a corrente é nula.

$$I_{c\_D1234_{<T_s>}}(\omega_o t) = I_p sen(\omega_o t) \cdot m_a sen(\omega_o t - \pi + \phi) \tag{3.72}$$

Substituindo a equação 3.72 no polinômio descrito em 3.61 obtém-se o valor de P_{cond_Dg} relativo a cada valor assumido por $I_{c\_D1234_{<T_s>}}$ ao longo de $\pi - \phi < \omega_o t < \pi$. Sendo assim, a potência instantânea dissipada pelos diodos em anti-paralelo com os interruptores (de maneira individual) durante a condução é definida através da equação 3.73.

$$P_{cond\_D1234_{<T_s>}}(\omega_o t) = P_{cond\_Dg}(I_{c\_D1234_{<T_s>}}) \tag{3.73}$$

A potência dissipada pelos diodos em anti-paralelo com os interruptores durante a condução é igual à média da potência instantânea definida em 3.73 dentro de um período

relativo à frequência ω_o. Sendo assim, as perdas de condução de cada um desses diodos podem ser obtidas através da equação 3.74.

$$P_{cond\_D1234} = \frac{1}{2\pi}\int_{\pi-\phi}^{\pi} P_{cond\_D1234_{<T_s>}}(\omega_o t)d_{\omega_o t} \tag{3.74}$$

Resolvendo a equação 3.74 de forma numérica obtém-se as perdas de condução dos diodos em anti-paralelo com os interruptores, mostradas na equação 3.75.

$$P_{cond\_D1234} = 11{,}692 \text{ mW} \tag{3.75}$$

Devido ao fato de que a corrente média que circula pelos diodos em anti-paralelo com os interruptores é baixa em relação à corrente média dos outros semicondutores que compõem o *NPC* e que o intervalo de tempo durante o qual esses diodos comutam também é pequeno, já que o fator de deslocamento (FD) é relativamente elevado, as perdas de comutação dos diodos em anti-paralelo com os interruptores será desprezada.

A partir do exposto, as perdas totais dos diodos em anti-paralelo com os interruptores podem ser estimadas pela equação 3.76.

$$P_{total\_D1234} = P_{cond\_D1234} = 11{,}692 \text{ mW} \tag{3.76}$$

3.7 Dimensionamento dos diodos do retificador 12 pulsos

Para fazer a escolha dos diodos que formam a estrutura do retificador 12 pulsos foram utilizadas as expressões que definem os esforços de tensão e corrente sobre os semicondutores apresentadas na seção 2.3.6.

O esforço de tensão e a corrente média que circula pelos diodos do retificador 12 pulsos são apresentados nas equações 3.77 e 3.78, respectivamente.

$$V_{D_{ret_{max}}} = \frac{2V_o}{2+\sqrt{3}} = \frac{2 \cdot 150}{2+\sqrt{3}} = 80{,}385 \text{ V} \tag{3.77}$$

$$I_{D_{ret_{med}}} = \frac{I_o}{3} = \frac{33{,}33}{3} = 11{,}11 \text{ A} \tag{3.78}$$

Com base nesses valores optou-se por utilizar o diodo ultra rápido MUR3060PT, cujo encapsulamento é o padrão TO-218 e contém dois diodos internos conectados através do catodo. Algumas características básicas retiradas da folha de dados do componente, fornecida pelo fabricante, são apresentadas na Tabela 12, onde T_c é a temperatura do encapsulamento.

Tabela 12: Especificações do diodo MUR3060PT

Parâmetro	Valor
Máxima tensão CC de bloqueio	600 V
Máx. valor médio de corrente de condução por perna ($T_c = 145°$C)	15 A
Máx. valor pulsado de corrente de condução por perna ($T_c = 145°$C)	30 A
Temperatura de junção de operação	$-65°$C a $175°$C
Resistência térmica junção-cápsula por perna	$1{,}5°$C/W

Fonte: produção do próprio autor.

3.7.1 Cálculo de perdas dos diodos do retificador 12 pulsos

Como a corrente instantânea que circula pelos diodos do retificador 12 pulsos apresenta baixa ondulação, ela é considerada constante e igual a $33{,}33$ A para a realização do cálculo de perdas. Como o MUR3060PT possui dois diodos em paralelo, considera-se que cada um conduz metade da corrente média de saída ($16{,}665$ A). Sendo assim, buscando na folha de dados do componente fornecida pelo fabricante, encontra-se que a queda de tensão direta de cada diodo do encapsulamento (V_{FM}) relativa a $16{,}665$ A de corrente conduzida a uma temperatura de junção de $150°$C é aproximadamente igual a $1{,}05$ V.

De acordo com o exposto no parágrafo anterior, as perdas de condução por perna no respectivo componente podem ser estimadas a partir da equação 3.79.

$$P_{cond\_Dret} = \frac{1}{2\pi}\int_0^{\frac{2\pi}{3}} V_{FM}\frac{I_o}{2} = 1{,}05 \cdot \frac{33{,}33}{6} = 5{,}833 \text{ W} \tag{3.79}$$

Para estimar as perdas de comutação dos diodos pode-se considerar que há perdas apenas no bloqueio dos mesmos devido ao fenômeno de recuperação reversa. Analisando a folha de dados do MUR3060PT verifica-se que o seu tempo máximo de recuperação reversa (t_{rr}, para $I_F = 1$ A e $dI_F/dt = 50$ A/μs) é de 60 ns. A derivada de corrente existente nos diodos durante o processo de comutação é dado pela equação 3.80. Desta forma, de acordo com (BARBI, 2012), através da equação 3.81 é possível estimar a quantidade de carga elétrica (Q_{rr}) armazenada na capacitância de recuperação do diodo quando o mesmo está conduzindo.

$$\frac{dI_F}{dt} \approx \frac{12I_o}{T_o} = \frac{12 \cdot 33{,}33}{2500 \cdot 10^{-6}} = 160 \text{ mA}/\mu\text{s} \tag{3.80}$$

$$Q_{rr} \approx \frac{t_{rr}^2}{3} \cdot \frac{dI_F}{dt} \approx \frac{(60 \cdot 10^{-9})^2}{3} \cdot 160000 \approx 192 \text{ pC} \tag{3.81}$$

De acordo com (BARBI, 2012), as perdas que ocorrem no bloqueio do diodo podem ser estimadas através da equação 3.82, onde v_D é a tensão aplicada no diodo logo após a comutação, que é igual à metade da máxima tensão de saída das pontes retificadoras.

$$P_{com\_Dret} = Q_{rr} v_D f_o = 192 \cdot 10^{-12} \cdot \frac{80{,}38}{2} \cdot 400 = 3{,}09\ \mu\text{W} \tag{3.82}$$

Como as perdas de comutação dos diodos são muito pequenas em relação as suas perdas de condução, elas serão desprezadas nos cálculos de dimensionamento do dissipador.

3.8 Dimensionamento dos dissipadores de calor

Tendo estimadas as perdas totais de cada semicondutor que compõe tanto a estrutura inversora quanto a retificadora, é possível projetar os dissipadores de calor necessários para manter esses semicondutores operando com uma temperatura de junção (T_j) adequada. A Tabela 13 mostra os parâmetros necessários para fazer este projeto, sendo que os valores de resistência térmica foram retirados das folhas de dados dos componentes, fornecidas pelos fabricantes, e as temperaturas T_j e T_a de operação foram definidas pelo autor.

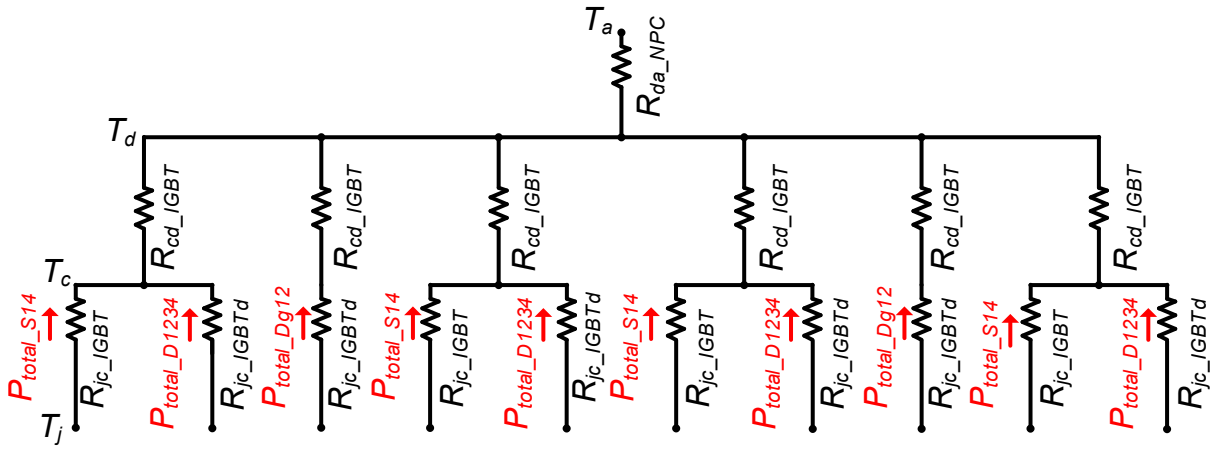
Tabela 13: Parâmetros utilizados no projeto dos dissipadores

Parâmetro	**Valor**
Temperatura de junção desejada (T_j)	110°C
Temperatura ambiente considerada (T_a)	40°C
Resistência junção-cápsula *IGBT* (R_{jc_IGBT})	$1{,}2$°C/W
Resistência junção-cápsula diodo anti-paralelo *IGBT* (R_{jc_IGBTd})	$2{,}5$°C/W
Resistência cápsula-dissipador *IGBT* (R_{cd_IGBT})	$0{,}24$°C/W
Resistência junção-cápsula diodo retificador (R_{jc_Dret})	$1{,}5$°C/W
Resistência cápsula-dissipador *IGBT* (R_{cd_Dret})	$0{,}5$°C/W

Fonte: produção do próprio autor.

Iniciando pelo *NPC*, considerou-se utilizar um dissipador para cada fase do inversor, de forma que cada um dos três dissipadores é acoplado a quatro interruptores com seus respectivos diodos em anti-paralelo e a dois diodos de grampeamento. Sendo assim, pode-se utilizar o circuito térmico apresentado na Figura 75 para estimar a resistência térmica máxima dos dissipadores do inversor.

Figura 75: Circuito térmico utilizado para o cálculo do dissipador de cada fase do inversor



Fonte: produção do próprio autor.

Pode ser verificado que os componentes de uma das fases do inversor que provocam a menor temperatura no dissipador (T_d) são os *IGBT's* S_{2x} e S_{3x}, que possuem perdas e resistências térmicas iguais. Sendo assim, as temperaturas T_c e T_d críticas podem ser calculadas através das equações 3.83 e 3.84, respectivamente.

$$T_c = T_j - R_{jc\_S23} P_{total\_S23} = 110 - 1{,}2 \cdot 11{,}859 = 95{,}77^{\circ}\mathrm{C} \tag{3.83}$$

$$\begin{aligned} T_d &= T_c - R_{cd\_S23}(P_{total\_S23} + P_{total\_D1234}) \\ T_d &= 95{,}77 - 0{,}24(11{,}859 + 0{,}011692) = 92{,}92^{\circ}\mathrm{C} \end{aligned} \tag{3.84}$$

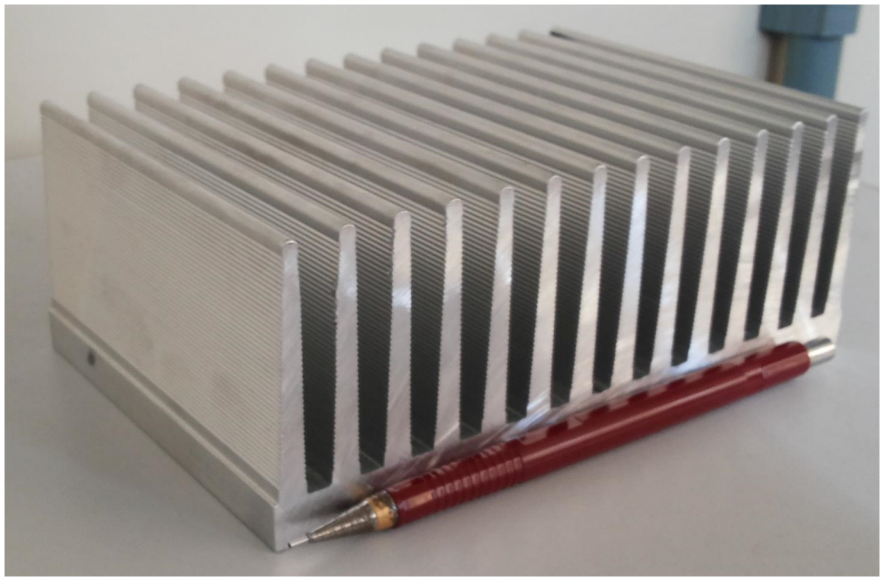
Utilizando a equação 3.85 é possível obter a resitência térmica máxima que o dissipador de cada fase deve ter para garantir que os interruptores S_{2x} e S_{3x} operem com $T_j = 110^{\circ}$C a uma temperatura ambiente $T_a = 40^{\circ}$C. Os outros componentes trabalham com temperaturas de junção menores 110°C.

$$\begin{aligned} R_{da\_npc} &= \frac{T_d - T_a}{2(P_{total\_S14} + P_{total\_S23} + 2P_{total\_D1234} + P_{total\_Dg12})} \\ R_{da\_npc} &= \frac{92{,}92 - 40}{2(11{,}53 + 11{,}859 + 2 \cdot 0{,}011692 + 2{,}455)} \\ R_{da\_npc} &= 1{,}023^{\circ}\mathrm{C/W} \end{aligned} \tag{3.85}$$

Com base nestes cálculos optou-se por utilizar o dissipador apresentado na Figura 76 para cada fase do *NPC*. Suas dimensões são: 155 mm de comprimento, 59 mm de altura e 70 mm de largura. De acordo com o fabricante HS Dissipadores, a resistência térmica

deste modelo, considerando velocidade do ar nula e uma diferença de temperatura de $50°$C entre o dissipador e o ambiente, é de $0{,}95°$C/W, atendendo as necessidades do projeto.

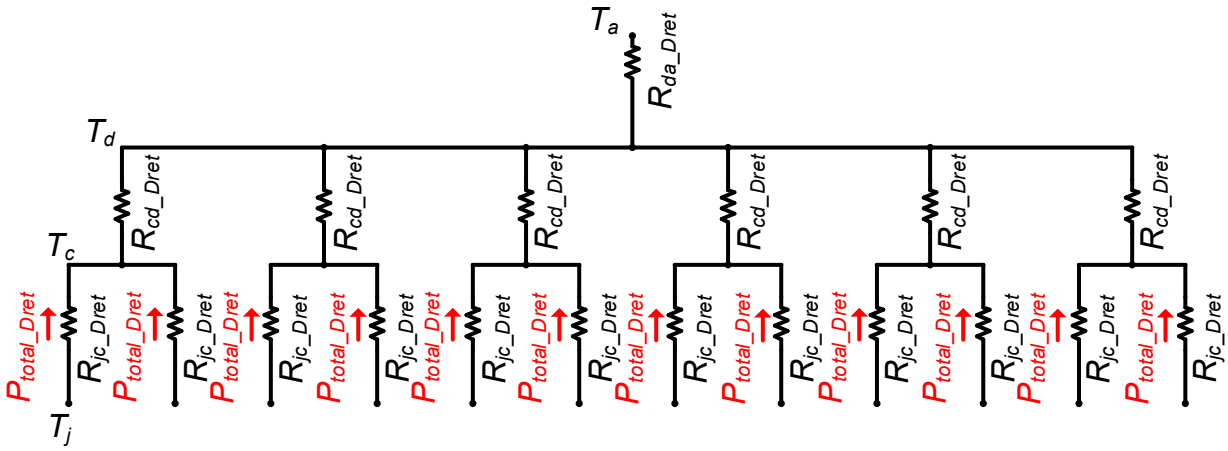
Figura 76: Dissipador utilizado para os módulos do *NPC* trifásico



Fonte: produção do próprio autor.

Em relação ao retificador 12 pulsos, considerou-se utilizar um dissipador para cada retificador ponte de Graetz, de forma que cada um dos dois dissipadores é acoplado a seis encapsulamentos com dois diodos cada encapsulamento. Sendo assim, pode-se utilizar o circuito térmico apresentado na Figura 77 para estimar a resistência térmica máxima dos dissipadores do retificador.

Figura 77: Circuito térmico utilizado para o cálculo do dissipador de cada retificador 6 pulsos



Fonte: produção do próprio autor.

Como os componentes são todos iguais e, idealmente, dissipam a mesma quantidade de calor, as temperaturas T_c e T_d críticas podem ser calculadas através das equações 3.86 e 3.87, respectivamente.

$$T_c = T_j - R_{jc\_Dret} P_{total\_Dret} = 110 - 1{,}5 \cdot 5{,}833 = 101{,}25^{\circ}\mathrm{C} \tag{3.86}$$

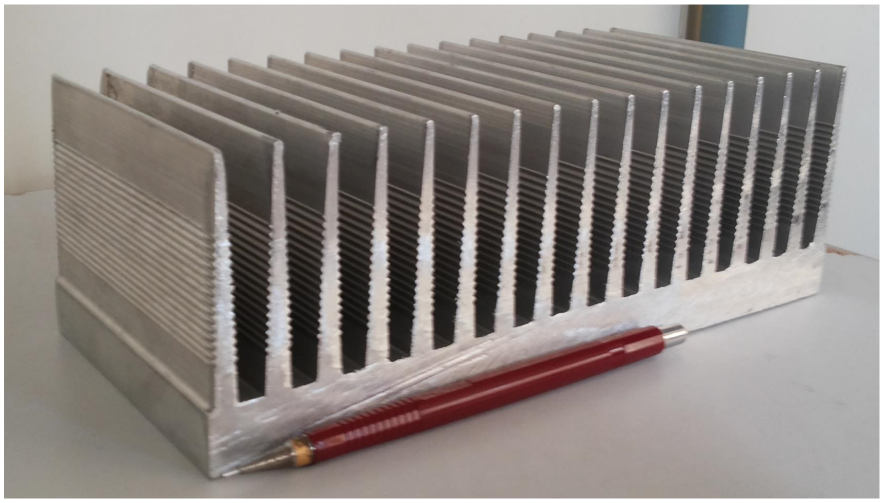
$$T_d = T_c - R_{cd\_Dret}(2P_{total\_Dret}) = 101{,}25 - 0{,}5(2 \cdot 5{,}833) = 95{,}42^{\circ}\mathrm{C} \tag{3.87}$$

Utilizando a equação 3.88 é possível obter a resitência térmica máxima que o dissipador de cada ponte de Graetz deve ter para garantir que os diodos MUR3060PT operem com $T_j = 110^{\circ}$C a uma temperatura ambiente $T_a = 40^{\circ}$C.

$$R_{da\_ret} = \frac{T_d - T_a}{6 \cdot 2P_{total\_Dret}} = \frac{95{,}42 - 40}{6 \cdot 2 \cdot 5{,}833} = 0{,}792^{\circ}\mathrm{C/W} \tag{3.88}$$

Com base nestes cálculos optou-se por utilizar o dissipador apresentado na Figura 78 para cada ponte de Graetz do retificador 12 pulsos. Suas dimensões são: 215 mm de comprimento, 75 mm de altura e 100 mm de largura. De acordo com o fabricante HS Dissipadores, a resistência térmica deste modelo, considerando velocidade do ar nula e uma diferença de temperatura de 50°C entre o dissipador e o ambiente, é de $0{,}62^{\circ}$C/W, atendendo as necessidades do projeto.

Figura 78: Dissipador utilizado para os retificadores de 6 pulsos



Fonte: produção do próprio autor.

3.8.1 Perdas totais nos semicondutores

Tendo estimado as perdas nos semicondutores é possível obter uma aproximação do rendimento do conversor. A Tabela 14 apresenta os componentes presentes do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, sua quantidade na estrutura proposta e suas respectivas perdas calculadas.

Tabela 14: Semicondutores da estrutura proposta e suas respectivas perdas calculadas

Componente	**Quantidade**	**Perda**
Interruptores externos *NPC*	6	$11{,}53$ W
Interruptores internos *NPC*	6	$11{,}859$ W
Diodo em anti-paralelo com o interruptor do *NPC*	12	$11{,}692$ mW
Diodo de grampeamento do *NPC*	6	$2{,}455$ W
Diodo do retificador 12 pulsos	12	$11{,}666$ W

Fonte: produção do próprio autor.

Tendo as perdas de cada semicondutor, as perdas totais geradas pelos mesmos podem ser calculadas através da equação 3.89.

$$\begin{aligned} P_{t\_sc} &= 6\left(P_{total\_S14} + P_{total\_S23} + 2P_{total\_D1234} + P_{total\_Dg12} + 2P_{cond\_Dret}\right) \\ P_{t\_sc} &= 6\left(11{,}53 + 11{,}859 + 2 \cdot 0{,}011692 + 2{,}455 + 2 \cdot 11{,}666\right) \\ P_{t\_sc} &= 295{,}20 \text{ W} \end{aligned} \tag{3.89}$$

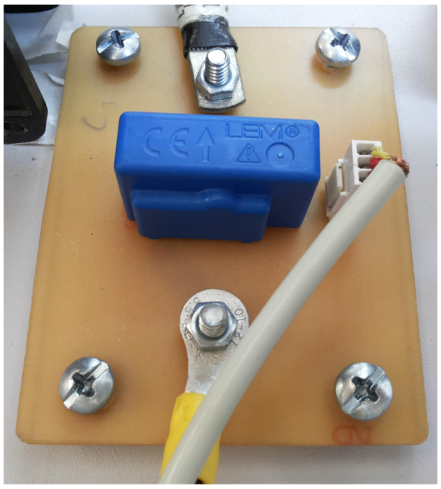
3.9 Sensores, condicionamento de sinais, *DSP*, circuitos de acionamento e auxílio à comutação

Com o propósito de controlar as correntes de entrada do retificador 12 pulsos, a tensão de saída total do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* e a tensão diferencial dos capacitores que formam o barramento CC de entrada do conversor, são implementados circuitos para a medição dessas grandezas.

As correntes i_a, i_b e i_c são medidas através do sensor hall LAH 25-NP fabricado pela LEM®. A imagem do sensor é mostrada na Figura 79. A relação de espiras do sensor é configurada para que este forneça 25 mA eficazes na sua saída para uma corrente eficaz de entrada de 12 A. Desta forma, como $I_p = 16{,}69$ A, a corrente máxima de saída do sensor é de aproximadamente $34{,}77$ mA de pico.

Como a saída do sensor LAH 25-NP é em corrente e é um sinal alternado com média zero, esta deve ser convertida para tensão e somado a um nível médio para que

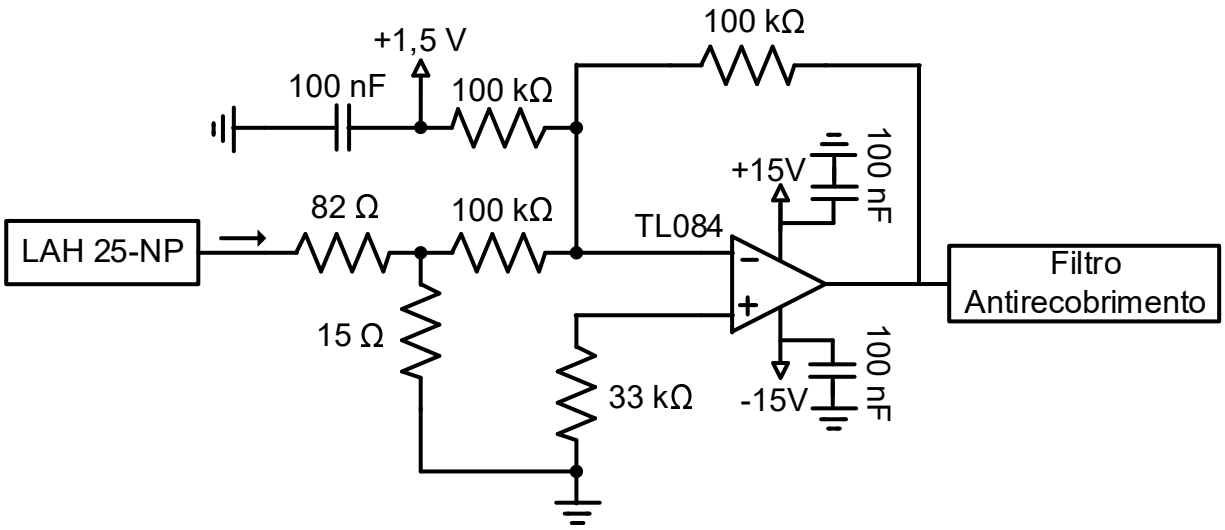
Figura 79: Sensor de corrente LAH 25-NP utilizado no projeto



Fonte: produção do próprio autor.

alterne entre os limites de 0 V e $3{,}3$ V antes de ser conectada à entrada analógica-digital do *DSP*. Esse condicionamento é feito através do circuito analógico mostrado na Figura 80, onde o resistor de $15\ \Omega$ é responsável por transformar $34{,}77$ mA em aproximadamente $0{,}5$ V, definindo o ganho total dos sensores de corrente (K_{i_sense}) de acordo com a equação 3.90. O resistor de $82\ \Omega$ é adicionado para respeitar a resistência mínima de saída exigida pelo LAH 25-NP e o circuito com amplificador operacional é responsável por adicionar um nível médio de $1{,}5$ V ao sinal lido pelo sensor, de forma que na saída do circuito de condicionamento se tem um sinal variando entre 1 V e 2 V.

Figura 80: Circuito de condicionamento de sinais das correntes i_a, i_b e i_c

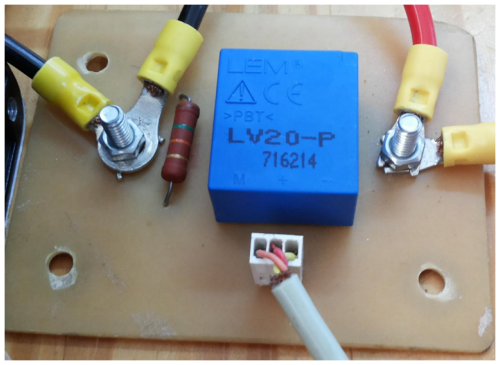


Fonte: produção do próprio autor.

$$K_{i\_sense} = \frac{0{,}5}{16{,}69} \approx 30 \text{ mV/A} \tag{3.90}$$

A tensão de saída v_o é medida através do sensor de tensão LV 20-P fabricado pela LEM®. A imagem do mesmo é mostrada na Figura 81. Este é um sensor isolado capaz de medir tensões de 10 V a 500 V com entrada e saída feitas em corrente. A isolação do sensor é importante para manter as referências distintas existentes entre o estágio de entrada e de saída do retificador 12 pulsos. O LV 20-P, neste caso, foi configurado para receber uma corrente de entrada de 10 mA quando a tensão de saída do conversor for de 150 V, de forma a fornecer uma corrente CC de saída de 25 mA para este ponto de operação.

