

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ – UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Transmissão HVDC–LCC e Retificação
Industrial: Uma Abordagem Empregando
Novas Topologias de Conversores de 24 e
48–Pulsos de Alto Desempenho para
Mitigação Harmônica

Christel Enock Ghislain Ogoulola

Itajubá, 18 de outubro de 2021

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ – UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Christel Enock Ghislain Ogoulola

Transmissão HVDC–LCC e Retificação Industrial: Uma Abordagem Empregando Novas Topologias de Conversores de 24 e 48–Pulsos de Alto Desempenho para Mitigação Harmônica

Tese de doutorado submetida ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica como parte dos requisitos para obtenção do Título de Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Automação e Sistemas Elétricos Industriais

Orientador: Prof. Dr. Angelo José Junqueira Rezek
Coorientador: Prof. Dr. Benedito Isaías Lima Fuly

18 de outubro de 2021
Itajubá

UNIVERSIDADE FEDERAL DE ITAJUBÁ – UNIFEI
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Transmissão HVDC–LCC e Retificação
Industrial: Uma Abordagem Empregando
Novas Topologias de Conversores de 24 e
48–Pulsos de Alto Desempenho para
Mitigação Harmônica

Christel Enock Ghislain Ogoulola

Tese aprovada por banca examinadora em 14 de
Setembro de 2021, conferindo ao autor o título de
Doutor em Ciências em Engenharia Elétrica.

Banca Examinadora:

Prof. Dr. Benedito Isaías Lima Fuly

Prof. Dr. Maurício Campos Passaro

Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti

Prof. Dr. José Carlos de Oliveira

Prof.^a Dr.^a Adriana Ap. dos Santos Izidoro

**Itajubá
2021**

Christel Enock Ghislain Ogoulola

Transmissão HVDC–LCC e Retificação Industrial: Uma Abordagem Empregando Novas Topologias de Conversores de 24 e 48–Pulsos de Alto Desempenho para Mitigação Harmônica/ Christel Enock Ghislain Ogoulola. – Itajubá, 18 de outubro de 2021-

116 p. : il. (algumas color.) ; 30 cm.

Orientador: Prof. Dr. Angelo José Junqueira Rezek

Tese (Doutorado)

Universidade Federal de Itajubá – UNIFEI

Programa de pós-graduação em engenharia elétrica, 18 de outubro de 2021.

1. Melhoria da qualidade de energia. 2. Sistema de transmissão HVDC–LCC. 3. Conversores multi-pulsos. 4. Retificação industrial. I. Prof. Dr Angelo José Junqueira Rezek. II. Universidade Federal de Itajubá. III. Instituto de Sistemas Elétricos e Energia. IV. Transmissão HVDC–LCC e Retificação Industrial: Uma Abordagem Empregando Novas Topologias de Conversores de 24 e 48–Pulsos de Alto Desempenho para Mitigação Harmônica

CDU 07:181:009.3

Agradecimentos

Agradeço a Deus, em primeiro lugar, pela minha vida e pelo dom da perseverança, que me permitiu concluir este trabalho.

Agradeço a todos os meus familiares, em especial aos meus pais Evariste Ogoulola e Huguette Aïtchedji e também aos meus queridos irmãos.

Ao meu orientador, Prof. Dr. Angelo José Junqueira Rezek (*In memoriam*), sinto-me honrado pela orientação que tive. O sucesso e a conclusão deste trabalho estão diretamente relacionados ao seu companheirismo, disciplina, paciência, organização, liderança e a sua habilidade inabalável de orientar a pesquisa.

Ao Prof. Dr. Benedito Isaías Lima Fuly por ter aceitado o convite para atuar como presidente da banca. Ao coordenador do curso, Prof. Dr. Tales Cleber Pimenta, por todas as vezes que me recebeu em sua sala e de forma indireta tentou me ajudar. A todos que compõe o departamento de Engenharia Elétrica, em especial, Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti pelo auxílio que me proporcionou e Prof. Dr. João Guilherme de Carvalho pelo apoio que havia me dado para ingressar o curso de doutorado.

Aos demais professores da banca examinadora, Prof. José Carlos de Oliveira, Prof.^a Dr.^a Adriana Ap. dos Santos Izidoro, Prof. Dr. Maurício Campos Passaro e Prof. Dr. Robson Bauwelz Gonzatti pela disponibilidade de avaliar este trabalho.

Agradeço também à minha esposa Wanessa Cristina Dias Ribeiro, que sempre esteve ao meu lado durante todo o período de doutorado, me dando forças e apoios nos momentos difíceis. À minha sogra, também pela ajuda e receptividade. À minhas filhas Eloah Mahunan Ribeiro Ogoulola e Mariah Fernanda Ribeiro, por toda alegria que me deram durante os momentos de desânimo e estresse.

À empresa Transformadores Santa Rita de Campinas, em especial ao Wilton pela fabricação dos transformadores e autotransformador empregados na pesquisa desta tese.

À CAPES por ter financiado meus estudos e por ter me possibilitado em participar em um projeto realizado em Cuba na Universidad Tecnológica de la Habana.

À Universidade Federal de Itajubá (UNIFEI) e ao programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica pela oportunidade de estudar em uma universidade pública, gratuita e de excelente qualidade.

Finalizo agradecendo ao povo brasileiro, pois toda a minha formação de pós-graduação advém de recursos públicos.

*“Negative results are just what I want. They’re just as valuable to me as positive results.
I can never find the thing that does the job best until the ones that don’t.”
(Thomas A. Edison)*

*“Quando você puder medir aquilo de que está falando e exprimir isso em números,
saberá algo sobre tal coisa. Enquanto você não puder exprimi-lo em números, seu
conhecimento sobre o assunto será precário e insatisfatório. Pode ser o início do
conhecimento, mas você terá avançado muito pouco, em seus pensamentos, em direção
ao estágio de ciência.”
(William Thompson, Lord Kelvin)*

Resumo

A melhoria da qualidade de energia, a confiabilidade e a disponibilidade da energia elétrica são questões bastante preocupantes na área de sistemas elétricos de potência. Neste contexto, os conversores multi-pulsos constituem dispositivos de interface entre o sistema elétrico CA e o barramento CC, amplamente empregados em ST-HVDC (*Sistema de Transmissão HVDC*) e em retificação industrial de altíssimas correntes para atender aos requisitos harmônicos tanto no lado CA quanto no lado CC do sistema conversor. Esta tese propõe estruturas conversoras de 24 e 48-pulsos para redução de filtros CA e CC em ST-HVDC convencional e para excelente mitigação harmônica em retificação industrial, respectivamente usando-se transformadores especiais de três enrolamentos com conexão ZZ-Y-D (*ZigueZague-Estrela-Delta*) ou DE-Y-D (*Delta Estendido-Estrela-Delta*). Em seguida, no intuito de se comprovar a viabilidade e aplicabilidade de ambos os protótipos propostos, simulações computacionais, sob determinadas condições de operação estabelecidas, são realizadas em Matlab/Simulink para verificar os estudos teóricos feitos com o auxílio do programa MathCad. Por fim, para validar os sistemas conversores propostos, uma implementação de protótipos em escala reduzida é executada e testada de acordo com os recursos laboratoriais disponíveis. Os resultados obtidos em termos de melhoria da qualidade de energia, conforme as análises desenvolvidas, mostraram uma consistência teórica-experimental e confirmaram a viabilidade e aplicabilidade do SC-24P (*Sistema Conversor de 24-Pulsos*) e SC-48P (*Sistema Conversor de 48-Pulsos*) propostos.

Palavras-chaves: Melhoria da qualidade de energia. Sistema de transmissão HVDC. Conversores multi-pulsos. Retificação industrial. Transformadores especiais trifásicos.

Abstract

Power quality improvement, reliability and availability of electrical power are significant concerns in power systems. In this context, multi-pulse converters are interface devices between the AC electrical system and the DC link, widely used in HVDC-TS (*HVDC Transmission System*) and industrial rectification of very high currents to meet harmonic requirements on both the AC and DC sides of the converter system. This thesis proposes 24 and 48-pulse converter structures for reducing AC and DC filters in conventional HVDC-TS and for excellent harmonic mitigation in industrial rectification, respectively, using special three-winding transformers with ZZ-Y-D (*ZigZag-Wye-Delta*) or DE-Y-D (*Extended delta-Wye-Delta*) connection. To prove the feasibility and applicability of both proposed prototypes, computational simulations, under certain established operating conditions, are carried out in Matlab/Simulink to verify the theoretical studies carried out with the help of the MathCad program. Finally, a reduced-scale prototype implementation is performed and tested according to available laboratory resources to validate the proposed converter systems. According to the developed analyses, the results obtained showed a theoretical-experimental consistency in terms of power quality improvement and confirmed the feasibility and applicability of SC-24P (*24-Pulse System Converter*) and SC-48P (*48-Pulse System Converter*) proposed.

Key-words: Power quality improvement. HVDC transmission system. Multi-pulse converters. Industrial rectification. Special three-phase transformers.

Résumé

L'amélioration de la qualité de l'énergie, la fiabilité et la disponibilité de l'énergie électrique sont des sujets de préoccupation majeure dans le domaine des réseaux d'énergie électrique. Dans ce contexte, les convertisseurs multi-impulsions représentent des dispositifs d'interface entre le système électrique alternatif et la barre CC, largement utilisés en ST-HVDC (*Système de Transmission HVDC*) et en redressement industriel de très forts courants pour répondre aux exigences harmoniques à la fois du côté CA mais aussi du côté CC du système de conversion. Cette thèse propose de structure de convertisseurs à 24 et 48 impulsions pour la réduction de filtres CA e CC en ST-HVDC conventionel et pour l'atténuation harmonique en redressement industriel, respectivement en utilisant de transformateurs spéciaux de trois enroulements ayant comme configuration ZZ-Y-D (*ZigZag-Étoile-Delta*) ou DE-Y-D (*Delta Étendu-étoile-Delta*). Ensuite, dans l'objectif de prouver la faisabilité et l'applicabilité des deux prototypes proposés, des simulations sont effectuées en Matlab/Simulink sous certaines conditions d'opérabilité établies préalablement afin de vérifier les études théoriques menées à l'aide du programme MathCad. Enfin, pour valider les systèmes convertisseurs proposés, un projet de mise en œuvre à échelle réduite est exécuté et testé en fonction des ressources de laboratoire disponibles. Les résultats obtenus en terme d'amélioration de la qualité d'énergie, selon les analyses effectuées, ont montré la faisabilité et l'applicabilité du SC-24I (*Système Convertisseur de 24-Impulsions*) et du SC-48I (*Système Convertisseur de 48-Impulsions*) proposés.

Key-words : Amélioration de la qualité d'énergie. Système de transmission HVDC. Convertisseurs multi-impulsions. Redressement industriel. Transformateurs spéciaux.

Lista de ilustrações

Figura 1.1 – Técnicas de redução harmônica.	20
Figura 1.2 – Topologia moderna de SC-12P utilizada em ST-HVDC.	22
Figura 1.3 – Sistema de transmissão HVDC de Itaipu.	22
Figura 2.1 – Esquema do conversor CCC.	28
Figura 2.2 – Esquema topológico do SC-12P proposto em [1].	28
Figura 2.3 – Conversores tradicionais de 24-pulsos propostos para estudos em ST-HVDC.	29
Figura 2.4 – Topologia do SC-24P proposto para ser utilizado em ST-HVDC.	30
Figura 2.5 – (a) Esquema do conversor e (b) Configuração do enrolamento [2].	33
Figura 2.6 – Diagrama esquemático do conversor usando o método 2 [3].	34
Figura 2.7 – Diagrama esquemático do conversor usando o método 3 [4].	34
Figura 2.8 – Diagrama esquemático do conversor proposto em [4].	35
Figura 2.9 – Estrutura de arranjo do SC-48P proposto. CB_1 e CB_2 são os circuitos disjuntores trifásicos.	36
Figura 2.10 – Aplicação recente de transformadores especiais para acionamentos.	37
Figura 3.1 – Forma de onda da corrente CA de linha $i_{a_{conv}}$ do sistema tradicional.	39
Figura 3.2 – Estrutura da topologia para o conversor de 12 e 24-pulsos.	39
Figura 3.3 – Diagrama esquemático dos transformadores não-convencionais.	40
Figura 3.4 – Resultados teóricos das correntes CA de linha para ambos os conversores.	43
Figura 3.5 – Tensões CC de saída, para o ângulo de disparo $\alpha = 5^\circ$	45
Figura 3.6 – Espectro harmônico do SC-12P convencional e do SC-24P proposto.	45
Figura 3.7 – (a) Conexão do transformador e (b) Diagrama fasorial do transformador.	46
Figura 3.8 – (a) Conexão do transformador e (b) Diagrama fasorial do transformador.	47
Figura 3.9 – (a) Conexão do autotransformador e (b) Diagrama fasorial.	48
Figura 3.10 – Variação do fator de potência mediante variações do ângulo de comutação μ , para diferentes valores do ângulo de disparo α . (a) e (b) SC-12P convencional. (c) e (d) SC-24P proposto.	50
Figura 3.11 – Variação da THD com a indutância normalizada L_{IPT-N} , para as correntes de linha i_{rede_a} , i_a e i_{aut_a}	52
Figura 3.12 – Parcela extraída do SC-48P proposto.	53
Figura 4.1 – Sistema de teste do CIGRE contendo conversores de 12-pulsos. As chaves D_{a_j} , $a = \{r, i\}$ e $a = \{1, 2, 3\}$ representam na prática circuitos disjuntores.	57
Figura 4.2 – Sistema de teste do CIGRE contendo conversores de 24-pulsos proposto. As chaves D_{a_j} , $a = \{r, i\}$ e $a = \{1, 2, 3\}$ representam circuitos disjuntores.	58

Figura 4.3 – Módulo e fase das impedâncias dos conjuntos de filtros e banco de capacitores instalados em ambas as estações.	59
Figura 4.4 – Sistema de teste do CIGRE contendo o SC-12P convencional.	62
Figura 4.5 – Modelo simulado do SC-24P proposto.	62
Figura 4.6 – Estrutura do diagrama do SC-24P. Os blocos PLL e CGP representam o circuito de sincronismo e gerador de pulsos, respectivamente.	63
Figura 4.7 – Estrutura interna da estação retificadora.	63
Figura 4.8 – Estrutura interna do transformador não convencional.	64
Figura 4.9 – Estrutura interna do controle dos tiristores das estações conversoras.	64
Figura 4.10 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação retificadora, sob condições ideais. (a) – Forma de ondas. (b) e (c) – Espectros harmônicos.	65
Figura 4.11 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação inversora, sob condições ideais. (a) – Forma de ondas. (b) e (c) – Espectros harmônicos.	66
Figura 4.12 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação retificadora.	66
Figura 4.13 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação inversora.	67
Figura 4.14 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação retificadora, sob condições não-ideais. (a) – Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e) – Espectros harmônicos.	69
Figura 4.15 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação retificadora, sob condições não ideais. (a) – Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e) – Espectros harmônicos.	70
Figura 4.16 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação retificadora, sob condições não-ideais. (a) – Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e) – Espectros harmônicos.	71
Figura 4.17 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação retificadora, sob condições não ideais. (a) – Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e) – Espectros harmônicos.	72
Figura 4.18 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação retificadora, sob condições não-ideais. (a) – Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e) – Espectros harmônicos.	74
Figura 4.19 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação retificadora, sob condições não ideais. (a) – Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e) – Espectros harmônicos.	75
Figura 4.20 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação retificadora, sob condições não-ideais. (a) – Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e) – Espectros harmônicos.	76

Figura 4.21–Resultados de simulação do SC–24P proposto para estação retificadora, sob condições não ideais. (a)–Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e)–Espectros harmônicos.	77
Figura 4.22–Protótipo laboratorial simplificado.	78
Figura 4.23–Formas de onda da corrente e tensão da rede de ambos os sistemas conversores (aspecto qualitativo). (a) SC–12P convencional. (b) SC–24P proposto.	79
Figura 4.24–Espectro harmônicos das correntes CA de linha de ambos os sistemas conversores. (a) SC–12P convencional. (b) SC–24P proposto.	79
Figura 5.1 – Modelo simulado do SC–48P proposto considerando-se o IPT #1 e IPT #2.	82
Figura 5.2 – Estrutura interna dos equipamentos empregados no SC–48P proposto.	83
Figura 5.3 – Resultados de simulação do SC–48P proposto sob condições ideais, para o IPT #1. (a)–Forma de onda das correntes. (b), (c) e (d)–Espectro harmônico.	84
Figura 5.4 – Resultados de simulação do SC–48P proposto sob condições ideais, para o IPT #2. (a)–Forma de onda das correntes. (b), (c) e (d)–Espectro harmônico.	85
Figura 5.5 – Resultados de simulação do SC–48P proposto em modo degradado usando IPT #1. (a)–Forma de onda. (b) e (c)–Espectros harmônicos.	86
Figura 5.6 – Resultados de simulação do SC–48P proposto em modo degradado usando IPT #1. (a)–Forma de onda. (b) e (c)–Espectros harmônicos.	87
Figura 5.7 – Variação da corrente RMS de entrada I_e do T_1 com a carga.	87
Figura 5.8 – Bancada do SC–48P implementado.	88
Figura 5.9 – Resultados experimentais usando IPT #2. (a) e (c)–Forma de ondas das correntes i_{rede_a} e i_a . (b) e (d)– Espectro harmônico.	89
Figura 5.10–Resultados experimentais do SC–48P proposto usando IPT #2. (a)–Forma de ondas da corrente e tensão (i_{aut_a} e v_{aut_a}). (b)– Espectro harmônico. (c)–Forma de onda da tensão CC na carga. (d)–Valor das potências.	89
Figura 5.11–Resumo gráfico do estudo realizado no SC–48P proposto.	90
Figura 6.1 – Estrutura nova do SC–48P proposto para futuros estudos.	95
Figura B.1 – Diagrama esquemático do T_1 do grupo G_1	100
Figura B.2–Forma de onda da corrente CA de linha i'_{1a}	103
Figura B.3–Forma de onda da corrente CA de linha i''_{1a}	104
Figura B.4–Forma de onda da corrente CA de linha i_{1a}	105
Figura B.5–Forma de onda das correntes CA de entrada. (a) Corrente CA de linha i_{2a} . (b) Corrente CA de linha i_a . (c) Corrente CA da rede elétrica i_{grid_a} . (d) Conteúdo harmônico das correntes CA de linha.	105

Figura C.1 – Diagrama de um circuito simplificado do SC-6P controlado [5].	107
Figura C.2 – Forma de onda do retificador controlado a tiristor de 6-pulsos [5].	108

Lista de tabelas

Tabela 3.1 – Variação do fator de potência com n_p , $k \in \mathbb{Z}_+$	50
Tabela 4.1 – Valores dos parâmetros da estação retificadora 345 kV.	57
Tabela 4.2 – Valores dos parâmetros da estação inversora 230 kV.	57
Tabela 4.3 – Parâmetros do sistema de teste do CIGRE.	59
Tabela 5.1 – Especificações do modelo simulado. As unidades são ajustadas em SI. .	82

Lista de abreviaturas e siglas

CCC	<i>Capacitor Commutated Converters</i>	24
CIGRE	<i>Conseil International des Grands Réseaux Électriques</i>	7
CIGRE	<i>Conseil International des Grands Réseaux Électriques</i>	8
CIGRE	<i>Conseil International des Grands Réseaux Électriques</i>	6
COBEP 2021	<i>Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência</i>	31
CSCC	<i>Controlled Series Capacitor Converter</i>	24
CSI	<i>Current Source Inverter</i>	20
D–Y–D	<i>Delta–Estrela–Delta</i>	23
DE–Y–D	<i>Delta Étendu–étoile–Delta</i>	8
DE–Y–D	<i>Delta Estendido–Estrela–Delta</i>	6
DE–Y–D	<i>Extended delta–Wye–Delta</i>	7
FMM	<i>Força Magnetomotriz</i>	6
FMM	<i>Force Magnétomotrice</i>	8
HVDC–TS	<i>HVDC Transmission System</i>	7
IPT	<i>Interphase Transformer</i>	7
IPT	<i>Transformateur d’Interphase</i>	8
IPT	<i>Transformador de interfase</i>	6
LCC	<i>Line Commutated Converter</i>	23
MEA	<i>More Electric Aircraft</i>	31
MMF	<i>Magnetomotive Force</i>	7
SC–12P	<i>sistema conversor de 12–pulsos</i>	18
SC–24I	<i>Système Convertisseur de 24–Impulsions</i>	8
SC–24P	<i>24–Pulse System Converter</i>	7
SC–24P	<i>Sistema Conversor de 24–Pulsos</i>	6
SC–48I	<i>Système Convertisseur de 48–Impulsions</i>	8
SC–48P	<i>48–Pulse System Converter</i>	7
SC–48P	<i>Sistema Conversor de 48–Pulsos</i>	6
SIN	<i>Sistema Interligado Nacional</i>	19
ST–HVDC	<i>Système de Transmission HVDC</i>	8
ST–HVDC	<i>Sistema de Transmissão HVDC</i>	6
TCSC	<i>Thyristor-Controlled Series Capacitor</i>	25
VSC	<i>Voltage Source Converter</i>	23
VSD	<i>Variable Speed Drives</i>	20
Y _n –Y–D	<i>Estrela aterrado–Estrela–Delta</i>	23
ZZ–Y–D	<i>ZigZag–Wye–Delta</i>	7

ZZ-Y-D	<i>ZigZag-Étoile-Delta</i>	8
ZZ-Y-D	<i>ZigueZague-Estrela-Delta</i>	6

Lista de símbolos

$FP(\alpha, \mu)$	Fator de potência função do ângulo de disparo e de comutação	48
FRH_1	Fator de redução harmônica para $n = 1$	49
$FRH_n (n > 1)$	Fator de redução harmônica para n	49
I_1	Valor RMS da componente fundamental da corrente	49
$I_{L_{IPT}}$	Corrente no indutor do IPT #1	54
K_b e K_c	Tapes do enrolamento auxiliar do autotransformador defasador trifásico	47
L_{IPT-N}	Valor normalizado da indutância do IPT no arranjo 2 do SC-48P	52
L_{IPT}	Valor real da indutância do IPT	52
N_1, N_2 e N_3	Tapes do transformador não-convencional de três enrolamentos	40
P_{cc}	Potência CC na carga no conversor de 48-pulsos proposto	51
V_{LL}	Tensão RMS fase-fase na entrada das pontes conversoras	44
$V_{L_{pico}}$	Tensão pico da tensão V_L	54
V_L	Tensão no indutor do IPT #1	52
$\Delta I_{L_{IPT}}$	Ondulação na corrente $I_{L_{IPT}}$	54
ΔV_L	Ondulação na tensão V_L	54
α	Ângulo de disparo dos tiristores	44
μ	Ângulo de comutação dos tiristores	48
$\overline{V_{cc}}$	Tensão CC de saída da ponte conversora	44
ϕ_1	Ângulo de fase da corrente fundamental	49
θ	Frequência angular da rede elétrica em radianos	40
f_{rede}	Frequência da rede elétrica	51

Sumário

1	INTRODUÇÃO	20
1.1	Considerações gerais	20
1.2	Contextualização, motivações e justificativas da pesquisa	21
1.3	Principais contribuições da tese	24
1.4	Objetivos	24
1.5	Estrutura do trabalho	25
2	REVISÃO DO ESTADO DA ARTE	27
2.1	Considerações gerais	27
2.2	Sistemas conversores em transmissão HVDC	27
2.2.1	Descrição da estrutura do arranjo do SC-24P proposto	30
2.3	Sistemas conversores em retificação industrial	32
2.3.1	Descrição da estrutura de arranjo do SC-48P proposto	35
3	REVISÃO TEÓRICA DOS SISTEMAS CONVERSORES	38
3.1	Considerações gerais	38
3.2	Análise teórica das correntes CA de linha do SC-12P convencional e SC-24P proposto	38
3.3	Análise teórica das tensões CC de saída dos conversores	43
3.4	Cálculos dos tapes dos transformadores e autotransformador	45
3.4.1	Transformador com conexão ZZ no primário	46
3.4.2	Transformador com conexão DE no primário	47
3.5	Autotransformador trifásico defasador	47
3.6	Análise teórica do fator de potência do SC-12P tradicional e do SC-24P proposto diante das variações do ângulo de comutação	48
3.7	Método de estimação da indutância de ambos os IPTs	51
3.7.1	Método de estimação do valor da indutância do IPT #2	51
3.7.2	Método de estimação do valor da indutância do IPT #1	52
3.8	Considerações finais	54
4	SIMULAÇÃO DOS ARRANJOS SC-12P E SC-24P SOB CONDIÇÕES NÃO-IDEAIS DE OPERAÇÃO E VALIDAÇÃO POR EXPERIMENTAÇÃO DOS PROTÓTIPOS	56
4.1	Considerações gerais	56
4.2	Descrição do sistema de teste do CIGRÉ empregado	56
4.3	Simulações dos SC-12P e SC-24P sob condições não-ideais	60

4.3.1	Escolha dos ângulos de disparo das estações conversoras	60
4.3.2	Descrição dos modelos simulados	61
4.4	Resultados de simulação e discussões	64
4.5	Validação por experimentação dos protótipos	78
4.6	Considerações finais	79
5	SIMULAÇÃO E VALIDAÇÃO POR EXPERIMENTAÇÃO DO SC-48P PROPOSTO SOB CONDIÇÕES IDEAIS	81
5.1	Considerações gerais	81
5.2	Modelagem do SC-48P proposto em Matlab/Simulink	81
5.3	Resultados de simulação do SC-48P proposto e discussões	84
5.4	Validação experimental do SC-48P proposto	88
5.5	Considerações finais	91
6	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	93
	ANEXOS	96
	ANEXO A – ARTIGOS ELABORADOS E PUBLICADOS DURANTE O DOUTORADO	97
	ANEXO B – FORMULAÇÃO MATEMÁTICA DAS CORRENTES CA DE LINHA NO SC-48P PROPOSTO	100
	ANEXO C – PROCEDIMENTO DE CÁLCULO DOS PARÂMETROS $\overline{V_{cc}}$, V_{A_k} E V_{B_k}	107
	REFERÊNCIAS	111

1 Introdução

1.1 Considerações gerais

Nos últimos anos, muitos trabalhos foram desenvolvidos na tentativa de mitigar harmônicos e, portanto, reduzir a distorção harmônica usando diferentes conceitos e aplicações. A Figura 1.1 ilustra basicamente as diversas técnicas empregadas para redução harmônica. O tratamento harmônico pode ser realizado por dois métodos clássicos, filtragem ou cancelamento [6, 7]. Os filtros passivos, com configurações diferentes, têm sido usados em várias pesquisas, porém essa técnica tem a desvantagem devido a existência de elementos de filtros volumosos, pesados e às vezes causar problemas de ressonância [8]. Também, os filtros ativos têm sido empregados em muitos trabalhos e parecem ser uma opção interessante, no entanto essa técnica pode ser complexa e onerosa [9].

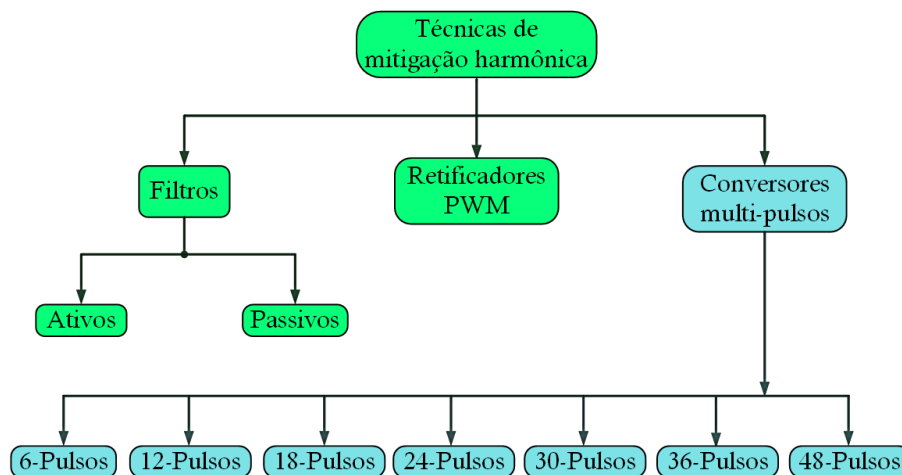


Figura 1.1 – Técnicas de redução harmônica.

Assim sendo, soluções de filtros híbridos usando a combinação de filtros ativos e passivos, têm sido empregados em diversas aplicações industriais e de sistemas de potência para melhorar o desempenho dos filtros passivos [10]. Uma outra solução alternativa é o uso de conversores multi-pulsos para atender os requisitos, em termos de redução harmônica, em ambos os lados CA e CC do sistema conversor e reduzir o tamanho dos elementos de filtragem. Esta solução oferece aplicações amplas em ST-HVDC, retificação industrial, acionamentos de motores elétricos, dentre outras. Dependendo da aplicação, os retificadores PWM (Pulse Width Modulation) podem apresentar algumas vantagens (controle do fator de potência, não-existência de harmônicos na corrente do lado da rede elétrica e fluxo de potência em ambas as direções) em relação aos retificadores não-controlados. Portanto, o trabalho nesta tese visa a propor, como solução alternativa, estruturas conversoras multi-pulsos de alto desempenho, em termos de mitigação harmônica, confiabilidade

e continuidade no fornecimento da energia elétrica, para aplicações em sistema de transmissão HVDC e em retificação industrial. As tecnologias VSC (*Voltage Source Converter*) e CSC (*Current Source Converter*) são as principais que governam os elos de transmissão HVDC. Embora a participação de mercado atual do VSC esteja consideravelmente atrasada em relação à tecnologia CSC, a tendência esperada é que a participação do VSC aumente ainda mais à medida que a tecnologia avança e permite classificações mais altas a um custo razoável que justifica suas capacidades técnicas adicionais. Contudo, é importante mencionar que esta tese apenas encontra-se direcionada à filosofia CSC.

1.2 Contextualização, motivações e justificativas da pesquisa

Usualmente, a transmissão HVDC é feita usando-se conversores de 12-pulsos. Os harmônicos característicos da corrente de alimentação destes conversores do lado da rede obedecem à relação $12k \pm 1$, $k \in \mathbb{Z}_+$. Assim, os primeiros harmônicos característicos de menor ordem são respectivamente os 11° e 13° . Portanto, filtros CA e banco de capacitores, geralmente são instalados do lado da rede e têm como funções principais a compensação de potência reativa consumida pelos conversores e a mitigação dos harmônicos existentes. Também existe os $12k$, $k \in \mathbb{Z}_+$ harmônicos na tensão CC de saída do SC-12P (*sistema conversor de 12-pulsos*) e, conseqüentemente, filtros CC são colocados no barramento para eliminação dos 12° , 24° , 36° harmônicos e assim por diante.

A Figura 1.2 mostra a topologia moderna bipolar geralmente utilizada em ST-HVDC. São utilizados nesta topologia transformadores alimentadores trifásicos em conexão Y-Y-D nas pontes conversoras tiristorizadas, para que se consiga o defasamento de 30° entre as tensões secundárias, para alimentação das pontes conversoras conectadas em série do sistema tradicional de 12-pulsos. Quando um dos transformadores empregados estiver fora de serviço, o sistema conversor mostrado na Figura 1.2 continua operando como um SC-12P [11] com a tensão/potência CC reduzida. Sabendo-se que a tensão CC no ST-HVDC é mantida constante ao seu valor nominal, a situação anterior, a qual refere-se a operabilidade do conversor da Figura 1.2 em modo degradado, encontra-se sua aplicabilidade apenas em acionamentos de velocidade variável. No entanto, a principal desvantagem destes conversores está relacionada aos problemas de baixa qualidade de energia em termos de harmônicos de corrente injetada, distorção de tensão resultante, consumo de potência reativa e espaço físico dos filtros CA e CC instalados do lado da rede e do barramento CC, respectivamente. Além disso, o uso de componentes de filtragem em sistema CA pode aumentar a probabilidade de ressonância elétrica [12].

Um exemplo de sistema real de ST-HVDC existente que utiliza a topologia mostrada na Figura 1.2 é o sistema (Vide Figura 1.3) construído para transmitir a potência gerada na usina de Itaipu [13]. O sistema HVDC data de meados de 1984 (1984 para o

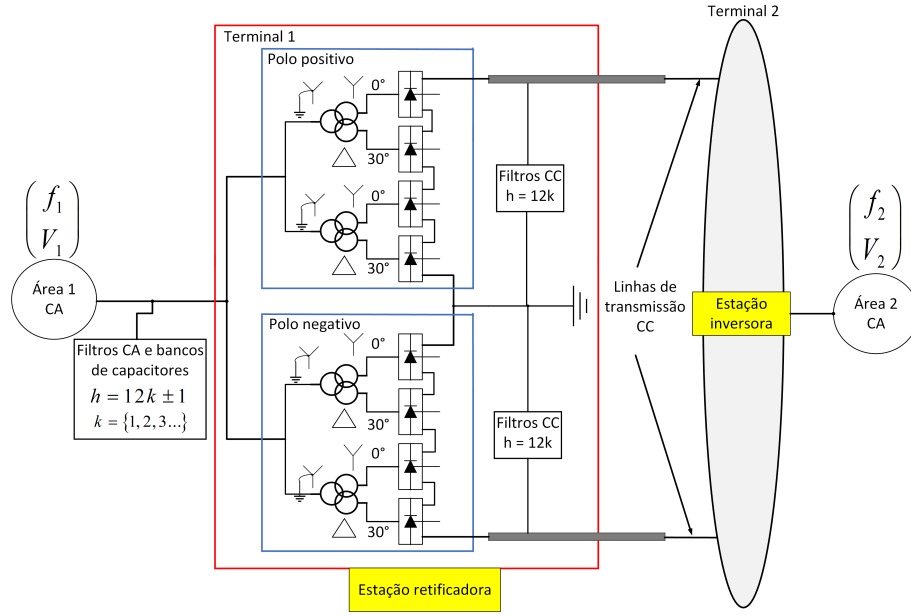


Figura 1.2 – Topologia moderna de SC-12P utilizada em ST-HVDC.

bipolo 1 e 1987 para o bipolo 2), responsável pelo escoamento do excedente da energia produzida na parte paraguaia da usina de Itaipu Binacional [14].

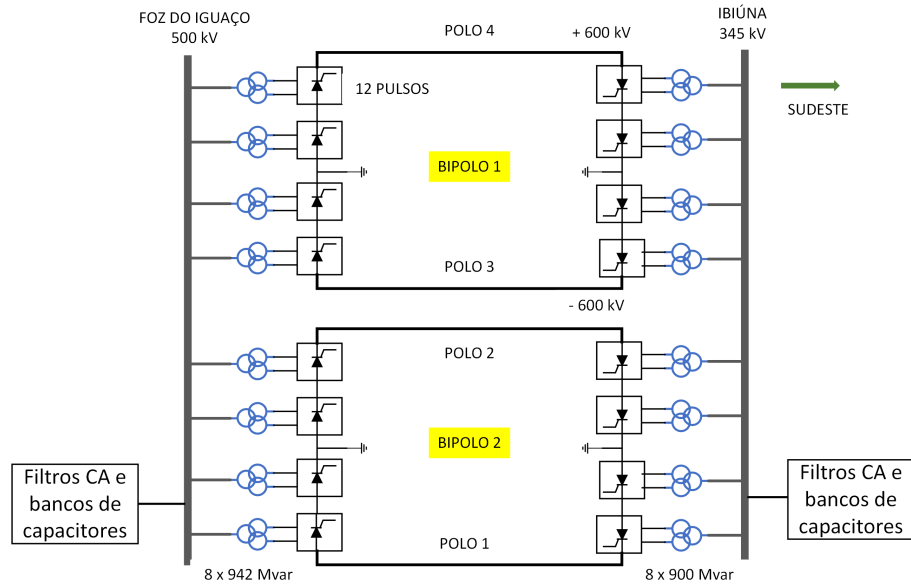


Figura 1.3 – Sistema de transmissão HVDC de Itaipu.

O sistema possui oito conversores, sendo dois conversores por polo. Transmite a geração das 10 unidades geradoras de 50 Hz (750 MW cada) que chegam em 500 kV em Foz do Iguaçu, sendo convertida para 600 kV CC. A transmissão é feita através de dois bipolos até Ibiúna, em São Paulo, percorrendo mais de 900 km. Em Ibiúna ocorre a conversão para 345 kV e conexão ao SIN (*Sistema Interligado Nacional*). No lado CA são instalados filtros que absorvem os harmônicos ímpares gerados pelos conversores de 12-pulsos ($12k \pm 1$, $k \in \mathbb{Z}_+$). Estes filtros, por sua concepção, têm efeito capacitivo e além

de sua característica de filtragem, também são uma fonte de reativo capacitivo [14].

Devido à necessidade de manutenção, controle, proteção, espaço físico e o custo dos filtros CA e CC, presentes no SC-12P convencional, o intuito na primeira parte da tese é propor um novo arranjo de conversor de 24-pulsos visando otimizar aspectos técnicos e econômicos. Sabendo-se que transformadores com conexões convencionais não propiciam defasamentos necessários para sistemas multi-conversores acima de 12-pulsos, por exemplo, sistemas multi-conversores de 24 e 48-pulsos. Nestes casos, defasagens não convencionais diferentes de 30° , quais sejam respectivamente 15° e $7,5^\circ$ são necessárias nas tensões de alimentação das pontes conversoras em ligação Graetz, podendo estas ser do tipo não controladas a diodos ou controladas a tiristores. Entretanto, sistemas convencionais de 24 e 48-pulsos geralmente utilizam respectivamente quatro e oito transformadores especiais com conexões não convencionais diferentes, portanto, das conexões estrela-delta, do tipo zigue-zague e/ou delta estendido. Estas defasagens não convencionais são obtidas por intermédio de alterações adequadas dos números de espiras das conexões, isto é, variando-se convenientemente o número de espiras das conexões secundárias relativamente ao número de espiras da conexão primária.

Pretende-se utilizar transformadores especiais de três enrolamentos, em vez de transformadores de dois enrolamentos, minimizando-se, então, o número de transformadores utilizados no projeto, com benefícios diretamente relacionados a custo, espaço e manutenção. Assim sendo, para o conversor de 24-pulsos, em vez de quatro transformadores especiais, será proposta a utilização de dois transformadores especiais de três enrolamentos, com conexões delta estendido ou zigue-zague, no primário $7,5^\circ$ e estrela 0° , delta 30° nos enrolamentos secundário e terciário, respectivamente. Esta configuração existe no sistema VSD (*Variable Speed Drives*) da Petrobrás em algumas plataformas, para conversores retificadores tiristorizados utilizados no sistema de acionamento do motor síncrono, do tipo CSI (*Current Source Inverter*).

Quanto à aplicação em retificação industrial, implementou-se um sistema conversor de 48-pulsos com dois arranjos do IPT (*Transformador de interfase*), para verificação da mitigação harmônica na corrente de alimentação de rede deste sistema. O papel do IPT é o de compartilhar a mesma corrente CC entres pontes conversoras para alcançar simultaneamente a redução harmônica desejada na corrente CA da rede elétrica e uma ondulação mínima na tensão CC. A novidade da proposta consiste na implementação de um novo sistema de menor custo, manutenção e espaço físico em relação aos sistemas usuais existentes. Para tal serão projetados e empregados transformadores especiais de três enrolamentos associados a um autotransformador especial de defasamento.

A mitigação harmônica é interessante, pois os conversores estáticos injetam correntes harmônicas no sistema elétrico e os harmônicos causam, como é conhecido, muitos problemas indesejáveis ao sistema de distribuição de energia elétrica, podendo-se citar

perdas adicionais em máquinas elétricas e transformadores, com diminuição da eficiência elétrica do sistema, sobretensões em sistemas elétricos, devido a efeitos de ressonâncias indesejáveis, interferências em sistemas de comunicação, dentre outros. Assim, uma mitigação harmônica é bastante desejável nos sistemas elétricos de potência, com melhoria da eficiência do sistema, devido a redução de perdas na distribuição de energia elétrica, motivo pelo qual se propõe um novo arranjo do SC-48P para aplicações industriais.

1.3 Principais contribuições da tese

Os seguintes estudos foram analisados e apresentados nesta tese com o intuito de investigar a viabilidade e aplicabilidade dos arranjos propostos: i) conceituação, proposição e disponibilização de estruturas novas de conversores de 24 e 48-pulsos com mitigação excelente e vantagens no aspecto de simplicidade de projetos e manutenção; ii) generalização de tapes dos transformadores especiais e autotransformador defasador para se obter defasagens adequadas; iii) proposição de um método de análise teórica dos arranjos dos conversores propostos com o auxílio do balanço da força magnetomotriz dos transformadores; iv) modelagem dos transformadores especiais e autotransformador defasador em Simulink (lembrando que não existe blocos prontos na biblioteca do software); v) modelagem do modelo do sistema de teste de CIGRÉ em Matlab/Simulink incorporando o SC-24P proposto; vi) análise em condições não-ideais de operação do SC-24P em ST-HVDC; vii) análise de confiabilidade do SC-48P proposto em modo degradado; viii) implementação de protótipo do SC-48P proposto em escala reduzida de 8 kVA; ix) publicação de artigos em periódicos e congressos internacionais.

1.4 Objetivos

O principal objetivo deste trabalho visa a demonstrar a viabilidade e confiabilidade de novos arranjos dos sistemas conversores de 24 e 48-pulsos, e seus benefícios em aplicação de sistemas de transmissão HVDC e de retificação industrial, respectivamente. Tendo como objetivos complementares: levantar teoricamente o perfil das correntes CA de linha da rede elétrica em ambos os sistemas conversores propostos e da tensão instantânea CC de saída (apenas para o conversor de 24-pulsos proposto); propor uma generalização de cálculos dos tapes dos transformadores de três enrolamentos e autotransformador empregados nesta pesquisa; avaliar o fator de potência do conversor de 24-pulsos proposto mediante variações do ângulo de comutação dos tiristores; estabelecer uma fórmula para o cálculo da indutância de cada um dos arranjos do transformador de interfase empregado no conversor de 48-pulsos proposto; realizar simulações computacionais em condições não-ideais para o conversor de 24-pulsos, com o intuito de indicar a geração de harmônicos não-característicos e simulações sob condições ideais de operação e modo degradado ape-

nas para o conversor de 48-pulsos proposto; verificação por experimentação de ambos os conversores propostos de acordo com os recursos laboratoriais disponíveis; fornecer recomendações e sugestões para futuros trabalhos que poderiam ser conduzidos e executados dentro das análises apresentadas neste trabalho.

1.5 Estrutura do trabalho

Esta tese está organizada em seis capítulos, sendo um capítulo de introdução, um de conclusão e os demais de desenvolvimento do trabalho.

O **capítulo 2** apresenta de forma detalhada uma revisão geral dos conversores multi-pulsos empregados em sistemas de transmissão HVDC-LCC e em retificação industrial. Além disso, os arranjos propostos do SC-24P e SC-48P são estabelecidos e descritos.

O **capítulo 3** apresenta, com o auxílio do programa MathCad, uma análise detalhada por formulação matemática das correntes CA de linha e da tensão CC de saída, do SC-12P convencional e do SC-24P proposto usando-se análise de séries de Fourier e o balanço da força magnetomotriz. Em seguida, é investigado o fator de potência de ambos os sistemas conversores mediante variações do ângulo de comutação μ levando-se em consideração, para cada sistema conversor, os harmônicos presentes. Além disso, os cálculos de tapes, de forma generalizada, são efetuados para os transformadores não-convencionais e o autotransformador defasador trifásico requerido na implementação do SC-48P proposto. Por fim, uma metodologia é estabelecida, para o cálculo da indutância de ambas as configurações do IPT considerando-se as condições ideais de operação do sistema.

O **capítulo 4** apresenta a modelagem do SC-12P convencional e SC-24P proposto sob condições não-ideais de operação, via simulações computacionais realizadas em Matlab/Simulink baseando-se no sistema de teste do CIGRE. Esta análise possibilitou indicar os efeitos da geração de harmônicos não-característicos diante as imperfeições da rede elétrica, a qual está conectado o SC-24P proposto. Logo, é efetuada a validação por experimentação em escala reduzida (devido a limitações de recursos laboratoriais) dos mesmos. Com os resultados obtidos, em termos de redução de filtros em ambos os lados CA e CC do sistema convencional, é possível comprovar a viabilidade e aplicabilidade do SC-24P proposto para ser usado em sistemas de transmissão HVDC.

