DISSERTAÇÃO DE MESTRADO Nº 862

RETIFICADOR TRIFÁSICO DE FATOR DE POTÊNCIA VERDADEIRAMENTE UNITÁRIO SEM A UTILIZAÇÃO DE FILTROS SENOIDAIS

Thiago Morais Parreiras

DATA DA DEFESA: 20/03/2015

Universidade Federal de Minas Gerais

Escola de Engenharia

Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

RETIFICADOR TRIFÁSICO DE FATOR DE POTÊNCIA VERDADEIRAMENTE UNITÁRIO SEM A UTILIZAÇÃO DE FILTROS SENOIDAIS

Thiago Morais Parreiras

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do Título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Braz de Jesus Cardoso Filho

Belo Horizonte - MG

Março de 2015

"Retificador Trifásico de Fator de Potência Verdadeiramente Unitário sem a Utilização de Filtros Senoidais"

Thiago Morais Parreiras

Dissertação de Mestrado submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Escola de Engenharia da Universidade Federal de Minas Gerais, como requisito para obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Aprovada em 20 de março de 2015.

Por:

Prof. Dr. Braz de Jesus Cardoso Filho
DEE (UFMG) - Orientador

Prof. Dr. Benjamim Rodrigues de Menezes
DELT (UFMG)

Prof. Dr. Anderson Vagner Rocha
Departamento de Eletricidade (CEFET-MG)

Dr. Gleisson Jardim França
Engenharia (WEG Automação)

A minha esposa, pelas alegrias e
sacrifícios compartilhados nessa jornada.

AGRADECIMENTOS

Ao professor Braz J. Cardoso Filho, orientador acadêmico, pelo apoio e confiança depositada.

A minha esposa Josiane Ribeiro Coelho de Morais, pelo amor, paciência e compreensão incondicionais.

A minha mãe, quem primeiro me ensinou a importância dos estudos.

A meu pai, pelo dom da vida e por me ensinar a ser uma pessoa melhor.

Aos colegas do laboratório Tesla, pela parceria e amizade.

Aos amigos da GE, em especial ao Rogério Salvador, por sempre me incentivarem a continuar independentemente das dificuldades.

A todos aqueles que anonimamente contribuíram de alguma forma para a realização deste trabalho.

A Deus, acima de tudo.

RESUMO

Este trabalho tem por objetivo propor uma solução alternativa e simples para as diversas aplicações onde conversores de alta potência são utilizados em interface com a rede elétrica, para suprir demandas de alimentação de cargas ou de geração de energia. Nesses casos destaca-se a importância de se obter um baixo conteúdo harmônico de corrente devido à ordem de grandeza da potência convertida. Menores valores de distorção são normalmente encontrados através da aplicação de frequências de chaveamento tão altas quanto possíveis e do uso de filtros senoidais, contudo essas alternativas conduzem à redução da eficiência do conversor e ao aumento do custo da solução. Um compromisso entre esses fatores deve então ser buscado. Nesse contexto é proposto o retificador ativo de fator de potência verdadeiramente unitário TUPF (do inglês *True Unity Power Factor*) que, fazendo uso da técnica de modulação de eliminação seletiva de harmônicos SHE (do inglês *Selective Harmonic Elimination*) e de um transformador convencional de três enrolamentos, é capaz de mitigar todos os harmônicos de corrente até a quinquagésima ordem com frequências de chaveamento na ordem de 1kHz. O trabalho se desenvolve através de uma extensa análise de implementação do modulador SHE e do cálculo dos ângulos de comutação necessários à correta eliminação de harmônicos desejada. Na sequência, esse modulador, originalmente pensado em termos de regime permanente, é analisado em aplicações de alta dinâmica, como ocorre no caso do controle de corrente necessário para o correto controle do fluxo de potência ativa e reativa. Ao final, o retificador TUPF é apresentado bem como suas diversas topologias possíveis de implementação, possibilitando sua utilização custo-efetiva tanto em aplicações de média tensão (MT) ou baixa tensão (BT) com ou sem a necessidade de fluxo de potência bidirecional. Todas as proposições aqui apresentadas são suportadas por resultados de simulação e, por vezes, experimentais.

Palavras-chave: Eliminação seletiva de harmônicos. Harmônicos em conversão de energia. Conversores de potência. Controle de corrente.

ABSTRACT

The scope of this work is to propose an alternative and simple solution to several applications where high power converters are used in interface with the grid in both cases, supplying or demanding power from it. In these cases is of great interest to obtain low current harmonic content due to the magnitude of the converted power. Reduced distortion is normally achieved through the application of switching frequencies as high as possible and the use of sinusoidal filters, however this alternatives lead to reduced converter efficiency and increased cost of the solution. A trade-off between such factors must be found. In this context is proposed the True Unity Power Factor (TUPF) rectifier which aims to mitigate all current harmonics up to the fiftieth order though the combination of a selective harmonic elimination (SHE) strategy and a conventional three winding transformer with switching frequencies around 1kHz. The work develops through an extensive implementation analysis of SHE modulator and the commutation angles calculation needed to the desired harmonic elimination. Following it, this modulator, which was originally thought in steady-state, is analyzed in high dynamic applications, as is the case of the current control needed to active and reactive power control in active rectifiers. Finally, the TUPF rectifier is presented with its several possible topologies, which makes its use cost-effective for medium or low voltage applications with the necessity of bidirectional power flow or not. All propositions stated are supported for simulations results and, in some cases, for experimental results.

Keywords: Selective harmonic elimination. Power conversion harmonics. Power converters. Current control.

.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Relações entre os coeficientes retangulares e polares da série de Fourier 21
Figura 2.2 – Exemplo de sinal distorcido e decomposição por série de Fourier 22
Figura 2.3 – Limites admissíveis de distorção individual para tensões inferiores a 13,8kV 27
Figura 2.4 – Limites admissíveis de distorção individual de 13,8kV a 161kV 27
Figura 2.5 – Limites admissíveis de distorção individual para tensões superiores a 161kV 28
Figura 2.6 – Limites admissíveis de distorção de corrente para Scc=200MVA..... 31
Figura 2.7 – Mecanismos de ressonância (a) paralela e (b) série 32
Figura 3.1 – Conversor básico para interfase com a rede elétrica utilizando um barramento CC 37
Figura 3.2 – Esquema de um CSC 38
Figura 3.3 – Esquema de um VSC (a) não-regenerativo e (b) regenerativo 40
Figura 3.4 – Circuito VSC com retificador trifásico a seis pulsos para simulação 42
Figura 3.5 – Tensão e corrente na fase A – resultados de simulação..... 43
Figura 3.6 – Espectro harmônico da corrente na fase A – resultados de simulação 43
Figura 3.7 – Tensão e correntes na carga e saída da ponte – resultados de simulação 44
Figura 3.8 – Conversor 6-pulsos: resultados para diferentes reatores de entrada 45
Figura 3.9 – Conversor 12-pulsos com barramento CC (a) em série e (b) em paralelo..... 47
Figura 3.10 – Circuito da simulação do retificador 12-pulsos 48
Figura 3.11 – Simulação do retificador 12-pulsos – correntes no primário e secundários 48
Figura 3.12 – Simulação do retificador 12-pulsos – espectro harmônico das correntes 49
Figura 3.13 – Conversor multiníveis ponte H em cascata (no exemplo, retificador de 18 pulsos)..... 51
Figura 3.14 – Fases de condução de um retificador ativo 2 níveis convencional 53
Figura 3.15 – Retificador de Vienna: Fases de condução 54
Figura 3.16 – Conversor três níveis NPC: fases de condução 56
Figura 3.17 – Conversor três níveis (a) ANPC e (b) NPP (representação por fase) 57
Figura 3.18 – Retificadores elevadores de três níveis de comutação forçada baseados em (a) NPC, (b) ANPC e (c) NPP (representação por fase)..... 58
Figura 3.19 – Configuração do circuito 4 níveis FC para uma fase (x=a, b e c)..... 59
Figura 3.20 – Circuito por fase de (a) conversor FC de três níveis e (b) alternativa unidirecional..... 60
Figura 3.21 – Conversor 5L ANPC 61
Figura 3.22 – PWM baseado em portadora e sinais de chaveamento 63
Figura 3.23 – Diagrama generalizado do PWM com injeção de sequência zero 63
Figura 3.24 – Diagrama de vetor espacial para conversores de dois níveis 64
Figura 3.25 – PWM em conversor três níveis NPC por comparação com portadora (por fase) 66
Figura 3.26 – Diagrama de vetor espacial para conversores de três níveis..... 66
Figura 3.27 – Diagrama unifilar do filtro de primeira ordem do tipo L..... 69
Figura 3.28 – Diagrama unifilar do filtro de terceira ordem do tipo LCL 70
Figura 3.29 – Diagrama unifilar do filtro LCL'L..... 71
Figura 3.30 – Diagrama unifilar do filtro LCL com braços ressonantes 72
Figura 3.31 – Resposta em frequência para corrente no PAC 74

Figura 3.32 – Resposta em frequência para tensão no PAC 74
Figura 4.1 – Topologia do retificador TUPF com saída em série (a) e em paralelo (b)..... 79
Figura 4.2 – Forma de onda de saída de um VSC de 2 níveis..... 82
Figura 4.3 – Algoritmo para solução dos ângulos..... 83
Figura 4.4 – VSC 2 níveis: Ângulos calculados para M=3..... 85
Figura 4.5 – VSC 2 níveis: Ângulos calculados para M=5..... 85
Figura 4.6 – VSC 2 níveis: Ângulos calculados para M=7..... 86
Figura 4.7 – VSC 2 níveis: Ângulos calculados para M=9..... 86
Figura 4.8 – Forma de onda de saída de um VSC de 3 níveis..... 87
Figura 4.9 – VSC 3 níveis: Ângulos calculados para M=3..... 88
Figura 4.10 – VSC 3 níveis: Ângulos calculados para M=5..... 88
Figura 4.11 – VSC 3 níveis: Ângulos calculados para M=7..... 89
Figura 4.12 – VSC 3 níveis: Ângulos calculados para M=9..... 89
Figura 4.13 – Ângulos para retificador TUPF 2 níveis 90
Figura 4.14 – Ângulos para retificador TUPF 3 níveis 90
Figura 4.15 – Exemplos de diagramas com diferentes coeficientes de correlação..... 93
Figura 4.16 – Esquema de implementação do modulador SHE PWM..... 94
Figura 4.17 – Obtenção dos sinais de comando das chaves de um VSC 2 níveis 95
Figura 4.18 – Obtenção dos sinais de comando das chaves de um VSC 3 níveis 96
Figura 4.19 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 2 níveis e M=3..... 96
Figura 4.20 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 2 níveis e M=5..... 97
Figura 4.21 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 2 níveis e M=7..... 97
Figura 4.22 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 2 níveis e M=9..... 97
Figura 4.23 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 3 níveis e M=3..... 98
Figura 4.24 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 3 níveis e M=5..... 98
Figura 4.25 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 3 níveis e M=7..... 98
Figura 4.26 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 3 níveis e M=9..... 99
Figura 4.27 – Sequência de vetores para o modulador SHE PWM 2 níveis e Mi=0,8 100
Figura 4.28 – Esquema do experimento utilizando conversores dois níveis..... 101
Figura 4.29 – Foto da montagem do experimento utilizando conversores dois níveis..... 102
Figura 4.30 – Esquema do SEMISTACK SKS 46F B6U + E1CIF + B6CI 17 V06 102
Figura 4.31 – Tensões de fase (a), linha (b) e harmônicos (c) do conversor 103
Figura 4.32 – Tensão de linha (a), correntes no secundários delta (b), estrela (c) e no primário (d) e espectro harmônico da corrente em um os secundários (e)..... 103
Figura 4.33 – Tensão de linha (a), correntes no secundários delta (b), estrela (c) e no primário (d) e espectro harmônico da corrente no primário (e) 104
Figura 4.34 – Sistemas de coordenadas αβ e dq 105
Figura 4.35 – Diagrama de blocos do controle de corrente em coordenadas dq 107
Figura 4.36 – Curva aproximada de rigidez dinâmica 107
Figura 4.37 – VSC 2 níveis: Integral do vetor de tensões 110

Figura 4.38 – VSC 2 níveis: Integral da componente alfa em função do tempo 110
Figura 4.39 – VSC 2 níveis: Integral da componente beta em função do tempo 111
Figura 4.40 – VSC 3 níveis: Integral do vetor de tensões 111
Figura 4.41 – VSC 3 níveis: Integral da componente alfa em função do tempo 112
Figura 4.42 – VSC 3 níveis: Integral da componente beta em função do tempo 112
Figura 4.43 – VSC 2 níveis: Mudança no padrão de chaveamento (fase a) 113
Figura 4.44 – VSC 3 níveis: Mudança no padrão de chaveamento (fase c) 113
Figura 4.45 – Perturbação senoidal de regime permanente..... 114
Figura 4.46 – Espectro harmônico perante perturbações para M=5, 2 níveis..... 115
Figura 4.47 – Espectro harmônico perante perturbações para M=7, 2 níveis..... 115
Figura 4.48 – Espectro harmônico perante perturbações para M=9, 2 níveis..... 116
Figura 4.49 – Espectro harmônico perante perturbações para M=5, 3 níveis..... 116
Figura 4.50 – Espectro harmônico perante perturbações para M=7, 3 níveis..... 117
Figura 4.51 – Espectro harmônico perante perturbações para M=9, 3 níveis..... 117
Figura 4.52 – Valor rms dos harmônicos para M=5, 2 níveis 118
Figura 4.53 – Valor rms dos harmônicos para M=7, 2 níveis 118
Figura 4.54 – Valor rms dos harmônicos para M=9, 2 níveis 119
Figura 4.55 – Valor rms dos harmônicos para M=5, 3 níveis 119
Figura 4.56 – Valor rms dos harmônicos para M=7, 3 níveis 120
Figura 4.57 – Valor rms dos harmônicos para M=9, 3 níveis 120
Figura 4.58 – Integral no tempo da componente alfa da tensão para o modulador TUPF 2 níveis ... 122
Figura 4.59 – Integral no tempo da componente beta da tensão para o modulador TUPF 2 níveis .. 123
Figura 4.60 – Espectro harmônico do modulador TUPF 2 níveis diante de perturbações 123
Figura 4.61 – Valor rms harmônico do modulador TUPF 2 níveis diante de perturbações..... 124
Figura 4.62 – Integral no tempo da componente alfa da tensão para o modulador TUPF 3 níveis ... 124
Figura 4.63 – Integral no tempo da componente beta da tensão para o modulador TUPF 3 níveis .. 125
Figura 4.64 – Espectro harmônico do modulador TUPF 3 níveis diante de perturbações 125
Figura 4.65 – Valor rms harmônico do modulador TUPF 3 níveis diante de perturbações..... 126
Figura 4.66 – Circuito para cálculo das correntes harmônicas..... 127
Figura 4.67 – Esquema de predição de harmônicos 128
Figura 4.68 – Modelo proposto para retificador ativo empregando SHE PWM..... 129
Figura 4.69 – Curva de rigidez dinâmica para Kp=0.35 e Ki=20 130
Figura 4.70 – Função de transferência para Kp=0.35 e Ki=20 130
Figura 4.71 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha com controle completo 131
Figura 4.72 – Retificador PWM 2 níveis: correntes dq com controle completo 132
Figura 4.73 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de fase com controle completo..... 132
Figura 4.74 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha sem feedforward 133
Figura 4.75 – Retificador PWM 2 níveis: correntes dq sem feedforward..... 133
Figura 4.76 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de linha sem feedforward 134
Figura 4.77 – Retificador PWM 2 níveis: harmônicos de tensão e corrente de linha 134

Figura 4.78 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de fase sem predição de harmônicos..... 135
Figura 4.79 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha sem predição de harmônicos 135
Figura 4.80 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha para Kp=0,52 e Ki=45..... 136
Figura 4.81 – Retificador PWM 2 níveis: correntes dq para Kp=0,52 e Ki=45 136
Figura 4.82 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de linha para Kp=0,52 e Ki=45 137
Figura 4.83 – Retificador PWM 2 níveis: harmônicos de tensão e corrente para Kp=0,52 e Ki=45 .. 137
Figura 4.84 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de linha para Kp=0,52 e Ki=45 138
Figura 4.85 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de fase para M=7..... 138
Figura 4.86 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha para M=7 139
Figura 4.87 – Retificador PWM 2 níveis: correntes dq para M=7 139
Figura 4.88 – Retificador PWM 2 níveis: harmônicos na tensão e corrente de linha para M=7..... 140
Figura 4.89 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de fase para M=9..... 140
Figura 4.90 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha para M=9 141
Figura 4.91 – Retificador PWM 2 níveis: correntes dq para M=9 141
Figura 4.92 – Retificador PWM 2 níveis: harmônicos na tensão e corrente de linha para M=9..... 142
Figura 4.93 – Retificador PWM 3 níveis: tensões de fase para M=5..... 143
Figura 4.94 – Retificador PWM 3 níveis: correntes de linha para M=5 143
Figura 4.95 – Retificador PWM 3 níveis: correntes dq para M=5 144
Figura 4.96 – Retificador PWM 3 níveis: harmônicos de tensão de linha e corrente para M=5..... 144
Figura 4.97 – Retificador PWM 3 níveis: tensões de fase para M=7..... 145
Figura 4.98 – Retificador PWM 3 níveis: correntes de linha para M=7 145
Figura 4.99 – Retificador PWM 3 níveis: correntes dq para M=7 146
Figura 4.100 – Retificador PWM 3 níveis: harmônicos de tensão de linha e corrente para M=7..... 146
Figura 4.101 – Retificador PWM 3 níveis: tensões de fase para M=9..... 147
Figura 4.102 – Retificador PWM 3 níveis: correntes de linha para M=9 147
Figura 4.103 – Retificador PWM 3 níveis: correntes dq para M=9 148
Figura 4.104 – Retificador PWM 3 níveis: harmônicos de tensão de linha e corrente para M=9..... 148
Figura 4.105 – Retificador TUPF 2 níveis: componentes dq da corrente 150
Figura 4.106 – Retificador TUPF 2 níveis: correntes no transformador e tensão na rede 151
Figura 4.107 – Retificador TUPF 2 níveis: corrente num dos secundários 151
Figura 4.108 – Retificador TUPF 2 níveis: corrente no primário..... 152
Figura 4.109 – Retificador TUPF 2 níveis: tensão de linha chaveada pelo conversor 153
Figura 4.110 – Retificador TUPF 2 níveis: tensões de fase antes e após o degrau 153
Figura 4.111 – Retificador TUPF 3 níveis: componentes dq da corrente 154
Figura 4.112 – Retificador TUPF 3 níveis: correntes no transformador e tensão na rede 155
Figura 4.113 – Retificador TUPF 3 níveis: corrente num dos secundários 155
Figura 4.114 – Retificador TUPF 3 níveis: corrente no primário..... 156
Figura 4.115 – Retificador TUPF 3 níveis: tensão de linha chaveada pelo conversor 156
Figura 4.116 – Retificador TUPF 3 níveis: tensões de fase antes e após o degrau 157

LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1 – IEEE Std. 519: Limites de Distorção de Tensão 25
Tabela 2.2 – PROREDE Submódulo 2.8: Limites Globais Inferiores 25
Tabela 2.3 – PRODIST Módulo 8: Distorção de Tensão – Valores de referência 26
Tabela 2.4 – Comparativo dos Limites de THD 28
Tabela 2.5 – IEEE Std. 519: Limites de Distorção de Corrente (120V ≤ V ≤ 69kV) 29
Tabela 2.6 – BDEW: Limites Individuais de Distorção de Corrente 30
Tabela 2.7 – Valores para máxima ordem harmônica no cálculo do THD 35
Tabela 3.1 – Dados para simulação do VSC com retificador seis pulsos 41
Tabela 3.2 – Resultados para diferentes reatores de entrada 45
Tabela 3.3 – Retificador 12 pulsos - Parâmetros da Simulação 48
Tabela 3.4 – Retificador 12 pulsos – Resultados de Simulação 49
Tabela 3.5 – Estados de Chaveamento de um Conversor 4 níveis FC 59
Tabela 3.6 – Estados de Chaveamento de um Conversor 5L ANPC 62
Tabela 3.7 – Comparação entre técnicas PWM para VSC de 2 e 3 níveis – Fundamental em 60Hz . 67
Tabela 3.8 – Parâmetros dos elementos para as configurações de filtro [pu] 73
Tabela 4.1 – Distribuição da eliminação de harmônicos no TUPF 79
Tabela 4.2 – Redução das tabelas com o coeficiente de correlação 93
Tabela 4.3 – Redução de dados armazenados para retificador TUPF 93
Tabela 4.4 – Sequência de vetores espaciais para SHE PWM 2 níveis 99
Tabela 4.5 – Frequências de chaveamento de conversores utilizando SHE PWM 100
Tabela 4.6 – Dados da simulação do conversor dois níveis 129
Tabela 4.7 – Dados da simulação do conversor três níveis 142
Tabela 4.8 – Dados para simulação do retificador TUPF utilizando VSC 2 níveis 150
Tabela 4.9 – Resultados da simulação do TUPF 2 níveis 152
Tabela 4.10 – Dados para simulação do retificador TUPF utilizando VSC 3 níveis 154
Tabela 4.11 – Resultados da simulação do TUPF 3 níveis 157

LISTA DE SIGLAS

AFE – *Active Front End*

ANPC – *Active Neutral Point Clamped*

BJT – *Bipolar Junction Transistor*

BT – Baixa Tensão

CA – Corrente Alternada

CC – Corrente Contínua

CSC – *Current Source (Stiff) Converter*

DAE – Dispositivo de Armazenamento de Energia

DDSRF – *Decoupled Double Synchronous Reference Frame*

GTO – *Gate Turn-Off Thyristor*

IGBT – *Insulated Gate Bipolar Transistor*

IGCT – *Integrated Gate Commutated Thyristor*

LTT – *Light-Triggered Thyristor*

MOSFET - *Metal-Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*

MT – Média Tensão

NPC – *Neutral Point Clamped*

NPP – *Neutral Point Piloted*

PAC – Ponto de Acoplamento Comum

PLL – *Phase -Locked Loop*

PROREDE – Procedimentos de Rede

PRODIST – Procedimentos de Distribuição

PWM – *Pulse Width Modulation*

SHE – *Selective Harmonic Elimination*

TDD – *Total Demand Distortion*

THD – *Total Harmonic Distortion*

TUPF – *True Unit Power Factor*

UPS – *Uninterrupted Power Supply*

VSC – *Voltage Source (Stiff) Converter*

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO 16
1.1 Relevância e motivação 16
1.2 Contribuições 17
1.3 Organização do texto 18

2 DISTORÇÕES HARMÔNICAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS 20
2.1 Índices e limites normativos 23
2.1.1 Limites de Distorção de Tensão 25
2.1.2 Limites de Distorção de Corrente 28
2.2 Mecanismos de ressonância série e paralela 32
2.3 Harmônicos e Fator de Potência 33
2.4 Conclusões 35

3 CONVERSORES PARA INTERFACE COM A REDE ELÉTRICA 37
3.1 Conversores fonte de corrente 38
3.2 Conversores fonte de tensão 39
3.2.1 Retificadores Passivos 41
3.2.1.1 Retificadores trifásicos a seis pulsos 41
3.2.1.2 Retificadores trifásicos multipulsos 45
3.2.2 Retificadores Ativos 51
3.2.2.1 Topologias para aplicação em BT 52
3.2.2.2 Topologias para aplicação em MT 54
3.2.2.3 Técnicas de PWM 62
3.2.2.4 Filtros 68
3.3 Conclusões 75

4 RETIFICADOR TUPF 78
4.1 Modulador SHE PWM 80
4.1.1 Cálculo dos ângulos para conversores 2 níveis 82
4.1.2 Cálculo dos ângulos para conversores 3 níveis 86
4.1.3 Cálculo dos ângulos para o TUPF 89
4.1.4 Redução das tabelas através do coeficiente de correlação 91
4.1.5 Implementação do modulador 94
4.1.6 Resultados experimentais em malha aberta para o TUPF 101
4.2 Controle de Corrente e o SHE PWM 104
4.2.1 Capacidade instantânea de segmento do vetor de tensão 109
4.2.2 Comportamento perante perturbações de regime permanente 114
4.2.3 Análise do modulador TUPF 122
4.2.4 Eliminação dos harmônicos no feedback de corrente 126
4.2.5 Modelo proposto e resultados de simulações 129
4.2.6 Controle de corrente e resultados de simulação para o TUPF 149
4.3 Conclusões 157

5 CONCLUSÃO 160
5.1 Contribuições do Trabalho 162
5.2 Tarefas concluídas 163
5.3 Lista de publicações 163
5.4 Proposta de continuidade 164

REFERÊNCIAS.....166

APÊNDICE A – ARTIGO PUBLICADO NO IECON 2014.....171

ANEXO A – CERTIFICADO DE MELHOR APRESENTAÇÃO DA SEÇÃO 178

1 INTRODUÇÃO

Este trabalho propõe uma topologia de conversor adequada à utilização em conversão de energia onde exista a necessidade de se reduzir a um mínimo a distorção harmônica das correntes demandadas da rede. Essa topologia é proposta de forma a obter-se um fator de potência verdadeiramente unitário no ponto de conexão com a rede sem utilização de componentes especiais e com uma quantidade reduzida de perdas.

1.1 Relevância e motivação

O uso de conversores de potência trifásicos já se tornou comum em aplicações industriais e de sistemas elétricos, contudo, quanto maior a quantidade de potência que necessita ser convertida por esses equipamentos, maiores são os problemas relacionados à qualidade de energia.

Esses conversores (cargas não lineares) demandam da rede elétrica (fonte de tensão senoidal) correntes não senoidais. Essas correntes, por sua vez, provocam uma queda de tensão não senoidal na impedância do sistema dando origem a distorções de tensão nos terminais da própria carga e de outras que compartilhem do mesmo sistema elétrico. Essas correntes e tensões distorcidas podem ser decompostas por uma soma da senóide fundamental (na mesma frequência da rede) e de diversas outras senóides de frequências múltiplas da fundamental (harmônicas) [1].

A presença desses harmônicos num sistema elétrico pode causar ressonância série ou paralela com capacitores instalados, por exemplo, para correção de fator de potência de deslocamento, levando a correntes excessivas e dano a esses capacitores; aumento das perdas no cobre e no ferro de transformadores e máquinas elétricas, provocando maior aquecimento das mesmas, com possibilidade de falha dos equipamentos; pulsações de torque nas máquinas elétricas, impedindo o correto controle da carga e causando maior estresse mecânico ao equipamento; maiores perdas em condutores elétricos devido ao maior valor RMS de corrente e a presença de altas frequências (efeito pelicular e de proximidade são função da frequência), levando à necessidade de sobre

dimensionamento dos condutores; mal funcionamento de dispositivos eletrônicos e de telecomunicação.