Figura 81: Sensor de tensão LV 20-P utilizado no projeto



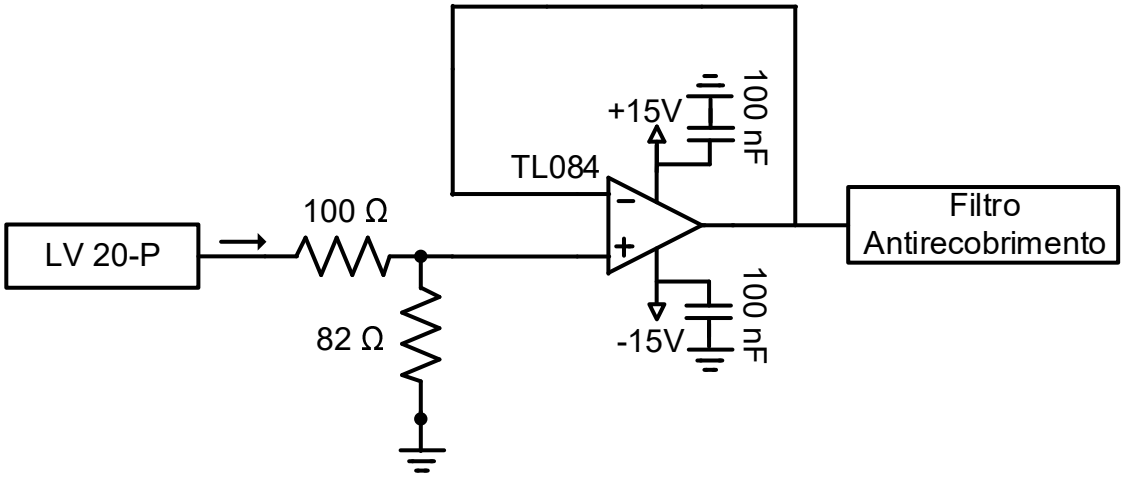
Fonte: produção do próprio autor.

Como a saída do sensor LV 20-P é em corrente, esta deve ser convertida para uma tensão que alterne entre os limites de 0 V e $3{,}3$ V antes de ser conectada à entrada analógica-digital do *DSP*. No entanto, diferentemente dos sinais de corrente, a tensão de saída do conversor é contínua, não necessitando da adição de nível médio na corrente de saída do sensor. O condicionamento da saída do sensor de tensão é feito através do circuito analógico mostrado na Figura 82, onde o resistor de $82\ \Omega$ é responsável por transformar 25 mA em aproximadamente 2 V, definindo o ganho total do sensor de tensão (K_{v_sense}) de acordo com a equação 3.91. O resistor de $100\ \Omega$ é adicionado para respeitar a resistência mínima de saída exigida pelo LV 20-P e o circuito de *buffer* feito com o amplificador operacional serve para criar uma alta impedância entre o resistor de $82\ \Omega$ e o filtro antirecobrimento.

$$K_{v\_sense} = \frac{2}{150} \approx 13{,}33 \text{ mV/V} \tag{3.91}$$

As tensões dos capacitores do barramento de entrada são medidas através de divisores resistivos, já que a referência do circuito de condicionamento de sinais é mantida

Figura 82: Circuito de condicionamento de sinais da tensão v_o



Fonte: produção do próprio autor.

igual à referência do ponto médio do barramento. Neste caso, o divisor é configurado para transformar a tensão nominal de 275 V de cada capacitor para 2 V, definindo o ganho total do sensor de tensão diferencial do barramento de entrada (K_{vdif_sense}) de acordo com a equação 3.92.

$$K_{vdif\_sense} = \frac{2}{275} \approx 7{,}27 \text{ mV/V} \tag{3.92}$$

Os circuitos de condicionamento da tensão do capacitor superior e inferior do barramento são mostrados na Figura 83. Para a tensão do capacitor superior apenas um *buffer* é inserido para garantir alta impedância entre o divisor resistivo e o filtro antirecobrimento. Em relação ao capacitor inferior, como a leitura de sua tensão resulta em um valor negativo, um circuito inversor de ganho unitário é acoplado entre o seu divisor resistivo e o filtro antirecobrimento.

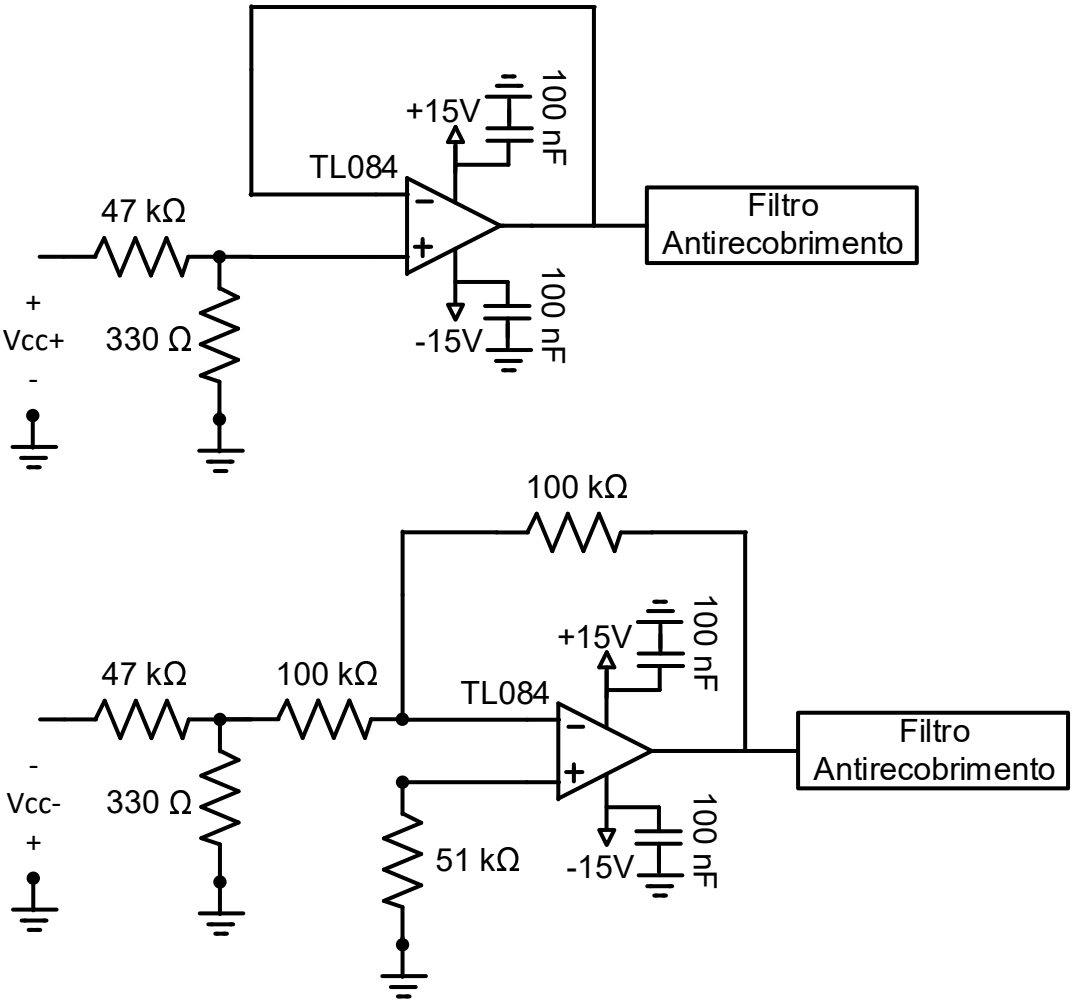
A função e a implementação dos filtros antirecobrimento é abordada na seção 4.4.

A aquisição dos sinais fornecidos pelos circuitos de condicionamento é feita pelo *DSP* TMS320F28335 da *Texas Instruments*, mostrado na Figura 84. Basicamente, este processador digital de sinais possui 16 canais de 12 bits para conversão analógico-digital, com taxa de conversão de até 80 ns; *clock* de até 150 MHz; *CPU* de 32 bits com arquitetura *Harvard* e ponto flutuante; e até 18 saídas *PWM*.

Além da aquisição dos sinais analógicos, o TMS320F28335 é responsável pela execução dos controladores digitais, dos sistemas de proteção e da modulação *PWM* necessária para o chaveamento dos interruptores.

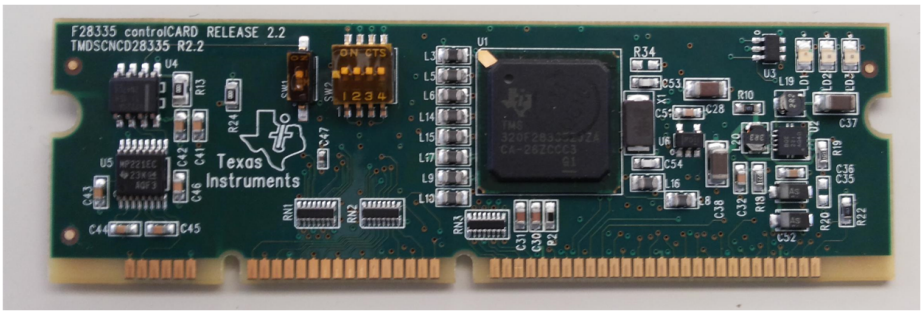
Cada uma das 12 saídas *PWM* do *DSP* utilizadas é acoplada a um circuito de *buffer* com coletor aberto responsável por alterar o nível de tensão dos sinais *PWM* de $0 \rightarrow 3{,}3$

Figura 83: Circuito de condicionamento de sinais das tensões dos capacitores do barramento de entrada



Fonte: produção do próprio autor.

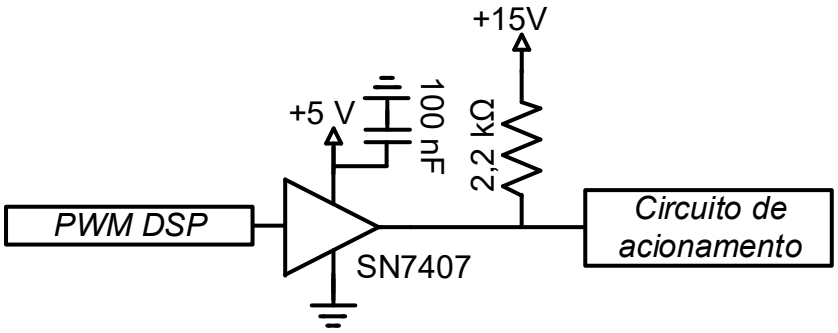
Figura 84: Processador digital de sinais utilizado no projeto



Fonte: produção do próprio autor.

V para $0 \rightarrow 15$ V, adequando esses sinais para servirem como entrada para um circuito de acionamento dos interruptores de potência. A Figura 85 mostra a configuração dos circuitos de *buffer* utilizados.

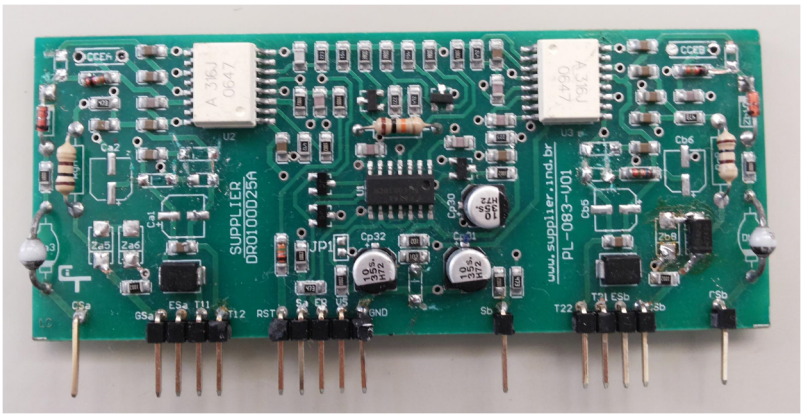
Figura 85: Configuração dos circuitos de *buffer*



Fonte: produção do próprio autor.

Para realizar o acionamento dos interruptores do estágio inversor do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* foram utilizados seis circuitos de acionamento duplo e isolado DR0100D25A do fabricante Supplier, mostrado na Figura 86. Este circuito é capaz de acionar até dois interruptores de forma independente numa frequência de comutação de até 100 kHz e com tensão de bloqueio de até 1200 V. Além disso, este permite configuração de tempo morto e de proteção de corrente via *hardware*.

Figura 86: Circuito de acionamento dos interruptores utilizado no projeto



Fonte: produção do próprio autor.

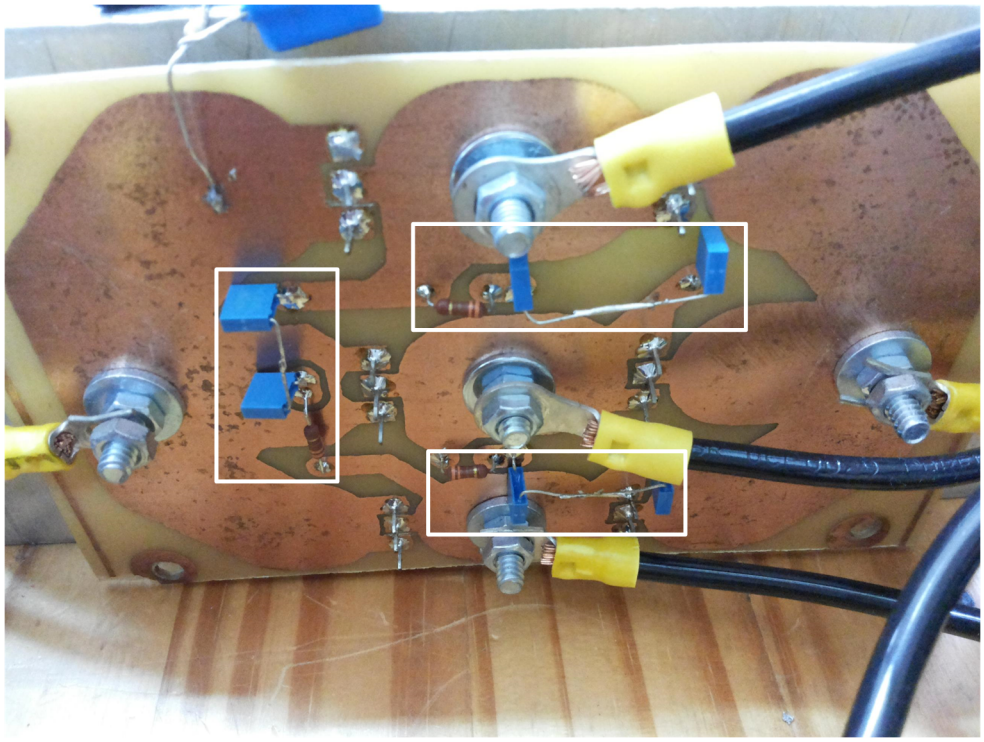
Quanto aos circuitos de auxílio à comutação, utiliza-se pares RC nas entradas de cada ponte retificadora a fim de proporcionar um comportamento dinâmico amortecido para as tensões de bloqueio dos diodos que formam o retificador 12 pulsos. A partir de análises preliminares, que não são apresentadas devido ao caráter prematuro do estudo,

encontra-se os valores de resistência e capacitância dos circuitos de auxílio à comutação mostrados na Tabela 15. Os circuitos implementados são apresentados na Figura 87

Tabela 15: Valores de resistência e capacitância dos circuitos de auxílio à comutação implementados

	R	C
Secundário Y	$360\ \mathrm{m\Omega}$	$470\ \mathrm{pF}$
Secundário Δ	$560\ \mathrm{m\Omega}$	$470\ \mathrm{pF}$

Figura 87: Circuitos RC de auxílio à comutação de um dos retificadores de 6 pulsos



Fonte: produção do próprio autor.

3.10 Conclusões do capítulo

Neste capítulo foram definidas as especificações do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* e, a partir disso, desenvolveu-se uma metodologia de projeto para o mesmo com base nas análises teóricas apresentadas no capítulo 2.

Analisando as características dos indutores obtidos a partir das especificações dadas, observa-se que a busca por correntes senoidais na entrada do retificador 12 pulsos resultou na necessidade de indutâncias relativamente altas entre o inversor e o retificador, justamente para que se tenha energia suficiente armazenada nesses componentes para

manter suas correntes no formato desejado. Isso tende a aumentar o volume desses componentes e a queda de tensão nos mesmos, exigindo ajustes no índice de modulação e/ou nas relações de espiras do transformador para manter o ganho estático no valor desejado. Caso o conversor opere como abaixador de tensão, essa queda de tensão pode ser utilizada para alcançar a tensão de saída especificada, no entanto, o aumento das indutâncias tende a elevar a potência reativa processada pelo inversor, provocando maiores as perdas no mesmo.

Ainda em relação aos indutores, a utilização de correntes senoidais com componente fundamental em média frequência e com baixa ondulação na frequência de chaveamento permite a utilização de magnéticos com núcleo de ferro-silício de volume não muito elevado. O uso de núcleos de materiais com menores perdas em média frequência em relação ao ferro-silício permitiria uma redução ainda maior do volume dos magnéticos e talvez uma melhora no rendimento desses componentes. Essa mesma análise é valida para o transformador 12 pulsos.

Em relação às características dos capacitores de entrada e de saída do conversor, percebe-se que o armazenamento de boa parte de energia nos indutores faz com que a ondulação de corrente circulante por esses capacitores reduza, diminuindo também o valor eficaz da corrente nos mesmos. Isso é importante devido ao fato de que capacitores têm vida útil menor do que indutores, logo essa redução na corrente eficaz melhora a conservação dos componentes capacitivos.

Outro ponto importante é que o baixo valor eficaz da corrente permite o uso de capacitâncias reduzidas para manter as ondulações das tensões de entrada e saída do conversor em níveis satisfatórios para o projeto. Logo, como pontos positivos tem-se a possibilidade de uso de capacitores de menor volume, dinamicamente mais rápidos e com menos energia armazenada em casos de curto circuito na entrada e na saída CC do conversor. Como pontos negativos tem-se a possibilidade de elevada ondulação na tensão de entrada causada por variações bruscas de carga e a incapacidade de manter a tensão do barramento de saída por muito tempo no caso de interrupção de fornecimento de energia pela fonte de entrada.

A estimação das perdas nos semicondutores a partir da interpolação dos gráficos I_cxV_{ce}, E_{total}xI_c e I_FxV_{FM} fornecidos pelos fabricantes dos mesmos tende a ser uma metodologia interessante no que diz respeito a melhora da precisão dos resultados teóricos obtidos para dissipação de potência, já que as correntes circulantes por vários componentes não são constantes, considerando a operação do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, e esses gráficos também levam em consideração fenômenos importantes como a corrente de cauda dos *IGBT's* e a corrente de recuperação reversa dos diodos, que influenciam diretamente nas perdas de comutação.

4 MODELAGEM E CONTROLE

Neste capítulo são apresentados os modelos matemáticos que descrevem o comportamento dinâmico de algumas grandezas elétricas do conversor CC-CC proposto e como esses modelos são obtidos. Tendo essas informações em mãos é possível impor um comportamento transitório e estático desejado a essas grandezas através de uma estratégia de controle adequada, o que permite que o conversor opere em um ponto de operação de interesse com maior imunidade a variações de carga, de tensão de entrada e de valores dos elementos passivos que compõem a estrutura, além de compensar a presença de não idealidades nos elementos do conversor.

Três modelos dinâmicos são apresentados neste capítulo: o modelo do comportamento das correntes nos indutores L em função de variações na razão cíclica; o modelo do comportamento da tensão de saída do conversor em função da variação do valor de pico das correntes nos indutores L; e o modelo que descreve o comportamento da tensão diferencial entre os capacitores de entrada do *NPC* em função de um valor médio adicionado igualmente às três moduladoras. A validação desses modelos é feita através do *software* PSIM®.

4.1 Modelo da corrente nos indutores em função da razão cíclica

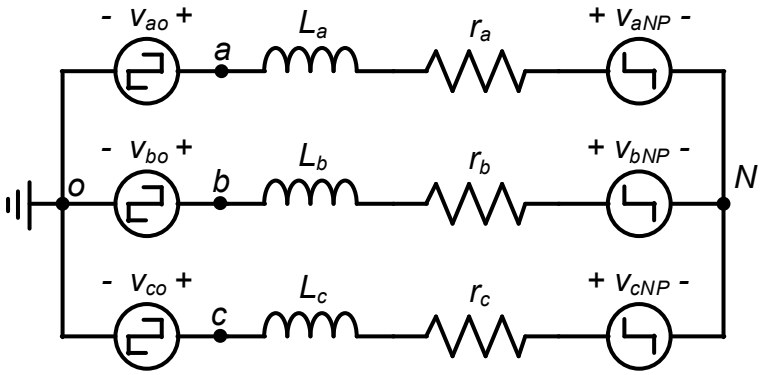
A obtenção deste modelo dinâmico, baseado no procedimento utilizado por (LAMBERT; NOVAES, 2015b), pode ser feito através do circuito simplificado apresentado na Figura 88. Considerando que o subíndice *x* representa as três fases do inversor (*x* = *a*,*b*,*c*), este circuito representa as tensões geradas pelo inversor em relação ao ponto *o* através de v_{xo}, a resistência dos enrolamentos dos indutores e do primário do transformador através de r_x, as indutâncias de fase (incluindo as dispersões do transformador) através de L_x e as tensões de fase no primário do transformador através das fontes de tensão multiníveis v_{xNP}. As correntes que circulam pelas fases são designadas por i_x e são consideradas senoidais com defasagem de 120° entre si.

Fazendo uma análise de malhas, as expressões 4.1 e 4.2 podem ser deduzidas a partir do circuito da Figura 88.

$$-v_{ao} + r_a i_a + v_{La} + v_{aNP} - v_{bNP} - v_{Lb} - r_b i_b + v_{bo} = 0 \tag{4.1}$$

$$-v_{ao} + r_a i_a + v_{La} + v_{aNP} - v_{cNP} - v_{Lc} - r_c i_c + v_{co} = 0 \tag{4.2}$$

Figura 88: Circuito simplificado utilizado para obtenção do modelo da corrente nos indutores em função da razão cíclica



Fonte: produção do próprio autor.

Somando as equações 4.1 e 4.2 chega-se à equação 4.3.

$$-v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 2r_a i_a - r_b i_b - r_c i_c + 2v_{La} - v_{Lb} - v_{Lc} + 2v_{aNP} - v_{bNP} - v_{cNP} = 0 \quad (4.3)$$

Considerando que $L = L_a = L_b = L_c$, $r = r_a = r_b = r_c$, $i_a + i_b + i_c = 0$, $v_{La} + v_{Lb} + v_{Lc} = 0$ e $v_{aNP} + v_{bNP} + v_{cNP} = 0$, a equação 4.3 pode ser reescrita através de 4.4.

$$-2v_{ao} + v_{bo} + v_{co} + 3ri_a + 3v_{La} + 3v_{aNP} = 0 \quad (4.4)$$

A modulação utilizada e a estrutura do inversor *NPC* fazem com que as tensões v_{xo} tenham um valor médio dentro de T_s dependente da razão cíclica de sua respectiva fase d_x, como mostra a equação 4.5.

$$v_{xo_{<T_s>}} = \frac{E}{2} d_x(t) \quad (4.5)$$

Como as moduladoras utilizadas são senoidais, fazendo uma média dentro do período de chaveamento T_s as razões cíclicas d_x também apresentam um comportamento senoidal com defasagem de $120°$ entre si. Sendo assim, considerando a média dentro de T_s, a igualdade $v_{ao_{<T_s>}} + v_{bo_{<T_s>}} + v_{co_{<T_s>}} = 0$ é válida e a equação 4.4 pode ser reescrita de acordo com 4.6.

$$-\frac{3E}{2} d_a + 3ri_a + 3v_{La} + 3v_{aNP} = 0 \quad (4.6)$$

Na seção 2.3.3 foi obtida a expressão que define a amplitude do componente fundamental da tensão multinível de fase que aparece no primário do transformador. Essa expressão é repetida em 4.7.

$$b_1 = \frac{6\sqrt{2}(\sqrt{3}+1)}{12+7\sqrt{3}} \frac{V_o n_{12}}{\pi} \tag{4.7}$$

O componente médio da tensão de saída (V_o) pode ser escrito em função da resistência de carga e da corrente média de saída do retificador 12 pulsos alimentado em corrente, como mostra a equação 4.8.

$$b_1 = \frac{6\sqrt{2}(\sqrt{3}+1)}{12+7\sqrt{3}} \frac{R_{carga} I_o n_{12}}{\pi} \tag{4.8}$$

No entanto, como foi mostrado na seção 2.2, a corrente média de saída I_o pode ser escrita em função do valor de pico das correntes de entrada do retificador 12 pulsos (I_p) de acordo com a expressão 4.9.

$$I_o = \frac{3\sqrt{6}(\sqrt{3}-1) n_{12} I_p}{\pi(2+\sqrt{3})} \tag{4.9}$$

Substituindo a equação 4.9 em 4.8 e rearranjando os termos, o componente fundamental das tensões de fase do primário do transformador pode ser escrito em função de I_p e R_{carga}, como mostra a equação 4.10, onde k_{b1} é uma constante e seu valor é descrito por 4.11.

$$b_1 = k_{b1} I_p n_{12}^2 R_{carga} \tag{4.10}$$

$$k_{b1} = \frac{72\sqrt{3}}{\pi^2(45+26\sqrt{3})} \tag{4.11}$$

A fim de simplificar a obtenção do modelo, as tensões v_{xNP} são consideradas senoidais e com amplitude igual a b_1, como mostram as equações 4.12, 4.13 e 4.14. Alguns pontos importantes devem ser observados em relação a essa simplificação: considera-se que a tensão de saída do conversor é constante, ou seja, suas ondulações são pequenas o suficiente para permitir que a capacitância de saída do conversor seja desconsiderada no modelo; considera-se que as indutâncias de dispersão dos secundários do transformador são pequenas o suficiente para não influenciar na forma de onda das tensões de fase do primário do elemento magnético; considera-se as indutâncias magnetizantes do transformador muito maiores que L; e, a partir do momento em que as tensões do primário do

transformador são consideradas senoidais, assume-se que as variações bruscas de nível existentes nessas tensões entram perturbações nas malhas de controle.

$$v_{aNP} \approx k_{b1} I_p n_{12}^2 R_{carga} sen(\omega_o t) = k_{b1} n_{12}^2 R_{carga} i_a \tag{4.12}$$

$$v_{bNP} \approx k_{b1} I_p n_{12}^2 R_{carga} sen(\omega_o t - 120^\circ) = k_{b1} n_{12}^2 R_{carga} i_b \tag{4.13}$$

$$v_{cNP} \approx k_{b1} I_p n_{12}^2 R_{carga} sen(\omega_o t + 120^\circ) = k_{b1} n_{12}^2 R_{carga} i_c \tag{4.14}$$

Substituindo a equação 4.12 em 4.6 e sabendo que $v_{Lx} = L di_x/dt$, a equação 4.6 pode ser reescrita de acordo com 4.15.

$$-\frac{E}{2} d_a(t) + (r + k_{b1} n_{12}^2 R_{carga}) i_a(t) + L \frac{di_a(t)}{dt} = 0 \tag{4.15}$$

O mesmo procedimento pode ser feito para as outras duas fases, chegando a equações análogas a 4.15. Desta forma, a equação 4.15 pode ser escrita de forma matricial como mostra 4.16, onde $d_{abc}(t)$ e $i_{abc}(t)$ são descritas pelas equações 4.17 e 4.18, respectivamente.

$$-\frac{E}{2} d_{abc}(t) + (r + k_{b1} n_{12}^2 R_{carga}) i_{abc}(t) + L \frac{di_{abc}(t)}{dt} = 0 \tag{4.16}$$

$$d_{abc}(t) = \begin{bmatrix} d_a(t) \\ d_b(t) \\ d_c(t) \end{bmatrix} \tag{4.17}$$

$$i_{abc}(t) = \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \tag{4.18}$$

Como aqui está sendo considerado que tanto as razões cíclicas quanto as correntes que circulam pelas fases *a*,*b* e *c* são sinais balanceados entre si, ou seja, os valores médios dessas grandezas dentro do período T_s são senoidais, apresentam mesma amplitude e estão defasados de 120°, o que é uma simplificação válida para o conversor proposto, torna-se interessante utilizar a transformada de Park ou transformada *dq0* para reduzir este sistema trifásico estacionário (sistema *abc*) em um sistema bifásico girante com velocidade angular igual a ω_o. Desta forma é possível trabalhar com duas equações diferenciais ao invés de três e, devido ao fato de que o sistema *dq0* pode ser criado para girar na mesma

velocidade angular das moduladoras, as razões cíclicas e as correntes de fase podem ser representadas por valores constantes e não mais senoidais.