O **capítulo 5** apresenta, para cada uma das configurações dos IPTs, o modelo do SC-48P proposto simulado sob condições ideais em Matlab/Simulink considerando-se a operação do mesmo em modo normal e degradado. Além disso, afim de se comprovar e validar a aplicabilidade do protótipo proposto para ser utilizado em aplicações industriais, uma implementação de protótipo é executada e testada usando recursos laboratoriais disponíveis, para verificações experimentais. Nesta etapa do trabalho, é possível justificar

a segunda parte da tese.

O **capítulo 6** enfatiza as conclusões e estabelece sugestões para possíveis trabalhos futuros que poderiam ser executados dentro das análises apresentadas nesta tese.

2 Revisão do estado da arte

2.1 Considerações gerais

Este capítulo oferece uma revisão bibliográfica mais ampla sobre os sistemas conversores para aplicações em sistemas de transmissão HVDC e retificação industrial. Além disso, os circuitos dos arranjos propostos para melhor entender seu funcionamento e suas perspectivas de aplicação prática, são estabelecidos e descritos nas próximas seções.

2.2 Sistemas conversores em transmissão HVDC

A tecnologia de transmissão HVDC se destacou pela sua performance no fornecimento de energia de longa distância, de interconexão de sistemas de potência assíncronos, de transmissão por cabo subterrâneo e submarino e de aplicações de sistema multiterminais [15, 16]. Usualmente a transmissão HVDC é feita usando conversores de 12-pulsos (vide Figura 1.2 do capítulo 1). A estrutura basicamente é composta por duas pontes conversoras tiristorizadas conectadas em série e um transformador conversor (com conexão D–Y–D) que possibilita a defasagem necessária de 30° entre as tensões secundárias.

Os harmônicos característicos na corrente do lado CA e na tensão CC obedecem à relação $12k \pm 1$ e $12k$ ($k \in \mathbb{Z}_+$), respectivamente. Portanto, filtros CA e CC são geralmente instalados para mitigar estes harmônicos. Além disso, durante o processo de conversão, as pontes conversoras absorvem potência reativa devido a defasagem entre tensão e corrente na entrada dos conversores. Consequentemente, bancos de capacitores são também instalados no lado CA para suprir esta potência reativa. Vale ressaltar, por questão econômica, que uma das principais funções dos filtros CA é compensar uma parte da potência reativa.

Por outro lado, a conexão de estações LCC (*Line Commutated Converter*) a redes elétricas fracas pode causar problemas significativos, por exemplo falha de comutação nas válvulas. Outra grande desvantagem da estrutura convencional está relacionada ao seu consumo de reativos de cerca de 50 a 60% da sua capacidade de transmissão. Portanto, a configuração CCC, mostrada através da Figura 2.1, tem sido desenvolvida pela instalação de capacitores em série entres os transformadores conversores e as válvulas. A inserção destes capacitores reduz o consumo de reativos (10 a 15%) e, consequentemente, reduz os requisitos shunt no sistema CA e atenua a chance de falhas na comutação.

Uma outra questão preocupante é a penetração dos harmônicos nos transformadores mesmo com o uso dos filtros CA no lado da rede elétrica, podendo causar diversos problemas aos transformadores como aumento de temperatura, eficiência baixa, ruídos e

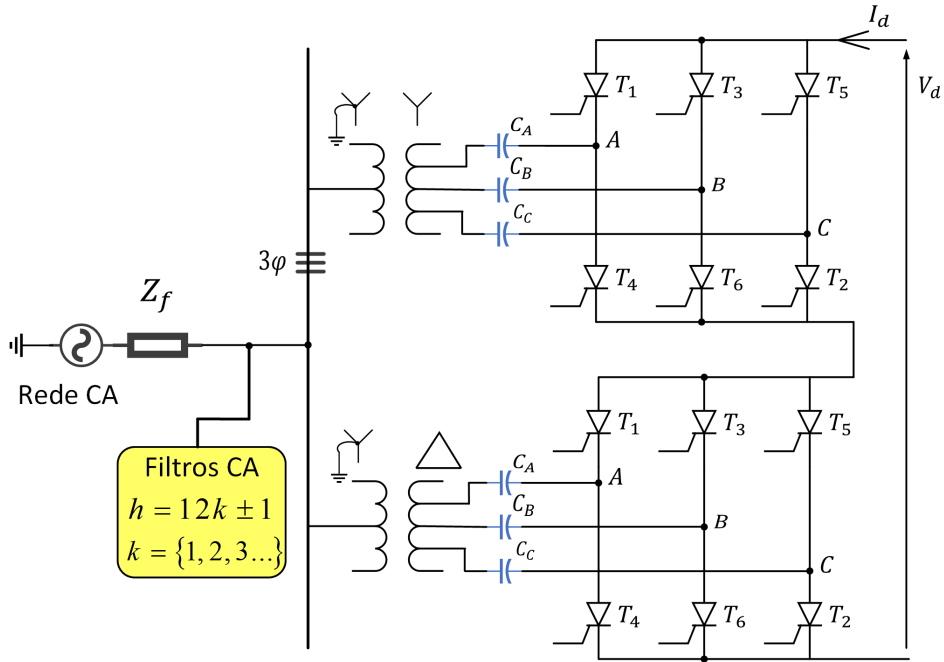


Figura 2.1 – Esquema do conversor CCC.

vibrações etc [27, 1, 28, 29]. Portanto, Liang [1] propôs uma estrutura que utiliza um enrolamento de filtragem conectado em delta e duas pontes conversoras. A Figura 2.2 ilustra o esquema do sistema conversor. Desta forma Liang consegue, através das equações (2.1) e (2.2) estabelecidas cujos desenvolvimentos matemáticos não são expostos, eliminar os 11° e 13° harmônicos presentes na entrada dos transformadores no sistema convencional. No entanto, o uso de filtros nos enrolamentos conectados em delta pode aumentar a probabilidade de ressonância. Também, mesmo com esta técnica proposta por Liang, os mesmos requisitos de filtragem e de reativos são utilizados como no caso do sistema tradicional.

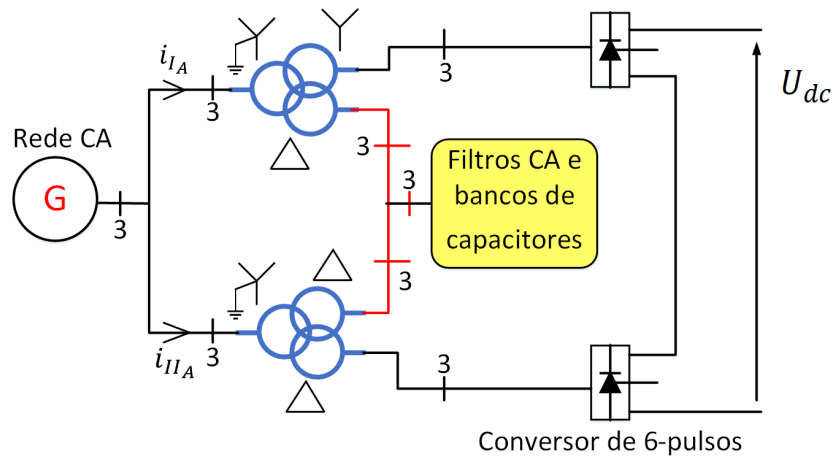


Figura 2.2 – Esquema topológico do SC-12P proposto em [1].

$$i_{IA}(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \cdot \left[(1 + k_1) \cos(\omega t) - \frac{1 - k_{23}}{23} \cos(23\omega t) + \frac{1 - k_{25}}{25} \cos(25\omega t) - \dots \right] \quad (2.1)$$

$$i_{IIA}(\omega t) = \frac{2\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \cdot \left[(1 + k_1) \cos(\omega t) - \frac{1 - k_{23}}{23} \cos(23\omega t) + \frac{1 - k_{25}}{25} \cos(25\omega t) - \dots \right] \quad (2.2)$$

Com a tentativa de eliminar os filtros e o requisito de reativos, Kouro [11] propôs uma estrutura de conversor de 24-pulsos (vide Figura 2.3(a)) que utiliza um transformador com enrolamento multi-secundário e quatro pontes conversoras conectadas em série. Kouro mostrou que esta estrutura pode operar como um conversor de 24-pulsos em condição normal de operação para aplicação em sistema de transmissão HVDC e em modo degradado (por exemplo quando houver uma falha em alguns módulos) como um conversor de 12 e até 6 pulsos apenas para aplicações em acionamentos de velocidade variável.

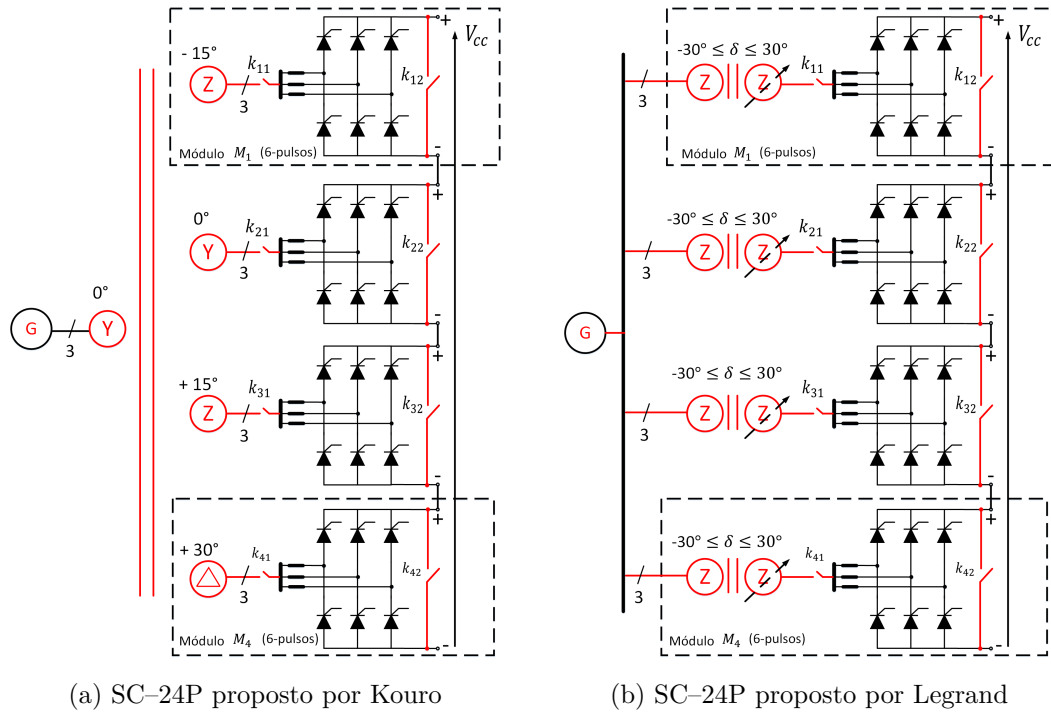


Figura 2.3 – Conversores tradicionais de 24-pulsos propostos para estudos em ST-HVDC.

Legrand [11], para aumentar o nível de confiabilidade da estrutura proposta por Kouro, propôs uma nova estrutura mostrada na Figura 2.3(b) introduzindo o conceito de transformador eletrônico, uma vez que seus ângulos de defasagem e relação de transformação de tensão são reconfiguráveis por comando eletrônico. Desta forma, consegue-se fazer a estrutura operar em modo degradado como um conversor de 18, 12 e até 6-pulsos oferecendo assim uma maior confiabilidade em relação à estrutura proposta por Kouro. No

entanto, o uso do transformador com enrolamento multi-secundário e quatro transformadores eletrônicos torna-se o circuito mais complexo e oneroso. Considerando o aspecto de confiabilidade, custo, facilidade de manutenção e ocupação de espaço físico, foi adotado na primeira etapa da tese outro arranjo de SC-24P para ser utilizado em ST-HVDC, usando dois transformadores especiais idênticos com configuração zig-zague ou delta estendido no primário e quatro conversores de 6-pulsos conectados em série.

2.2.1 Descrição da estrutura do arranjo do SC-24P proposto

No caso da proposta deste trabalho empregando SC-24P usando transformadores especiais mostrado na Figura 2.4, a defasagem das tensões secundárias alimentadoras das pontes conversoras deve ser de 15° e os harmônicos característicos obedecem à relação genérica $24k \pm 1$, $k \in \mathbb{Z}_+$. Portanto, são eliminados os harmônicos 11° e 13° existentes no caso do sistema convencional mostrado na Figura 1.2 e os primeiros harmônicos característicos existentes na referida corrente no lado da rede, são respectivamente os 23° e 25° . Estes harmônicos apresentam amplitudes reduzidas, pois os valores eficazes das componentes harmônicas de ordem n , desprezando-se o efeito da comutação, obedecem à relação I_n/n , sendo I_1 o valor eficaz da componente fundamental e n a ordem do harmônico considerado.

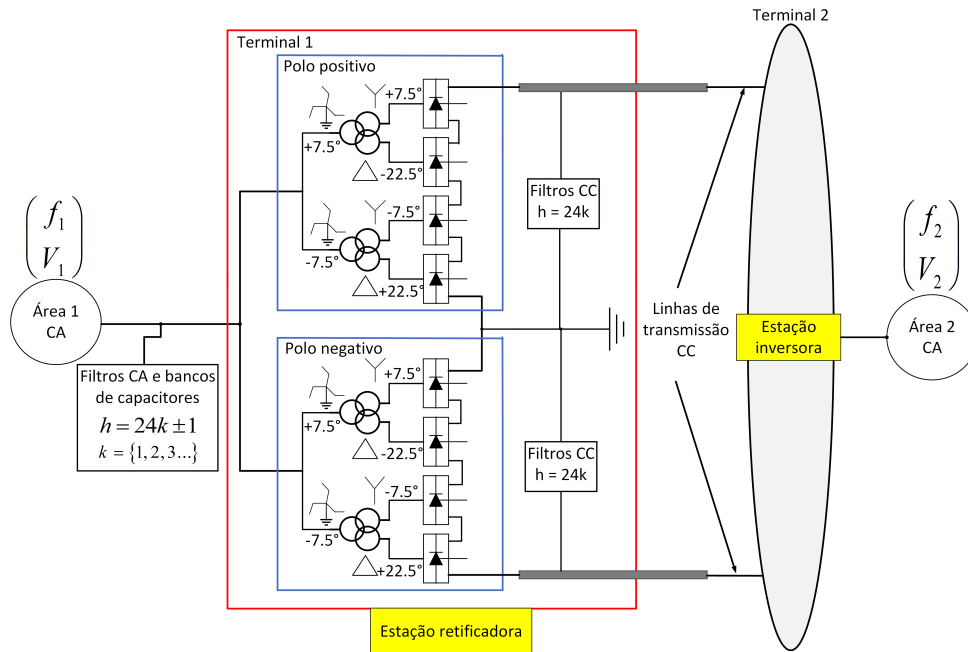


Figura 2.4 – Topologia do SC-24P proposto para ser utilizado em ST-HVDC.

Logo, como vantagem imediata deste arranjo, pode-se citar uma economia na instalação dos filtros necessários no lado da rede do sistema conversor. As conexões propostas dos transformadores especiais no arranjo do SC-24P são do tipo primário zig-zague ou delta estendido (opcional) $+7,5^\circ$, secundário estrela 0° e terciário delta 30° , alimentando conversores CA/CC de 6-pulsos conectados em série, resultando em um sistema de 12-

pulsos. A vantagem do uso de um transformador com $-7,5^\circ$ e outro com $+7,5^\circ$ em relação a um transformador com 0° e outro com $+15^\circ$ está no projeto, isto é, o intuito é de se conseguir transformadores especiais idênticos com a finalidade de facilidade de manutenção. Para obtenção efetiva do SC-24P, utiliza-se uma unidade idêntica de transformador alimentador, bastando-se apenas que se inverta a sequência de fases de alimentação do transformador de três enrolamentos desta segunda unidade, que ficará então, com as defasagens primária zigzague $-7,5^\circ$, secundária estrela 0° e terciária delta 30° . Desta maneira, consegue-se a defasagem necessária de $+15^\circ$ para alimentação das quatro (04) pontes conversoras deste arranjo proposto, com vantagem também de que as unidades secundária e terciária possuem conexões convencionais Y e D.

Ressalta-se ainda que como as unidades são idênticas, resulta num fator favorável considerando-se o aspecto de facilidade de manutenção. Também a conexão primária zigzague propicia o acesso ao neutro para aterramento desta conexão possibilitando a coordenação da proteção, que no caso do sistema convencional de 12-pulsos, é conseguido pelo aterramento da conexão estrela primária. Considerações de projeto do transformador trifásico especial de três enrolamentos ZZ-Y-D, bem como uma melhoria de fator de potência visto pela rede quando se aumenta o número de pulsos do sistema conversor, serão apresentados a seguir nesta tese.

Vislumbra-se aplicações favoráveis da proposta em sistemas multi terminais, nos quais uma derivação de potência ao longo da linha é feita para suprir cargas de comunidade localizadas ao trecho da linha [33]. A proposta é também viável, nos casos de interligações por intermédio de cabos submarinos em locais povoados, nos quais existem limitações de espaço nas subestações em que os filtros passivos são instalados. Nestes casos, já são instalados também filtros ativos, que ocupam menor espaço de instalação e em se utilizando o arranjo de 24-pulsos, consegue-se uma redução na potência destes filtros ativos, fato este benéfico. Além dessas vantagens, o SC-24P proposto pode eficientemente operar como um sistema de 12-pulos e até 6-pulsos em eventos de falhas em algumas partes de um dos transformadores especiais empregados, apenas para aplicação em retificação industrial. Por outro lado, vale ressaltar que este evento, quando ocorrer em ST-HVDC bipolar em algumas partes de um polo específico, este polo é automaticamente desligado e o elo CC passa a operar com apenas um polo com potência reduzida.

Adicionalmente, o SC-24P proposto nesta primeira etapa da tese tem sua aplicabilidade também em sistemas mais elétricos de aeronaves MEA (*More Electric Aircraft*) que geralmente operam com frequência variando de 360 Hz a 800 Hz [34]. Usualmente, conversores CA-CC de 12-pulsos em conjunto com filtros (passivos ou ativos necessários para reduzir o THD da corrente de linha e da tensão de saída para um patamar aceitável) são empregados no sistema de alimentação dos aeronaves [34, 35]. No entanto, o tamanho e o peso dos filtros pode comprometer as vantagens do sistema. Em [36], na sua

tentativa de resolver este tipo de problema, propõe um protótipo de SC-24P utilizando quatro transformadores trifásicos de dois enrolamentos com configuração ZZ-Y e quatro pontes trifásicas CA-CC de 6-pulsos conectadas em paralelo via reatores de interfase. Entretanto, este protótipo desenvolvido em [36] pode ser oneroso ocupando um espaço físico considerável. Levando-se em consideração o que foi mencionado anteriormente, o arranjo do SC-24P proposto nesta tese, utilizando transformadores de três enrolamentos, encontra-se viável também para este tipo de aplicação.

Um artigo, relacionado ao arranjo do SC-24P para aplicação em sistemas de aeronaves, foi recentemente aceito para apresentação na COBEP 2021 (*Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência*) no tópico “aplicações automotivas, aeroespaciais e de transporte da eletrônica de potência”. O protótipo simulado, para a frequência de 400 Hz, sob condições ideais de operação da tensão de alimentação da rede elétrica, atende aos padrões aeronáuticos (RTCA DO-160F e MIL-STD-704F [37]) e apresenta um desempenho satisfatório, em termos de alguns índices de qualidade de energia (%THD da corrente CA e tensão CC, fator de potência, eficiência, consumo de reativos, fator e amplitude de ondulação da tensão CC), em relação à estrutura conversora tradicional. Portanto, esta tentativa de aplicação demonstra uma pesquisa promissora e aberta para futuros trabalhos.

2.3 Sistemas conversores em retificação industrial

A energia elétrica na forma de corrente contínua se faz necessária em alguns processos industriais, como na fundição e extração de alumínio, na produção de cloro, dentre outras [38, 39, 40]. Nestas aplicações, os conversores multi-pulsos CA-CC (MPCs) representam o dispositivo essencial de interface que transmite a potência do gerador para a carga. O uso dos sistemas conversores com característica não linear faz com que a corrente CA de linha da rede elétrica e a tensão CC de carga se diferenciem bastante da onda senoidal e constante, respectivamente, prejudicando-se assim, a qualidade de energia. Logo, por exemplo, quanto ao gerador, a vibração e o sobreaquecimento podem ocorrer se as correntes de linha dos MPCs contiverem grande quantidade de harmônicos [41].

Em outras palavras, os conversores CA-CC injetam correntes harmônicas em ambos os lados CA e CC, as quais causam diversas séries de problemas tais como distorção harmônica nos diversos barramentos do sistema elétrico, aquecimento em máquinas elétricas, perdas adicionais em cabos e transformadores, instabilidades em sistemas de controle eletrônicos, interferências na operação de sistema de proteção, dentre outras. Portanto, uma mitigação harmônica é fortemente necessária para que a rede fornecedora de energia “enxergue” uma corrente CA senoidal e uma tensão CC de carga praticamente constante, evitando-se desta forma, poluição harmônica para o sistema elétrico CA, com a consequência posterior de problemas para os demais consumidores.

Nos últimos anos, muitos trabalhos têm sido desenvolvidos usando três principais métodos, na perspectiva de melhorar a qualidade de energia dos MPCs [2, 42, 43, 44, 3, 45, 4, 46]. O primeiro método baseia-se no aumento do número de fases de saída do transformador defasador para melhorar a capacidade de redução harmônica [2, 43, 44]. A Figura 2.5 ilustra uma das topologias que emprega o primeiro método. Usando este método, consegue-se melhorar simultaneamente o perfil da corrente CA (forma de onda praticamente senoidal) e da tensão CC (com o coeficiente de ondulação mínimo) e, portanto, melhorar a qualidade de energia em ambos os lados CA e CC do sistema conversor. No entanto, o aumento do número de fases do transformador defasador pode envolver uma complexidade e dificuldade no projeto de fabricação uma vez que, neste caso, os tapes calculados dos enrolamentos podem se tornar muito pequenos.

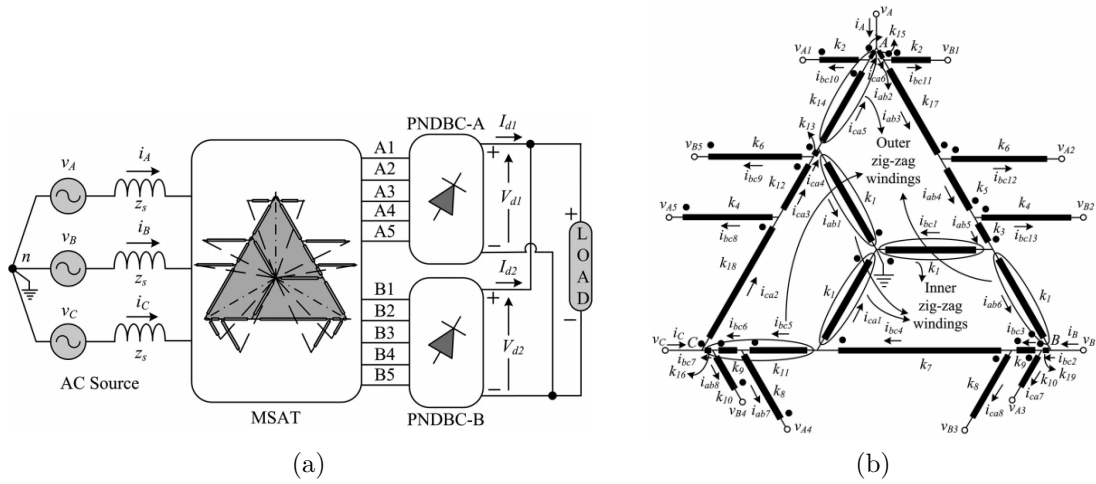


Figura 2.5 – (a) Esquema do conversor e (b) Configuração do enrolamento [2].

O segundo método faz o uso de um reator de interfase (IPR) com múltiplos tapes no barramento CC na saída de um conversor de 12-pulsos (SC-12P) [3, 47]. A Figura 2.6 ilustra uma das topologias que emprega o segundo método. Neste caso, por exemplo se o IPR de dois tapes com os parâmetros ótimos for usado, o SC-12P pode operar como um sistema conversor de 24-pulsos (SC-24P) em condição normal. Quanto ao IPR com três tapes, um circuito auxiliar (usualmente um retificador monofásico a diodos ou a tiristores) colocado na saída do enrolamento secundário do IPR será necessário para que que o SC-12P atinja um sistema conversor de 36-pulsos (SC-36P). Embora o número de tapes do IPR seja uma alternativa para aumentar o número de pulsos do sistema conversor CA-CC, a corrente CC que está fluindo através da carga pode ser elevada causando assim perdas de condução e de comutação nos diodos e tiristores.

O terceiro método trata-se da instalação de um circuito auxiliar com os componentes ativos e/ou passivos no lado CA ou CC do MPC [3, 4]. Em outras palavras, o circuito auxiliar ativo regula as correntes através dos componentes ativos controlando assim a corrente de saída dos conversores CA-CC de 6-pulsos (SC-6P). A Figura 2.7 ilustra uma

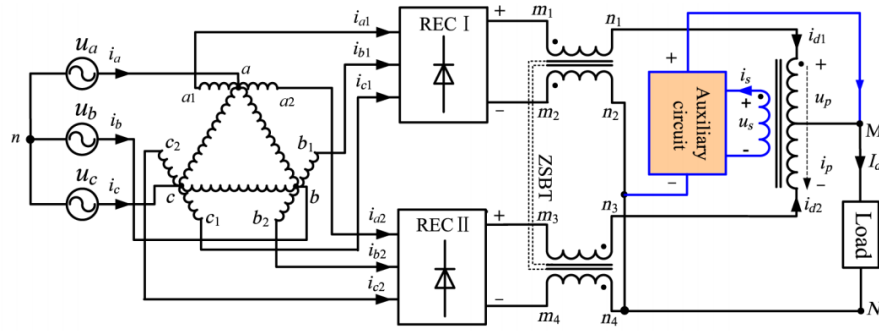


Figura 2.6 – Diagrama esquemático do conversor usando o método 2 [3].

das topologias que emprega o terceiro método. Embora o circuito auxiliar ativo seja uma possibilidade para redução harmônica, os MPCs contendo os circuitos auxiliares ativos não conseguem atingir o número de pulsos requerido para a tensão CC de saída. Para resolver este tipo de problema, uma nova topologia foi abordada em [48]. Basicamente, a estrutura do sistema conversor é composta por um SC-12P contendo um autotransformador conectado em delta e um IPR não-convencional com o retificador auxiliar monofásico a diodos no barramento CC. O enrolamento primário do IPR não-convencional empregado nesta topologia possui três tapes e o enrolamento secundário está conectado a um retificador monofásico a diodos.

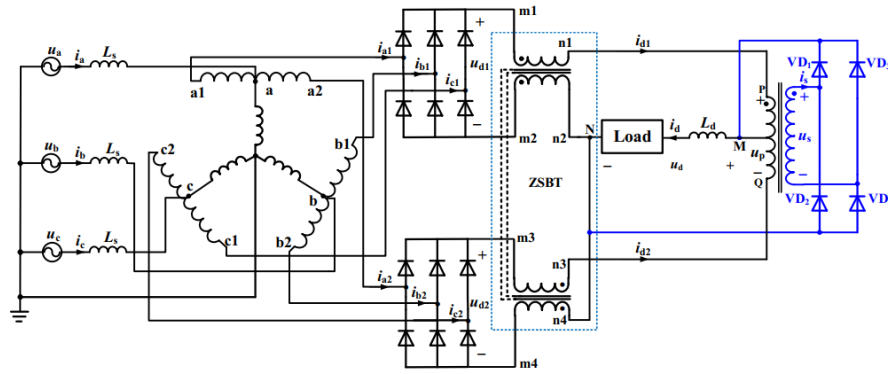


Figura 2.7 – Diagrama esquemático do conversor usando o método 3 [4].

Comparado às topologias que usam os métodos 1 e 2, a solução proposta em [48] pode eficientemente operar em condição normal como um sistema conversor de 48-pulsos (SC-48P) tanto no lado da corrente CA quanto no lado da tensão CC. Portanto, esta topologia oferece um maior desempenho em termos de distorção harmônica da corrente CA e de redução de ondulação na tensão CC, em comparação com os circuitos topológicos desenvolvidos em [2, 43, 44, 3, 47]. A Figura 2.8 ilustra a topologia proposta em [48]. Apesar das vantagens pré-citados do SC-48P proposto em [48], o mesmo pode sofrer problemas de manutenção, complexidade na fabricação do autotransformador e de confiabilidade, fator este extremamente relevante para aplicações industriais de altíssimas correntes, se houver um funcionamento inadequado ou uma possível falha em algumas

partes dos equipamentos empregados. Além disso, o sistema conversor, como mostrado na Figura 2.8, necessita de uma unidade de controle (que pode envolver um custo adicional) para ativar de forma correta os semicondutores usados nesta topologia.

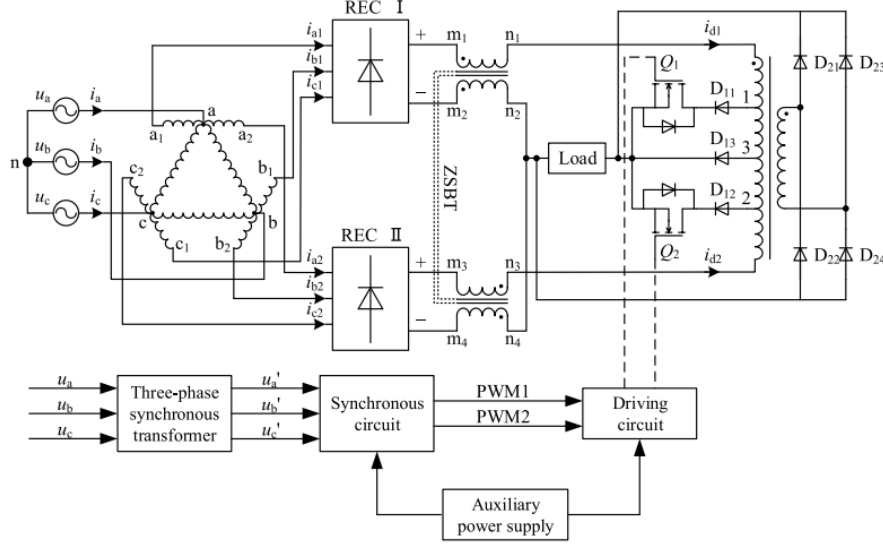


Figura 2.8 – Diagrama esquemático do conversor proposto em [4].

Levando-se em consideração o aspecto de confiabilidade, de disponibilidade de energia, de facilidade de manutenção e de complexidade na fabricação, foi adotado neste artigo outro tipo do SC-48P, para aplicações industriais. O problema essencial com a conexão paralela dos MPCs é que duas pontes conversoras de 6-pulsos devem compartilhar exatamente a mesma corrente CC para alcançar simultaneamente a redução harmônica desejada na corrente CA da rede elétrica e um coeficiente de ondulação mínimo na tensão CC. Portanto, na perspectiva de atender os requisitos harmônicos do SC-48P proposto, esta segunda parte da tese aborda o estudo de um novo protótipo de SC-48P. Brevemente, a topologia do SC-48P proposto usa quatro transformadores trifásicos não-convencionais de três enrolamentos em configuração delta estendido $+7,5^\circ$ no primário, um autotransformador defasador $+7,5^\circ$ e oito SC-6Ps a diodos conectados em paralelo.

2.3.1 Descrição da estrutura de arranjo do SC-48P proposto

A Figura 2.9 ilustra a estrutura de arranjo do SC-48P proposto com dois arranjos do IPT empregado. Nesta Figura, o SC-48P possui dois grupos idênticos (G_1 e G_2) de SC-24P contendo cada um dois transformadores trifásicos não-convencionais idênticos e de três enrolamentos (T_1 e T_2) com a conexão delta estendido $+7,5^\circ$ (DE- $7,5^\circ$) no primário, estrela 0° (Y- 0°) no secundário e delta 30° (D- 30°) no terciário. Cada transformador alimenta dois SC-6Ps conectados em paralelo. Ressalta-se que, para que seja conseguido o SC-24P, utiliza-se uma unidade idêntica de transformador T_2 , bastando-se apenas que se inverta a sequência de fases de alimentação do transformador T_2 , que ficará portanto, com as defasagens primária delta estendido $-7,5^\circ$, secundária estrela 0° e terciária delta

30°. Deste modo, a defasagem entre as tensões secundárias alimentadoras das pontes conversoras deve ser de 15° e os harmônicos característicos da corrente CA de entrada i_j , ($j = \{a, b, c\}$) do SC-24P do grupo G_1 obedecem à relação genérica $h = 24 \cdot k \pm 1$, $k \in \mathbb{Z}_+$. As correntes i_j , i_{rede_j} e i_{aut_j} representam as correntes CA de linha de entrada do grupo G_1 , do SC-48P proposto e do autotransformador defasador, respectivamente.

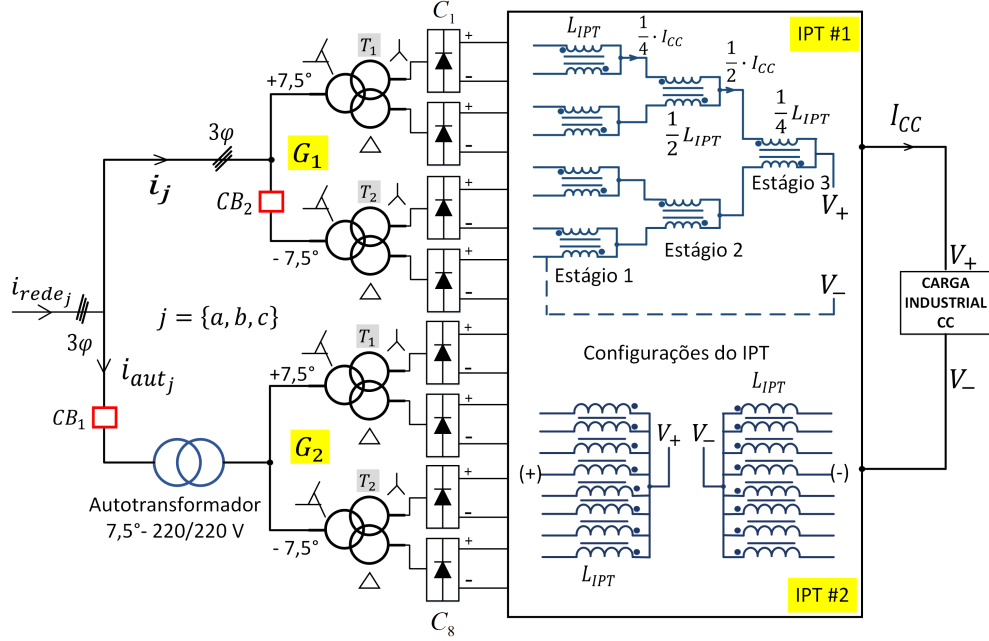


Figura 2.9 – Estrutura de arranjo do SC-48P proposto. CB_1 e CB_2 são os circuitos disjuntores trifásicos.

Os conversores C_i ($i = 1, 2 \dots 8$) representam as pontes conversoras trifásicas de 6-pulsos. Por outro lado, um autotransformador defasador trifásico é empregado para possibilitar uma defasagem de +7,5° entre os grupos (G_1 e G_2), obtendo assim um SC-48P. Portanto, as correntes CA de linha de entrada do autotransformador i_{aut_j} estão defasadas de +7,5° das correntes i_j fazendo com que os harmônicos característicos da corrente CA de linha da rede elétrica do SC-48P proposto obedeçam à relação genérica $h = 48 \cdot k \pm 1$, $k \in \mathbb{Z}_+$. Assim sendo, os primeiros harmônicos característicos na corrente i_{rede_j} do SC-48P proposto são os 47° e 49° harmônicos de magnitude bastante reduzida.

Devido a diferença entre as tensões instantâneas CC de saída das pontes conversoras, por exemplo para um SC-12P, um IPT é necessário para suportar e absorver esta diferença e permitir que cada SC-6P opere de forma independente. Portanto, dois arranjos do IPT são empregados nesta segunda parte da tese, afim de se avaliar seu desempenho no SC-48P proposto e na perspectiva de atender os requisitos de menor distorção harmônica na corrente CA de linha da rede elétrica. No primeiro arranjo do IPT (IPT #1), o valor da indutância do IPT de cada estágio é projetado para ser a metade do valor da indutância do estágio anterior. No segundo arranjo do IPT (IPT #2), os grupos de indutores acoplados, marcados (+) e (-) são conectados aos polos positivos e negativos

na saída das pontes conversoras do SC-48P, respectivamente. Ressalta-se que a carga CC está conectada entre os potenciais V_+ e V_- na saída dos IPTs mostrados na Figura 2.9.

No contexto de aplicações de sistemas industriais modernos, o SC-48P também pode ser favorável para aplicações de acionamentos elétricos (vide Figura 2.10) de grande porte altamente confiáveis na indústria de petróleo, por exemplo, usados para acionar ventiladores, bombas e compressores de alta potência em plataformas offshore [5]. Nesta topologia, existe uma unidade retificadora tradicional como fonte CC para a alimentação de cada grupo trifásico de ponte H conectado em série, para cada fase do motor.

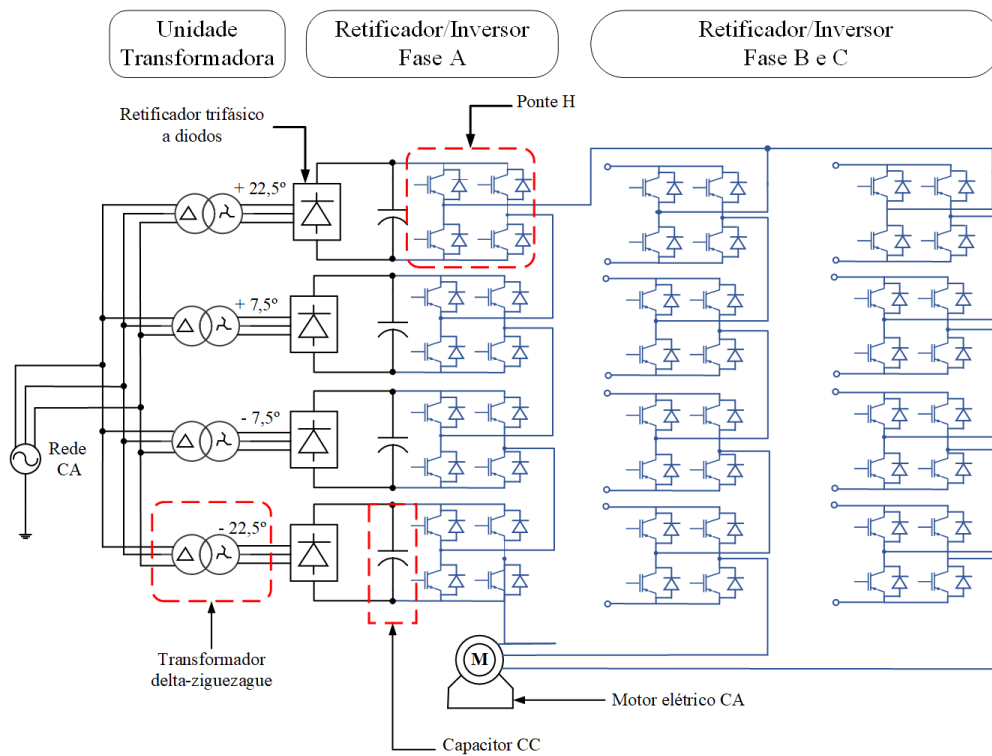


Figura 2.10 – Aplicação recente de transformadores especiais para acionamentos.

Como vantagem imediata, a utilização do SC-48P proposto, por possuir transformadores não-convencionais idênticos, resulta em um fator favorável considerando-se o aspecto de facilidade de manutenção. Além disso, o SC-48P proposto tem aplicações favoráveis na indústria de alumínio onde é requerida altíssimas correntes de serviço da ordem de quilo-ampères. Vislumbra-se também que o sistema conversor proposto pode eficientemente operar como um SC-24P e SC-12P (esta asserção será comprovada via simulações computacionais realizadas) em modo degradado e, portanto, oferecendo assim uma continuidade no fornecimento da energia elétrica e uma maior confiabilidade em relação às outras topologias existentes na literatura científica conhecida.

3 Revisão teórica dos sistemas conversores

3.1 Considerações gerais

Este capítulo apresenta os fundamentos teóricos dos sistemas conversores empregados. No intuito de avaliar teoricamente o perfil das correntes CA de linha no SC-12P convencional e no SC-24P proposto com seus respectivos conteúdos harmônicos, análises matemáticas, sob condições ideais de operação e com o auxílio do programa MathCad, são conduzidas, estabelecidas e processadas usando-se séries de Fourier e o balanço da força magnetomotriz (FMM). Visando contemplar tais metas, os trabalhos desenvolvidos neste capítulo visam estabelecer equações que descrevam as correntes CA de linha e a tensão CC de saída para o conversor SC-12P convencional e SC-24P proposto e, conseqüentemente, avaliar seus respectivos conteúdos harmônicos. Além destas análises, estabeleceu-se de forma generalizada os diferentes tapes dos transformadores e do autotransformador defasador requeridos na implementação do SC-48P proposto. Em seguida, procurou-se avaliar o fator de potência do SC-12P convencional e do SC-24P proposto mediante variações do ângulo de comutação. Por fim, um projeto de cálculo da indutância é elaborado para cada um dos arranjos do IPT requerido na implementação do SC-48P proposto. Os resultados teóricos expostos possibilitaram justificar parcialmente a primeira parte da tese.

3.2 Análise teórica das correntes CA de linha do SC-12P convencional e SC-24P proposto

De acordo com [5], a corrente CA de linha $i_{a_{conv}}$ da fase A de entrada do SC-12P convencional é estabelecida via equação (3.1) usando-se análise de séries de Fourier. A Figura 3.1 ilustra a forma de onda teórica da corrente CA de linha de entrada $i_{a_{conv}}$ do SC-12P, apenas para a fase A, com $0 \leq \theta \leq 4\pi$. A Figura 3.2 ilustra a estrutura do arranjo do SC-12P convencional e do SC-24P proposto, respectivamente. As pontes conversoras representam retificadores trifásicos de 6-pulsos.

$$i_{a_{conv}}(\theta) = \frac{4\sqrt{3}}{\pi} \cdot I_d \left[\sin(\theta) + \frac{1}{11} \cdot \sin(11\theta) + \frac{1}{13} \cdot \sin(13\theta) + \frac{1}{23} \cdot \sin(23\theta) + \dots \right] \quad (3.1)$$

A Figura 3.3 ilustra o diagrama esquemático dos transformadores não-convencionais T_1 e T_2 como mostrados na Figura 3.2. As correntes i_{1Y_j} e i_{1D_j} ($j = \{a, b, c\}$) são as correntes CA de linha de entrada das pontes conversoras Conv. #1 e Conv. #2 (vide Figura 3.2), respectivamente. O eixo (+) na Figura 3.3 é tomado como o eixo positivo da FMM.