Nos últimos anos, tem sido uma necessidade crescente a disponibilização de conversores de potências cada vez maiores seja para alimentar uma determinada carga (há motores elétricos de 6,9kVrms disponíveis para potências de, por exemplo, 22500HP [2]), seja para fazer a interface de uma rede a frequência fixa como uma unidade de geração de frequência variável, como as turbinas de geração eólica que hoje chegam a até 8MW [3], ou mesmo em corrente contínua (como a geração fotovoltaica).

Esses altos valores de potência convertida trazem consigo duas necessidades, a princípio concorrentes: mitigar ao máximo o conteúdo harmônico das correntes entregues ou demandadas da rede e manter as perdas elétricas num nível aceitável. Várias topologias têm sido propostas para atingir esses objetivos, contudo elas por vezes são muito complexas, fazem uso de muitos elementos, e conduzem a preços elevados e problemas de confiabilidade.

Neste contexto, esse trabalho propõe e analisa a implementação de uma topologia capaz de produzir fator de potência verdadeiramente unitário (ausência de harmônicos em toda a faixa normalmente apreciável pelas normas) com o uso de transformadores convencionais de três enrolamentos e grande rendimento. Essa topologia recebe o nome de conversor de fator de potência verdadeiramente unitário (TUPF do inglês *true unity power factor*).

1.2 Contribuições

As contribuições desse trabalho de pesquisa são:

a) Análise comparativa entre os limites normativos para distorção harmônica de tensão e corrente em sistemas elétricos;
b) Análise das topologias existentes no mercado e suas vantagens e desvantagens em relação as aplicações de alta potência;
c) Análise das metodologias de cálculo de ângulos da técnica de modulação por largura de pulso (PWM do inglês *pulse width modulation*) de eliminação seletiva de harmônicos (SHE do inglês *selective harmonic elimination*);

d) Proposição de método para redução do tamanho das tabelas de ângulos do SHE PWM;
e) Análise do comportamento dinâmico do SHE PWM frente às necessidades inerentes ao controle de corrente em conversores estáticos;
f) Proposição do conversor TUPF que:
   - ✓ Elimina os harmônicos até a quinquagésima ordem, permitindo um fator de potência verdadeiramente unitário através de um adequado controle de corrente;
   - ✓ Utiliza transformadores convencionais de três enrolamentos;
   - ✓ Utiliza topologias de pouca complexidade, como conversores de dois ou três níveis;
   - ✓ Possui baixas frequências de chaveamento (da ordem de 1kHz) e, consequentemente, baixas perdas por comutação;
   - ✓ Não possui filtros senoidais, eliminando possibilidades de ressonância e reduzindo ainda mais as perdas devido também a ausência de amortecimento passivo;
   - ✓ Possui a possibilidade de conexão em paralelo ou série do barramento CC de acordo com a necessidade de se aumentar o nível de tensão ou de corrente a ser entregue para a carga.

1.3 Organização do texto

Esse trabalho de pesquisa está dividido em sete capítulos que estão brevemente descritos a seguir.

O capítulo 1 indica a relevância e a motivação para o tema, bem como as contribuições propostas no trabalho e um breve resumo da abordagem apresentada.

O capítulo 2 faz uma breve revisão do problema da presença de harmônicos em sistemas elétricos e dos indicadores normalizados para avaliar seu impacto na qualidade de energia e no fator de potência de uma instalação.

No capítulo 3, várias topologias de retificadores passivos e ativos são revisadas tendo como foco suas vantagens e desvantagens em termos de qualidade de energia e eficiência. São apresentadas as principais topologias ativas de dois ou três níveis com possibilidade ou não de fluxo de potência bidirecional. Também são

abordadas as técnicas de modulação PWM convencionais e a aplicação de filtros de harmônicos na entrada dos conversores.

O capítulo 4 apresenta o retificador TUPF como resultado da aplicação, em conjunto, de topologias e técnicas de SHE PWM adequadas. Faz-se uma análise do modulador SHE PWM contemplando a metodologia de cálculo dos ângulos para dois e três níveis, a redução da tabela de ângulos através do método estatístico do fator de correlação e uma análise vetorial dos estados das chaves durante a aplicação desse tipo de PWM. Também é analisada a questão da aplicação em conjunto da técnica de modulação SHE PWM com o controle de corrente do conversor e apresentada a necessidade de eliminação de harmônicos do *feedback* de corrente. As diversas vantagens relativas à implementação são destacadas. Resultados de simulação (em malha fechada) e experimentais (em malha aberta) são apresentados comprovando a eficácia da topologia.

No capítulo 5 são apresentadas as conclusões acerca do exposto em todo trabalho e da topologia proposta. São também apresentadas propostas de trabalho futuro para consolidar o conversor TUPF como alternativa válida e superior às demais em aplicações onde é necessária a conversão de grandes valores de potência elétrica.

2 DISTORÇÕES HARMÔNICAS EM SISTEMAS ELÉTRICOS

Antes da popularização de equipamentos e processos utilizando conversores estáticos, as principais fontes de injeção de harmônicos nos sistemas elétricos eram os fornos a arco, a grande quantidade de lâmpadas fluorescentes e, em menor extensão, as máquinas elétricas e os transformadores [1]. Em todos esses casos, o equipamento conectado a rede demanda ou fornece uma corrente cuja forma de onda é distorcida da forma de onda puramente senoidal que se esperaria em condições ideais.

Os mecanismos que produzem essa distorção nas formas de onda de corrente estão sempre associados a não linearidade dos elementos empregados. Por exemplo, devido a não linearidade do circuito magnético dos transformadores esses são sujeitos ao fenômeno da histerese magnética que impõe uma corrente de magnetização não senoidal para manter um fluxo magnetizante senoidal quando alimentado por uma fonte de tensão senoidal [4]. No caso de conversores estáticos, a não linearidade é de maior extensão devido ao uso de dispositivos semicondutores que trocam de estado fechado para aberto e vice-versa de maneira controlada ou não, dependendo do dispositivo utilizado.

Essas correntes distorcidas, por sua vez, ao passarem pelas impedâncias do sistema produzem quedas de tensão também não senoidais. Tanto as tensões e correntes não senoidais podem ser representadas através da série de Fourier como um somatório de funções senoidais conforme indicado em (2.1)-(2.9).

$$f(t) = \frac{1}{2} \cdot a_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [a_k \cdot \cos(k \cdot \omega_0 \cdot t) + b_k \cdot \sin(k \cdot \omega_0 \cdot t)] \tag{2.1}$$

$$a_0 = \frac{2}{T} \cdot \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot dt \tag{2.2}$$

$$a_k = \frac{2}{T} \cdot \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \cos(k \cdot \omega_0 \cdot t)\, dt \tag{2.3}$$

$$b_k = \frac{2}{T} \cdot \int_{-\frac{T}{2}}^{\frac{T}{2}} f(t) \cdot \sin(k \cdot \omega_0 \cdot t)\, dt \tag{2.4}$$

$$f(t) = c_0 + \sum_{k=1}^{\infty} [c_k \cdot \sin(k \cdot \omega_0 \cdot t + \theta_k)] \tag{2.5}$$

$$c_k = \sqrt{a_k^2 + b_k^2} \tag{2.6}$$

$$\theta_k = \tan^{-1}\left(\frac{a_k}{b_k}\right) \tag{2.7}$$

$$c_0 = \frac{a_0}{2} \tag{2.8}$$

$$\omega_0 = \frac{2 \cdot \pi}{T} = 2 \cdot \pi \cdot f_0 \tag{2.9}$$

Onde a_0 é o valor médio da função f(t), a_k e b_k são os coeficientes da série que representam as componentes retangulares do harmônico de ordem k, T é o período da função, ω_0 é a frequência angular fundamental e θ_k é o ângulo entre c_k e eixo real. As relações entre a_k, b_k, c_k e θ_k podem ser melhor compreendidas graficamente através da Figura 2.1.

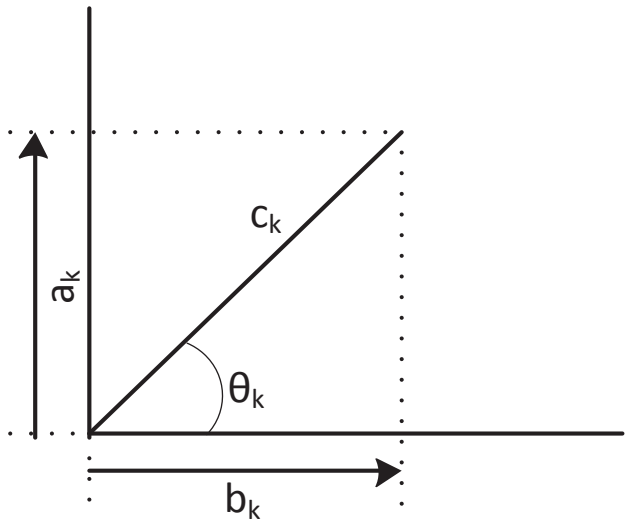

Figura 2.1 – Relações entre os coeficientes retangulares e polares da série de Fourier

A Figura 2.2 mostra um exemplo de um sinal não senoidal e sua decomposição em funções senoidais através da série de Fourier.

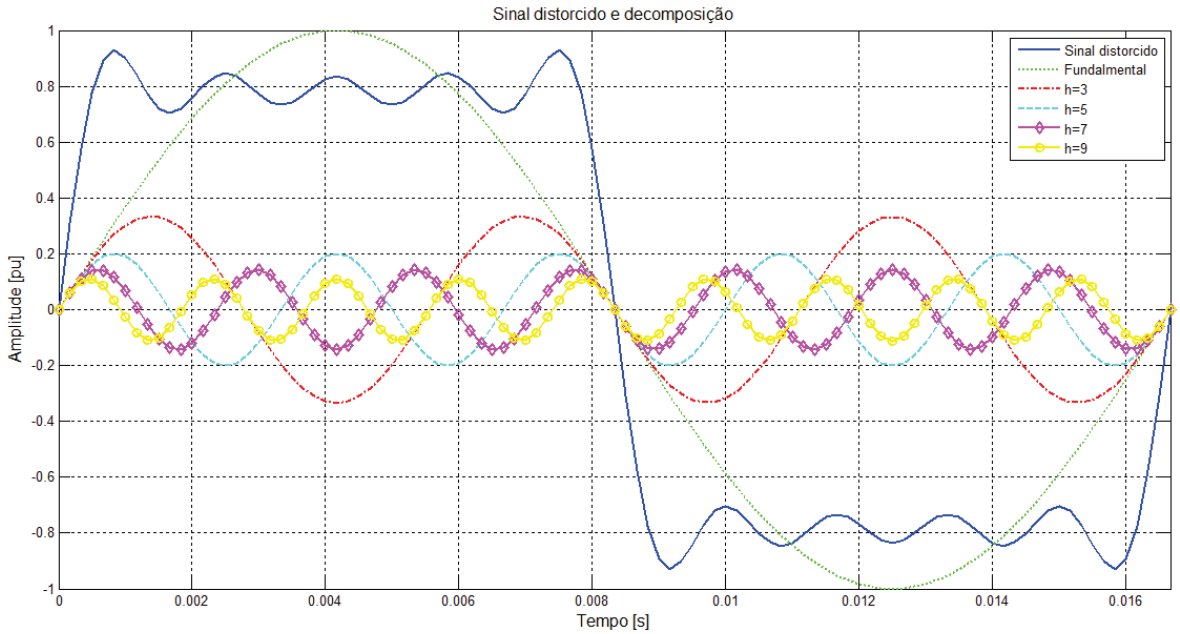

Figura 2.2 – Exemplo de sinal distorcido e decomposição por série de Fourier

De acordo com a frequência de cada senoide resultante da série de Fourier (ou seja, de acordo com cada valor de k), essas componentes recebem a seguinte definição [5], [6]:

a) O **harmônico** é definido como o conteúdo de uma função cuja frequência é um múltiplo inteiro da frequência fundamental da rede (k = inteiro);
b) O **inter-harmônico** é definido como o conteúdo de uma função cuja frequência é um múltiplo não inteiro (porém real) da frequência fundamental da rede;
c) O **sub-harmônico** é definido como um inter-harmônico que aparece em frequências abaixo da frequência fundamental da rede (k<1).

Embora em algumas aplicações específicas, como a geração eólica, o inter-harmônico tenha merecido especial atenção e análise gerando, inclusive, a criação de indicadores e limites específicos para sua avaliação [5], daqui em diante esse trabalho irá tratar somente dos harmônicos de ordem inteira que são característicos de conversores estáticos e tem seus limites normalizados por normas nacionais e internacionais.

2.1 Índices e limites normativos

A presença dos harmônicos por si só não implica problema para a rede elétrica, mas o que deve ser avaliado é a ordem de grandeza desses harmônicos em relação aos valores fundamentais de tensão e corrente do sistema. Avaliando qualitativamente (2.10) e (2.11), fica notório que se os harmônicos existentes possuem ordem de grandeza muito menor do que a fundamental, esses exercem pouca influência no valor eficaz da tensão e corrente e, por consequência, seus efeitos no sistema elétrico são desprezíveis.

$$V_{rms} = \sqrt{V_1^2 + V_2^2 + V_3^2 + \cdots + V_h^2} \quad [V] \tag{2.10}$$

$$I_{rms} = \sqrt{I_1^2 + I_2^2 + I_3^2 + \cdots + I_h^2} \quad [A] \tag{2.11}$$

Onde V_{rms} e I_{rms} são os valores de tensão e corrente eficaz, respectivamente, V_1, V_2, V_3, ..., V_h e I_1, I_2, I_3, ..., I_h são, respectivamente os valores de tensão e corrente desde o harmônico fundamental até o harmônico de ordem h.

Outro fator que deve ser levado em consideração é a relação entre a ordem de grandeza da instalação em relação ao sistema elétrico onde ela está instalada. Se no ponto de acoplamento comum (PAC), o sistema elétrico apresenta uma impedância muito menor do que o de uma instalação, as correntes harmônicas por ventura provenientes dessa irão gerar distorções de tensão principalmente em seu próprio sistema. Pouca será a influência na rede elétrica. Por esse motivo se um sistema elétrico possui uma razão de curto-circuito Rcc (2.12) alta, é dito sistema robusto. Caso isso não seja verdade, esse sistema é frágil e menores são os valores de correntes harmônicas permissíveis de serem injetadas ou demandadas do mesmo.

$$R_{cc} = \frac{S_{cc}}{S_{nom}} = \frac{I_{cc}}{I_L} \quad [pu] \tag{2.12}$$

Onde S_{cc} e S_{nom} correspondem, respectivamente, às potências de curto-circuito no PAC e nominal da instalação ou equipamento conectado no mesmo.

Sendo PAC definido, do ponto de vista das concessionárias de energia elétrica, como o ponto de conexão entre o seu sistema e cada consumidor individual. Dentro de uma instalação industrial, a definição de PAC pode ser aplicada também ao ponto de conexão entre a carga não-linear e as outras cargas de acordo com a IEEE Std. 519 [7].

Tendo essas premissas como base, as normas internacionais e nacionais estabelecem não somente limites individuais para os harmônicos como também indicadores para avaliar o efeito conjunto da presença de vários harmônicos de frequências distintas nas tensões e correntes. O indicador definido para tensão na IEEE Std. 519 [7], no PROREDE Submódulo 2.8 [8] e no PRODIST Módulo 8 [9] é o de Distorção Harmônica Total (THD do inglês *Total Harmonic Distortion*) conforme (2.13).

$$THD = \frac{100}{V_1} \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{N} V_h^2} \quad [\%] \tag{2.13}$$

Embora o THD seja comumente empregado também para a análise de distorções de corrente, o indicador definido para tal propósito pela IEEE Std. 519 é o de distorção total de demanda (TDD do inglês *Total Demand Distortion*) definido em (2.14), onde o denominador é a corrente de demanda (I_L) no PAC ao invés da corrente fundamental.

$$TDD = \frac{100}{I_L} \cdot \sqrt{\sum_{h=2}^{N} I_h^2} \quad [\%] \tag{2.14}$$

Fica claro pela análise de (2.13) e (2.14) que caso a corrente de demanda seja igual a fundamental, os dois indicadores aplicados à corrente possuirão o mesmo resultado. Isso em geral acontece quando se quer avaliar o funcionamento de um equipamento individualmente ao invés de analisar a qualidade de energia num ponto de conexão ao sistema elétrico. Nesse caso, a corrente nominal do equipamento (fundamental) pode ser utilizada como referência para o cálculo do TDD.

2.1.1 Limites de Distorção de Tensão

Os limites individuais e totais de distorção de tensão admitidos no PAC estabelecidos pela IEEE Std. 519 estão demonstrados na Tabela 2.1. Por sua vez, a Tabela 2.2 indica os limites estabelecidos pelo PROREDE Submódulo 2.8 para aplicações conectadas a rede básica (limites globais inferiores) e a Tabela 2.3 indica os limites estabelecidos pelo PRODIST Módulo 8 para aplicações conectadas a redes de distribuição.

Tabela 2.1 – IEEE Std. 519: Limites de Distorção de Tensão

Tensão no PAC	Distorção Individual [%]	Distorção Total THD [%]
V≤ 1kV	5.0%	8.0%
1kV<V≤ 69kV	3.0%	5.0%
69kV<V≤ 161kV	1.5%	2.5%
V≥ 161kV	1.0%	1.5%

Tabela 2.2 – PROREDE Submódulo 2.8: Limites Globais Inferiores

13,8kV≤V<69kV				V≥69kV			
Ímpares		Pares		Ímpares		Pares	
Ordem	Valor	Ordem	Valor	Ordem	Valor	Ordem	Valor
3, 5, 7	5.0%			3, 5, 7	2.0%		
		2,4,6	2.0%			2,4,6	1.0%
9, 11, 13	3.0%			9, 11, 13	1.5%		
		≥8	1.0%			≥8	0.5%
15 a 25	2.0%			15 a 25	1.0%		
≥27	1.0%			≥27	0.5%		
THD = 6%				THD = 3%			

A Figura 2.3 indica um comparativo entre os limites harmônicos individuais das normas para aplicações em tensões inferiores a 13,8kV. Nessa faixa de tensão, as normas aplicáveis são a IEEE 519 e o PRODIST Módulo 8. Fica claro que o IEEE estabelece, de maneira geral, limites mais restringentes para os harmônicos ímpares de baixa ordem. A partir do 11º harmônico e em todos os harmônicos pares o Procedimento de Distribuição é mais restringente. Vale ressaltar que a distorção total admitida pelo PRODIST nessa faixa de tensões é razoavelmente maior do que a admissível pelo IEEE (25% maior para BT e 60% para tensões até 13,8kV), conforme pode ser visto nas Tabela 2.1 e Tabela 2.3.

Na Figura 2.4 é indicado um comparativo entre as três normas para tensões entre 13,8kV e 161kV. Nessa faixa de tensões a norma IEEE continua sendo mais restritiva para 3º, 5º e 7º harmônicos, enquanto que para harmônicos acima do 13º e todos os harmônicos pares os Procedimentos de Rede e de Distribuição são mais restritivos. Para tensões inferiores a 69kV, chegam a ser mais restritivos até que os procedimentos de rede, em especial para harmônicos ímpares de ordem tripla e harmônicos pares. Em termos de distorção total, a norma IEEE Std. 519 continua sendo mais restritiva (vide Tabela 2.1, Tabela 2.2

Tabela 2.2, Tabela 2.3).

Tabela 2.3 – PRODIST Módulo 8: Distorção de Tensão – Valores de referência

Ordem Harmônica		**Distorção Harmônica Individual de Tensão [%]**			
		V≤1kV	**1kV<V≤13.8kV**	**13.8kV<V≤69kV**	**69kV<V≤230kV**
Ímpares não múltiplos de 3	5	7.5	6	4.5	2.5
	7	6.5	5	4	2
	11	4.5	3.5	3	1.5
	13	4	3	2.5	1.5
	17	2.5	2	1.5	1
	19	2	1.5	1.5	1
	23	2	1.5	1.5	1
	25	2	1.5	1.5	1
	>25	1.5	1	1	0.5
Ímpares múltiplos de 3	3	6.5	5	4	2
	9	2	1.5	1.5	1
	15	1	0.5	0.5	0.5
	21	1	0.5	0.5	0.5
	>21	1	0.5	0.5	0.5
Pares	2	2.5	2	1.5	1
	4	1.5	1	1	0.5
	6	1	0.5	0.5	0.5
	8	1	0.5	0.5	0.5
	10	1	0.5	0.5	0.5
	12	1	0.5	0.5	0.5
	>12	1	0.5	0.5	0.5
THD [%]		**10**	**8**	**6**	**3**

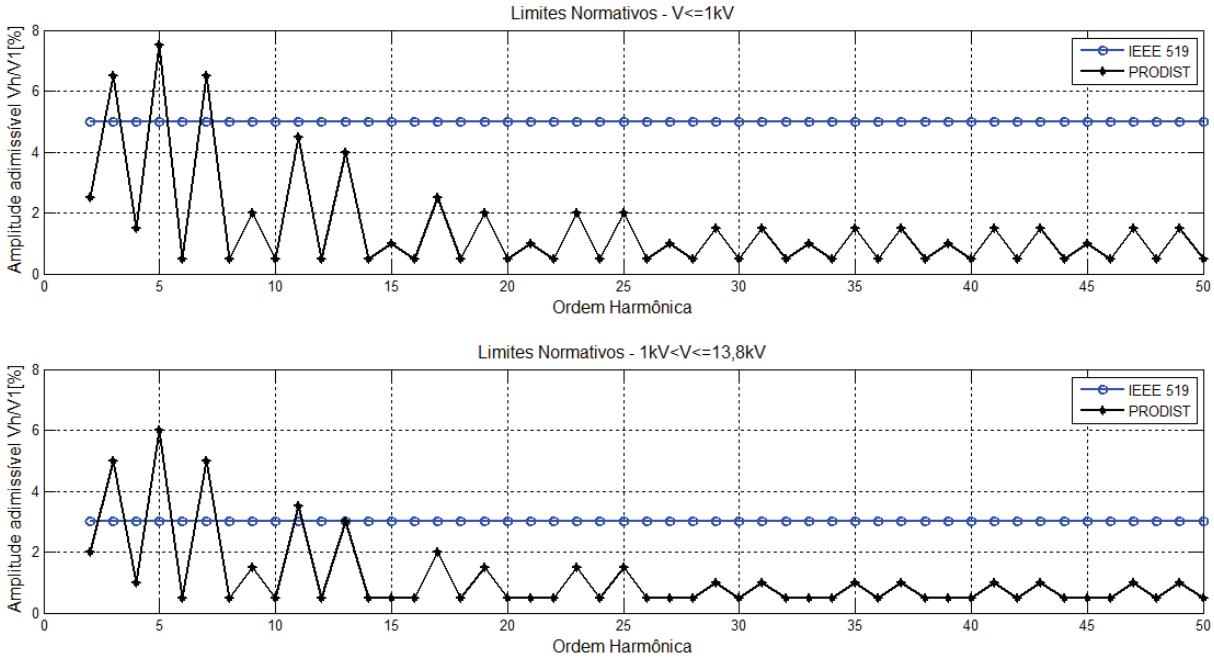

Figura 2.3 – Limites admissíveis de distorção individual para tensões inferiores a 13,8kV

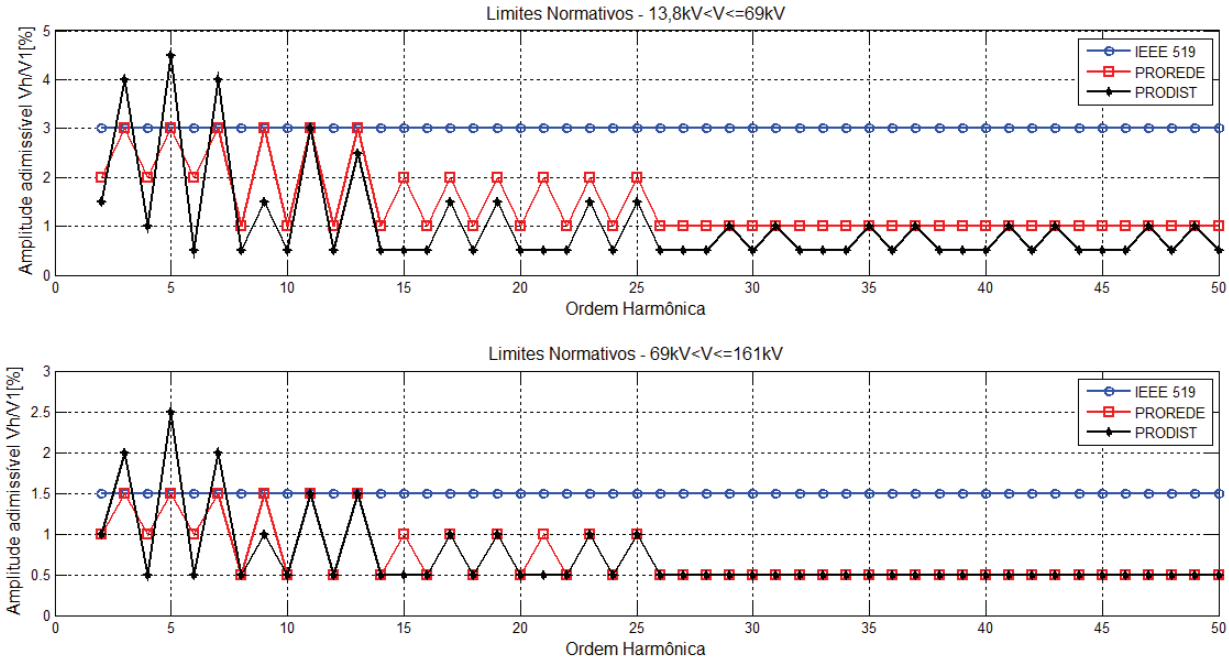

Figura 2.4 – Limites admissíveis de distorção individual de 13,8kV a 161kV

Por fim, a Figura 2.5 indica os limites de harmônicos individuais das normas em análise para tensões superiores a 161kV. Os limites estabelecidos pelo IEEE são, em geral, mais restritivo para os harmônicos ímpares até a 13ª ordem. Para todos os harmônicos pares e ímpares a partir da 27ª ordem, os limites admissíveis estabelecidos pelos procedimentos de rede e de distribuição são iguais ou menores.