A transformação de um conjunto de valores trifásicos no sistema *abc* para o sistema *dq0* pode ser feita através da matriz de transformação mostrada em 4.19, enquanto que a transformação de grandezas em *dq0* para *abc* pode ser feita através da matriz de transformação inversa dada por 4.20, onde $\theta = \omega_o t$.

$$\begin{gathered} i_{dq0}(t) = T_{dq0}(t) i_{abc}(t) \\ \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} cos(\theta) & cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ sen(\theta) & sen(\theta - \frac{2\pi}{3}) & sen(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} \end{gathered} \tag{4.19}$$

$$\begin{gathered} i_{abc}(t) = T_{dq0}^{-1}(t) i_{dq0}(t) \\ \begin{bmatrix} i_a(t) \\ i_b(t) \\ i_c(t) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} cos(\theta) & sen(\theta) & 1 \\ cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & sen(\theta - \frac{2\pi}{3}) & 1 \\ cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) & sen(\theta + \frac{2\pi}{3}) & 1 \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_d(t) \\ i_q(t) \\ i_0(t) \end{bmatrix} \end{gathered} \tag{4.20}$$

A partir do exposto em relação à transformada de Park, pode-se reescrever a equação 4.15 em função da transformada *dq0* inversa e das grandezas no sistema *dq0*, como mostra a equação 4.21.

$$-\frac{E}{2}[T_{dq0}^{-1}(t) d_{dq0}(t)] + (r + k_{b1} n_{12}^2 R_{carga})[T_{dq0}^{-1}(t) i_{dq0}(t)] + L\frac{d[T_{dq0}^{-1}(t) i_{dq0}(t)]}{dt} = 0 \tag{4.21}$$

Multiplicando a expressão 4.21 por $T_{dq0}(t)$ chega-se a 4.22.

$$-\frac{E}{2} d_{dq0}(t) + (r + k_{b1} n_{12}^2 R_{carga}) i_{dq0}(t) + L T_{dq0}(t)\frac{d[T_{dq0}^{-1}(t) i_{dq0}(t)]}{dt} = 0 \tag{4.22}$$

Reescrevendo 4.22 tem-se 4.23.

$$-\frac{E}{2} d_{dq0}(t) + (r + k_{b1} n_{12}^2 R_{carga}) i_{dq0}(t) + L T_{dq0}(t)\frac{dT_{dq0}^{-1}(t)}{dt} i_{dq0}(t) + L\frac{di_{dq0}(t)}{dt} = 0 \tag{4.23}$$

O fator $T_{dq0} \cdot dT_{dq0}^{-1}/dt$ pode ser expandido em uma multiplicação matricial cujo resultado é dado pela equação 4.24.

$$T_{dq0} \cdot \frac{dT_{dq0}^{-1}}{dt} = \omega_o \begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ -1 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \tag{4.24}$$

Substituindo a matriz 4.24 em 4.23 e desenvolvendo as multiplicações matriciais, obtém-se as duas equações diferenciais mostradas em 4.25 e 4.26, sendo que a primeira relaciona as componentes diretas (eixo *d*) das razões cíclicas e das correntes de fase e a segunda as componentes em quadratura (eixo *q*) dessas mesmas grandezas.

$$-\frac{E}{2}d_d(t) + (r + k_{b1}n_{12}^2 R_{carga})i_d(t) + L\omega_o i_q(t) + L\frac{di_d(t)}{dt} = 0 \tag{4.25}$$

$$-\frac{E}{2}d_q(t) + (r + k_{b1}n_{12}^2 R_{carga})i_q(t) - L\omega_o i_d(t) + L\frac{di_q(t)}{dt} = 0 \tag{4.26}$$

É importante notar que as equações 4.25 e 4.26 não estão completamente desacopladas, já que a primeira contém uma componente em quadratura e a segunda uma componente direta. Para fazer este desacoplamento pode-se atuar previamente nas razões cíclicas $d_d(t)$ e $d_q(t)$ de forma a compensar as parcelas $L\omega_o i_q(t)$ e $L\omega_o i_d(t)$ (atuação *feedforward*), criando as novas razões cíclicas $d'_d(t)$ e $d'_q(t)$, como mostram as equações 4.27 e 4.28, respectivamente.

$$d_d(t) = \frac{2L\omega_o i_q(t)}{E} + d'_d(t) \tag{4.27}$$

$$d_q(t) = -\frac{2L\omega_o i_d(t)}{E} + d'_q(t) \tag{4.28}$$

Substituindo a equação 4.27 em 4.25 e a equação 4.28 em 4.26, encontra-se as equações 4.29 e 4.30, respectivamente.

$$-\frac{E}{2}d'_d(t) + (r + k_{b1}n_{12}^2 R_{carga})i_d(t) + L\frac{di_d(t)}{dt} = 0 \tag{4.29}$$

$$-\frac{E}{2}d'_q(t) + (r + k_{b1}n_{12}^2 R_{carga})i_q(t) + L\frac{di_q(t)}{dt} = 0 \tag{4.30}$$

Aplicando uma pequena perturbação de primeira ordem $\hat{d'_d}(t)$ e $\hat{d'_q}(t)$ nas razões cíclicas $d'_d(t)$ e $d'_q(t)$ em torno de um ponto de operação e considerando que as correntes $i_d(t)$ e $i_q(t)$ respondem linearmente a essa perturbação através das variações $\hat{i_d}(t)$ e $\hat{i_q}(t)$, as equações 4.29 e 4.30 podem ser reescritas como as equações 4.31 e 4.32, respectivamente. Neste caso, os pontos de operação de cada variável perturbada é desprezado no equacionamento.

$$-\frac{E}{2}\hat{d'_d}(t) + (r + k_{b1}n_{12}^2 R_{carga})\hat{i_d}(t) + L\frac{d\hat{i_d}(t)}{dt} = 0 \tag{4.31}$$

$$-\frac{E}{2}\hat{d'_q}(t) + (r + k_{b1}n_{12}^2 R_{carga})\hat{i_q}(t) + L\frac{d\hat{i_q}(t)}{dt} = 0 \tag{4.32}$$

Aplicando a transformada de Laplace nas equações 4.31 e 4.32 encontra-se a função de transferência 4.33, que descreve o comportamento dinâmico no domínio da frequência das correntes $\hat{i_d}$ e $\hat{i_q}$ em função de variações em $\hat{d'_d}$ e $\hat{d'_q}$.

$$G_{idq}(s) = \frac{\hat{i_d}(s)}{\hat{d'_d}(s)} = \frac{\hat{i_q}(s)}{\hat{d'_q}(s)} = \frac{E}{2L} \cdot \frac{1}{s + \frac{(r+k_{b1}n_{12}^2 R_{carga})}{L}} \tag{4.33}$$

4.1.1 Validação por simulação numérica

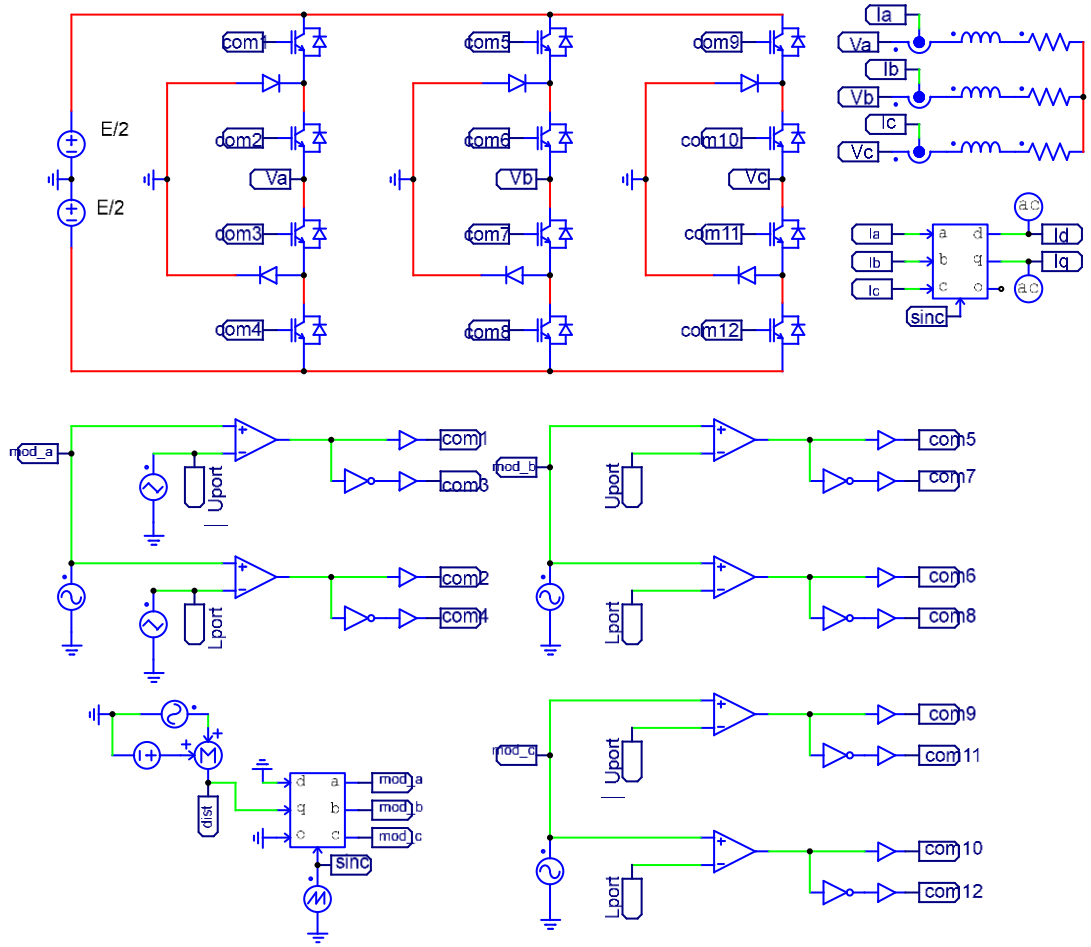
Para validar o modelo obtido é simulada a aplicação de perturbações senoidais de baixa amplitude (1% em relação ao valor de pico das moduladoras) e com frequências na faixa de 10 Hz a 10 kHz nas razões cíclicas $d_d(t)$ e $d_q(t)$ (uma componente sendo perturbada de cada vez) e, então, é realizada a comparação do comportamento em frequência entre as correntes $\hat{i_d}(t)$ e $\hat{i_q}(t)$ obtidas do circuito mostrado na Figura 89 e as mesmas correntes medidas na saída do diagrama de blocos da Figura 90, que descreve a função de transferência 4.33.

É importante notar que no circuito simulado o retificador 12 pulsos é substituído por três resistores, um para cada fase. Isso é feito devido à utilização dos componentes fundamentais das tensões de fase do primário do transformador para a obtenção dos modelos. Como esses componentes estão em fase com as suas respectivas correntes $i_x(t)$ e todas essas grandezas são consideradas senoidais, estes podem ser emulados por resistores equivalentes cujas resistências são dadas pela equação 4.34. Além disso, o *software* de simulação utilizado não fornece um diagrama de Bode coerente quando o retificador 12 pulsos é utilizado no lugar das resistências.

$$R_{b1} = \frac{b_1}{I_p} = \frac{6\sqrt{2}(\sqrt{3}+1)V_o n_{12}}{(12+7\sqrt{3})I_p} \tag{4.34}$$

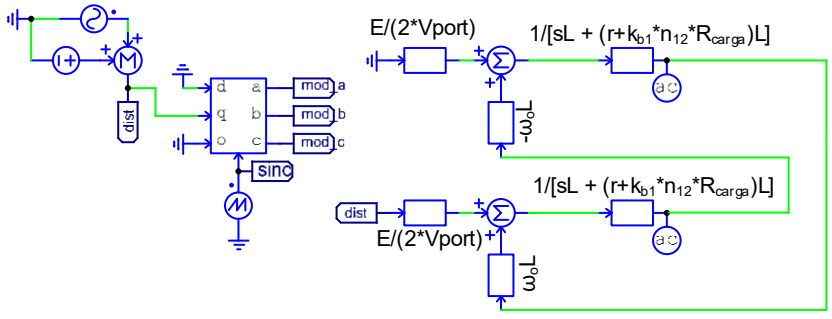
A Figura 91 e a Figura 92 mostram os diagramas de Bode relativos às correntes $\hat{i_d}(t)$ e $\hat{i_q}(t)$, respectivamente, obtidos com o circuito e com o diagrama de blocos. Nota-se que as respostas em frequência dos dois modelos ficam bem próximas das respostas obtidas através do circuito. Como a simulação é feita com o *NPC* comutando em $19{,}6$ kHz, o modelo obtido deixa de ser válido a partir $9{,}8$ kHz, que é a frequência de Nyquist para este caso.

Figura 89: Circuito de simulação utilizado para validar os modelos $\hat{i_d}(s)/\hat{d'_d}(s)$ e $\hat{i_q}(s)/\hat{d'_q}(s)$



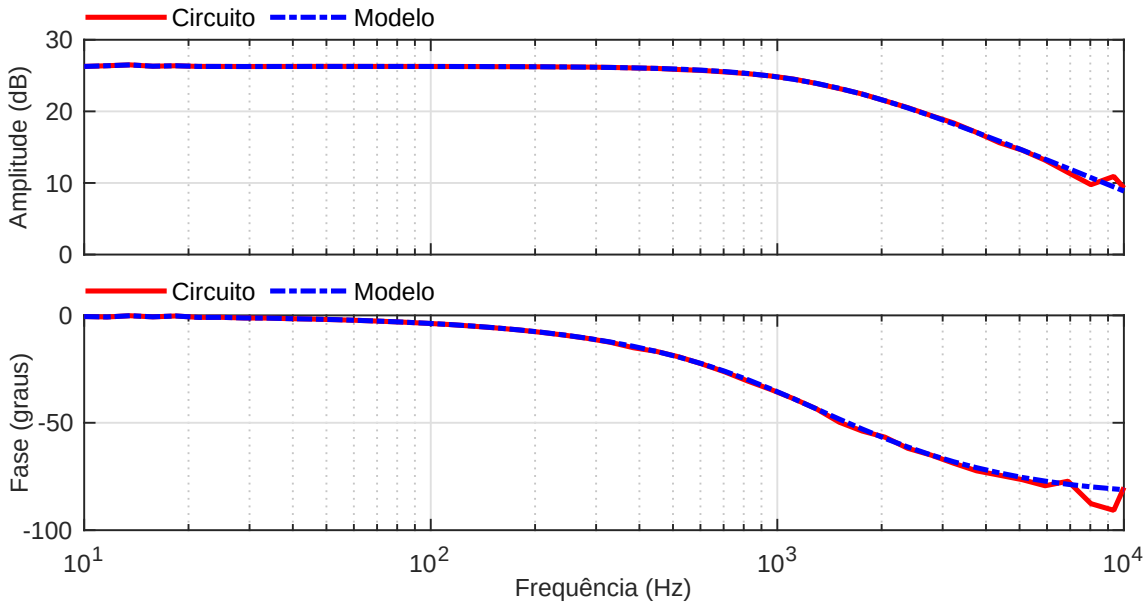
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 90: Diagrama de blocos utilizado para validar os modelos $\hat{i_d}(s)/\hat{d'_d}(s)$ e $\hat{i_q}(s)/\hat{d'_q}(s)$



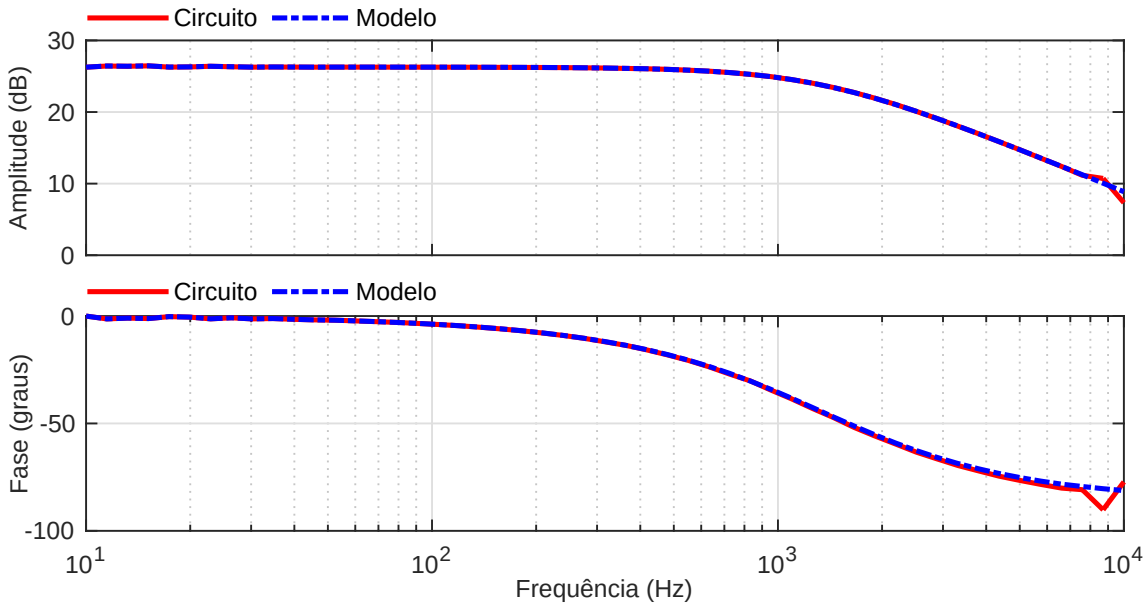
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 91: Diagrama de bode comparativo para validação do modelo da planta $\hat{i_d}(s)/\hat{d'_d}(s)$



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 92: Diagrama de bode comparativo para validação do modelo da planta $\hat{i_q}(s)/\hat{d'_q}(s)$

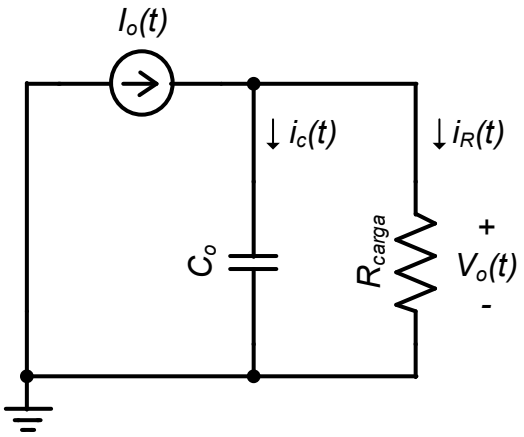


Fonte: produção do próprio autor.

4.2 Modelo da tensão de saída do conversor em função do valor de pico das correntes de entrada do retificador 12 pulsos

A obtenção deste modelo dinâmico pode ser feita através do circuito mostrado na Figura 93. Este circuito é uma simplificação do estágio de saída do conversor, onde o capacitor C_o e a carga, representada pelo resistor R_{carga}, recebem energia da fonte de corrente $I_o(t)$, que simboliza a corrente média de saída do retificador 12 pulsos série alimentado em corrente. É importante salientar que a utilização da fonte de corrente $I_o(t)$ é possível quando o controlador da tensão de saída é consideravelmente mais lento do que os controladores das correntes de entrada do retificador 12 pulsos, de forma que as dinâmicas dessas correntes praticamente não são vistas pela malha de tensão. Além disso, para aplicações reais, os modelos dos cabos devem ser considerados no circuito para a obtenção de um modelo mais preciso e a RSE equivalente de saída pode ser desprezada pelo fato de seu valor ser da ordem de unidades de $m\Omega$ em capacitores destinados a essas aplicações.

Figura 93: Circuito simplificado utilizado para obtenção do modelo da tensão de saída do conversor em função do valor de pico das correntes de entrada do retificador 12 pulsos



Fonte: produção do próprio autor.

Denominando $i_c(t)$ a corrente que circula pelo capacitor e $I_R(t)$ a corrente que circula pela carga, a corrente $I_o(t)$ pode ser escrita de acordo com a equação 4.35.

$$I_o(t) = i_c(t) + I_R(t) \tag{4.35}$$

Reescrevendo as correntes $i_c(t)$ e $I_R(t)$ em função da tensão média de saída $V_o(t)$, a expressão 4.35 pode ser escrita como 4.36.

$$I_o(t) = C_o \frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_{carga}} \tag{4.36}$$

Foi mostrado na seção 2.2 que a corrente $I_o(t)$ pode ser escrita em função do valor de pico das correntes de entrada do retificador 12 pulsos ($I_p(t)$) através da equação 4.37.

$$I_o(t) = \frac{3\sqrt{6}(\sqrt{3}-1)n_{12}I_p(t)}{\pi(2+\sqrt{3})} \tag{4.37}$$

Substituindo a equação 4.37 em 4.36 chega-se a 4.38.

$$\frac{3\sqrt{6}(\sqrt{3}-1)n_{12}I_p(t)}{\pi(2+\sqrt{3})} = C_o\frac{dV_o(t)}{dt} + \frac{V_o(t)}{R_{carga}} \tag{4.38}$$

Aplicando uma perturbação de primeira ordem e baixa amplitude ($\hat{i_p}$) em torno de um ponto de operação de $I_p(t)$ e considerando que a tensão de saída $V_o(t)$ responde de maneira linear a esta perturbação através de $\hat{v_o}(t)$, a equação 4.38 pode ser escrita como 4.39, onde os componentes que representam o ponto de operação do circuito são desprezados.

$$\frac{3\sqrt{6}(\sqrt{3}-1)n_{12}\hat{i_p}(t)}{\pi(2+\sqrt{3})} = C_o\frac{d\hat{v_o}(t)}{dt} + \frac{\hat{v_o}(t)}{R_{carga}} \tag{4.39}$$

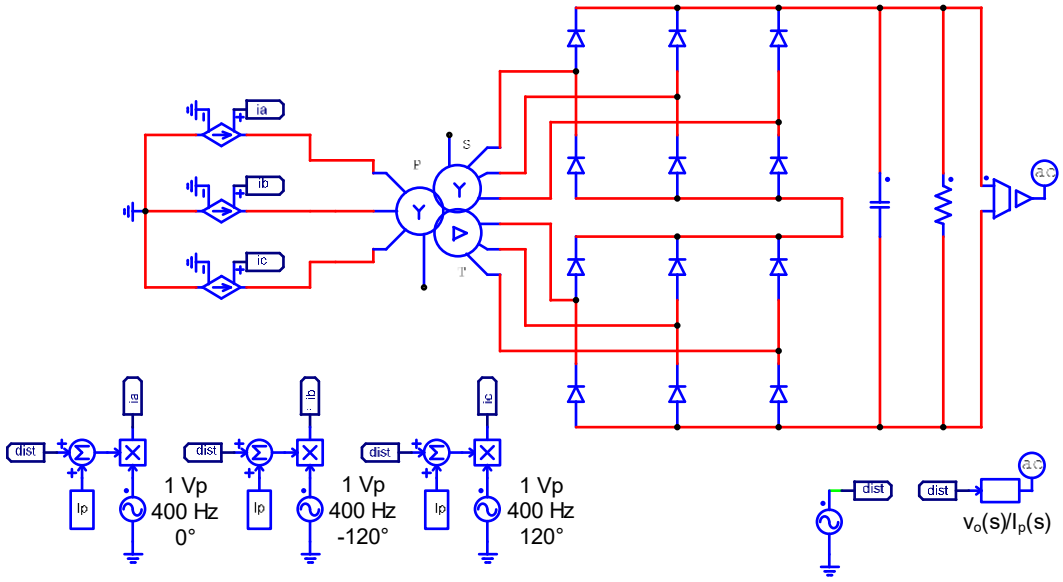
Aplicando a transformada de Lapace na equação 4.39 e fazendo algumas manipulações matemáticas chega-se à equação 4.40, que representa o modelo dinâmico da planta em questão no domínio da frequência.

$$G_{vi}(s) = \frac{\hat{v_o}(s)}{\hat{i_p}(s)} = \frac{3\sqrt{6}(\sqrt{3}-1)n_{12}}{\pi(2+\sqrt{3})C_o} \cdot \frac{1}{s+\frac{1}{R_{carga}C_o}} \tag{4.40}$$

4.2.1 Validação por simulação numérica

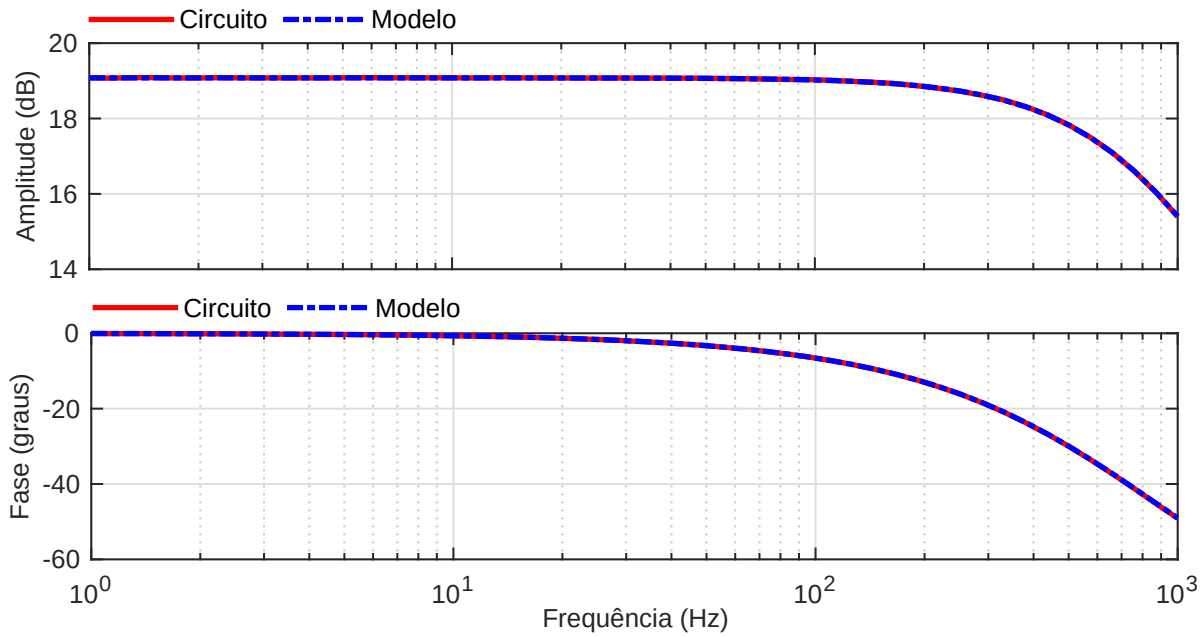
Para validar este modelo é simulada a aplicação de perturbações senoidais de baixa amplitude e com frequências entre 1 Hz e 1 kHz no valor de pico I_p das correntes $i_a(t)$, $i_b(t)$ e $i_c(t)$ do circuito da Figura 93 e na entrada do diagrama de blocos que representa o modelo da equação 4.40, como mostra a Figura 94. A partir disso é feita uma comparação entre o diagrama de Bode resultante da saída $\hat{v_o}(s)$ do circuito e da saída do diagrama de blocos. Este diagrama é mostrado na Figura 95, onde é possível verificar a compatibilidade do modelo obtido e do circuito simulado.