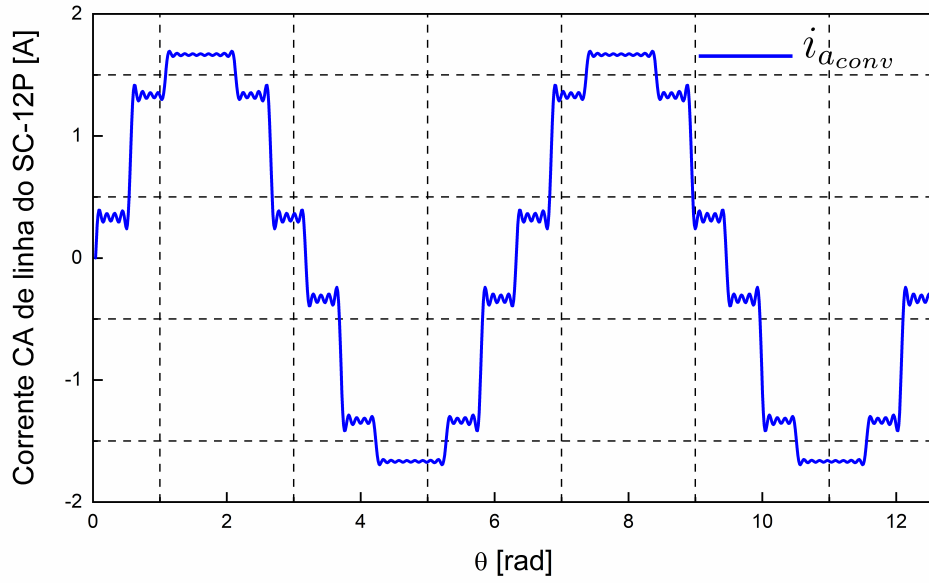


Figura 3.1 – Forma de onda da corrente CA de linha $i_{a_{conv}}$ do sistema tradicional.

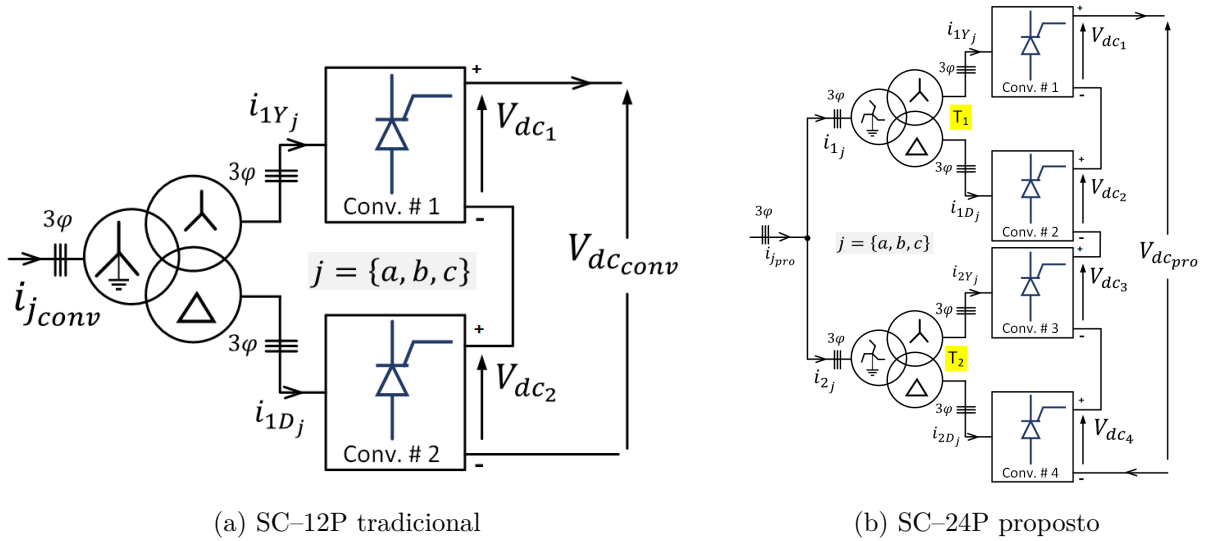


Figura 3.2 – Estrutura da topologia para o conversor de 12 e 24-pulsos.

Por conveniência, as correntes CA de linha adotam valores positivos quando saem pelas marcas de polaridade das bobinas e sentidos negativos quando entram pelas mesmas. Por outro lado, as correntes i'_{1a} e i''_{1a} são as correntes CA de linha refletidas no primário do transformador especial T_1 considerando-se as conexões ZZ-Y e ZZ-D, respectivamente. Adotou-se, para a análise feita nesta seção, algumas premissas a seguir: as tensões CA de alimentação são perfeitamente equilibrada e livres de distorções harmônicas; a impedância dos transformadores especiais é equilibrada (resistência e indutância); a corrente I_d é suposta constante (reatância de alisamento infinita) e o ângulo de comutação das pontes tiristorizadas é considerado nulo. Além disso, considerou-se que as correntes CA

de linha dos enrolamentos secundários e terciários do transformador especial conectado em DE–Y–D são iguais às de entrada de cada ponte conversora.

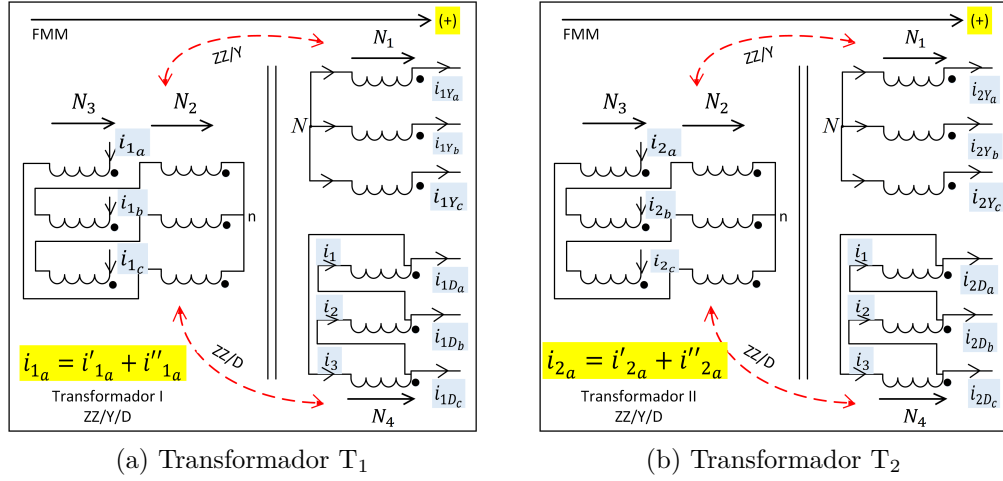


Figura 3.3 – Diagrama esquemático dos transformadores não-convencionais.

Vale ressaltar que os cálculos das correntes CA de linha estabelecidas nesta seção são processados com a ajuda do programa MathCad. Aplicando-se o balanço da FMM para cada uma das três fases, ou seja, $\sum_j FMM_j = \sum_j (N \times i) = 0$ ($j = \{a, b, c\}$), para a conexão ZZ–Y mostrada na Figura 3.3, pode-se estabelecer o sistema de equação (3.2).

$$\begin{cases} N_1 \cdot i_{1Y_a}(\theta) + N_2 \cdot i'_{1_b}(\theta) - N_3 \cdot i'_{1_a}(\theta) = 0 \\ N_1 \cdot i_{1Y_b}(\theta) + N_2 \cdot i'_{1_c}(\theta) - N_3 \cdot i'_{1_b}(\theta) = 0 \\ N_1 \cdot i_{1Y_c}(\theta) + N_2 \cdot i'_{1_a}(\theta) - N_3 \cdot i'_{1_c}(\theta) = 0 \end{cases} \quad (3.2)$$

No qual os parâmetros N_1 , N_2 e N_3 representam os tapes do transformador não-convencional calculados na seção 2.4.1 sendo os resultados obtidos $N_2 = 0,1506 \times N_1$ e $N_3 = 0,9160 \times N_1$ para a relação de transformação 1 : 1 [49], e θ é a frequência angular do sistema elétrico em radianos. Para o modelo dos conversores (SC–24P e SC–48P propostos) simulados, deve-se levar em consideração a relação de transformação 1 : (180/220).

Com base no anexo B apresentado no caso da análise teórica detalhada das correntes de linha do SC–48P proposto, é feito um minucioso desenvolvimento matemático, cujo resultado para o caso do conversor de 24-pulsos proposto, é transcrito através da equação (3.3), fornecendo a expressão global da corrente CA de linha de entrada do transformador T₁. As parcelas de correntes CA de linha i'_{1_j} e i''_{1_j} ($j = \{a, b, c\}$), presentes na equação (3.3), representam as correntes secundárias e terciárias refletidas no primário

do transformador T_1 . Os parâmetros α , β e γ são dados de acordo com a equação (3.4).

$$\begin{bmatrix} i_{1a}(\theta) \\ i_{1b}(\theta) \\ i_{1c}(\theta) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma \\ \gamma & \alpha & \beta \\ \beta & \gamma & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1Y_a}(\theta) \\ i_{1Y_b}(\theta) \\ i_{1Y_c}(\theta) \end{bmatrix}}_{i'_{1j}(j=a,b,c)} + \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha & \beta & \gamma \\ \gamma & \alpha & \beta \\ \beta & \gamma & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{1D_a}(\theta) - i_{1D_b}(\theta) \\ i_{1D_b}(\theta) - i_{1D_c}(\theta) \\ i_{1D_c}(\theta) - i_{1D_a}(\theta) \end{bmatrix}}_{i''_{1j}(j=a,b,c)} \quad (3.3)$$

$$\alpha = \frac{N_1 \cdot N_3^2}{N_3^3 - N_2^3} \quad \beta = \frac{N_1 \cdot N_2 \cdot N_3}{N_3^3 - N_2^3} \quad \text{e} \quad \gamma = \frac{N_1 \cdot N_2^2}{N_3^3 - N_2^3} \quad (3.4)$$

As correntes CA secundárias e terciárias i_{1Y_j} e i_{1D_j} no transformador T_1 são estabelecidas de acordo com a equação (3.5) usando-se análise de series de Fourier, na qual $\varphi_j = \left\{0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}\right\}$ para $(j = \{a, b, c\})$ e $k = 6 \cdot q \pm 1$ ($q \in \{0, 1 \dots 8\}$), $k \in \mathbb{Z}_+$.

$$\begin{cases} i_{1Y_j}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin(k \cdot (\theta - \varphi_j)) \\ i_{1D_j}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{6} - \varphi_j\right)\right) \end{cases} \quad (3.5)$$

Com um procedimento análogo ao apresentado anteriormente para obtenção das correntes CA de linha i_{1j} ($j = \{a, b, c\}$), consegue-se estabelecer de acordo com a equação (3.6) as correntes i_{2j} ($j = \{a, b, c\}$) na entrada do transformador T_2 . As parcelas de correntes CA de linha i'_{2j} e i''_{2j} ($j = \{a, b, c\}$), presentes na equação (3.6), representam as correntes secundárias e terciárias refletidas no primário do transformador T_2 . Vale ressaltar que a sequência de fases das tensões de entrada do transformador T_2 precisa ser invertida para que se obtenha efetivamente o SC-24P proposto.

$$\begin{bmatrix} i_{2a}(\theta) \\ i_{2b}(\theta) \\ i_{2c}(\theta) \end{bmatrix} = \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha & \gamma & \beta \\ \beta & \alpha & \gamma \\ \gamma & \beta & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{2Y_a}(\theta) \\ i_{2Y_b}(\theta) \\ i_{2Y_c}(\theta) \end{bmatrix}}_{i'_{2j}(j=a,b,c)} + \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot \underbrace{\begin{bmatrix} \alpha & \gamma & \beta \\ \beta & \alpha & \gamma \\ \gamma & \beta & \alpha \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_{2D_a}(\theta) - i_{2D_c}(\theta) \\ i_{2D_b}(\theta) - i_{2D_a}(\theta) \\ i_{2D_c}(\theta) - i_{2D_b}(\theta) \end{bmatrix}}_{i''_{2j}(j=a,b,c)} \quad (3.6)$$

Na qual as correntes CA secundárias e terciárias i_{2Y_j} e i_{2D_j} no transformador T_2 são estabelecidas de acordo com a equação (3.7), na qual $\varphi_j = \left\{0, \frac{2\pi}{3}, -\frac{2\pi}{3}\right\}$ para $(j = \{a, b, c\})$, respectivamente e $k = 6 \cdot q \pm 1$ ($q \in \{0, 1 \dots 8\}$), $k \in \mathbb{Z}_+$.

$$\begin{cases} i_{2Y_j}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{12} - \varphi_j\right)\right) \\ i_{2D_j}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta + \frac{\pi}{12} - \varphi_j\right)\right) \end{cases} \quad (3.7)$$

Em definitivo, as correntes CA de linha de entrada $i_{j_{pro}}$ ($j = \{a, b, c\}$) do SC-24P proposto são dadas de acordo com a equação (3.8), soma das correntes de linha i_{1_j} e i_{2_j} .

$$\begin{cases} i_{a_{pro}}(\theta) = i_{1_a}(\theta) + i_{2_a}(\theta) \\ i_{b_{pro}}(\theta) = i_{1_b}(\theta) + i_{2_b}(\theta) \\ i_{c_{pro}}(\theta) = i_{1_c}(\theta) + i_{2_c}(\theta) \end{cases} \quad (3.8)$$

A Figura 3.4 ilustra as formas de ondas teóricas das correntes CA de linha no SC-24P proposto, apenas para a fase A, com $(0 \leq \theta \leq 4\pi)$ e o conteúdo harmônico para ambos os conversores (convencional e proposto). Pode-se observar que a corrente CA de linha $i_{a_{pro}}$ do SC-24P proposto se aproxima mais de uma onda senoidal em relação à corrente de linha $i_{a_{conv}}$ do SC-12P tradicional obtida através da Figura 3.1. A distorção harmônica total (THD) é calculada em função dos valores eficazes da componente fundamental e de todos os harmônicos da corrente de entrada. Nestes cálculos, realizados através do programa MathCad, são considerados apenas os 50 primeiros componentes harmônicos. A faixa de frequência de 60 Hz a 3 kHz é considerada para o cálculo da THD.

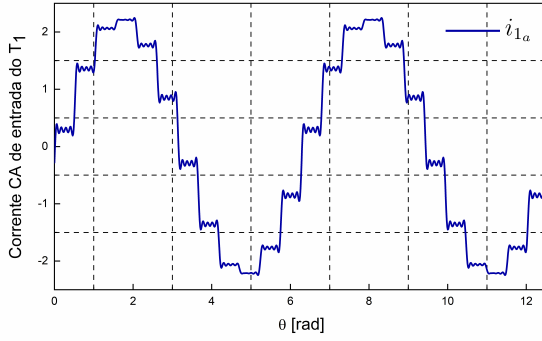
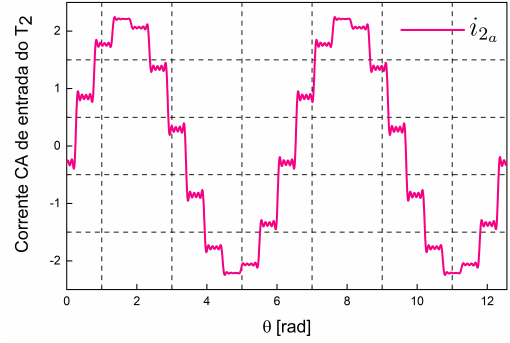
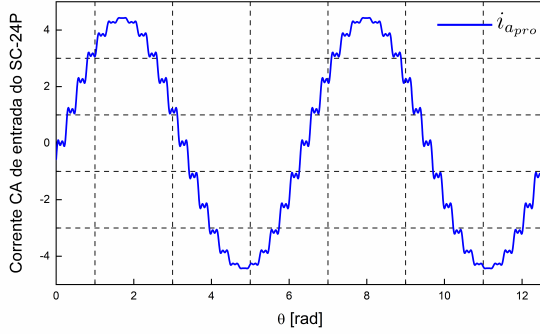
O valor RMS genérico $I_{a_i, rms}$ ($i = \{conv, pro\}$), apenas da fase A das correntes CA de linha de entrada do conversor de 12-pulsos convencional e 24-pulsos proposto, respectivamente é calculado de acordo com a equação (3.9). De uma forma similar, o valor RMS da componente fundamental $I_{1a_i, rms}$ ($k = 1$) é dada através da equação (3.10). Os valores RMS das correntes CA de entrada das outras fases do sistema podem ser obtidos com as expressões estabelecidas em (3.8) e (3.9), uma vez que o sistema de tensões CA foi considerado equilibrado. Consequentemente, o valor teórico da THD das correntes CA de entrada do SC-12P convencional e do SC-24P proposto é dado via (3.11).

$$I_{a_i, rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_{a_i}^2(\theta) d\theta} \quad (3.9)$$

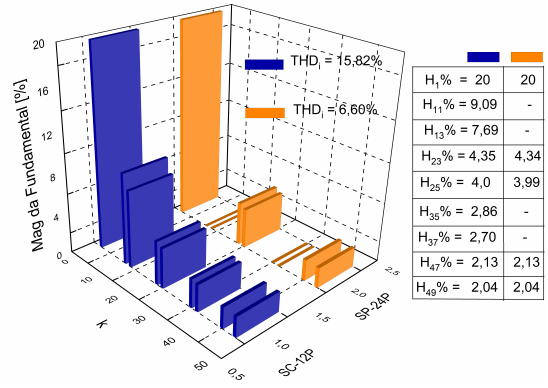
$$I_{1a_i, rms} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} i_{1a_i}^2(\theta) d\theta} \quad (3.10)$$

$$\%THD_i = \frac{\sqrt{I_{a_i, rms}^2 - I_{1a_i, rms}^2}}{I_{1a_i, rms}} \quad (3.11)$$

Pode-se observar na Figura 3.4 que as correntes CA de linha $i_{a_{conv}}$ e $i_{a_{pro}}$ possuem uma THD igual a 15,82% e 6,60%, respectivamente. Portanto, são eliminados os 11° e 13° harmônicos na corrente de linha de entrada do SC-24P proposto.

(a) Corrente de entrada do T_1 (b) Corrente de entrada do T_2 

(c) Corrente de entrada do SC-24P



(d) Espectro harmônico

Figura 3.4 – Resultados teóricos das correntes CA de linha para ambos os conversores.

3.3 Análise teórica das tensões CC de saída dos conversores

As tensões CC de saída de cada ponte conversora, como mostradas na Figura 3.1 podem ser estabelecidas de acordo com as equações (3.12), (3.13), (3.14) e (3.15).

$$V_{cc1}(\theta) = \overline{V_{cc}} + \sum_{k=1,2}^{\infty} V_{A_k} \cdot \cos(6k \cdot \theta) + V_{B_k} \cdot \sin(6k \cdot \theta) \quad (3.12)$$

$$V_{cc2}(\theta) = \overline{V_{cc}} + \sum_{k=1,2}^{\infty} V_{A_k} \cdot \cos\left(6k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)\right) + V_{B_k} \cdot \sin\left(6k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)\right) \quad (3.13)$$

$$V_{cc3}(\theta) = \overline{V_{cc}} + \sum_{k=1,2}^{\infty} V_{A_k} \cdot \cos\left(6k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{12}\right)\right) + V_{B_k} \cdot \sin\left(6k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{12}\right)\right) \quad (3.14)$$

$$V_{cc4}(\theta) = \overline{V_{cc}} + \sum_{k=1,2}^{\infty} V_{A_k} \cdot \cos\left(6k \cdot \left(\theta + \frac{\pi}{12}\right)\right) + V_{B_k} \cdot \sin\left(6k \cdot \left(\theta + \frac{\pi}{12}\right)\right) \quad (3.15)$$

Nas quais os parâmetros $\overline{V_{cc}}$, V_{A_k} e V_{B_k} (coeficientes da série de Fourier), cujo procedimento de cálculo está descrito em anexo C, podem ser estabelecidos de acordo com a equação (3.16) onde α e V_{LL} representam o ângulo de disparo dos tiristores e a tensão RMS fase-fase na entrada das pontes conversoras, respectivamente.

$$\left\{ \begin{array}{l} \overline{V_{cc}} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \cos(\alpha) \\ V_{A_k} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot (-1)^k \cdot V_{LL} \cdot \left[\frac{\cos(6k+1) \cdot \alpha}{6k+1} - \frac{\cos(6k-1) \cdot \alpha}{6k-1} \right] \\ V_{B_k} = \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot (-1)^k \cdot V_{LL} \cdot \left[\frac{\sin(6k+1) \cdot \alpha}{6k+1} - \frac{\sin(6k-1) \cdot \alpha}{6k-1} \right] \end{array} \right. \quad (3.16)$$

As pontes conversoras estão sendo conectadas em série, as tensões CC de saída $V_{cc_{conv}}$ e $V_{cc_{pro}}$ (vide Figura 3.1) do SC-12P tradicional e do SC-24P proposto, respectivamente são conseguidas via equação (3.17), com a ajuda do software MathCad.

$$\left\{ \begin{array}{l} V_{cc_{pro}}(\theta) = \frac{12\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \cos(\alpha) + \sum_{k=1,2}^{\infty} A_k \cdot \sqrt{V_{A_k}^2 + V_{B_k}^2} \cdot \cos(6 \cdot k \cdot \theta - \varphi) \\ V_{cc_{conv}}(\theta) = \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \cos(\alpha) + \sum_{k=1,2}^{\infty} B_k \cdot \sqrt{V_{A_k}^2 + V_{B_k}^2} \cdot \cos(6 \cdot k \cdot \theta - \varphi) \end{array} \right. \quad (3.17)$$

Os parâmetros A_k , B_k e φ presentes na equação (3.17), são estabelecidos de acordo com a equação (3.18).

$$\left\{ \begin{array}{l} A_k = \left(1 + \cos(k \cdot \pi) + 2 \cos\left(\frac{k \cdot \pi}{2}\right) \right) \\ B_k = (1 + \cos(k \cdot \pi)) \\ \varphi = \arctan\left(\frac{V_{B_k}}{V_{A_k}}\right) \end{array} \right. \quad (3.18)$$

A Figura 3.5 ilustra a forma de ondas das tensões instantâneas V_{cc1} , V_{cc2} , $V_{cc_{conv}}$ e $V_{cc_{pro}}$, para o ângulo de disparo $\alpha = 5^\circ$ e $0 \leq \theta \leq 2\pi$ baseando-se nas equações (3.12), (3.13), (3.14) e (3.17). Observa-se uma ondulação menor na tensão CC de saída $V_{cc_{pro}}$ do SC-24P proposto em relação à tensão $V_{cc_{conv}}$ do SC-12P convencional.

A Figura 3.6 ilustra o conteúdo harmônico da tensão CC de saída do SC-12P convencional e do SC-24P proposto. Pode-se observar a eliminação dos 12° e 36° harmônicos.

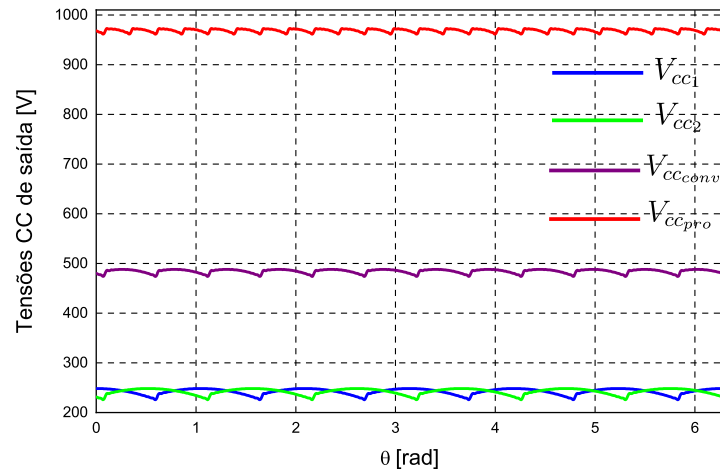


Figura 3.5 – Tensões CC de saída, para o ângulo de disparo $\alpha = 5^\circ$.

O valor teórico da THD do SC-12P e do SC-24P é igual a 8,02% e 3,15%, respectivamente. Isto significa que ao se fazer o uso do SC-24P proposto, consegue-se uma redução nos filtros instalados no lado CC das pontes conversoras. Levando-se em consideração as Figuras 3.4(d) e 3.6, é possível afirmar teoricamente que o SC-24P proposto oferece uma economia nos filtros em ambos os lados CA e CC do ST-HVDC. Portanto, o SC-24P proposto, para ser utilizado em ST-HVDC, se constitui em uma abordagem na redução dos filtros CA e CC inicialmente presentes no sistema tradicional.

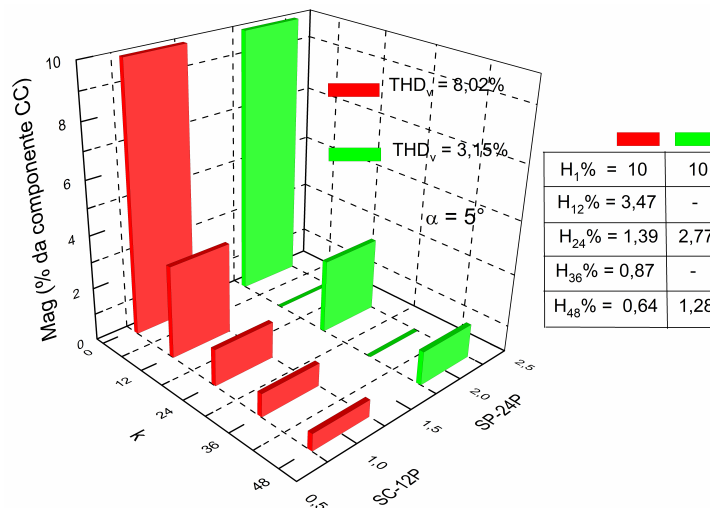


Figura 3.6 – Espectro harmônico do SC-12P convencional e do SC-24P proposto.

3.4 Cálculos dos tapes dos transformadores e autotransformador

Transformadores defasadores são dispositivos indispensáveis em sistemas conversores multi-pulsos e têm como funções principais o defasamento entre tensões primárias

e secundárias para o cancelamento de harmônicos e também para que haja uma tensão secundária adequada e uma isolação elétrica entre o sistema conversor e a rede de fornecimento de energia [50]. Os transformadores especiais empregados, para se conseguir os sistemas conversores de 24 e 48-pulsos propostos, podem ser em configuração ZZ (zigue-zague) ou DE (delta estendido) no primário. A vantagem da conexão ZZ no primário é referida à coordenação de proteção pelo fato do neutro ser disponível.

3.4.1 Transformador com conexão ZZ no primário

A Figura 3.7 ilustra o transformador em configuração ZZ. Os diferentes tapes são determinados baseando-se nos deslocamentos angulares θ [49]. Nesta Figura, (H_1, H_2, H_3) e (X_1, X_2, X_3) são respectivamente os terminais do primário e do secundário. Por outro lado, (cn, nc') e $(c'X'_1, cX_1)$ são as tensões dos enrolamentos em configuração zigue-zague. Aplicando-se a lei dos senos no diagrama fasorial, consegue-se via equação (3.19) os tapes.

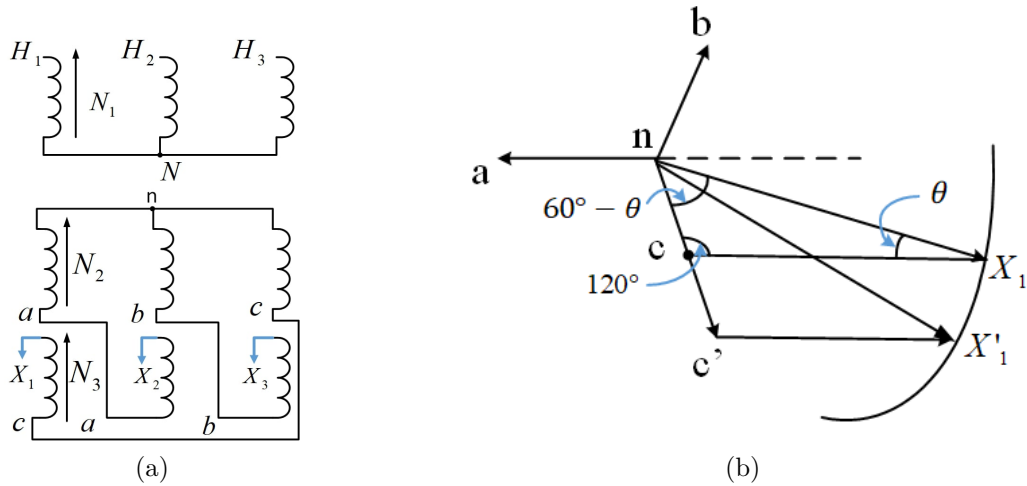


Figura 3.7 – (a) Conexão do transformador e (b) Diagrama fasorial do transformador.

Para o tape 100% (Y/Z-30°), obtém-se: $nX_1 = \sqrt{3} \times c'n$ e $nX_1 = \sqrt{3} \times X'_1c'$. Finalmente, os tapes N_2 e N_3 (%), como mostrado na Figura 3.7 são obtidos a partir do deslocamento angular $\theta = 7,5^\circ$ e seus valores numéricos são $N_2 = cn = 26,10\%$ e $N_3 = X_1c = 158,67\%$. Para a relação de transformação 1:1, o tape 100% corresponde ao $N_2 = N_3 = 0,5773 \times N_1$. Consequentemente, para $\theta = 7,5^\circ$ (Y/Z-7.5°), obtém-se de acordo com a equação (3.19) os tapes $N_2 = 0,1506 \times N_1$ e $N_3 = 0,9160 \times N_1$.

$$\begin{cases} cn = \frac{\sin(\theta)}{\sin(120^\circ)} \times nX_1 \\ X_1c = \frac{\sin(60^\circ - \theta)}{\sin(120^\circ)} \times nX_1 \end{cases} \quad (3.19)$$

3.4.2 Transformador com conexão DE no primário

A Figura 3.8 mostra o transformador em configuração delta estendido. Os diferentes tapes são determinados baseando-se no deslocamento angular θ . Nesta Figura, aX_1 e ab são as tensões da bobina principal e auxiliar da conexão delta estendido. As variáveis N_1 , N_2 e N_3 representam o número de espiras relacionado à conexão estrela (primária) e delta estendido (secundária). Baseando-se no triângulo aX_1X_3 e aplicando-se a lei de senos, a relação trigonométrica pode ser obtida através da equação equação (3.20).

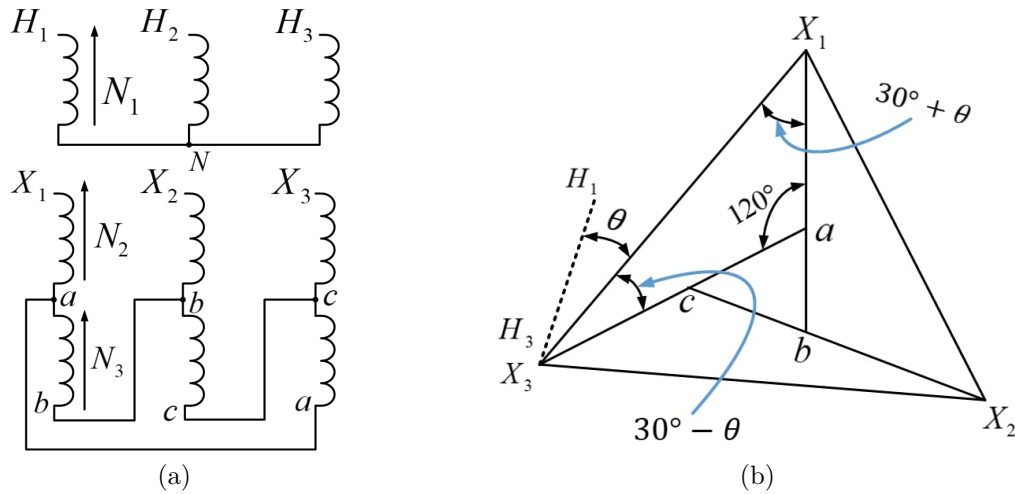


Figura 3.8 – (a) Conexão do transformador e (b) Diagrama fasorial do transformador.

$$\begin{cases} aX_1 = \frac{\sin(30^\circ - \theta)}{\sin(120^\circ)} \times X_1X_3 \\ aX_3 = \frac{\sin(30^\circ + \theta)}{\sin(120^\circ)} \times X_1X_3 \end{cases} \quad (3.20)$$

Considerando-se o tape $X_1X_3 = 100\%$, obtém-se a partir da equação equação (3.20), para o deslocamento angular $\theta = 7,5^\circ$: $aX_1 = 0,4419$ e $ac = aX_3 - cX_3 = aX_3 - aX_1$, ou seja, $ac = 0,7029 - 0,4419 = 0,2610$. Finalmente, os tapes mostrados na Figura 3.8 são deduzidos $N_2 = 44,19\%$ e $N_3 = 26,10\%$. Para a relação de transformação 1:1 e $\theta = 7,5^\circ$, o tape 100% corresponde ao $N_2 = 1,7320 \times 0,4419 \times N_1 = 0,7653 \times N_1$ e $N_3 = 1,7320 \times 0,2610 \times N_1 = 0,4520 \times N_1$.

3.5 Autotransformador trifásico defasador

A Figura 3.9 mostra a topologia do autotransformador tipo $ADZ - 7,5^\circ$ com seu diagrama fasorial. O mesmo tem por fase, uma bobina principal e duas bobinas auxiliares. O ponto “O” na Figura 3.9 representa o neutro. O objetivo é o de determinar os tapes K_b e K_c mencionados na Figura 3.9, com a idéia de obter um deslocamento θ entre a tensão

de entrada U_{OA} e a de saída $U_{OA'}$ e, portanto, conseguir um SC-48P. Aplicando-se a lei dos senos no triângulo AOA' , o valor de K_b e K_c pode ser obtido via equação (3.21).

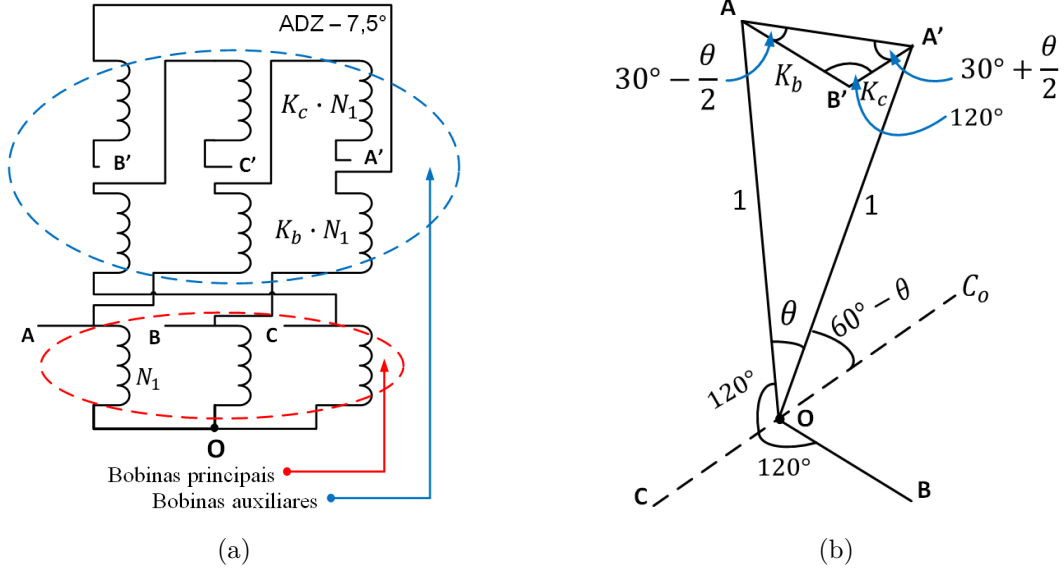


Figura 3.9 – (a) Conexão do autotransformador e (b) Diagrama fasorial.

$$\begin{cases} K_b = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sin(\theta)}{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)} \cdot \sin\left(30^\circ + \frac{\theta}{2}\right) \\ K_c = \frac{2}{\sqrt{3}} \cdot \frac{\sin(\theta)}{\cos\left(\frac{\theta}{2}\right)} \cdot \sin\left(30^\circ - \frac{\theta}{2}\right) \end{cases} \quad (3.21)$$

Considerando-se $\theta = 7,5^\circ$, consegue-se obter tapes $K_b = 0,0839$ e $K_c = 0,0668$ ilustrados na Figura 3.9.

3.6 Análise teórica do fator de potência do SC-12P tradicional e do SC-24P proposto diante das variações do ângulo de comutação

O fator de potência $FP(\alpha, \mu)$ é um dos índices de desempenho mais importantes dos sistemas conversores multi-pulsos, que depende do ângulo de disparo α , do ângulo de comutação μ e da ordem n dos harmônicos presentes na corrente da rede elétrica (isto é, $n = \{11, 13, 23, 25 \dots\}$ se SC-12P for usado e $n = \{23, 25 \dots\}$ se SC-24P for usado). Nesta seção, considera-se apenas para a análise, um conversor de 6-pulsos. Portanto, a dedução do fator de potência para os SC-12P tradicional e SC-24P proposto seria portanto, uma extrapolação das fórmulas básicas implementadas considerando-se simplesmente n .

De acordo com [51], o fator de potência pode ser estabelecido através da equação (3.22).

$$FP(\alpha, \mu) = \begin{cases} \frac{I_1 \times \cos(\alpha)}{\sqrt{(I_1)^2 + \sum_n \left(\frac{I_1}{n}\right)^2}}, & \mu = 0 \\ \frac{FRH_1(\mu, \alpha) \times \cos(\phi_1(\mu, \alpha))}{\sqrt{(FRH_1(\mu, \alpha))^2 + \sum_n \left(\frac{FRH_n(\mu, \alpha)}{n}\right)^2}}, & \mu > 0 \end{cases} \quad (3.22)$$

Na qual as variáveis FRH_n ($n > 1$), FRH_1 , ϕ_1 , I_1 , α e μ representam o fator de redução harmônica para n (ordem harmônica), o fator de redução harmônica para $n = 1$, o ângulo de fase da corrente fundamental, o valor RMS da componente fundamental da corrente, o ângulo de disparo dos tiristores e o ângulo de comutação, respectivamente.

As variáveis FRH_n , FRH_1 e $\phi_1(\mu, \alpha)$, presentes na equação (3.22), podem ser estabelecidas de acordo com a equação (3.23).

$$\begin{cases} FRH_n(\mu, \alpha) = \frac{\sqrt{H^2 + K^2 - 2HK \cos(2\alpha + \mu)}}{\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu)} \\ FRH_1(\mu, \alpha) = \frac{\sqrt{(H_1)^2 + (K_1)^2}}{4(\cos(\alpha) - \cos(\alpha + \mu))} \\ \phi_1(\mu, \alpha) = \tan^{-1} \left(\frac{2\mu + \sin(2\alpha) - \sin(2(\alpha + \mu))}{\cos(2\alpha) - \cos(2(\alpha + \mu))} \right) \end{cases} \quad (3.23)$$

Na qual H , K , H_1 e K_1 são parâmetros auxiliares, para o cálculo de fator de redução harmônica $FRH(\mu, \alpha)$ e podem ser expressos de acordo com a equação (3.24).

$$\begin{cases} H = \frac{\sin\left((n+1)\frac{\mu}{2}\right)}{n+1} \\ K = \frac{\sin\left((n-1)\frac{\mu}{2}\right)}{n-1} \\ H_1 = \cos(2\alpha) - \cos(2(\alpha + \mu)) \\ K_1 = \sin(2(\alpha + \mu)) - \sin(2\alpha) - 2\mu \end{cases} \quad (3.24)$$

A Tabela 3.1 mostra a variação do fator de potência com o aumento do número de pulsos, para qualquer ângulo de disparo α e desprezando-se o efeito de comutação. Observa-se na Tabela 3.1 que à medida que o número de pulsos aumenta, o fator de potência aumenta. O ângulo de comutação μ é considerado até 60° , valor teórico máximo para este ângulo. Portanto, para o ângulo de disparo α igual a 150° , o ângulo de comutação teórico máximo é 30° , no intuito de ter a comutação nas pontes. Na prática, o ângulo de

comutação deve ser menor, garantindo assim, uma margem de comutação nas pontes conversoras. A Figura 3.10 mostra a variação do FP com o ângulo de comutação μ para ambos os conversores e para diferentes ângulos de disparo α . Pode-se observar na Figura 3.10 que à medida que o ângulo de comutação μ aumenta, o fator de potência diminui, para um ângulo de disparo α fixo no caso de operação do conversor como retificador. Também, por outro lado, o fator de potência FP aumenta quando o ângulo de disparo α diminui para um ângulo de comutação μ fixo. Para o caso de operação do conversor funcionando como inversor, acontece o contrário em ambos os casos.

Tabela 3.1 – Variação do fator de potência com n_p , $k \in \mathbb{Z}_+$

Número de pulsos n_p	Fator de potência F_p
6 pulsos ($n_p = 6k \pm 1$)	$0,9550 \times \cos \alpha$
12 pulsos ($n_p = 12k \pm 1$)	$0,9901 \times \cos \alpha$
24 pulsos ($n_p = 24k \pm 1$)	$0,9978 \times \cos \alpha$
48 pulsos ($n_p = 48k \pm 1$)	$0,9996 \times \cos \alpha$

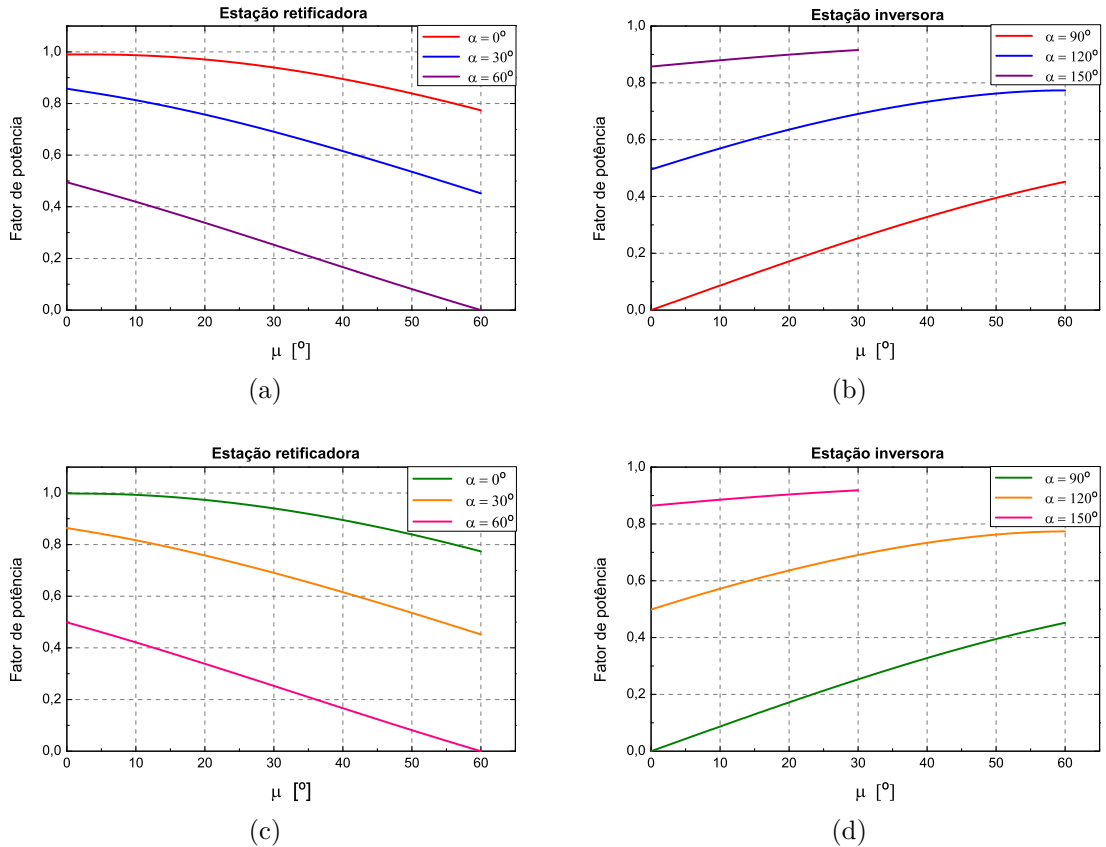


Figura 3.10 – Variação do fator de potência mediante variações do ângulo de comutação μ , para diferentes valores do ângulo de disparo α . (a) e (b) SC-12P convencional. (c) e (d) SC-24P proposto.

3.7 Método de estimação da indutância de ambos os IPTs

Esta seção elabora uma metodologia de cálculo da indutância, para cada uma das configurações do IPT, para o SC-48P proposto mostrado na Figura 2.9. Ressalta-se que usualmente, as correntes harmônicas diminuem com o aumento do valor da indutância do IPT. Portanto, a estimação do valor da indutância do IPT é relevante para atender os requisitos da corrente CA de linha de entrada da rede elétrica do SC-48P proposto. Considerou-se nesta seção que as indutâncias de comutação são equilibradas. Isto é, apenas haverá a presença de harmônicos característicos na tensão CC no lado da carga industrial. Em condições não-ideias de operação, deve-se previamente levar em consideração para o projeto dos IPTs, a transferência dos harmônicos não-característicos na tensão CA, devido à não-idealidade da rede elétrica, para a tensão CC onde são posicionados os IPTs.