Mais uma vez, a distorção total de tensão admissível pelos procedimentos nacionais é maior do que o estabelecido pela IEEE Std. 519 (100% maior).

A Tabela 2.4 compara o limite de THD estabelecido pelas três normas para as várias faixas de tensão analisadas. O IEEE estabelece limites menores de distorção total do que as normas nacionais em todos os níveis de tensão.

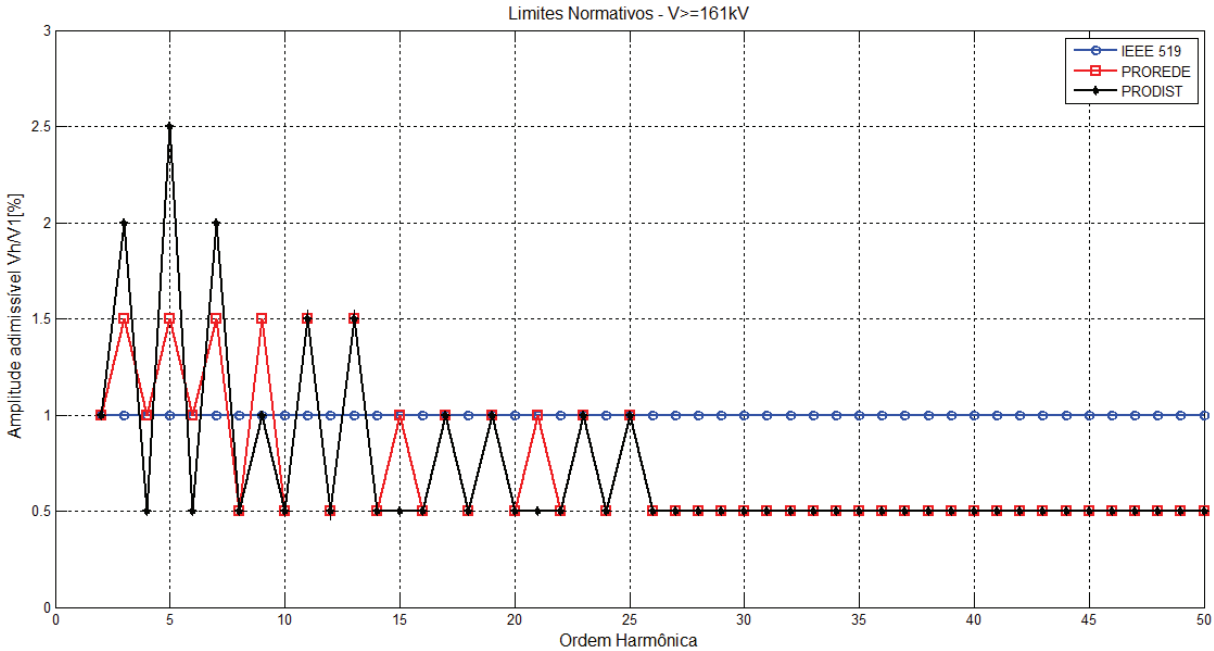

Figura 2.5 – Limites admissíveis de distorção individual para tensões superiores a 161kV

Tabela 2.4 – Comparativo dos Limites de THD

Norma	Limite de Distorção Harmônica Total				
	V≤1kV	**1kV<V≤13.8kV**	**13.8kV<V≤69kV**	**69kV<V≤161kV**	**V≥ 161kV**
IEEE Std. 519	8.0%	5.0%	5.0%	2.5%	1.5%
PROREDE Submod. 2.8	-----	-----	6.0%	3.0%	3.0%
PRODIST Mod. 8*	10.0%	8.0%	6.0%	3.0%	3.0%

* O Procedimento de Distribuição é limitado a tensão de 230kV.

2.1.2 Limites de Distorção de Corrente

Para que os limites de distorção de tensão indicados na seção 2.1.1 sejam respeitados, devem ser impostos a cada consumidor individual limites de distorção de corrente no PAC. Esses limites devem ser ponderados de acordo com a ordem do harmônico, a grandeza das correntes harmônicas em relação a fundamental e a razão de curto-circuito (2.12) no PAC.

Os procedimentos nacionais de rede [8] e de distribuição [9] não possuem recomendações quanto a esses limites de correntes harmônicas, a norma IEEE Std. 519 [7], por outro lado, estabelece limites tanto de distorção individual quanto de distorção total, TDD conforme (2.12), os quais são função da razão de curto-circuito e estão descritos na Tabela 2.5.

A norma IEEE Std. 1547 [10] estabelece, para os casos de geração distribuída interligada ao sistema elétrico de potência, os limites indicados no pior caso da Tabela 2.5 (Rcc = 20).

Tabela 2.5 – IEEE Std. 519: Limites de Distorção de Corrente (120V ≤ V ≤ 69kV)

R_{CC}	Ordem Harmônica Individual (Ímpares)					TDD
	3<h<11	11≤h<17	17≤h<23	23≤h<35	35≤h≤50	
≤20*	4.0	2.0	1.5	0.6	0.3	5.0
(20,50]	7.0	3.5	2.5	1.0	0.5	8.0
(50,100]	10.0	4.5	4.0	1.5	0.7	12.0
(100,1000]	12.0	5.5	5.0	2.0	1.0	15.0
>1000	15.0	7.0	6.0	2.5	1.4	20.0
Harmônicos pares são limitados a 25% dos limites acima para harmônicos impares						
Distorções de corrente que resultem num offset DC não são permitidos						
*Todos equipamentos de geração são limitados a esses valores de distorção de corrente, independente do valor de R_{CC}						

Outra norma que define limites de corrente é a BDEW [11], a qual foi criada pela associação alemã de indústrias de energia e água e é um guia para o planejamento e operação de plantas de geração conectadas ao circuito de média tensão. Embora seu escopo seja um pouco mais limitado e ela não estabeleça limites de distorção total, ela permite em algum grau a comparação com a norma do IEEE, além de estabelecer limites também para os inter-harmônicos até a frequência de 9kHz.

A Tabela 2.6 indica os valores limites de distorção estabelecidos por essa norma em Amperes por Mega-Volt-Amper. Os valores em Amperes podem ser facilmente obtidos através do emprego de (2.15). Deve ser observado que para os harmônicos (I_v) e inter-harmônicos (I_μ) de ordem superior a 40 os níveis de distorção devem ser medidos dentro de uma faixa de passagem de 200Hz centrada ao redor do harmônico considerado de acordo com (2.16) para uma fundamental em 50Hz.

$$I_{\nu,\mu} = I^{*}_{\nu,\mu}[\frac{A}{MVA}] \cdot S_{cc}[MVA] \tag{2.15}$$

$$I_{dist,\nu,\mu} = \sqrt{\sum_{n=-19}^{20} I^{2}_{dist,((\nu,\mu)\cdot 50+n\cdot 5)Hz}} \tag{2.16}$$

Tabela 2.6 – BDEW: Limites Individuais de Distorção de Corrente

Ordem ν, μ	Corrente relativa admissível $I^{*}_{\nu,\mu}$ em A/MVA		
	Rede em 10kV	Rede em 20kV	Rede em 30kV
5	0.058	0.029	0.019
7	0.082	0.041	0.027
11	0.052	0.026	0.017
13	0.038	0.019	0.013
17	0.022	0.011	0.007
19	0.018	0.009	0.006
23	0.012	0.006	0.004
25	0.010	0.005	0.003
25<ν<40[1)]	0.01·25/ν	0.005·25/ν	0.003·25/ν
pares	0.06/ν	0.03/ν	0.02/ν
μ<40	0.06/μ	0.03/μ	0.02/μ
40<ν,μ≤180[2)]	0.18/μ	0.09/μ	0.06/μ
[1)] Somente os de ordem ímpar.			
[2)] Inteiros e não-inteiros dentro de um range de 200Hz.			
Para harmônicos ímpares de 3ª ordem, utilizar o próximo ímpar superior como referência.			

Um exemplo numérico comparativo considerando uma potência de curto-circuito no PAC de 200MVA e cargas de 10MVA e 20MVA (razões de curto-circuito de 20 e 10, respectivamente) apenas para os harmônicos de ordem inteira está representado na Figura 2.6. Como para a norma BDEW nas frequências acima de 2kHz é considerado uma banda de 200Hz centrada na frequência desejada, em [12] é proposta uma redução dos valores de corrente relativa admissível nessas frequências por um fator de raiz quadrada de 2 (ou 3dB).

É possível verificar pela análise da Figura 2.6 que os valores admissíveis pela norma BDEW para os três níveis de tensão resultam no mesmo valor em percentual da fundamental e que todos são mais restringentes do que os valores da IEEE Std. 519, embora para frequências harmônicas de mais alta ordem a diferença seja praticamente desprezível.

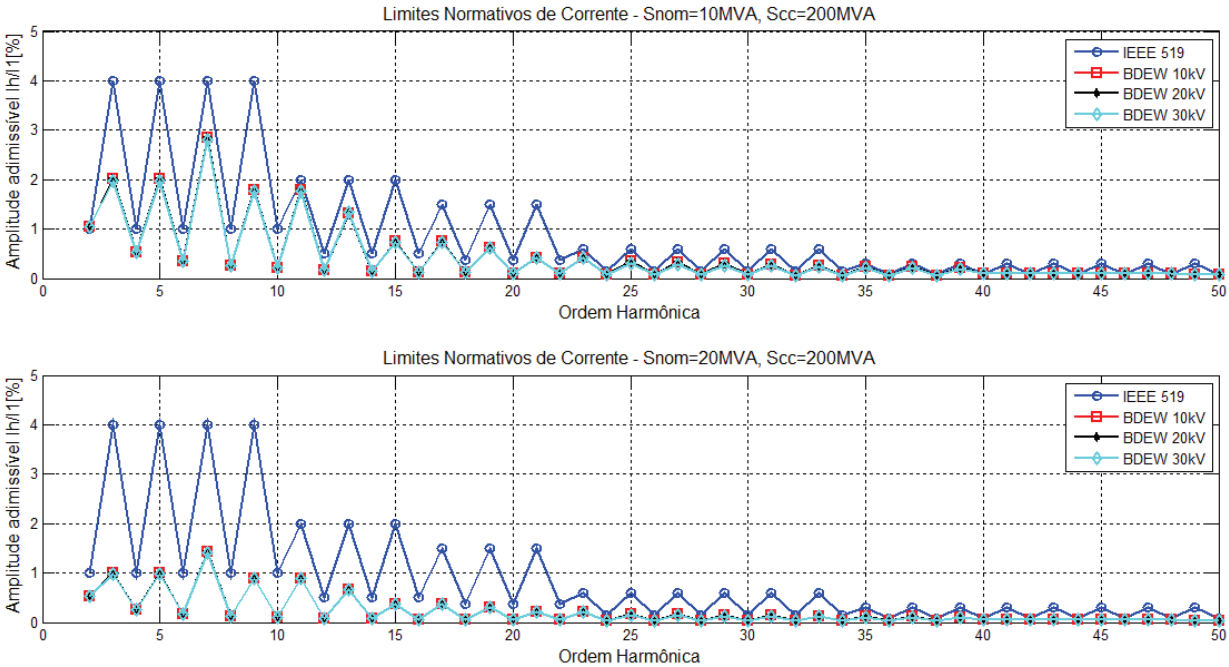

Figura 2.6 – Limites admissíveis de distorção de corrente para Scc=200MVA

Cabe aqui ressaltar que os limites de distorção de corrente da norma IEEE Std. 519 listados na Tabela 2.5 são para os casos onde são aplicados conversores com harmônicos característicos de seis pulsos (ver Seção 3.2.1 para mais detalhes). Para os casos em que os conversores possuem maiores números de pulsos (q), os valores dos harmônicos característicos podem ser aumentados de acordo com (2.17), desde que os harmônicos não característicos sejam limitados a 25% dos valores mostrados na mesma tabela.

$$Multiplicador = \sqrt{\frac{q}{6}} \tag{2.17}$$

A despeito do fato de a norma IEEE Std. 519 possuir uma tolerância maior que as normas nacionais e a BDEW para harmônicos individuais de tensão e corrente, respectivamente, essa norma é a mais utilizada pela indústria e pelo meio científico para avaliação dos harmônicos gerados por conversores interligados ao sistema elétrico. Tendo em vista sua aplicação industrial, o estabelecimento de limites tanto de tensão quanto em corrente e limites de distorção total mais rigorosos do que as normas nacionais (conforme seção 2.1.1), a norma IEEE também será a principal referência nesse trabalho daqui por diante.

2.2 Mecanismos de ressonância série e paralela

Outro problema de qualidade de energia ocorre quando os harmônicos presentes no sistema ou oriundos de alguma carga não linear excitam alguma frequência de ressonância entre indutâncias e capacitâncias da rede e da carga. O fenômeno de ressonância pode ser dividido em dois tipos: ressonância paralela (Figura 2.7a) e ressonância série (Figura 2.7b).

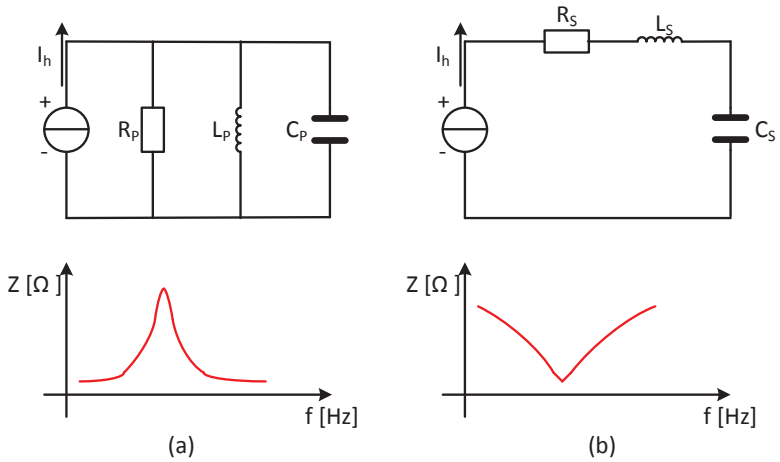

Figura 2.7 – Mecanismos de ressonância (a) paralela e (b) série

A ressonância paralela ocorre entre uma capacitância de rede C_P (filtros, cargas e cabos) e da indutância de alimentação L_P (dispersão de transformadores e cabos). Nesse caso, a impedância resultante é alta resultando em altas distorções de tensão caso uma carga não-linear (um conversor, por exemplo) forneça correntes harmônicas na frequência de ressonância. Essa ressonância pode ser ainda mais severa caso a rede seja fraca (valor alto de L_P), pois o fenômeno se alastra pela impedância distribuída da rede.

A ressonância série ocorre entre a capacitância de uma carga C_S e a indutância da rede L_S, resulta num baixo valor de impedância numa dada frequência fazendo que distorções harmônicas de tensão da rede que porventura possuam frequências próximas à de ressonância provoquem altos valores de correntes limitados apenas pela resistência de rede associada.

Em ambos os casos, a frequência de ressonância pode ser calculada por (2.18).

$$f_r = \frac{1}{2 \cdot \pi \cdot \sqrt{L \cdot C}} \tag{2.18}$$

2.3 Harmônicos e Fator de Potência

Na presença de formas de onda não-senoidais de tensão e/ou corrente, o fator de potência, definido em sua essência pela equação (2.19), deixa de ser definido somente pelo cosseno do ângulo entre tensão e corrente e passa a sofrer influência dos harmônicos presentes no sinal [13].

$$pf_{true} = \frac{P_{avg}}{S} = \frac{P_{avg}}{V_{rms} \cdot I_{rms}} \tag{2.19}$$

Onde P_{avg} e S são as potências ativa média e aparente, respectivamente. Na presença de harmônicos, as tensões e correntes eficazes são representadas pelas equações (2.10) e (2.11), respectivamente, e a potência ativa média, na presença de harmônicos de tensão e corrente, é dada por (2.20).

$$P_{avg} = \frac{1}{2 \cdot \pi} \cdot \int_0^{2 \cdot \pi} v(t) \cdot i(t) \cdot dt = \sum_{h=1}^{\infty} I_h \cdot V_h \cdot \cos \theta_k \tag{2.20}$$

Substituindo (2.10) e (2.11) na expressão do THD em (2.13), obtêm-se novas expressões para os valores eficazes de tensão e corrente conforme (2.21) e (2.22), respectivamente.

$$V_{rms} = V_{1rms} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \quad [V] \tag{2.21}$$

$$I_{rms} = I_{1rms} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2} \quad [A] \tag{2.22}$$

Substituindo agora (2.21) e (2.22) na expressão (2.19), tem-se a forma mais completa do cálculo do fator de potência na presença de harmônicos dada por (2.23).

$$pf_{true} = \frac{P_{avg}}{V_{1rms} \cdot I_{1rms}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_V}{100}\right)^2} \cdot \sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \tag{2.23}$$

Conforme visto na seção 2.1.1, os harmônicos de tensão e corrente devem ser controlados de forma a representar um pequeno percentual dos valores fundamentais (os piores casos são limites individuais de 7,5% para tensão na Tabela 2.3 e 15% para corrente na Tabela 2.5). Além disso, o THD de tensão, mesmo em instalações com grande presença de harmônicos, raramente ultrapassam 10% (que é o pior limite de distorção total apresentado na Tabela 2.4). Essas considerações permitem as seguintes aproximações:

a) A contribuição das parcelas harmônicas na potência ativa (2.20) é desprezível (7,5%·15%=1.125%);
b) Também em (2.21) é desprezível a parcela de contribuição do THD_V no valor eficaz da tensão (10% de THD significa apenas 0,5% a mais na tensão).

Considerando a aplicação dessas simplificações em (2.23) obtêm-se a equação aproximada para o fator de potência demonstrada em (2.24), onde a primeira parcela corresponde ao fator de potência devido a defasagem angular (2.25) e a segunda parcela ao fator de potência devido a distorção da forma de onda de corrente (2.26).

$$pf_{true} \sim \frac{P_{1avg}}{V_{1rms} \cdot I_{1rms}} \cdot \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \tag{2.24}$$

$$pf_{disp} = \frac{P_{1avg}}{V_{1rms} \cdot I_{1rms}} = \cos(\theta_V - \theta_I) \tag{2.25}$$

$$pf_{dist} = \frac{1}{\sqrt{1 + \left(\frac{THD_I}{100}\right)^2}} \tag{2.26}$$

Tendo bem estabelecido o conceito e a forma de cálculo do fator de potência verdadeiro na presença de harmônicos, resta uma dúvida: Qual o valor máximo de ordem harmônica (N) deve ser avaliado no cálculo do THD de corrente (2.13)? Esse valor, que teoricamente pode ser tão alto quanto desejado, é definido por diversas normas de aplicações distintas, conforme indicado na Tabela 2.7, com indicações que não superam o valor N=50.

Tabela 2.7 – Valores para máxima ordem harmônica no cálculo do THD

Norma	Item	Referência	Aplicação	N
IEEE Std. 519	3	[7]	Sistemas de Potência com cargas não-lineares	50
PROREDE Sub. 2.8	9.4.1.3	[8]	Rede básica brasileira (ONS)	50
PRODIST Mod. 8	4.5.2	[9]	Rede de distribuição de energia brasileira (ANEEL)	25
IEC 61000-4-7	3.3.1	[14]	Medição de harmônicos em sistemas de 50 e 60Hz	40
IEEE Std. 1566	15.2	[15]	Conversores para motores CA de alta potência	49
IEEE Std. 1547.1	5.11	[16]	Geração Distribuída interligada a rede elétrica	40

Em síntese, para obtenção de um fator de potência verdadeiramente unitário em algum ponto de uma instalação elétrica, a tensão e corrente fundamentais devem estar em fase e a distorção harmônica total de corrente deve ser nula (ou desprezível) para um cálculo de THD que leve em consideração até a quinquagésima ordem.

2.4 Conclusões

Esse capítulo introduziu as origens e impactos da presença de harmônicos nos sistemas elétricos. O controle dessas distorções tem merecido o estabelecimento de limites e regulação por normas nacionais e internacionais, tamanha é a sua importância. A comparação entre as normas regulatórias mostrou que a IEEE Std. 519 [7] continua a ser o padrão de maior importância devido a sua abrangência na definição de limites de distorção, tanto em tensão quanto em corrente, como também ao seu maior rigor no estabelecimento de limites totais de distorção e, por fim, a sua aplicabilidade tanto em sistemas elétricos de potência quanto em plantas industriais. Embora a mesma possua, em alguns casos, limites

individuais menos restringentes e não estabeleça critérios que levem em conta os inter-harmônicos, frequentemente encontrados, por exemplo, em aplicações de geração eólica. Esses casos específicos podem ser tratados mais como uma particularidade de determinada aplicação do que uma regra.

Outro problema proveniente da presença desses harmônicos reside no fato de se existir a possibilidade de ressonâncias série e paralela entre as indutâncias e capacitâncias presentes no sistema em determinadas frequências de harmônicos provenientes de cargas não lineares. Como resultado, além de limites de distorções inadmissíveis a perfeita operação do sistema, podem ocorrer desligamentos ou até mesmo danos permanentes aos equipamentos de uma instalação.

Como um das características mais desejadas de qualquer aplicação de conversão de energia é que toda a potência consumida, ou pelo menos a grande maioria dela, seja convertida, ao final, no trabalho desejado, o fator de potência no contexto da presença de harmônicos não é somente definido pelo deslocamento angular entre tensões e correntes, mas também pelas distorções de corrente do sistema sob análise. Um fator de potência verdadeiramente unitário é caracterizado por tensão e corrente fundamental em fase e conteúdo de distorção harmônica desprezível.

Quando se faz uso de conversores de potência em interface com a rede elétrica o objetivo é alcançar os valores mais baixos possíveis de distorção harmônica de uma maneira custo-efetiva. Para isso, é preciso, primeiramente, escolher uma topologia de eletrônica de potência que seja adequada à aplicação e que permita, em conjunto com técnicas adequadas de controle e componentes auxiliares (transformadores, filtros, etc.), se atingir o conteúdo harmônico desejado sem introduzir novos problemas de qualidade de energia ao sistema. Com esse objetivo, o próximo capítulo fará uma análise das topologias de conversores existentes com o objetivo de localizar bons candidatos a fazer uma interface com a rede elétrica com fator de potência verdadeiramente unitário. Também serão revisados métodos de controle de chaveamento e configurações de filtros de harmônicos. Esse pequeno “estado da arte” servirá de subsídio para justificar a escolha dos elementos de um retificador TUPF.

3 CONVERSORES PARA INTERFACE COM A REDE ELÉTRICA

Uma topologia básica de conversores para conexão a rede elétrica, independentemente da carga ou unidade geradora, está indicado na Figura 3.1. Essa topologia básica indica um conversor em conexão direta com a rede para a conversão da alimentação em corrente alternada (CA) da rede para um determinado nível de tensão em corrente contínua (CC). Esse conversor, responsável por transferir potência entre a rede e a carga e/ou vice-versa, é conectado a um dispositivo de armazenamento de energia (DAE) que por sua vez é conectado a carga ou elemento de geração. Esse último elemento pode constituir, por exemplo, um conversor CC/CA em conjunto com um motor ou gerador, painéis de geração fotovoltaica, etc.

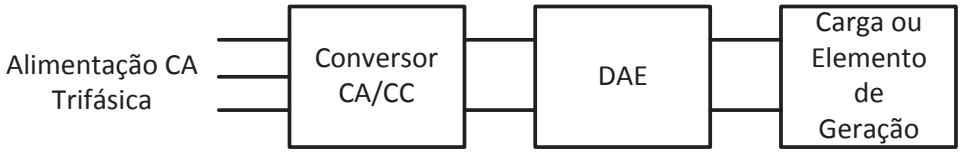

Figura 3.1 – Conversor básico para interfase com a rede elétrica utilizando um barramento CC

Dependendo do elemento DAE utilizado, o conversor pode ser considerado um conversor fonte de tensão VSC (do inglês V*oltage Source Converter*) quando o barramento CC é mantido em tensão fixa através de um alto valor de capacitância ou fonte de corrente CSC (do inglês *Current Source Converter*) quando esse mesmo barramento é mantido numa corrente fixa através de um grande valor de indutância. Embora nenhum desses conversores seja realmente uma fonte, já que o barramento CC é mantido em ambos os casos por um elemento armazenador de energia ao invés de uma fonte propriamente dita e o nome mais correto seria conversor “firme” (no inglês *stiff*) em tensão ou corrente [17], essa nomenclatura, conversores fonte, é comumente utilizada e será adotada nesse trabalho. Um exemplo de um conversor que é realmente uma fonte de tensão seria um sistema ininterrupto de energia (UPS do inglês *Uninterrupted Power Supply)* ou um carregador de baterias onde a tensão no barramento CC é mantida através de baterias ao invés de capacitores devido à autonomia desejada para o sistema.

3.1 Conversores fonte de corrente

Espera-se de um CSC um barramento CC que seja uma fonte de corrente firme (idealmente com uma impedância de Thevenin infinita), o que não deve ser confundido com um VSC controlado em corrente como será tratado na seção 4.2. Enquanto uma verdadeira fonte de corrente não pode ser uma realidade, uma boa aproximação se dá quando uma fonte de tensão variável é convertida numa fonte de corrente variável através do uso de uma grande indutância série em conjunto com o controle da tensão através de uma malha fechada de controle de corrente [18]. A fonte de tensão variável, conforme Figura 3.2, é obtida da rede elétrica CA trifásica através de um retificador controlado por fase (retificadores tiristorizados).