Figura 94: Circuito utilizado na simulação para validação do modelo da planta $\hat{v_o}(s)/\hat{i_p}(s)$



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 95: Diagrama de bode comparativo para validação do modelo da planta $\hat{v_o}(s)/\hat{i_p}(s)$



Fonte: produção do próprio autor.

4.3 Modelo da tensão diferencial entre os capacitores de entrada em função do valor médio V_{mod_o}

Na seção 2.3.5 foi feita a descrição da corrente que circula pelo ponto médio do barramento CC de entrada do *NPC* e a dedução do seu valor médio dentro de um período de chaveamento T_s ($i_{po_{<T_s>}}$) quando as moduladoras das fases *a* e *c* são positivas e a moduladora da fase *b* é negativa.

A frequência da corrente $i_{po_{<T_s>}}$ é igual a $3\omega_o$ e, idealmente, o seu valor médio dentro de um período relativo a $3\omega_o$ é nulo. No entanto, devido a assimetrias físicas dos componentes que formam o *NPC* e a diferenças naturais que existem entre os sinais de comando que atuam sobre os interruptores do inversor, há uma tendência de que $i_{po_{<T_s>}}$ passe a ter valor médio diferente de zero, provocando uma distinção de carga entre os dois capacitores do barramento CC, de maneira que um fique com tensão mais elevada do que o outro.

A diferença entre as tensões dos capacitores do barramento CC do *NPC* pode causar a danificação dos mesmos e dos semicondutores que formam os braços do inversor, além provocar distorção nas tensões geradas por este.

Para garantir que o *NPC* opere com os capacitores do barramento CC igualmente carregados deve-se atuar no sentido de compensar o valor médio indesejado eventualmente adquirido pela corrente $i_{po_{<T_s>}}$. Essa atuação pode ser nas razões cíclicas, através da adição de um valor médio V_{mod_o} de igual amplitude a cada uma das três moduladoras.

Utilizando as informações da seção 2.3.5, pode-se descrever um período completo da corrente $i_{po_{<T_s>}}$ através das expressões 4.41 e 4.42, onde a primeira é valida dentro do intervalo $0 \leq \omega_o t \leq \pi/3$ e a segunda dentro do intervalo $\pi/3 \leq \omega_o t \leq 2\pi/3$.

$$i_{po1_{<T_s>}} = \frac{i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} + i_c v_{mod_c}}{V_{port}} \tag{4.41}$$

$$i_{po2_{<T_s>}} = \frac{i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} - i_c v_{mod_c}}{V_{port}} \tag{4.42}$$

O valor médio de $i_{po_{<T_s>}}$ dentro de um período relativo a $3\omega_o$ pode ser obtido através da expressão 4.43.

$$\begin{aligned} i_{po_{med}} = \frac{3}{2\pi}\Bigg[& \int_0^{\frac{\pi}{3}} \left(\frac{i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} + i_c v_{mod_c}}{V_{port}} \right) d\omega_o t \\ & + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \left(\frac{i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} - i_c v_{mod_c}}{V_{port}} \right) d\omega_o t \Bigg] \end{aligned} \tag{4.43}$$

Considerando que o conversor CC-CC proposto está operando em malha fechada, as correntes de saída do inversor podem ser descritas pela equações 4.44, 4.45 e 4.46 e as moduladoras pelas equações 4.47, 4.48 e 4.49, onde V_{mod_o} é o valor médio adicionado às moduladoras a fim de modificar a amplitude do componente médio de $i_{po_{<T_s>}}$.

$$i_a = I_p sen\left(\omega_o t - \phi\right) \tag{4.44}$$

$$i_b = I_p sen\left(\omega_o t - \phi - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.45}$$

$$i_c = I_p sen\left(\omega_o t - \phi + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.46}$$

$$v_{mod_a} = V_{mod_o} + V_{mod} sen\left(\omega_o t\right) \tag{4.47}$$

$$v_{mod_b} = V_{mod_o} + V_{mod} sen\left(\omega_o t - \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.48}$$

$$v_{mod_c} = V_{mod_o} + V_{mod} sen\left(\omega_o t + \frac{2\pi}{3}\right) \tag{4.49}$$

Considerando o valor médio V_{mod_o} na expressão 4.43 chega-se à equação 4.50.

$$\begin{aligned} i_{po_{med}} = \frac{3}{2\pi V_{mod}} \Bigg[\int_0^{\frac{\pi}{3}} \Big(-2 i_b V_{mod_o} + i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} + i_c v_{mod_c} \Big) d\omega_o t + ... \\ ... + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \Big(2 i_a V_{mod_o} + i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} - i_c v_{mod_c} \Big) d\omega_o t \Bigg] \end{aligned} \tag{4.50}$$

Reorganizando os termos da equação 4.50 obtém-se 4.51.

$$\begin{aligned} i_{po_{med}} = \frac{3}{2\pi V_{mod}} \Bigg[\int_0^{\frac{\pi}{3}} -2 i_b V_{mod_o} d\omega_o t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} 2 i_a V_{mod_o} d\omega_o t + ... \\ ... + \int_0^{\frac{\pi}{3}} \Big(i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} + i_c v_{mod_c} \Big) d\omega_o t + ... \\ ... + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \Big(i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} - i_c v_{mod_c} \Big) d\omega_o t \Bigg] \end{aligned} \tag{4.51}$$

Pode-se provar matematicamente que

$$\int_0^{\frac{\pi}{3}} \Big(i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} + i_c v_{mod_c} \Big) d\omega_o t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} \Big(i_a v_{mod_a} - i_b v_{mod_b} - i_c v_{mod_c} \Big) d\omega_o t = 0 \tag{4.52}$$

Sendo assim, a equação 4.51 pode ser reescrita de acordo com a expressão 4.53.

$$i_{po_{med}} = \frac{3V_{mod_o}}{\pi V_{mod}} \left(\int_0^{\frac{\pi}{3}} -i_b d\omega_o t + \int_{\frac{\pi}{3}}^{\frac{2\pi}{3}} i_a d\omega_o t \right) \tag{4.53}$$

Substituindo 4.44 e 4.45 em 4.53 e resolvendo as integrais chega-se na equação 4.54.

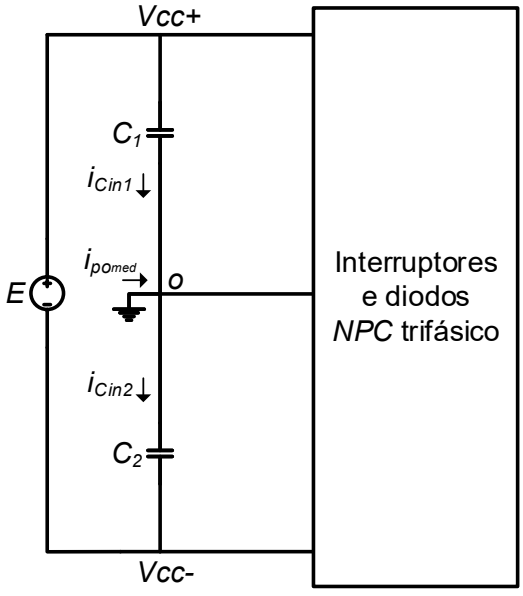
$$\begin{aligned} i_{po_{med}} = \frac{3V_{mod_o} I_p}{\pi V_{mod}} \Bigg[& \cos\left(\frac{\pi}{3} - \phi - \frac{2\pi}{3}\right) - \cos\left(-\phi - \frac{2\pi}{3}\right) + ... \\ & ... - \cos\left(\frac{2\pi}{3} - \phi\right) + \cos\left(\frac{\pi}{3} - \phi\right) \Bigg] \end{aligned} \tag{4.54}$$

Aplicando algumas identidades trigonométricas na equação 4.54 chega-se à expressão 4.55, que apresenta a dependência de $i_{po_{med}}$ em relação ao valor médio V_{mod_o} adicionado às três moduladoras simultaneamente.

$$i_{po_{med}} = \frac{6I_p \cos(\phi)}{\pi V_{mod}} V_{mod_o} \tag{4.55}$$

A relação entre a corrente $i_{po_{med}}$ e as correntes que circulam pelos capacitores do barramento CC do *NPC* pode ser obtida através do circuito mostrado na Figura 96, resultando na equação 4.56

Figura 96: Correntes circulantes pelo barramento CC de entrada do inversor *NPC*



Fonte: produção do próprio autor.

$$i_{po_{med}} = i_{C_{in2}} - i_{C_{in1}} \tag{4.56}$$

Sabendo que a corrente que circula por um capacitor é proporcional à variação de tensão aplicada sobre o mesmo, a equação 4.56 pode ser reescrita como a equação 4.57.

$$i_{po_{med}} = C_2 \frac{dV_{C_2}}{dt} - C_1 \frac{dV_{C_1}}{dt} \tag{4.57}$$

Considerando que $C_1 = C_2 = C_{in}$ e que $V_{C_1} - V_{C_2} = \varepsilon$, reescreve-se a equação 4.57 na forma da equação 4.58.

$$C_{in} \frac{d\varepsilon}{dt} = -i_{po_{med}} \tag{4.58}$$

É possível substituir a equação 4.55 em 4.58 e aplicar uma pequena perturbação $\hat{v_{mod_o}}$ na variável V_{mod_o} em torno de um ponto de operação. Considerando que ε responde linearmente à esta perturbação através de $\hat{\varepsilon}$, utiliza-se a transformada de Laplace na equação resultante para obter a função de transferência mostrada na equação 4.59, que descreve o comportamento dinâmico da tensão diferencial do barramento de entrada do *NPC* ($\hat{\varepsilon}$) em função do valor médio adicionado às moduladoras ($\hat{v_{mod_o}}$).

$$G_{vdif}(s) = \frac{\hat{\varepsilon}(s)}{\hat{v_{mod_o}}(s)} = -\frac{6 I_p \cos(\phi)}{\pi V_{mod} C_{in}} \cdot \frac{1}{s} \tag{4.59}$$

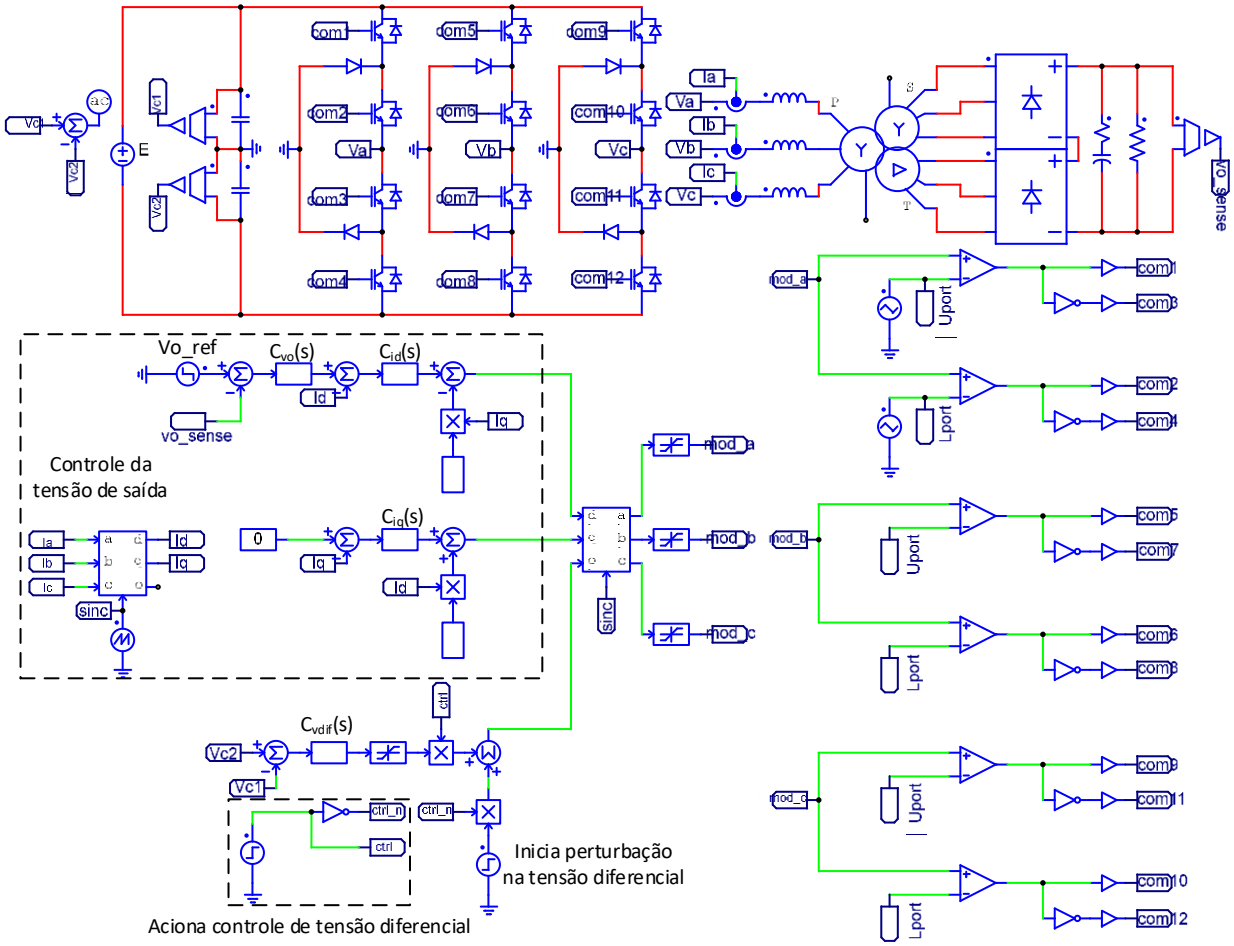
4.3.1 Validação por simulação numérica

Para validar este modelo dinâmico é simulada a aplicação de um degrau no valor médio das moduladoras que definem o chaveamento do conversor CC-CC proposto. A amplitude deste degrau equivale a 1% do valor de pico dessas moduladoras e sua execução se deu com o conversor operando em malha fechada, onde é implementado um controle em cascata para manter a tensão de saída do conversor em um nível desejado através do controle em coordenadas *dq* das correntes de saída do *NPC*. A Figura 97 apresenta o circuito simulado.

Previamente à aplicação do degrau no valor médio das moduladoras, o conversor CC-CC foi configurado para ter uma diferença entre as tensões dos capacitores do barramento de entrada equivalente a 1% do valor total deste barramento. Sendo assim, a aplicação do degrau é feita no sentido de reduzir esta diferença para zero e, posteriormente, mantida para que o barramento atinja o mesmo nível de desbalanço inicial, porém sobrecarregando o capacitor que estava com menos tensão anteriormente.

Via simulação é verificado que a medida que o desbalanço dos capacitores do barramento de entrada se torna maior, os controladores das correntes de saída do *NPC*, na

Figura 97: Circuito simulado para validação do modelo de tensão diferencial do barramento de entrada do inversor



Fonte: produção do próprio autor.

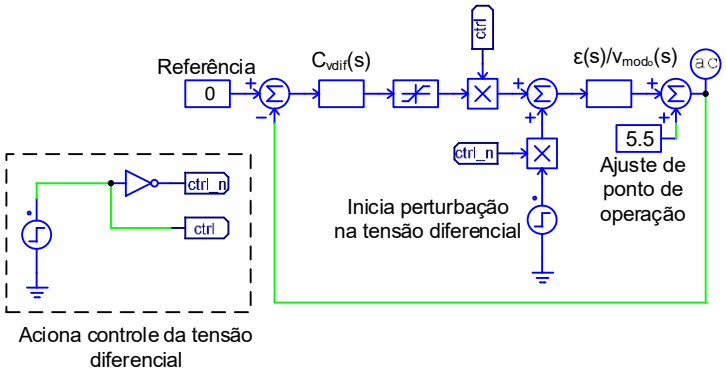
tentativa de manter essas correntes com formato senoidal, provocam o aparecimento de um componente adicional na corrente média que flui pelo ponto médio do barramento de entrada. Como este fenômeno não foi considerado na obtenção do modelo da equação 4.59, considera-se que o mesmo é válido apenas para pequenas variações da tensão diferencial do barramento de entrada.

Para evitar que o barramento de entrada do conversor atinja o ponto de operação não modelado descrito anteriormente durante a aplicação do degrau no valor médio das moduladoras, optou-se pelo seguinte processo de validação do modelo: inicia-se o conversor CC-CC com um desbalanço de 1% (em relação a tensão total de entrada) na tensão dos capacitores de entrada; aplica-se um degrau de 1% (em relação ao valor de pico das moduladoras) no valor médio das moduladoras no sentido de inverter o desbalanço do barramento; quando o barramento estiver desbalanceado novamente com um valor próximo ao desbalanço inicial, aplica-se um controlador do tipo PI baseado no modelo da equação

4.59 para anular diferença de tensão entre os capacitores do barramento de entrada.

O processo descrito anteriormente é aplicado ao circuito da Figura 97 e ao diagrama de blocos da Figura 98, que representa o modelo matemático a ser validado. Desta forma pode ser feita uma comparação entre os resultados obtidos para os dois casos.

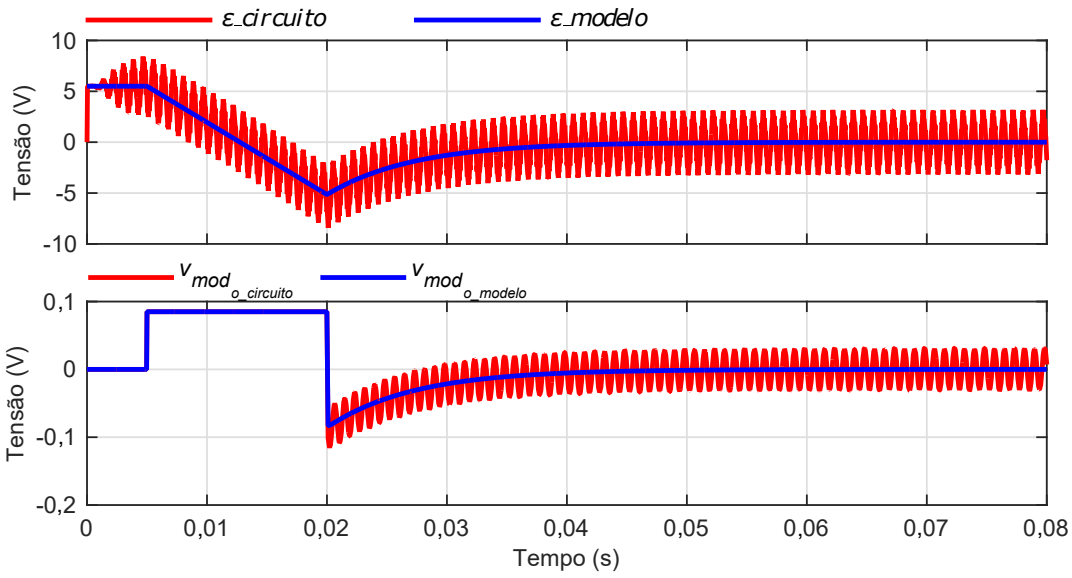
Figura 98: Diagrama de blocos simulado para validação do modelo de tensão diferencial do barramento de entrada do inversor



Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 99 apresenta a comparação entre o valor da tensão diferencial do barramento de entrada do conversor CC-CC obtido via circuito ($\varepsilon\_circuito$) e obtido via modelo (ε_modelo). Também é exibido o sinal referente ao valor médio aplicado nas moduladoras para ambos os casos ($v_{mod_{o\_circuito}}$ e $v_{mod_{o\_modelo}}$).

Figura 99: Validação do modelo $\hat{\varepsilon}(s)/\hat{v_{mod_o}}(s)$



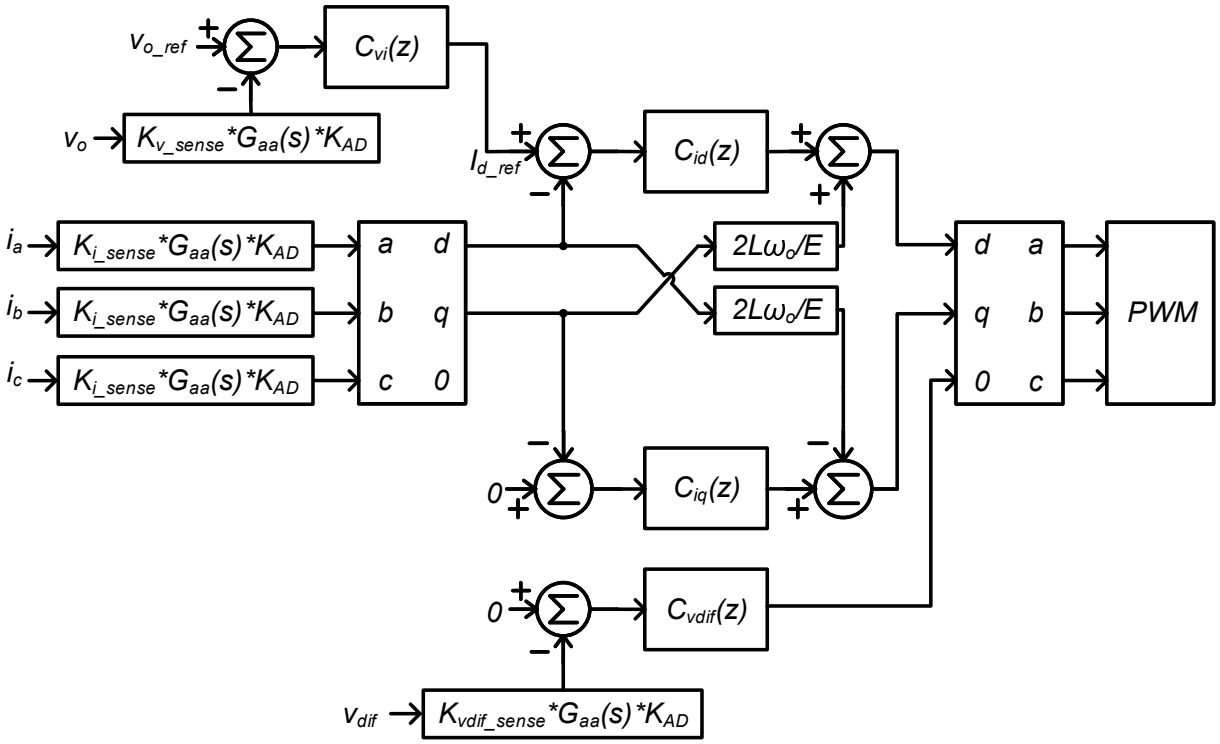
Fonte: produção do próprio autor.

Inicialmente aguarda-se o conversor entrar em regime permanente e no instante $t = 5\ \mathrm{ms}$ foi aplicado o degrau no valor médio das moduladoras. No instante $t = 20\ \mathrm{ms}$ o desbalanço atinge aproximadamente o valor inicial, porém no sentido contrário, e é fechada a malha de equalização das tensões dos capacitores do barramento. Percebe-se que durante todas essas etapas o modelo se comportou, na média, de maneira bem similar em relação ao circuito, inclusive quando o controlador é acionado, levando o desbalanço para um valor bem próximo de zero, validando o modelo matemático obtido.

4.4 Controle do conversor

O controle do conversor CC-CC proposto é feito de maneira digital através de um *DSP* e estruturado de acordo com a Figura 100, onde as correntes de saída do *NPC* (i_a, i_b e i_c) são controladas no espaço *dq0* através da malha interna, a tensão de saída do conversor (v_o) é controlada através da malha externa e a tensão diferencial do barramento de entrada do *NPC* (v_{dif}) é controlada por meio do componente *0* dentro do sistema *dq0* utilizado na geração dos sinais de controle das correntes i_a, i_b e i_c.

Figura 100: Diagrama de blocos da estratégia de controle utilizada



Fonte: produção do próprio autor.

Devido à natureza digital dos controladores, o projeto dos mesmos é realizado no plano w, que é um plano semi-contínuo obtido através da aplicação da transformada bili-

near (transformada de *Tustin*) (OGATA, 1995) sobre as funções de transferência que modelam, de forma discretizada no plano *z*, o comportamento dinâmico das grandezas do conversor. Esta técnica de controle permite a utilização dos mesmos métodos de ajuste de controladores utilizados no plano contínuo por diagrama de Bode (CÚNICO, 2013) e fornece uma visão aproximada de algumas alterações que a discretização provoca nos modelos dinâmicos do sistema. Essa discretização, que é a transformação dos modelos do plano contínuo *s* para o plano discreto *z*, são feitas através da transformada *z*.

A discretização e a digitalização das grandezas a serem controladas são realizadas pelo conversor analógico-digital presente no *DSP*. Esse processo, além de acarretar em alterações nos modelos dinâmicos do conversor, insere um ganho no sistema que depende da tensão de operação e do número de *bits* de conversor analógico-digital. Este ganho é representado pela equação 4.60, onde *N* é o número de *bits* do conversor analógico-digital e V_{AD} é a excursão máxima de tensão na entrada do mesmo.

$$K_{AD} = \frac{2^N}{V_{AD}} \tag{4.60}$$

Os sinais de controle digitais calculados pelo *DSP* devem ser transformados para sinais contínuos antes de serem comparados com as portadoras para que os sinais de comando dos interruptores do *NPC* sejam gerados corretamente. Essa transformação de discreto para contínuo é feita através de um retentor de ordem zero (*ZOH*) internamente ao *DSP* e a mesma gera um atraso de uma amostra que deve ser considerada no modelo do modulador *PWM* (BUSO; MATTAVELLI, 2006). Desta forma, a função de transferência discreta que descreve o comportamento do modulador *PWM* pode ser dada pela equação 4.61, onde V_{port} é o valor pico a pico das portadoras.