3.7.1 Método de estimação do valor da indutância do IPT #2

Inicialmente em [52], foi proposto um método de cálculo usando uma configuração similar à do IPT #2 para estimar o valor da indutância aplicado a um sistema conversor de 18-pulsos (SC-18P). Portanto, este método é fielmente adotado e conduzido aqui no caso do SC-48P proposto. Para estimação do valor da indutância do IPT #2, é essencial estabelecer os parâmetros normalizados de referência do SC-48P proposto.

$$V_{ref} = V_{1Y_j} = V_{1D_j} = V_{2Y_j} = V_{2D_j} = V_{3Y_j} = V_{3D_j} = V_{4Y_j} = V_{4D_j} \quad (3.25)$$

Na qual as tensões V_{1Y_j} , V_{1D_j} , V_{2Y_j} , V_{2D_j} , V_{3Y_j} , V_{3D_j} , V_{4Y_j} e V_{4D_j} ($j = \{a, b, c\}$) são as tensões eficazes fase-neutro de entrada das pontes conversoras C_i ($i = \{1, 2 \dots 8\}$) e V_{ref} é a tensão de referência. A potência, a frequência, a corrente e a impedância de referência são dadas de acordo com a equação (3.26).

$$P_{ref} = \frac{P_{cc}}{24} \quad f_{ref} = f_{rede} \quad I_{ref} = \frac{P_{ref}}{V_{ref}} \quad Z_{ref} = \frac{V_{ref}^2}{P_{ref}} \quad (3.26)$$

Na qual P_{cc} e f_{rede} são a potência CC de saída e a frequência da rede elétrica do SC-48P proposto, respectivamente. O valor normalizado da impedância do IPT #2 pode ser calculado de acordo com a equação (3.27).

$$Z_{IPT-N} = \frac{Z_{IPT}}{Z_{ref}} = \frac{(2\pi \cdot f_{ref})}{V_{ref}/I_{ref}} \cdot L_{IPT} = 2\pi \cdot \underbrace{\frac{I_{ref} \cdot f_{ref}}{V_{ref}}}_{L_{IPT-N}} \cdot L_{IPT} = 2\pi \cdot L_{IPT-N} \quad (3.27)$$

Finalmente, o valor real da indutância do IPT #2 pode ser estabelecido de acordo com a equação (3.28). Nesta equação, a indutância efetiva do IPT #2 é função da indutância normalizada e outros parâmetros conhecidos do sistema. Portanto, a ideia do método

apresentado nesta seção consiste em variar L_{IPT-N} , no intuito de se conseguir uma THD mínima possível. Ressalta-se que esta variação é feita por simulação sob condições ideais de operação do sistema como foram mencionadas na parte introdutiva da seção 3.7.

$$L_{IPT} = L_{IPT-N} \cdot \left(\frac{V_{ref}}{I_{ref} \cdot f_{ref}} \right) = L_{IPT-N} \cdot \left(\frac{24 \cdot V_{1Y_a}^2}{P_{cc} \cdot f_{rede}} \right) \quad (3.28)$$

A Figura 3.11 ilustra a variação da THD com a indutância normalizada L_{IPT-N} . Observa-se que os valores normalizados da indutância L_{IPT-N} maiores que 31 mH correspondem a uma THD praticamente constante. Portanto, este valor pode ser considerado como ótimo para estimar o valor real da indutância L_{IPT} do IPT #2. Considerando-se $V_{1Y_a} = 103,92$ V (valor RMS fase-neutro), $f_{rede} = 60$ Hz e $P_{cc} = 6,4$ kW (80% da potência nominal CC), consegue-se o valor real da indutância $L_{IPT} = 20,92$ mH.

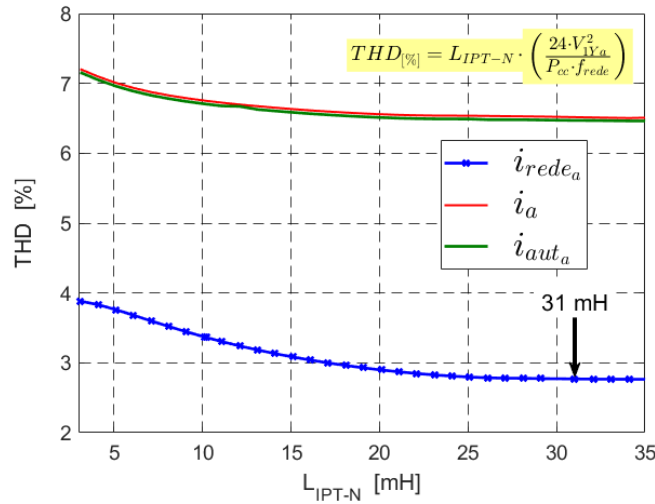


Figura 3.11 – Variação da THD com a indutância normalizada L_{IPT-N} , para as correntes de linha i_{rede_a} , i_a e i_{aut_a} .

3.7.2 Método de estimação do valor da indutância do IPT #1

Para o cálculo do valor da indutância do IPT #1, considera-se inicialmente, a análise de uma parcela extraída do SC-48P proposto ilustrada na Figura 2.9. Pode-se expressar a tensão V_L sobre o indutor de interfase (vide Figura 3.12) de acordo com a equação (3.29), considerando-se que L_{IPT} e L'_{IPT} são iguais, com base na metodologia do procedimento estabelecido em [53].

$$V_L(\theta) = L_{IPT} \cdot \frac{d}{d\theta} (i_{L_{IPT}}(\theta) - i_{L'_{IPT}}(\theta)) + M \cdot \frac{d}{d\theta} (i_{L_{IPT}}(\theta) - i_{L'_{IPT}}(\theta)) \quad (3.29)$$

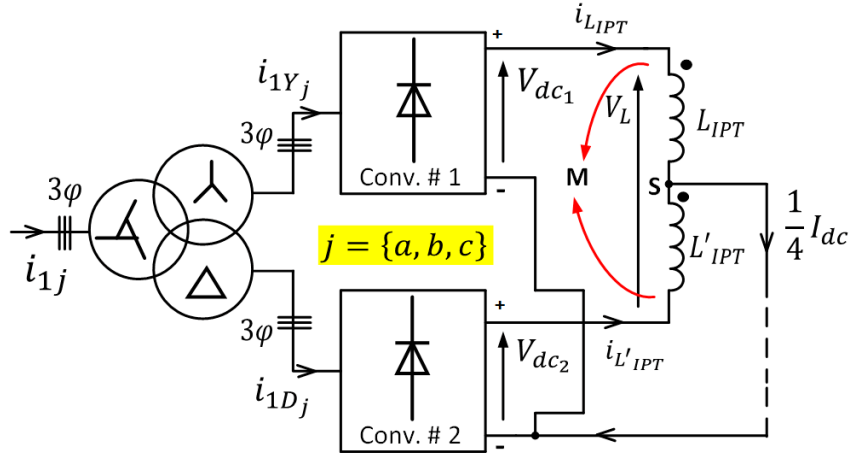


Figura 3.12 – Parcela extraída do SC-48P proposto.

Na qual os parâmetros L_{IPT} , L'_{IPT} e M representam as indutâncias dos indutores de interfase e a indutância mútua, respectivamente. Assumindo-se $L_{IPT} \cong M$, a equação (3.29) pode ser reescrita de acordo com a equação (3.30).

$$V_L(\theta) = 2 \cdot L_{IPT} \cdot \frac{d}{d\theta} (i_{L_{IPT}}(\theta) - i_{L'_{IPT}}(\theta)) \quad (3.30)$$

No nó S na Figura 3.12, tem-se: $i_{L'_{IPT}}(\theta) = \frac{1}{4} \cdot I_{cc} - i_{L_{IPT}}(\theta)$. Portanto, a equação (3.30) pode ser reescrita via equação (3.31) supondo-se que a ondulação na corrente $\left(\frac{1}{4} \cdot I_{cc}\right)$ é desprezível em relação à ondulação das correntes nas pontes $i_{L_{IPT}}$ e $i_{L'_{IPT}}$.

$$V_L(\theta) = 4 \cdot L_{IPT} \cdot \frac{d}{d\theta} (i_{L_{IPT}}(\theta)) \quad (3.31)$$

De acordo com a equação (3.31), o valor efetivo da indutância do IPT #1 é igual a quatro vezes a indutância própria de cada indutor. Por outro lado, a tensão V_L é igual à diferença entre as tensões instantâneas CC de saída V_{cc1} e V_{cc2} de cada ponte conversora de 6-pulsos, para o ângulo de disparo α igual a 0° (pontes a diodos) e pode ser expressa de acordo com a equação (3.32) baseando-se nas equações (3.12) e (3.13).

$$\begin{aligned} V_L(\theta) &= V_{cc1}(\theta) - V_{cc2}(\theta) = \sum_{k=1,2}^{\infty} 2 \cdot \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sqrt{V_{A_k}^2 + V_{B_k}^2} \cdot \cos(6 \cdot k \cdot \theta) \\ &= \sum_{k=1,2}^{\infty} 2 \cdot \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \left| \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \left\{ \frac{1}{6k+1} - \frac{1}{6k-1} \right\} \cdot (-1)^k \right| \cdot \cos(6 \cdot k \cdot \theta) \\ &= \frac{12\sqrt{6}}{\pi} \cdot V_{1Y_a} \cdot \sum_{k=1,2}^{\infty} \frac{1}{36k^2 - 1} \cdot \sin\left(k \cdot \frac{\pi}{2}\right) \cdot \sin(6 \cdot k \cdot \theta) \end{aligned} \quad (3.32)$$

Lembrando que as saídas das pontes conversoras trifásicas do SC-48P proposto estão sendo conectadas em paralelo, o 6º harmônico ($k = 1$) é portanto, considerado como predominante na tensão CC de saída e a equação (3.32) pode ser reescrita via (3.33).

$$V_L(\theta) = \underbrace{\frac{12\sqrt{6}}{35 \cdot \pi} \cdot V_{1Y_a}}_{V_{L_{pico}}} \cdot \sin(6 \cdot \theta) \quad (3.33)$$

Em definitivo, o valor da indutância do IPT #1 pode ser calculado usando-se a equação (3.34), cujas equações são equivalentes.

$$\begin{cases} I_{L_{IPT_{pico}}} = \frac{V_{L_{pico}}}{2\pi \cdot (6 \cdot f_{rede}) \cdot (4 \cdot L_{IPT})} \\ \Delta I_{L_{IPT}} = \frac{\Delta V_L}{2\pi \cdot (6 \cdot f_{rede}) \cdot (4 \cdot L_{IPT})} \end{cases} \quad (3.34)$$

Na qual o parâmetro $V_{L_{pico}}$ é o pico da tensão, $I_{L_{IPT_{pico}}}$ é o pico da corrente, ΔV_L é a ondulação na tensão V_L e $\Delta I_{L_{IPT}}$ é a ondulação na corrente $I_{L_{IPT}}$. As indutâncias L_{IPT} e L'_{IPT} dos indutores acoplados são calculadas arbitrando uma ondulação máxima igual $\Delta I = 10\%$ (este valor é normalmente especificado pelo projetista). Considerando-se que as amplitudes das ondulações $\Delta I_{L_{IPT}}$ e $\Delta I_{L'_{IPT}}$ são iguais, consegue-se estabelecer de acordo com a equação (3.35):

$$\Delta I_{L_{IPT}} = \Delta I_{L'_{IPT}} = \frac{I_{dc} \cdot \Delta I}{8} = \frac{2 \cdot V_{L_{pico}}}{2\pi \cdot (6 \cdot f_{rede}) \cdot (4 \cdot L_{IPT})} \quad (3.35)$$

Finalmente, a indutância L_{IPT} do IPT #1 para o SC-48P proposto é estabelecida de acordo com a equação (3.36). Portanto, considerando-se $P_{cc} = 6,4$ kW, $f_{rede} = 60$ Hz, $\Delta I = 10\%$ e $V_{1Y_a} = 103,92$ V, o valor da indutância é igual a $L_{IPT} = 18,66$ mH.

$$L_{IPT} = \frac{72 \cdot V_{1Y_a}^2}{35 \cdot \pi^3 \cdot f_{rede} \cdot P_{cc} \cdot \Delta I} \quad (3.36)$$

Vale ressaltar que na configuração do IPT #1, o valor da indutância de cada estágio é projetado para ser a metade do valor da indutância do estágio anterior. Além disso, os valores da indutância L_{IPT} calculados usando-se as equações (3.28) e (3.36), para o transformador de interfase IPT #2 e IPT #1, respectivamente são especificados nas simulações computacionais realizadas no Capítulo 5.

3.8 Considerações finais

Este capítulo apresentou, por meio da ferramenta de balanço da FMM e de análise de Fourier, um estudo matemático de ambos os conversores (12-pulsos convencional e 24-

pulsos proposto) baseando-se em determinadas condições ideais de operação do sistema. Esta análise proporcionou-se concluir parcialmente a aplicabilidade do conversor proposto em transmissão HVDC-LCC. Em seguida, fórmulas generalizadas foram estabelecidas, com o objetivo de calcular, para qualquer deslocamento, os tapes do autotransformador defasador e dos transformadores especiais de três enrolamentos empregados no projeto. Também, análises do fator de potência são feitas mediante variações do ângulo de comutação. Concluiu-se através destas análises que o SC-24P proposto oferece uma melhoria no fator de potência em relação ao conversor de 12-pulsos convencional. Afinal, uma metodologia de cálculo da indutância, no caso do SC-48P proposto, é elaborada levando-se em consideração com base nas condições ideais de operação do sistema, para cada um dos arranjos dos IPTs. Os resultados teóricos parciais obtidos neste capítulo comprovam o desempenho do SC-24P proposto, em termos de mitigação harmônica, em comparação com o SC-12P convencional. Em outras palavras, ao utilizar o SC-24P proposto, consegue-se uma redução favorável nos filtros CA e CC previamente instalados no SC-12P tradicional. Portanto, pode-se confirmar parcialmente a viabilidade e aplicabilidade do SC-24P proposto para ser empregados em sistema de transmissão HVDC.

4 Simulação dos arranjos SC–12P e SC–24P sob condições não-ideais de operação e validação por experimentação dos protótipos

4.1 Considerações gerais

No capítulo anterior foi exposto um desenvolvimento teórico dos conversores SC–12P convencional e SC–24P proposto baseando-se em condições ideais de operação. Esta análise tornou possível destacar apenas a presença dos harmônicos característicos dos sistemas conversores. Na prática, no entanto, as seguintes imperfeições podem influenciar os harmônicos: desequilíbrio ou distorção da tensão CA de alimentação; desequilíbrio entre as tensões secundárias do transformador; desequilíbrio entre os ângulos de disparo das pontes conversoras; desequilíbrio entre as impedâncias (resistências e indutâncias) de linha da rede elétrica e dos transformadores; presença de tensões harmônicas que teriam sido causadas por uma fonte externa qualquer por exemplo; desequilíbrio entre os componentes no ramo dos conversores; erro de disparo; etc. Isso, de certa forma, resultará na geração de harmônicos não-característicos de todas as ordens. Tais harmônicos devem ser levados em consideração ao projetar o equipamento, especialmente os filtros CA e CC. Este capítulo, portanto, tem como objetivo apresentar, via simulação com o auxílio do software Matlab/Simulink, o estudo da geração de harmônicos não-característicos do SC–12P convencional e SC–24P proposto mediante condições não-ideais de operação. Para o propósito, utilizou-se o sistema de teste do “CIGRÉ Benchmark HVDC System”, por ser um sistema de teste amplamente utilizado para o estudo de simulação dos sistemas de transmissão HVDC. Além disso, um protótipo laboratorial em escala reduzida é implementado e testado para validação experimental. Os resultados decorrentes deste desenvolvimento mostraram um desempenho satisfatório do SC–24P proposto em termos de melhoria da qualidade de energia, em relação ao SC–12P convencional.

4.2 Descrição do sistema de teste do CIGRÉ empregado

O sistema de teste utilizado nas simulações é ilustrado na Figura 4.1, que corresponde a um sistema monopolar de 12-pulsos, 500 kV–1000 MW. A rede CA equivalente do retificador é de 345 kV e 230 kV, respectivamente e opera na frequência de 50 Hz com relação de curto-circuito (SCR) igual a 2,5. Os filtros, por sua concepção, têm efeito capacitivo. Portanto, além de sua característica de filtragem, também são uma fonte de

reativo capacitivo, tal qual um capacitor shunt. Assim sendo, os capacitores C_{1r} , C_{2r} e C_{4r} no lado retificador e C_{1i} , C_{2i} e C_{4i} do lado inversor se encarregam para o suprimento total de reativos (625 MVar) consumidos pelos conversores no sistema.

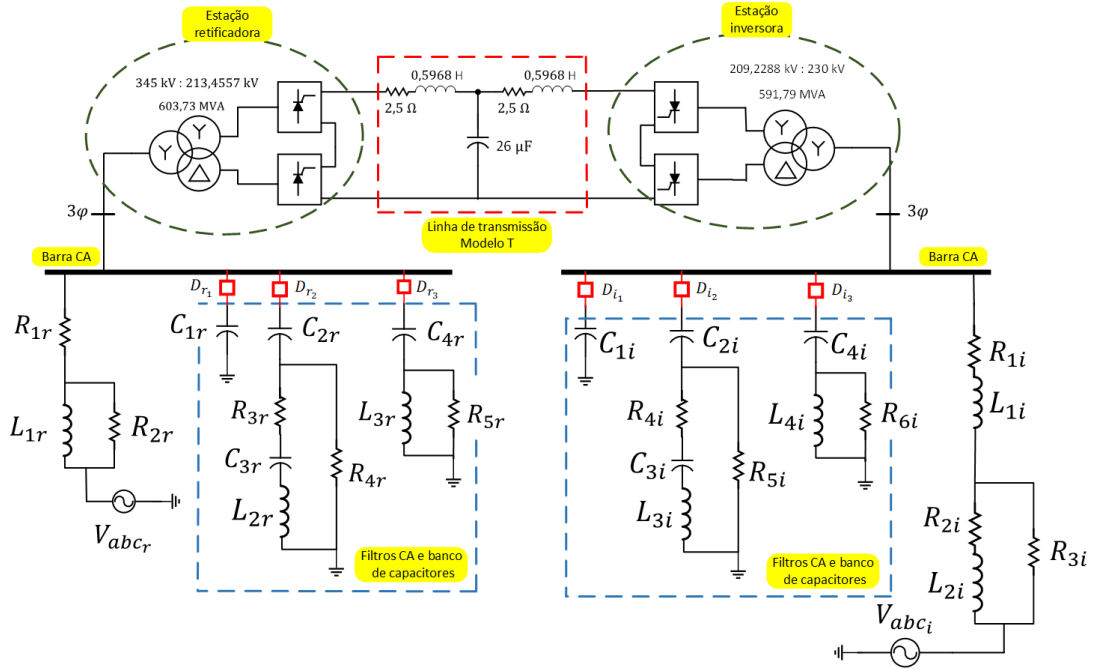


Figura 4.1 – Sistema de teste do CIGRE contendo conversores de 12-pulsos. As chaves D_{aj} , $a = \{r, i\}$ e $a = \{1, 2, 3\}$ representam na prática circuitos disjuntores.

As tabelas 4.1 e 4.2 mostram apenas os parâmetros dos filtros CA, dos bancos de capacitores e da rede CA em ambos os lados retificador e inversor, respectivamente.

Tabela 4.1 – Valores dos parâmetros da estação retificadora 345 kV.

Resistência (Ω)		Capacitância (μF)		Indutância (mH)	
R_{1r}	3,737	C_{1r}	3,342	L_{1r}	151
R_{2r}	2160,633	C_{2r}	6,685	L_{2r}	136,4
R_{3r}	27,76	C_{3r}	74,28	L_{3r}	13,6
R_{4r}	261,87	C_{4r}	6,685		
R_{5r}	83,32				

Tabela 4.2 – Valores dos parâmetros da estação inversora 230 kV.

Resistência (Ω)		Capacitância (μF)		Indutância (mH)	
R_{1i}	0,7406	C_{1i}	7,522	L_{1i}	36,5
R_{2i}	0,7406	C_{2i}	15,04	L_{2i}	36,5
R_{3i}	24,81	C_{3i}	167,2	L_{3i}	60,6
R_{4i}	13,23	C_{4i}	15,04	L_{4i}	6,1
R_{5i}	116,38				
R_{6i}	37,03				

A Figura 4.2 ilustra o mesmo sistema, todavia, alterando-se a estrutura dos transformadores de forma a contemplar um arranjo de 24 pulsos. Para tanto, as modificações efetuadas na estrutura apresentada na Figura 4.1 foram:

- Como dois transformadores estão sendo empregados no SC-24P proposto, as potências aparentes S_r e S_i dos transformadores do lado retificador e inversor, respectivamente são iguais à metade do valor considerado no caso do SC-12P convencional;
- Os valores das resistências e indutâncias dos transformadores especiais no SC-24P proposto são atualizados levando-se em consideração as potências aparentes S_r e S_i ;
- Para manter a tensão CC igual a 500 kV, as tensões RMS secundárias V_{sr} e V_{si} dos transformadores especiais, respectivamente do lado retificador e inversor no SC-24P são ajustados à metade dos valores considerados no SC-12P convencional;
- Os filtros CA presentes no SC-12P convencional são retirados no caso do SC-24P proposto. No entanto, é importante ter em mente que esses filtros têm duas funções principais, uma é de eliminar os harmônicos na corrente de linha e outra é de compensar a potência reativa consumida pelos conversores. Portanto, os capacitores C_{2r} , C_{4r} , C_{2i} e C_{4i} precisam ser mantidos no sistema de teste contendo o SC-24P proposto com o intuito de atender o requerimento de reativos.

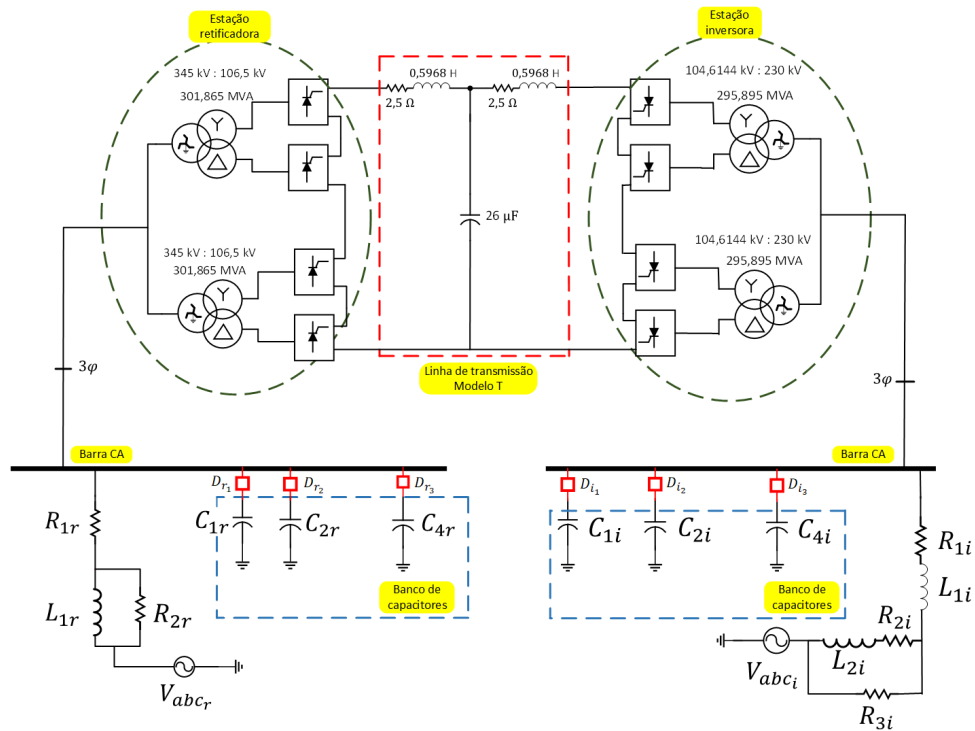


Figura 4.2 – Sistema de teste do CIGRE contendo conversores de 24-pulsos proposto. As chaves D_{aj} , $a = \{r, i\}$ e $a = \{1, 2, 3\}$ representam circuitos disjuntores.

A Tabela 4.3 mostra os parâmetros adicionais não mencionados anteriormente, na qual α e γ representam o ângulo de disparo dos tiristores da estação retificadora e o ângulo de extinção dos tiristores da estação inversora, respectivamente.

Tabela 4.3 – Parâmetros do sistema de teste do CIGRE.

Parâmetros	Retificador	Inversor
Potência de base	100 MVA	100 MVA
Tensão da fonte ($V_{abc,r,i}$)	$1,088\angle 22,18^\circ$ p.u	$0,935\angle -23,14^\circ$ p.u
Tensão nominal CC ($V_{or,i}$)	500 kV	500 kV
Corrente nominal CC (I_{ord})	2 kA	2 kA
Reatância do transformador ($X_{c,r,i}$)	0,18 p.u	0,18 p.u
Frequência do sistema (f)	50 Hz	50 Hz
Ângulo mínimo (α, γ)	$\alpha_{rmin} = 15^\circ$	$\gamma_{min} = 15^\circ$

Na Figura 4.3 são ilustradas, tanto para o SC-12P tradicional quanto para o SC-24P proposto, as curvas de resposta em frequência do módulo e fase das impedâncias equivalentes dos conjuntos de filtros harmônicos e banco de capacitores instalados na estação retificadora 345 kV (curvas marrom e azul) e inversora 230 kV (curvas roxa e verde). Estas curvas foram plotadas em escala logarítmica.

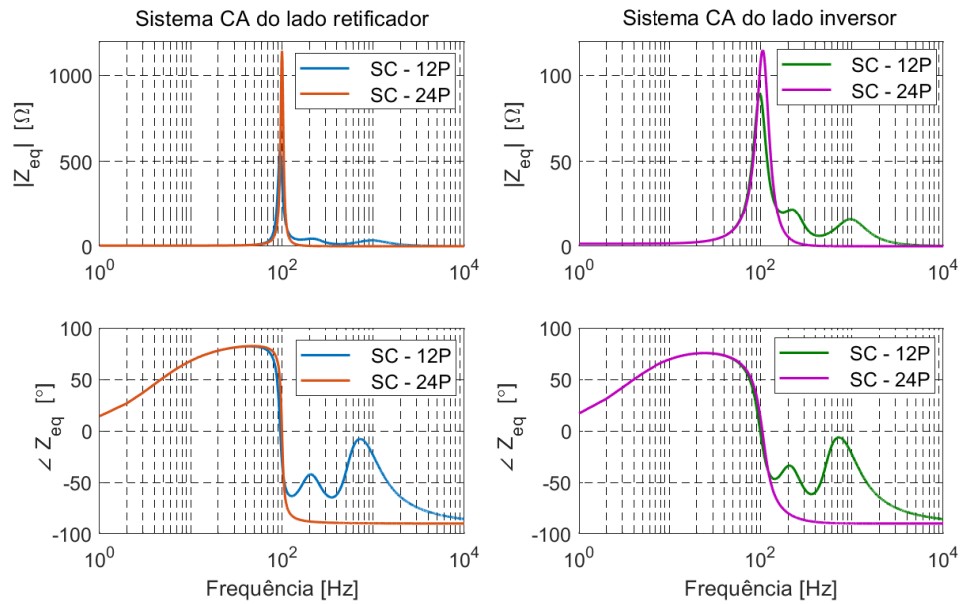


Figura 4.3 – Módulo e fase das impedâncias dos conjuntos de filtros e banco de capacitores instalados em ambas as estações.

Pode-se observar na Figura 4.3, tanto para o SC-12P convencional quanto para o SC-24P proposto, uma ressonância paralela evidente muito próxima do 2º harmônico. Esta ressonância seria uma “dificuldade” propositalmente incluída previamente no sistema de teste do CIGRÉ. Em outras palavras, por exemplo, a presença do 2º harmônico não-característico na corrente CA possivelmente causaria o surgimento das 1ª e 3ª componentes no lado CC. Por sua vez, uma componente fundamental no lado CC causaria

uma componente CC e um segundo (na frequência antirressonante) no lado CA. A componente CC pode causar saturação do transformador, e isso, em combinação com as malhas de transferência harmônica, pode impor condições desfavoráveis nas ações de controle CC. Por outro lado, o amortecimento fornecido por resistências trazidas pelos filtros CA, no caso do SC-12P convencional, participaria na redução dos efeitos prejudiciais da ressonância em relação ao SC-24P proposto. No caso do SC-24P proposto, os filtros CA são removidos e pode-se notar evidentemente um aumento da impedância ressonante do sistema CA do lado retificador e inversor. Esta característica específica seria uma desvantagem do SC-24P proposto em comparação com o SC-12P tradicional. Vale ressaltar que o fenômeno de ressonâncias pode ter impacto na estabilidade do sistema de potência e, portanto, para o projeto dos filtros, este aspecto precisa ser levado em consideração.

4.3 Simulações dos SC-12P e SC-24P sob condições não-ideais

Para validar parcialmente a primeira parte da tese, os sistemas conversores SC-12P convencional e SC-24P proposto, apresentados nas Figuras 4.1 e 4.2, são modelados e simulados em regime permanente em Matlab/Simulink empregando-se blocos já disponíveis em sua biblioteca. Em seguida, com o objetivo de indicar os efeitos da operação não ideal, cinco (05) cenários foram analisados. Como premissas, assumiu-se numa primeira hipótese uma operação normal do sistema cujas tensões da rede de ambas as estações retificadora e inversora são consideradas simétricas, equilibradas e livre de harmônicos.

4.3.1 Escolha dos ângulos de disparo das estações conversoras

Em operação normal no lado retificador, o ângulo de atraso α_{rN} deve ser superior a α_{rmin} para que haja tensão positiva aplicada às válvulas, permitindo assim o disparo e condução dos tiristores. Por outro lado, em operação normal do lado do inversor, o ângulo de atraso α_{iN} deve ser limitado abaixo de um valor máximo para que haja um ângulo de extinção mínimo γ_{min} . A equação (4.1) estabelece as condições dos ângulos de disparo de ambas as estações conversoras e as expressões dos parâmetros α_{rN} e γ_N [54].

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_{rN} \geq \alpha_{rmin} \\ \alpha_{iN} \leq (180^\circ - \gamma_{min} - \mu) \\ \mu = \cos^{-1}(\cos(\gamma_N) - X_{[p.u.]}) - \gamma_N \end{array} \right. \quad \left\{ \begin{array}{l} \alpha_{rN} = \cos^{-1}\left(\frac{V_{dr}}{V_{dor}} + \frac{X_{cr} \cdot I_{ord}}{\sqrt{2} \cdot V_{ac_r}}\right) \\ \gamma_N = \cos^{-1}\left(\frac{V_{di}}{V_{doi}} + \frac{X_{ci} \cdot I_{ord}}{\sqrt{2} \cdot V_{ac_i}}\right) \end{array} \right. \quad (4.1)$$

Considerando-se a seguir $V_{dr} = 510$ kV; $V_{di} = 500$ kV; $V_{ac_r} = 213,4557$ kV; $V_{ac_i} = 209,2288$ kV; $X_{cr} = X_{ci} = 0,18$ pu e $I_{ord} = 2$ kA, obtém-se: $V_{dor} \simeq 576,533$ kV; $V_{doi} \simeq 565,1163$ kV; $\alpha_{rN} \simeq 28^\circ$; $\gamma_N \simeq 27,64^\circ$; $\mu \simeq 17,46^\circ$ e $\alpha_{iN} \simeq 150^\circ$.

Os valores de disparo α_{rN} e α_{iN} calculados são apenas teóricos de acordo com as especificações do sistema de teste do CIGRÉ. Consequentemente, a potência reativa genérica que as pontes conversoras do lado retificador teria consumida, em condições normais de operação, pode ser calculada de acordo com a equação (4.2). Com base nos valores considerados anteriormente, consegue-se deduzir a potência reativa: $Q_{conv}^r \simeq 542,34$ MVar ($\mu = 0$) e $Q_{conv}^r \simeq 545,66$ MVar ($\mu > 0$). Vale lembrar que a potência reativa utilizada em sistema de transmissão HVDC baseado em CSC é de aproximadamente 50 – 60% da capacidade do terminal durante as condições nominais de funcionamento e mais elevada sob condições transientes [55]. Como foi mencionado anteriormente, a potência reativa total fornecida pelo banco de capacitores C_{1r} , C_{2r} e C_{4r} no lado retificador e C_{1i} , C_{2i} e C_{4i} do lado inversor, no caso do sistema de teste do CIGRÉ, equivale a 625 MVar. Este valor, portanto, como era de se esperar, é maior que Q_{conv}^r , pois o ângulo de disparo α_{rN} é calculado apenas em condições nominais de operação do sistema.

$$Q_{conv}^r(\alpha_{rN}, \mu) = \begin{cases} V_{dr} \cdot I_{dr} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\cos(\alpha_{rN})}\right)^2 - 1} & \mu = 0 \\ V_{dr} \cdot I_{dr} \cdot \sqrt{\left(\frac{1}{\cos(\alpha_{rN}) - \psi}\right)^2 - 1} & ; \psi = \frac{X_{cr} \cdot I_{dr}}{\sqrt{2} \cdot V_{acr}} \quad \mu > 0 \end{cases} \quad (4.2)$$

4.3.2 Descrição dos modelos simulados

A Figura 4.4 ilustra a modelagem em Matlab/Simulink do sistema de teste do CIGRE de 12-pulsos apresentado na Figura 4.1. Um circuito PLL (Phase Locked Loop) trifásico é utilizado para detectar o ângulo de fase dos sistemas CA. Este ângulo, por sua vez, é aplicado na entrada de um CGP (Circuito Gerador de Pulsos) que gera os pulsos requeridos para ativação dos tiristores de ambas as estações conversoras. Este procedimento é realizado através do bloco “circuito de sincronismo e de disparo”.

A Figura 4.4 ilustra a modelagem em Matlab/Simulink do sistema de teste do CIGRE contendo o conversor de 24-pulsos proposto. Os valores dos tapes calculados no Capítulo 3, dos transformadores especiais com configuração ZZ no primário, são considerados para parametrização do transformador no modelo de simulação. Os transformadores especiais de três enrolamentos foram implementados baseando-se nos transformadores monofásicos já disponíveis na biblioteca do software. Cada conversor CA-CC de 6-pulsos a tiristores possui seu próprio circuito de sincronismo (para detecção da frequência angular) e de disparo. A Figura 4.6 ilustra a estrutura do diagrama simulado SC-24P.

A Figura 4.7 ilustra a estrutura interna da estação retificadora. Dois transformadores especiais de três enrolamentos com conexão ZZ-Y-D como mostrado na Figura 4.2 alimentam quatro (04) pontes conversoras de 6-pulsos conectadas em série. Observa-se

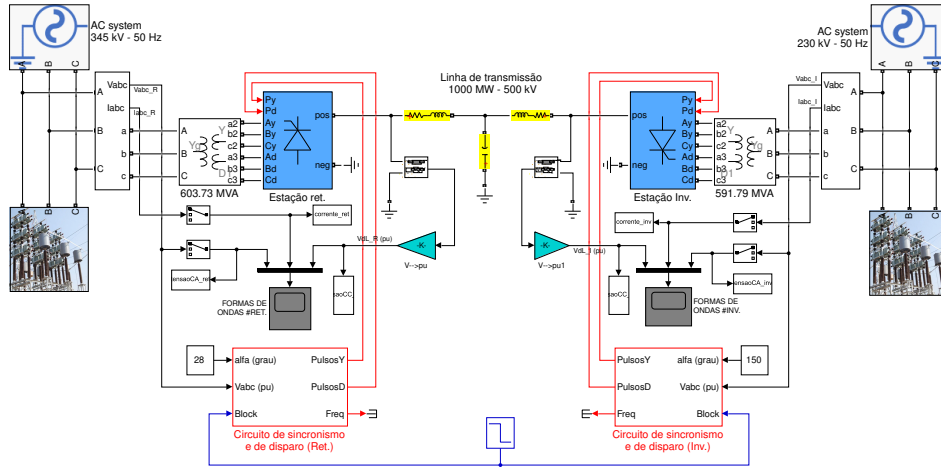


Figura 4.4 – Sistema de teste do CIGRE contendo o SC-12P convencional.

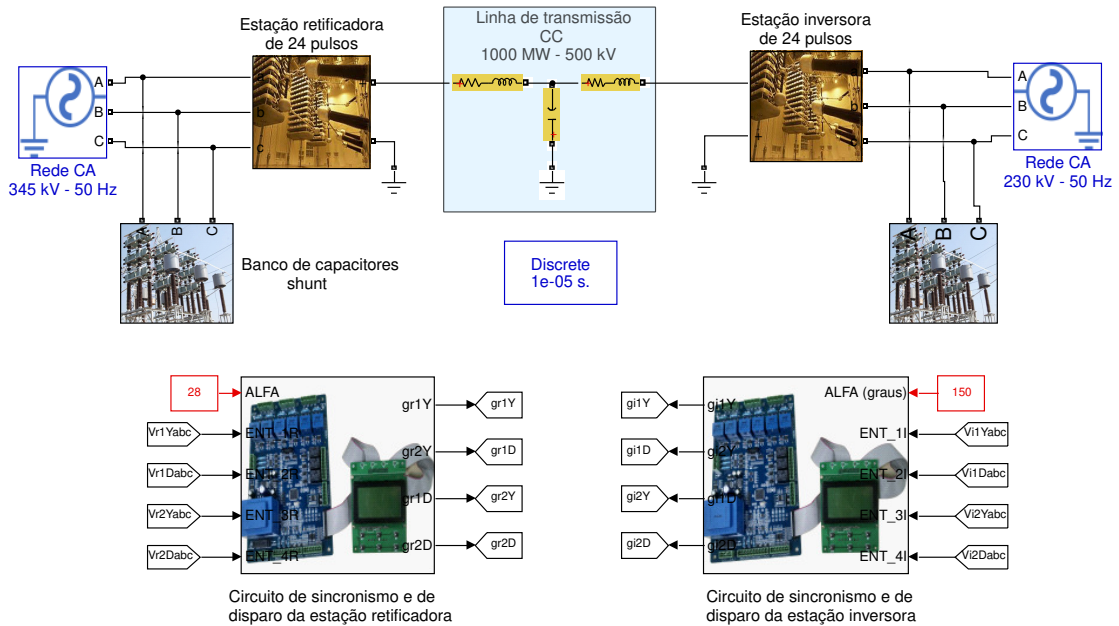


Figura 4.5 – Modelo simulado do SC-24P proposto.

que a sequência de fase das tensões no primário da segunda unidade do transformador é invertida para que se obtenha efetivamente um SC-24P proposto. A estação inversora possui uma estrutura interna similar à da estação retificadora.

A Figura 4.8 ilustra a estrutura interna do transformador não convencional. O esquema de fiação é feito baseando-se no Capítulo 3. Para o controle dos tiristores das pontes conversoras, é implementado o circuito de sincronismo e de disparo para as ambas as estações conversoras. As entradas (A, B, C) e saídas (a', b', c') e (a'', b'', c'') representam a conexão primária, secundária e terciária, respectivamente.

A Figura 4.9 ilustra tal circuito. As tensões de fase medidas (v_{ab} , v_{bc} , v_{ca}) no secundário dos transformadores são transformadas em tensões de linha (v_{an} , v_{bn} , v_{cn}) e, logo, são aplicadas nas entradas dos blocos de sincronismo para detectar os ângulos de

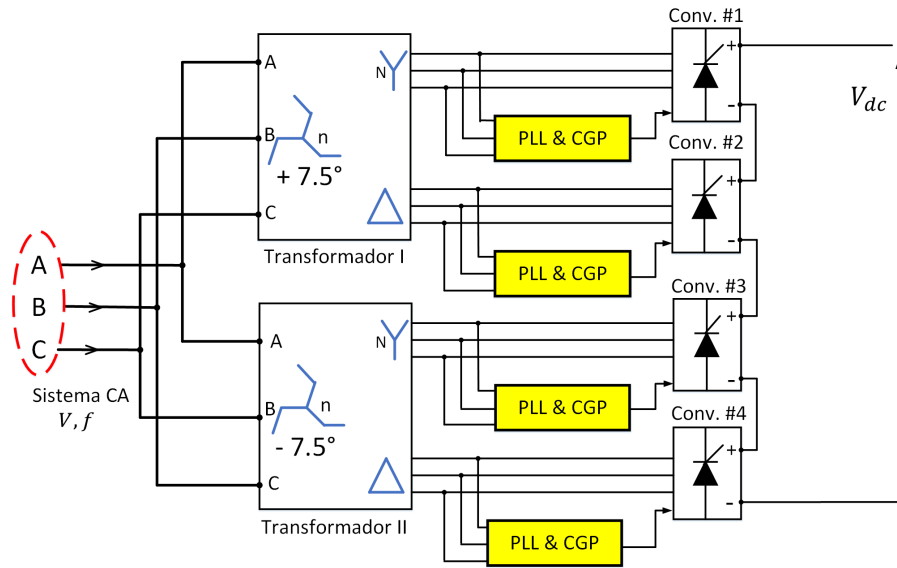


Figura 4.6 – Estrutura do diagrama do SC-24P. Os blocos PLL e CGP representam o circuito de sincronismo e gerador de pulsos, respectivamente.

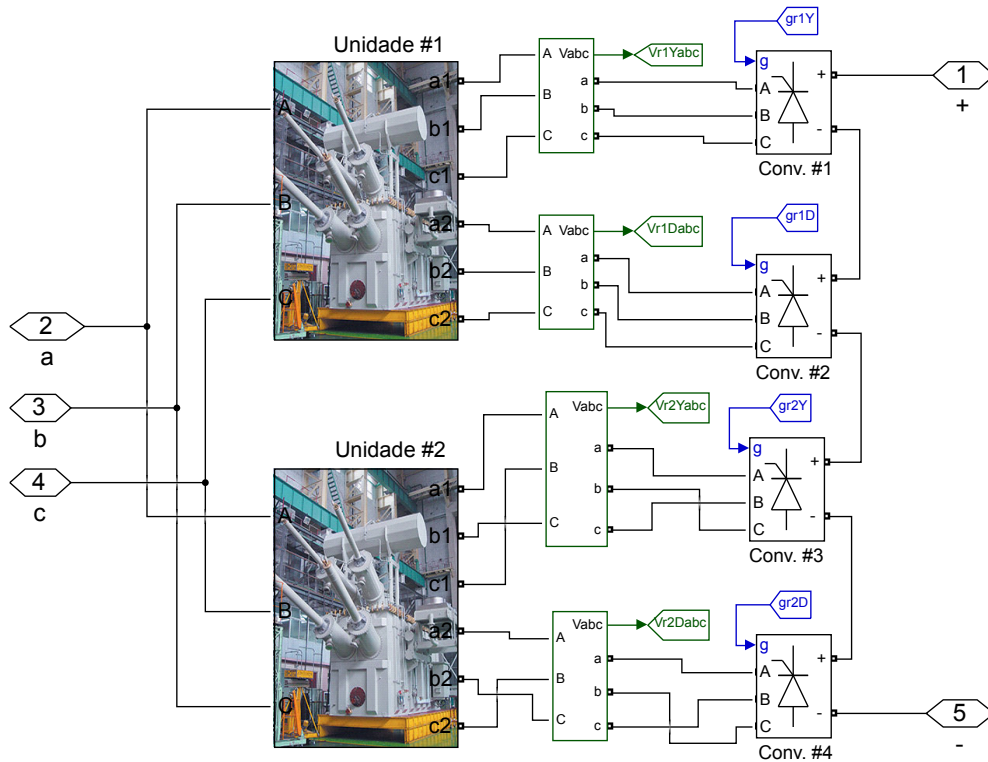


Figura 4.7 – Estrutura interna da estação retificadora.

fase θ_i , $i \in \{1, 2, 3, 4\}$ necessários para os circuitos de disparo. Como foi mencionado anteriormente, cada ponte conversora possui um CGP (circuito gerador de pulsos). Isto é, os ângulos θ_i provenientes dos circuitos PLL são aplicados na entrada de cada CGP para gerar os pulsos requeridos para as estações conversoras.