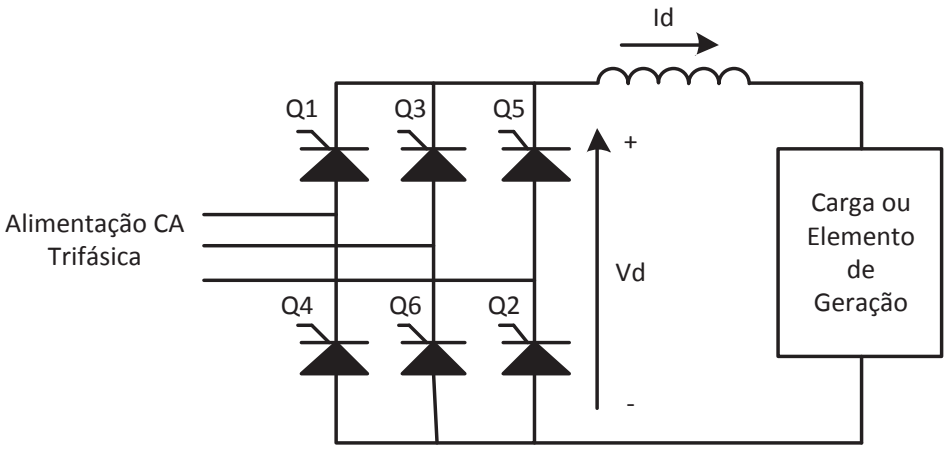

Figura 3.2 – Esquema de um CSC

Um CSC não permite o uso de retificadores não-controlados a diodos e deve empregar dispositivos com capacidade de suportar tensão de bloqueio reversa, limitando-se ao uso de tiristores e GTO (do inglês *Gate Turn-Off Thyristor*) de capacidade de bloqueio simétrica. É possível também, nesse tipo de conversor, associar uma chave de bloqueio direto em série com um diodo e assim obter o mesmo comportamento.

Um importante e vantajoso aspecto do CSC é sua capacidade inerente de regenerar energia para rede simplesmente através da reversão de polaridade da saída de tensão CC do retificador.

Esse tipo de conversor é capaz de sobreviver a uma falha de comutação e retornar naturalmente à operação normal, o que constitui também uma grande vantagem em relação ao VSC. Não é por acaso que ele ainda é utilizado em várias aplicações, como: controle de velocidade de motores de alta potência, controle de motores CC, compensadores estáticos de potência reativa, filtros harmônicos, etc.

Para o objetivo desse trabalho, o CSC não foi considerado como uma opção devido a ser uma solução inferior ao VSC em termos de custo total, eficiência e resposta a transientes, em especial em aplicações de baixa tensão. O que é evidente pela sua aplicação largamente difundida [18].

3.2 Conversores fonte de tensão

O VSC é o conversor de maior abrangência nas aplicações de eletrônica de potência devido ao seu custo total reduzido, melhor eficiência e resposta superior aos eventos transitórios [18]. Nesse tipo de conversor, almeja-se um barramento CC que seja uma fonte de tensão (impedância de Thevenin idealmente nula), o que pode ser aproximado por um retificador (passivo ou ativo) responsável por estabelecer uma tensão contínua alimentando grandes capacitores para manter um potencial firme no barramento CC, conforme indica Figura 3.3. É também usual interpor alguma reatância indutiva entre os capacitores e a fonte CA (seja na entrada ou na saída do retificador) de forma a limitar correntes de falta, aumentar a imunidade quanto a transitórios da rede e reduzir problemas de qualidade de energia [17].

Um VSC permite o uso de retificadores não controlados a diodos (vide Figura 3.3a) ou, quando for desejável a regeneração de energia, pode-se empregar dispositivos com capacidade de suportar tensão de bloqueio direta, tais como os GTOs, BJTs (do inglês *Bipolar Junction Transistor*), IGBTs (do inglês *Insulated Gate Bipolar Transistor*) e os MOSFETs (do inglês *metal-oxide semiconductor field effect transistor*). Nesses casos, também é necessário o uso de diodos conectados em antiparalelo com as chaves (vide Figura 3.3b) para permitir o fluxo de corrente nos dois sentidos.

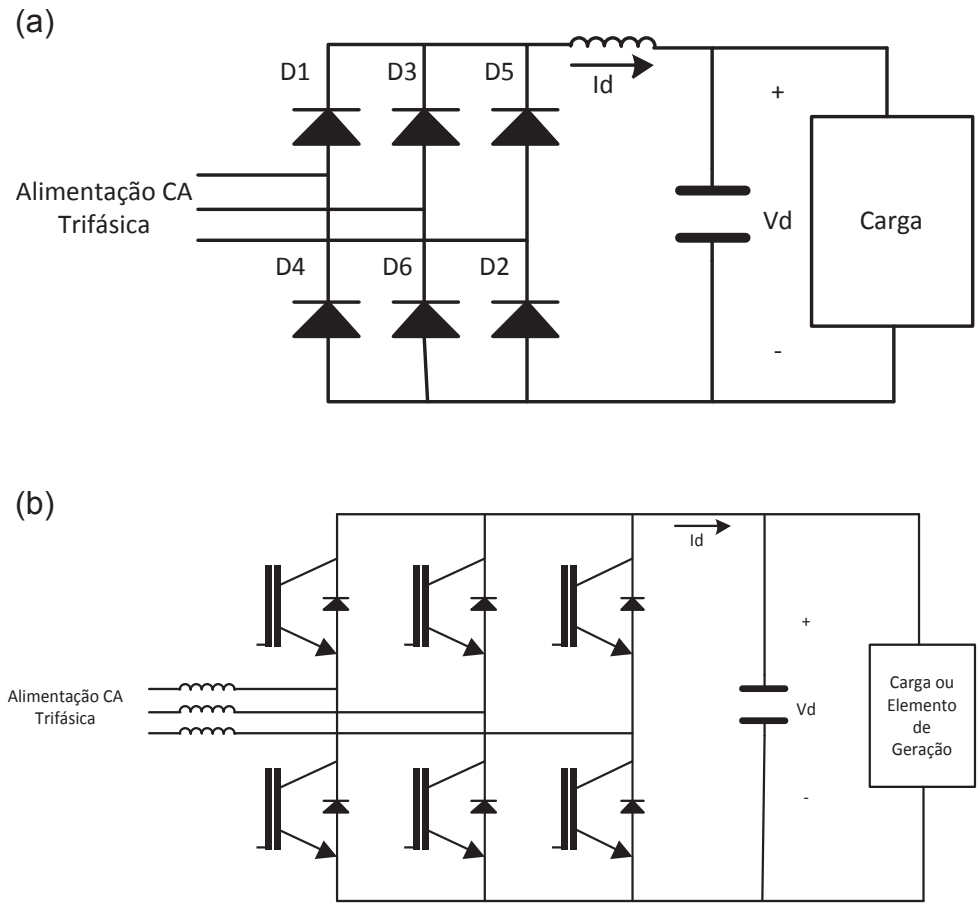

Figura 3.3 – Esquema de um VSC (a) não-regenerativo e (b) regenerativo

O uso de retificadores a diodos num VSC constitui uma grande vantagem comercial para os casos onde não há necessidade de fluxo de potência bidirecional, dado ao valor reduzido desses dispositivos se comparado ao das chaves controladas. Esse é um dos motivos que faz com que o VSC seja tão difundido, de maneira especial, em aplicações de variação de velocidade de motores elétricos. Esse tipo de retificador passivo, que será analisado na seção 3.2.1 deste trabalho, embora possua um fator de potência de deslocamento bem próximo do unitário, o que já é uma grande vantagem em relação ao CSC, demanda uma corrente da rede com elevado valor de distorção fazendo com que possua um fator de potência de distorção mais baixo.

Uma alternativa mais viável para o objetivo desse trabalho é o uso de VSCs com retificadores empregando chaves ativas, seja com possibilidade de regeneração ou não. Nesses casos é possível controlar diretamente as componentes de corrente ativa e reativa para manter um fator de deslocamento unitário, como será mostrado na seção 4.2, além de ser possível aplicar técnicas de modulação e eliminação de

harmônicos para obter um THD de corrente baixo o suficiente para que se consiga um fator de potência verdadeiramente unitário, conforme (2.24).

3.2.1 Retificadores Passivos

Os retificadores passivos fazem uso do dispositivo semicondutor de potência não-controlado conhecido como diodo. Esses retificadores a diodos são os circuitos mais simples e, possivelmente, os mais importantes circuitos em eletrônica de potência. Nessa seção, esses retificadores, cujo fluxo de potência é unidirecional do lado CA para o lado CC, serão abordados somente no contexto de um barramento CC capacitivo, principal característica de um VSC candidato a um fator de potência verdadeiramente unitário. A análise se dará através de uma análise do circuito retificador trifásico de seis pulsos, seguida de uma apresentação de diversas topologias de retificadores a diodos cuja finalidade é reduzir ao máximo o conteúdo das distorções harmônicas de corrente.

3.2.1.1 Retificadores trifásicos a seis pulsos

Nas diversas aplicações de conversores fonte de tensão não regenerativos, o circuito mais usual para interface com a rede elétrica é o do retificador de seis pulsos indicado na Figura 3.3a. Embora a aproximação de um capacitor muito grande como sendo uma fonte de tensão contínua seja frequentemente utilizado na literatura para um entendimento do comportamento desse tipo de retificador, circuitos práticos reais com capacitores de valores finitos, carga e indutância na rede são muito complicados de analisar através de equações diferenciais [20]. Para permitir uma análise qualitativa correta, o circuito da Figura 3.4 com os valores indicados na Tabela 3.1 foi simulado através da ferramenta Simulink® do MATLAB®.

Tabela 3.1 – Dados para simulação do VSC com retificador seis pulsos

Elemento	Valor
Vf	120V @ 60Hz
Ls	1mH
Cd	1100μF
Rload	35Ω

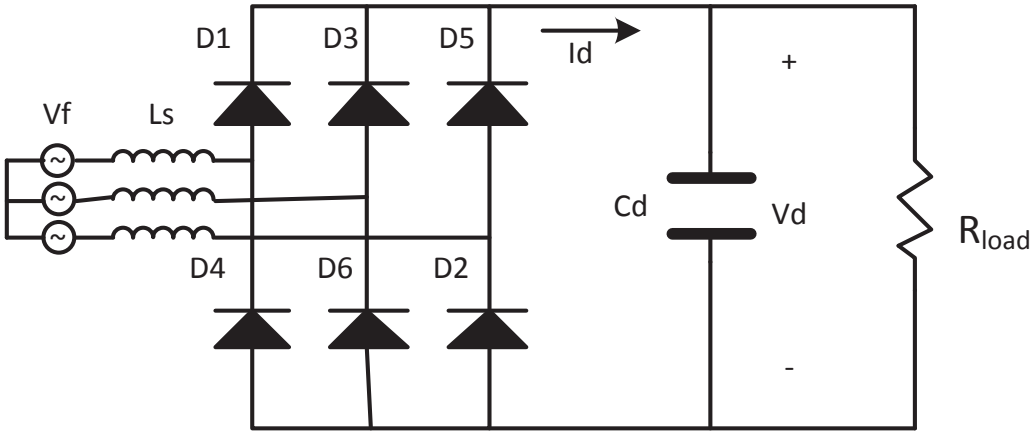

Figura 3.4 – Circuito VSC com retificador trifásico a seis pulsos para simulação

A tensão e a corrente na fase A obtidas na simulação estão indicadas na Figura 3.5 e o espectro harmônico da corrente está indicado na Figura 3.6 onde pode ser verificado que a corrente altamente distorcida tem o centro de cada pulso quase que alinhado com o pico da forma de onda de tensão. Essa forma de onda irá resultar num alto fator de potência de deslocamento fundamental (2.25) com fator de potência de distorção (2.26) relativamente baixo que se torna dominante no cálculo do fator de potência total (2.24). Pode-se verificar que os harmônicos característicos desse tipo de conversor são os de ordem 6k ± 1, onde k é um número inteiro.

A Figura 3.7, por sua vez, mostra a tensão e correntes na carga e na saída da ponte retificadora. Pode ser visto claramente nessas correntes o efeito de filtro causado pela capacitância do barramento CC, o qual constitui um melhor caminho para circulação das correntes de alta frequência. É o valor eficaz dessas correntes, inclusive, que predomina no dimensionamento dos capacitores. Também pode ser verificado que a corrente na saída da ponte apresenta 6 pulsos por ciclo da fundamental, daí o nome retificadores 6 pulsos.

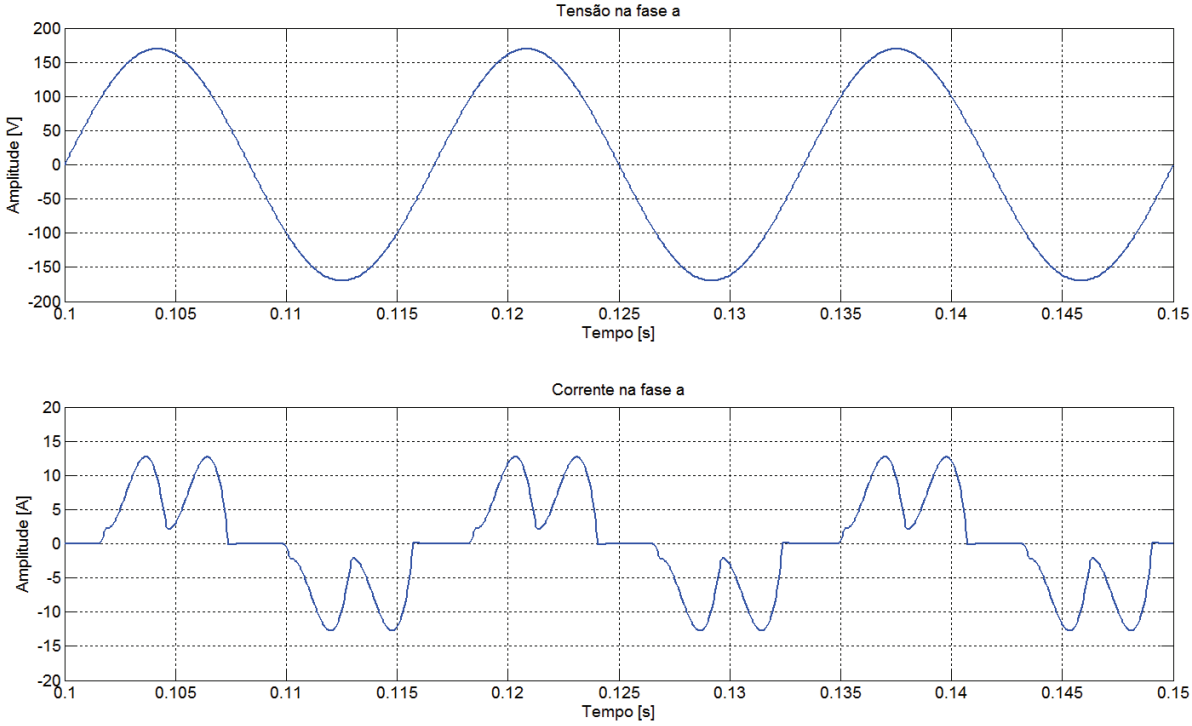

Figura 3.5 – Tensão e corrente na fase A – resultados de simulação

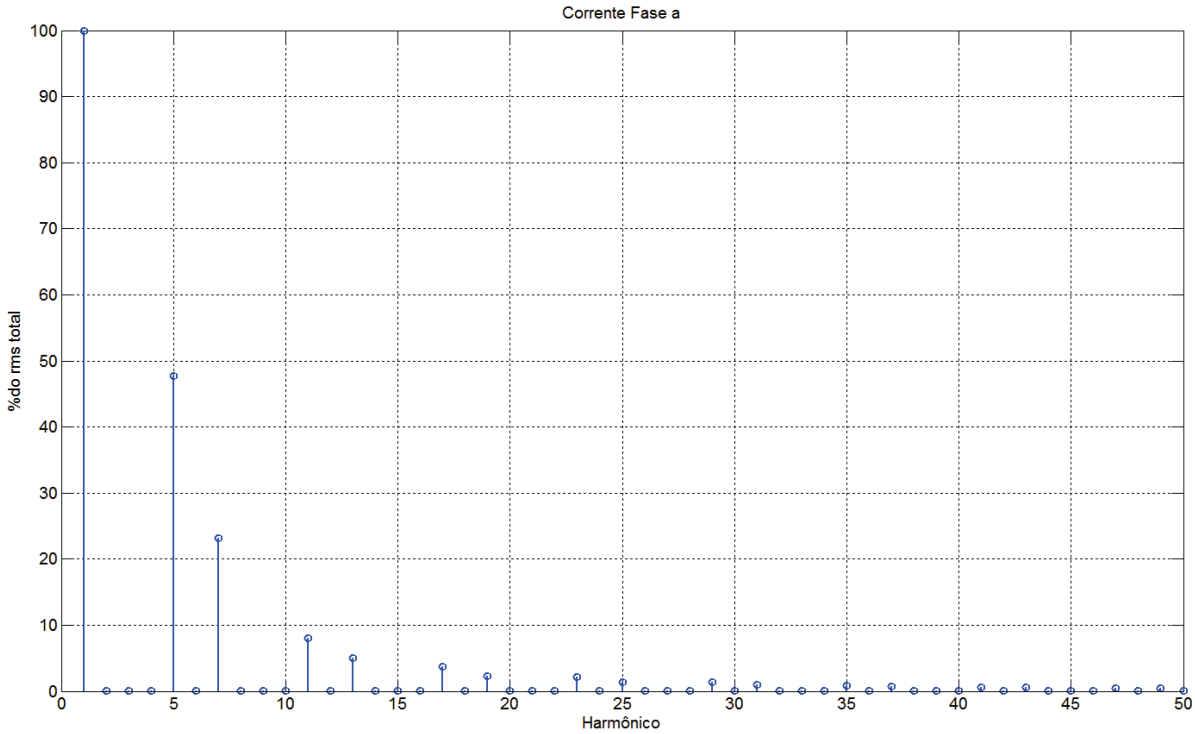

Figura 3.6 – Espectro harmônico da corrente na fase A – resultados de simulação

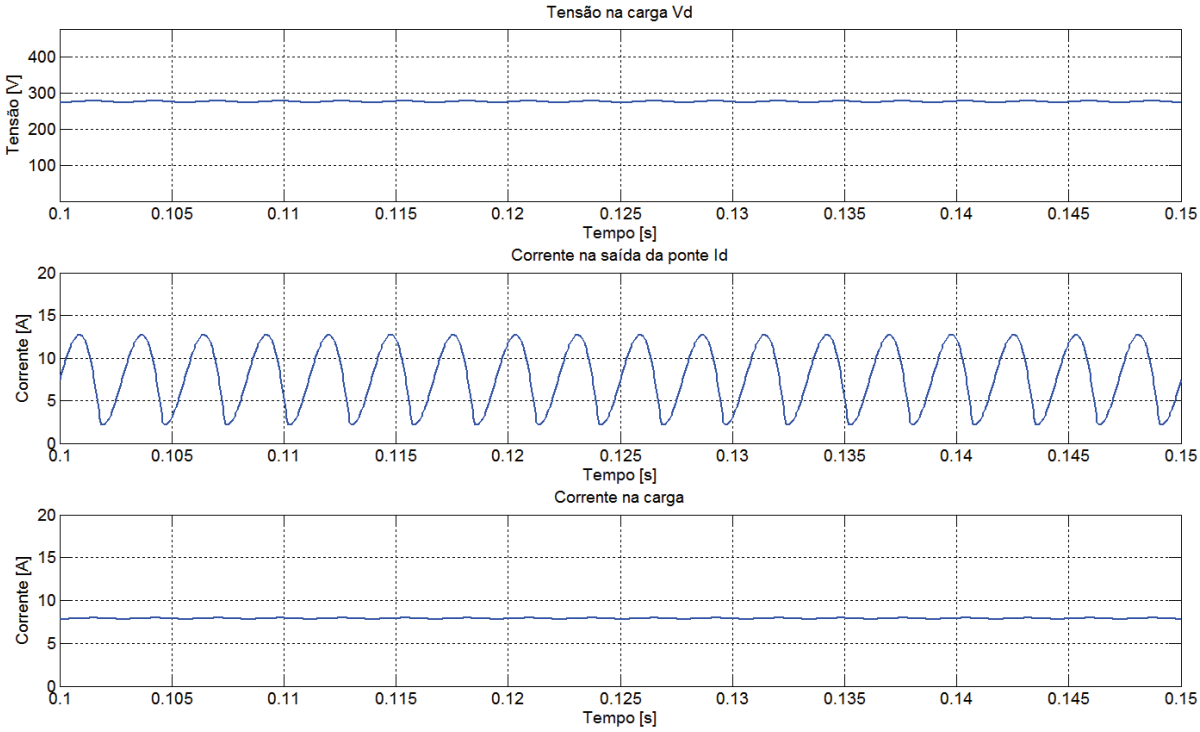

Figura 3.7 – Tensão e correntes na carga e saída da ponte – resultados de simulação

O reator na entrada da ponte retificadora (que pode alternativamente ser instalado no barramento CC) possui como um dos principais objetivos justamente atenuar os harmônicos da corrente consumida pelo conversor dando origem a um melhor fator de potência total. Para melhor ilustrar esse efeito, o valor da indutância Ls foi alterado na simulação entre 0,5mH e 5mH. Os resultados para distorção harmônica e fatores de potência estão indicados na Tabela 3.2 e Figura 3.8. Fica claro que o aumento no valor de indutância aumenta a defasagem da componente fundamental da corrente, porém reduz o conteúdo de distorção harmônica de corrente. Até um determinado ponto, esse aumento é benéfico para o fator de potência total (no exemplo, quando Ls = 3,5mH). A partir daí ocorre uma saturação com posterior degradação desse mesmo fator de potência total.

Tabela 3.2 – Resultados para diferentes reatores de entrada

Ls [mH]	Corrente [Arms]	Corrente Fund. [Arms]	Ângulo Fund. [º]	THDi	Fator de Potência		
					Desloc.	Distorção	Total
0,5	8,23	6,41	13,33	80,60%	0,973	0,779	0,758
1,0	7,10	6,24	13,13	54,17%	0,974	0,879	0,856
1,5	6,72	6,17	13,29	43,07%	0,973	0,918	0,894
2,0	6,54	6,11	13,97	37,56%	0,970	0,936	0,908
2,5	6,41	6,07	14,75	34,19%	0,967	0,946	0,915
3,0	6,32	6,03	15,56	31,78%	0,963	0,953	0,918
3,5	6,25	5,98	16,34	29,96%	0,960	0,958	0,919
4,0	6,18	5,95	17,09	28,50%	0,956	0,962	0,919
4,5	6,12	5,91	17,80	27,27%	0,952	0,965	0,919
5,0	6,07	5,87	18,48	26,21%	0,948	0,967	0,917

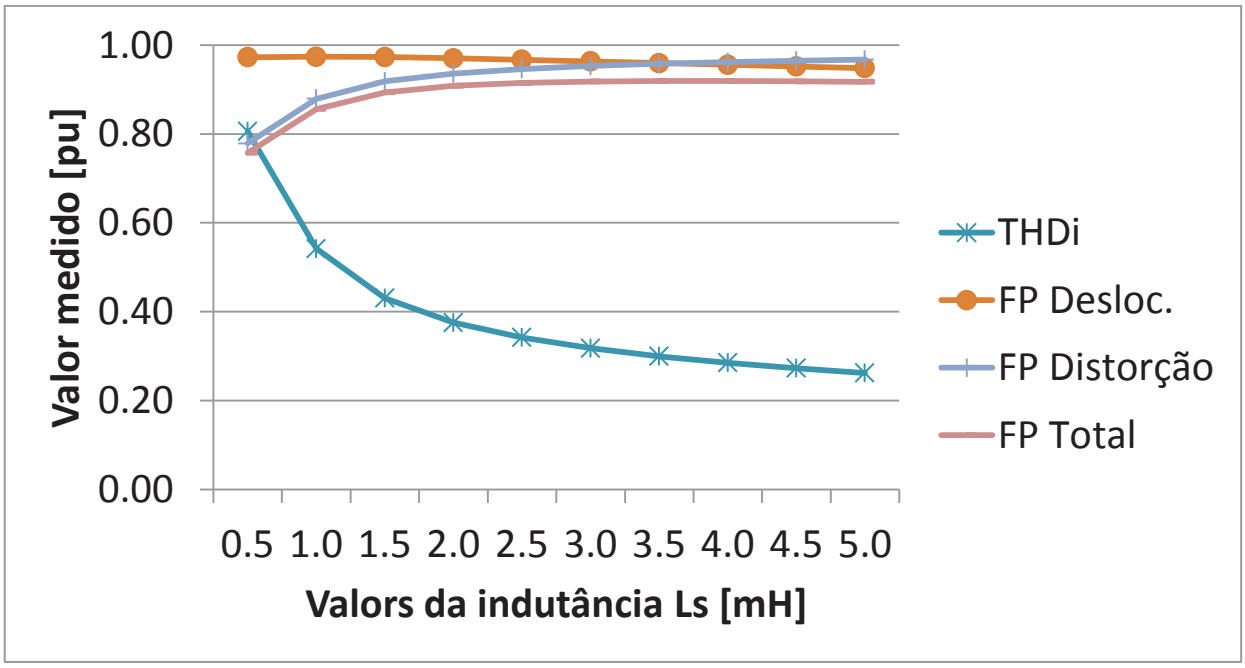

Figura 3.8 – Conversor 6-pulsos: resultados para diferentes reatores de entrada

3.2.1.2 Retificadores trifásicos multipulsos

Para conversores de grande potência, a solução de retificadores trifásicos a seis pulsos não é a ideal devido aos altos valores de distorção harmônica de corrente envolvidos. O uso de reatores na entrada como mecanismo de redução da distorção harmônica também possui limitações, pois grandes valores de indutância combinados com altos valores de corrente, além de constituírem reatores de custo

elevado e volumosos, produzem queda de tensão fundamental de valor apreciável. Isso, por sua vez, reduz o valor da tensão no barramento CC o que irá impactar diretamente a alimentação da carga e limitar a potência a ser transferida pela mesma.

Uma alternativa para aplicações de retificadores passivos em alta potência com uma redução significativa do conteúdo harmônico da corrente demandada da rede passa a ser o uso de retificadores multipulsos, os quais são baseados no uso de magnéticos (transformadores) começando pelo já largamente aplicado e convencional retificador de 12 pulsos e indo até valores tão grandes como 36 pulsos ou ainda maiores [21]. Além disso, existe o problema de redução de confiabilidade associada ao aumento do número de semicondutores empregados e, consequentemente, da possibilidade de falhas.

Um retificador convencional de 12 pulsos está ilustrado na Figura 3.9. O sistema é composto por dois conversores convencionais de 6 pulsos conforme visto na seção 3.2.1.1 e um transformador de três enrolamentos com defasagem de 30º entre os enrolamentos secundários, a qual pode ser facilmente conseguida por várias combinações possíveis de enrolamentos ligados em delta e estrela como os de grupos de ligação Dd0y1, Dd0y11, Yy0d1, Yy0d11, de acordo com a simbologia e nomenclatura normalizadas pela IEC 60076-1 [22]. O barramento CC dos dois conversores pode tanto ser ligado em paralelo através de um reator de equalização para obtenção de maior valor de corrente na saída (aplicações de baixa tensão) como em série para obtenção de maior valor de tensão CC no barramento (aplicações de média tensão), de acordo com a necessidade.