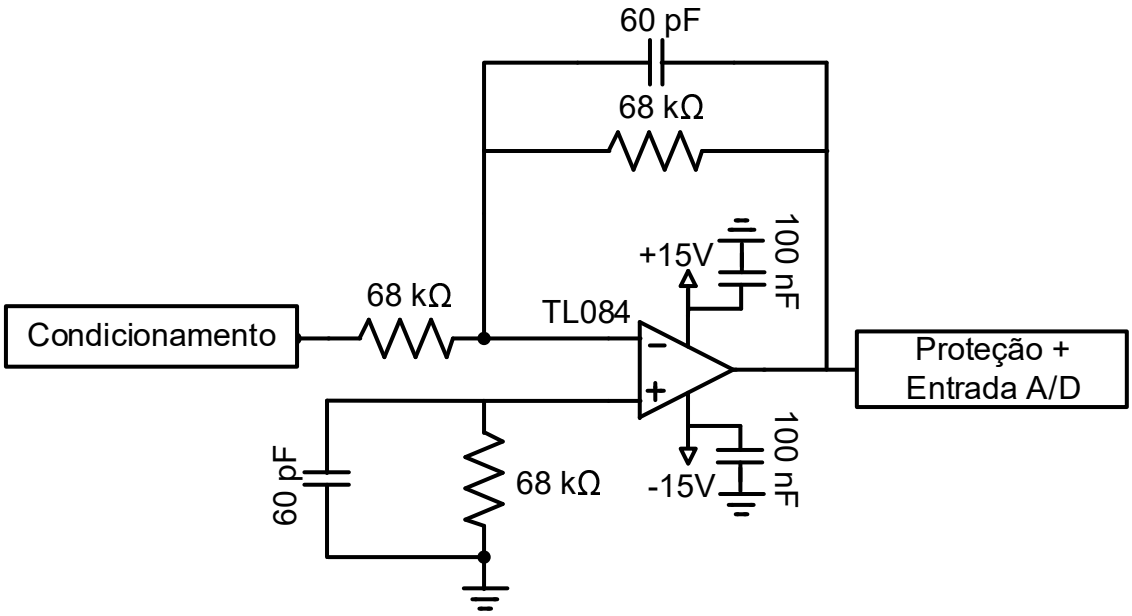
$$G_{PWM}(z) = \frac{1}{V_{port}} \frac{1}{z} \tag{4.61}$$

Outros elementos que devem ser considerado nas malhas de controle digitais são os filtros antirecobrimento, que são filtros passa-baixas analógicos com frequência de corte próxima à frequência de amostragem do sistema e que tem como objetivo atenuar possíveis componentes harmônicos presentes nos sinais a serem controlados que são subamostrados por terem frequência maior do que metade da frequência de amostragem. Essa subamostragem, caso seja muito intensa, pode prejudicar a integridade da leitura das grandezas a serem controladas dentro da banda passante dos controladores, gerando problemas no sistema de controle como um todo. A função de transferência dos filtros antirecobrimento utilizados neste trabalho é mostrada na equação 4.62, sendo que a frequência de corte é ajustada na metade da frequência de amostragem (f_a), onde T_a é o período de amostragem. A Figura 101 mostra o circuito implementado analogicamente para realizar

esta função.

$$G_{aa}(s) = \frac{\pi}{T_a s + \pi} \tag{4.62}$$

Figura 101: Circuito utilizado para implementar o filtro antirecobrimento



Fonte: produção do próprio autor.

A seguir serão apresentados os projetos dos controladores das correntes de saída do *NPC*, da tensão de saída total do conversor e da tensão diferencial do barramento CC de entrada do conversor.

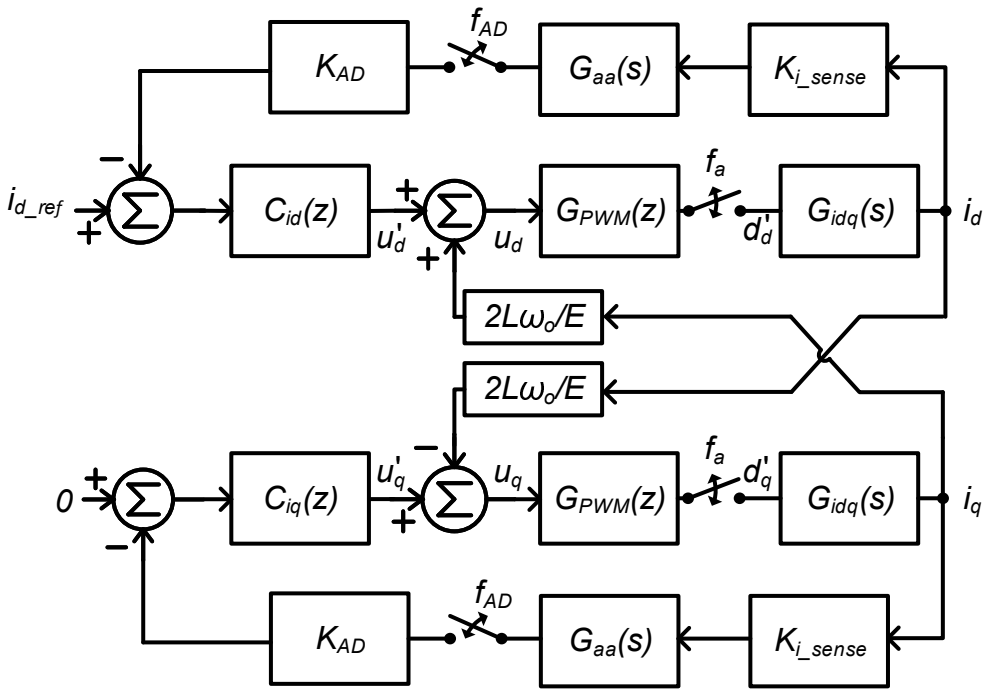
4.4.1 Controlador das correntes de saída do *NPC*

As malhas de controle das correntes de saída do *NPC* i_a, i_b e i_c são mostradas na Figura 102, onde os sinais de controle referentes a essas correntes são gerados no plano *dq*.

A estratégia de controle em coordenadas *dq*, além de poder proporcionar a obtenção de modelos dinâmicos mais simples, como foi visto na seção 4.1, permite o uso com referências constantes ao invés de senoidais. Desta forma, o projeto de um controlador do tipo PI em *dq* é equivalente, em coordenadas *abc*, a um controlador ressonante na frequência do componente fundamental das correntes i_a, i_b e i_c, o que garante um erro tendendo a zero nesta frequência.

Para garantir que as correntes de saída do *NPC* tenham baixa distorção harmônica, tendendo a serem sinais senoidais com frequência ω_o e amplitude I_p, definiu-se como

Figura 102: Diagrama de blocos das malhas de controle das correntes de saída do *NPC*



Fonte: produção do próprio autor.

referência para o componente I_d um sinal constante de valor I_p, enquanto que para o componente I_q a referência é um valor constante e nulo.

Os controladores dos componentes *d* e *q* são iguais e foram definidos a partir da função de transferência de malha aberta (FTMA) no plano w mostrada na equação 4.63, onde K_i_sense é o ganho do sensor das correntes i_a, i_b e i_c.

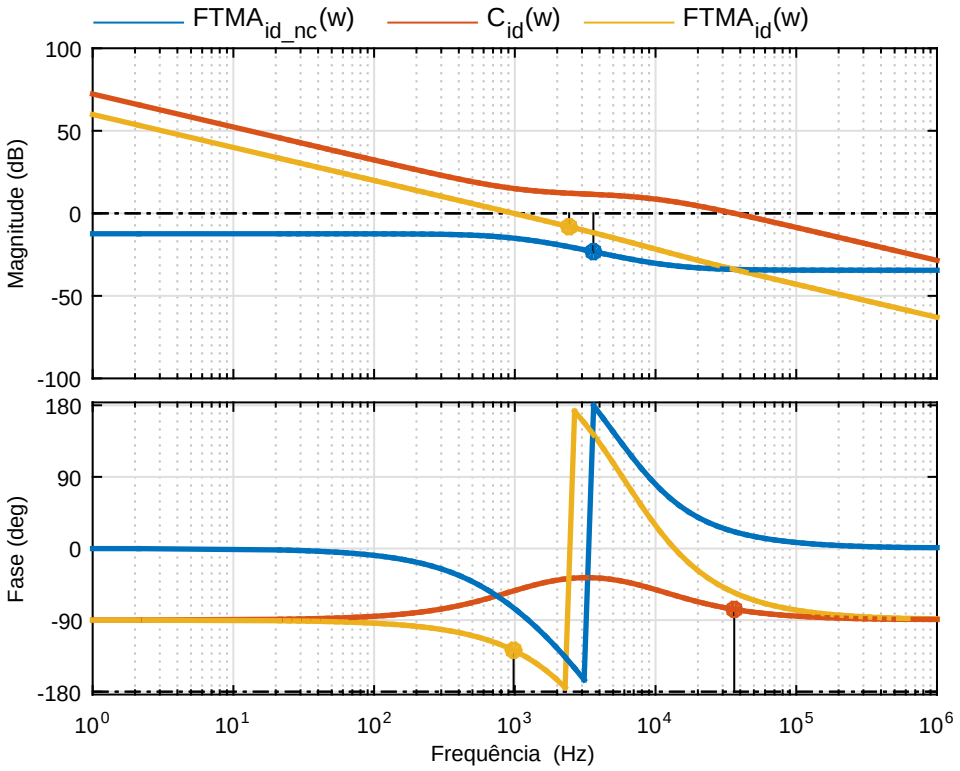
$$FTMA_{id\_nc}(w) = FTMA_{iq\_nc} = K_{i\_sense}K_{AD}G_{PWM}(w)G_{idq}(w)G_{aa}(w) \tag{4.63}$$

Como especificações para o projeto dos controladores no plano w é definido erro nulo em regime permanente para o componente de frequência ω_o para uma entrada degrau, frequência de cruzamento por 0 dB de $\omega_s/20$ e margem de fase mínima de $30°$. Sendo assim, optou-se por um controlador do tipo PI+polo, cujo modelo matemático é mostrado na equação 4.64, onde o zero z_i é alocado uma década abaixo da frequência de cruzamento por zero desejada, o polo p_i é posicionado na metade da frequência de chaveamento do *NPC* (ω_s) para atenuar os componentes harmônicos acima desta frequência e o ganho k_i é definido para atender o requisito da frequência de cruzamento por 0 dB.

$$C_{id}(w) = C_{iq}(w) = k_i\frac{w + z_i}{w(w + p_i)} \tag{4.64}$$

A Figura 103 mostra o diagrama de Bode da FTMA referente à corrente i_d sem controlador ($FTMA_{id\_nc}(w)$), do controlador especificado ($C_{id}(w)$) e da FTMA com o controlador ($FTMA_{id}(w)$). Nota-se que o sistema é estável e os requisitos de frequência de cruzamento por 0 dB e margem de fase são satisfeitos. Esses diagramas de Bode também se aplicam à malha de controle da corrente i_q.

Figura 103: Diagrama de bode das funções $FTMA_{id\_nc}(w)$, $C_{id}(w)$ e $FTMA_{id}(w)$



Fonte: produção do próprio autor.

4.4.2 Controlador da tensão CC de saída

A malha de controle da tensão do barramento CC de saída é projetada para atuar em cascata com a malha da corrente i_d. Sendo esta a malha interna, esta deve ser consideravelmente mais rápida do que a malha externa de tensão, enquanto que esta define o valor de referência das malha interna através do sinal de saída do seu controlador.

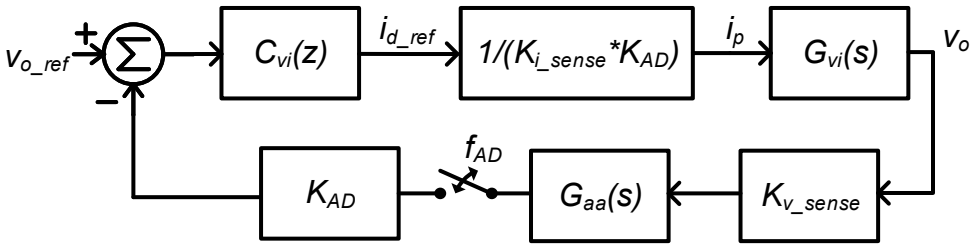
Por ser projetada para ser mais rápida, ou seja, com uma banda passante muito maior, a função de transferência de malha fechada da malha interna pode ser vista pela malha externa apenas como um ganho, cujo valor é inversamente proporcional aos ganhos dos sensores das correntes de saída do *NPC* e ao ganho do conversor analógico-digital,

como mostra a equação 4.65.

$$FTMF_{idq}(w) = \frac{1}{K_{AD}K_{i\_sense}} \tag{4.65}$$

A partir do exposto, a malha de controle da tensão de saída do barramento CC pode ser representada pelo diagrama de blocos mostrado na Figura 104. Desta forma, a sua FTMA no plano w é dada pela equação 4.66, onde K_{v_sense} é o ganho do sensor de tensão.

Figura 104: Diagrama de blocos da malha de controle da tensão de saída do conversor proposto



Fonte: produção do próprio autor.

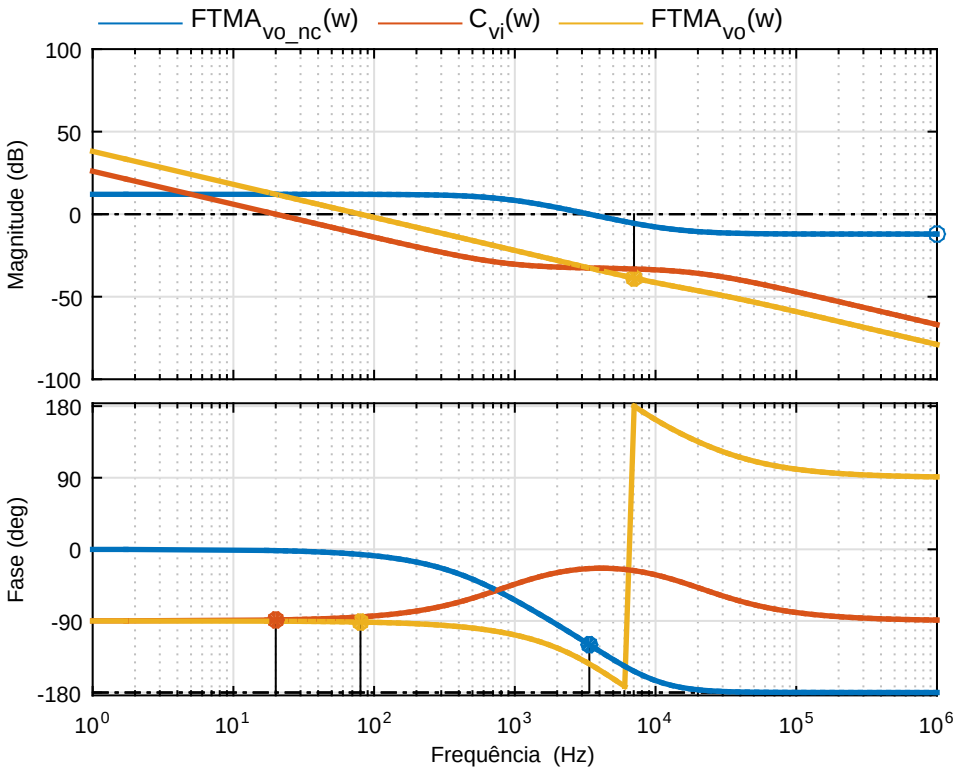
$$FTMA_{vo\_nc}(w) = \frac{K_{v\_sense}}{K_{i\_sense}} G_{vi}(w) G_{aa}(w) \tag{4.66}$$

Como especificações para o projeto do controlador no plano w é definido erro nulo em regime permanente do componente médio da tensão de saída v_o para uma entrada degrau, frequência de cruzamento por 0 dB de $\omega_o/5$ (consideravelmente menor do que a frequência de cruzamento por 0 dB da malha interna) e margem de fase mínima de 30°. Sendo assim, optou-se por um controlador do tipo PI+polo, cujo modelo matemático é mostrado na equação 4.67, onde o zero z_{vi} é alocado sobre o polo presente no modelo $G_{vi}(s)$ da equação 4.40, o polo p_{vi} é posicionado na frequência de chaveamento do *NPC* (ω_s) para atenuar os componentes harmônicos acima desta frequência e o ganho k_{vi} é definido para atender o requisito da frequência de cruzamento por 0 dB.

$$C_{vi}(w) = k_{vi} \frac{w + z_{vi}}{w(w + p_{vi})} \tag{4.67}$$

A Figura 105 mostra o diagrama de Bode da FTMA referente à tensão v_o sem controlador ($FTMA_{vo\_nc}(w)$), do controlador especificado ($C_{vi}(w)$) e da FTMA com o controlador ($FTMA_{vo}(w)$). Nota-se que o sistema é estável e os requisitos de frequência de cruzamento por 0 dB e margem de fase são satisfeitos.

Figura 105: Diagrama de bode das funções $FTMA_{vo\_nc}(w)$, $C_{vi}(w)$ e $FTMA_{vo}(w)$



Fonte: produção do próprio autor.

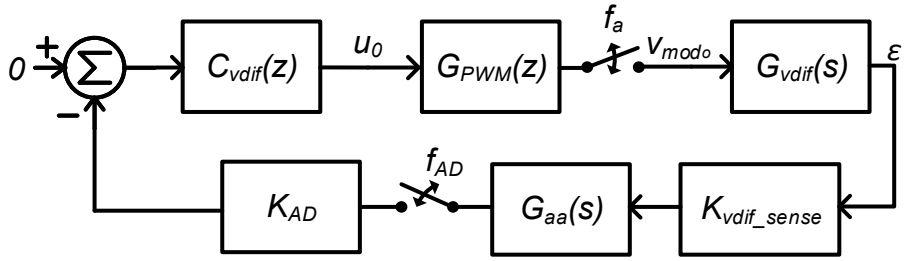
4.4.3 Controlador da tensão diferencial do barramento de entrada

O controlador da tensão diferencial do barramento de entrada do conversor CC-CC atua adicionando um componente médio nas moduladoras a fim de alterar o valor da corrente que circula pelo ponto médio deste barramento (ponto *o*) e, assim, corrigir a diferença de tensão existente entre os dois capacitores que compõem a entrada do inversor *NPC*.

Aproveitando o uso do plano *dq* por parte das malhas de corrente, o valor médio produzido pelo controlador da tensão diferencial pode ser adicionado às moduladoras através do componente *0*, pertencente ao espaço *dq0*. Para que não provoque distúrbios acentuados nas correntes de saída do *NPC*, este controlador deve ser consideravelmente mais lento que os controladores de corrente.

O diagrama de blocos que representa a malha de controle da tensão diferencial do barramento de entrada do conversor é mostrado na Figura 106. A partir deste pode-se obter a FTMA no plano w referente à tensão diferencial do barramento de entrada, mostrada na equação 4.68, onde K_{vdif_sense} é o ganho do sensor de tensão diferencial.

Figura 106: Diagrama de blocos da malha de controle de balanço das tensões dos capacitores do barramento de entrada do conversor proposto



Fonte: produção do próprio autor.

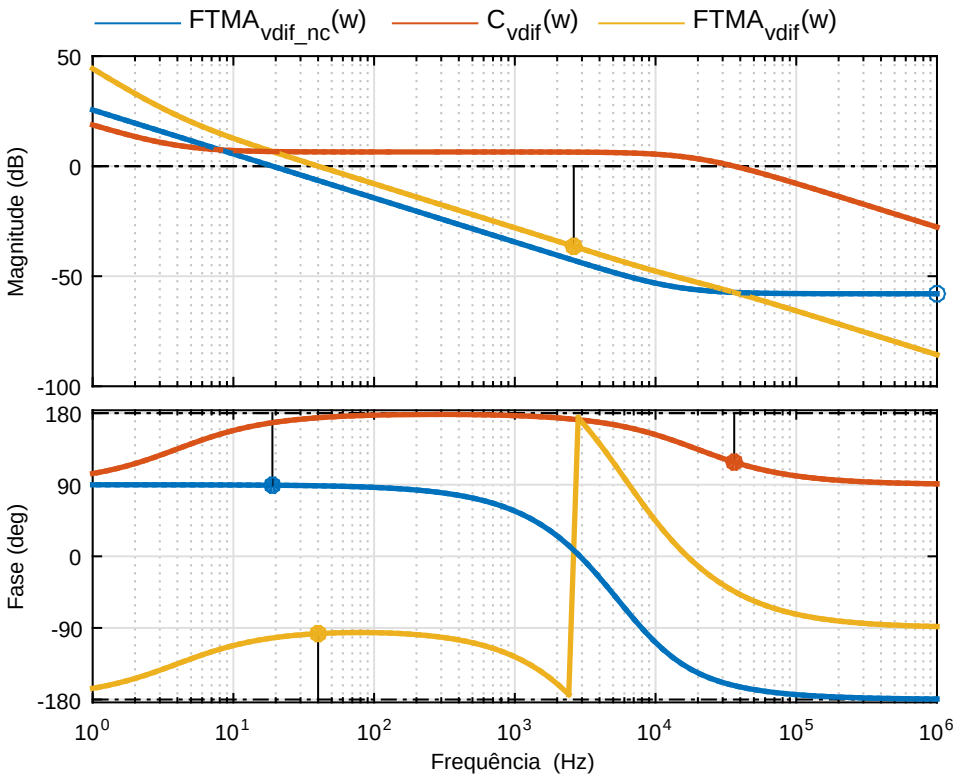
$$FTMA_{vdif\_nc}(w) = K_{vdif\_sense}K_{AD}G_{PWM}(w)G_{vdif}(w)G_{aa}(w) \tag{4.68}$$

Como especificações para o projeto do controlador no plano w é definido erro nulo em regime permanente do componente médio da tensão diferencial v_{dif} para uma entrada degrau, frequência de cruzamento por 0 dB de $\omega_o/10$ (consideravelmente menor do que a frequência de cruzamento por 0 dB das malhas de corrente) e margem de fase mínima de $30°$. Sendo assim, optou-se por um controlador do tipo PI+polo, cujo modelo matemático é mostrado na equação 4.69, onde o zero z_{vdif} é alocado uma década abaixo da frequência de cruzamento por zero desejada, o polo p_{vdif} é posicionado na frequência de chaveamento do *NPC* (ω_s) para atenuar os componentes harmônicos acima desta frequência e o ganho k_{vdif} é definido para atender o requisito da frequência de cruzamento por 0 dB.

$$C_{vdif}(w) = k_{vdif}\frac{w + z_{vdif}}{w(w + p_{vdif})} \tag{4.69}$$

A Figura 107 mostra o diagrama de Bode da FTMA referente à tensão diferencial do barramento de entrada do conversor CC-CC proposto sem controlador ($FTMA_{vdif\_nc}(w)$), do controlador especificado ($C_{vdif}(w)$) e da FTMA com o controlador ($FTMA_{vdif}(w)$). Nota-se que o sistema é estável e os requisitos de frequência de cruzamento por 0 dB e margem de fase são satisfeitos.

Figura 107: Diagrama de bode das funções $FTMA_{vdif\_nc}(w)$, $C_{vdif}(w)$ e $FTMA_{vdif}(w)$



Fonte: produção do próprio autor.

4.5 Conclusões do capítulo

Neste capítulo são obtidos os modelos matemáticos do comportamento dinâmico da corrente nos indutores em função da razão cíclica no plano *dq*, da tensão de saída do conversor em função do valor de pico das correntes de entrada do retificador 12 pulsos e da tensão diferencial entre os capacitores de entrada em função do valor médio das moduladoras. Além disso são definidos os controladores utilizados para cada um dos modelos obtidos.

A utilização da transformada *dq0* para obtenção dos modelos de corrente nos indutores em função da razão cíclica permitiu o projeto de controladores PI relativamente simples e com elevado ganho na frequência f_o para impor o comportamento senoidal desejado nas correntes de entrada do retificador 12 pulsos.

Para facilitar a obtenção dos modelos referentes a corrente nos indutores em função da razão cíclica no plano *dq* é considerado apenas o componente fundamental das tensões de fase do primário do transformador. Sendo assim, a variação de níveis existente nessas tensões são tratadas como distúrbios nestas malhas de controle. No entanto, os controladores de corrente projetados não possuem banda passante suficiente para compensar es-

ses distúrbios devido à proximidade entre as frequências fundamental e de chaveamento, cabendo apenas aos indutores filtrar os harmônicos relativos a este fenômeno.

A melhora do sistema de controle em relação aos distúrbios das tensões de fase do primário do transformador pode ser feita a partir da adição de uma malha *feedforward*, onde por meio da leitura ou estimação dessas tensões existe a possibilidade de aumentar a capacidade compensatória do controlador. No entanto, esse processo necessita de uma análise mais profunda e possivelmente de sensores adicionais, de forma que seu estudo e utilização fica sugerido para um trabalho futuro. O mesmo é sugerido para a obtenção de um modelo mais completo das correntes de entrada do retificador 12 pulsos em relação às razões cíclicas, englobando uma análise de rejeição a ruídos, que é importante devido à natureza multiníveis das tensões no transformador.

A utilização do controle em cascata para impor comportamento à tensão de saída do conversor é interessante pelo fato de que este método permite manter as correntes de entrada do retificador em níveis seguros de operação. A desvantagem é que o controlador da tensão de saída deve ser bem mais lento do que o controlador das correntes para que estas não fiquem distorcidas.

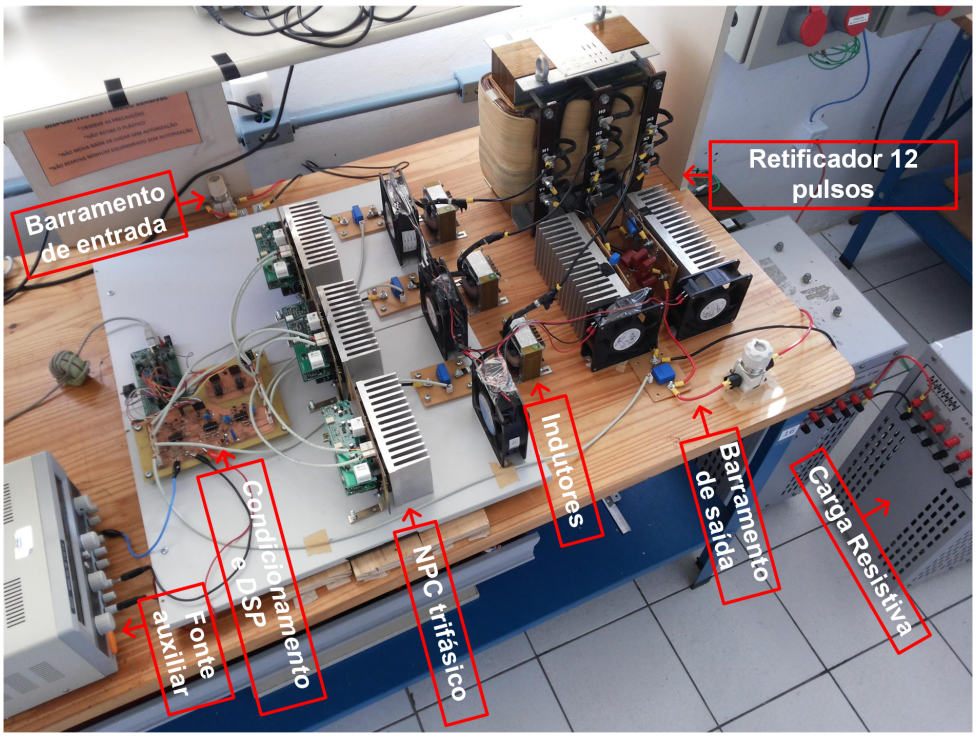
Para realizar o controle da tensão diferencial do barramento de entrada da estrutura inversora pode-se tirar vantagem da utilização da transformada *dq0* no controle das correntes para alterar a corrente média circulante no ponto médio do barramento de entrada. Isso é feito através da aplicação de um sinal compensador proporcional ao nível de desbalanço da tensão diferencial no componente 0 da transformada.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo é abordada a experimentação do projeto do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* de acordo com as especificações apresentadas na Tabela 8. O objetivo é fazer uma verificação das análises teóricas realizadas para o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*.