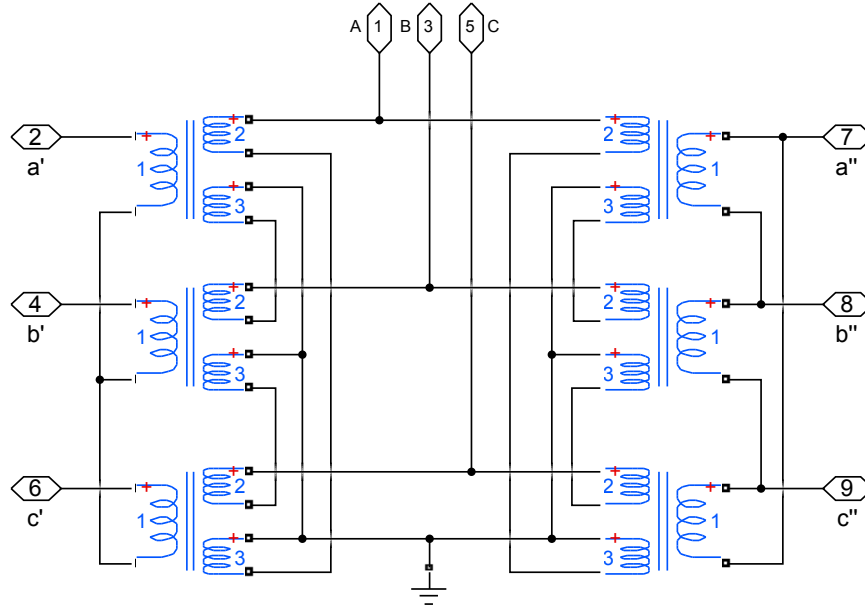


Figura 4.8 – Estrutura interna do transformador não convencional.

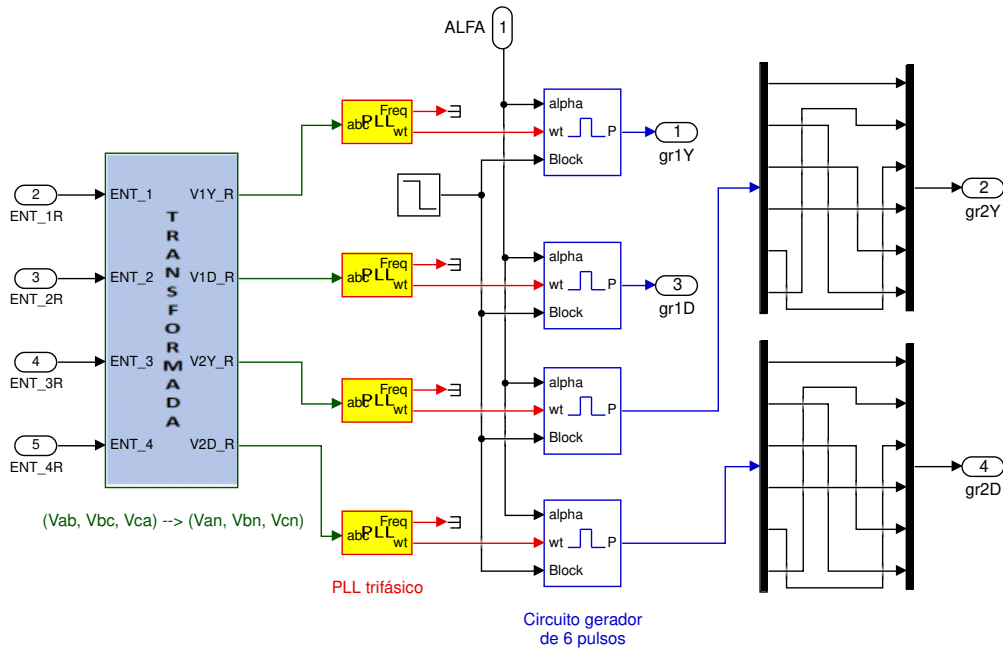


Figura 4.9 – Estrutura interna do controle dos tiristores das estações conversoras.

4.4 Resultados de simulação e discussões

Como já foram mencionados anteriormente na parte introdutiva deste capítulo, alguns eventos podem levar a geração de harmônicos não característicos. Portanto, visando mostrar estes efeitos de geração, apresenta-se a seguir cinco cenários de análise para ambos os sistemas conversores. Assumiu-se numa primeira hipótese um sistema de tensões CA de alimentação simétricas, equilibradas e livre de harmônicos.

Cenário 1: Mostrar a operação do SC-12P convencional e SC-24P proposto sob condições equilibradas. Como resultados para as análises, são apresentadas as formas de ondas das correntes harmônicas CA injetadas no sistema e tensões CC de saída bem como seus respectivos espectros harmônicos, para ambas as estações conversoras.

Especificações: Tensões CA equilibradas sem distorção harmônica, $\hat{V}_{a_r} = \hat{V}_{b_r} = \hat{V}_{c_r}$; $\hat{V}_{a_i} = \hat{V}_{b_i} = \hat{V}_{c_i}$ (valor de pico fase-fase). As impedâncias de linha da rede CA são equilibradas para as ambas estações. Isto é, $R_{1r_a} = R_{1r_b} = R_{1r_c}$; $R_{2r_a} = R_{2r_b} = R_{2r_c}$; $L_{1r_a} = L_{1r_b} = L_{1r_c}$; $R_{1i_a} = R_{1i_b} = R_{1i_c}$; $L_{1i_a} = L_{1i_b} = L_{1i_c}$; $R_{2i_a} = R_{2i_b} = R_{2i_c}$; $L_{2i_a} = L_{2i_b} = L_{2i_c}$; $R_{3i_a} = R_{3i_b} = R_{3i_c}$. Os ângulos de disparo são iguais aos valores nominais calculados anteriormente: $\alpha_{r_N} \simeq 28^\circ$; $\alpha_{i_N} \simeq 150^\circ$.

As Figuras 4.10 e 4.11 ilustram as formas de ondas das correntes CA de linha e tensões CC de saída do SC-12P convencional, para ambas as estações conversoras. Pode-se observar, como era de se esperar, a presença apenas dos harmônicos característicos tanto na corrente CA (11° , 13° , 23° , 25° , etc) como na tensão CC (12° , 24° , etc). As THDs da corrente CA de linha e tensão CC de saída são iguais a 15,44% e 12,79%, para a estação retificadora e 15,56% e 11,90%, para a estação inversora.

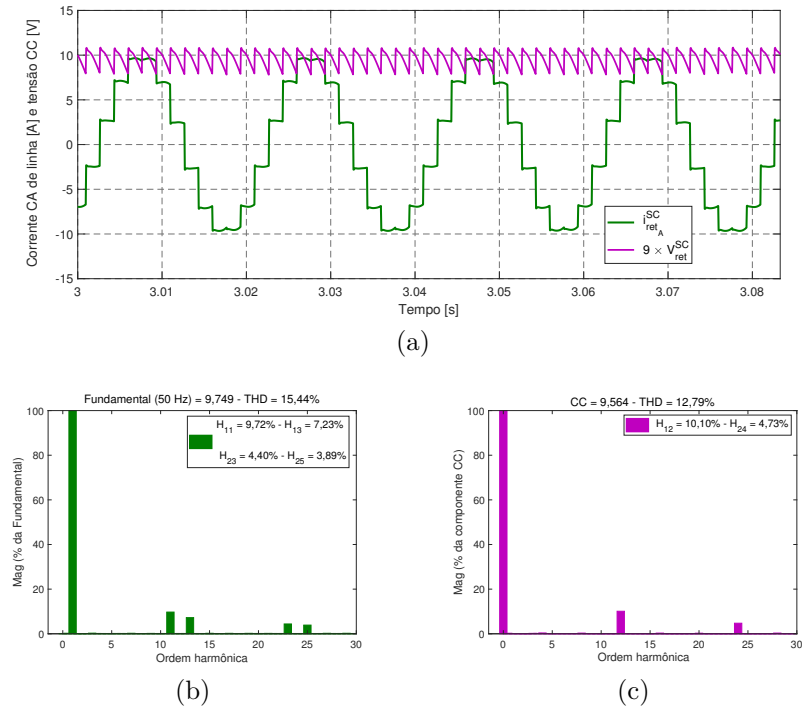
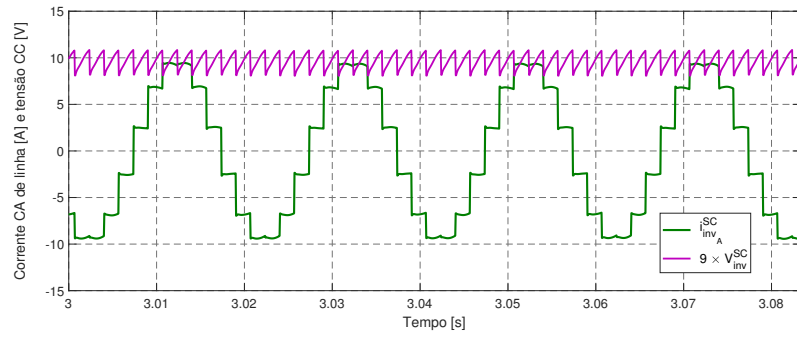
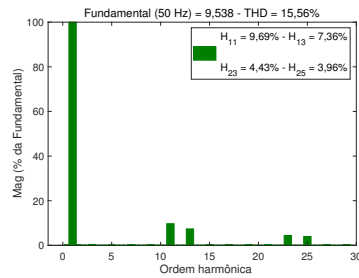


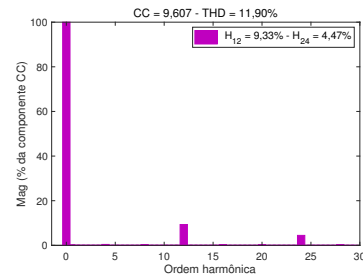
Figura 4.10 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação retificadora, sob condições ideais. (a)–Forma de ondas. (b) e (c)–Espectros harmônicos.



(a)



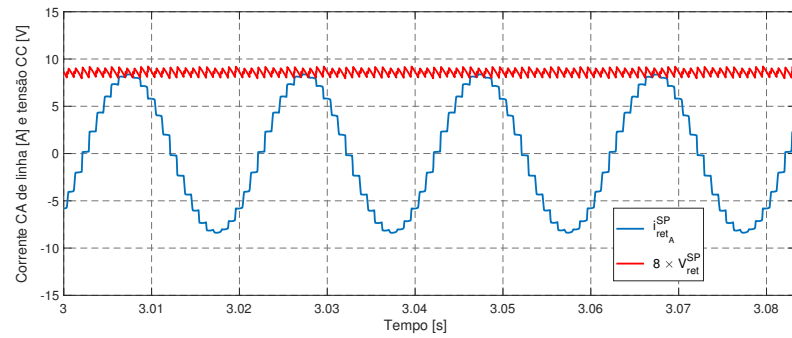
(b)



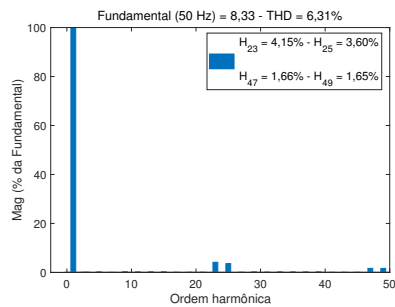
(c)

Figura 4.11 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação inversora, sob condições ideais. (a)–Forma de ondas. (b) e (c)–Espectros harmônicos.

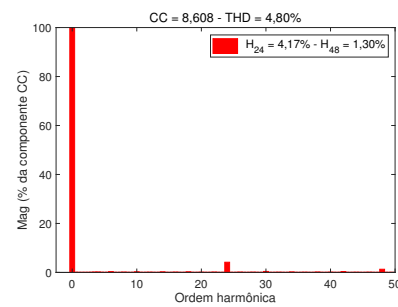
As Figuras 4.12 e 4.13 ilustram as formas de ondas das correntes CA de linha e tensões CC de saída do SC-24P proposto, para ambas as estações conversoras.



(a) Forma de ondas da corrente CA e tensão CC

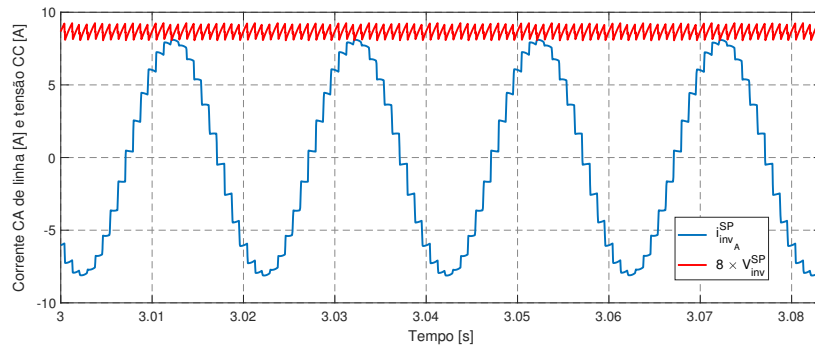


(b) Espectros da corrente CA

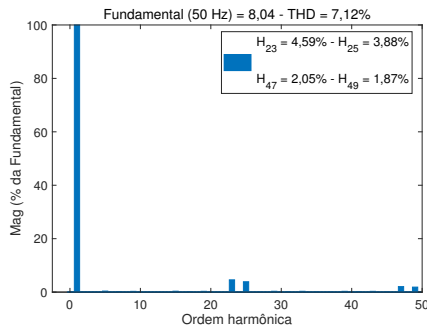


(c) Espectros da tensão CC

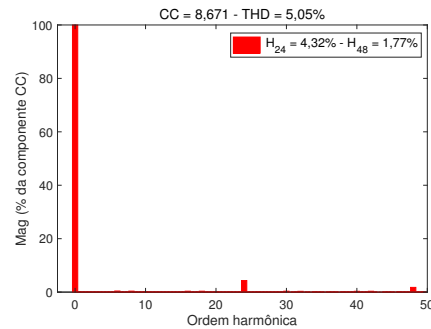
Figura 4.12 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação retificadora.



(a) Forma de ondas da corrente CA e tensão CC



(b) Espectros da corrente CA



(c) Espectros da tensão CC

Figura 4.13 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação inversora.

Pode-se observar, como no caso do SC-12P convencional, a presença apenas dos harmônicos característicos tanto na corrente CA (23° , 25° , 47° , 49° , etc) como na tensão CC (24° , 48° , etc). Além disso, os 11° e 13° harmônicos presentes na corrente CA; os 12° e 36° harmônicos presentes na tensão CC, no caso do SC-12P convencional, são totalmente eliminados reduzindo-se assim os requisitos de filtragem harmônica. As THDs da corrente CA de linha e tensão CC de saída são iguais a 6,31% e 7,12%, respectivamente para a estação retificadora e 4,80% e 5,05%, respectivamente para a estação inversora.

Cenário 2: Mostrar a operação do SC-12P convencional e SC-24P proposto sob desequilíbrio de tensão CA. Como resultados para estas análises, são apresentadas as formas de ondas das correntes harmônicas CA injetadas no sistema e tensões CC de saída bem como seus respectivos espectros harmônicos, apenas para a estação retificadora.

Especificações: Tensão fundamental CA desequilibrada sem distorção harmônica. Nesta análise, as tensões fase-neutro do sistema CA da estação retificadora são es-

tabelecidas de acordo com a equação (4.3) na qual $0 < m < 1$.

$$\begin{cases} v_{a_r}(t) = \hat{V}_{a_r} \cdot \cos(\omega \cdot t) \\ v_{b_r}(t) = \hat{V}_{b_r} \cdot (1 + m) \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{c_r}(t) = \hat{V}_{c_r} \cdot (1 - m) \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.3)$$

Além disso, de acordo com [56], o desequilíbrio nas tensões é definido como uma função da componente de sequência positiva e negativa via equação (4.4) na qual $a = 1 \angle 120^\circ$. Assim sendo, para m igual a 0, 1, o desequilíbrio nas tensões CA calculado é de 5, 77%. Entretanto, vale ressaltar que os limites permissíveis dos desequilíbrios de tensão em sistemas elétricos devem ser definidos de modo a se respeitar a normalização vigente.

$$Desq[\%] = \frac{V_{a_r} + a \cdot V_{b_r} + a^2 \cdot V_{c_r}}{V_{a_r} + a^2 \cdot V_{b_r} + a \cdot V_{c_r}} = \frac{\sqrt{3}}{3} \cdot m \quad (4.4)$$

As impedâncias de linha dos sistemas CA são equilibradas para ambas as estações. Isto é, $R_{1r_a} = R_{1r_b} = R_{1r_c}$; $R_{2r_a} = R_{2r_b} = R_{2r_c}$; $L_{1r_a} = L_{1r_b} = L_{1r_c}$; $R_{1i_a} = R_{1i_b} = R_{1i_c}$; $L_{1i_a} = L_{1i_b} = L_{1i_c}$; $R_{2i_a} = R_{2i_b} = R_{2i_c}$; $L_{2i_a} = L_{2i_b} = L_{2i_c}$; $R_{3i_a} = R_{3i_b} = R_{3i_c}$. Os ângulos de disparo são iguais aos valores nominais: $\alpha_{r_N} \simeq 28^\circ$; $\alpha_{i_N} \simeq 150^\circ$.

As Figuras 4.14 e 4.15 ilustram, sob condições de desequilíbrios, a forma de ondas das correntes CA de linha, tensões CC de saída e seus respectivos espectros harmônicos, apenas para a estação retificadora. Pode-se observar, tanto para o SC-12P convencional quanto para o SC-24P proposto, além dos harmônicos característicos, a presença do 3º harmônico de magnitude relativamente elevada e os demais ímpares não característicos são pequenos e quase não aparecem. É importante lembrar que o ângulo de comutação μ depende da corrente I_d , do ângulo de disparo α , da indutância de linha L e da tensão RMS da rede elétrica V . Assim sendo, desequilíbrios na tensão CA de alimentação do sistema elétrico, por exemplo, pode resultar em diferentes ângulos de comutação entre tiristores. Portanto, a geração do 3º harmônico predominante não esperado pode ser explicado do fato de se ter desequilíbrios dos ângulos de comutação.

Por sua vez, a transferência dos harmônicos não-característicos, presentes na corrente CA de linha, resulta na tensão CC de saída, o 2º harmônico de magnitude maior que até os característicos e os demais pares não característicos são pequenos. Por outro lado, como no caso do cenário 1, os 11º e 13º harmônicos presentes na corrente CA; os 12º e 36º presentes na tensão CC, também são totalmente eliminados com o uso do arranjo do SC-24P proposto. Os valores obtidos da THD das correntes CA para a fase A, B e C são

iguais a 16,87%, 13,27% e 18,64%, respectivamente para o SC-12P convencional e 9,35%, 7,18% e 10,40%, respectivamente para o SC-24P proposto. Da mesma forma, a THD da tensão CC de saída é igual a 15,57% e 11,21% para o SC-12P tradicional e SC-24P proposto, respectivamente. Não obstante geração de harmônicos não-característicos, para o evento de desequilíbrio nas tensões CA do sistema elétrico, o desempenho do SC-24P proposto, para sua aplicação em sistemas de ST-HVDC, mostrou-se bastante satisfatório em termos de melhoria da qualidade de energia, em relação ao SC-12P convencional.

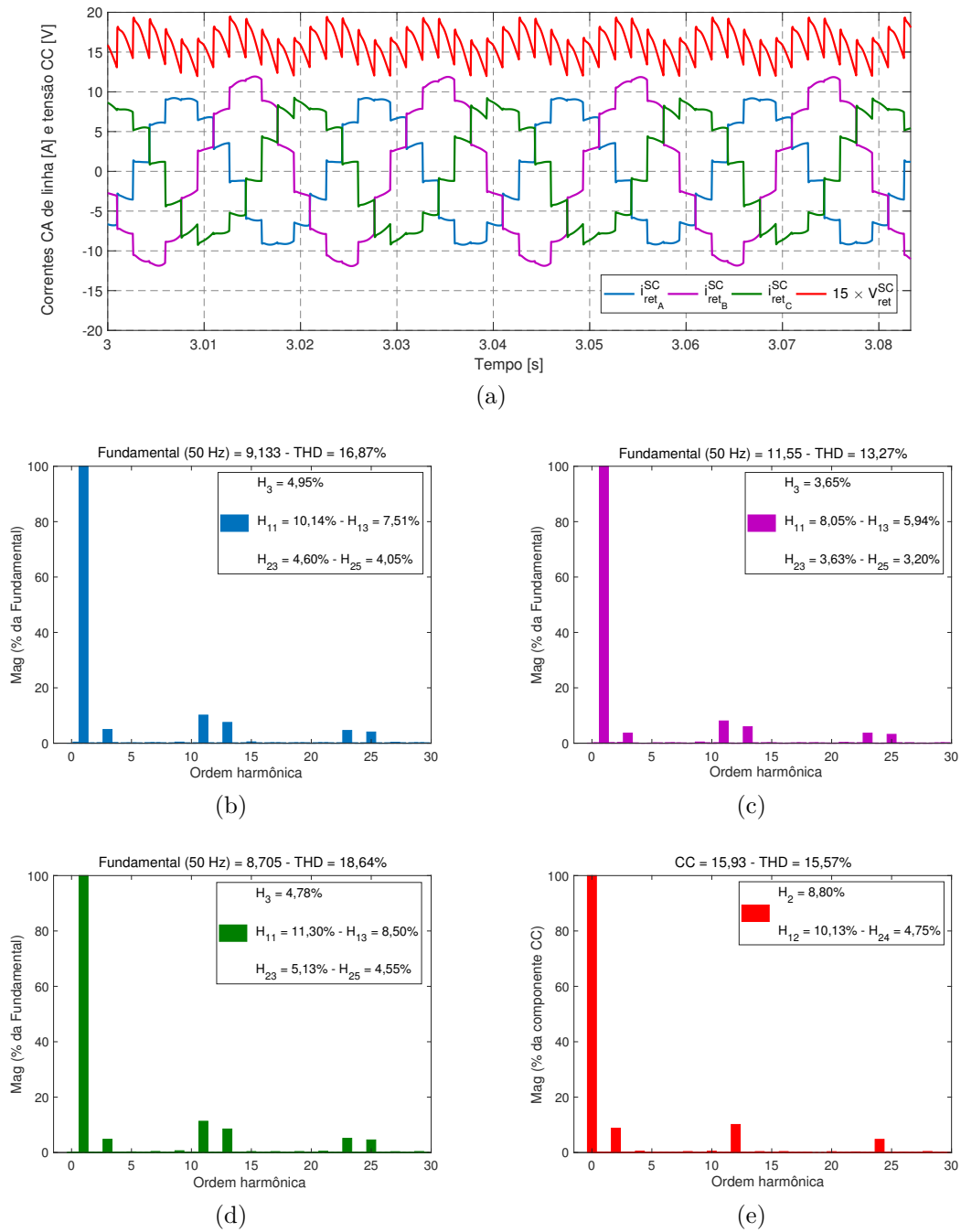


Figura 4.14 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação retificadora, sob condições não-ideais. (a)–Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e)–Espectros harmônicos.

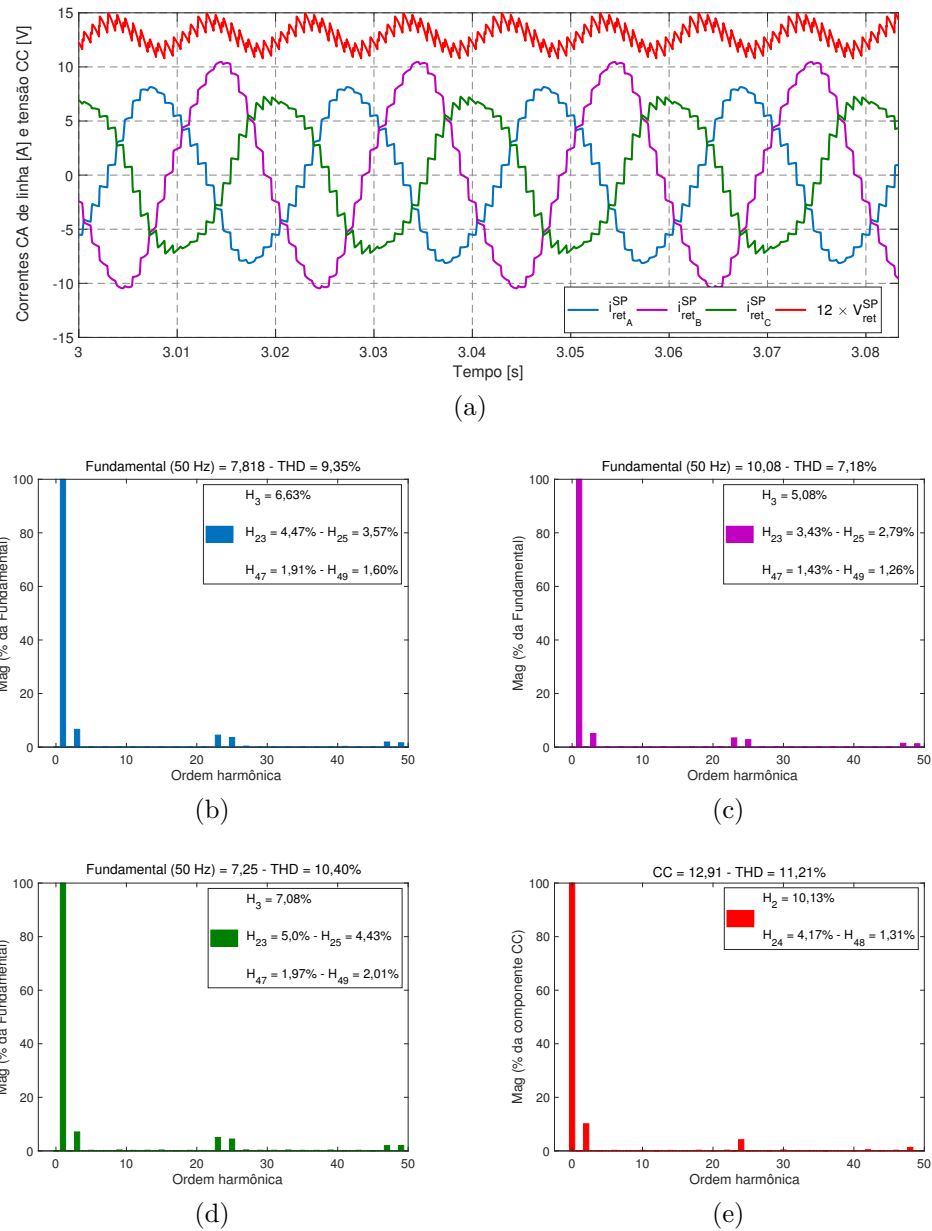


Figura 4.15 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação retificadora, sob condições não ideais. (a)–Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e)–Espectros harmônicos.

Cenário 3: Mostrar a operação do SC-12P convencional e SC-24P proposto sob condições de desequilíbrios das impedâncias CA. Como resultados para as análises, são apresentadas as formas de ondas das correntes harmônicas CA injetadas no sistema e tensões CC de saída bem como seus respectivos espectros harmônicos, apenas para a estação retificadora.

Especificações: Tensões CA equilibradas sem distorção harmônica, $\hat{V}_{a_r} = \hat{V}_{b_r} = \hat{V}_{c_r}$;

$\hat{V}_{a_i} = \hat{V}_{b_i} = \hat{V}_{c_i}$ (valor de pico fase-fase). As impedâncias de linha da rede CA, do lado da estação retificadora, são desequilibradas. Isto é, $R_{1r_a} = R_{1r_b} = R_{1r_c}$; $R_{2r_a} = R_{2r_b} = R_{2r_c}$; $L_{1r_a} = 151 \text{ mH}$; $L_{1r_b} = 251 \text{ mH}$; $L_{1r_c} = 351 \text{ mH}$; $R_{1i_a} = R_{1i_b} = R_{1i_c}$; $L_{1i_a} = L_{1i_b} = L_{1i_c}$; $R_{2i_a} = R_{2i_b} = R_{2i_c}$; $L_{2i_a} = L_{2i_b} = L_{2i_c}$; $R_{3i_a} = R_{3i_b} = R_{3i_c}$. Os ângulos de disparo são iguais aos valores nominais calculados anteriormente: $\alpha_{r_N} \simeq 28^\circ$; $\alpha_{i_N} \simeq 150^\circ$.

As Figuras 4.16 e 4.17 ilustram as formas de ondas das correntes CA de linha e tensões CC de saída, para o SC-12P convencional e SC-24P proposto.

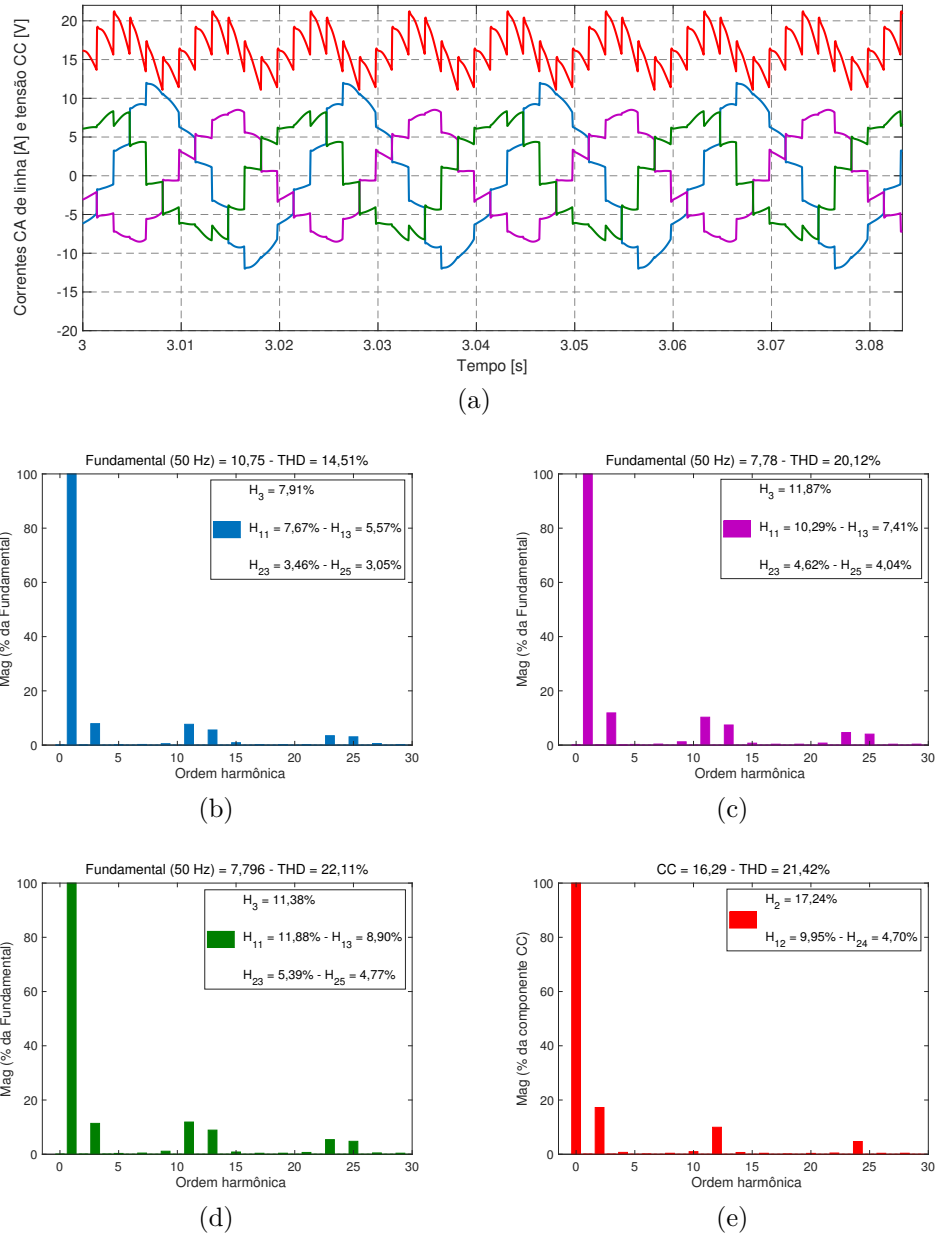


Figura 4.16 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação retificadora, sob condições não-ideais. (a)–Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e)–Espectros harmônicos.

Neste caso, foi aplicado o desequilíbrio nas impedâncias de linha do sistema CA da estação retificadora. Consequentemente, como foi exposto no cenário 2, houve o surgimento, devido ao desequilíbrios dos ângulos de comutação, de harmônicos não característicos ímpares cujo 3º harmônico é significativo e os demais são pequenos.

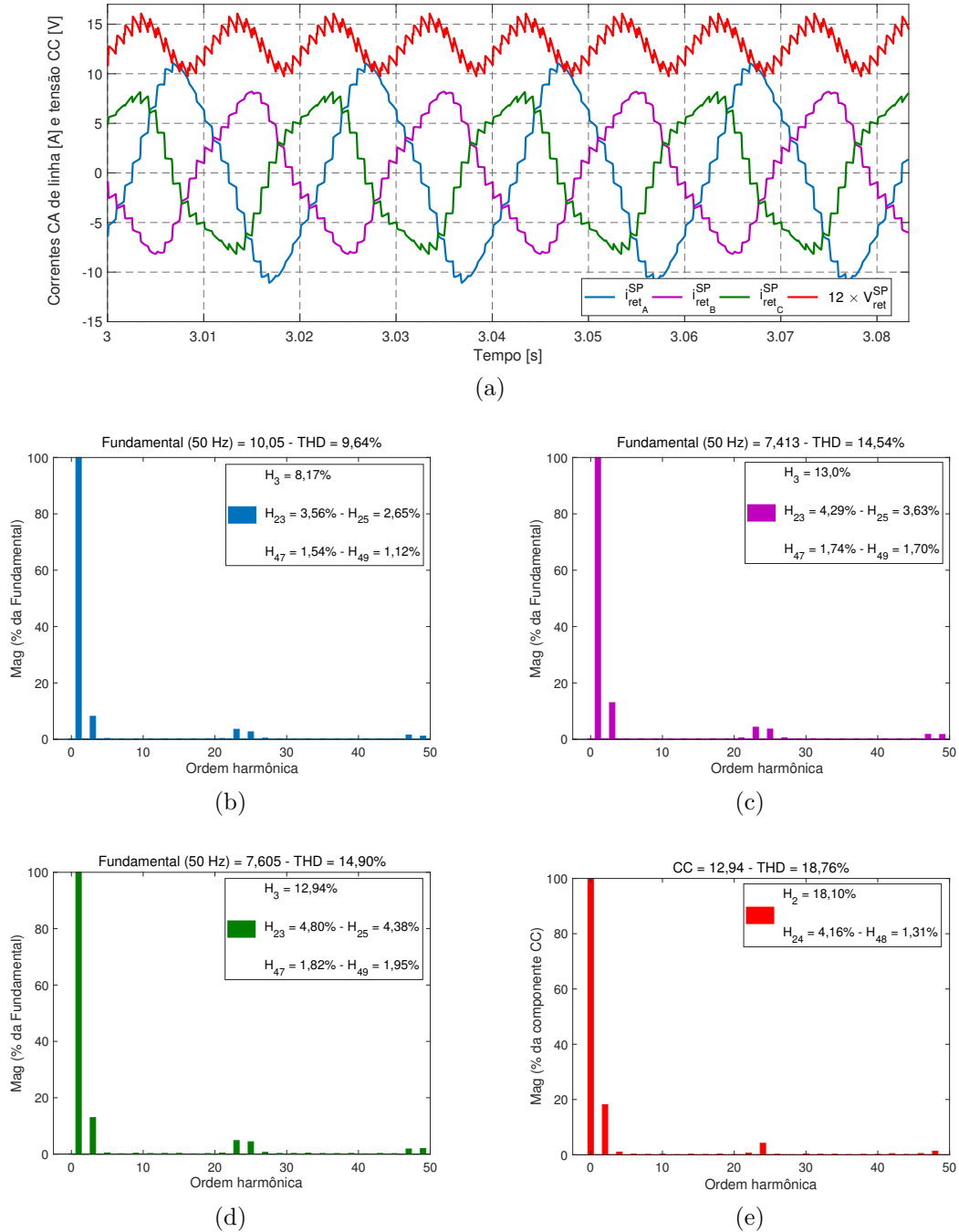


Figura 4.17 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação retificadora, sob condições não ideais. (a)–Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e)–Espectros harmônicos.

Por outro lado, como era de se esperar, a transferência destes harmônicos presentes na corrente CA produz na tensão CC de saída a geração de harmônicos pares cujo 2º

harmônico é significativo e os demais são pequenos. Os valores da THD da corrente CA da fase A, B e C são iguais a 14,51%, 20,12% e 22,11%, respectivamente para o SC-12P convencional e 9,64%, 14,54% e 14,90%, respectivamente para o SC-24P proposto. Também, as THDs da tensão CC de saída são iguais a 21,42% e 18,76%, respectivamente para o SC-12P convencional e SC-24P proposto. Por outro lado, é interessante mencionar que, apesar do aparecimento de harmônicos não característicos, a atenuação dos harmônicos característicos pelos transformadores é mantida mesmo com impedâncias diferentes.

Cenário 4: Mostrar a operação do SC-12P convencional e SC-24P proposto sob tensão fundamental de alimentação equilibrada apresentando uma distorção do 3º harmônico. Como resultados para estas análises, são apresentadas as formas de ondas das correntes harmônicas CA injetadas no sistema e tensões CC de saída bem como seus respectivos espectros harmônicos, apenas para a estação retificadora.

Especificações: Tensão fundamental CA equilibrada, com distorção do 3º harmônico. Nesta análise, as tensões fase-neutro do sistema CA da estação retificadora podem ser estabelecidas de forma generalizada através da equação (4.5), para qualquer distorção harmônica, na qual $V_h = k_{[\%]} \cdot \hat{V}_{ar}$. Assumiu-se, para o caso de análise $\delta_h = 0^\circ$ e $k = 3\%$.

$$\begin{cases} v_{ar}(t) = \hat{V}_{ar} \cdot \cos(\omega \cdot t) + V_h \cdot \cos(h \cdot \omega \cdot t - \delta_h) \\ v_{br}(t) = \hat{V}_{br} \cdot \cos\left(\omega \cdot t - \frac{2\pi}{3}\right) + V_h \cdot \cos\left(h \cdot \omega \cdot t - \delta_h - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_{cr}(t) = \hat{V}_{cr} \cdot \cos\left(\omega \cdot t + \frac{2\pi}{3}\right) + V_h \cdot \cos\left(h \cdot \omega \cdot t - \delta_h + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (4.5)$$

As impedâncias de linha dos sistemas CA são equilibradas para ambas as estações. Isto é, $R_{1ra} = R_{1rb} = R_{1rc}$; $R_{2ra} = R_{2rb} = R_{2rc}$; $L_{1ra} = L_{1rb} = L_{1rc}$; $R_{1ia} = R_{1ib} = R_{1ic}$; $L_{1ia} = L_{1ib} = L_{1ic}$; $R_{2ia} = R_{2ib} = R_{2ic}$; $L_{2ia} = L_{2ib} = L_{2ic}$; $R_{3ia} = R_{3ib} = R_{3ic}$. Os ângulos de disparo são iguais aos valores nominais: $\alpha_{rN} \simeq 28^\circ$; $\alpha_{iN} \simeq 150^\circ$.

A presença do 3º harmônico na tensão CA de alimentação faz com que se obtenha valores diferentes para as tensões de comutação (isto é, os valores RMS das tensões V_{ca_r} para a válvula 1 de uma ponte conversora qualquer, V_{bc_r} para a válvula 2 e assim por diante são diferentes) e, conseqüentemente, ângulos de comutação assimétricos devido ao desequilíbrio nas tensões CA de alimentação. Assim sendo, além dos harmônicos característicos na corrente CA, também foram produzidos alguns não-característicos de ordens ímpares cujo 3º harmônico é significativo e os demais ímpares são pequenos. Consequen-

temente, a transferência destes harmônicos gera na tensão CC de saída, harmônicos de ordens pares de magnitude pequena. Os valores da THD das correntes CA não filtradas da fase A, B e C são iguais a 15,63%, 15,72% e 15,71%, respectivamente para o SC-12P convencional e 7,28%, 7,35% e 7,17%, respectivamente para o SC-24P proposto. Da mesma forma, as THDs da tensão CC de saída são iguais a 12,83% e 4,80%, respectivamente para o SC-12P convencional e SC-24P proposto.

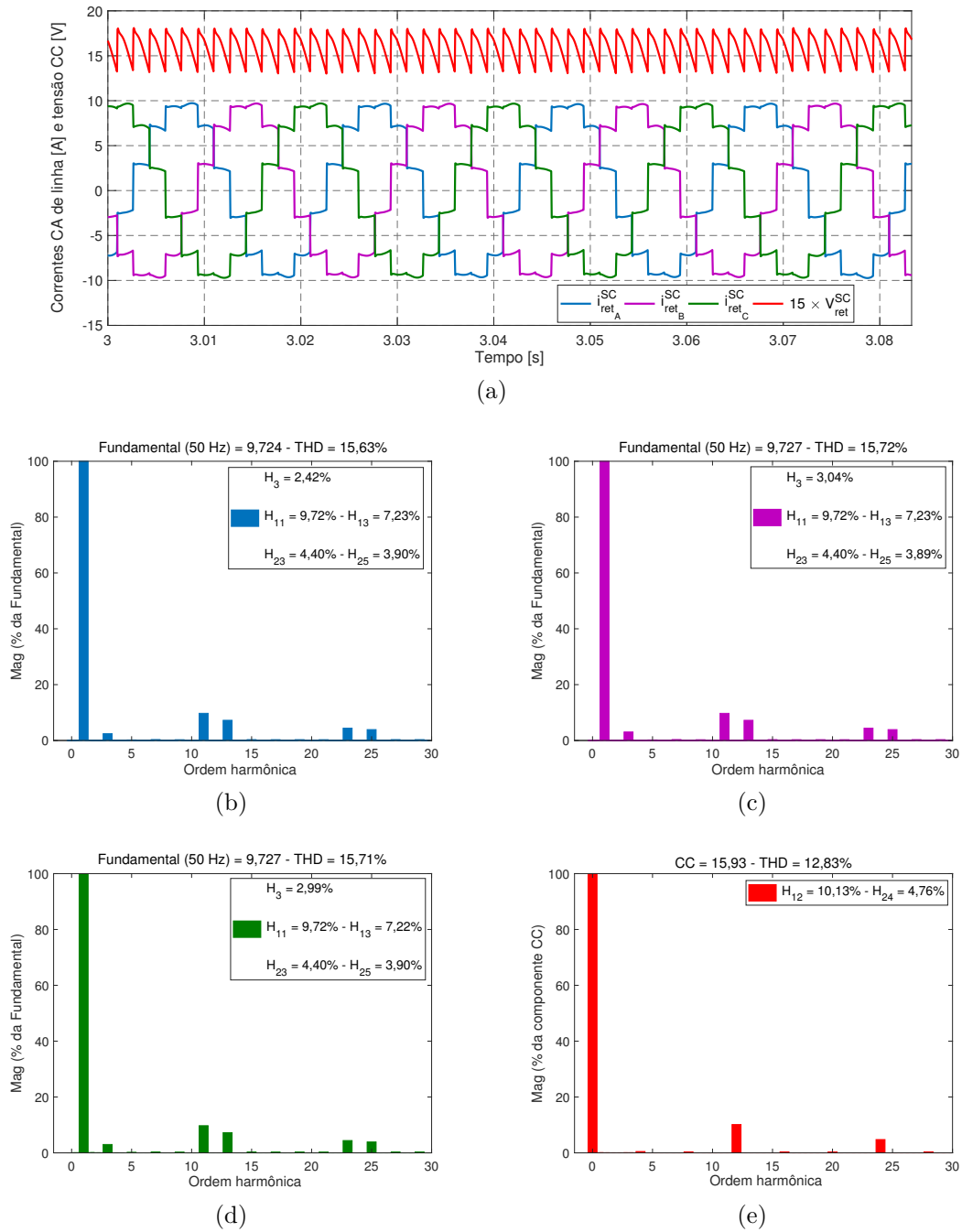


Figura 4.18 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação retificadora, sob condições não-ideais. (a)–Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e)–Espectros harmônicos.