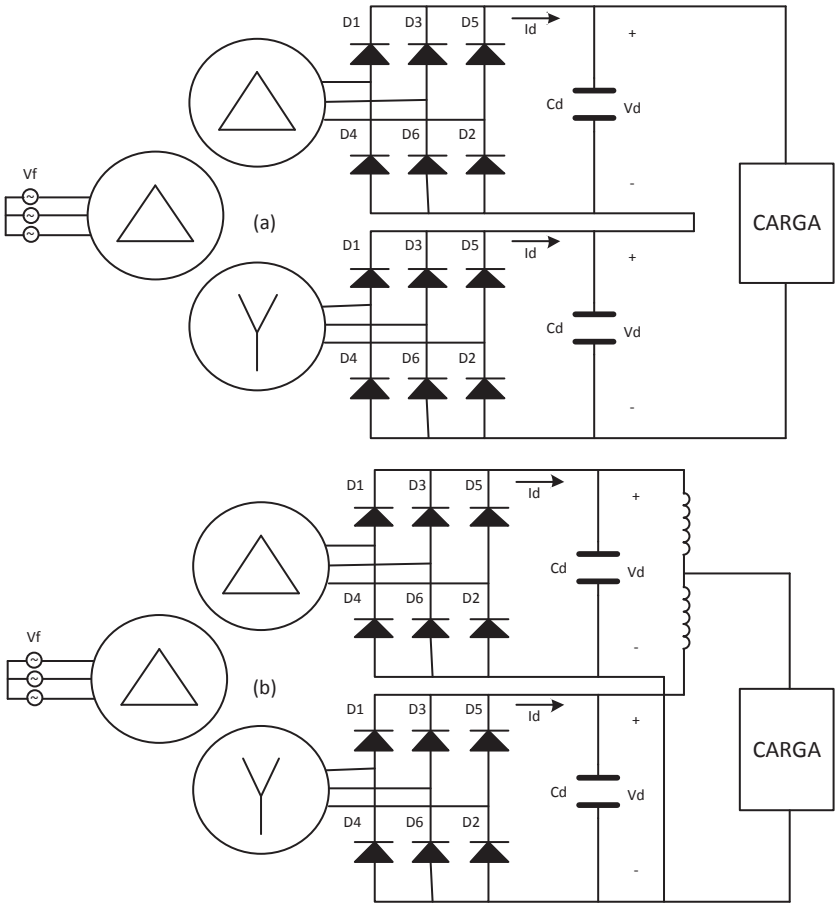

Figura 3.9 – Conversor 12-pulsos com barramento CC (a) em série e (b) em paralelo

Um retificador 12 pulsos como o da Figura 3.10 foi simulado de acordo com os valores estabelecidos na Tabela 3.3. As correntes nos secundários e no primário estão indicadas na Figura 3.11, e o espectro harmônico e THD das correntes na Figura 3.12. Pode-se verificar que, certos harmônicos presentes nos secundários e característicos de conversores 6 pulsos, são eliminados no primário devido a defasagem angular entre os enrolamentos resultando em um conversor cujos harmônicos característicos são de ordem 12k ± 1 e o THD da corrente bem reduzido em relação a retificadores 6 pulsos de mesma potência. Os resultados para diferentes valores de cargas estão indicados na Tabela 3.4, onde se pode observar que maiores valores de carga implicam em redução do THD de corrente uma vez que a parcela da corrente fundamental cresce em relação às correntes harmônicas. Em contrapartida, nesses casos o deslocamento entre a corrente fundamental e a tensão também cresce piorando o fator de potência do sistema.

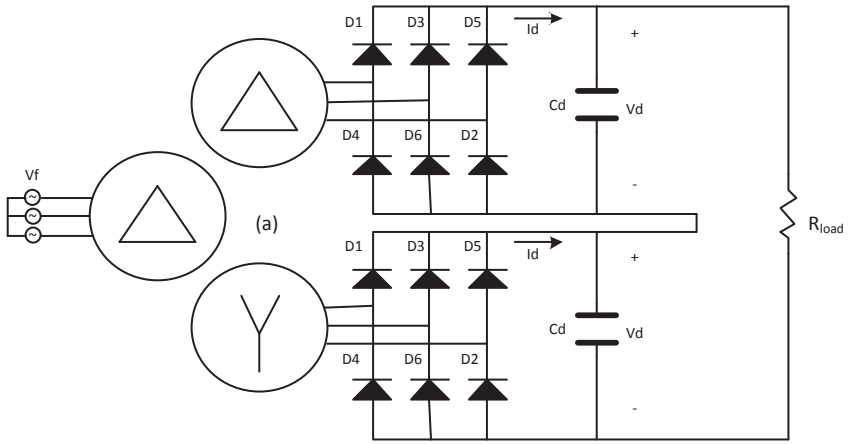

Figura 3.10 – Circuito da simulação do retificador 12-pulsos

Tabela 3.3 – Retificador 12 pulsos - Parâmetros da Simulação

Elemento	Valor
Strafo	1MVA
Vprimário	4160Vrms
Vsecundário	2400Vrms
Ztrafo	5%
Frequência	60Hz
Cd	1300nF
Rload	50Ω

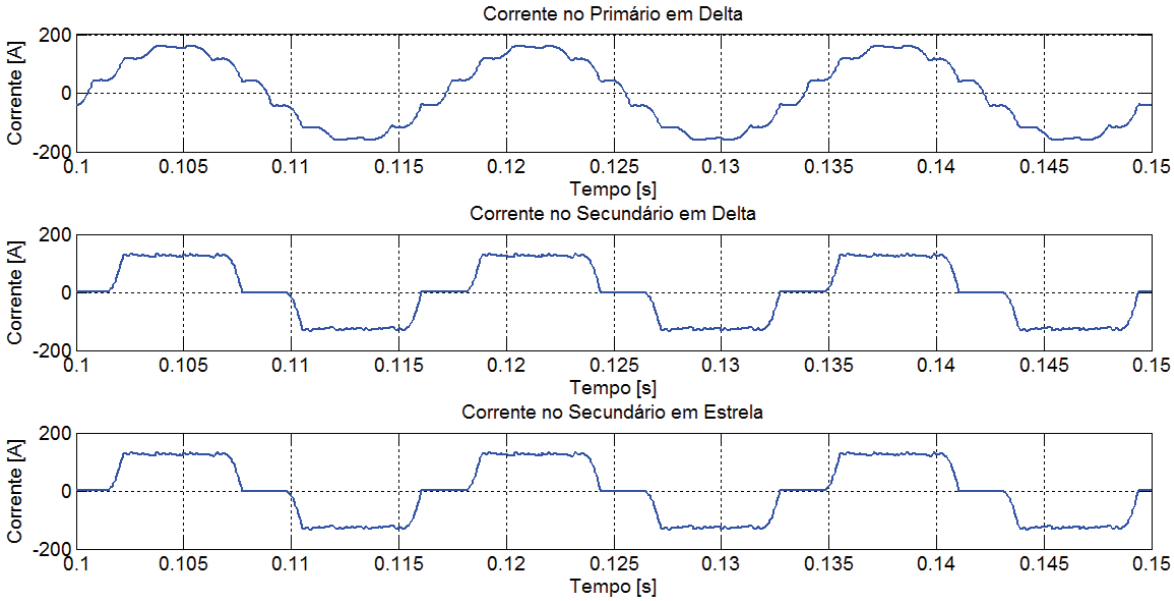

Figura 3.11 – Simulação do retificador 12-pulsos – correntes no primário e secundários

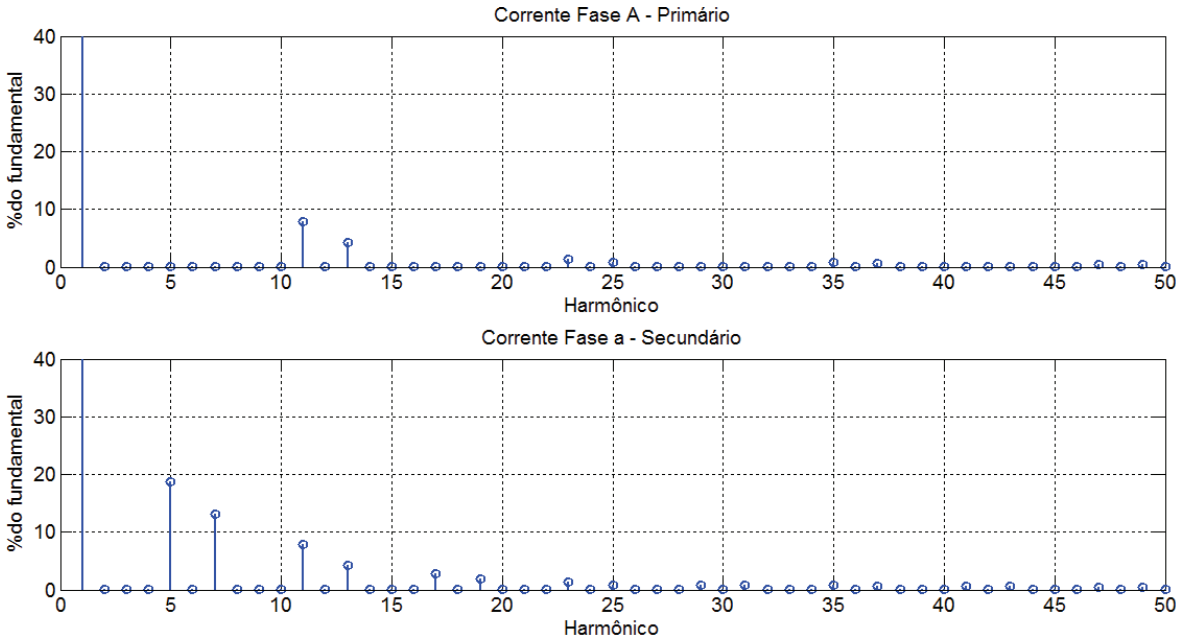

Figura 3.12 – Simulação do retificador 12-pulsos – espectro harmônico das correntes

Tabela 3.4 – Retificador 12 pulsos – Resultados de Simulação

Carga [Ω]	Corrente [Arms]	Corrente Fund. [Arms]	Ângulo Fund. [º]	THDi	Fatores de Potência		
					Desloc.	Distorção	Total
100.0	58.07	57.71	7.58	11.19%	0.991	0.994	0.985
50.0	113.89	113.43	10.83	9.06%	0.982	0.996	0.978
25.0	220.51	220.07	15.19	6.31%	0.965	0.998	0.963

Números maiores de pulsos podem ser obtidos através de transformadores com enrolamentos mais complexos e elaborados do que os convencionais estrela e delta [21]. Os harmônicos característicos no lado da rede serão sempre da ordem Pk ± 1, onde P é o número de pulsos do retificador. Como vários harmônicos são eliminados nas conexões dos transformadores e reatores, o THD da corrente demandada da rede também reduz razoavelmente à medida que a quantidade de pulsos aumenta.

Essas topologias possuem como desvantagem a necessidade de construção de transformadores mais complexos com vários secundários com taps para permitir a ligações menos convencionais como a zig-zag ou delta estendido [4] de forma a permitir as defasagens angulares necessárias para o cancelamento dos harmônicos no transformador. Esse fato faz com que esses transformadores sejam de custo

mais elevado e que retificadores de mais do que 12 pulsos não sejam fortemente difundidos.

Uma exceção à regra ocorre na topologia dos conversores em cascata de média tensão [23]. Essa topologia, muito popular nesse tipo de aplicação, está indicada na Figura 3.13 e faz uso de várias células por fase compostas de um retificador trifásico a 6 pulsos, um barramento CC capacitivo e uma ponte inversora H na saída. Cada célula é alimentada por um secundário do transformador enquanto que as saídas são cascateadas em série com a quantidade de células dependente da tensão que se deseja obter no acionamento do motor. Como o transformador de vários secundários já é uma necessidade inerente do equipamento, basta confeccionar os enrolamentos com adequadas ligações e defasagens para se obter uma grande quantidade de pulsos. Dependendo da tensão e potência do conversor, retificadores de até 36 pulsos estão disponíveis atualmente no mercado [24].

Esse tipo de conversor também emprega muitos dispositivos de potência, mas, nesse caso, existe a possibilidade de operação com capacidade reduzida através do bypass da célula avariada. Ou seja, o transformador já é inerentemente complexo, mas a confiabilidade do sistema é baixa se considerarmos a degradação da operação na ocorrência de uma falha nas células.

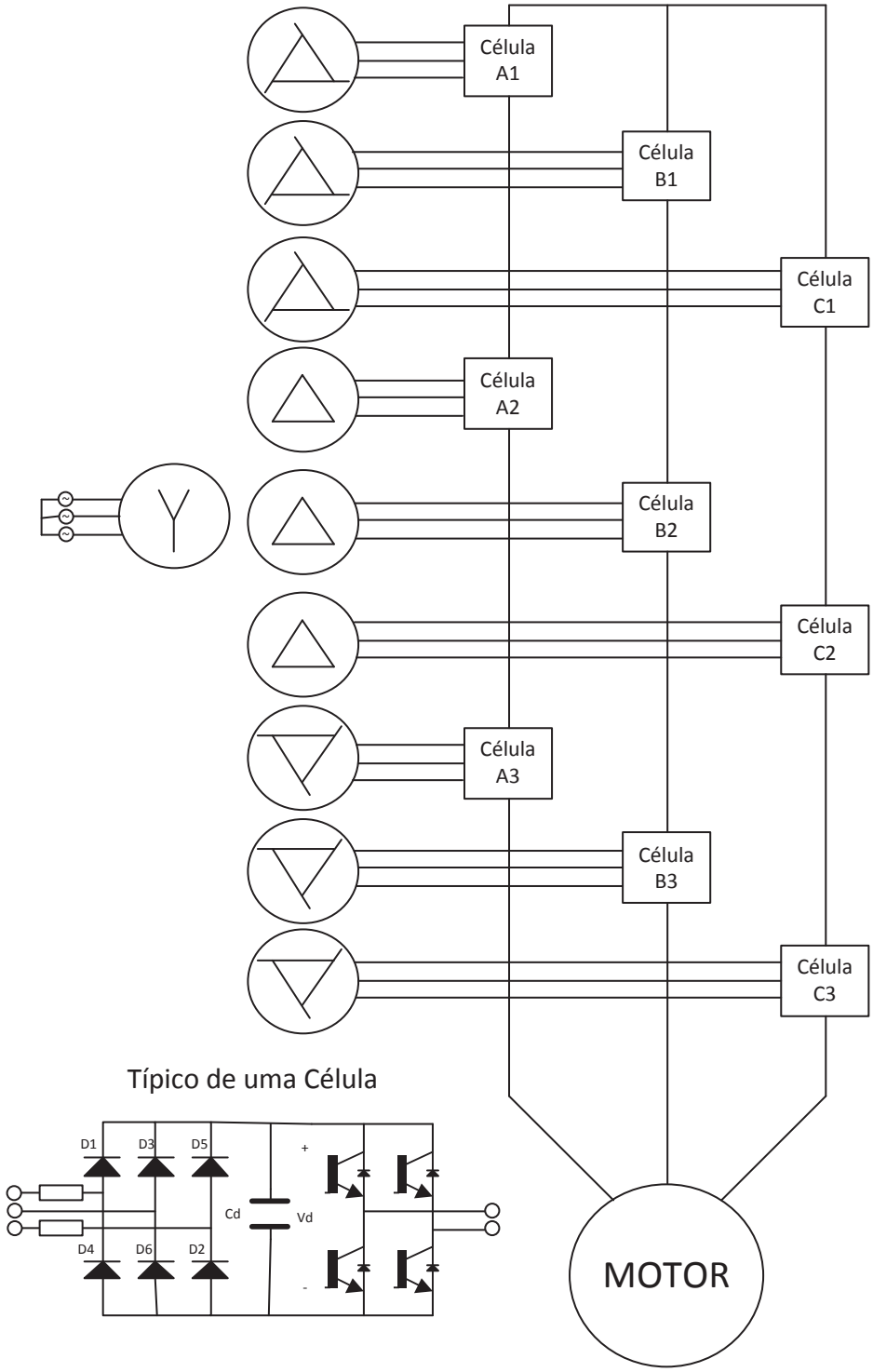

Figura 3.13 – Conversor multiníveis ponte H em cascata (no exemplo, retificador de 18 pulsos)

3.2.2 Retificadores Ativos

Os retificadores ativos fazem uso de dispositivos semicondutores de potência do tipo controlado. Esses conversores são circuitos mais complexos e que exigem alguma ação de controle, a qual permite certo grau de liberdade e controle, por

exemplo, nas potências ativas e reativas trocadas com a rede elétrica. Nessa seção, esses retificadores, cujo fluxo de potência pode ser unidirecional ou bidirecional, serão abordados somente no contexto do VSC. Uma análise de retificadores ativos em CSC foi feita preliminarmente na seção 3.1. A análise se dará através de uma descrição das suas principais características, passando pelas principais topologias utilizadas em BT e MT, técnicas de modulação PWM e filtros utilizados para interface entre esses conversores e a rede elétrica.

3.2.2.1 Topologias para aplicação em BT

A topologia mais convencional de retificadores ativos em BT é aquela apresentada na Figura 3.3b, onde um conjunto de seis chaves bidirecionais em corrente (uma chave controlada no ligamento e desligamento com um diodo em antiparalelo) é instalado na mesma posição em que antes seriam instalados diodos de potência em retificadores passivos. Nesse conversor, cada fase do sistema elétrico é conectada a uma meia ponte H através de uma indutância (da rede, de filtro e/ou transformador de entrada).

O conversor é do tipo regenerativo, pois conforme indica a Figura 3.14, há possibilidade de, independentemente do sinal da tensão no lado da rede, permitir o fluxo de corrente entrando ou saindo do conversor. Dessa forma, pode ser conseguido tanto o fluxo de potência no sentido da rede para o conversor (potência positiva) quanto o fluxo de potência no sentido do conversor para a rede (potência negativa).

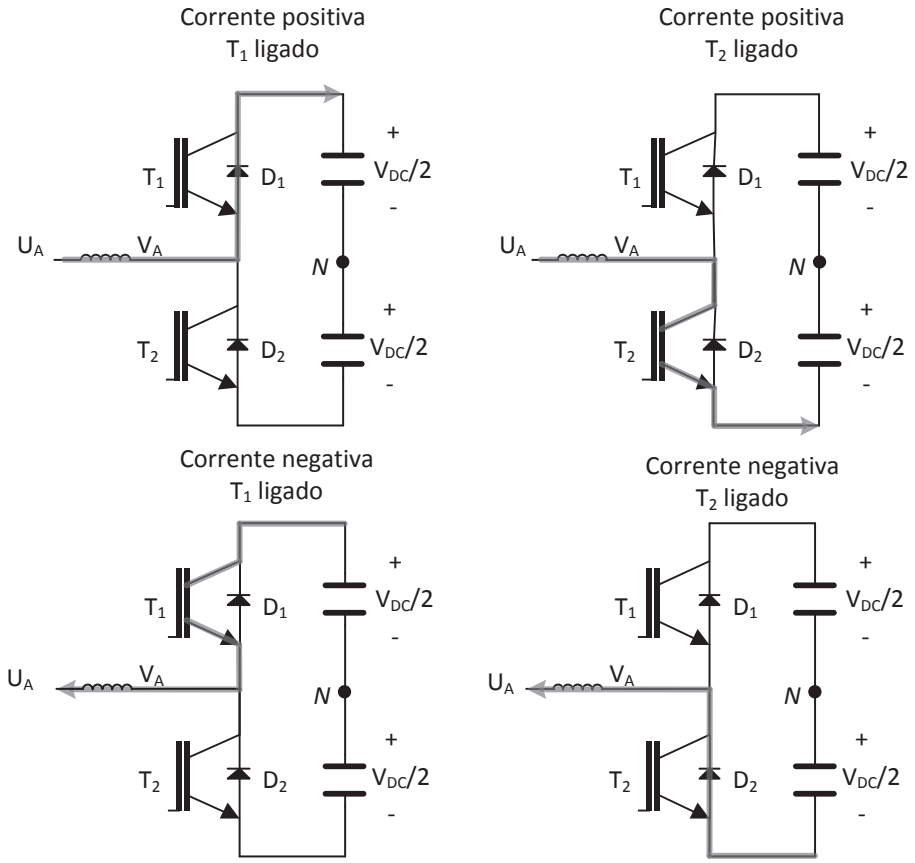

Figura 3.14 – Fases de condução de um retificador ativo 2 níveis convencional

Esse tipo de conversor é dito de dois níveis, pois a tensão de fase em relação ao ponto fictício N do conversor pode assumir apenas dois valores instantâneos, ou $V_{DC}/2$ quando a chave S_1 está fechada ou $-V_{DC}/2$ quando a chave S_2 está fechada. Trata-se de um conversor que trabalha num modo de operação elevador de tensão (*boost*) e que permite o controle ativo do fator de potência de deslocamento com o projeto adequado do controle dos pulsos das chaves sem a necessidade de componentes adicionais. Dessa forma, pode ser operado com os valores necessários de potência ativa, mas também com o valor desejado de potência reativa. Sendo uma excelente opção para operação com fator de potência unitário.

Uma alternativa para essa topologia nos casos onde não se faz necessária a regeneração de energia da carga para a rede, é o retificador de Vienna apresentado em [25]. Essa topologia, cujas opções de fluxo de corrente e representação por fase estão apresentadas na Figura 3.15, reduz pela metade a quantidade de chaves ativas e também reduz pela metade a capacidade de tensão necessária para essas chaves bem como as suas perdas de condução e chaveamento, o que, por sua vez,

compensa parcialmente ou completamente o uso de dois caminhos adicionais de diodos.

Adicionalmente, o retificador de Vienna é capaz de sintetizar em cada fase três valores instantâneos de tensão em relação ao ponto neutro N: $-V_{DC}/2$, 0 e $V_{DC}/2$. Esse comportamento de três níveis faz com que ele produza um menor conteúdo harmônico de corrente, diminuindo o tamanho dos filtros necessários.

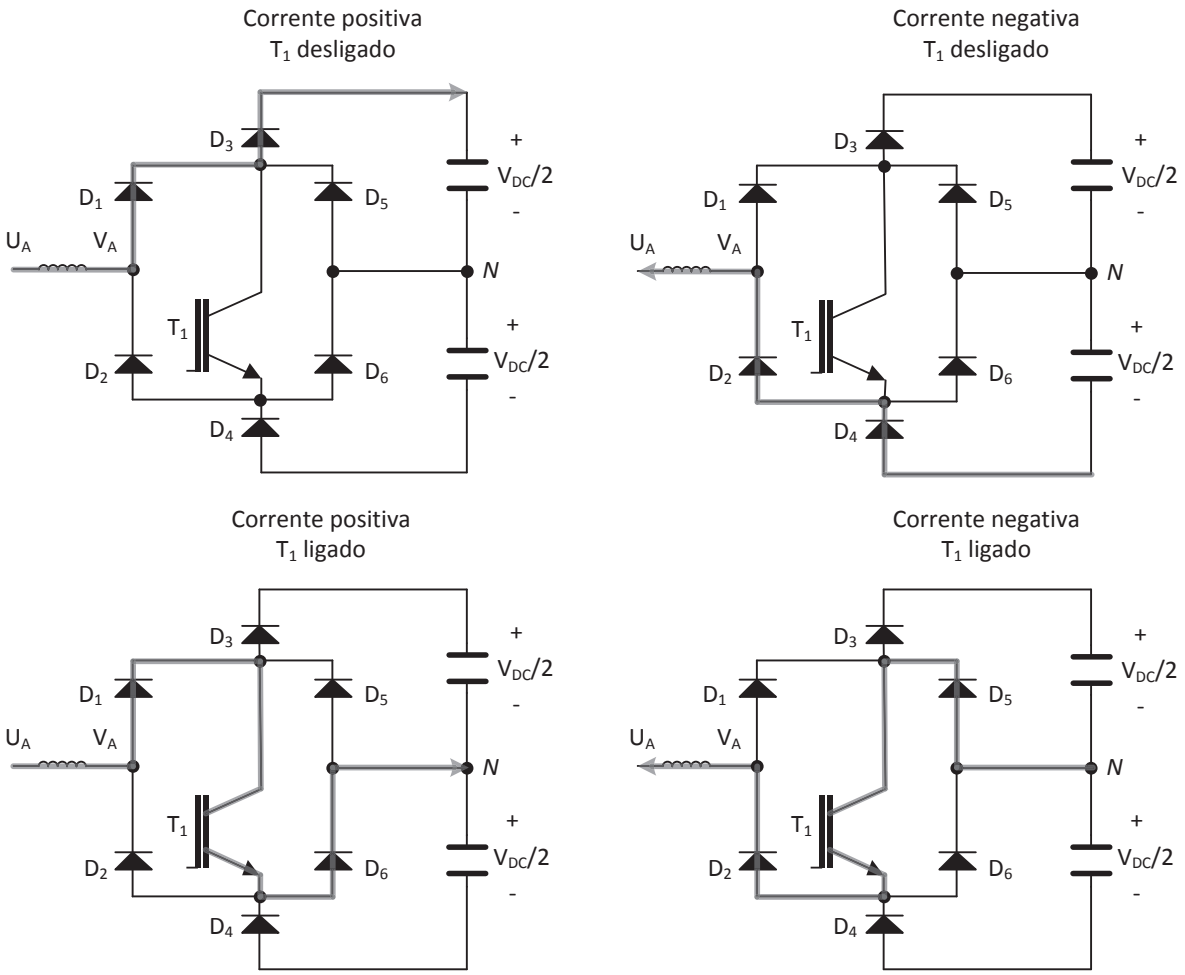

Figura 3.15 – Retificador de Vienna: Fases de condução

3.2.2.2 Topologias para aplicação em MT

Embora a topologia de dois níveis indicada possa ser utilizada em aplicações de Média Tensão industrial, ela precisaria fazer uso de vários semicondutores de potência em série devido aos níveis de tensão disponíveis das chaves encontradas até então no mercado. Nesse tipo de conexão em série é necessário balancear as tensões entre os dispositivos tanto na operação estática quanto nos transitórios de

chaveamento através de uma combinação de uso de resistores de balanceamento, circuitos de *snubber* e *gate-drivers* especiais [19]. O nível de dificuldade do balanceamento de tensão é tanto maior quanto maior o número de dispositivos em série.