A Figura 108 mostra a estrutura do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* implementada, indicando a localização de cada bloco que compõe o sistema. Nota-se que tanto para os módulos do *NPC* quanto para os retificadores de 6 pulsos são adicionados sistemas de ventilação não previstos no projeto para manter a temperatura dos semicondutores em níveis adequados. O que precisa ser feito para reduzir a dissipação dos semicondutores é: uma estrutura mecânica mais adequada para manter a fita térmica (utilizada entre os componentes e os dissipadores) bem pressionada e assim garantir um bom acoplamento térmico entre os componentes e os dissipadores; e evitar localizar alguns semicondutores nas extremidades dos dissipadores para aumentar a área de dissipação de calor ao redor dos componentes.

Figura 108: Estrutura implementada do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*



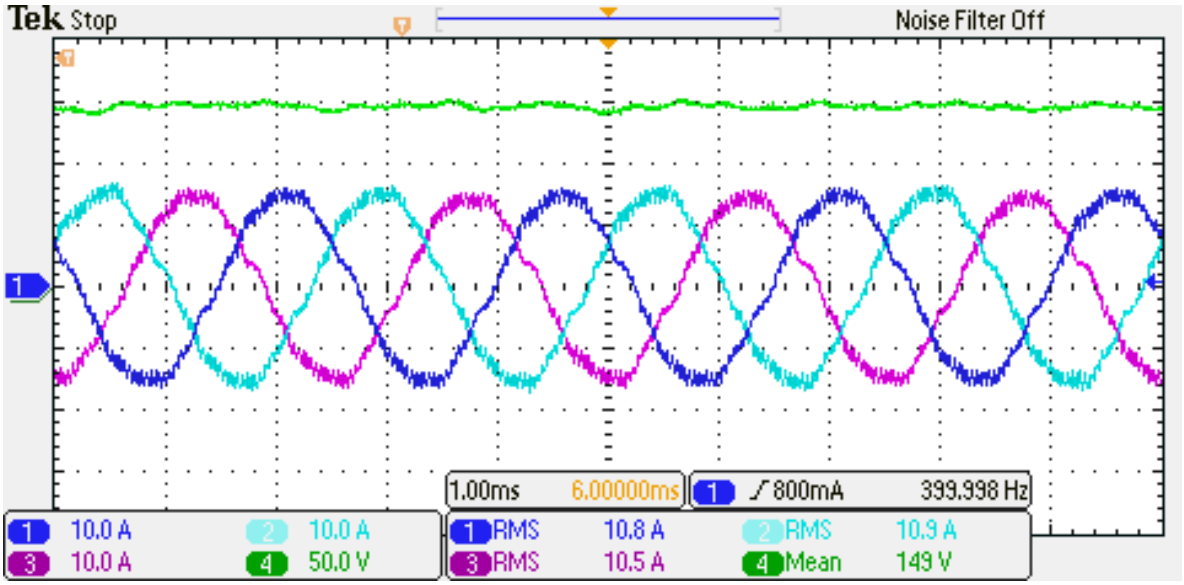
Fonte: produção do próprio autor.

Os resultados experimentais apresentados a partir de agora são obtidos com o conversor operando com $550\ \mathrm{V}$ de entrada, potência de saída igual $4.530\ \mathrm{W}$, o equivalente a

aproximadamente $90{,}6\%$ da potência nominal, e com todas as malhas de controle implementadas digitalmente, com exceção das malhas de desacoplamento das correntes i_d e i_q, que necessitam de uma verificação mais minuciosa para garantir seu correto funcionamento. Esse desacoplamento não é obrigatório para a operação dos controladores de corrente, no entanto o mesmo tende melhorar a resposta dinâmica dos mesmos.

O primeiro resultado apresentado corresponde à tensão de saída v_o e às correntes de entrada do retificador 12 pulsos i_a, i_b e i_c, mostrado na Figura 109. Percebe-se que a tensão de saída está estabilizada no nível médio desejado de aproximadamente $150\ V$, no entanto ela apresenta algumas ondulações de aproximadamente $10\ V$ que não estavam previstas no projeto. Essas ondulações ocorrem devido à presença de distorções nas correntes i_a, i_b e i_c, que apresentaram valores eficazes próximos do esperado para esta potência de saída.

Figura 109: Tensão de saída (Canal 4) e correntes i_a, i_b e i_c (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente)



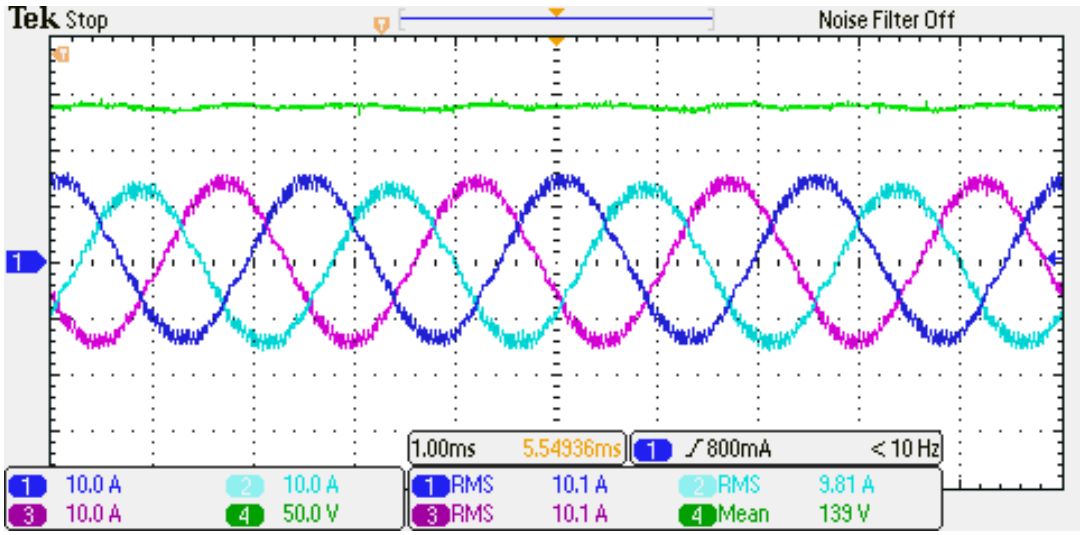
Fonte: produção do próprio autor.

Acredita-se que as formas de onda das correntes de entrada do retificador 12 pulsos não são perfeitamente senoidais devido à incapacidade dos controladores das correntes de compensar as perturbações provocadas pelas tensões multiníveis presentes nos enrolamentos do transformador, já que essas perturbações são desprezadas nos modelos das plantas $\hat{i_d}(s)/\hat{d'_d}(s)$ e $\hat{i_q}(s)/\hat{d'_q}(s)$.

Durante as experimentações notou-se que as variações indesejadas no formato das correntes de entrada do retificador 12 pulsos se agravam quando o conversor opera em malha fechada e à medida em que a tensão de entrada aumenta. As hipóteses a serem investigadas em relação à causa desse problema são: a existência de um possível

acoplamento ruidoso entre os circuitos de potência e de controle; um problema no condicionamento e digitalização das correntes lidas, já que a utilização de controladores mais lentos e a tentativa de implementação do desacoplamento entre as malhas *d* e *q* não surtiram efeito de melhora; e a incapacidade dos controladores de corrente utilizados de compensar os distúrbios provocados pelas variações bruscas das tensões do primário do transformador. A Figura 110 mostra as correntes i_a, i_b, i_c e a tensão v_o com o conversor operando em malha aberta com $550\ \mathrm{V}$ de tensão de entrada e $m_a = 0{,}85$. Nota-se que as correntes apresentam um formato mais senoidal do que na operação em malha fechada e que a tensão de saída apresenta apenas as ondulações naturais do funcionamento do conversor. A solução para este inconveniente não foi encontrada em tempo hábil, no entanto, com os resultados obtidos em malha fechada já é possível verificar o funcionamento do *TL-NPC DC-DC CFMR*.

Figura 110: Tensão de saída (Canal 4) e correntes i_a, i_b e i_c (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) com o conversor operando em malha aberta com $550\ \mathrm{V}$ de entrada e $m_a = 0{,}85$

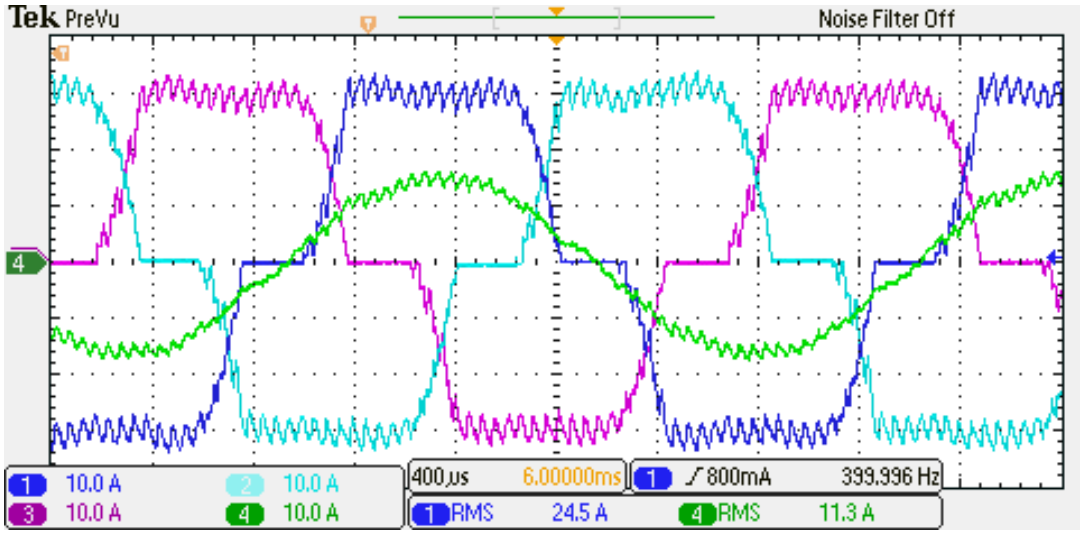


Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 111 apresenta as correntes nos enrolamentos do secundário Y i_{aY}, i_{bY} e i_{cY} e a corrente i_a no primário para estabelecer uma referência de defasagem entre as grandezas do primário e as grandezas dos secundários. Como era esperado, devido à imposição de correntes aproximadamente senoidais na entrada do retificador 12 pulsos, as correntes i_{aY}, i_{bY} e i_{cY} não apresentam esse mesmo formato, sendo compostas pelos componentes harmônicos que se cancelam devido à defasagem dos enrolamentos do transformador.

A Figura 112 apresenta as correntes de linha nos enrolamentos do secundário Δ $i_{a\Delta}$, $i_{b\Delta}$ e $i_{c\Delta}$ e a corrente i_a no primário como referência. Essas correntes apresentam

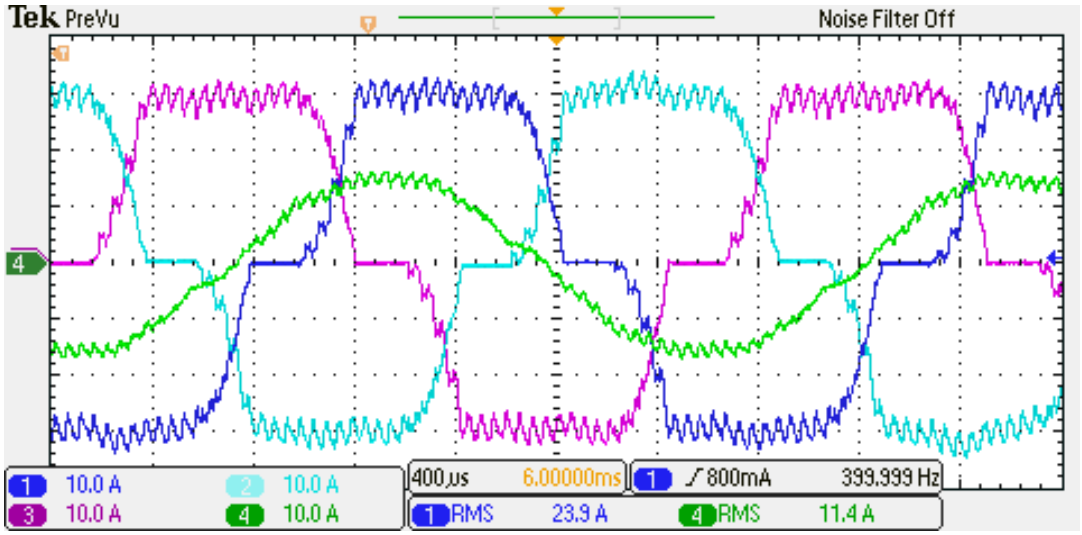
Figura 111: Correntes i_{aY}, i_{bY} e i_{cY} (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) e a corrente i_a (Canal 4)



Fonte: produção do próprio autor.

uma forma de onda similar às correntes do secundário em Y, se diferenciando apenas no atraso de $30°$ que as grandezas em Δ apresentam em relação às grandezas em Y.

Figura 112: Correntes $i_{a\Delta}$, $i_{b\Delta}$ e $i_{c\Delta}$ (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) e a corrente i_a (Canal 4)

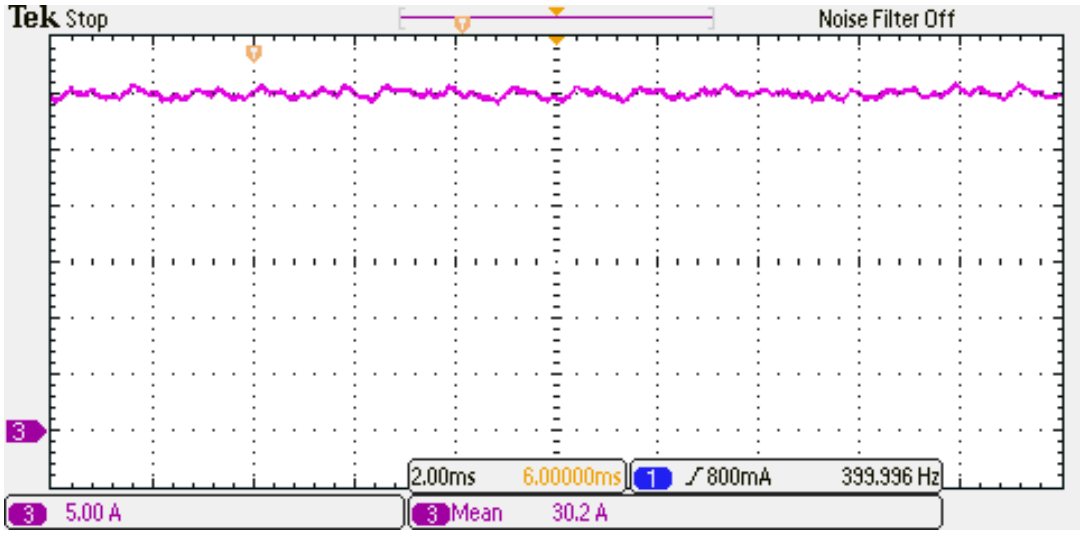


Fonte: produção do próprio autor.

A corrente de saída do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* é apresentada na Figura 113, cujo valor médio ficou em $30{,}2$ A.

As tensões de fase do primário do transformador v_{aNP}, v_{bNP} e v_{cNP} junto com a corrente i_a são apresentadas na Figura 114. Devido ao fato de que a medição é realizada

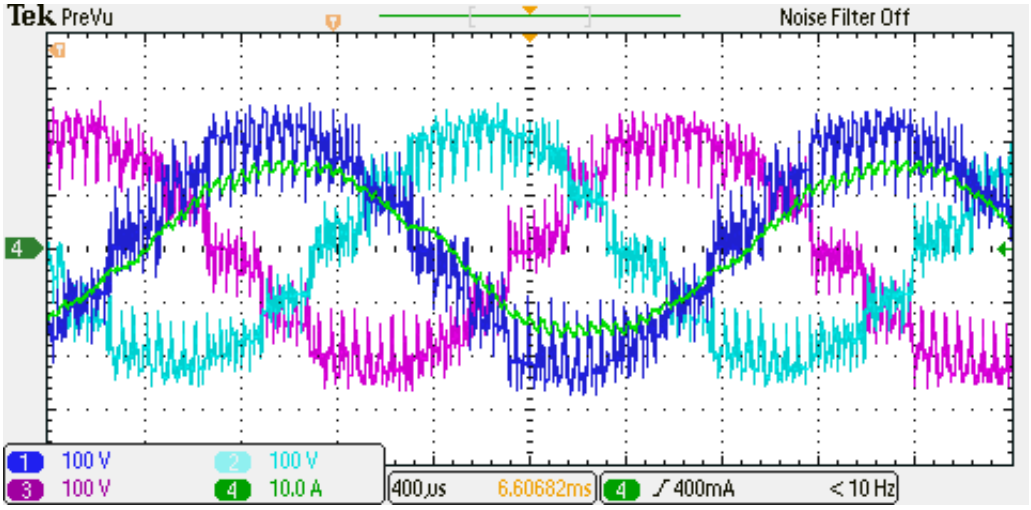
Figura 113: Corrente de saída do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*



Fonte: produção do próprio autor.

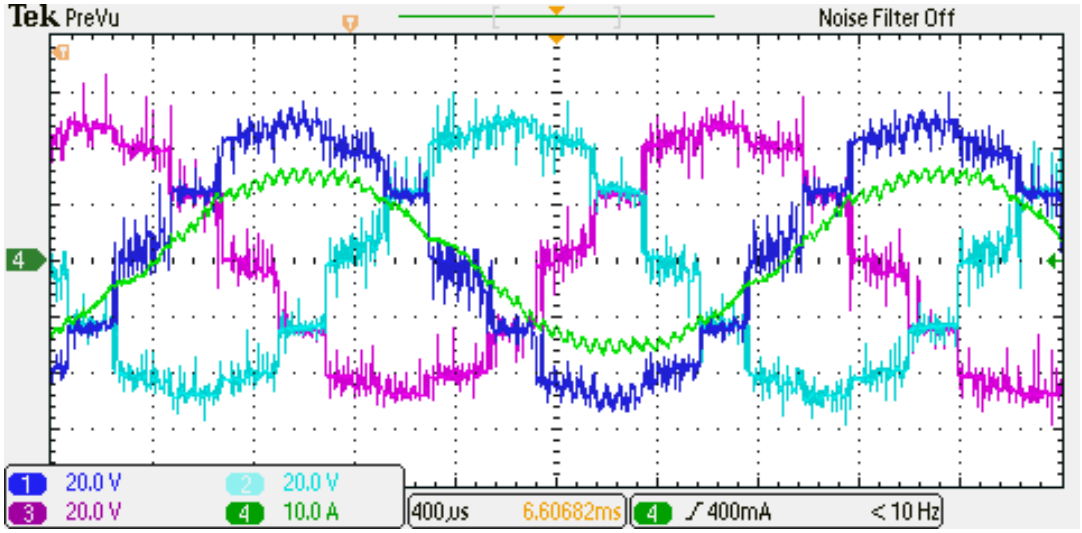
juntamente com a tensão na indutância de dispersão de cada fase do transformador, as formas de onda obtidas apresentam uma alta quantidade de variações na frequência de chaveamento do inversor. No entanto, é possível perceber que existe uma tendência de uma tensão com sete níveis nos enrolamentos. Isso pode ser confirmado através da Figura 115, que apresenta as tensões de fase do secundário Y v_{anY}, v_{bnY} e v_{cnY} juntamente com a corrente i_a, e da Figura 116, que apresenta as tensões do secundário Δ $v_{ab\Delta}$, $v_{bc\Delta}$ e $v_{ca\Delta}$ juntamente com a corrente i_a.

Figura 114: Tensões de fase do primário v_{aNP}, v_{bNP} e v_{cNP} (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) e a corrente i_a (Canal 4)



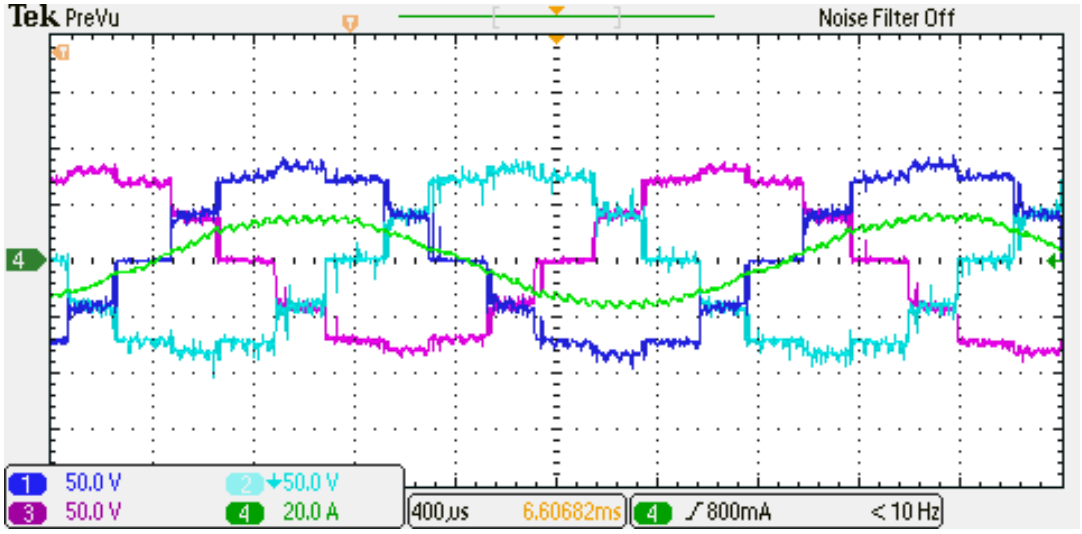
Fonte: produção do próprio autor.

Figura 115: Tensões de fase do secundário Y v_{anY}, v_{bnY} e v_{cnY} (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) e a corrente i_a (Canal 4)



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 116: Tensões do secundário Δ $v_{ab\Delta}$, $v_{bc\Delta}$ e $v_{ca\Delta}$ (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) e a corrente i_a (Canal 4)



Fonte: produção do próprio autor.

Como os enrolamentos dos secundários apresentam indutâncias de dispersão menores que os do primário e não estão conectadas diretamente às tensões chaveadas em alta frequência geradas pelo *NPC*, as medições das tensões nesses enrolamentos mostram mais claramente que as tensões remanescentes nas bobinas do transformador possuem os sete níveis indicados na análise teórica, o que é uma das características importantes do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, já que mostra a redução das variações de tensão sobre o transformador.

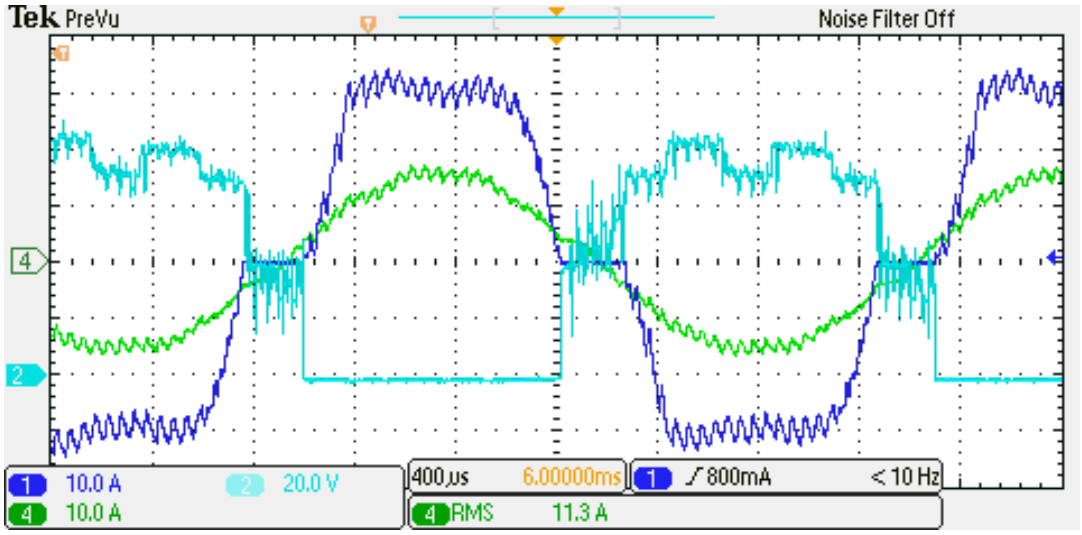
Outro detalhe a ser notado é a existência de uma pequena defasagem entre a corrente i_a e as tensões de fase v_{aNP} e v_{anY}. Idealmente essa diferença de fase não deve existir, no entanto, devido ao fato de que as correntes na entrada do retificador 12 pulsos não são completamente senoidais, os componentes harmônicos remanescentes acabam gerando essa defasagem, que tende a diminuir a medida em que a potência de saída se aproxima da nominal, já que o componente fundamental das correntes i_a, i_b e i_c passa a ter uma amplitude ainda mais significativa em relação aos harmônicos. Além disso, a medição das tensões dos enrolamentos junto com as indutâncias de dispersão do transformador e as indutâncias variáveis dos indutores externos também contribuem para a pequena defasagem apresentada.

Na Figura 117 é mostrado o comportamento da tensão sobre o diodo D_{1Y} juntamente com as correntes i_{aY} e i_a. Esta tensão é medida com a ponteira no catodo e a referência no anodo. Através da análise desta tensão é possível notar a alteração do nível da tensão de saída da ponte retificadora conectada ao secundário Y (v_{oY}) a medida em que os estados de operação do retificador 12 pulsos alimentado em corrente mudam. Além disso, verifica-se que o diodo D_{1Y} suporta uma tensão de bloqueio igual à metade da tensão v_{oY} no primeiro degrau, indicando a divisão desta tensão pelos diodos D_{1Y} e D_{4Y} quando ambos estão bloqueados.

A Figura 117 ainda apresenta algumas ressonâncias provocadas pelas interações entre as indutâncias de dispersão do transformador e as capacitâncias de junção dos diodos das pontes retificadoras. A forma de onda em questão é obtida já com a inclusão de circuitos de auxílio à comutação para tentar evitar sobretensões danosas sobre os semicondutores das pontes retificadoras, já que estas não possuem capacitores invidividuais nas suas saídas. No entanto, devido ao fato de haver a necessidade de um estudo mais aprofundado em relação às comutações dos diodos das pontes retificadoras e de que a metodologia de projeto do circuito de auxílio à comutação ainda é prematura, não é feita a exposição dessas análises neste trabalho.