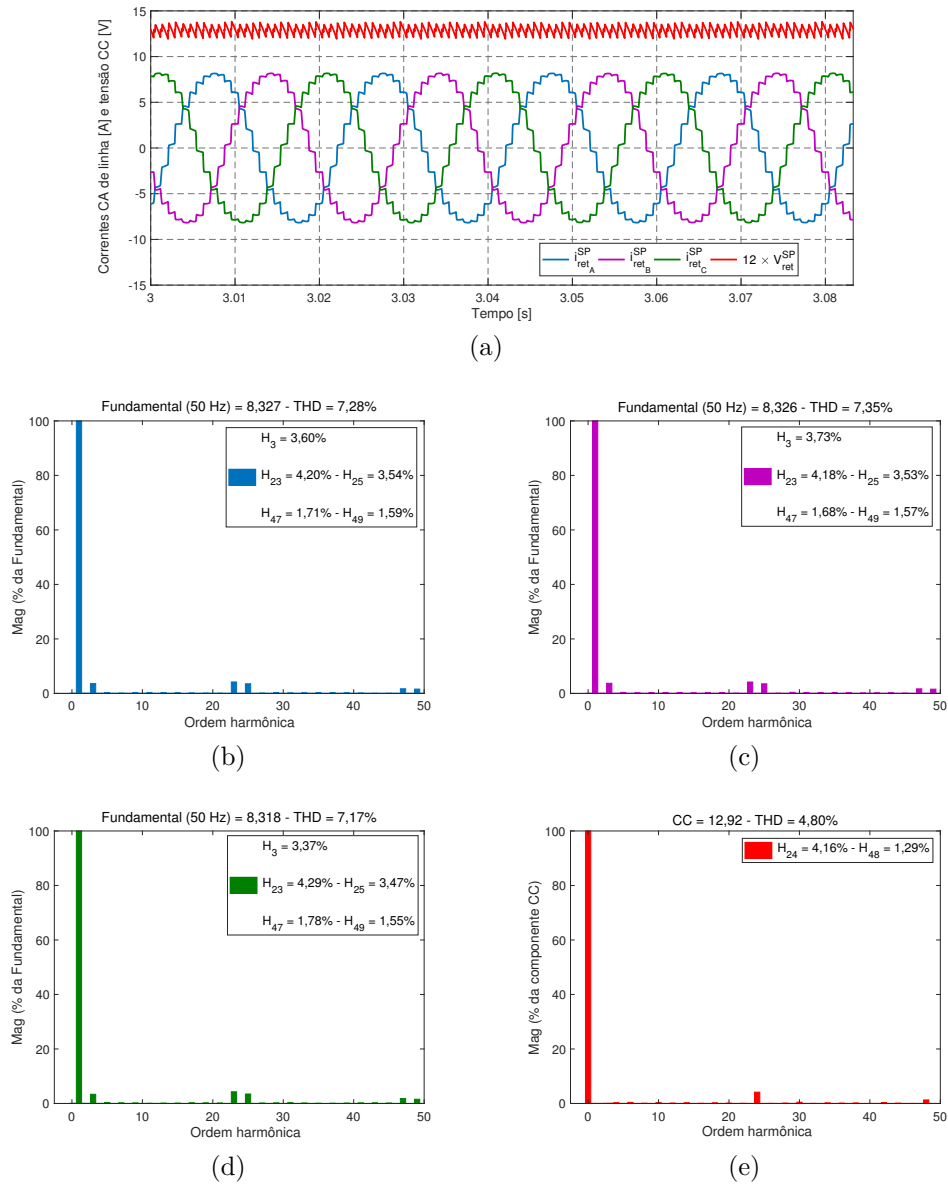


Figura 4.19 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação retificadora, sob condições não ideais. (a)–Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e)–Espectros harmônicos.

Cenário 5: Mostrar a operação do SC-12P convencional e SC-24P proposto sob tensão fundamental de alimentação equilibrada apresentando uma distorção do 2º harmônico. Como resultados para estas análises, são apresentadas as formas de ondas das correntes harmônicas CA injetadas no sistema e tensões CC de saída bem como seus respectivos espectros harmônicos, apenas para a estação retificadora.

Especificações: Tensão fundamental CA equilibrada, desta vez com distorção do 2º harmônico. Nesta análise, as impedâncias de linha dos sistemas CA são equili-

bradas para ambas as estações. Isto é, $R_{1r_a} = R_{1r_b} = R_{1r_c}$; $R_{2r_a} = R_{2r_b} = R_{2r_c}$; $L_{1r_a} = L_{1r_b} = L_{1r_c}$; $R_{1i_a} = R_{1i_b} = R_{1i_c}$; $L_{1i_a} = L_{1i_b} = L_{1i_c}$; $R_{2i_a} = R_{2i_b} = R_{2i_c}$; $L_{2i_a} = L_{2i_b} = L_{2i_c}$; $R_{3i_a} = R_{3i_b} = R_{3i_c}$. Os ângulos de disparo são iguais aos valores nominais: $\alpha_{r_N} \simeq 28^\circ$; $\alpha_{i_N} \simeq 150^\circ$.

As Figuras 4.20 e 4.21 ilustram as formas de ondas das correntes CA de linha e tensões CC de saída da estação retificadora, para ambos os sistemas conversores.

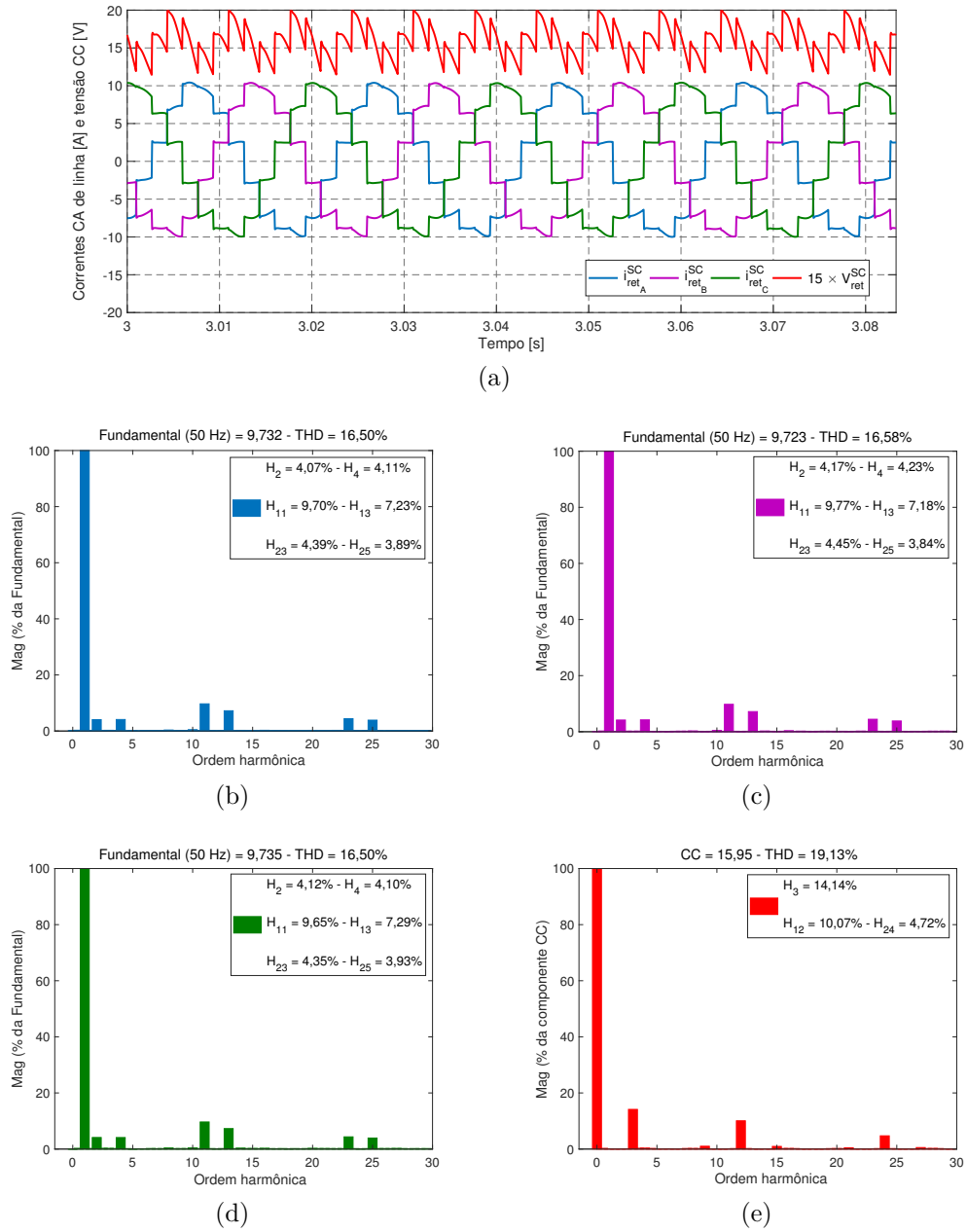


Figura 4.20 – Resultados de simulação do SC-12P convencional para estação retificadora, sob condições não-ideais. (a)–Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e)–Espectros harmônicos.

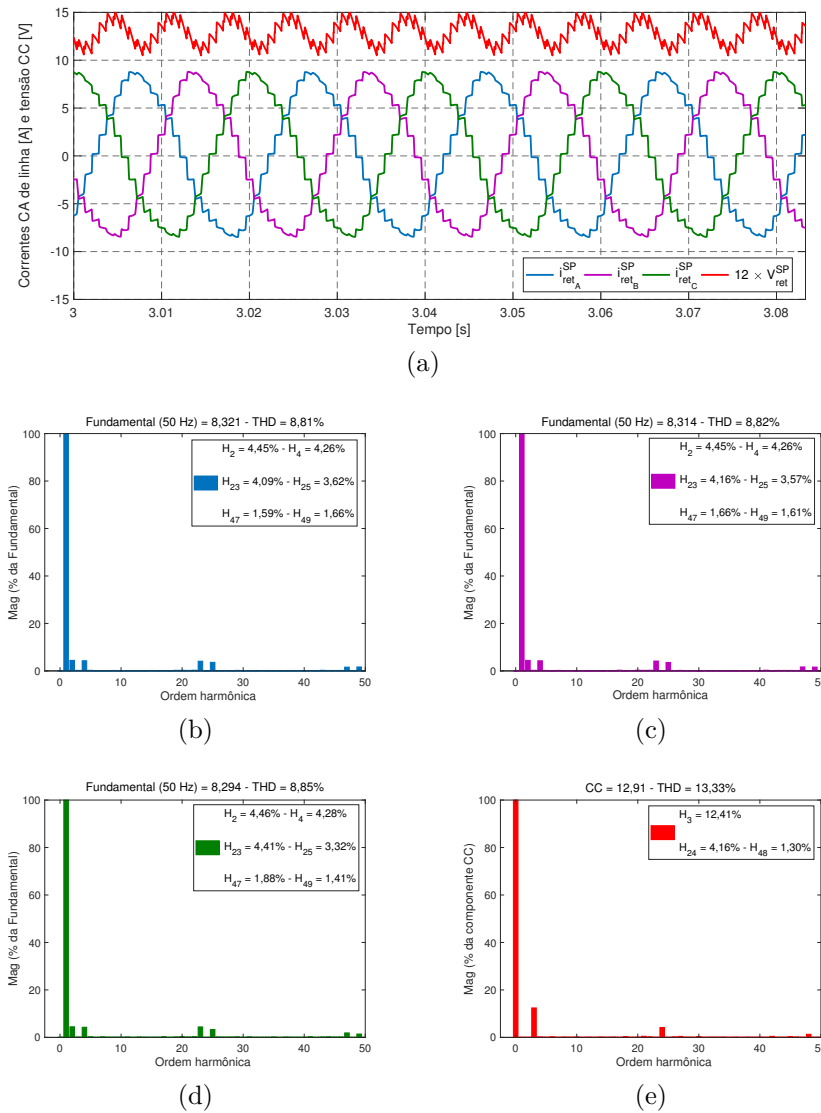


Figura 4.21 – Resultados de simulação do SC-24P proposto para estação retificadora, sob condições não ideais. (a)–Forma de ondas das correntes CA e tensão CC. (b), (c), (d), (e)–Espectros harmônicos.

Neste cenário, o 3º harmônico, como foi considerado no cenário 4, é substituído pelo 2º harmônico. Em decorrência disto, além dos harmônicos característicos, também são produzidos, como era de se esperar, harmônicos não-característicos, de ordens pares cujos 2º e 4º harmônicos são significativos e os demais pares são pequenos. Observa-se que os valores obtidos das amplitudes dos 2º e 4º harmônicos são maiores aos conseguidos no cenário 4 pelo simples fato de que a impedância da rede e dos conjuntos de filtros e banco de capacitores, tanto para o SC-12P quanto para o SC-24P, como foi exposta anteriormente, apresentou uma ressonância paralela evidente próxima da frequência 100 Hz. A transferência dos harmônicos não-característicos, gerados na corrente CA de linha, produz na tensão CC de saída, harmônicos de ordens ímpares cujo 3º harmônico é significativo e os demais ímpares são pequenos. Os valores da THD das correntes CA da fase A, B e C são iguais a 16,50%, 16,58% e 16,50%, respectivamente para o SC-12P convencional e

8,81%, 8,82% e 8,85%, respectivamente para o SC-24P proposto. Além disso, as THDs da tensão CC de saída são iguais a 19,13% e 13,33%, respectivamente para o SC-12P convencional e SC-24P proposto.

4.5 Validação por experimentação dos protótipos

Para comprovar a viabilidade e o desempenho do SC-24P, par ser aplicado em sistemas de transmissão HVDC, o protótipo implementado foi considerado da seguinte forma: i) os transformadores empregados são em configuração delta estendido no primário, estrela no secundário e delta no terciário, cujos tapes são cálculos no Capítulo 3; ii) as pontes conversoras CA-CC de 6-pulsos utilizadas são a diodos e, portanto, não controladas e iii) uma carga R-L composta de três (03) lâmpadas de 127 V/100 W em série e um indutor de indutância igual a 114,5 mH é considerada para o efeito da carga CC.

A Figura 4.22 mostra o protótipo laboratorial implementado. Os parâmetros utilizados na implementação encontram-se na Tabela 4.3. A Figura 4.23 mostra as formas de ondas da tensão v_s e corrente da rede de alimentação do sistema elétrica i_s do SC-12P convencional e SC-24P proposto. Observa-se que o perfil da corrente CA de linha do SC-24P se aproxima mais a uma onda senoidal em relação ao SC-12P convencional.

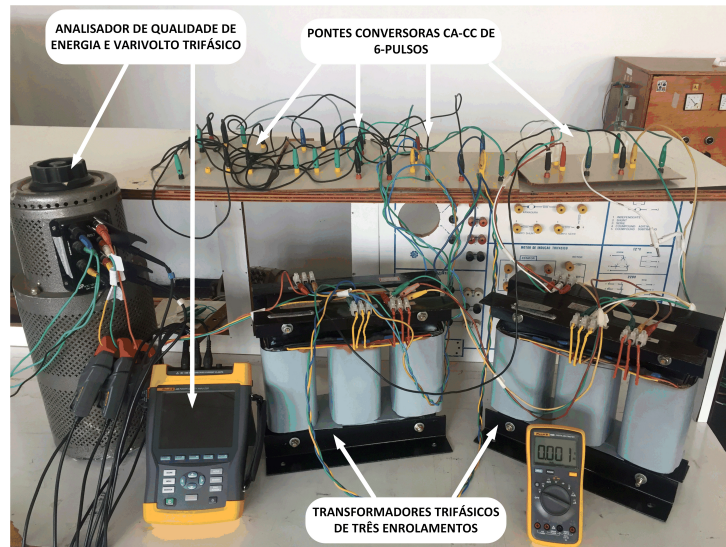


Figura 4.22 – Protótipo laboratorial simplificado.

A Figura 4.24 mostra os espectros harmônicos de ambos os sistemas. Observa-se que o valor do THD da corrente da rede da fase A obtido é igual a 12,9% e 5,7% para o conversor de 12 pulsos e o proposto, respectivamente. Estes valores obtidos também atendem às exigências do IEEE 519. Pode-se observar que os 11°, 13°, 23° e 25° harmônicos são praticamente eliminados. Portanto, baseando-se nos resultados experimentais, é possível observar que o conversor de 24-pulsos proposto apresentou um desempenho satisfatório em relação ao conversor convencional de 12-pulsos utilizado em sistema HVDC.

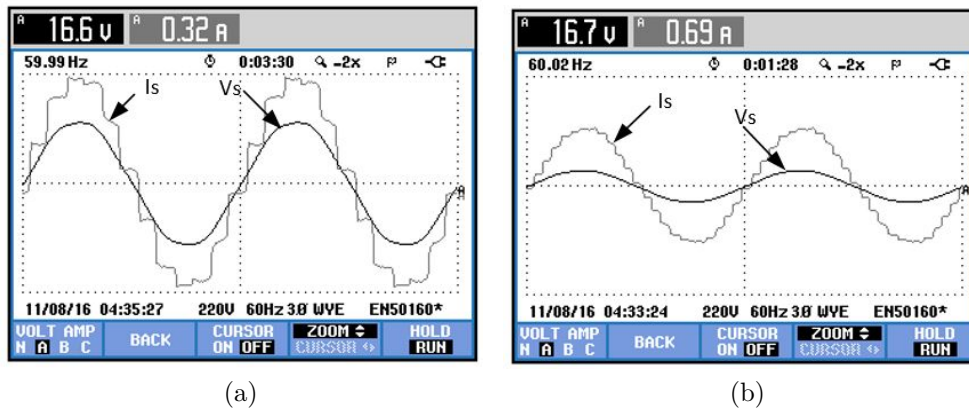


Figura 4.23 – Formas de onda da corrente e tensão da rede de ambos os sistemas conversores (aspecto qualitativo). (a) SC-12P convencional. (b) SC-24P proposto.

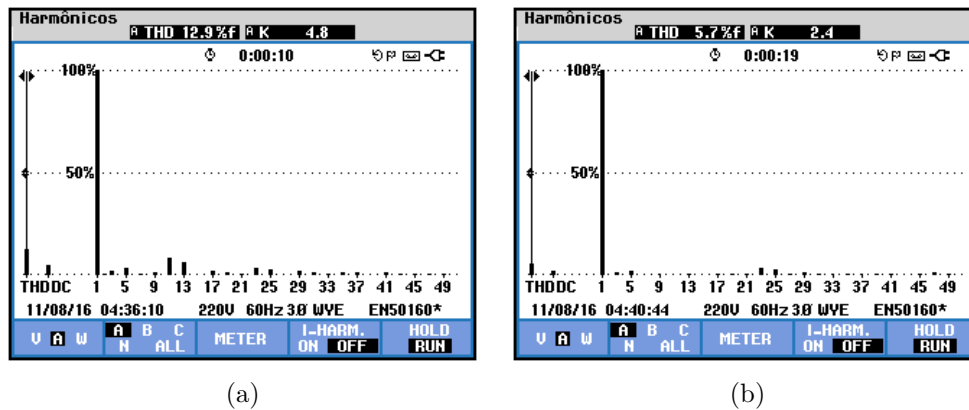


Figura 4.24 – Espectro harmônicos das correntes CA de linha de ambos os sistemas conversores. (a) SC-12P convencional. (b) SC-24P proposto.

4.6 Considerações finais

Este capítulo, baseando-se no sistema de teste do CIGRÉ e nos recursos do Matlab/Simulink, apresentou um estudo de simulação elaborado do SC-12P convencional e SC-24P proposto operando em condições não-ideais da rede de alimentação do sistema elétrico. Para ilustrar os efeitos causados pelas imperfeições da rede, cinco cenários de análise, cujas respectivas especificações foram emitidas, são processados no ambiente do programa. Os resultados decorrentes destas análises mostraram, mediante condições de desequilíbrios da rede, a geração de harmônicos não-característicos de magnitude considerável, tanto na corrente CA de linha (harmônicos de ordens ímpares, cujo 2º harmônico revela ser predominante) quanto na tensão CC de saída (harmônicos de ordens pares, cujo 2º harmônico é predominante) das pontes conversoras. É importante ressaltar que o sistema de teste escolhido para as análises inicialmente apresentou uma ressonância paralela (próxima da frequência 100 Hz) no sistema CA em ambas as estações conversoras. Esta característica específica, portanto, tem influenciado a magnitude do 2º harmônico.

O arranjo do SC-24P proposto para ser empregado em sistemas de transmissão HVDC, simulado em condições não-ideais de operação e implementado usando-se um protótipo laboratorial em escala reduzida, apresentou de forma geral vantagens de menor conteúdo harmônico na corrente CA da rede e na tensão do barramento CC, o que possibilita uma economia de instalação de filtros nos sistemas CA e CC. Esta por sua vez, reflete também na necessidade de menor espaço físico para a instalação dos filtros, uma vez que os (11°, 13° e assim por diante) e (12°, 36° e assim por diante) filtros harmônicos instalados no lado CA e CC, respectivamente não serão mais requeridos. Este fator é muito relevante, uma vez que em casos da inexistência de espaço físico para instalação dos filtros, são utilizados filtros ativos que ocupam menor espaço físico [57].

A primeira parte desta tese se constitui, portanto, em uma alternativa para aplicação do SC-24P, resultando quando for o caso, na utilização de um filtro ativo de menor potência. Também como as unidades conversoras são idênticas, resulta em vantagens no aspecto de facilidade de manutenção, menor custo e menor espaço físico requerido, pelo fato de que transformadores de três enrolamentos são empregados no arranjo da proposta. Entretanto, em sistemas convencionais HVDC usando a tecnologia CSC, essas últimas vantagens mencionadas são também verificadas, pelo fato de que transformadores de três enrolamentos são também utilizados. Vale ressaltar que em alguns sistemas industriais, arranjos conversores de 18, 24 e até 48-pulsos já são empregados para mitigação harmônica e para aplicação em acionamentos CA de motores elétricos [58]. Além disso, a conexão zig-zague utilizada no primário do transformador de três enrolamentos possibilita o acesso ao neutro, com o intuito de implementação da coordenação de proteção.

5 Simulação e validação por experimentação do SC-48P proposto sob condições ideais

5.1 Considerações gerais

Neste capítulo, no intuito de se avaliar o desempenho do SC-48P proposto em termos de distorção harmônica na corrente CA, de confiabilidade e de disponibilidade de energia, usando ambas as configurações do IPT apresentadas no Capítulo 1, simulações computacionais sob condições ideais, são conduzidas com a ajuda dos recursos do software Matlab/Simulink considerando-se a operação do conversor de 48-pulsos proposto em modo normal e degradado. Em seguida, afim de se comprovar e validar a aplicabilidade do protótipo proposto para ser utilizado em aplicações industriais, um projeto de implementação é executado e testado usando recursos laboratoriais disponíveis, para verificações experimentais. Por fim, três principais pontos são abordados neste capítulo, para justificar a segunda parte do trabalho: i) apresentar o modelo do SC-48P simulado mostrando a estrutura interna dos equipamentos empregados; ii) analisar o perfil e conteúdo harmônico das correntes CA de linha do SC-48P proposto em condição ideais de operação e modo degradado, para ambos os IPTs e iii) comprovar a consistência teórica experimental do protótipo via medições efetuadas na bancada implementada do SC-48P proposto.

5.2 Modelagem do SC-48P proposto em Matlab/Simulink

Para avaliar o desempenho e comprovar a eficiência de ambos os IPTs, o SC-48P proposto foi modelado e simulado em Matlab/Simulink. Os valores dos tapes foram calculados no Capítulo 3, para o transformador de 2 kVA-220/180 V com conexão DE-Y-D, considerando-se apenas a relação de transformação 1 : 1. No entanto, para o protótipo implementado, a relação de transformação considerado é 1 : (180/220), ou seja, 1 : 0,82 e os tapes tornam-se $N_2 = 0,9354 \times N_1$, $N_3 = 0,5524 \times N_1$ e $N_4 = 1,7320 \times N_1$.

O autotransformador defasador de 4 kVA-220/220 V e os transformadores não-convencionais empregados no SC-48P proposto foram implementados em Matlab/Simulink baseando-se nos transformadores monofásicos já disponíveis em sua biblioteca. O valor da indutância calculado L_{IPT} no Capítulo 3, para ambos os IPTs, são especificados no modelo de simulação. Os parâmetros do transformador não-convencional (DE-Y-D) e autotransformador defasador são conseguidos através de ensaios a vazio e de curto-circuito. A Figura 5.1 ilustra o modelo simulado do SC-48P proposto para ambos os transformadores de interfase IPT #1 e IPT #2. A rede é suposta perfeitamente equilibrada.

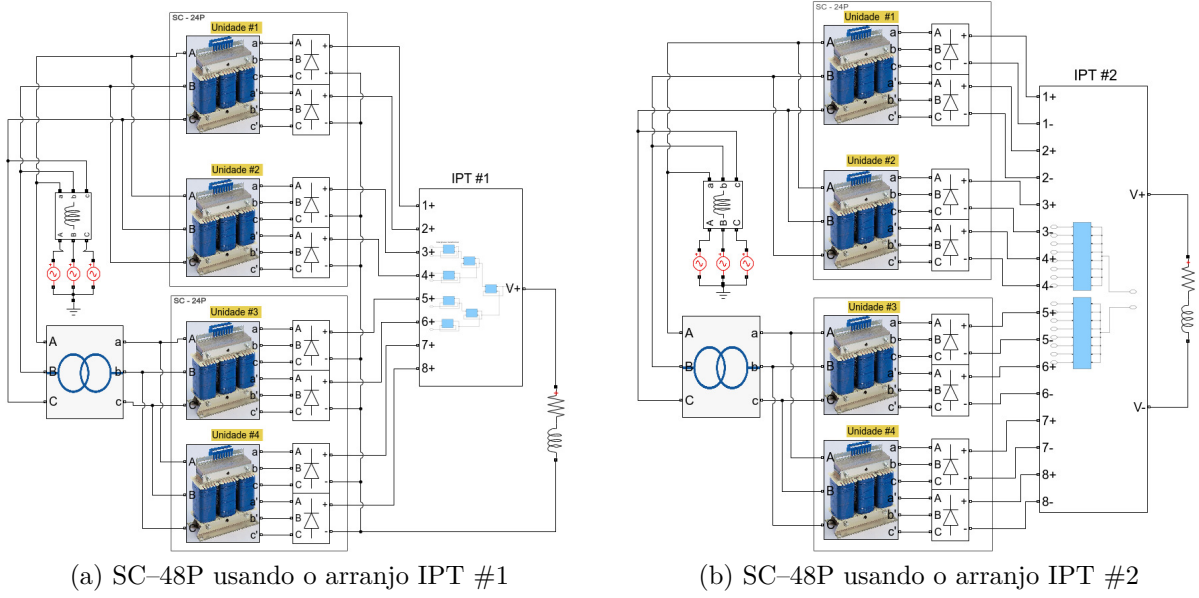


Figura 5.1 – Modelo simulado do SC-48P proposto considerando-se o IPT #1 e IPT #2.

Uma carga CC do tipo R-L, de potência nominal constante 8 kW é considerada como carga industrial. Os SC-6Ps, como mostrados na Figura 5.1, representam as pontes conversoras a diodos de 6-pulsos. Os valores de simulação dos parâmetros dos diferentes equipamentos do SC-48P proposto estão embutidos na Tabela 5.1.

Tabela 5.1 – Especificações do modelo simulado. As unidades são ajustadas em SI.

Parâmetros	Transformador (DE–Y–D)	Autotransformador
Resistência primária (R_p)	0,5206 Ω	0,0762 Ω
Indutância primária (L_p)	$3,402 \times 10^{-4}$ H	$8,634 \times 10^{-4}$ H
Resistência secundária (R_s)	0,5023 Ω	0,0762 Ω
Indutância secundária (L_s)	$6,317 \times 10^{-4}$ H	$8,634 \times 10^{-4}$ H
Resistência terciária (R_t)	0,4207 Ω	–
Indutância terciária (L_t)	$5,2 \times 10^{-4}$ H	–
Resistência de magnetização (R_m)	668,72 Ω	1008,19 Ω
Indutância de magnetização (L_m)	1,3247 H	1,5314 H
Especificação da rede elétrica ($V_{rede}/L_{rede}/f_{rede}/P_{cc}$)	220 V (fase–fase)/0,1 mH/60 Hz/6,4 – 2,978 kW*	

* Note que 80% e 37,23% da potência nominal é considerada como potência CC da carga no modelo de simulação e teste de implementação, respectivamente.

A Figura 5.2 ilustra a estrutura interna dos equipamentos do SC-48P proposto e modelos em Simulink. No autotransformador defasador, as entradas e saídas são representadas pelas letras (A, B, C) e (a, b, c), respectivamente. No transformador não-convencional, as entradas e saídas são representadas pelas letras (A, B, C), (a, b, c) e (a', b', c'), respectivamente. Vale lembrar que o valor da indutância, no transformador de interfase IPT #1, está projetado para ser a metade do valor da indutância do estágio ante-

rior. Por outro lado, no arranjo IPT #2, as entradas positivas e negativas estão conectadas aos polos positivos e negativos na saída das pontes conversoras, respectivamente.

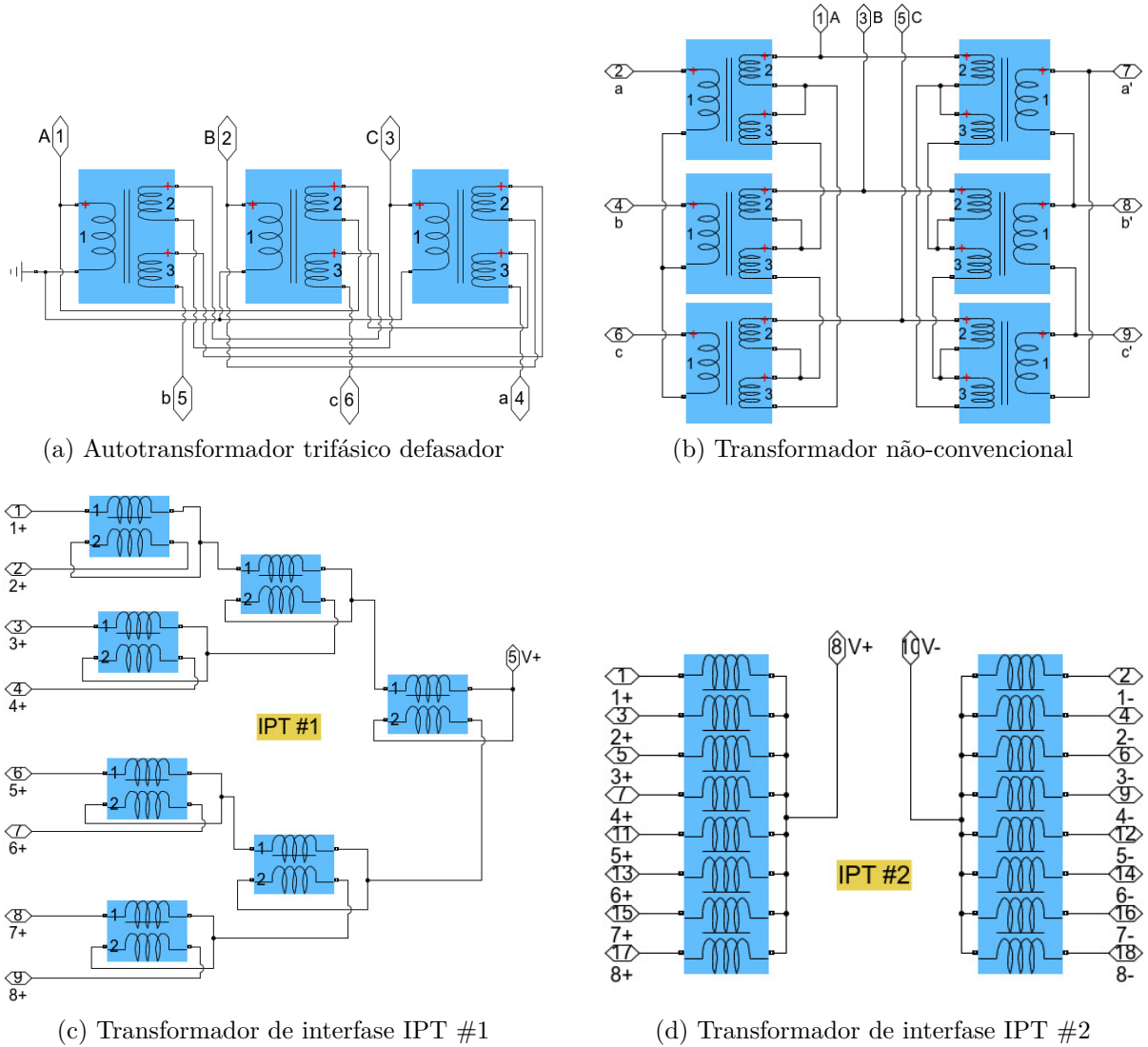


Figura 5.2 – Estrutura interna dos equipamentos empregados no SC-48P proposto.

Ressalta-se que em situações de modo degradado, um ou alguns dispositivos empregados no SC-48P proposto podem estar fora de serviço. Portanto, na perspectiva de se avaliar a confiabilidade e validar a aplicabilidade do SC-48P proposto, apenas três cenários foram considerados no modelo simulado, para ambos os arranjos do IPT. Dois circuitos disjuntores trifásicos CB_1 e CB_2 , como mostrados na Figura 2.9 do Capítulo 1 são empregados para isolar a linha elétrica onde ocorre as faltas.

- i) A operação do SC-48P proposto em modo normal (isto é, CB_1 e CB_2 fechados), ou seja, quando nenhuma falha estiver registrada nos transformadores não-convencionais e autotransformador defasador empregados;

- ii) Quando o autotransformador defasador estiver defeituoso e retirado do circuito (isto é, CB_1 aberto e CB_2 fechado);
- iii) O autotransformador defeituoso é retirado (isto é, CB_1 aberto) e ocorre também uma falta nas fases de alimentação no primário do transformador T_1 do grupo G_1 e consequente abertura do disjuntor CB_2 .

5.3 Resultados de simulação do SC-48P proposto e discussões

As Figuras 5.3 e 5.4 ilustram os resultados obtidos do SC-48P proposto, em condições ideais de operação considerando-se ambas as configurações do IPT #1 e IPT #2. Pode-se observar que as correntes CA de linha apenas da fase A i_{rede_a} , i_a e i_{aut_a} apresentam uma THD igual a 2,75%, 6,48% e 6,43%, para o IPT #1 e 2,77%, 6,52% e 6,48%, para o IPT #2 (atendendo assim os requisitos do IEEE-519 [59]), respectivamente em relação à componente fundamental CA. Observa-se a presença dos 47º e 49º harmônicos na corrente i_{rede_a} e o perfil da mesma se assimila praticamente a uma onda senoidal.

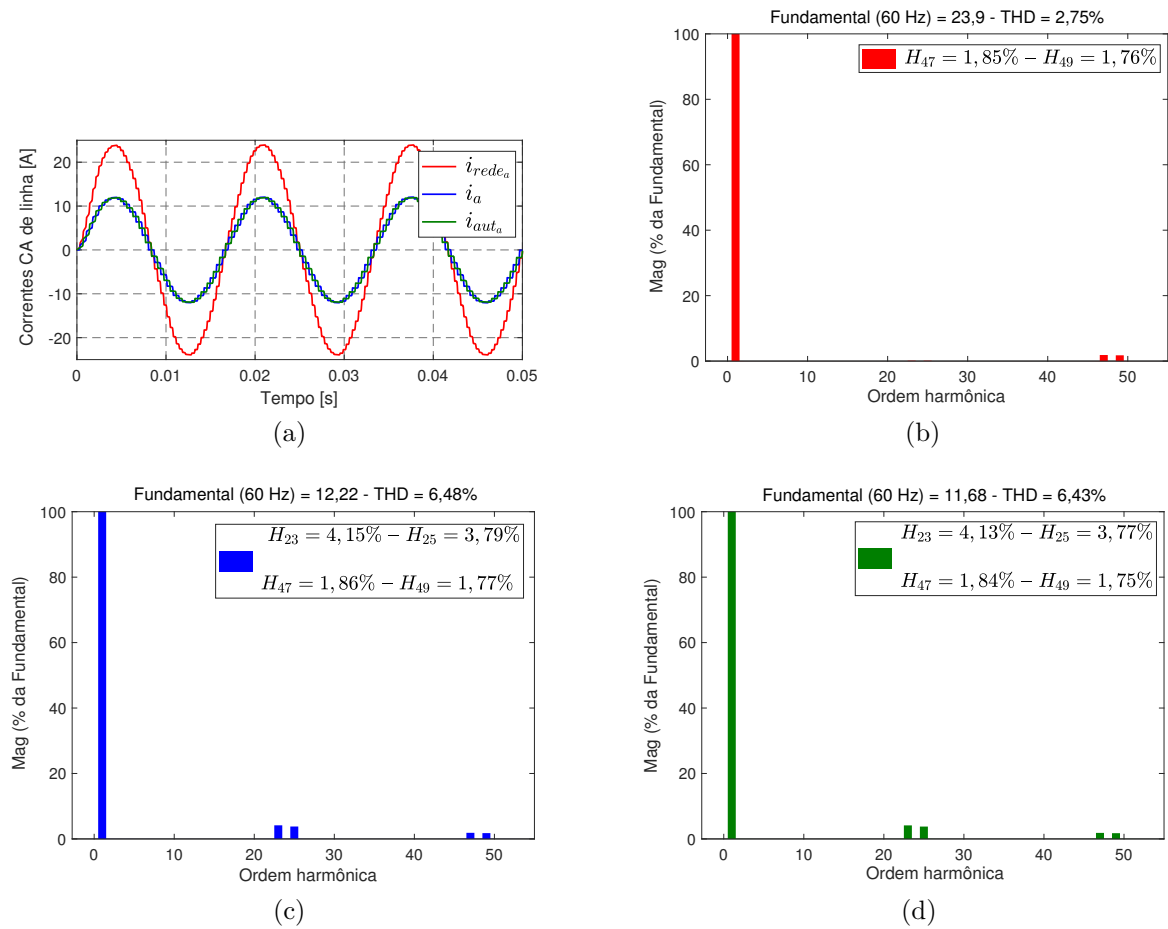


Figura 5.3 – Resultados de simulação do SC-48P proposto sob condições ideais, para o IPT #1. (a)–Forma de onda das correntes. (b), (c) e (d)–Espectro harmônico.

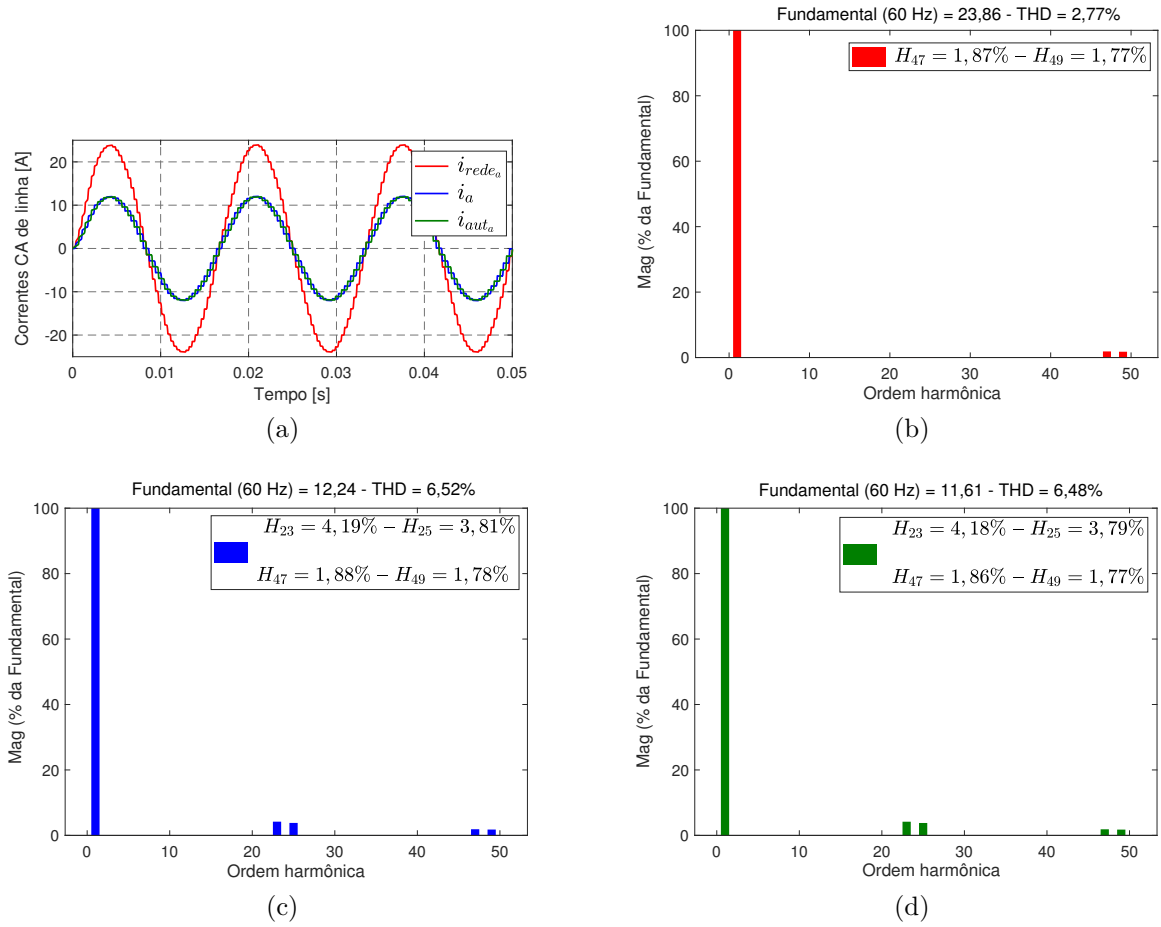


Figura 5.4 – Resultados de simulação do SC-48P proposto sob condições ideais, para o IPT #2. (a)–Forma de onda das correntes. (b), (c) e (d)–Espectro harmônico.

Nota-se uma pequena diferença dos valores obtidos da THD das correntes i_a e i_{aut_a} . Esta diferença, como mencionada anteriormente pode ser devido ao efeito de filtragem do autotransformador defasador. Com estes valores obtidos, é possível afirmar parcialmente que a configuração do IPT #1 e IPT #2 apresenta bom desempenho em termos de distorção harmônica. Por outro lado, os três cenários foram simulados para ambos os IPTs para avaliar seus desempenhos em modo degradado de operação. A Figura 5.5 ilustra os resultados obtidos no caso do IPT #1. Nota-se que antes do instante $t = 1s$, nenhuma falta foi registrada e o SC-48P opera efetivamente, sob condições ideais, como um sistema conversor de 48-pulsos. O valor obtido da THD da corrente AC de linha i_{rede_a} da rede elétrica é igual ao apresentado na Figura 5.3(a). Durante os instantes $t = 1s$ e $t = 2s$, o cenário 2 é realizado e o SC-48P proposto opera como um sistema conversor de 24-pulsos, cuja THD da corrente i_{rede_a} é igual a 6,15%. No instante $t = 2s$, o cenário 3 é executado. Neste caso, o SC-48P proposto opera como um sistema conversor de 12-pulsos e a THD da corrente i_{rede_a} é igual a 13,21%. As magnitudes dos harmônicos são mencionadas.