A adição de alguns componentes adicionais como diodos e capacitores, entretanto, permite um uso mais interessante e controlado dessas chaves adicionais permitindo o acréscimo de níveis nas tensões sintetizadas o que reduz a distorção harmônica das formas de onda de tensão, reduz os dv/dt's e tensões de modo comum e permite a modularidade dos conversores [26].

Como os conversores de potência não são uma fonte senoidal de tensão, mas se comportam como se fossem um conversor analógico-digital de potência, o aumento do número de níveis promove um aumento da resolução de tensão desse conversor de forma que quanto maior o número de níveis mais próximo de uma tensão senoidal é a tensão na saída do conversor e menor a distorção harmônica, consecutivamente [27]. Embora, na maioria das vezes, o número de níveis do conversor seja escolhido por uma limitação das tensões dos semicondutores de potência em frente à tensão necessária para a aplicação.

A topologia multiníveis mais conhecida e consolidada para interface com a rede elétrica seja a topologia três níveis NPC (do inglês *Neutral Point Clamped*), cuja representação por fases está indicada na Figura 3.16 [28].

Essa topologia, a exemplo do retificador de Vienna mostrado na seção 3.2.2.1, consiste na utilização de um ponto intermediário no barramento CC para possibilitar um terceiro nível nas tensões de fase do conversor. Nesse caso, o potencial do ponto intermediário chega até as fases através do chaveamento das chaves 1+ e 2- e da entrada em condução de um dos diodos D+ e D-, de acordo com a polaridade instantânea da corrente. As chaves 2+ e 1- são "grampeadas" a metade da tensão do barramento CC (mais as sobretensões de chaveamento) sem ser necessário lidar com o problema do uso de chaves em série. Trata-se de uma topologia que permite o fluxo de potência bidirecional conforme indicado na Figura 3.16.

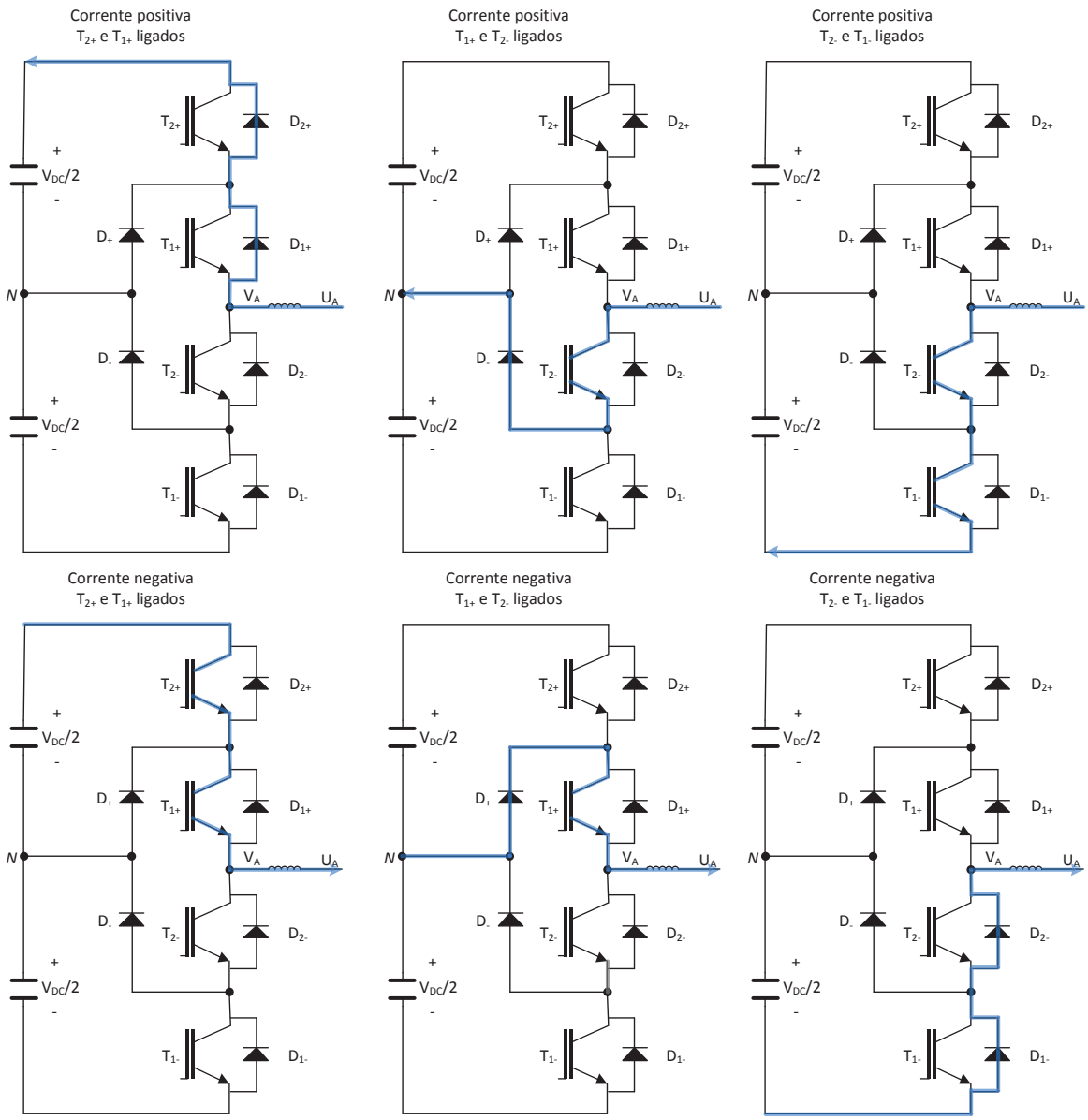

Figura 3.16 – Conversor três níveis NPC: fases de condução

Outras topologias surgiram baseadas no conversor três níveis NPC com a substituição dos diodos D+ e D- por chaves controladas [29], [30]. Essas topologias são denominadas três níveis ANPC (do inglês *Active Neutral Point Clamped*), e três níveis NPP (do inglês *Neutral Point Piloted*), representadas na Figura 3.17 (por fase), e são capazes de produzir exatamente a mesma forma de onda de tensão de uma topologia três níveis NPC.

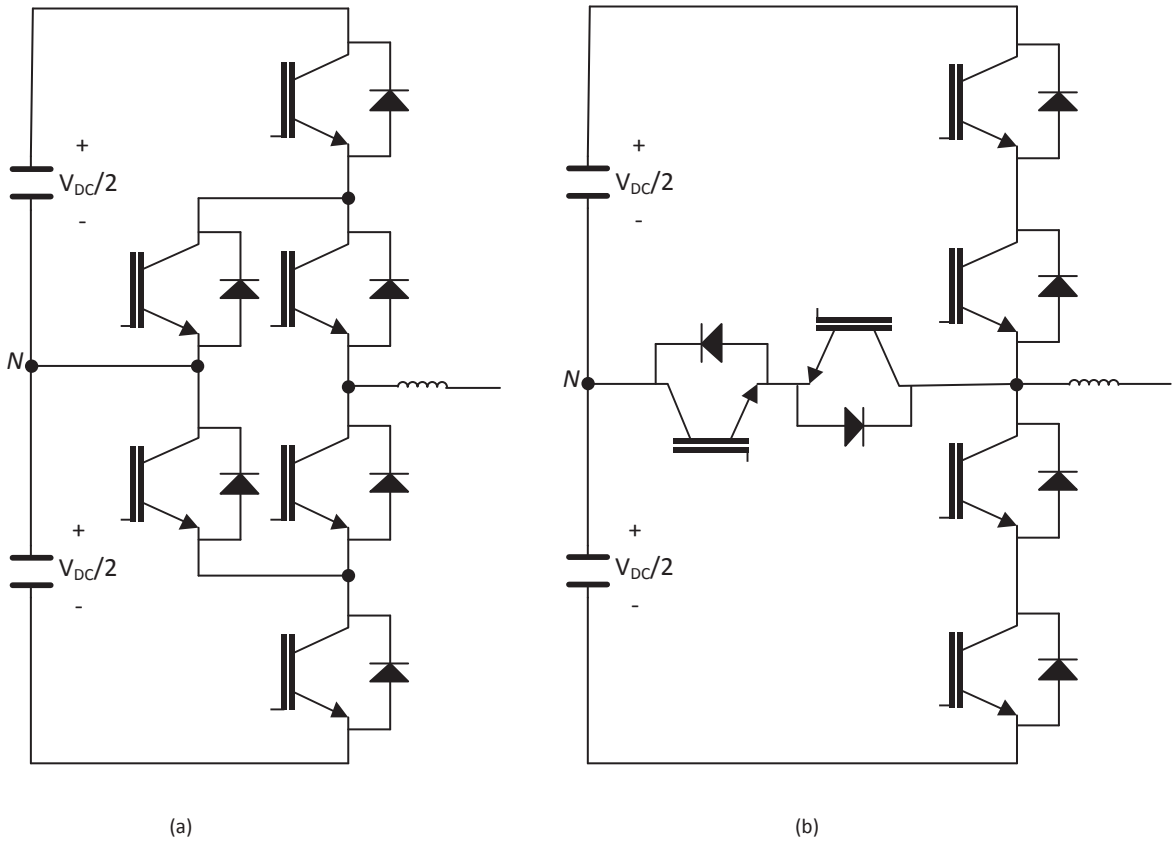

Figura 3.17 – Conversor três níveis (a) ANPC e (b) NPP (representação por fase)

A principal vantagem dessas topologias, e que justifica o custo adicional pela utilização de mais chaves controladas, está num melhor balanceamento das perdas entres as chaves de cada fase. Enquanto que na topologia NPC as chaves mais externas (2+ e 1-) estão sujeitas a maiores perdas e portanto limitam a potência total a ser extraída da fase embora as chaves internas ainda não tenham atingido o seu limite. A utilização de um grampeamento ativo possibilita a implementação de algoritmos que permitem um aumento da potência nominal "ou da frequência de comutação" do conversor, com ganhos para os propósitos da qualidade de energia. Entre as duas, a topologia NPP apresenta a desvantagem de possuir duas chaves em série necessitando, no mínimo, de resistores de balanceamento e circuitos de *snubber* para lidar com o problema do desbalanceamento de tensão. Em contra partida, ele pode fazer uso da mesma técnica de controle de um conversor NPC sem a necessidade de um algoritmo especial para promover o balanceamento de perdas.

Baseados nessas topologias (NPC, ANPC e NPP), conversores três níveis unidirecionais em potência podem ser desenvolvidos para aplicações onde a carga não necessite de fluxo bidirecional de potência [31]. Essas topologias, com os

circuitos de cada fase mostrados na Figura 3.18, mantém a mesma qualidade de energia e possibilidade de trabalho com fator de potência unitário com a economia de duas ou até quatro chaves controladas por fase, tornando o custo do conversor muito mais atrativo para aplicações não regenerativas. Esse tipo de conversor recebe o nome de retificador elevador de três níveis de comutação forçada [32].

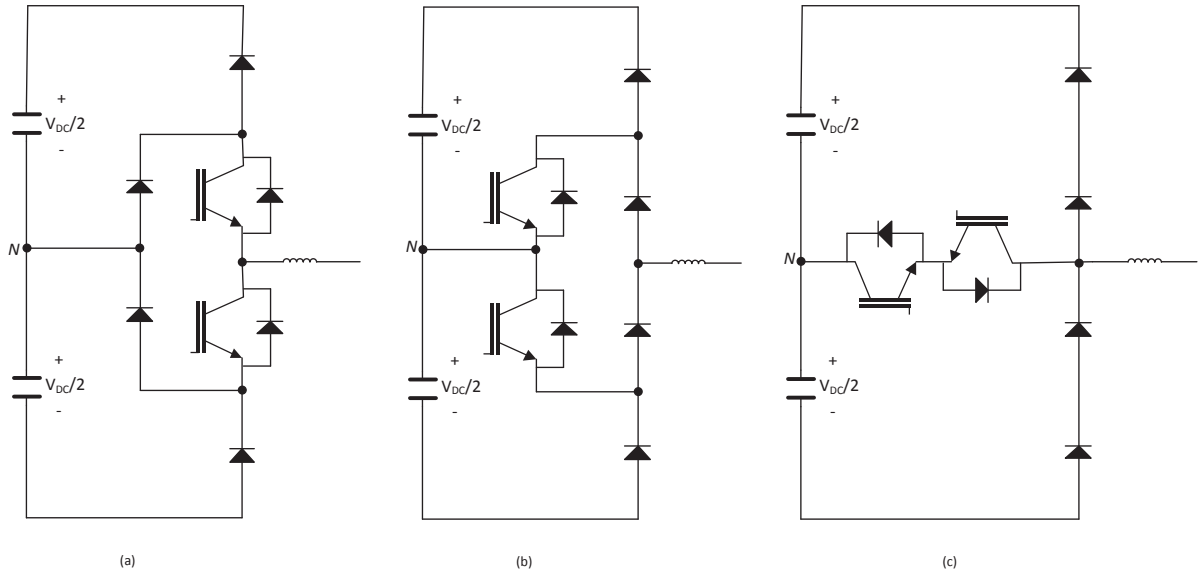

Figura 3.18 – Retificadores elevadores de três níveis de comutação forçada baseados em (a) NPC, (b) ANPC e (c) NPP (representação por fase)

Embora seja possível a criação de topologias de maior quantidade de níveis baseadas na técnica de grampeamento por diodos (ou chave ativas), essas topologias até o momento não ganharam aceitação industrial [26]. Isso se deve principalmente à grande quantidade de dispositivos semicondutores de potência necessários. Um conversor NPC de cinco níveis, por exemplo, possui o dobro de chaves controladas e seis vezes mais diodos que o um conversor NPC de três níveis.

Um conversor quatro níveis comercialmente disponível até 4,2kVca e potências de até 8MVA é o *Flying Capacitor* (FC) [26]. A Figura 3.19 apresenta o diagrama de fase da topologia em questão. Cada braço do conversor possui uma série de três células de comutação. Os capacitores flutuantes, C_{x1} e C_{x2}, possuem tensões de $2/3V_{CC}$ e $1/3V_{CC}$, respectivamente. Esses níveis desejados de tensão são alcançados métodos especiais de carga durante o procedimento de carga do

conversor. Os estados de chaveamento de uma fase estão indicados na Tabela 3.5 sendo que cada célula comuta um terço da tensão total do barramento CC.

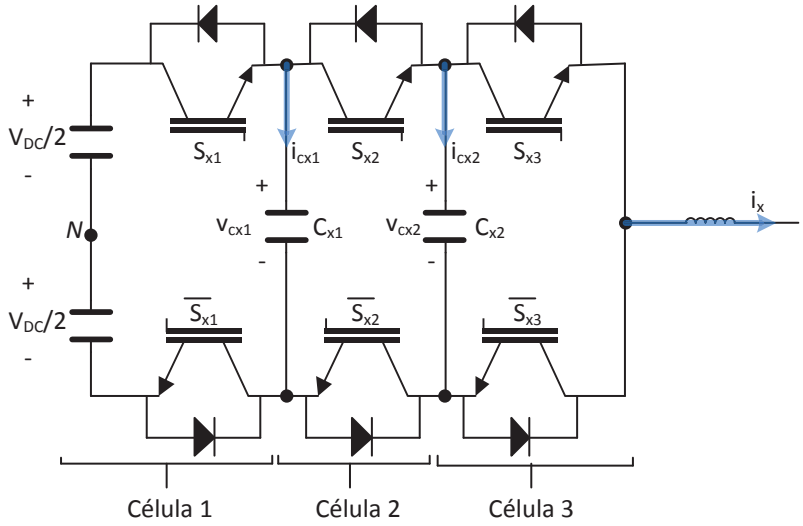

Figura 3.19 – Configuração do circuito 4 níveis FC para uma fase (x=a, b e c)

Tabela 3.5 – Estados de Chaveamento de um Conversor 4 níveis FC

Tensão de Saída	Estado da Chave			Corrente no capacitor	
v_{xN}	S_{x1}	S_{x2}	S_{x3}	i_{cx1}	i_{cx2}
$V_{cc}/2$	1	1	1	0	0
	1	1	0	0	$+i_x$
$V_{cc}/6$	1	0	1	$+i_x$	$-i_x$
	0	1	1	$-i_x$	0
	1	0	0	$+i_x$	0
$-V_{cc}/6$	0	1	0	$-i_x$	$+i_x$
	0	0	1	0	$-i_x$
$-V_{cc}/2$	0	0	0	0	0

Essa topologia possui uma grande vantagem quanto ao espectro harmônico de tensão na saída que possui harmônicos característicos de mais alta ordem (na vizinhança do múltiplo de três da frequência de chaveamento) devido ao fato das três células comutarem a corrente de fase durante um período da onda portadora. Uma desvantagem está no custo dos capacitores C_{x1} e C_{x2} associado a frequências de comutação entre 0.8 e 2kHz e que, atualmente, um custo moderado é viabilizado para frequência de comutação de 1kHz em conversores comerciais que empregam essa configuração.

Uma análise atenta dessa topologia deixa evidente que é possível fazer um conversor de três níveis apenas eliminando a célula intermediária da Figura 3.19 e mantendo a tensão do capacitor flutuante remanescente igual a $V_{CC}/2$. Dessa forma, os níveis de tensão obtidos são os mesmos das topologias três níveis NPC. Essa topologia também pode ser aplicada como um retificador unidirecional em potência de três níveis ao se suprimir duas chaves ativas [31], conforme mostra Figura 3.20. Nesse caso, o custo do capacitor se torna um problema ainda maior (frequência equivalente da corrente é reduzida) e os harmônicos característicos aparecem em frequências de menor ordem (na vizinhança de duas vezes a frequência de chaveamento).

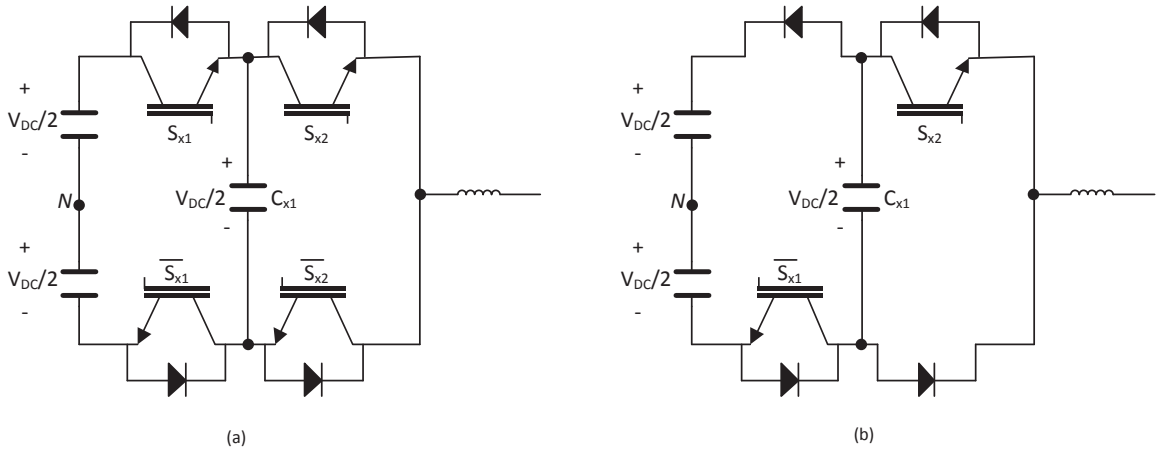

Figura 3.20 – Circuito por fase de (a) conversor FC de três níveis e (b) alternativa unidirecional

Um conversor de cinco níveis comercialmente disponível é o conversor 5L ANPC (do inglês *Five Level Active Neutral Point Clamped*) [33]. Conforme indica a Figura 3.21, essa topologia pode ser vista como a interligação quase que em cascata de um conversor 3L ANPC e um conversor 3L FC.

Todos os dispositivos semicondutores dessa topologia são dimensionados para tensão de bloqueio de um quarto da tensão total do barramento CC o que propicia que possam ser obtidas maiores tensões na saída para as mesmas chaves de potência utilizadas em topologias três níveis. As sequências de chaveamento do controle estão demonstradas na Tabela 3.6 e são arranjadas de forma que o conjunto de chaves S5, S6, S7 e S8, cada uma formada por duas chaves eletrônicas de potência em série, sejam controladas de forma que sua frequência de

chaveamento seja a mesma da rede. Os estados redundantes do chaveamento são utilizados para controle da tensão do capacitor de flutuação.

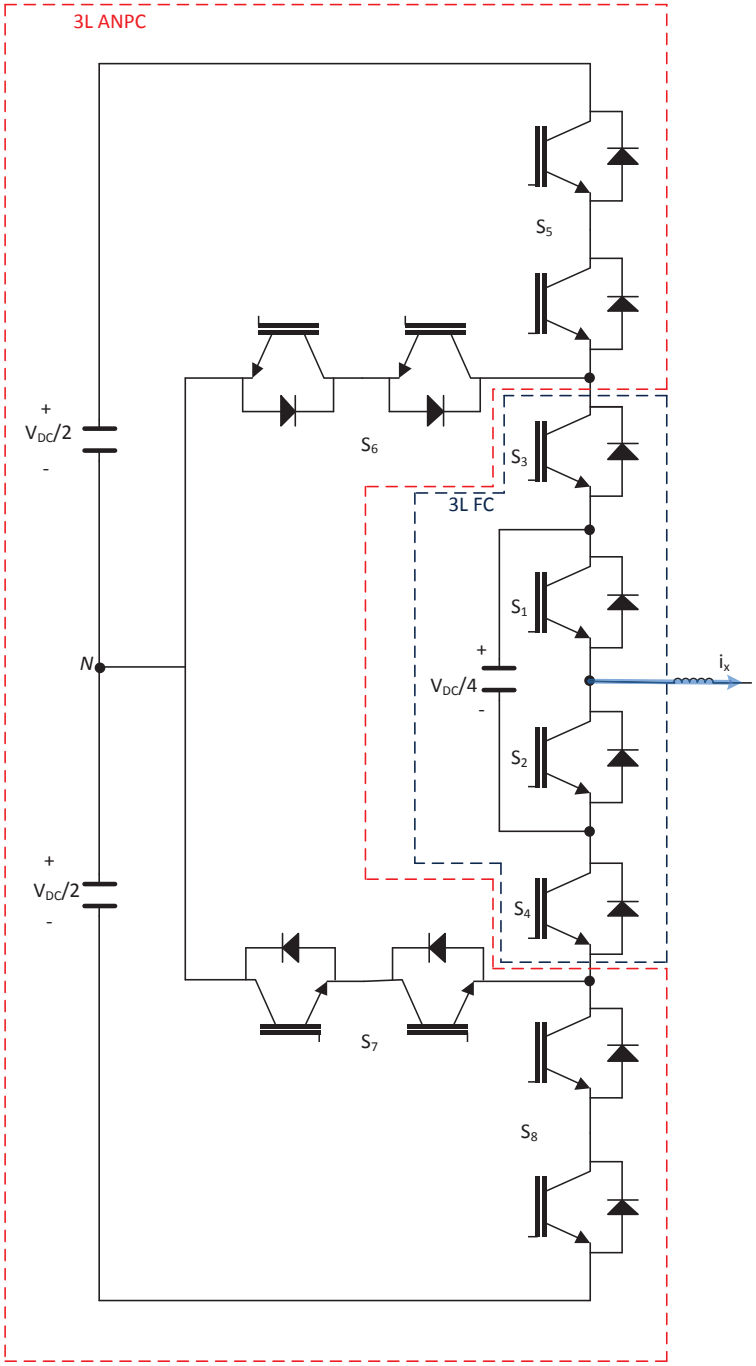

Figura 3.21 – Conversor 5L ANPC

Tabela 3.6 – Estados de Chaveamento de um Conversor 5L ANPC

3L ANPC				3L FC				Tensão de Fase	Efeito no FC		Estado de Chaveamento
S8	S7	S6	S5	S4	S3	S2	S1	V_{xN}	$i_x > 0$	$i_x < 0$	
1	0	1	0	1	0	1	0	$-V_{cc}/2$	-	-	V1
1	0	1	0	1	0	0	1	$-V_{cc}/4$	Descarga	Carga	V2
1	0	1	0	0	1	1	0	$-V_{cc}/4$	Carga	Descarga	V3
1	0	1	0	0	1	0	1	0	-	-	V4
0	1	0	1	1	0	1	0	0	-	-	V5
0	1	0	1	1	0	0	1	$+V_{cc}/4$	Descarga	Carga	V6
0	1	0	1	0	1	1	0	$+V_{cc}/4$	Carga	Descarga	V7
0	1	0	1	0	1	0	1	$+V_{cc}/2$	-	-	V8

3.2.2.3 Técnicas de PWM

A técnica de modulação por largura de pulso mais convencional encontrada na literatura, para aplicações em corrente alternada, é aquela que efetua a comparação de uma onda modulante senoidal com uma onda portadora triangular para gerar os pulsos necessários para as chaves do conversor, conforme mostra a Figura 3.22 para uma fase de um conversor 2 níveis (Figura 3.3b). Nesse tipo de PWM a frequência da onda portadora define a frequência de chaveamento do conversor enquanto que a onda modulante define tanto a amplitude quanto a frequência da forma de onda fundamental da saída [20].

Na prática, em aplicações industriais trifásicas a três fios, a onda modulante não é composta somente da senoide fundamental desejada, mas sim dessa onda somada a um sinal de sequência zero conforme indicado na Figura 3.23. Esse sinal de sequência zero é cuidadosamente calculado e inserido para permitir um aumento do máximo valor de tensão fundamental conseguido para um mesmo valor de tensão no barramento CC. Além disso, a correta seleção desse sinal de sequência zero pode reduzir significativamente as perdas de chaveamento do conversor [34].