Para finalizar as análises estáticas é feita a verificação do rendimento (η) do conversor de acordo com a variação da potência de saída. Os outros valores de potência analisados são de 25%, de 55% e $66{,}7\%$ da potência nominal de $5\ \mathrm{kW}$. A Tabela 16 apresenta os resultados obtidos. Devido ao fato de o rendimento da estrutura estar um pouco

Figura 117: Corrente i_{aY} (Canal 2), tensão v_{D1Y} (Canal 3) e a corrente i_a (Canal 4)



Fonte: produção do próprio autor.

abaixo do considerado no início do projeto, o índice de modulação utilizado na malha fechada com a potência de saída de $4{,}530\ \mathrm{kW}$ foi de aproximadamente $0{,}9$, cerca de 6% maior do que o valor de $0{,}85$ definido inicialmente.

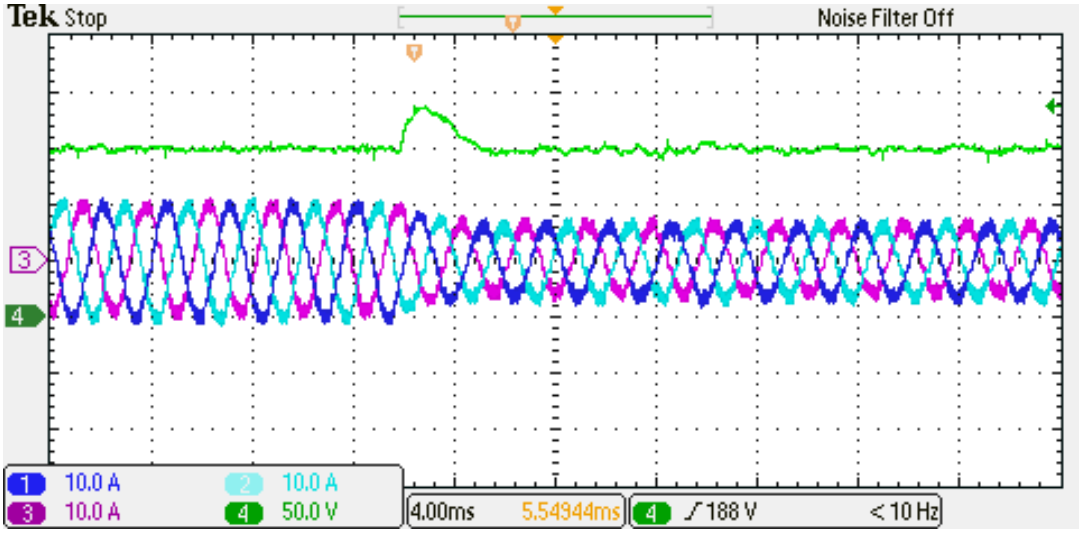
Tabela 16: Análise de rendimento do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*

Potência de saída (kW)	η **(%)**
1,250	91,31
2,750	85,02
3,367	86,23
4,530	87,00

Fonte: produção do próprio autor.

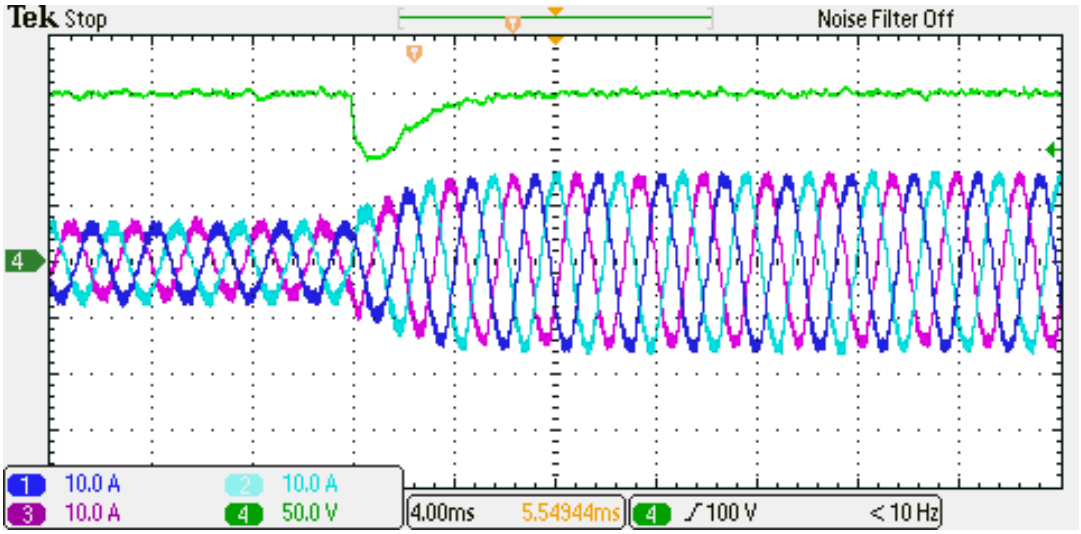
A fim de verificar o comportamento do controle em cascata implementado são feitas algumas variações de aumento e redução de carga do conversor enquanto o mesmo operava com potência de saída de $4{,}530\ \mathrm{kW}$. A Figura 118 e a Figura 119 mostram o comportamento da tensão de saída e das correntes de entrada do retificador 12 pulsos para a redução de 50% da carga e para a retomada da carga inicial de $4{,}530\ \mathrm{kW}$, respectivamente. Para ambos os casos o controlador se mostrou eficaz, retomando os valores de referência rapidamente e com valores de sobretensão e subtensão aceitáveis para a intensidade do degrau de carga aplicado. Para a redução dos valores de pico e afundamento da tensão de saída deve-se elevar o valor da capacitância de saída, uma vez que o controlador não pode ter uma banda passante mais elevada para não prejudicar as correntes senoidais no primário do retificador.

Figura 118: Tensão de saída (Canal 4) e correntes i_a, i_b e i_c (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) para retirada de 50% da carga



Fonte: produção do próprio autor.

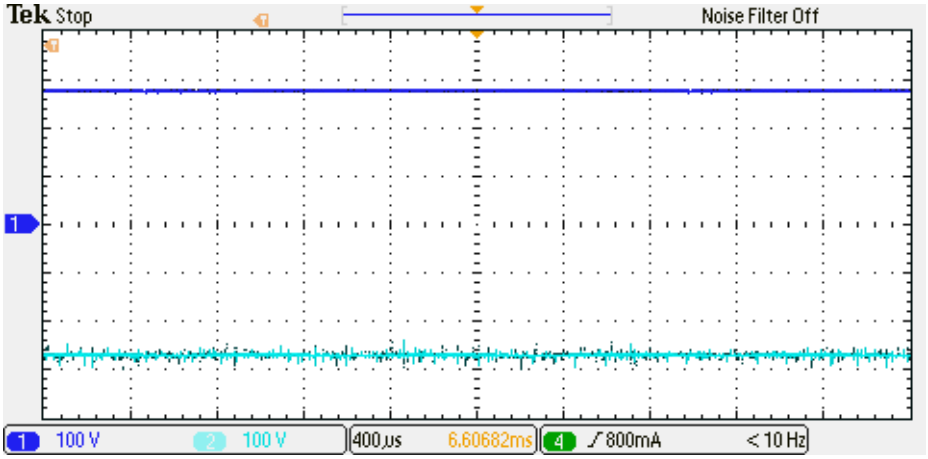
Figura 119: Tensão de saída (Canal 4) e correntes i_a, i_b e i_c (Canal 1, Canal 2 e Canal 3, respectivamente) para a retomada da carga inicial equivalente a $4{,}530\ kW$



Fonte: produção do próprio autor.

Em relação ao controle da tensão diferencial dos capacitores que formam o barramento de entrada do conversor, a Figura 120 mostra as tensões do capacitor superior e do capacitor inferior estabilizadas e dividindo a tensão total aplicada na entrada de forma praticamente igual. As medições são feitas com um osciloscópio não isolado, logo a medição da tensão do capacitor inferior é feita do menor potencial elétrico para o maior, que é o ponto médio do barramento e também a referência utilizada para a medição da tensão no capacitor superior.

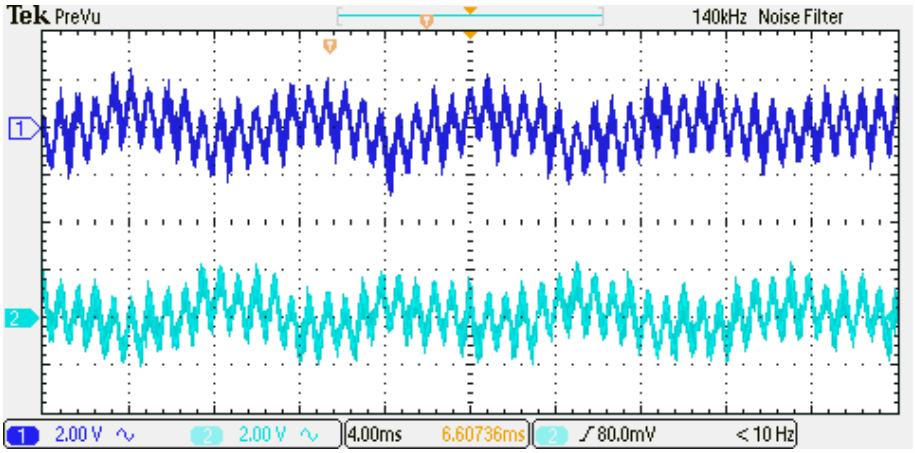
Figura 120: Tensão nos capacitores superior (Canal 1) e inferior (Canal 2) que formam o barramento de entrada do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*



Fonte: produção do próprio autor.

A Figura 121 mostra as ondulações nas tensões dos capacitores do barramento de entrada do conversor após a aplicação de um filtro de rejeição de ruídos colocado através do osciloscópio onde a medição é realizada. Além disso, a forma de onda é visualizada através do acoplamento CA do mesmo. Percebe-se que a ondulação de tensão na frequência mais alta ficou em torno de $1{,}5\ \mathrm{V}$ a $2\ \mathrm{V}$, o que era esperado, já que a capacitância equivalente dos capacitores que formam o barramento são praticamente o dobro da capacitância mínima estipulada analiticamente que forneceriam uma ondulação de $2{,}75\ \mathrm{V}$. Ainda é possível perceber que a frequência dessas ondulações é três vezes maior do que a frequência f_o, como havia sido identificado nas análises teóricas. Além disso, nota-se uma ondulação em uma frequência de aproximadamente $120\ \mathrm{Hz}$ que está sendo adicionada pela fonte utilizada para fornecer a tensão total do barramento de entrada.

Figura 121: Ondulação da tensão nos capacitores superior (Canal 1) e inferior (Canal 2) que formam o barramento de entrada do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*



Fonte: produção do próprio autor.

5.1 Discussões dos resultados

Nesta seção são realizadas análises mais pontuais em relação aos resultados experimentais obtidos para as correntes i_a, i_b, i_c e v_o, buscando-se maior clareza em relação a alguns fenômenos encontrados e construindo-se hipóteses sobre as possíveis causas do aparecimento dos mesmos.

Verifica-se na Figura 109 que, quando o conversor opera em malha fechada, as correntes i_a, i_b e i_c sofrem distorções visíveis ao longo do período da frequência fundamental. Essas distorções acabam se refletindo na tensão de saída do conversor, fazendo com que a mesma apresente algumas ondulações maiores do que o desejado. Com o intuito de isolar a causa do problema, experimentalmente verifica-se os seguintes pontos:

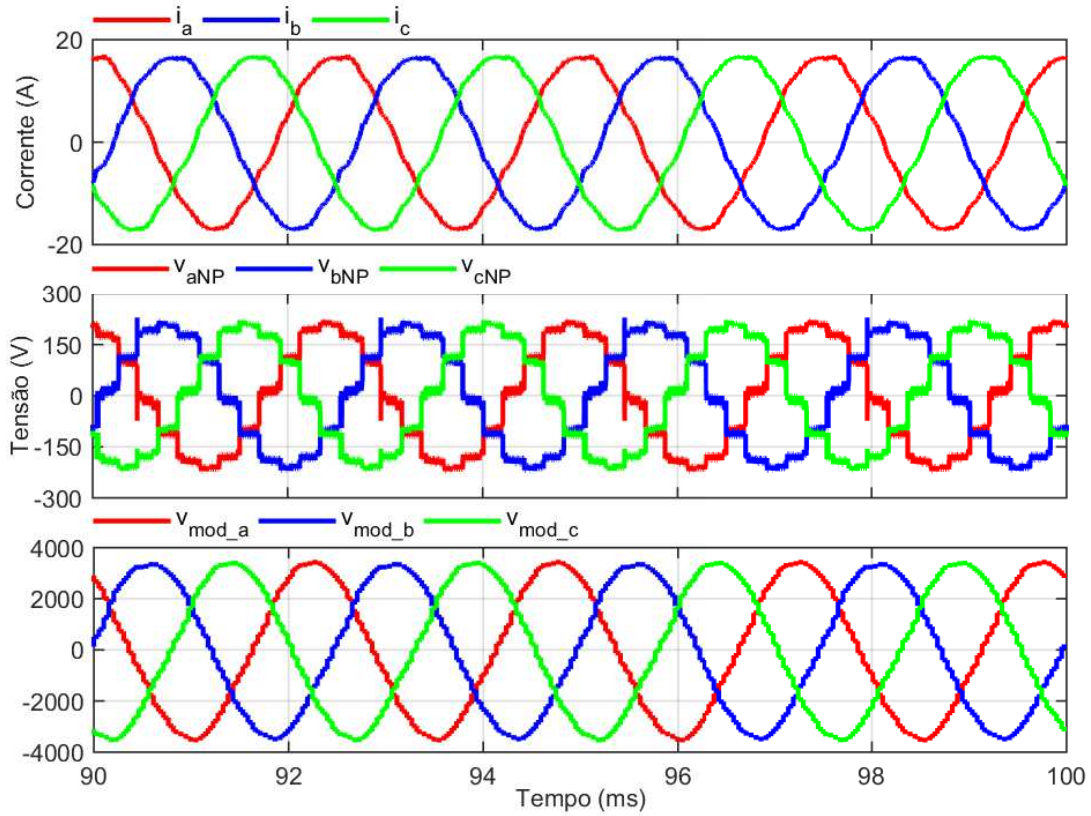
- as distorções se intensificam consideravelmente quando o conversor opera em malha fechada;
- as distorções aparecem quando o conversor opera apenas com as malhas de corrente (sem a malha de controle da tensão de saída);
- as distorções em malha fechada se intensificam a medida em que a tensão de entrada do conversor aumenta.

A partir dos pontos listados nota-se que as distorções estão ligadas ao funcionamento do conversor em malha fechada. Desta forma, utilizando o *software* PSIM®, é feita a simulação do conversor operando com os mesmos controladores digitais implementados no *DSP* para obtenção dos resultados experimentais. Nesta simulação também são adici-

onados os parâmetros medidos de resistência e indutância que modelam o transformador 12 pulsos.

A Figura 122 apresenta as correntes no primário do retificador 12 pulsos, as tensões de fase do primário do transformador e as moduladoras geradas pelo controlador digital, sendo todas essas grandezas resultantes da simulação do conversor. Nota-se que as correntes apresentam algumas distorções provocadas pela alteração de nível das tensões de fase do primário do transformador (v_{aNP}, v_{bNP} e v_{cNP}), sendo que essas distorções são similares àquelas dos resultados experimentais. Outro ponto importante a ser verificado é o formato aproximadamente senoidal das moduladoras, indicando que os controladores de corrente operam basicamente para controlar o componente fundamental em $400\ \mathrm{Hz}$ e que os mesmos atuam sutilmente na compensação das perturbações geradas pelas variações bruscas das tensões do primário do transformador. Porém, apesar de sutil, a atuação do controlador em relação às variações bruscas de tensão aumenta levemente a distorção harmônica das correntes i_a, i_b e i_c.

Figura 122: Correntes no primário do transformador, tensões de fase do primário do transformador e moduladoras obtidas através de simulação

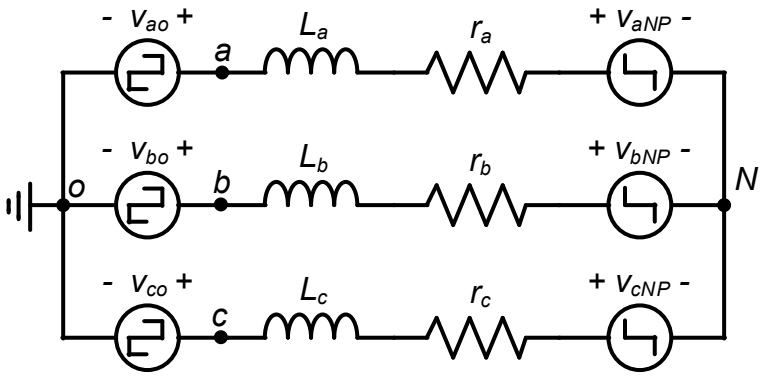


Fonte: produção do próprio autor.

Para verificar o comportamento dos controladores de corrente em relação às perturbações impostas pelas tensões do primário do transformador retoma-se a modelagem da

planta de corrente nos indutores em função da razão cíclica. Analisando o circuito reapresentado na Figura 123 obtém-se a equação 5.1, que é uma equação diferencial matricial que descreve o comportamento da corrente nas indutâncias totais presentes (incluindo as indutâncias de dispersão do transformador) nas três fases.

Figura 123: Circuito simplificado utilizado para obtenção do modelo da corrente nos indutores em função da razão cíclica



Fonte: produção do próprio autor.

$$-\frac{E}{2}d_{abc}(t) + ri_{abc}(t) + L\frac{di_{abc}(t)}{dt} + v_{abcNP}(t) = 0 \tag{5.1}$$

Aplicando a transformada de Park na equação 5.1 e rearranjando as equações resultantes (após a transformação das mesmas para o domínio da frequência pela transformada de Laplace) chega-se aos modelos das correntes dos indutores em coordenadas *dq0* apresentados na equação 5.2 e na equação 5.3.

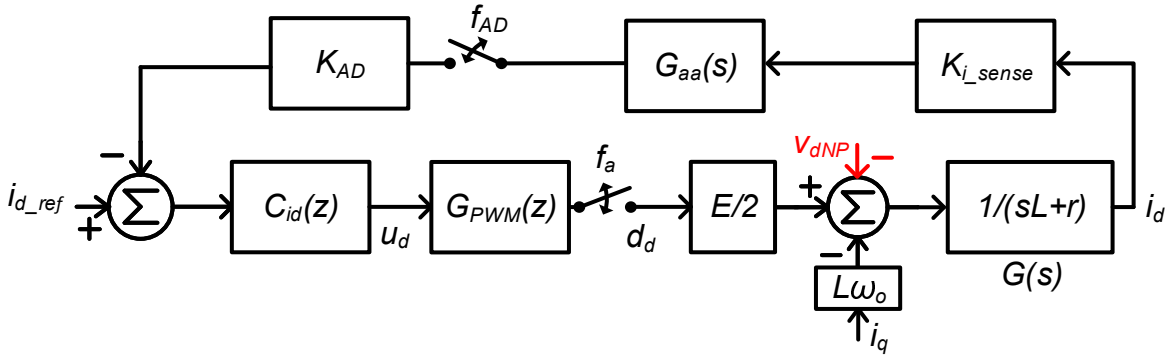
$$i_d(s) = \frac{\frac{E}{2}d_d(s) - L\omega_o i_q(s) - v_{dNP}(s)}{sL + r} \tag{5.2}$$

$$i_q(s) = \frac{\frac{E}{2}d_q(s) + L\omega_o i_d(s) - v_{qNP}(s)}{sL + r} \tag{5.3}$$

A partir da equação 5.2 e da equação 5.3 é possível obter o diagrama de blocos das malhas de controle das correntes dos indutores incluindo as perturbações provocadas pelas tensões do primário do transformador. A Figura 124 apresenta o diagrama de blocos referente ao controle da corrente i_d destacando os distúrbios em questão.

Analisando o diagrama de blocos é possível obter a função de transferência que relaciona a corrente i_d pela perturbação v_{dNP}, considerando que a referência i_{d_ref} e a perturbação gerada por i_q são nulas. Essa função de transferência, obtida no plano w

Figura 124: Diagrama de blocos referente ao controle da corrente i_d considerando a perturbação de v_{dNP}



Fonte: produção do próprio autor.

devido à natureza digital do controle, é apresentada na equação 5.4. Uma equação igual pode ser obtida para relacionar i_q e v_{qNP}.

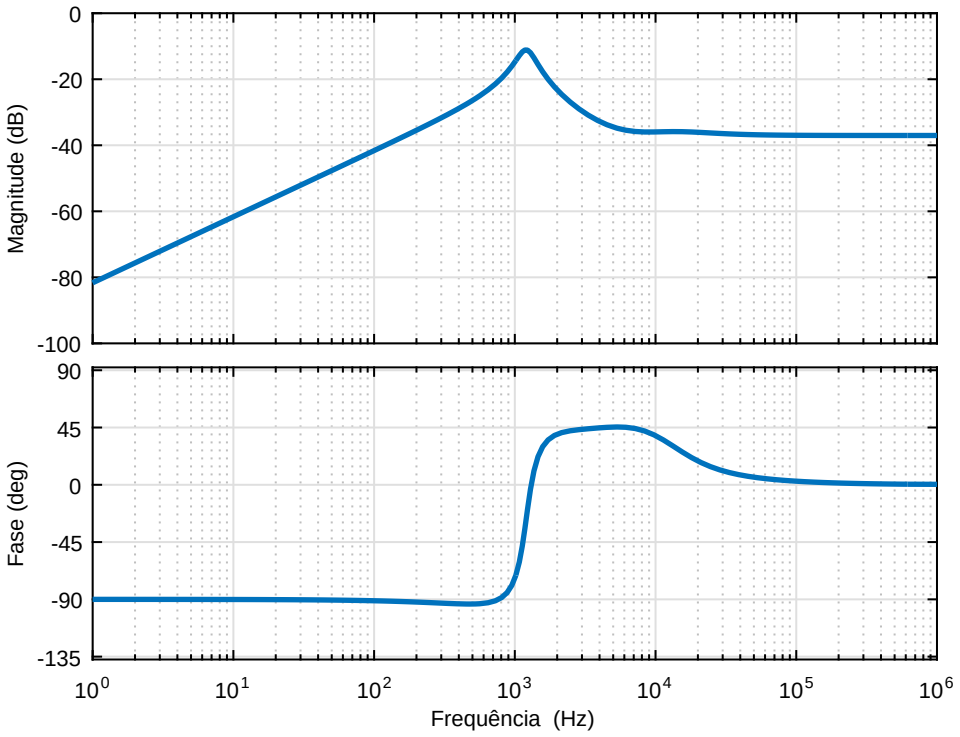
$$\frac{v_{dNP}(w)}{i_d(w)} = \frac{v_{qNP}(w)}{i_q(w)} = -\frac{G(w)}{1 + \frac{EC_{id}(w)G_{PWM}(w)G(w)G_{aa}(w)K_{isense}K_{AD}}{2}} \tag{5.4}$$

Considerando os modelos, os ganhos e os controladores de corrente utilizados no projeto, obtém-se o diagrama de Bode, apresentado na Figura 125, da função de transferência mostrada na equação 5.4. Analisando esta figura é possível notar que a malha de controle apresenta uma capacidade de rejeição de ruídos menor para componentes harmônicos de maior ordem que compõem a forma de onda de v_{dNP} e v_{qNP}.

Analisando o espectro harmônico de v_{dNP} e v_{qNP}, obtidos através da simulação do conversor operando em malha fechada e apresentados na Figura 126, percebe-se que ambas as tensões apresentam componentes harmônicos com frequências onde a atenuação por parte das malhas de controle não é muito elevada, permitindo que as variações bruscas de níveis de tensão de fase presentes no primário do transformador provoquem distorções visíveis nas correntes dos indutores.

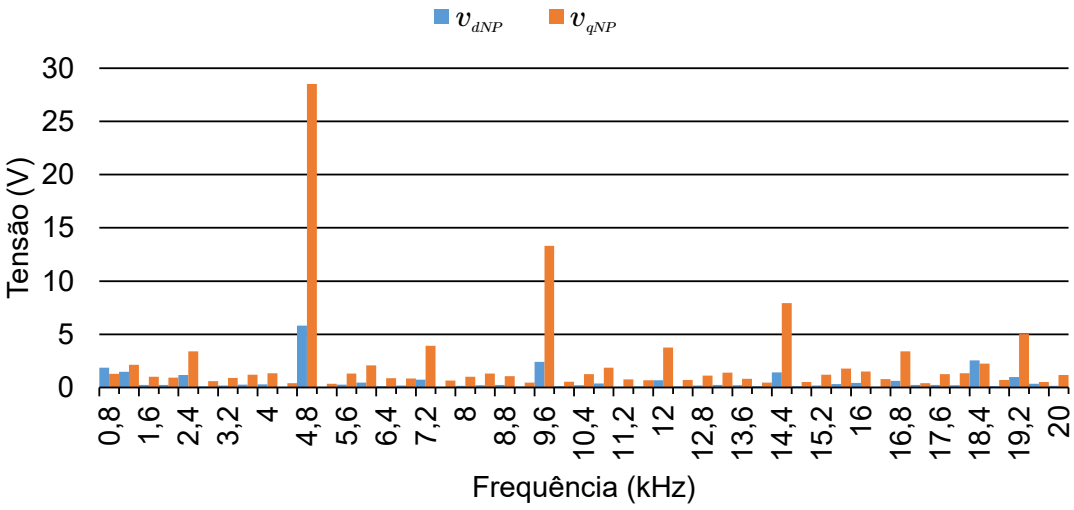
Conclui-se que uma das hipóteses para a causa das distorções nas correntes dos indutores é a baixa atenuação, por parte das malhas de controle de corrente, de alguns componentes harmônicos presentes nas tensões de fase do primário do transformador, sendo que essas tensões perturbam as correntes circulantes pelos indutores. Aliado a isso, considera-se também a hipótese de que haja um acoplamento entre o circuito de potência e o de controle que ajuda a aumentar as distorções, já que é verificado experimentalmente que o aumento da tensão do barramento de entrada também prejudica o formato das correntes i_a, i_b e i_c.

Figura 125: Diagrama de Bode da função de transferência $v_{dNP}(w)/i_d w$ e $v_{qNP}(w)/i_q w$



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 126: Espectro harmônico das tensões v_{dNP} e v_{qNP}



Fonte: produção do próprio autor.

5.2 Conclusões do capítulo

Neste capítulo são apresentados os resultados experimentais obtidos a partir da implementação da topologia de conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* para uma potência de saída equivalente a aproximadamente $90{,}6\%$ da nominal, onde os resultados experimentais obtidos apresentaram coerência com as equações e formas de onda analíticas obtidas para o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*.

Através do funcionamento do inversor *NPC* junto aos indutores conectados em cada uma das fases foi possível garantir uma forma de onda aproximadamente senoidal para as correntes de entrada do retificador 12 pulsos, gerando tensões multiníveis com poucas derivadas nos enrolamentos do transformador, o que é uma característica importante para conversores que trabalham com tensões da ordem de quilovolts, já que reduz os esforços sobre a isolação dos enrolamentos e diminui a circulação de correntes pelas capacitâncias parasitas dos mesmos.

Confirmou-se que a imposição de correntes senoidais na entrada do retificador 12 pulsos produz correntes nos secundários cujas composições harmônicas são formadas pelos componentes que se cancelam no primário devido à defasagem existente no transformador.