A Figura 5.6 mostra os resultados obtidos do SC-48P proposto, em modo degradado de operação, para o IPT #2. Observa-se também que o SC-48P pode eficientemente

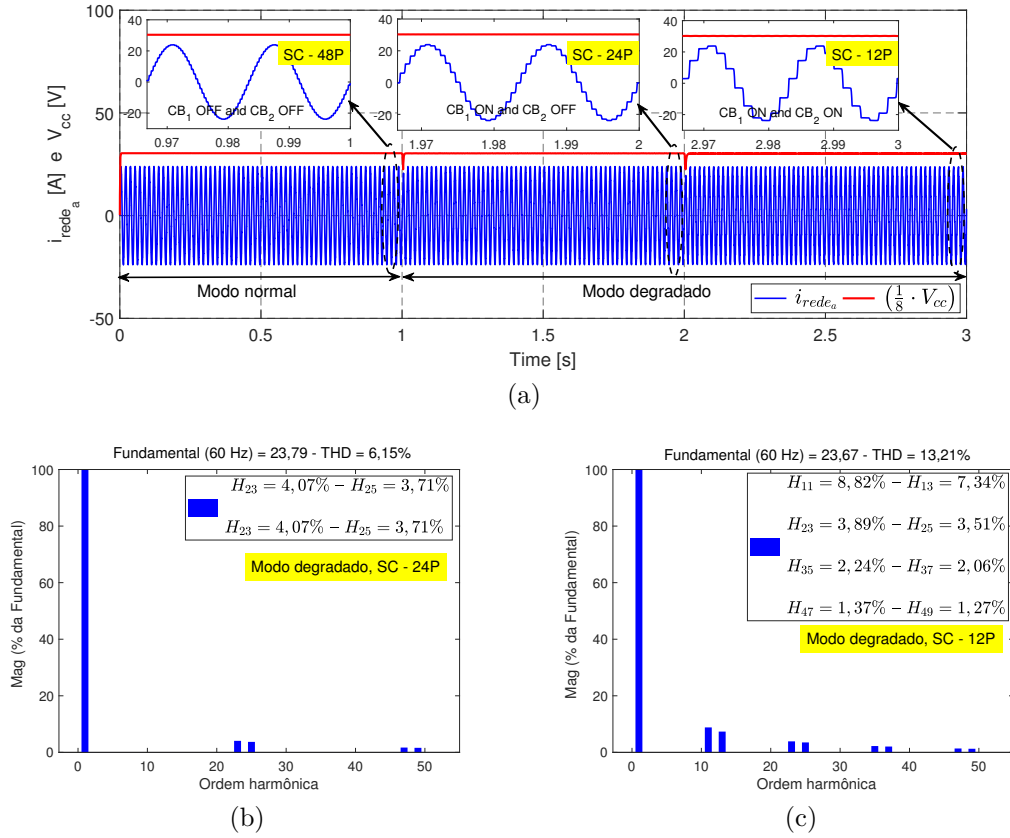


Figura 5.5 – Resultados de simulação do SC-48P proposto em modo degradado usando IPT #1. (a)–Forma de onda. (b) e (c)–Espectros harmônicos.

operar como um sistema conversor de 24-pulsos e 12-pulsos, cuja THD é igual a 6,18% e 13,26% (valores ligeiramente maiores aos obtidos no caso do IPT #1), respectivamente. Ressalta-se que os valores de simulação obtidos da THD da corrente CA do SC-48P, no caso de operação degradada, para ambos os IPTs atendem aos requerimentos do IEEE-519 [59]. Pode-se observar efetivamente a presença dos $h = 24 \cdot k \pm 1$, $k \in \mathbb{Z}_+$ harmônicos característicos na corrente de linha da rede i_{rede_a} (vide Figuras 5.5(b) e 5.6(b)) quando o conversor proposto estiver operando como um SC-24P e a presença dos $h = 12 \cdot k \pm 1$, $k \in \mathbb{Z}_+$ harmônicos característicos na corrente de linha da rede i_{rede_a} (vide Figuras 5.5(c) e 5.6(c)) quando o conversor proposto estiver operando como um SC-12P. Portanto, é possível concluir que os arranjos do IPT #1 e IPT #2 apresentam desempenho satisfatório em termos de distorção harmônica e melhoria na qualidade de energia.

Vale ressaltar que 80% da potência CC foi considerada na simulação para conseguir uma corrente RMS de entrada (I_e) do transformador T_1 abaixo de seu valor nominal (tendo em vista que os transformadores são idênticos). A Figura 5.7 ilustra o comportamento desta corrente mediante variações da potência CC (5%–100%). Pode-se observar que no contexto da confiabilidade estudada em casos de falhas no sistema, deve-se limitar a carga a 20% de seu valor nominal, com a finalidade de não sobrecarregar os transformadores.

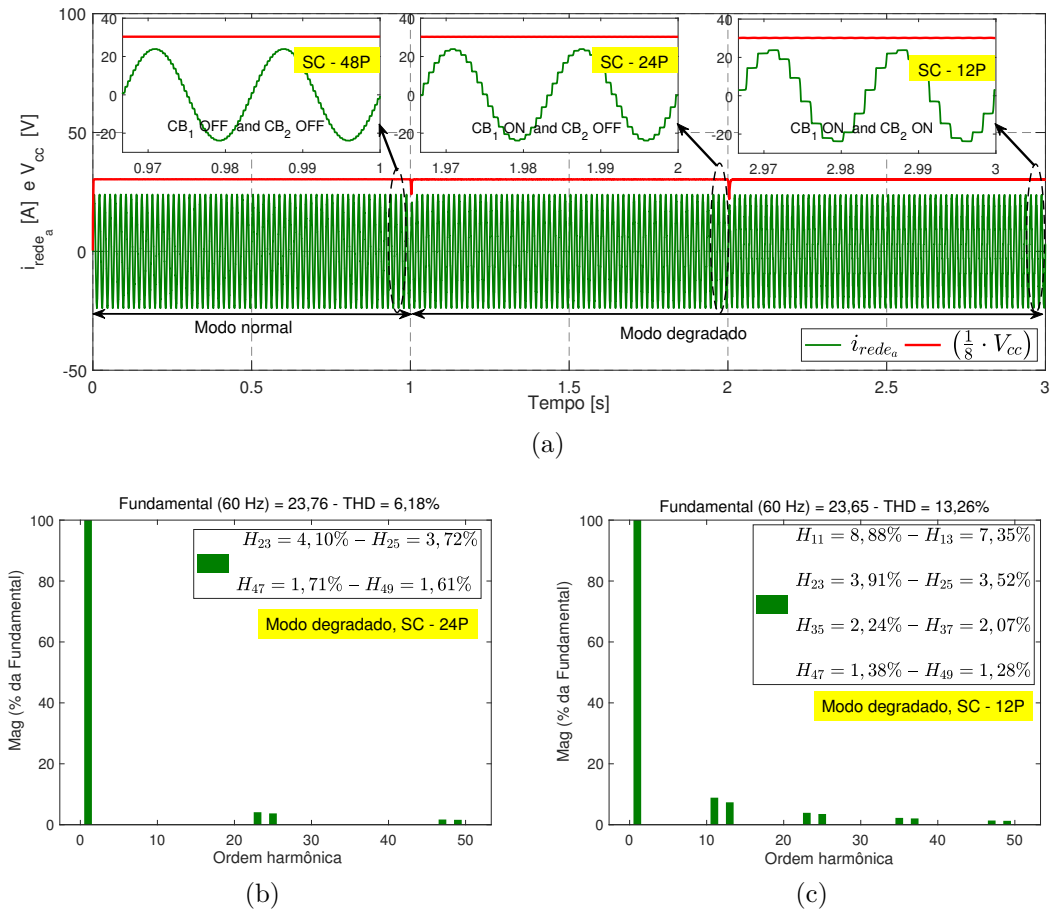


Figura 5.6 – Resultados de simulação do SC-48P proposto em modo degradado usando IPT #1. (a)–Forma de onda. (b) e (c)–Espectros harmônicos.

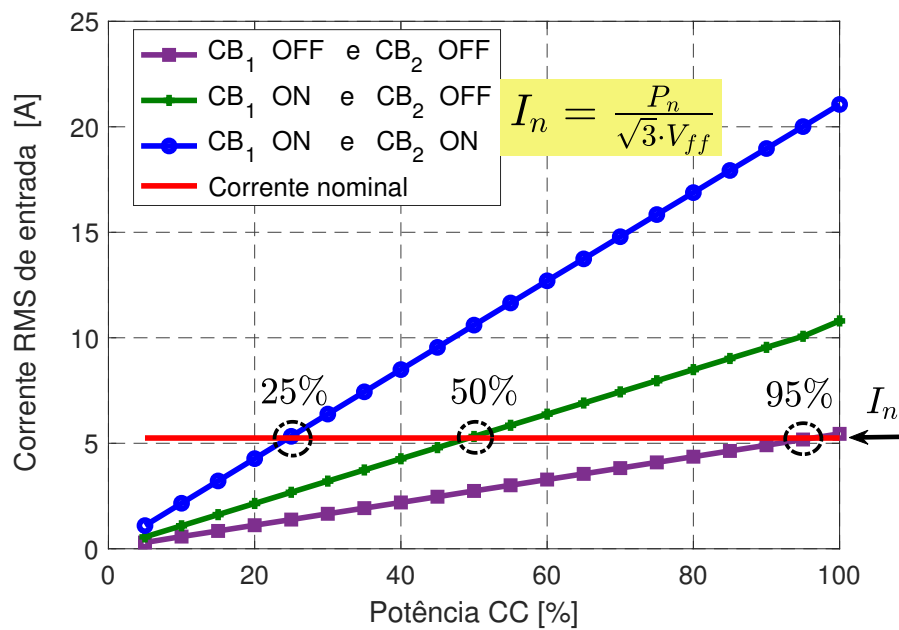


Figura 5.7 – Variação da corrente RMS de entrada I_e do T_1 com a carga.

5.4 Validação experimental do SC-48P proposto

No intuito de validar as análises teóricas (vide Anexo B) e de simulação realizadas e, portanto, comprovar a viabilidade e aplicabilidade do protótipo do SC-48P proposto, para aplicações industriais, um projeto de implementação foi executado e testado em condição normal de operação considerando-se apenas a configuração do IPT #2, devido às limitações de recursos laboratoriais disponíveis. Os parâmetros dos equipamentos empregados são os mencionados na Tabela 5.1. As medidas são feitas usando-se o Fluke 435 Power Quality Analyzer. A Figura 5.8 ilustra a bancada do protótipo do SC-48P implementado. A mesma contém quatro pontes de 12-pulsos, quatro transformadores não-convencionais de três enrolamentos, um autotransformador defasador e a configuração do IPT #2 como foram mencionados anteriormente.

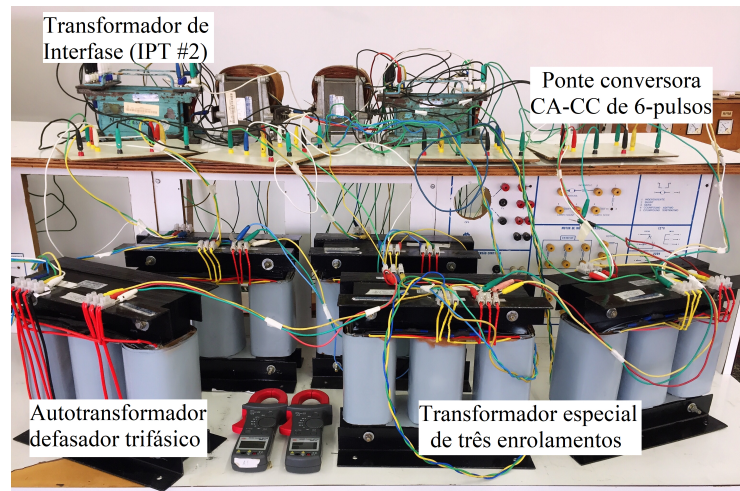


Figura 5.8 – Bancada do SC-48P implementado.

A Figura 5.9 ilustra os resultados práticos obtidos das correntes CA de linha i_{rede_a} , i_a e seus respectivos espectros harmônicos. Pode-se observar que o valor da THD das correntes i_{rede_a} e i_a é igual a 2,9% e 5,2%, respectivamente e o perfil da corrente CA da rede elétrica do SC-48P proposto se assimila praticamente a uma onda senoidal. Comparativamente a situação computacional, as divergências de valores obtidos da THD poderiam ser explicadas pelo fato de se ter a tensão CA da concessionária não-ideal. A Figura 5.10 mostra a forma de onda da corrente CA de linha i_{aut_a} de entrada do autotransformador, seu espectro harmônico e a tensão CC na carga R-L. Nota-se que o valor da THD experimental obtido da corrente i_{aut_a} é igual a 3,3%. Ressalta-se que os valores obtidos da THD experimental das correntes CA de linha i_{rede_a} , i_a e i_{aut_a} são praticamente iguais aos de simulação como mostrados nas Figuras 5.3(d), 5.3(f), 5.3(h). Com base na Figura 5.10, a potência ativa de entrada (P_{ent}) do SC-48P proposto levando em consideração as três fases é igual a 3,004 kW. Portanto, a eficiência experimental ($\eta_{exp} = P_{cc}/P_{ent}$) do sistema conversor proposto encontra-se a ser 99,13%, lembrando que a potência aplicada na carga é igual a 2,978 kW devido aos recursos laboratoriais.

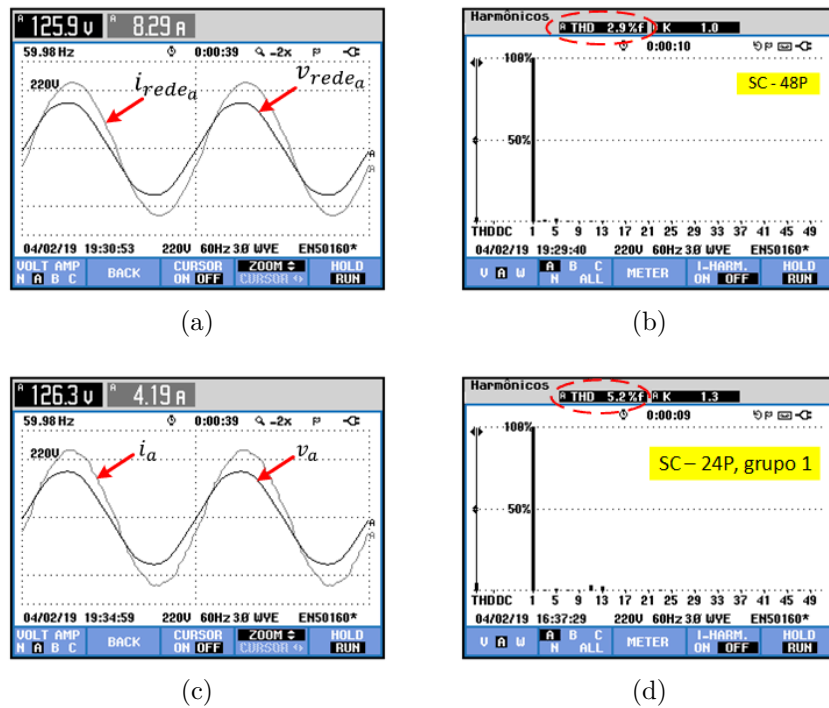


Figura 5.9 – Resultados experimentais usando IPT #2. (a) e (c)–Forma de ondas das correntes i_{rede_a} e i_a . (b) e (d)– Espectro harmônico.

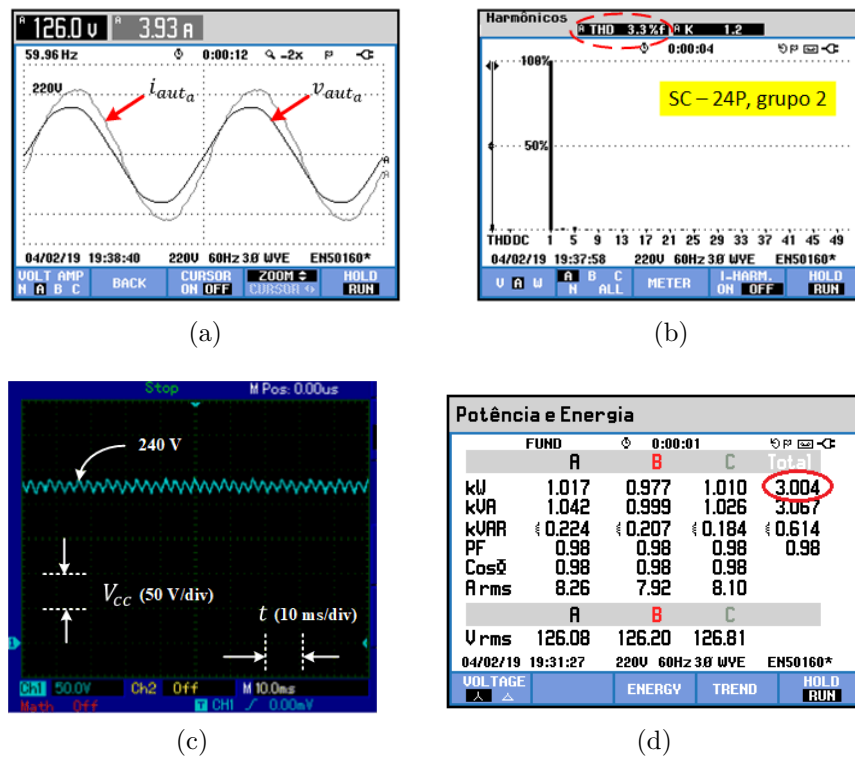


Figura 5.10 – Resultados experimentais do SC-48P proposto usando IPT #2. (a)–Forma de ondas da corrente e tensão (i_{aut_a} e v_{aut_a}). (b)– Espectro harmônico. (c)– Forma de onda da tensão CC na carga. (d)– Valor das potências.

A Figura 5.11 ilustra um resumo gráfico contendo os valores teóricos, de simulação (considerando-se ambos os arranjos do IPT #1 e IPT #2) e experimentais (considerando-se apenas o IPT #2) da THD obtida das correntes CA de linha i_{rede_a} , i_a , i_{aut_a} do SC-48P proposto. Pode-se concluir, com base na Figura 5.11, que o estudo realizado neste capítulo apresenta uma consistência teórica experimental. Além disso, os resultados práticos obtidos, em termos da distorção harmônica, atendem aos requerimentos do IEEE-519 [59]. Portanto, é possível confirmar a viabilidade e aplicabilidade do SC-48P proposto, em termos de melhoria da qualidade de energia, para ser utilizado em retificação industrial de altíssimas correntes da ordem de centenas de quilo-amperes, para que os consumidores e outras cargas conectadas à rede elétrica do SC-48P não sejam afetados pelos efeitos prejudiciais causados pelas correntes harmônicas injetadas pelos conversores.

Por outro lado, a título informativo, os custos unitários do autotransformador defasador e dos transformadores especiais, sob encomenda, são equivalentes a 2.730,00 reais e 2.115,00 reais, respectivamente. Além disso, o custo do transformador IPT #1 e IPT #2, colocado no lado CC do sistema proposto, é igual a 4.392,00 reais e 4.224,00 reais, respectivamente. Vale ressaltar que quatro (04) transformadores de três enrolamentos são empregados no SC-48P proposto. Consequentemente, os custos totais do circuito magnético, levando-se em consideração os arranjos IPT #1 e IPT #2, são iguais a 15.582,00 reais e 15.414,00 reais, respectivamente de acordo com a cotação atual.

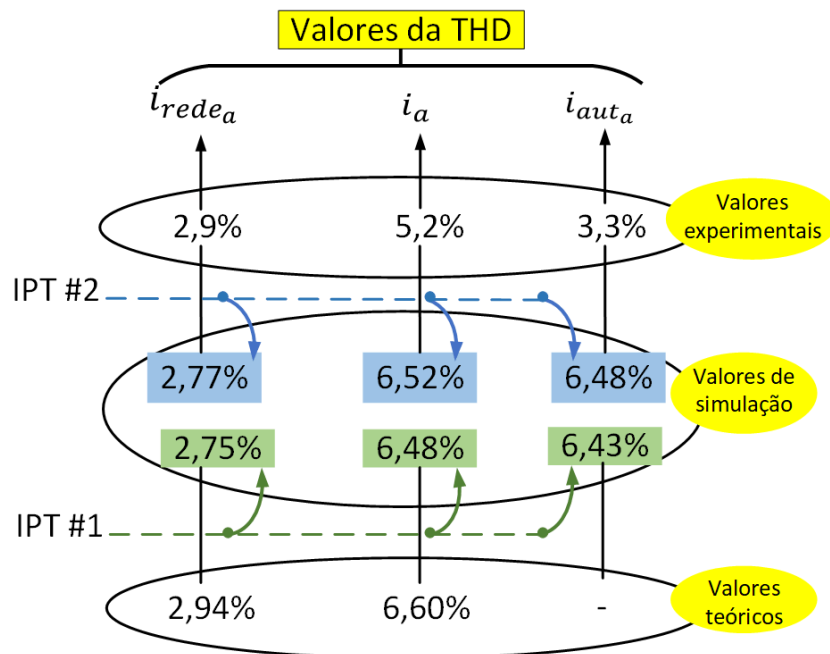


Figura 5.11 – Resumo gráfico do estudo realizado no SC-48P proposto.

5.5 Considerações finais

O sistema conversor de 48-pulsos proposto, simulado e implementado apresentou um desempenho satisfatório em termos de distorção harmônica no lado CA da rede elétrica. Em condição normal, a THD da corrente CA de linha da rede elétrica do SC-48P é igual a 2,75% e 2,77%, respectivamente para o IPT #1 e IPT #2, atendendo assim aos requerimentos do IEEE-519 [59]. Por outro lado, três cenários são considerados neste trabalho, no intuito de se avaliar a confiabilidade do SC-48P proposto. Os resultados derivados desta análise confirmam que o SC-48P pode eficientemente, dependendo das falhas ocorridas, operar como um SC-24P e SC-12P em termos de confiabilidade e de disponibilidade de energia, quando da operação em modo degradado.

Isto é, quando o SC-48P proposto estiver operando como um SC-24P, a THD da corrente CA de linha da rede é aproximadamente igual a 6,15% e 6,18%, respectivamente para o IPT #1 e IPT #2. Quando o mesmo estiver operando como um SC-12P, a THD da corrente CA é igual a 13,21% e 13,26%, respectivamente para o IPT #1 e IPT #2. Os resultados obtidos mostram que os arranjos IPT #1 e IPT #2 apresentam desempenho satisfatório em termos da distorção harmônica, sob a mesma condição operacional (potência CC da carga igual a 80% da potência total nominal).

Por outro lado, o valor da THD experimental, em condição normal de operação, é igual a 2,9%, apenas para o IPT #2 e, portanto, aproximou-se do valor de simulação pré-citado. O valor simulado da THD para a potência DC considerada de 2,978 kW no arranjo IPT #2 (experimental em laboratório) foi de 3,014%, bem próximo ao obtido experimentalmente que foi de 2,9%. Afinal, com base nos resultados obtidos, é possível confirmar a viabilidade e aplicabilidade do SC-48P proposto para ser empregado em aplicações industriais, pois o mesmo possui uma consistência teórica experimental e não se tem notícia ainda desta topologia na literatura técnica conhecida. Além disso, o SC-48P proposto, essencialmente de forma resumida, apresentou as seguintes vantagens:

- i) Facilidade de manutenção uma vez que o protótipo é composto de transformadores não-convencionais idênticos de três enrolamentos possibilitando assim uma substituição rápida em eventos de falhas e requer um espaço físico menor;
- ii) O conversor proposto pode efetivamente operar como um SC-24P até SC-12P (dependendo dos cenários considerados) em modo degradado oferecendo assim uma maior confiabilidade comparado com outras topologias existentes na literatura;
- iii) De acordo com os resultados práticos, a eficiência experimental do arranjo do SC-48P proposto é melhorado ($\eta_{exp} \cong 99.13\%$);
- iv) O SC-48P proposto possui uma maior capacidade de redução da THD (2.9%) da corrente CA de linha atendendo assim aos requerimentos do IEEE-519 e melhorando

assim a qualidade de energia elétrica do sistema conversor;

Um autotransformador foi inserido na topologia proposta para o arranjo do segundo grupo de 24-pulsos. Este grupo “enxerga” o autotransformador como uma impedância em série para o efeito da reatância total efetiva para determinação da reatância de comutação destes quatro referidos conversores, pontes a diodos Graetz. Lembrando que a impedância percentual do autotransformador é menor em comparação com a dos transformadores não-convencionais. Como para o caso de associação em paralelo de conversores, quanto maior é a reatância de comutação, menor é a corrente de contribuição do conversor, portanto, relação de proporcionalidade inversa, as correntes das pontes conversoras do segundo grupo são ligeiramente menores, ocorrendo desta forma um ligeiro desequilíbrio na distribuição de correntes dos conversores do arranjo de 48-pulsos. Verifica-se esta afirmação através das Figuras 5.9(c) e 5.10(a).

6 Conclusões e Trabalhos futuros

A proposta da tese confirma que os filtros CA e CC inicialmente instalados em ST-HVDC convencional podem ser efetivamente reduzidos usando uma estrutura nova do sistema conversor de 24-pulsos. Desta maneira, a necessidade de manutenção, controle, proteção e de espaço físico requeridos para os filtros, no SC-12P tradicional, pode ser eliminada. Vale destacar que no caso do sistema HVDC de Itaipu, como foi ilustrado na Figura 1.3, o arranjo proposto encontra-se viável, pois o mesmo número de pontes conversoras é usado. Esta proposta alternativa, num estudo inicial de análises com o auxílio de ferramentas adequadas, foi parcialmente comprovada com as equações de correntes CA de linha e tensão CC de saída, conduzidas e estabelecidas no Capítulo 3. Além disso, com base na validação experimental e simulações computacionais realizadas sob condições não-ideais, foi possível justificar a aplicabilidade do SC-24P proposto em ST-HVDC.

Logo, os resultados obtidos em condições ideais de operação, usando um sistema de teste do CIGRE, comprovam economia nas instalações dos filtros CA e CC (pode-se notar a presença dos $(24 \cdot k \pm 1)$ e $(24 \cdot k)$ harmônicos na corrente CA e na tensão CC, respectivamente) e, portanto, redução de espaço físico para instalação destes dispositivos. Entretanto, é importante ressaltar que uma das principais funções dos filtros é participar na compensação da potência reativa consumida pelos conversores. Consequentemente, os bancos de capacitores que compõem os filtros, responsáveis pelo suprimento da potência reativa, precisam ser conservados no sistema CA em ambas as estações retificadora e inversora, ao fazer uso do SC-24P proposto.

Em seguida, na tentativa de ilustrar os efeitos causados pelas imperfeições da rede (condições não-ideais de operação), cinco cenários de análise, cujas especificações são emitidas, foram processados no ambiente do software Matlab/Simulink. Os resultados essenciais decorrentes destas análises mostraram, mediante condições de desequilíbrios da rede, a geração de harmônicos não-característicos de magnitude considerável, tanto na corrente CA de linha (harmônicos de ordens ímpares, cujo 2º harmônico revela ser predominante) quanto na tensão CC de saída (harmônicos de ordens pares, cujo 2º harmônico é predominante) das pontes conversoras. É importante ressaltar que o sistema de teste escolhido para as análises inicialmente apresentou uma ressonância paralela (próximo da frequência 100 Hz) no sistema CA em ambas as estações conversoras. Esta característica específica, portanto, tem influenciado a magnitude do 2º harmônico.

Por outro lado, o SC-24P proposto tem aplicações favoráveis em sistemas multiterminais, nos quais uma derivação de potência ao longo da linha é feita para suprir cargas de comunidade localizadas ao trecho da linha. Nos casos de interligações por inter-

médio de cabos submarinos em locais povoados, nos quais existem limitações de espaço físico para implementações e construções das subestações em que os filtros passivos são instalados, a proposta é viável. Nestes casos, já são instalados também filtros ativos, que ocupam menor espaço de instalação e em se utilizando o arranjo de 24-pulsos, consegue-se uma redução na potência destes filtros ativos, fato este benéfico. Além destas vantagens, o SC-24P proposto na primeira parte da tese tem sua aplicabilidade também em sistemas mais elétricos de aeronaves podendo assim minimizar o tamanho e o peso trazidos pelo sistema tradicional (fatores muito essenciais e relevantes para os aviões), além de oferecer um baixo consumo de potência reativa e uma alta confiabilidade [34].

Na segunda parte da tese, mostrou-se a performance de uma nova estrutura do sistema conversor de 48-pulsos usando duas configurações de transformadores de interfase, para mitigação harmônica em aplicações industriais. Para este desenvolvimento, foi estabelecido um procedimento de cálculo da indutância de ambos os IPTs. Os resultados obtidos, em condições ideais de operação e modo degradado, mostraram um desempenho satisfatório em termos de melhoria da qualidade de energia, confiabilidade e da continuidade do fornecimento da energia elétrica. Consequentemente, há efetivamente a presença dos $(48 \cdot k \pm 1)$ harmônicos característicos na corrente de linha da rede elétrica do SC-48P em condição normal de operação, $(24 \cdot k \pm 1)$ e $(12 \cdot k \pm 1)$ harmônicos quando o SC-48P tiver operando em modo degradado como um conversor de 24 e 12-pulsos, respectivamente. Portanto, esta proposta oferece uma solução alternativa, fácil de ser implementada.

Em relação ao desequilíbrio entre os dois grupos de 24-pulsos causado pela presença do autotransformador defasador, como foi mencionado nas considerações finais do Capítulo 5, uma solução alternativa para resolver este tipo de problema seria a inserção de um autotransformador idêntico ao já existente, na entrada do primeiro grupo do sistema conversor de 24-pulsos. Entretanto, neste caso, os valores dos tapes K_b e K_c calculados no Capítulo 3 precisam ser atualizados considerando um deslocamento θ equivalente a $3,75^\circ$. Além disso, é importante ressaltar que para se conseguir efetivamente o SC-48P, é necessário a inversão da sequência de fases na entrada do segundo autotransformador. Vale lembrar que foram empregados quatro transformadores especiais idênticos e um autotransformador defasador no SC-48P proposto (vide Figura 2.9). Com o objetivo de eliminar este autotransformador no circuito e, portanto, minimizar o espaço físico de ocupação e o custo de aquisição e de manutenção do sistema conversor, um novo arranjo (vide Figura 6.1), para futuros trabalhos, pode ser estudado dentro das análises feitas nesta tese. Esta nova estrutura oferece uma simplicidade na implementação, porém dispõe de três projetos de fabricação relacionados ao transformador tradicional ($Y_{aterrado}$ -Y-D) e transformadores especiais ($7,5^\circ$ e 15°) empregados. É importante e evidente ter em mente que, para o grupo do sistema conversor de 24-pulsos resultante de associação dos transformadores T_1 e T_2 , o protótipo também pode ser favorável para aplicação em ST-HVDC.

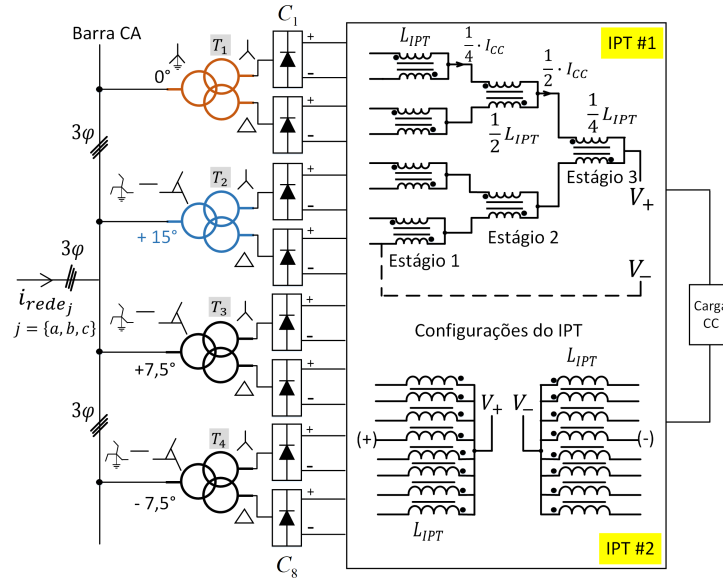


Figura 6.1 – Estrutura nova do SC-48P proposto para futuros estudos.

Sob outra perspectiva, o SC-48P proposto tem aplicações favoráveis na indústria de alumínio onde são requeridas altíssimas correntes de serviço da ordem de quilo-amperes. Além disso, no contexto de aplicações de sistemas industriais modernos, o SC-48P também pode ser favorável para aplicações de acionamentos elétricos de grande porte altamente confiáveis na indústria de petróleo, por exemplo, usados para acionar ventiladores, bombas e compressores de alta potência em plataformas offshore [5]. Como vantagem imediata, o SC-48P proposto, por possuir transformadores não-convencionais idênticos, resulta em um fator favorável considerando-se o aspecto de facilidade de manutenção.

Como trabalhos futuros, a performance dinâmica do SC-24P proposto, usando diversas estratégias de controle, poderá ser analisada e simulada baseando-se em um sistema real de transmissão HVDC existente. Tendo em vista que todos os aspectos de desequilíbrios, para análises do SC-24P proposto sob condições não-ideais de operação, não foram tratados no capítulo 4, os próximos estudos poderão levar em consideração o desequilíbrio entre as tensões secundárias e as impedâncias (resistências e indutâncias) do transformador, desequilíbrio entre os componentes no ramo das pontes conversoras e o desequilíbrio entre os ângulos de disparo. Por outro lado, sugere-se também a implementação do SC-48P proposto usando o arranjo do IPT #1 e, comparar os resultados experimentais desta implementação com os já obtidos no caso do transformador de interfase IPT #2. Além disso, pretende-se disponibilizar uma bancada estruturada do SC-48P proposto para fins educacionais, ou seja, para aulas didáticas de laboratório para os alunos de graduação e pós-graduação como também cursos de treinamento para profissionais da indústria. Por fim, um projeto de elaboração de um livro didático, em linguagem acessível, síntese da tese, está em andamento com a finalidade de alcançar um público mais amplo.

Anexos

ANEXO A – Artigos elaborados e publicados durante o doutorado

Durante o doutorado, foram elaborados, desde de 2018, onze (11) artigos, dos quais quatro em revistas internacionais e sete em congressos internacionais, cujos cinco (05) são relacionados aos trabalhos da tese, conforme a descrição apresentada abaixo. Um artigo relacionado ao SC-24P para se comprovar a primeira parte da tese, foi publicado na Electric Power Systems Research, classificado no Qualis A1 da CAPES.

- Christel Enock Ghislain Ogoulola, Angelo José Junqueira Rezek, François-xavier Fifatin, Vinicius Zimmermann Silva, Robson Bauwelz Gonzatti, José Carlos de Oliveira, Rafael Di Lorenzo Correa, [An alternative proposal for HVDC transmission systems using 24-pulse AC/DC converters based on three-winding non-conventional transformers](#), Electric Power Systems Research, vol. 182, n° 106230, Janeiro 2020.

Um artigo relacionado ao sistema conversor de 24-pulsos, para comprovar sua aplicabilidade em sistemas elétricos de aeronaves, foi recentemente aceito para ser apresentado na COBEP 2021 indexado pelo IEEE.

- Hugo Oliveira Vilas Boas, Christel Enock Ghislain Ogoulola, Angelo José Junqueira Rezek, [Power Quality Improvements in Aircraft Systems: A Proposal Using a 24-pulse Converter for Harmonic Mitigation](#), COBEP 2021.

Um artigo relacionado ao sistema conversor de 48-pulsos, proposto para se comprovar a segunda parte da tese, foi publicado no SPRINGER Electrical Engineering, classificado no Qualis A2 da CAPES.

- Christel Enock Ghislain Ogoulola, Angelo José Junqueira Rezek, François-xavier Fifatin, Vinicius Zimmermann Silva, Robson Bauwelz Gonzatti, José Policarpo Gonçalves de Abreu, Maurício Campos Passaro, Tales Cleber Pimenta, Vinicius Zimmermann Silva, Mauro José Renó Ferreira, Hugo Oliveira Vilas Boas, [Performance evaluation of interphase transformers based on a new 48-pulse AC-DC converter for industrial applications](#), SPRINGER Electrical Engineering, Junho 2021.

Um artigo relacionado ao sistema conversor de 48-pulsos, proposto para se comprovar a segunda parte da tese, foi submetido na Electric Power Components and Systems classificado no Qualis B1 e, atualmente encontra-se em estágio de revisão.

- Christel Enock Ghislain Ogoulola, Angelo José Junqueira Rezek, François-xavier Fifatin, Vinicius Zimmermann Silva, Alexandre Viana Braga, [Implementation of a new 48-pulse AC/DC multiconverter system using non-conventional transformers for harmonic mitigation in industrial applications](#), SPRINGER Electrical Engineering, vol. 103, Junho 2021.

Um artigo relacionado ao sistema conversor de 48-pulsos, proposto para se comprovar a segunda parte da tese, foi apresentado e publicado no VIII Congresso Internacional do Alumínio ABAL.

- Christel Enock Ghislain Ogoulola, Angelo José Junqueira Rezek, Olatoundji Georges, José Policarpo Gonçalves de Abreu, Gnonhoue, Valberto Ferreira da Silva, Rafael Di Lorenzo Corrêa, François-xavier Fifatin, [Protótipo de novo sistema multi-conversor de 48 pulsos para ser utilizado em processo de extração de alumínio](#), vol. 1, pp 1–15, VIII congresso internacional do alumínio–ABAL, 2018, São Paulo.

Seis artigos não-relacionados à tese, elaborados em co-autoria, foram publicados na Electric Power Systems Research, classificado no Qualis A1 da CAPES, no SBSE Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, na COBEP Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência e na ABAL Associação Brasileira do Alumínio. O segundo na lista foi desenvolvido na Universidad Tecnológica de la Habana–Cuba, em cooperação com a Universidade Federal de Itajubá sob o projeto “MES–CUBA Projetos” financiado pela CAPES.

- Vinicius Zimmermann Silva, Angelo José Junqueira Rezek, Christel Enock Ghislain Ogoulola, [Alternatives to control the frequency increase in an electric system with synchronous and induction generators in parallel operation mode](#), ELSEVIER Electric Power Systems Research, vol. 182, n° 106136, Dezembro 2019.
- Christel Enock Ghislain Ogoulola, Angelo José Junqueira Rezek, Robson Bauwelz Gonzatti, Vinicius Zimmermann Silva, Marcos Leonardo Ramos, Elio Castro Alfonso, Raynel Díaz Santos, [A new bidirectional three-phase neutral point clamped \(NPC\) grid-connected converter: Analysis and Simulation](#), Santo André–SP, SBSE Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2020.
- Marcos Leonardo Ramos, José Maria de Carvalho Filho, Angelo José Junqueira Rezek, Christel Enock Ghislain Ogoulola, Vinicius Zimmermann Silva, [Eight thyristor AC–DC modified converter bridge implementation](#), Santo André–SP, SBSE Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, 2020.
- Luiz Otávio Campos de Medeiros, José Carlos Grilo Rodrigues, Angelo José Junqueira Rezek, Nery de Oliveira Junior, Rafael Di Lorenzo Corrêa, Alexandre Viana

- Braga, Christel Enock Ghislain Ogoulola, Vinicius Zimmermann Silva, Marcos Leonardo Ramos, [Implementation of a didactic platform for a generic load torque emulator using induction machines and PWM inverters](#), IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference, Abril 2019, Santos–Brazil.
- Olatoundji Georges Gnonhoue, Angelo José Junqueira Rezek, Christel Enock Ghislain Ogoulola, Alexandre Viana Braga, [A didactic workbench in a thyristorised AC/DC 12 pulse conversion system](#), SBSE Simposio Brasileiro de Sistemas Eletricos, Niteroi 2018.
 - Lana Gabriella Souza Lopes, Angelo José Junqueira Rezek, Claudinilson Alves Luczkiewicz, Christel Enock Ghislain Ogoulola, Vinicius Zimmermann Silva, José Carlos de Oliveira, Thiago Borges Andre [Um procedimento de projeto detalhado para um sistema de controle de velocidade discreto de um gerador assíncrono operando em paralelo com uma máquina síncrona](#), CBQEE Conferência Brasileira sobre a Qualidade da Energia Elétrica, Foz do Iguaçu 2021.

ANEXO B – Formulação matemática das correntes CA de linha no SC-48P proposto

No intuito de avaliar teoricamente o perfil das correntes CA no SC-48P e seus respectivos conteúdos harmônicos, uma análise matemática foi conduzida usando-se séries de Fourier e o balanço da força magnetomotriz (FMM). Assuma-se, para esta análise, que o sistema trifásico de tensão e de corrente na entrada das pontes conversoras é totalmente equilibrado. As correntes CA de linha dos enrolamentos secundários e terciários do transformador conectado em DE-Y-D são iguais às de entrada de cada ponte conversora.

A Figura B.1 mostra o diagrama esquemático do transformador não-convencional T_1 do grupo G_1 como mostrado na Figura 2.9 do Capítulo 1. As correntes i_{1Yj} e $i_{1\Delta j}$ com $j = \{a, b, c\}$ são as correntes CA de linha de entrada das pontes conversoras C_1 e C_2 . O eixo (+) na Figura B.1 é tomado como o eixo positivo da FMM. Por conveniência, as correntes CA de linha adotam valores positivos quando saem pelas marcas de polaridade das bobinas e sentidos negativos quando entram pelas mesmas. Por outro lado, i'_{1a} e i''_{1a} são as correntes CA refletidas no primário do transformador T_1 considerando-se as conexões DE-Y e DE-D, respectivamente. Ressalta-se que os cálculos das correntes CA de linha estabelecidas nesta seção são processados com a ajuda do software MathCad.

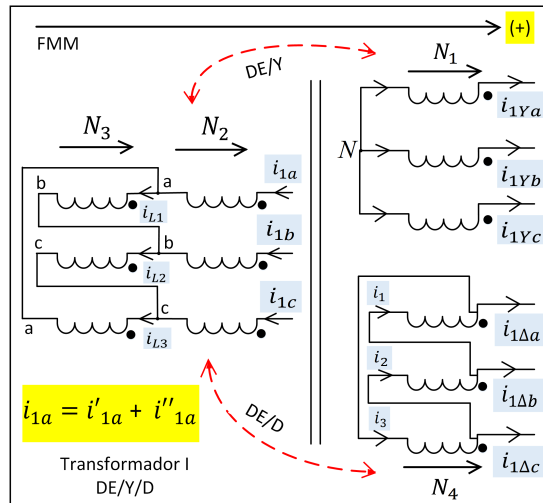


Figura B.1 – Diagrama esquemático do T_1 do grupo G_1 .