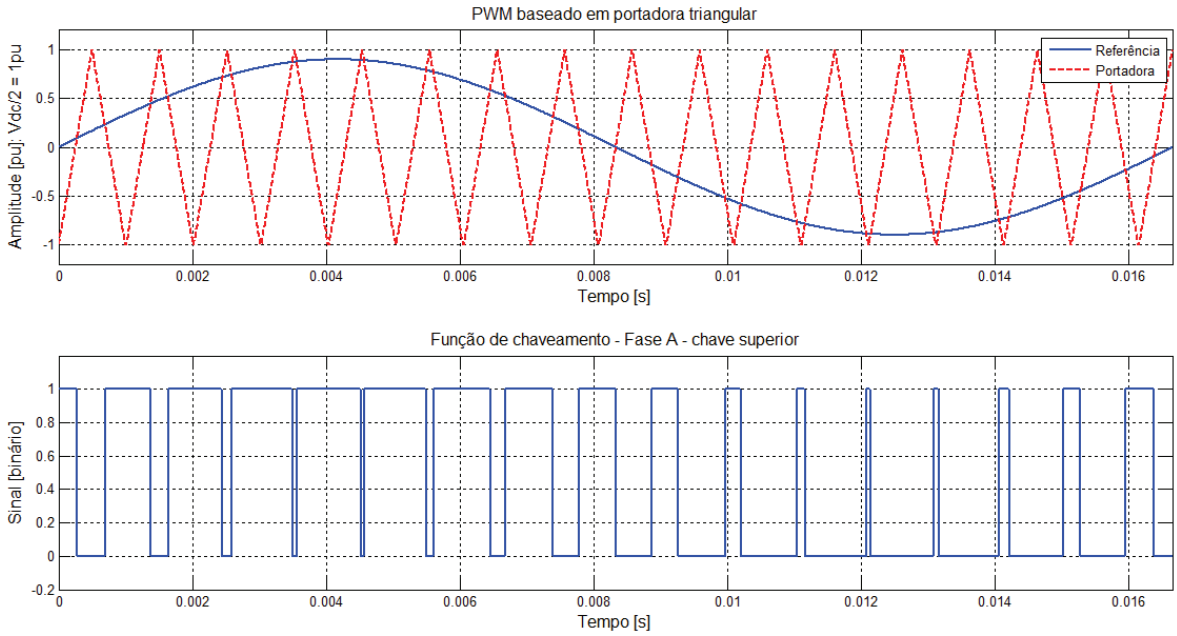

Figura 3.22 – PWM baseado em portadora e sinais de chaveamento

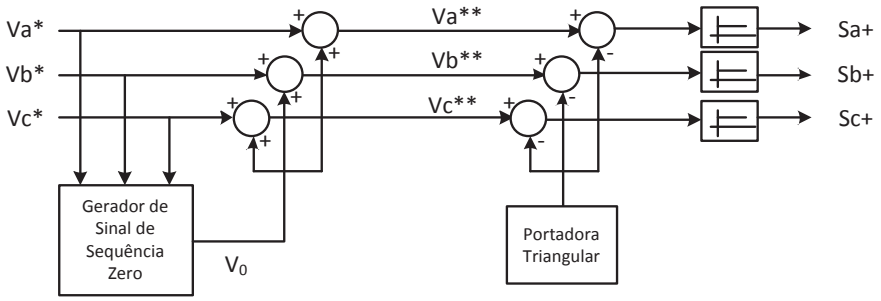

Figura 3.23 – Diagrama generalizado do PWM com injeção de sequência zero

Outra forma de implementar o PWM baseado em portadora é através da técnica de implementação direta digital, na qual os sinais de referência no domínio do tempo são traduzidos, utilizando (3.1)-(3.2), para um vetor complexo de tensão de referência que gira com velocidade angular $\omega_e t$. V_{1m} responde pelo valor de pico da fundamental de referência.

$$V^* = \frac{2}{3} \cdot (v_a^* + a \cdot v_b^* + a^2 \cdot v_c^*) = V_{1m}^* \cdot e^{j \cdot \omega_e \cdot t} \tag{3.1}$$

$$a = e^{j \cdot (2 \cdot \pi / 3)} \tag{3.2}$$

O diagrama de vetor espacial da Figura 3.24 indica a posição desse vetor complexo no hexágono delimitado pelos oito estados possíveis de serem

implementados num conversor de dois níveis (V_0 a V_7), sendo que dois desses são estados zero (V_0 e V_7). Entre parênteses estão os estados das chaves superiores (ligados a barramento positivo) desse conversor, onde 1 significa ligado e 0 desligado. As chaves inferiores de cada fase recebem o comando complementar das chaves superiores da mesma fase.

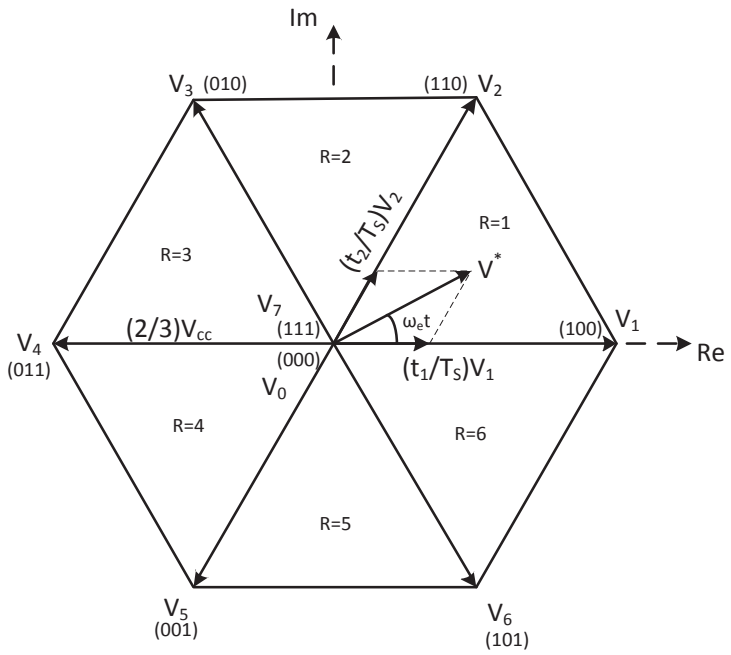

Figura 3.24 – Diagrama de vetor espacial para conversores de dois níveis

Com o vetor de referência obtido em (3.1) e o auxílio da Figura 3.24, pode-se determinar o tempo de duração dos dois estados ativos do inversor adjacentes ao vetor de referência R e R+1 (quando R=6, R+1=1) e o tempo total de estado zero de acordo com (3.3)-(3.9). Onde T_S e f_S são o período e a frequência de chaveamento, respectivamente, M_i o índice de modulação e $V_{1m6step}$ a amplitude máxima de tensão fundamental que o hardware do conversor pode entregar (corresponde a forma de onda quadrada de seis pulsos).

$$T_S = \frac{1}{f_S} \tag{3.3}$$

$$M_i = \frac{V_{1m}}{V_{1m6step}} \tag{3.4}$$

$$V_{1m6step} = 2 \cdot \frac{Vcc}{\pi} \tag{3.5}$$

$$V_R \cdot t_R + V_{R+1} \cdot t_{R+1} = V^* \cdot T_S \tag{3.6}$$

$$t_R = 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot M_i \cdot \left[\sin\left(R \cdot \frac{\pi}{3} - \omega_e \cdot t\right)\right] \cdot T_S \tag{3.7}$$

$$t_{R+1} = 2 \cdot \frac{\sqrt{3}}{\pi} \cdot M_i \cdot \left\{\sin\left[\omega_e \cdot t - (R-1) \cdot \frac{\pi}{3}\right]\right\} \cdot T_S \tag{3.8}$$

$$t_0 + t_7 = T_S - t_R - t_{R+1} \tag{3.9}$$

O grau de liberdade equivalente à inserção de um sinal de sequência zero na referência de tensão é obtido pela distribuição dos dois estados zero possíveis (ζ_0 e ζ_7) de acordo com (3.10) e (3.11). Em [34] é mostrado que os principais métodos de modulação por largura de pulso utilizados pela indústria podem ser tanto realizados por uma comparação entre uma onda portadora triangular e uma onda modulante quanto pela implementação digital direta.

$$\zeta_0 = \frac{t_0}{t_0 + t_7} \tag{3.10}$$

$$\zeta_7 = 1 - \zeta_0 \tag{3.11}$$

As técnicas de PWM baseadas em onda portadora podem ser implementadas também para conversores de três níveis tanto pelo método de comparação com uma onda triangular [35], conforme ilustrado pela Figura 3.25, quando pela técnica de implementação direta digital [18], conforme ilustrado pela Figura 3.26 (“A” significa chaves do barramento positivo ligadas, “B” significa chaves do barramento negativo ligadas e “0” significa chaves do ponto neutro ligadas). Observe que agora aparecem três estados zero além de vários estados não nulos redundantes. Esses estados são normalmente utilizados para promover o balanceamento das tensões entre os capacitores do barramento CC.

Essas implementações podem ser expandidas para conversores de tantos níveis quantos desejados, apenas realizando procedimentos similares aos aqui tratados.

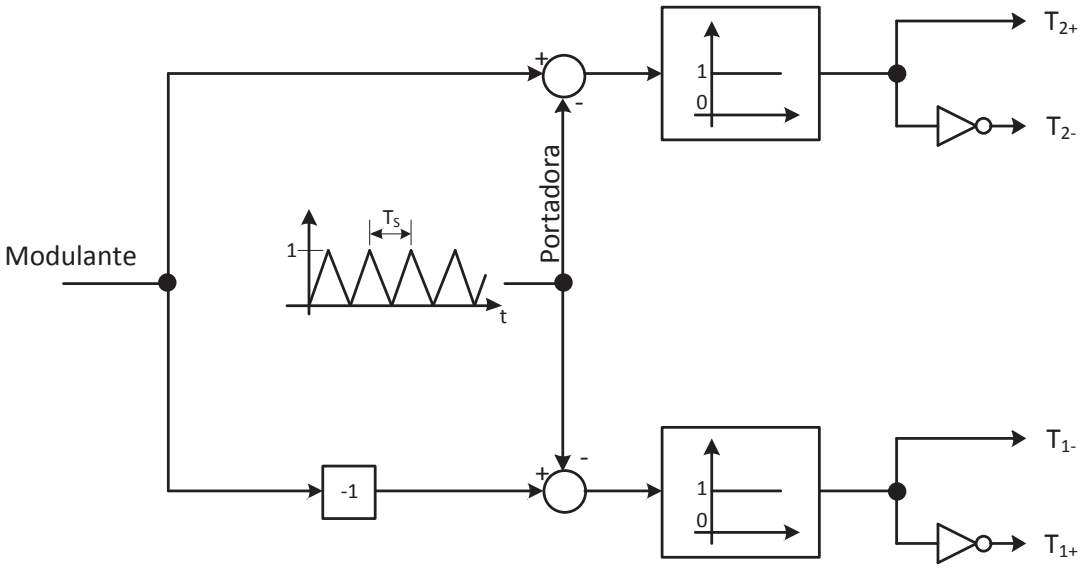

Figura 3.25 – PWM em conversor três níveis NPC por comparação com portadora (por fase)

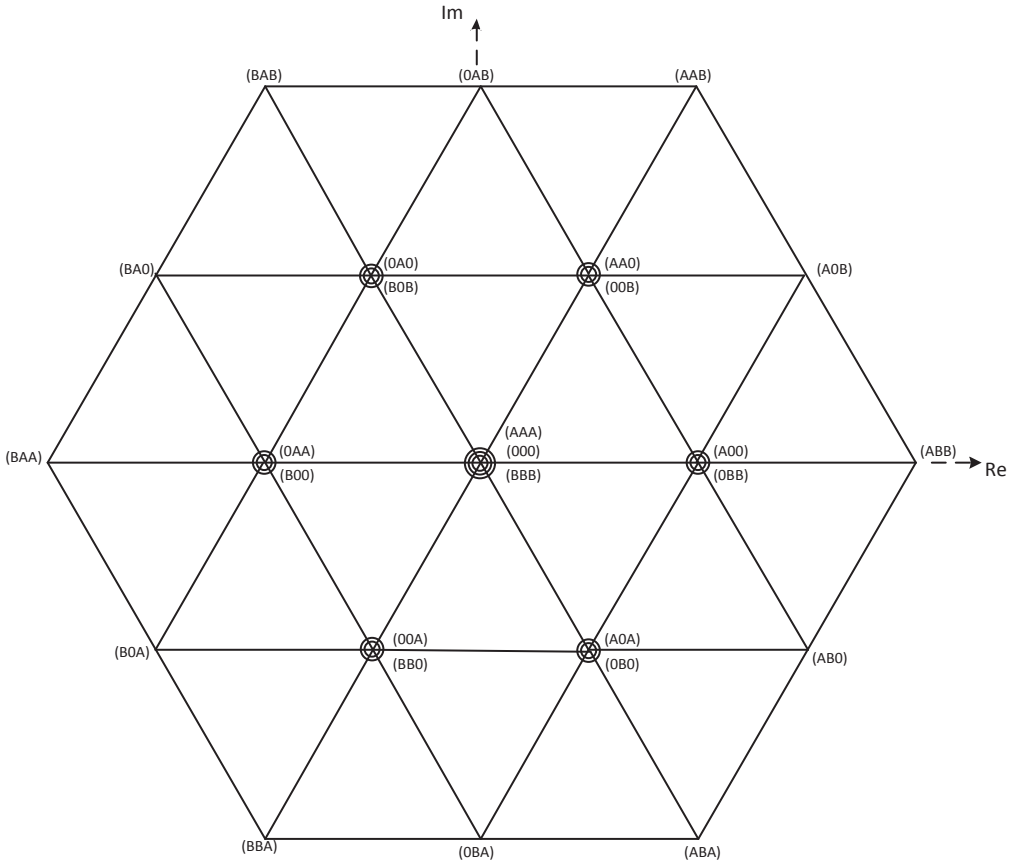

Figura 3.26 – Diagrama de vetor espacial para conversores de três níveis

Devido as altas perdas de comutação envolvidas em conversores de alta potência, as frequências de chaveamento muitas vezes devem ser limitadas a valores próximos a 1kHz, senão menores. Essa restrição é particularmente

problemática para a aplicação das técnicas de PWM baseadas em onda portadora. Uma vez que os harmônicos dessas técnicas estão localizados na vizinhança da frequência de chaveamento e seus múltiplos [20], a presença de harmônicos de mais baixa ordem faz com que se torne mais difícil a obtenção de níveis aceitáveis de distorção harmônica (conforme os mostrados na seção 2.1) trazendo a necessidade do uso de grandes filtros senoidais que aumentam o custo e diminuem a eficiência do sistema.

Uma boa alternativa nesses casos seria a técnica de eliminação seletiva de harmônicos SHE PWM, a qual é baseada na escolha correta de ângulos de comutação pré-calculados de forma a controlar o valor da fundamental e eliminar harmônicos específicos de baixa ordem. Conforme mostrado na Tabela 3.7, SHE PWM produz harmônicos de mais alta ordem se comparada com PWM baseados em onda portadora para a mesma faixa de frequências de chaveamento.

Tabela 3.7 – Comparação entre técnicas PWM para VSC de 2 e 3 níveis – Fundamental em 60Hz

Tipo de VSC	Frequência de Chaveamento [Hz]		Primeiro Harmônico Característico na Tensão de Linha [Hz]			
	PWM com portadora	SHE PWM	PWM com portadora	SHE 5 pulsos	SHE 7 pulsos	SHE 9 pulsos
2 níveis	660	660	420	1020	-	-
	900	900	660	-	1380	-
	1140	1140	1020	-	-	1740
3 níveis	660	600	420	1020	-	-
	900	840	660	-	1380	-
	1140	1080	1020	-	-	1740

Embora o SHE PWM consideravelmente eleve a amplitude de seus primeiros harmônicos não eliminados [18], esses harmônicos bem conhecidos e de mais alta ordem podem ser mais facilmente mitigados através de um valor apropriado de indutância ou da adição de braços ressonantes a um filtro convencional [36], [37].

Os próximos capítulos irão detalhar a forma de cálculo dos ângulos do SHE PWM tanto para conversores de dois níveis quanto de três níveis, bem como uma forma de implementação do modulador em conjunto com o controle de corrente necessário à aplicações onde se deseja o controle ativo do fator de potência do retificador.

3.2.2.4 Filtros

A operação de conversores de alta potência em interface com a rede elétrica, como ocorre no caso dos retificadores ativos, está condicionada a emissão de conteúdo harmônico abaixo dos limites normativos estabelecidos na seção 2.1. O processo de atingir tal objetivo é composto de três partes [27]:

a) Topologia do conversor: conforme destacado nas seções 3.2.2.1 e 3.2.2.2, quanto maior o número de níveis do conversor, mais próximo de uma senoide se torna a onda sintetizada pelo mesmo reduzindo, portanto, o conteúdo de distorção harmônica de corrente;
b) Estratégia de modulação: As estratégias de PWM vistas na seção 3.2.2.3 definem a distribuição do espectro harmônico das tensões sintetizadas pelo conversor. Portanto, a correta seleção do tipo de modulação é parte importante do processo de mitigação de distorções harmônicas;
c) Método de redução de harmônicos: Métodos adicionais de redução de harmônicos são normalmente necessários para reduzir o conteúdo harmônico resultante das duas escolhas anteriores para níveis aceitáveis. Esses métodos adicionais envolvem, por exemplo, o uso de transformadores de múltiplos enrolamentos (vide seção 3.2.1.2) e/ou o uso de filtros na entrada dos conversores.

Existem vários tipos de filtros que podem ser utilizados em conversores interligados com a rede. São eles o filtro L de primeira ordem, o filtro LCL de terceira ordem, o filtro sintonizado LCL'L e o filtro LCL com braços ressonantes [36]. Embora diversas combinações de elementos indutivos e capacitivos (e também resistivos para amortecimento passivo) possam produzir o mesmo efeito, o custo e o tamanho de tais filtros devem ser reduzidos ao máximo através de procedimentos específicos de projeto que visem o mínimo possível de elementos reativos. Isso torna-se ainda mais importante em retificadores PWM de alta potência, onde a frequência de chaveamento deve ser restringida a valores baixos devido as perdas envolvidas nas chaves semicondutoras de potência [37].

O filtro de primeira ordem do tipo L, conforme representado no diagrama unifilar da Figura 3.27, consta apenas de um indutor com indutância L_f e resistência

interna r_f conectado entre o VSC representado por uma fonte de tensão *u* e a rede elétrica representada por uma fonte de tensão v_g, uma resistência equivalente r_g e indutância equivalente L_g. A corrente e a tensão no PAC são designadas como i_g e *v*, respectivamente.

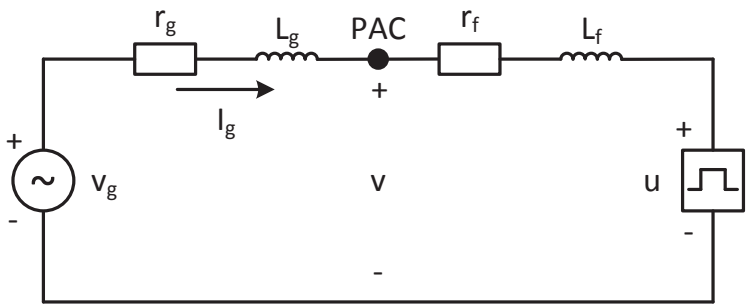

Figura 3.27 – Diagrama unifilar do filtro de primeira ordem do tipo L

Em [36] é deduzido o conjunto de equações (3.12)-(3.16) que representa matematicamente o comportamento do circuito tanto para componentes fundamentais quanto para componentes harmônicas de tensão e corrente no PAC, considerando o conteúdo harmônico de tensões da rede e as resistências do sistema e do filtro desprezíveis.

$$i_{g1} = \frac{(v_{g1} - u_1)}{j \cdot \omega_1 \cdot L_t} \tag{3.12}$$

$$i_{gn} = \frac{-u_n}{j \cdot n \cdot \omega_n \cdot L_t} \tag{3.13}$$

$$v_1 = \left[1 - \left(\frac{L_g}{L_t}\right)\right] \cdot v_{g1} + \left(\frac{L_g}{L_t}\right) \cdot u_1 \tag{3.14}$$

$$v_n = \left(\frac{L_g}{L_t}\right) \cdot u_n \tag{3.15}$$

$$L_t = L_g + L_f \tag{3.16}$$

Através de análise das equações (3.13) e (3.16), fica claro que o único modo de aumentar a atenuação desse filtro de primeira ordem é o aumento do valor da indutância de filtro L_f dessa forma aumentando a indutância total L_t e também diminuindo a razão entre L_g e L_f, o que contribui para a diminuição das correntes e

tensões harmônicas no PAC, respectivamente. Isso resulta, em geral, em reatores de grande valor de indutância, grande volume e custo elevado.

O aumento da ordem do filtro dividindo a indutância em dois ramos, um conectado a rede (r_f + jωL_f) e outro conectado ao conversor (r_c + jωL_C), com a inserção entre eles de um ramo capacitivo (r_d - jωC_f) ligado em derivação, conforme indicado na Figura 3.28, constitui o filtro de terceira ordem LCL, o qual é, provavelmente, o filtro mais utilizado em aplicações de retificadores PWM conectados a rede elétrica. Muitas vezes, o ramo de indutância do lado da rede é substituído pela indutância de dispersão de um transformador já necessário para adequar os níveis de tensão entre sistema e conversor.

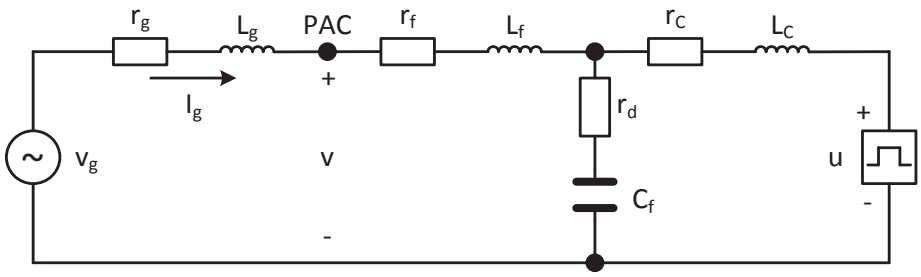

Figura 3.28 – Diagrama unifilar do filtro de terceira ordem do tipo LCL

Desprezando as resistências dos indutores, os harmônicos de tensão na fonte de tensão da rede e desconsiderando a resistência de amortecimento r_d, as equações que regem o comportamento do sistema com esse tipo de filtro estão indicadas em (3.17)-(3.21), [36].

$$i_{g1} = \frac{\left(1 - \omega_1^2 \cdot L_C \cdot C_f\right) \cdot v_{g1} - u_1}{j \cdot \omega_1 \cdot (L_t + L_C) \cdot (1 - \omega_1^2 \cdot L_{eq} \cdot C_f)} \tag{3.17}$$

$$i_{gn} = \frac{-u_n}{j \cdot n \cdot \omega_1 \cdot (L_t + L_C) \cdot (1 - n^2 \cdot \omega_1^2 \cdot L_{eq} \cdot C_f)} \tag{3.18}$$

$$v_1 = \left[1 - \frac{L_g}{L_t + L_C} \cdot \frac{1 - \omega_1^2 \cdot L_C \cdot C_f}{1 - \omega_1^2 \cdot L_{eq} \cdot C_f}\right] \cdot v_{g1} + \frac{L_g}{L_t + L_C} \cdot \frac{1}{1 - \omega_1^2 \cdot L_{eq} \cdot C_f} \cdot u_1 \tag{3.19}$$

$$v_n = \frac{L_g}{L_t + L_C} \cdot \frac{1}{1 - n^2 \cdot \omega_1^2 \cdot L_{eq} \cdot C_f} \cdot u_n \tag{3.20}$$

$$L_{eq} = \frac{L_t \cdot L_C}{L_t + L_C} \tag{3.21}$$

Em comparação com o filtro de primeira ordem L, o filtro LCL introduz um termo de redução tanto da corrente quanto da tensão harmônica de aproximadamente o produto entre o quadrado da ordem harmônica e $\omega_1 L_{eq} C_f$. Mostrando que existe um aumento na atenuação de harmônicos que é muito acentuado em altas frequências. Além disso, a presença de mais elementos reativos introduz mais flexibilidade de projeto o que normalmente resulta em elementos de filtro de menor tamanho.

O filtro LCL'L apresentado na Figura 3.29 substitui o ramo capacitivo em paralelo por um ou mais ramos ressonantes em determinadas frequências harmônicas características do conversor. Essas frequências de ressonância podem ser escolhidas tanto em frequências de harmônicos bem conhecidos (na vizinhança da frequência de chaveamento para PWM baseados em onda portadora), quanto em frequências dos primeiros harmônicos não eliminados de um PWM pré-calculado como o SHE PWM.

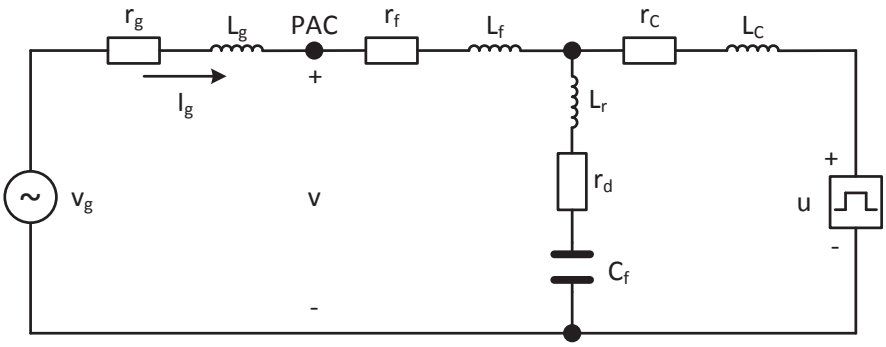

Figura 3.29 – Diagrama unifilar do filtro LCL'L

Em [36] também são descritas as equações (3.22)-(3.25) relativas ao funcionamento do filtro LCL'L, onde L_r é a indutância do ramo ressonante. Nesse caso as expressões são muito próximas a do filtro LCL. A principal diferença ocorre na presença no numerador das equações de uma expressão que envolve o produto dos elementos do filtro e o quadrado da frequência do harmônico. Esse item faz com que a atenuação do filtro se deteriore em altas frequências.

$$i_{g1} = \frac{\left[1 - \omega_1^2 \cdot (L_r + L_C) \cdot C_f\right] \cdot v_{g1} - \left(1 - \omega_1^2 \cdot L_r \cdot C_f\right) \cdot u_1}{j \cdot \omega_1 \cdot (L_t + L_C) \cdot \left[1 - \omega_1^2 \cdot \left(L_r + L_{eq}\right) \cdot C_f\right]} \tag{3.22}$$

$$i_{gn} = -\frac{\left(1 - n^2 \cdot \omega_1^2 \cdot L_r \cdot C_f\right) \cdot u_n}{j \cdot n \cdot \omega_1 \cdot (L_t + L_C) \cdot \left[1 - n^2 \cdot \omega_1^2 \cdot \left(L_r + L_{eq}\right) \cdot C_f\right]} \tag{3.23}$$

$$v_1 = \left[1 - \frac{L_g}{L_t + L_C} \cdot \frac{1 - \omega_1^2 \cdot (L_r + L_C) \cdot C_f}{1 - \omega_1^2 \cdot \left(L_r + L_{eq}\right) \cdot C_f}\right] \cdot v_{g1} + \frac{L_g}{L_t + L_C} \cdot \frac{\left(1 - \omega_1^2 \cdot L_r \cdot C_f\right)}{1 - \omega_1^2 \cdot \left(L_r + L_{eq}\right) \cdot C_f} \cdot u_1 \tag{3.24}$$

$$v_n = \frac{L_g}{L_t + L_C} \cdot \frac{\left(1 - n^2 \cdot \omega_1^2 \cdot L_r \cdot C_f\right)}{1 - n^2 \cdot \omega_1^2 \cdot \left(L_r + L_{eq}\right) \cdot C_f} \cdot u_n \tag{3.25}$$

Uma alternativa às configurações mostradas anteriormente é um filtro LCL que também emprega os braços ressonantes a serem sintonizados em harmônicos específicos de interesse, conforme ilustrado pela Figura 3.30. O modelo matemático desse filtro, em (3.26)-(3.29) onde n_{rr} é o número de braços ressonantes em paralelo, é muito mais elaborado e garante grande flexibilidade de projeto [36]. Além disso, a equação mostra que para altas frequências ele se comporta como um filtro de terceira ordem LCL e para frequências mais baixas predomina o funcionamento do filtro LCL'L. Isso garante ao filtro uma boa atenuação de harmônicos em todo o espectro.