Através dos resultados obtidos constatou-se que o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* permite o uso de baixas capacitâncias, tanto de entrada quanto de saída, para atender requisitos de ondulação de tensão. Em aplicações práticas, as capacitâncias intrínsecas dos longos cabos de média tensão podem ajudar consideravelmente a alcançar as ondulações de tensão determinadas no projeto. No entanto, deve-se atentar para que as capacitâncias muito baixas não prejudiquem a dinâmica do conversor no quesito de perturbações de cargas ou de tensão de entrada.

A opção por não utilizar capacitâncias conectadas na saída de cada ponte retificadora junto da capacitância acoplada na saída do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* tem o propósito de manter as características de funcionamento do retificador 12 pulsos alimentado em corrente. No entanto, isso faz com que circuitos de auxílio à comutação sejam necessários para garantir que não haja sobretensões e oscilações prejudiciais à operação do conversor.

Constatou-se também que o rendimento da estrutura para a potência de saída utilizada ficou um pouco abaixo do valor definido inicialmente nas especificações do projeto. Isso faz com que, para um índice de modulação $m_a = 0{,}85$, a tensão de saída do conversor fique um pouco mais baixa do que o desejado, o que foi corrigido com a atuação do controlador. Acredita-se que esse menor rendimento seja resultado das perdas nos núcleos dos elementos magnéticos, já que estes são feitos de ferro silício e foram projetados para funcionar em $400\ Hz$, no entanto há um incidência considerável de derivadas de tensão na

frequência de chaveamento do inversor principalmente sobre os indutores, o que tende a elevar as perdas na estrutura magnética desses elementos.

6 CONCLUSÃO GERAL

Este trabalho apresenta o estudo de um conversor CC-CC multinível multipulsos unidirecional e isolado em média frequência destinado a aplicações onde a transmissão ou distribuição de energia em corrente contínua se mostra energética e economicamente viável sem que haja a necessidade do retorno de potência da carga para a fonte.

A estrutura estudada consiste em um estágio inversor do tipo *NPC* três níveis trifásico acoplado a um retificador 12 pulsos com saída série através de indutâncias que ajudam, junto com o controle do inversor, a garantir correntes com formato aproximadamente senoidal na entrada da estrutura retificadora. Esse acoplamento entre as estruturas inversora e retificadora é feita a três fios.

A utilização da estrutura *NPC* três níveis trifásica proporciona ao conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* um estágio de entrada cujo funcionamento é bem conhecido na literatura e que tem como principais vantagens a aplicação de metade da tensão do barramento de entrada no bloqueio dos seus semicondutores e uma simplicidade estrutural interessante quando comparada com outras topologias de inversores três níveis trifásicos. Como desvantagens há a necessidade do controle da tensão diferencial do seu barramento de entrada, que é dividido, e o desequilíbrio de perdas existentes entre os semicondutores de um mesmo braço.

Foi realizada uma análise aprofundada do retificador 12 pulsos com saída série alimentado com fontes de correntes senoidais. Desse estudo pôde-se obter equações que modelam o funcionamento estático dessa estrutura e é possível concluir que a mesma apresenta potencial no sentido de reduzir perdas nos enrolamentos do transformador, quando comparada com o retificador 12 pulsos alimentado em tensão. Além disso, quando o retificador 12 pulsos alimentado em corrente é acoplado a um inversor modulado por largura de pulso, verifica-se a redução do estresse de tensão nas isolações do transformador devido à limitação de quantidade e de amplitude do dv/dt. Isso resulta na atenuação dos efeitos danosos provocados pela existência das capacitâncias parasitas presentes no elemento magnético.

A análise do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* como um todo, onde existe a junção do funcionamento das estruturas inversora e retificadora, permitiu a obtenção de modelos matemáticos capazes de definir de maneira satisfatória tanto o comportamento estático quanto o dinâmico da topologia. Desta forma, a metodologia de projeto criada e utilizada se mostrou válida através dos resultados práticos obtidos, sendo que as diferenças de valores estáticos encontradas nos resultados experimentais quando o conversor foi operado em malha aberta são provocadas pelo rendimento um pouco mais baixo do que o esperado.

A estrutura do controle digital em cascata, onde é imposto comportamento na tensão de saída, nas correntes de entrada do retificador 12 pulsos (utilizando transformada *dq0*) e na tensão diferencial do barramento de entrada, criada a partir dos modelos dinâmicos do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* obtidos e validados no trabalho, mostrou um comportamento satisfatório, sendo que foi possível manter o conversor funcionando com os valores de referência definidos tanto para condições estáticas quanto para variação de até 50% de carga, onde valores de sobretensão e subtensão transitórias aceitáveis foram obtidas mesmo com a baixa capacitância do filtro de saída do conversor.

Apesar do comportamento satisfatório dos controladores digitais implementados, verificou-se na prática algumas perturbações nas correntes de entrada do retificador 12 pulsos quando o conversor operou em malha fechada, sendo que a fonte dessas perturbações não foi identificada até o momento. Além disso, é necessário verificar com maior minuciosidade a estratégia de desacoplamento entre as malhas dq, que não foi implementada para obtenção dos resultados experimentais.

Em relação às ondulações de tensão tanto nos capacitores de entrada quanto na saída do conversor, verificou-se experimentalmente que a estrutura não demanda valores altos de capacitância para atingir níveis de ondulação satisfatórios, o que também é vantajoso em condições de curto-circuito nesses pontos do conversor, já que essa característica reduz a energia acumulada nesses capacitores. No entanto, as baixas capacitâncias tendem a ser prejudiciais no sentido de manter por menor tempo energia para a carga durante períodos de possível intermitência da fonte de entrada e também no sentido de exigir maior atuação dos controladores para reduzir sobretensão e subtensão transitórias causadas por perturbações de carga.

De maneira geral, os resultados experimentais validaram satisfatoriamente a metodologia de projeto utilizada para definir os componentes do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* e também confirmaram algumas características importantes da estrutura como as baixas variações de tensão sobre os enrolamentos do transformador, a possibilidade do uso de baixas capacitâncias nos barramentos de entrada e saída para manter níveis aceitáveis de ondulação de tensão, a capacidade dos controladores e dos indutores de manter correntes aproximadamente senoidais na entrada do retificador 12 pulsos e o funcionamento da estratégia de controle em cascata utilizando a transformada *dq0*.

Considerando aplicações reais, onde potências da ordem de centenas de quilowatts a unidades de megawatts podem ser exigidas, utilizando tensões de entrada e saída da ordem de dezenas de quilovolts, o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR* pode ter sua topologia retificadora expandida para um maior número de pulsos para reduzir os esforços de tensão sobre os diodos das pontes retificadoras e diminuir ainda mais o conteúdo harmônico das correntes no primário do transformador defasador.

Ainda dentro do contexto de aplicações reais para o conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*, verifica-se a tendência de que em um futuro próximo a tecnologia de *IGBT's* e *MOSFET's* baseados em *SiC* tenha um custo mais reduzido e sua aplicação se torne mais viável economicamente. Isso eleva a competitividade do *TL-NPC DC-DC CFMR* dentro do nicho de aplicações considerada neste trabalho. Além disso, deve-se considerar a utilização de elementos magnéticos projetados de forma mais direcionada para o *TL-NPC DC-DC CFMR*, com núcleos formados por materiais mais adequados para operar com tensões não senoidais na faixa de frequências de $200\ \mathrm{Hz}$ a $2\ \mathrm{kHz}$, a fim de elevar o rendimento do conversor.

Como trabalhos futuros os seguintes tópicos são sugeridos:

- Implementação das malhas de desacoplamento do controlador em coordenadas *dq0* e verificação das possíveis melhoras que as mesmas podem trazer à resposta do controle das correntes de entrada do retificador 12 pulsos;
- com o objetivo reduzir a distorção harmônica de entrada do retificador 12 pulsos, fazer a análise de uma malha *feedforward* para compensar as perturbações que essas correntes sofrem devido às tensões multiníveis presentes nas fases do primário do transformador;
- Alterar a estrutura *NPC* para um *ANPC* três níveis trifásico com o intuito de melhorar a distribuição de perdas nos semicondutores do inversor.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AGAMY, M. S. et al. A high power medium voltage resonant dual active bridge for mvdc ship power networks. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 5, n. 1, p. 88–99, March 2017. ISSN 2168-6777.

BAHMANI, M. A. Design considerations of medium-frequency power transformers in hvdc applications. In: **2017 Twelfth International Conference on Ecological Vehicles and Renewable Energies (EVER)**. Monte Carlo: IEEE, 2017. p. 1–6.

BAKER, R. **Switching circuit**. Google Patents, 1978. US Patent 4,210,826. Disponível em: <https://www.google.ch/patents/US4210826>.

BARBI, I. **Eletrônica de Potência**. 7. ed. Florianópolis: Edicão do autor, 2012.

BATSCHAUER, A. L. **Inversor Multiníveis Híbrido Trifásico Baseado em Módulos Meia-Ponte**. Tese (Tese) — Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), 2011.

BUSO, S.; MATTAVELLI, P. **Digital Control in Power Electronics**. Morgan & Claypool Publishers, 2006. (Lectures on power electronics). ISBN 9781598291124. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=yTc-yzAaRCQC>.

CALAIS, M.; BORLE, L. J.; AGELIDIS, V. G. Analysis of multicarrier pwm methods for a single-phase five level inverter. In: **2001 IEEE 32nd Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.01CH37230)**. Vancouver: IEEE, 2001. v. 3, p. 1351–1356 vol. 3. ISSN 0275-9306.

CASANELLAS, F. Losses in pwm inverters using igbts. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 141, n. 5, p. 235–239, Sep 1994. ISSN 1350-2352.

CELANOVIC, N.; BOROYEVICH, D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 15, n. 2, p. 242–249, Mar 2000. ISSN 0885-8993.

CÚNICO, L. M. **Estudo do Conversor Modular Multinível**. Dissertação (Mestrado) — Universidade do Estado de Santa Catarina, 2013.

DUJIC, D. et al. Power electronic traction transformer-low voltage prototype. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 12, p. 5522–5534, Dec 2013. ISSN 0885-8993.

FAIRLEY, P. Dc versus ac: The second war of currents has already begun [in my view]. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 10, n. 6, p. 104–103, Nov 2012. ISSN 1540-7977.

FOUREAUX, N. C. et al. Application of solid state transformers in utility scale solar power plants. In: **2014 IEEE 40th Photovoltaic Specialist Conference (PVSC)**. Denver: IEEE, 2014. p. 3695–3700. ISSN 0160-8371.

FRANQUELO, L. G. et al. The age of multilevel converters arrives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 2, n. 2, p. 28–39, June 2008. ISSN 1932-4529.

HERNES, M.; PITTINI, R. Enabling pressure tolerant power electronic converters for subsea applications. In: **2009 13th European Conference on Power Electronics and Applications**. Barcelona: IEEE, 2009. p. 1–10.

HOFFMANN, H.; PIEPENBREIER, B. High voltage igbts and medium frequency transformer in dc-dc converters for railway applications. In: **SPEEDAM 2010**. Pisa: IEEE, 2010. p. 744–749.

HUANG, P. et al. Optimal design and implementation of high-voltage high-power silicon steel core medium-frequency transformer. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 6, p. 4391–4401, June 2017. ISSN 0278-0046.

JOHANNESSON, D. et al. Potential of ultra-high voltage silicon carbide semiconductor devices. In: **2016 IEEE 4th Workshop on Wide Bandgap Power Devices and Applications (WiPDA)**. Fayetteville: IEEE, 2016. p. 253–258.

JR., E. A.; BARBI, I. Three-phase three-level pwm dc-dc converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 26, n. 7, p. 1847–1856, July 2011. ISSN 0885-8993.

KADAVELUGU, A. et al. Experimental switching frequency limits of 15 kv sic n-igbt module. In: **2014 International Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE ASIA)**. Hiroshima: IEEE, 2014. p. 3726–3733. ISSN 2150-6078.

KENZELMANN, S. et al. Isolated dc/dc structure based on modular multilevel converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 89–98, Jan 2015. ISSN 0885-8993.

KLUG, R. D.; KLAASSEN, N. High power medium voltage drives - innovations, portfolio, trends. In: **Power Electronics and Applications, 2005 European Conference on**. Dresden: IEEE, 2005. p. 10 pp.–P.10.

LAMBERT, G.; HELDWEIN, M. L.; NOVAES, Y. R. de. Simplified modeling and control of a high-power high-voltage isolated dc-dc converter. In: **2015 IEEE 13th Brazilian Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC)**. Fortaleza: IEEE, 2015. p. 1–6.

LAMBERT, G.; NOVAES, Y. R. de. **Estudo de Retificadores Multipulsos Alimentados em Corrente**. Joinville, 2015. Relatório interno de estudo dirigido.

LAMBERT, G.; NOVAES, Y. R. de. **Estudo do Controle e Modelagem de um Conversor CC-CC Isolado Utilizando as Transformações de Park e Clarke**. Joinville, 2015. Relatório interno de estudo dirigido.

Gustavo Lambert, Yales Rômulo de Novaes, Marcelo Lobo Heldwein e Gean Jacques Maia de Sousa. **Sistema de Conversão CC-CC para Aplicações de Alta Potência em Média ou Alta Tensão**. 2017. BR 102015025570-5 A2.

MA, J.; GENG, G.; JIANG, Q. Two-time-scale coordinated energy management for medium-voltage dc systems. **IEEE Transactions on Power Systems**, v. 31, n. 5, p. 3971–3983, Sept 2016. ISSN 0885-8950.

MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G. Multicarrier pwm strategies for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 858–867, Aug 2002. ISSN 0278-0046.

NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-17, n. 5, p. 518–523, Sept 1981. ISSN 0093-9994.

NOVAES, Y. R. de. **Estudo de um snubber para o inversor de três níveis com neutro grampeado**. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina (UFSC), Dezembro 2000.

OGATA, K. **Discrete-time Control Systems**. Prentice Hall, 1995. ISBN 9780130342812. Disponível em: <https://books.google.com.br/books?id=owQqAQAAMAAJ>.

OÑEDERRA, O. et al. Overview of dc technology-energy conversion. In: **Proc. International Conference on Renewable Energies and Power Quality 2013 (ICREPQ 2013)**. Bilbao: RE&PQJ, 2013. p. 1–6.

PORTILLO, R. C. et al. Modeling strategy for back-to-back three-level converters applied to high-power wind turbines. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1483–1491, Oct 2006. ISSN 0278-0046.

REED, G. F. et al. Ship to grid: Medium-voltage dc concepts in theory and practice. **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 10, n. 6, p. 70–79, Nov 2012. ISSN 1540-7977.

RODRIGUEZ, J. et al. A survey on neutral-point-clamped inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2219–2230, July 2010. ISSN 0278-0046.

SHARKH, S. M. et al. Dc-link capacitor current and sizing in npc and chb inverters. In: **Power Electronic Converters for Microgrids**. John Wiley & Sons, Singapore Pte. Ltd, 2014. p. 29–50. ISBN 9780470824054. Disponível em: <http://dx.doi.org/10.1002/9780470824054.ch3>.

SHE, X.; HUANG, A. Q.; BURGOS, R. Review of solid-state transformer technologies and their application in power distribution systems. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 1, n. 3, p. 186–198, Sept 2013. ISSN 2168-6777.

SHI, Y.; LI, H. Isolated modular multilevel dc-dc converter with dc fault current control capability based on current-fed dual active bridge for mvdc application. **IEEE Transactions on Power Electronics**, PP, n. 99, p. 1–1, 2017. ISSN 0885-8993.

SOUSA, G. J. M. de; HELDWEIN, M. L. Three-phase unidirectional modular multilevel converter. In: **2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)**. Lille: IEEE, 2013. p. 1–10.

THIBAUT, E.; LEFORGEAIS, B. Selection of power from shore for an offshore oil and gas development. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 2, p. 1333–1340, March 2015. ISSN 0093-9994.

TRIPATHI, A. K. et al. Design considerations of a 15-kv sic igbt-based medium-voltage high-frequency isolated dc x2013;dc converter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 4, p. 3284–3294, July 2015. ISSN 0093-9994.

VILLANUEVA, E. et al. Control of a single-phase cascaded h-bridge multilevel inverter for grid-connected photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 11, p. 4399–4406, Nov 2009. ISSN 0278-0046.

WANG, F. et al. Advances in power conversion and drives for shipboard systems. **Proceedings of the IEEE**, v. 103, n. 12, p. 2285–2311, Dec 2015. ISSN 0018-9219.

WANG, G.; HUANG, A.; LI, C. Zvs range extension of 10a 15kv sic mosfet based 20kw dual active half bridge (dhb) dc-dc converter. In: **2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. Raleigh: IEEE, 2012. p. 1533–1539. ISSN 2329-3721.

WANG, G. et al. Static and dynamic performance characterization and comparison of 15 kv sic mosfet and 15 kv sic n-igbts. In: **2015 IEEE 27th International Symposium on Power Semiconductor Devices IC's (ISPSD)**. Hong Kong: IEEE, 2015. p. 229–232. ISSN 1063-6854.

WU, B. Phaseshifting transformers. In: **High-Power Converters and AC Drives**. Wiley-IEEE Press, 2006. p. 83–92. ISBN 9780471773719. Disponível em: <http://ieeexplore.ieee.org/xpl/articleDetails.jsp?arnumber=5238028>.

ZHANG, R. et al. **Modular stacked subsea power system architectures**. Google Patents, 2010. US Patent App. 12/317,306. Disponível em: <https://www.google.ch/patents/US20100133901>.

APÊNDICE A – TABELAS RESUMO

Tabela 17: Resumo das correntes e tensões no primário do transformador e na saída do retificador 12 pulsos alimentado em corrente para os dois intervalos considerados

Enrolamento	**Grandeza**	**Intervalos**	
		$\frac{-\pi}{12} \leq \omega_o t \leq \frac{\pi}{12}$	$\frac{\pi}{12} \leq \omega_o t \leq \frac{\pi}{4}$
Primário	i_a	$I_p sen(\omega_o t)$	$I_p sen(\omega_o t)$
	i_b	$I_p sen(\omega_o t - 120°)$	$I_p sen(\omega_o t - 120°)$
	i_c	$I_p sen(\omega_o t + 120°)$	$I_p sen(\omega_o t + 120°)$
	v_{aNP}	0	$\frac{\sqrt{3}v_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} = \frac{v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}}$
	v_{bNP}	$\frac{-v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{-\sqrt{3}v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{2\sqrt{3}v_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} = \frac{2v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}}$
	v_{cNP}	$\frac{v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}v_o n_{12}}{3(2+\sqrt{3})} = \frac{v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}}$
	v_{abP}	$\frac{v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{3v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}}$
	v_{bcP}	$\frac{-2v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{-2\sqrt{3}v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{3}v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{-3v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}}$
	v_{caP}	$\frac{v_o n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}v_o n_{13}}{2+\sqrt{3}}$	0
-	i_o	$\frac{(i_c - i_b) n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{\sqrt{3}(i_c - i_b) n_{13}}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{3}i_b n_{12}}{2+\sqrt{3}} = \frac{-3i_b n_{13}}{2+\sqrt{3}}$
	v_{oY}	$\frac{2v_o}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3}v_o}{2+\sqrt{3}}$
	$v_{o\Delta}$	$\frac{\sqrt{3}v_o}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{2v_o}{2+\sqrt{3}}$

Fonte: produção do próprio autor

Tabela 18: Resumo das correntes e tensões no secundário em Y e no secundário em Δ do transformador do retificador 12 pulsos alimentado em corrente para os dois intervalos considerados

Enrolamento	**Grandeza**	**Intervalos**	
		$\frac{-\pi}{12} \leq \omega_o t \leq \frac{\pi}{12}$	$\frac{\pi}{12} \leq \omega_o t \leq \frac{\pi}{4}$
Secundário Y	i_{aY}	0	$i_a n_{12} - \frac{\sqrt{3} i_o}{3}$
	i_{bY}	$-i_o$	$-i_o$
	i_{cY}	i_o	$i_c n_{12} - \frac{\sqrt{3} i_o}{3}$
	v_{anY}	0	$\frac{\sqrt{3} v_o}{3(2+\sqrt{3})}$
	v_{bnY}	$\frac{-v_o}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{-2\sqrt{3} v_o}{3(2+\sqrt{3})}$
	v_{cnY}	$\frac{v_o}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3} v_o}{3(2+\sqrt{3})}$
	v_{abY}	$\frac{v_o}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{\sqrt{3} v_o}{2+\sqrt{3}}$
	v_{bcY}	$\frac{-2v_o}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{-\sqrt{3} v_o}{2+\sqrt{3}}$
	v_{caY}	$\frac{v_o}{2+\sqrt{3}}$	0
Secundário Δ	$i_{af\Delta}$	$i_a n_{13}$	$\frac{i_o}{3}$
	$i_{bf\Delta}$	$i_b n_{13} + \frac{\sqrt{3} i_o}{3}$	$\frac{-2i_o}{3}$
	$i_{cf\Delta}$	$i_c n_{13} - \frac{\sqrt{3} i_o}{3}$	$\frac{i_o}{3}$
	$i_{a\Delta}$	$(i_a - i_c) n_{13} + \frac{\sqrt{3} i_o}{3}$	0
	$i_{b\Delta}$	$(i_b - i_a) n_{13} + \frac{\sqrt{3} i_o}{3}$	$-i_o$
	$i_{c\Delta}$	i_o	i_o
	$v_{ab\Delta}$	0	$\frac{v_o}{2+\sqrt{3}}$
	$v_{bc\Delta}$	$\frac{-v_o}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{-2v_o}{2+\sqrt{3}}$
	$v_{ca\Delta}$	$\frac{v_o}{2+\sqrt{3}}$	$\frac{v_o}{2+\sqrt{3}}$

Fonte: produção do próprio autor

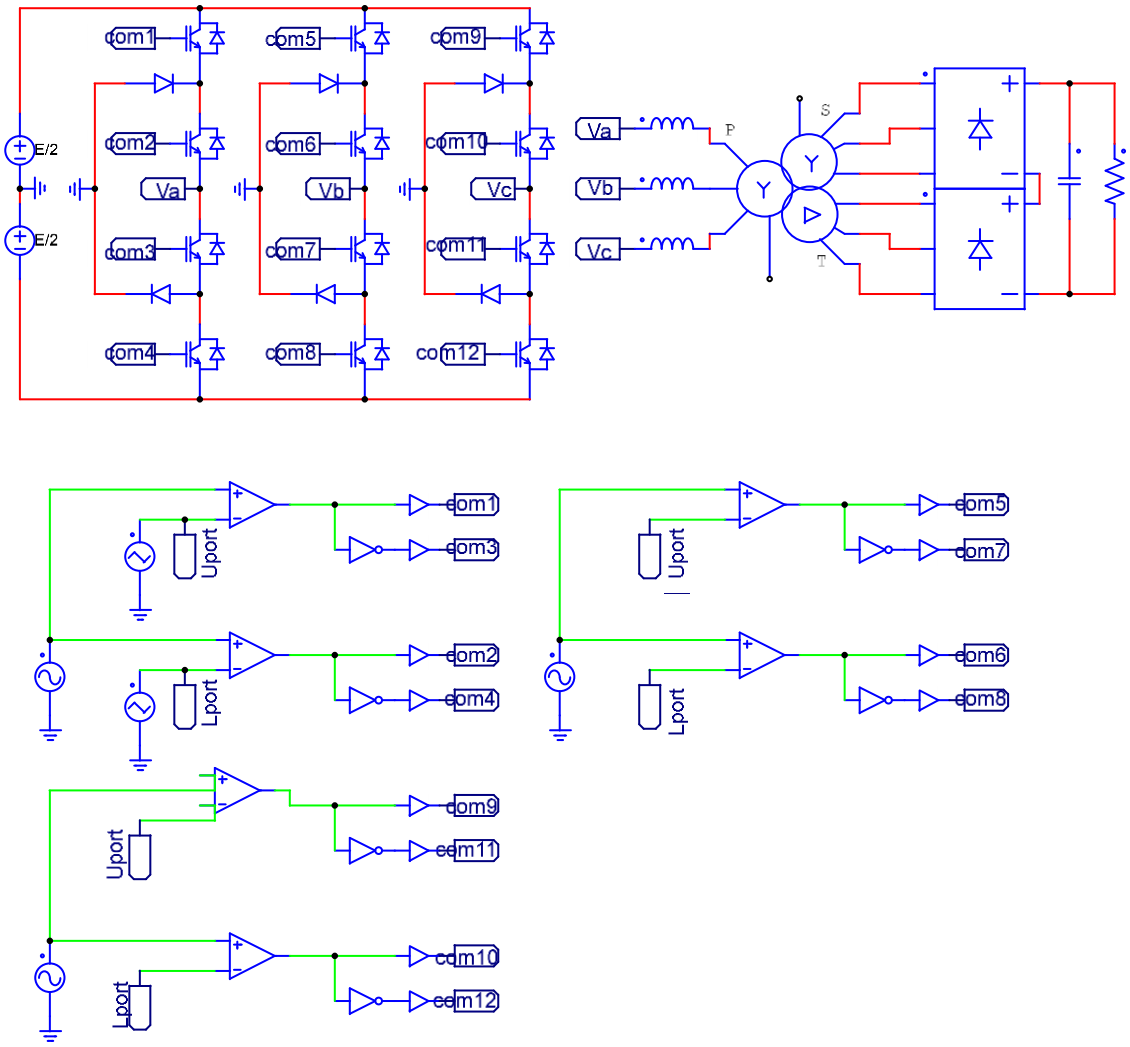
Tabela 19: Resumo das características obtidas através do ensaio do transformador 12 pulsos

Parâmetro	**Valor**
Indutância magnetizante da fase *a*	$50{,}5\ \mathrm{mH}$
Indutância magnetizante da fase *b*	$107{,}5\ \mathrm{mH}$
Indutância magnetizante da fase *c*	$51{,}2\ \mathrm{mH}$
Indutância de dispersão da fase *a* no primário	$246{,}91\ \mu\mathrm{H}$
Indutância de dispersão da fase *b* no primário	$194{,}44\ \mu\mathrm{H}$
Indutância de dispersão da fase *c* no primário	$216{,}05\ \mu\mathrm{H}$
Indutância de dispersão por fase no secundário em Y	$8{,}70\ \mu\mathrm{H}$
Indutância de dispersão por fase no secundário em Δ	$45{,}20\ \mu\mathrm{H}$
Resistência do enrolamento da fase *a* no primário	$172{,}84\ \mathrm{m\Omega}$
Resistência do enrolamento da fase *b* no primário	$191{,}36\ \mathrm{m\Omega}$
Resistência do enrolamento da fase *c* no primário	$94{,}44\ \mathrm{m\Omega}$
Resistência dos enrolamentos do secundário Y	$6{,}80\ \mathrm{m\Omega}$
Resistência dos enrolamentos do secundário Δ	$35{,}60\ \mathrm{m\Omega}$

Fonte: produção do próprio autor.

APÊNDICE B – CIRCUITO UTILIZADO NA SIMULAÇÃO DO CONVERSOR *TL-NPC DC-DC CFMR*

Figura 127: Circuito utilizado na simulação do conversor *TL-NPC DC-DC CFMR*



Fonte: produção do próprio autor.