Aplicando-se a análise do balanço da FMM ($\sum_j FMM_j = \sum_j (N \times i) = 0$) para cada uma das três fases, para a conexão DE-Y mostrada na Figura B.1, pode-se estabe-

lecer de acordo com a equação (B.1), o seguinte sistema de equação.

$$\begin{cases} N_1 \cdot i_{1Ya}(\theta) - N_2 \cdot i'_{1a}(\theta) - N_3 \cdot i_{L1}(\theta) = 0 \\ N_1 \cdot i_{1Yb}(\theta) - N_2 \cdot i'_{1b}(\theta) - N_3 \cdot i_{L2}(\theta) = 0 \\ N_1 \cdot i_{1Yc}(\theta) - N_2 \cdot i'_{1c}(\theta) - N_3 \cdot i_{L3}(\theta) = 0 \end{cases} \quad (\text{B.1})$$

No qual os parâmetros N_1 , N_2 e N_3 representam os tapes calculados no Capítulo 3, para uma relação de transformação de 1:(180/220), e $\theta = \omega t$ é a frequência angular em radianos. Baseando-se na Figura B.1 e usando-se a primeira lei de Kirchhoff, consegue-se estabelecer a relação entre as correntes CA de linha (i_{L1} , i_{L2} e i_{L3}) e (i'_{1a} , i'_{1b} e i'_{1c}) de acordo com a equação (B.2).

$$\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{L1}(\theta) \\ i_{L2}(\theta) \\ i_{L3}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} i'_{1a}(\theta) \\ i'_{1b}(\theta) \\ i'_{1c}(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \quad (\text{B.2})$$

Observa-se na equação (B.2) que há presença de uma matriz não quadrada de formato (4×3) . Portanto, a resolução da mesma é feita usando-se formulas matriciais conhecidas. Isto é, pode-se reescrever a equação (B.2) de acordo com a equação (B.3), na qual $I_{(3 \times 3)}$ é a matriz identidade. Consequentemente, as correntes CA de linha i_{L1} , i_{L2} e i_{L3} que fluem através das bobinas auxiliares do enrolamento em conexão DE, são calculadas de acordo com a equação (B.4).

$$\begin{aligned} M_{(4 \times 3)} \cdot X &= N \\ M_{(4 \times 3)}^T \cdot M_{(4 \times 3)} \cdot X &= M_{(4 \times 3)}^T \cdot N \\ \underbrace{(M_{(4 \times 3)}^T \cdot M_{(4 \times 3)})^{-1} \cdot (M_{(4 \times 3)}^T \cdot M_{(4 \times 3)})}_{I_{(3 \times 3)}} \cdot X &= (M_{(4 \times 3)}^T \cdot M_{(4 \times 3)})^{-1} \cdot M_{(4 \times 3)}^T \cdot N \end{aligned} \quad (\text{B.3})$$

$$X = (M_{(4 \times 3)}^T \cdot M_{(4 \times 3)})^{-1} \cdot M_{(4 \times 3)}^T \cdot N$$

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} i_{L1}(\theta) \\ i_{L2}(\theta) \\ i_{L3}(\theta) \end{bmatrix} &= \left(\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \right)^{-1} \times \begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \\ -1 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^T \times \begin{bmatrix} i'_{1a}(\theta) \\ i'_{1b}(\theta) \\ i'_{1c}(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \\ &= \frac{1}{3} \times \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 & 1 \\ 0 & 1 & -1 & 1 \\ -1 & 0 & 1 & 1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i'_{1a}(\theta) \\ i'_{1b}(\theta) \\ i'_{1c}(\theta) \\ 0 \end{bmatrix} \end{aligned} \quad (\text{B.4})$$

Substituindo-se (B.4) em (B.1), pode-se conseguir as correntes CA de linha i'_{1a} , i'_{1b} e i'_{1c} , na sua forma matricial através da equação (B.5).

$$\begin{bmatrix} i'_{1a}(\theta) \\ i'_{1b}(\theta) \\ i'_{1c}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{N_2+p \cdot N_3}{N_1} & -p \cdot \frac{N_3}{N_1} & 0 \\ 0 & \frac{N_2+p \cdot N_3}{N_1} & -p \cdot \frac{N_3}{N_1} \\ -p \cdot \frac{N_3}{N_1} & 0 & \frac{N_2+p \cdot N_3}{N_1} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} i_{1Ya}(\theta) \\ i_{1Yb}(\theta) \\ i_{1Yc}(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{B.5})$$

Na qual $p = 1/3$ e as correntes CA de entrada das pontes conversoras i_{1Ya} , i_{1Yb} e i_{1Yc} são calculadas usando-se análise de serie de Fourier e podem ser expressas via (B.6).

$$\begin{cases} i_{1Ya}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin(k \cdot \theta) \\ i_{1Yb}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ i_{1Yc}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{B.6})$$

Na qual $k = 6 \cdot q \pm 1$ ($q \in \{0, 1 \dots 8\}$), $k \in \mathbb{Z}_+$ e I_{dc} são os harmônicos e a corrente CC de saída da ponte conversora, respectivamente. As correntes refletidas no primário i'_{1a} , i'_{1b} e i'_{1c} considerando-se a conexão DE-Y podem ser calculadas de acordo com a equação (B.7).

$$\begin{bmatrix} i'_{1a}(\theta) \\ i'_{1b}(\theta) \\ i'_{1c}(\theta) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \alpha_1 & \beta_1 & \gamma_1 \\ \gamma_1 & \alpha_1 & \beta_1 \\ \beta_1 & \gamma_1 & \alpha_1 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1Ya}(\theta) \\ i_{1Yb}(\theta) \\ i_{1Yc}(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{B.7})$$

Na qual os parâmetros α_1 , β_1 e γ_1 representam os elementos da matriz inversa em Eq. equação (B.5) e são deduzidos de acordo com a equação (B.8).

$$\begin{cases} \alpha_1 = \frac{9N_1 \cdot N_2^2 + 6N_1 \cdot N_2 \cdot N_3 + N_1 \cdot N_3^2}{9N_2^3 + 9N_2^2 \cdot N_3 + 3N_2 \cdot N_3^2} \\ \beta_1 = \frac{N_1 \cdot N_3^2 + 3N_1 \cdot N_2 N_3}{9N_2^3 + 9N_2^2 \cdot N_3 + 3N_2 \cdot N_3^2} \\ \gamma_1 = \frac{N_1 \cdot N_3^2}{9N_2^3 + 9N_2^2 \cdot N_3 + 3N_2 \cdot N_3^2} \end{cases} \quad (\text{B.8})$$

A Figura B.2 ilustra a forma de onda da corrente refletida i'_{1a} apenas da fase A, para $0 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi$ considerando-se a conexão DE-Y.

Com um procedimento similar ao descrito para obtenção das correntes refletidas i'_{1a} , i'_{1b} e i'_{1c} consegue-se estabelecer via equação (B.9), as correntes refletidas i'_{1a} , i'_{1b} e i'_{1c}

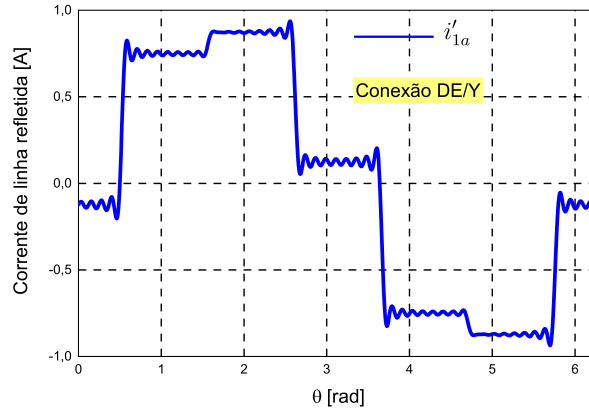


Figura B.2 – Forma de onda da corrente CA de linha i'_{1a} .

considerando-se apenas a conexão DE–D. As correntes de entrada $i_{1\Delta a}$, $i_{1\Delta b}$ e $i_{1\Delta c}$ são dadas de acordo com a equação (B.10) usando-se series de Fourier.

$$\begin{bmatrix} i''_{1a}(\theta) \\ i''_{1b}(\theta) \\ i''_{1c}(\theta) \end{bmatrix} = p \times \begin{bmatrix} \frac{N_2+p \cdot N_3}{N_1} & 0 & -p \cdot \frac{N_3}{N_1} \\ -p \cdot \frac{N_3}{N_1} & \frac{N_2+p \cdot N_3}{N_1} & 0 \\ 0 & -p \cdot \frac{N_3}{N_1} & \frac{N_2+p \cdot N_3}{N_1} \end{bmatrix}^{-1} \times \begin{bmatrix} i_{1\Delta a}(\theta) - i_{1\Delta b}(\theta) \\ i_{1\Delta b}(\theta) - i_{1\Delta c}(\theta) \\ i_{1\Delta c}(\theta) - i_{1\Delta a}(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{B.9})$$

$$\begin{cases} i_{1\Delta a}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)\right) \\ i_{1\Delta b}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{6} - \frac{2\pi}{3}\right)\right) \\ i_{1\Delta c}(\theta) = \frac{4}{\pi} \cdot I_d \cdot \sum_k \frac{1}{k} \cos\left(k \cdot \frac{\pi}{6}\right) \sin\left(k \cdot \left(\theta - \frac{\pi}{6} + \frac{2\pi}{3}\right)\right) \end{cases} \quad (\text{B.10})$$

Consequentemente, as correntes CA refletidas i''_{1a} , i''_{1b} e i''_{1c} podem ser dadas através da equação (B.11).

$$\begin{bmatrix} i''_{1a}(\theta) \\ i''_{1b}(\theta) \\ i''_{1c}(\theta) \end{bmatrix} = p \times \begin{bmatrix} \alpha_2 & \beta_2 & \gamma_2 \\ \gamma_2 & \alpha_2 & \beta_2 \\ \beta_2 & \gamma_2 & \alpha_2 \end{bmatrix} \times \begin{bmatrix} i_{1\Delta a}(\theta) - i_{1\Delta b}(\theta) \\ i_{1\Delta b}(\theta) - i_{1\Delta c}(\theta) \\ i_{1\Delta c}(\theta) - i_{1\Delta a}(\theta) \end{bmatrix} \quad (\text{B.11})$$

Na qual os parâmetros α_2 , β_2 e γ_2 representam os elementos da matriz inversa

estabelecida na equação (B.9) e podem ser dados de acordo com a equação (B.12).

$$\left\{ \begin{array}{l} \alpha_1 = \frac{9N_4 \cdot N_2^2 + 6N_4 \cdot N_2 \cdot N_3 + N_4 \cdot N_3^2}{9N_2^3 + 9N_2^2 \cdot N_3 + 3N_2 \cdot N_3^2} \\ \beta_1 = \frac{N_4 \cdot N_3^2 + 3N_4 \cdot N_2 \cdot N_3}{9N_2^3 + 9N_2^2 \cdot N_3 + 3N_2 \cdot N_3^2} \\ \gamma_1 = \frac{N_4 \cdot N_3^2}{9N_2^3 + 9N_2^2 \cdot N_3 + 3N_2 \cdot N_3^2} \end{array} \right. \quad (B.12)$$

O deslocamento angular entre os enrolamentos secundário e terciário é igual a 30° devido à conexão Y-D. Portanto, o tape N_4 presente na equação (B.12) é igual a $\sqrt{3} \times N_1$. A Figura B.3 ilustra a forma de onda apenas da corrente refletida i''_{1a} da fase A, para $0 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi$ considerando-se apenas a conexão DE-D.

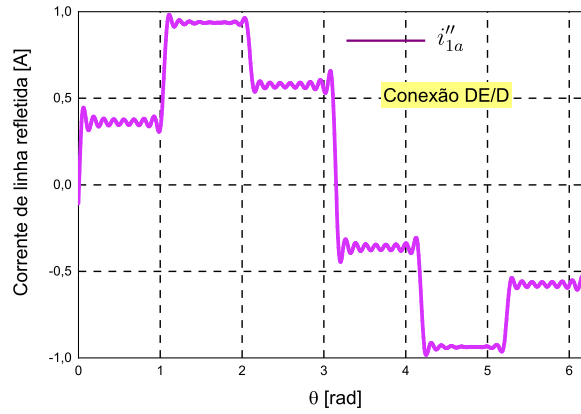


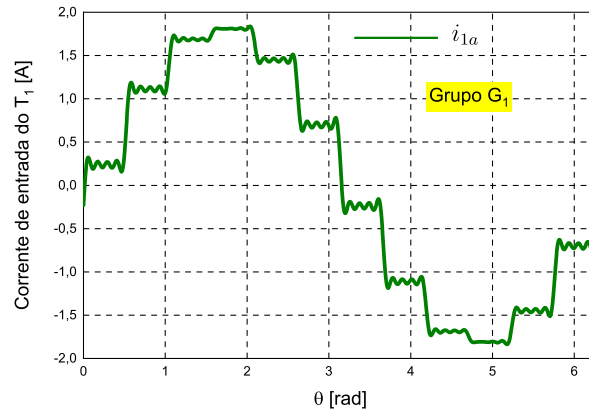
Figura B.3 – Forma de onda da corrente CA de linha i''_{1a} .

As correntes de linha de entrada i_{1a} , i_{1b} e i_{1c} do transformador T_1 do grupo G_1 são dadas de acordo com a equação (B.13).

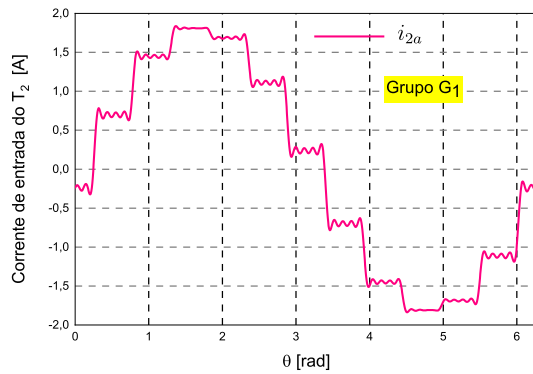
$$\left\{ \begin{array}{l} i_{1a}(\theta) = i'_{1a} + i''_{1a} \\ i_{1b}(\theta) = i'_{1b} + i''_{1b} \\ i_{1c}(\theta) = i'_{1c} + i''_{1c} \end{array} \right. \quad (B.13)$$

A Figura B.4 ilustra a forma de onda da corrente CA de linha i_{1a} , para $0 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi$.

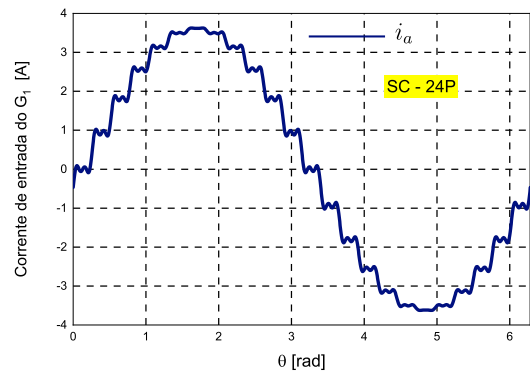
Um processo análogo ao descrito anteriormente para obtenção da corrente de linha de entrada i_{1a} é adotado aqui para determinar as correntes CA de linha de entrada i_{2a} , i_a e i_{grida} do transformador T_2 , do primeiro grupo do SC-24P G_1 e da rede elétrica do SC-48P, respectivamente. Também, é importante ressaltar que o autotransformador trifásico defasador foi empregado no sistema conversor proposto para conseguir um deslocamento

Figura B.4 – Forma de onda da corrente CA de linha i_{1a} .

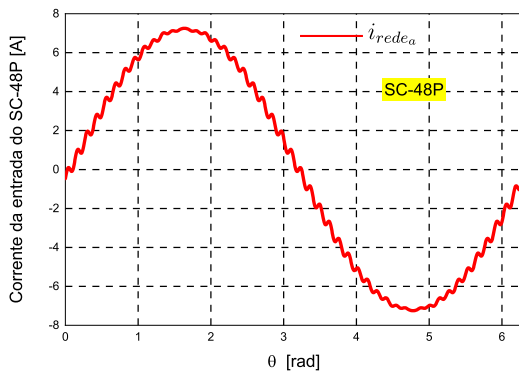
de 7.5° entre ambos os grupos G_1 e G_2 . Portanto, a corrente de linha de entrada i_{aut_a} do autotransformador é defasada da corrente i_a de 7.5° . A Figura B.5 mostra as formas de onda das correntes CA de linha i_{2a} , i_a e i_{grid_a} , para $0 \leq \theta \leq 2 \cdot \pi$.



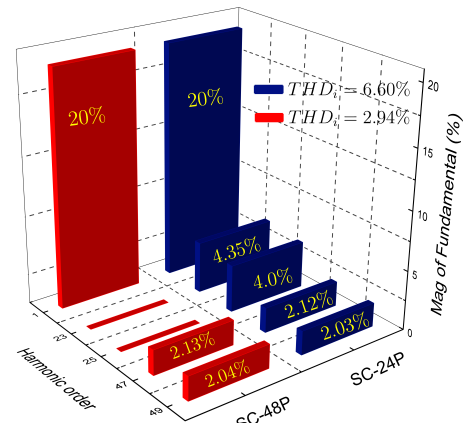
(a)



(b)



(c)



(d)

Figura B.5 – Forma de onda das correntes CA de entrada. (a) Corrente CA de linha i_{2a} . (b) Corrente CA de linha i_a . (c) Corrente CA da rede elétrica i_{grid_a} . (d) Conteúdo harmônico das correntes CA de linha.

A Figura B.5(d) mostra o conteúdo harmônico das correntes CA de linha i_a e i_{grid_a} do SC-24P e SC-48P, respectivamente. Nesta Figura, são consideradas apenas as 50 primeiras componentes harmônicas. A componente fundamental das correntes CA de linha é limitada a 20% no intuito de deixar as componentes harmônicas visíveis. Na Figura B.5(d), pode-se observar que as correntes CA de linha i_a e i_{grid_a} possuem uma THD igual a 6.60% e 2.94%, respectivamente. Portanto, são eliminados os 23° e 25° harmônicos na corrente de linha de entrada da rede elétrica do SC-48P. Salienta-se que o conteúdo harmônico da corrente CA de linha i_{aut_a} do autotransformador defasador é similar ao da corrente i_a do primeiro grupo do SC-24P, porém, com valor reduzido da THD, devido ao efeito de filtragem do autotransformador.

ANEXO C – Procedimento de cálculo dos parâmetros $\overline{V_{cc}}$, V_{A_k} e V_{B_k}

Para o cálculo dos parâmetros $\overline{V_{cc}}$, V_{A_k} e V_{B_k} , estabelecidos no Capítulo 3, considere-se o circuito simplificado de um retificador controlado a tiristor mostrada na Figura C.1, onde a indutância de linha L_s é assumida igual a zero e representa a indutância total entre a alimentação da concessionária e o retificador, incluindo a indutância equivalente da alimentação, a indutância de fuga total do transformador de isolamento, se houver, e a indutância de um reator de linha trifásico que é frequentemente adicionado ao sistema para a redução da THD da corrente de linha [5].

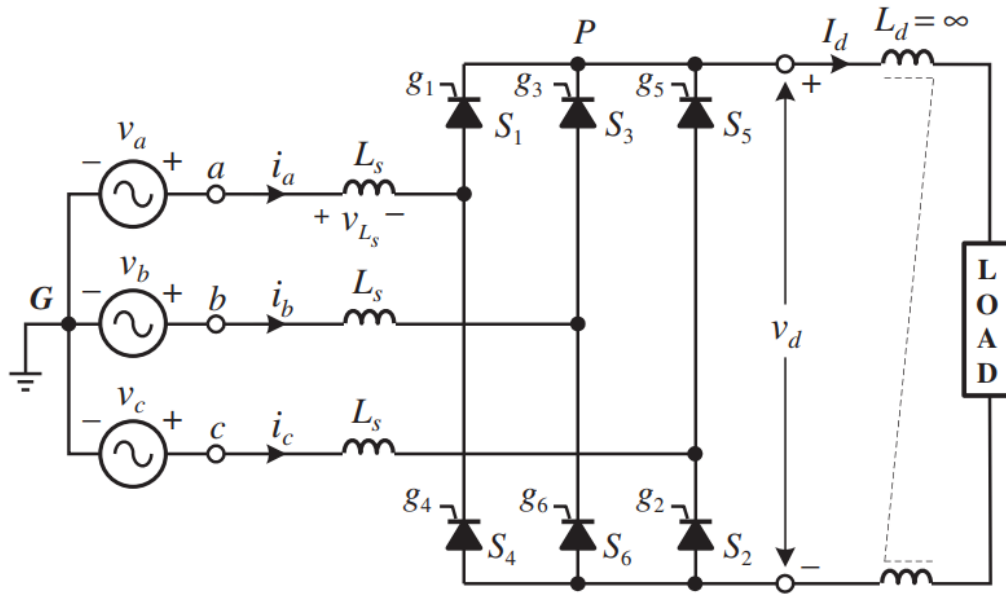


Figura C.1 – Diagrama de um circuito simplificado do SC-6P controlado [5].

A Figura C.2 mostra as formas de ondas típicas do retificador para α igual a 30° , onde v_a , v_b e v_c são as tensões de fase da rede elétrica dadas via equação (C.1); i_{gj} ($j = \{1, 2 \dots 6\}$) representam os sinais de gatilho para as chaves S_i ($i = \{1, 2 \dots 6\}$) e α é o ângulo de disparo dos tiristores, respectivamente.

$$\begin{cases} v_a(\theta) = V_{pico} \cdot \sin(\theta) \\ v_b(\theta) = V_{pico} \cdot \sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) \\ v_c(\theta) = V_{pico} \cdot \sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \end{cases} \quad (C.1)$$

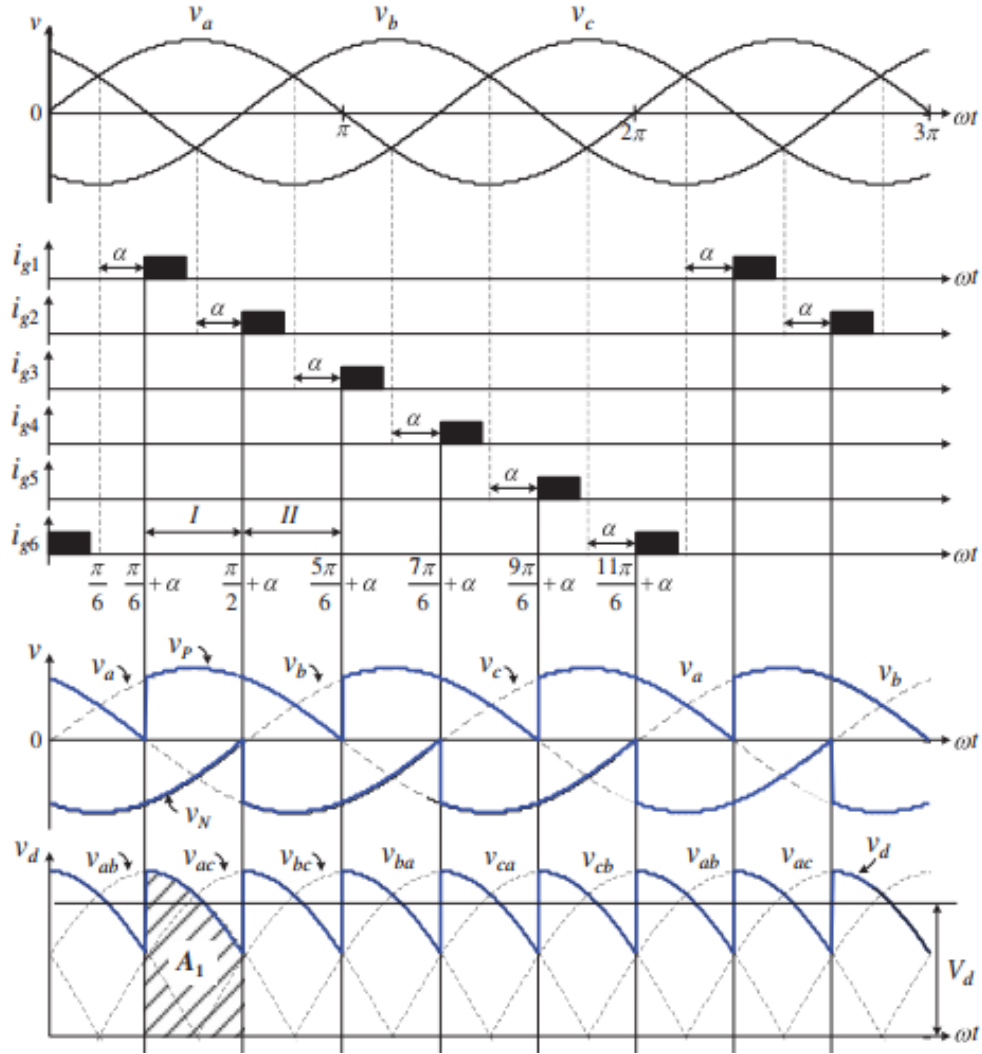


Figura C.2 – Forma de onda do retificador controlado a tiristor de 6-pulsos [5].

A tensão média $\overline{V_{cc}}$ do retificador pode ser calculado através da equação (C.2).

$$\begin{aligned}
 \overline{V_{cc}} &= \overline{V_{cc}} = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} v_{ab}(\theta) d\theta = \frac{1}{\frac{\pi}{3}} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cdot \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) d\theta \\
 &= -\frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \cos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \Big|_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \left\{ \cos\left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) - \cos\left(\frac{2\pi}{3} + \alpha\right) \right\} \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \sin\left(\frac{\pi}{2} + \alpha\right) \\
 \overline{V_{cc}} &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \cos(\alpha)
 \end{aligned} \tag{C.2}$$

O parâmetro V_{A_k} pode ser calculado de acordo com as equações (C.3).

$$\begin{aligned}
 V_{A_k} &= \frac{2}{\pi/3} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cdot \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos(6 \cdot k \cdot \theta) d\theta \\
 &= \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \cdot \cos(6 \cdot k \cdot \theta) d\theta \\
 &= \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \frac{1}{2} \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \left\{ \sin\left[(6 \cdot k + 1)\theta + \frac{\pi}{6}\right] + \sin\left[(1 - 6 \cdot k)\theta + \frac{\pi}{6}\right] \right\} d\theta \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \left\{ \underbrace{-\frac{1}{6 \cdot k + 1} \cdot \cos\left[(6 \cdot k + 1)\theta + \frac{\pi}{6}\right] \Big|_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha}}_I \right\} + \\
 &\quad + \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \left\{ \underbrace{\frac{1}{6 \cdot k - 1} \cdot \cos\left[(1 - 6 \cdot k)\theta + \frac{\pi}{6}\right] \Big|_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha}}_J \right\}
 \end{aligned} \tag{C.3}$$

Na qual as parcelas I e J são calculadas de acordo com as equações (C.4) e (C.5).

$$\begin{aligned}
 I &= -\frac{1}{6 \cdot k + 1} \left\{ -2 \sin\left[(6 \cdot k + 1) \cdot \left(\frac{\pi}{3} + \alpha\right) + \frac{\pi}{6}\right] \cdot \sin\left[(6 \cdot k + 1) \cdot \frac{\pi}{6}\right] \right\} \\
 &= -\frac{1}{6 \cdot k + 1} \cdot \left\{ -2 \cos[(6 \cdot k + 1) \alpha] \cdot \sin\left[(6 \cdot k + 1) \cdot \frac{\pi}{6}\right] \right\} \\
 &= \frac{1}{6 \cdot k + 1} \cdot \left\{ \frac{(-1)^k}{2} \times 2 \cos[(6 \cdot k + 1) \alpha] \right\} \\
 I &= \frac{1}{6 \cdot k + 1} \cdot (-1)^k \cdot \cos[(6 \cdot k + 1) \alpha]
 \end{aligned} \tag{C.4}$$

$$J = \frac{1}{6 \cdot k - 1} \cdot (-1)^k \cdot \cos[(6 \cdot k - 1) \alpha] \tag{C.5}$$

Consequentemente, o coeficiente V_{A_k} presente na equação (3.16) pode ser estabelecido de acordo com a equação (C.6) substituindo-se I e J na equação (C.3).

$$\begin{aligned}
 V_{A_k} &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \left\{ \frac{1}{6 \cdot k + 1} \cdot (-1)^k \cdot \cos[(6 \cdot k + 1) \alpha] \right\} - \\
 &\quad - \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \left\{ \frac{1}{6 \cdot k - 1} \cdot (-1)^k \cdot \cos[(6 \cdot k - 1) \alpha] \right\} \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot (-1)^k \cdot V_{LL} \cdot \left[\frac{\cos(6 \cdot k + 1) \alpha}{6 \cdot k + 1} - \frac{\cos(6 \cdot k - 1) \alpha}{6 \cdot k - 1} \right]
 \end{aligned} \tag{C.6}$$

Com um procedimento análogo ao que foi descrito anteriormente, para o cálculo do coeficiente V_{A_k} , consegue-se estabelecer V_{B_k} via equação (C.7).

$$\begin{aligned}
 V_{B_k} &= \frac{2}{\pi/3} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \sqrt{2} \cdot V_{LL} \cdot \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin(6 \cdot k \cdot \theta) d\theta \\
 &= \frac{6\sqrt{2}}{\pi} \cdot V_{LL} \cdot \int_{\frac{\pi}{6}+\alpha}^{\frac{\pi}{2}+\alpha} \sin\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) \cdot \sin(6 \cdot k \cdot \theta) d\theta \\
 &= \frac{3\sqrt{2}}{\pi} \cdot (-1)^k \cdot V_{LL} \cdot \left[\frac{\sin(6 \cdot k + 1) \alpha}{6 \cdot k + 1} - \frac{\sin(6 \cdot k - 1) \alpha}{6 \cdot k - 1} \right]
 \end{aligned} \tag{C.7}$$

Referências

- 1 LIANG, C.; XU, J.; LUO, L.; LI, Y.; QI, Q.; GAO, P.; FU, Y.; PENG, Y. Harmonic elimination using parallel delta-connected filtering windings for converter transformers in hvdc systems. *IEEE transactions on power delivery*, IEEE, v. 32, n. 2, p. 933–941, 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPWRD.2016.2580378>>. 10, 28
- 2 KALPANA, R.; SINGH, B.; BHUVANESWARI, G. et al. A 20-pulse asymmetric multiphase staggering autoconfigured transformer for power quality improvement. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 2, p. 917–925, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2017.2721958>>. 10, 33, 34
- 3 MENG, F.; YANG, W.; YANG, S.; GAO, L. Active harmonic reduction for 12-pulse diode bridge rectifier at dc side with two-stage auxiliary circuit. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, IEEE, v. 11, n. 1, p. 64–73, 2014. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TII.2014.2363522>>. 10, 33, 34
- 4 MENG, F.; XU, X.; GAO, L. A simple harmonic reduction method in multipulse rectifier using passive devices. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, IEEE, v. 13, n. 5, p. 2680–2692, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TII.2017.2723602>>. 10, 33, 34, 35
- 5 WU, B.; NARIMANI, M. *High-power converters and AC drives*. John Wiley & Sons, 2017. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/servlet/opac?bknumber=5237895>>. 13, 37, 38, 95, 107, 108
- 6 TABATABAEI, N.; ABEDI, M.; BOUSHEHRI, N.; JAFARI, A. Multi-pulse ac-dc converter for harmonic reduction. *Int. J. Tech. Phys. Probl. Eng*, v. 6, n. 1, p. 210–219, 2014. Disponível em: <<http://iotpe.com/IJTPE/IJTPE-2014/IJTPE-2014.html>>. 20
- 7 IQBAL, A.; MOINODDIN, S.; AHMAD, S.; ALI, M.; SARWAR, A.; MUDE, K. N. Multiphase converters. In: *Power Electronics Handbook*. Elsevier, 2018. p. 457–528. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/B978-0-12-811407-0.00016-7>>. 20
- 8 BHATTACHARYA, S.; DIVAN, D. M.; BANERJEE, B. B. Control and reduction of terminal voltage total harmonic distortion (thd) in a hybrid series active and parallel passive filter system. In: IEEE. *Proceedings of IEEE Power Electronics Specialist Conference-PESC'93*. 1993. p. 779–786. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/472012>>. 20
- 9 ORTEGA, J. M.; ESTEVE, M. P.; PAYÁN, M. B.; EXPÓSITO, A. G.; FRANQUELO, L. G. Reference current computation methods for active power filters: Accuracy assessment in the frequency domain. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 20, n. 2, p. 446–456, 2005. Disponível em: <<https://ieeexplore.ieee.org/document/1408009>>. 20
- 10 SAXENA, M.; GUPTA, S. Simulation of multipulse converter for harmonic reduction using controlled rectifier. *Int. J. of Science and Research*, v. 2, n. 4, p. 260–264, 2013. Disponível em: <https://www.ijsr.net/get_abstract.php?paper_id=IJSRON2013794>. 20

- 11 MON-NZONGO, D. L.; IPOUM-NGOME, P. G.; JIN, T.; SONG-MANGUELLE, J. An improved topology for multipulse ac/dc converters within hvdc and vfd systems: Operation in degraded modes. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 65, n. 5, p. 3646–3656, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2017.2762646>>. 21, 29
- 12 ARVINDAN, A.; GUHA, A. Novel 24-pulse rectifier topology based on single 3-phase to four 3-phase transformation using conventional transformers for phase shifting. In: *Proc. 16th National Power Systems Conference, NPSC'10*. [s.n.], 2010. Disponível em: <<http://iitk.ac.in/npsc/proceeding2010.html>>. 21
- 13 CARVALHO, S. M. d. Implementação de um sistema de transmissão em ccat utilizando um simulador digital em tempo real-rtids. 2017. Disponível em: <<https://repositorio.unifei.edu.br/xmlui/handle/123456789/840?show=full>>. 21
- 14 DANIEL, L. de O.; PINTO, R. L.; MOUCO, A. do C. Elos de corrente contínua. 2008. 22, 23
- 15 BAHRMAN, M. P.; JOHNSON, B. K. The abcs of hvdc transmission technologies. *IEEE power and energy magazine*, IEEE, v. 5, n. 2, p. 32–44, 2007. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/MPAE.2007.329194>>. 27
- 16 OKBA, M. H.; SAIED, M. H.; MOSTAFA, M.; ABDEL-MONEIM, T. High voltage direct current transmission-a review, part i. In: IEEE. *2012 IEEE Energytech*. 2012. p. 1–7. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/EnergyTech.2012.6304650>>. 27
- 17 ZHANG, Y.; LI, Y. Current source converters and their control. In: *Control of Power Electronic Converters and Systems*. Elsevier, 2018. p. 115–140. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/B978-0-12-816136-4.00016-6>>.
- 18 SHARMA, S. Comparison between lcc and vsc. *International Journal of Scientific Research Engineering & Technology (IJSRET)*, v. 2, n. 7, p. 445–449, 2013.
- 19 ALASSI, A.; BAÑALES, S.; ELLABBAN, O.; ADAM, G.; MACIVER, C. Hvdv transmission: technology review, market trends and future outlook. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 112, p. 530–554, 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.rser.2019.04.062>>.
- 20 GU, X.; HE, S.; XU, Y.; YAN, Y.; HOU, S.; FU, M. Partial discharge detection on 320 kv vsc-hvdc xlpe cable with artificial defects under dc voltage. *IEEE Transactions on Dielectrics and Electrical Insulation*, IEEE, v. 25, n. 3, p. 939–946, 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TDEI.2018.006940>>.
- 21 XUE, Y.; ZHANG, X.-P. Reactive power and ac voltage control of lcc hvdc system with controllable capacitors. *IEEE transactions on power systems*, IEEE, v. 32, n. 1, p. 753–764, 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPWRS.2016.2557342>>.
- 22 GUO, C.; YANG, Z.; JIANG, B.; ZHAO, C. An evolved capacitor-commutated converter embedded with antiparallel thyristors based dual-directional full-bridge module. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 33, n. 2, p. 928–937, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPWRD.2017.2718026>>.

- 23 XUE, Y.; ZHANG, X.-P.; YANG, C. Elimination of commutation failures of lcc hvdc system with controllable capacitors. *IEEE Transactions on Power Systems*, IEEE, v. 31, n. 4, p. 3289–3299, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPWRS.2015.2491784>>.
- 24 XUE, Y.; ZHANG, X.-P.; YANG, C. Commutation failure elimination of lcc hvdc systems using thyristor-based controllable capacitors. *IEEE Transactions on Power Delivery*, IEEE, v. 33, n. 3, p. 1448–1458, 2017. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPWRD.2017.2776867>>.
- 25 HERTEM, D. V.; DELIMAR, M. High voltage direct current (hvdc) electric power transmission systems. In: *Electricity transmission, distribution and storage systems*. Elsevier, 2013. p. 143–173. Disponível em: <<https://doi.org/10.1533/9780857097378.2.143>>.
- 26 ELTAMALY, A. M.; SAYED, Y.; ELGHAFAR, A. N. A. A survey: Hvdc system operation and fault analysis. *International Journal of Engineering Tome (IJET) November*, 2017.
- 27 LI, Y.; LUO, L.; REHTANZ, C.; YANG, D.; RÜBERG, S.; LIU, F. Harmonic transfer characteristics of a new hvdc system based on an inductive filtering method. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 27, n. 5, p. 2273–2283, 2011. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2011.2171998>>. 28
- 28 LUO, L.; LI, Y.; NAKAMURA, K.; KROST, G.; LI, J.; XU, J.; LIU, F. Harmonic characteristics of new hvdc transmission system based on new converter transformer. In: IEEE. *2008 Third International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies*. 2008. p. 1868–1872. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/DRPT.2008.4523711>>. 28
- 29 LI, Y.; ZHANG, Z.; REHTANZ, C.; LUO, L.; RÜBERG, S.; LIU, F. Study on steady- and transient-state characteristics of a new hvdc transmission system based on an inductive filtering method. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 26, n. 7, p. 1976–1986, 2010. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2098888>>. 28
- 30 SHAO, P.; LUO, L.; LI, Y.; REHTANZ, C. Electromagnetic vibration analysis of the winding of a new hvdc converter transformer. *IEEE transactions on power delivery*, IEEE, v. 27, n. 1, p. 123–130, 2011. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPWRD.2011.2174164>>.
- 31 OKBA, M. H.; SAIED, M. H.; MOSTAFA, M.; ABDEL-MONEIM, T. Harmonics in hvdc links, part ii—effects and reduction techniques. In: IEEE. *IECON 2012-38th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society*. 2012. p. 1328–1336. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/IECON.2012.6388547>>.
- 32 CHEEMA, M.; FLETCHER, J.; DORRELL, D.; JUNAID, M. A novel approach to investigate the quantitative impact of harmonic currents on winding losses and short circuit forces in a furnace transformer. *IEEE transactions on magnetics*, IEEE, v. 49, n. 5, p. 2025–2028, 2013. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TMAG.2013.2245116>>.
- 33 CHEN, Y. Review of the development of multi-terminal hvdc and dc power grid. In: IOP PUBLISHING. *IOP Conference Series: Earth and Environmental Science*. 2017. v. 93, n. 1, p. 012044. Disponível em: <<https://doi.org/10.1088/1755-1315/93/1/012044>>. 31

- 34 GONG, G.; DROFENIK, U.; KOLAR, J. W. 12-pulse rectifier for more electric aircraft applications. In: IEEE. *IEEE International Conference on Industrial Technology, 2003*. 2003. v. 2, p. 1096–1101. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ICIT.2003.1290816>>. 31, 94
- 35 NAAYAGI, R. A review of more electric aircraft technology. In: IEEE. *2013 international conference on energy efficient technologies for sustainability*. 2013. p. 750–753. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ICEETS.2013.6533478>>. 31
- 36 MONROY, A. O.; LE-HUY, H.; LAVOIE, C. Modeling and simulation of a 24-pulse transformer rectifier unit for more electric aircraft power system. In: IEEE. *2012 Electrical Systems for Aircraft, Railway and Ship Propulsion*. 2012. p. 1–5. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ESARS.2012.6387383>>. 31, 32
- 37 VITOI, L. A. et al. Analysis of 12 and 24-pulse diode rectifiers operating in aircraft systems with constant and variable frequency. UNICAMP, 2018. Disponível em: <<http://repositorio.unicamp.br/jspui/handle/REPOSIP/330984>>. 32
- 38 SINGH, B.; GAIROLA, S.; SINGH, B. N.; CHANDRA, A.; AL-HADDAD, K. Multipulse ac–dc converters for improving power quality: a review. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 23, n. 1, p. 260–281, 2008. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2007.911880>>. 32
- 39 YANG, T.; BOZHKO, S.; ASHER, G. Functional modeling of symmetrical multipulse autotransformer rectifier units for aerospace applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 30, n. 9, p. 4704–4713, 2014. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2014.2364682>>. 32
- 40 SOLANKI, J.; FRÖHLEKE, N.; BÖCKER, J.; AVERBERG, A.; WALLMEIER, P. High-current variable-voltage rectifiers: state of the art topologies. *IET Power Electronics*, IET, v. 8, n. 6, p. 1068–1080, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1049/iet-pel.2014.0533>>. 32
- 41 GAO, L.; XU, X.; MAN, Z.; LEE, J. A 36-pulse diode-bridge rectifier using dual passive harmonic reduction methods at dc link. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 34, n. 2, p. 1216–1226, 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2018.2835511>>. 32
- 42 SANDOVAL, J. J.; KRISHNAMOORTHY, H. S.; ENJETI, P. N.; CHOI, S. Reduced active switch front-end multipulse rectifier with medium-frequency transformer isolation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 32, n. 10, p. 7458–7468, 2016. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2016.2632717>>. 33
- 43 FERNANDES, R. C.; OLIVEIRA, P. da S.; SEIXAS, F. J. M. de. A family of auto-connected transformers for 12-and 18-pulse converters—generalization for delta and wye topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 26, n. 7, p. 2065–2078, 2010. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2010.2102773>>. 33, 34
- 44 ABDOLLAHI, R.; GHAREHPETIAN, G. B. Inclusive design and implementation of novel 40-pulse ac–dc converter for retrofit applications and harmonic mitigation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 63, n. 2, p. 667–677, 2015. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2015.2481364>>. 33, 34

- 45 KALPANA, R.; CHETHANA, K. S.; SINGH, B. et al. Power quality enhancement using current injection technique in a zigzag configured autotransformer-based 12-pulse rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 54, n. 5, p. 5267–5277, 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIA.2018.2851566>>. 33
- 46 MENG, F.; XU, X.; GAO, L.; MAN, Z.; CAI, X. Dual passive harmonic reduction at dc link of the double-star uncontrolled rectifier. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 66, n. 4, p. 3303–3309, 2018. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TIE.2018.2844840>>. 33
- 47 YOUNG, C.-M.; WU, S.-F.; YEH, W.-S.; YEH, C.-W. A dc-side current injection method for improving ac line condition applied in the 18-pulse converter system. *IEEE transactions on power electronics*, IEEE, v. 29, n. 1, p. 99–109, 2013. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/TPEL.2013.2248067>>. 33, 34
- 48 LIAN, Y.; YANG, S.; YANG, W. Optimum design of 48-pulse rectifier using unconventional interphase reactor. *IEEE Access*, IEEE, v. 7, p. 61240–61250, 2019. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ACCESS.2019.2902453>>. 34
- 49 WU, B.; NARIMANI, M. *High-power converters and AC drives*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. v. 59. 40, 46
- 50 REZEK, A. J.; OGOULOLA, C. E.; ABREU, J. P. de; SILVA, L. E. da; SILVA, V. F. da; CORRÊA, R. D. L.; CORTEZ, J. A.; BORGES, C. R.; IZIDORO, A. A. dos S.; ARAUJO, T. A. de M. Winding turns calculus methodology for a new 48 pulse multiconverter system employing lower cost three winding special transformers. In: IEEE. *2016 17th International Conference on Harmonics and Quality of Power (ICHQP)*. 2016. p. 18–23. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ICHQP.2016.7783414>>. 46
- 51 REZEK, A. J.; ABREU, J. P. de; SILVA, V. F. da; VICENTE, J.; CORTEZ, J.; VICENTINI, O.; SA, A. de; MISKULIN, M. Power factor improvement of line-commutated graetz converters by increasing their number of pulses: modeling and experimental results. In: IEEE. *10th International Conference on Harmonics and Quality of Power. Proceedings (Cat. No. 02EX630)*. 2002. v. 1, p. 60–65. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/ICHQP.2002.1221407>>. 49
- 52 SEFA, I.; ALTIN, N. A novel approach to determine the interphase transformer inductance of 18 pulse rectifiers. *Energy Conversion and Management*, Elsevier, v. 50, n. 10, p. 2495–2503, 2009. Disponível em: <<https://doi.org/10.1016/j.enconman.2009.05.015>>. 51
- 53 MONROY, A. O. *Étude de montages redresseurs polyphasés pour le réseau d'alimentation électrique des avions*. Tese (Doutorado) — Université Laval, 2013. 52
- 54 KOMATSU, W. *Equações gerais para HVDC*. [S.l.]. 60
- 55 SALMAN, S.; XIN, A.; SHAHZAD, A.; MASOOD, A.; IQBAL, S. Composite e-hvac and csc-hvdc system: control and its fault analysis. *Electrical Engineering*, v. 103, n. 2, p. 1265–1277, 2021. Disponível em: <<https://doi.org/10.1007/s00202-020-01139-8>>. 61
- 56 MORÁN, L.; DIXON, J.; TORRES, M. Active power filters. In: *Power electronics handbook*. [S.l.]: Elsevier, 2018. p. 1341–1379. 68

-
- 57 PEREIRA, M.; ZENKNER, A.; OLIVEIRA, A. P. de. New ac active filters of full power for transmission systems within high voltage dc and ac (in portuguese). In: *SNP-TEE, Recife-PE, Brazil*. [S.l.: s.n.], 2009. 80
- 58 WU, B.; NARIMANI, M. *High-power converters and AC drives*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2017. v. 59. 80
- 59 DUFFEY, C. K.; STRATFORD, R. P. Update of harmonic standard iee-519: Ieee recommended practices and requirements for harmonic control in electric power systems. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 25, n. 6, p. 1025–1034, 1989. Disponível em: <<https://doi.org/10.1109/28.44238>>. 84, 86, 90, 91