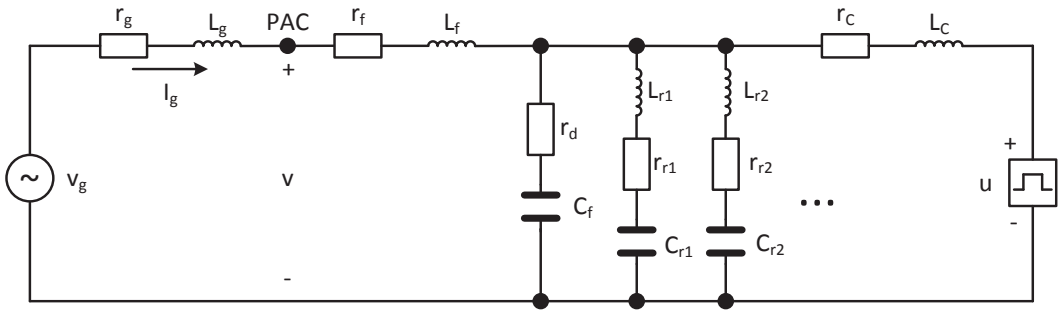

Figura 3.30 – Diagrama unifilar do filtro LCL com braços ressonantes

$$i_{g1} = \frac{\left[1 - \omega_1^2 \cdot L_C \cdot \left(C_f + \sum_{k=1}^{n_{rr}} \frac{C_{rk}}{1 - \omega_1^2 \cdot L_{rk} \cdot C_{rk}}\right)\right] \cdot v_{g1} - u_1}{j \cdot \omega_1 \cdot (L_t + L_C) \cdot \left[1 - \omega_1^2 \cdot L_{eq} \cdot \left(C_f + \sum_{k=1}^{n_{rr}} \frac{C_{rk}}{1 - \omega_1^2 \cdot L_{rk} \cdot C_{rk}}\right)\right]} \tag{3.26}$$

$$i_{gn} = -\frac{u_n}{j \cdot n \cdot \omega_1 \cdot (L_t + L_C) \cdot \left[1 - n^2 \cdot \omega_1^2 \cdot L_{eq} \cdot \left(C_f + \sum_{k=1}^{n_{rr}} \frac{C_{rk}}{1 - n^2 \cdot \omega_1^2 \cdot L_{rk} \cdot C_{rk}}\right)\right]} \tag{3.27}$$

$$v_1 = \left[1 - \frac{L_g}{L_t + L_C} \cdot \frac{1 - \omega_1^2 \cdot L_C \cdot \left(C_f + \sum_{k=1}^{n_{rr}} \frac{C_{rk}}{1 - \omega_1^2 \cdot L_{rk} \cdot C_{rk}}\right)}{1 - \omega_1^2 \cdot L_{eq} \cdot \left(C_f + \sum_{k=1}^{n_{rr}} \frac{C_{rk}}{1 - \omega_1^2 \cdot L_{rk} \cdot C_{rk}}\right)}\right] \cdot v_{g1} + \frac{L_g}{L_t + L_C} \cdot \frac{1}{1 - \omega_1^2 \cdot L_{eq} \cdot \left(C_f + \sum_{k=1}^{n_{rr}} \frac{C_{rk}}{1 - \omega_1^2 \cdot L_{rk} \cdot C_{rk}}\right)} \cdot u_1 \quad (3.28)$$

$$v_n = \frac{L_g}{L_t + L_C} \cdot \frac{1}{1 - n^2 \cdot \omega_1^2 \cdot L_{eq} \cdot \left(C_f + \sum_{k=1}^{n_{rr}} \frac{C_{rk}}{1 - n^2 \cdot \omega_1^2 \cdot L_{rk} \cdot C_{rk}}\right)} \cdot u_n \quad (3.29)$$

Usando os valores da Tabela 3.8, foi feito um script no MATLAB para obter a resposta em frequência das quatro configurações de filtros. A Figura 3.31 e a Figura 3.32 indicam a atenuação de corrente e tensão no PAC, respectivamente. O filtro L possui uma atenuação de corrente típica de primeira ordem, enquanto que atenuação de tensão constante para todas as frequências. O filtro de terceira ordem LCL melhora em muito a atenuação de tensão e correntes para altas frequências, embora para frequências anteriores a de ressonância seu comportamento é exatamente o mesmo de um filtro L. O filtro LCL'L por sua vez permite sintonização dos braços ressonantes em baixas frequências, mas perde consideravelmente em desempenho para altas frequências. Já no filtro LCL com braços ressonantes o comportamento dos dois filtros pode ser combinado de forma a obter boa atenuação em praticamente toda faixa de frequências.

Tabela 3.8 – Parâmetros dos elementos para as configurações de filtro [pu]

Filtro	L_C	L_f	C_f	L_{r1}	C_{r1}	L_{r2}	C_{r2}
L	0.180	-	-	-	-	-	-
LCL	0.100	0.081	0.100	-	-	-	-
LCL'L	0.100	0.081	0.100	0.027	-	-	-
LCL + br	0.100	0.081	0.100	0.027	0.027	0.020	0.020

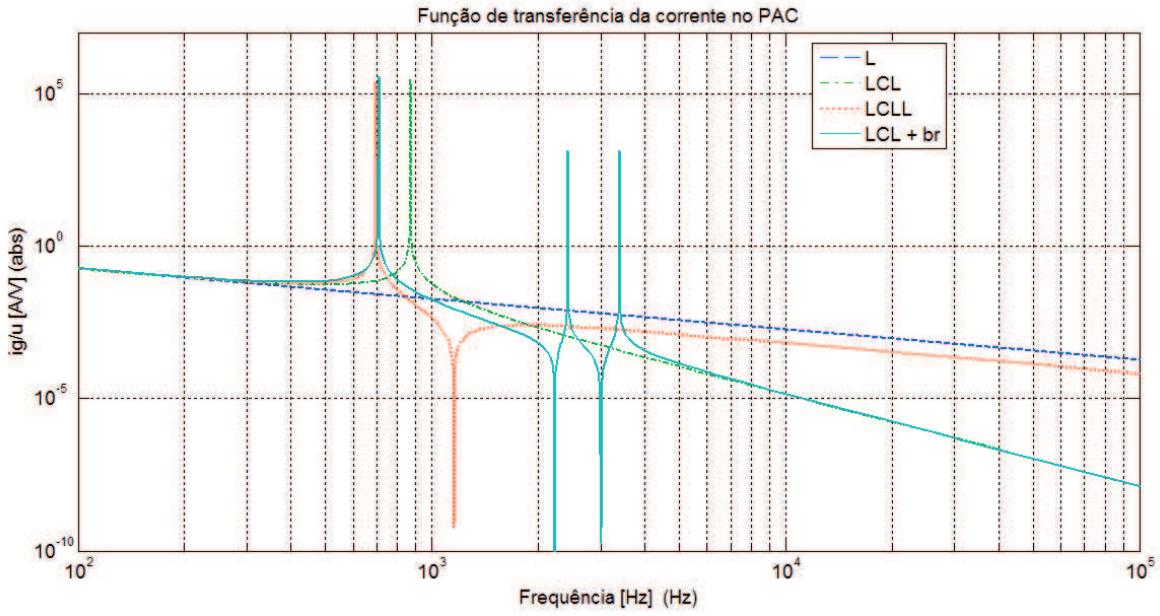

Figura 3.31 – Resposta em frequência para corrente no PAC

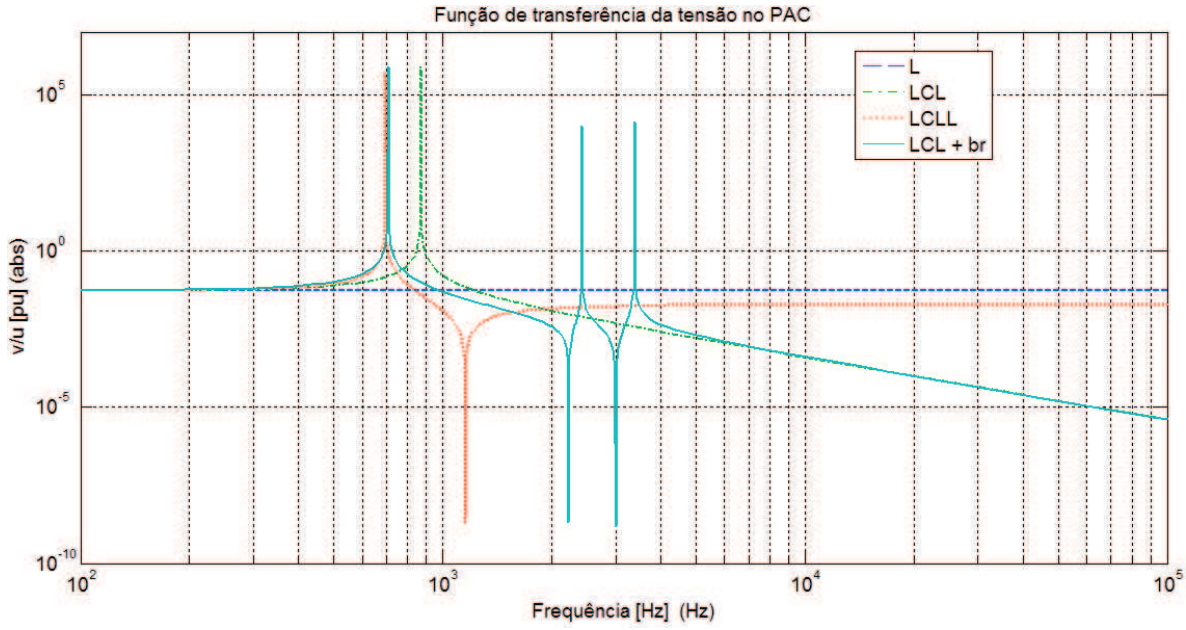

Figura 3.32 – Resposta em frequência para tensão no PAC

Embora os filtros aqui tratados se mostrem eficientes na mitigação de harmônicos, em especial o filtro LCL com braços ressonantes, a presença de elementos capacitivos nos mesmos pode trazer a tona problemas de ressonância com a impedância da rede (vide seção 2.2), principalmente em aplicações em que muitos retificadores PWM são inseridos em paralelo.

Um caso clássico desse tipo de problema em aplicações atuais foi abordado em [5] e [6], onde um parque de turbinas eólicas apresentou certas ressonâncias

série e paralela à medida que as turbinas entravam em operação e, variando dessa forma, as condições de impedância do sistema. Cada turbina possuía um retificador PWM para conversão de toda potência gerada e esse retificador possuía um filtro LCL em sua conexão com a rede. Naquele caso específico, não era possível colocar toda a capacidade geradora da usina para funcionar devido a esse problema de qualidade de energia.

Dessa forma, mostra-se interessante procurar por uma técnica de mitigação de harmônicos que não faça uso de filtros com elementos capacitivos.

3.3 Conclusões

Nesse capítulo, foram apresentadas topologias de conversores para interface com a rede elétrica tanto do tipo fonte de tensão (VSC) quanto do tipo fonte de corrente (CSC). Os conversores fontes de corrente não se apresentam como alternativa viável uma vez que a sua não tão difundida utilização industrial faz com que seus custos sejam altos e a tecnologia utilizada (semicondutores, principalmente) não seja tão desenvolvida.

Os conversores VSC, por sua vez, permitem o uso tanto de retificadores passivos (a diodos) quanto de retificadores ativos (chaves semicondutoras controladas). No caso dos retificadores a diodos, podem ser utilizadas as pontes trifásicas mais simples (seis pulsos), que possuem um custo relativamente baixo embora um conteúdo razoável de distorção harmônica. Em aplicações de alta potência esse alto valor de distorção pode-se tornar inaceitável. Nesses casos, se apresentam como alternativas os transformadores multi-enrolamentos cujo objetivo é, entre outros, reduzir o conteúdo harmônico da corrente consumida. Contudo, para retificadores maiores do que 12 pulsos, a fabricação de tais transformadores começa a ficar mais complexa e os custos mais altos.

Em aplicações onde se faz necessário o fluxo bidirecional de potência, retificadores a diodos não são aplicáveis. Além disso, esse tipo de retificador, por melhor que seja o conteúdo harmônico de corrente para grande quantidade de pulsos, não permite o controle da potência reativa e terá sempre uma pequena defasagem entre as componentes de tensão e corrente. Para esses casos, a solução que se apresenta são os retificadores ativos, onde os diodos são substituídos por chaves controladas, o que permite, como auxílio de técnicas de

controle adequadas, o controle em separado das potências ativas e reativas consumidas ou entregues a rede. De acordo com o nível de tensão, essas topologias podem ser de dois, três ou mais níveis. Quanto maior o número de níveis, menor é a distorção harmônica de tensão e corrente, porém maiores serão também os custos e a complexidade do conversor.

A técnica de PWM adotada em conjunto com a escolha de sua frequência de chaveamento também exerce grande influência na qualidade de energia. Frequências de chaveamento mais altas, de um modo geral, conduzem a harmônicos característicos em frequências mais altas, os quais são mais facilmente amortecidos pelas indutâncias do sistema e/ou por filtros na entrada do conversor. Na escolha da frequência de chaveamento, existe um compromisso entre qualidade de energia e eficiência do retificador. Grandes frequências de chaveamento implicam em maiores perdas no conversor. De modo especial, em altas potências a frequência de chaveamento deve ser mantida relativamente baixa devido às perdas inerentemente altas nos dispositivos semicondutores.

Filtros PWM, por sua vez, são construídos de forma tão complexa quanto desejada de forma a se obter uma forma de onda praticamente senoidal do lado da rede. Existe também um compromisso entre qualidade de energia e eficiência do retificador a ser considerada no projeto do filtro. Grandes valores de elementos reativos no filtro contribuem ao mesmo tempo para uma melhoria da qualidade de energia, mas também para aumento das perdas, dos custos e do volume do conversor. Além do mais, o uso de elementos capacitivos nos filtros pode conduzir ao aparecimento de ressonâncias em determinadas frequências harmônicas que podem estar presentes no sistema. Esse problema é de especial relevância em configurações de sistema com alta variação das impedâncias e fontes harmônicas, como é o caso da geração eólica.

Com base no exposto, fica evidente que a configuração desejada para um retificador em interface com a rede seria o uso de topologias de conversor as mais simples possíveis, com baixas frequências de chaveamento (redução das perdas), algum método de redução de harmônicos que não inclua elementos capacitivos em seu filtro (evitando, assim, ressonâncias) e que permita o controle de reativos. Esses quatro objetivos, embora a primeira vista pareçam inviáveis de serem alcançados em conjunto, podem ser atingidos através de uma perfeita combinação de transformadores de multi-enrolamentos (como nos retificadores passivos a multi-

pulsos), topologias de retificadores ativos de dois ou três níveis (bidirecionais em potência ou não) e técnicas adequadas de PWM e controle de corrente. Essa é a filosofia de concepção do retificador TUPF que será abordado no próximo capítulo.

4 RETIFICADOR TUPF

Em [38] foi proposto um retificador PWM que combinasse dois conversores NPC de três níveis em conjunto com um transformador de três enrolamentos (como o utilizado nos retificadores passivos de doze pulsos discutidos na seção 3.2.1.2) para obter índices de distorção harmônica na rede inferiores aos estabelecidos pela IEEE 519 [7]. Nessa proposta, os conversores fazem uso de moduladores SHE PWM de três e cinco pulsos, porém não eliminando os harmônicos convencionais (5º, 7º, etc.) e sim os harmônicos que não são eliminados pela conexão do transformador (11º, 13º, etc). Nada foi mencionado sobre o controle de corrente em tal situação.

No presente trabalho é proposto o retificador PWM TUPF que amplia o conceito especificado em [38] fazendo uso de conversores três ou dois níveis com moduladores SHE PWM de 9 pulsos ou cortes num ambiente de controle dinâmico de corrente. A topologia de tal retificador está indicada na Figura 4.1 onde são apresentadas duas possibilidades de conexão entre os barramentos CC, série ou paralelo, de acordo com a conveniência de se obter maior tensão ou corrente na saída, respectivamente. A distribuição de harmônicos a serem eliminados pelos conversores e pelo transformador é conforme Tabela 4.1, que tem por objetivo alcançar a eliminação de todos os harmônicos até a ordem 50 atingindo assim, do ponto de vista normativo (ver seção 2.3), um fator de potência verdadeiramente unitário no PAC sem a necessidade de elementos capacitivos no filtro de entrada.

Essa topologia faz uso de um transformador convencional de três enrolamentos com ligações Dd0y11, Dd0y1, Yy0d11 ou Yy0d1, onde existe uma defasagem angular de 30º entre o um dos secundários e o primário. Os conversores de três ou dois níveis podem ser aplicados tanto em topologias que permitam o fluxo bidirecional de potência ou em topologias ativas que permitam apenas o fluxo unidirecional de potência (para maiores detalhes sobre as topologias ver seções 3.2.2.1 e 3.2.2.2).

Também são adotados reatores de entrada (indutâncias L_Δ e L_Y) de forma a reduzir a amplitude dos harmônicos de corrente na entrada desses conversores (ver seção 3.2.2.4 para mais detalhes do efeito desses reatores).

Tabela 4.1 – Distribuição da eliminação de harmônicos no TUPF

Componente	Harmônicos Eliminados
Transformador três enrolamentos	5, 7, 17, 19, 29, 31, 41, 43
VSC	11, 13, 23, 25, 35, 37, 47, 49

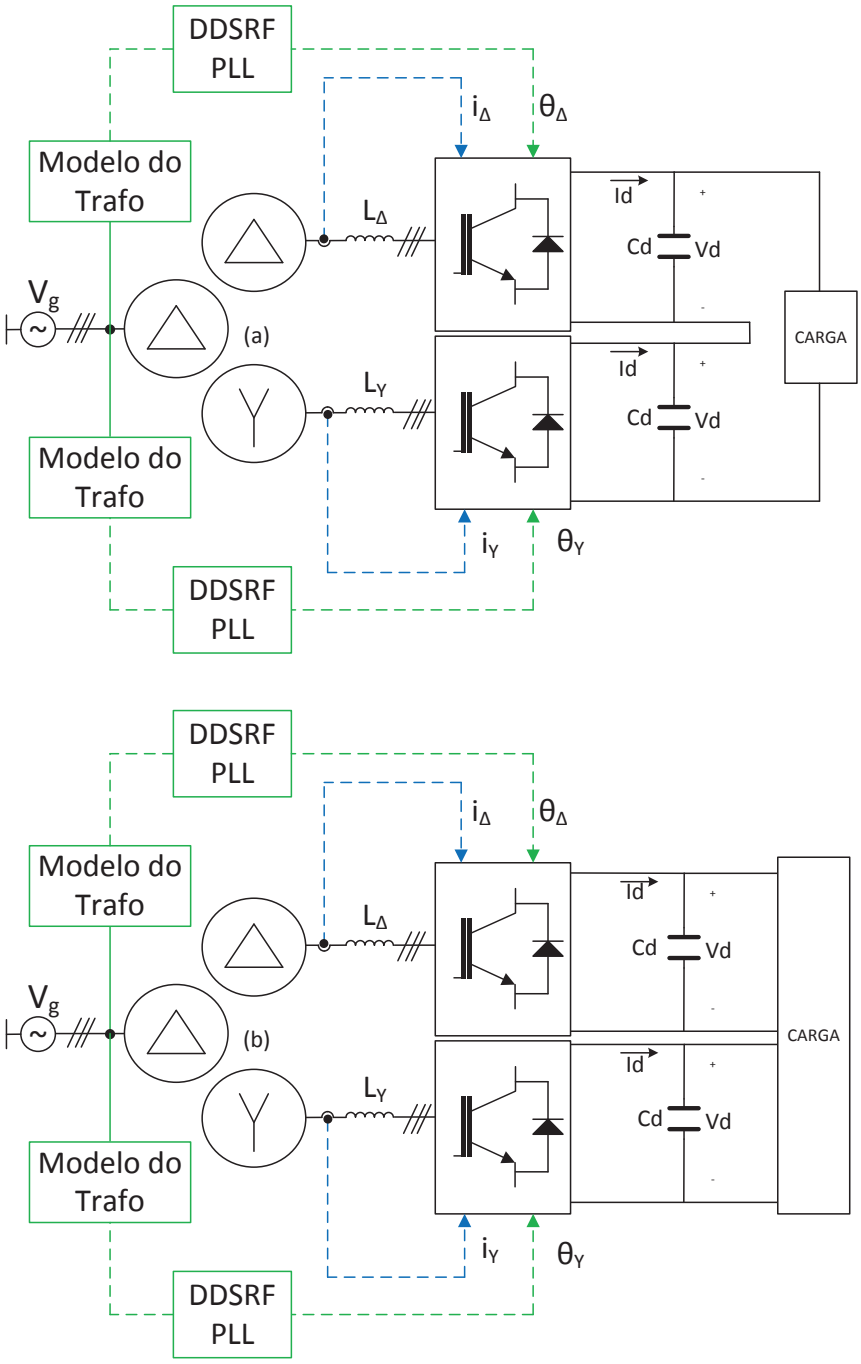

Figura 4.1 – Topologia do retificador TUPF com saída em série (a) e em paralelo (b)

4.1 Modulador SHE PWM

A eliminação seletiva de harmônicos foi primeiro apresentada em [39], onde foi mostrado que se uma onda quadrada for cortada M vezes por semi-ciclo, para o caso de conversores dois níveis, ou tiver M pulsos por semi-ciclo, para o caso de conversores três níveis, é possível eliminar M harmônicos desejados através do cálculo correto dos M ângulos necessários. Em [40] o método foi estendido de forma a permitir o controle da amplitude da tensão fundamental. Foi mostrado que é possível calcular M ângulos de forma a obter (M-1) harmônicos eliminados e o controle da amplitude da fundamental simultaneamente.

A partir daquele ponto, a implementação mais convencional do modulador SHE PWM consisti em calcular *off-line* os ângulos para todos os índices de modulação desejados e armazená-los numa *look-up table*. Essa tabela é então inserida no controle do conversor que a chama a cada mudança no valor desejado do índice de modulação, interpolando os valores quando necessário e fornecendo os M ângulos de corte da forma de onda. Com esses ângulos, lógicas simples são realizadas para gerar os pulsos às chaves corretas do conversor. O problema com esse tipo de implementação está na necessidade de armazenamento dos M ângulos para tantos quantos forem os índices de modulação desejados, o que pode gerar uma quantidade de dados para armazenamento muito grande.

Alternativas têm sido estudadas para um método *on-line* de eliminação seletiva de harmônicos que, em geral, tentam atender algum método similar ao PWM baseado na comparação de uma onda modulante com uma onda portadora. Em [41] é mostrado um método no qual a onda portadora triangular c(t) em (4.1) é modificada por um sinal de modulação de fase β(t) de forma que ao ser comparada com uma onda modulante senoidal, os disparos das chaves resultantes irão gerar uma forma de onda com a eliminação de harmônicos desejada ω_{sw} e φ correspondem a frequência de chaveamento, em radianos por segundo e o deslocamento de fase estático em radianos, respectivamente.

$$c(t) = 1 - \frac{2}{\pi} \cdot [\cos^{-1}(\omega_{sw} \cdot t + \beta(t) + \varphi] \tag{4.1}$$

Foi mostrado que para a eliminação de harmônicos de ordem impar, incluindo os de terceira ordem, o sinal de modulação de fase β(t) se comporta como ondas de choque e que o primeiro harmônico característico a aparecer na forma de onda resultante na saída do conversor é definido pela razão entre a frequência de chaveamento e a fundamental. Esse método, além de complexo, possui tempo de resposta muito longo (em [41] foi dito da ordem de 200ms ou superior) e não apresenta grande ganho com relação à alocação do espectro harmônico se comparado com PWM convencionais, onde os harmônicos já estão alocados na vizinhança da frequência de chaveamento.

Por sua vez em [42] foi apresentado um método que, ao invés de alterar o sinal da portadora, tinha por objetivo alterar o sinal da onda modulante a ser comparada com uma onda portadora senoidal ou triangular. O método consiste em calcular os valores de A_i e K_i na equação da onda modulante em (4.2) de forma que os pontos de transição de chaveamento (interseção entre modulante e portadora) sejam tais que os harmônicos desejados sejam eliminados.

$$f(t) = A_1 \cdot \sin(k_1 \cdot \omega_0 \cdot t) + A_2 \cdot \sin(k_2 \cdot \omega_0 \cdot t) \ldots + A_n \cdot \sin(k_n \cdot \omega_0 \cdot t) \tag{4.2}$$

Não foi apresentado nesse método, contudo, uma forma de controlar a amplitude da forma de onda fundamental. É provável que haja um conjunto de A_i e K_i para cada índice de modulação desejado, o que novamente traz a tona o problema do armazenamento de dados. A complexidade para cálculo dos valores de A_i e K_i também é a mesma, senão maior, do que para o cálculo direto dos ângulos de chaveamento do SHE PWM tradicional.

O presente trabalho faz uso da abordagem convencional de cálculo dos ângulos *off-line* e armazenamento em tabela, uma vez que as abordagens alternativas até o presente momento não apresentaram ganhos significativos e/ou possuem graves limitações que impedem sua aplicação na grande maioria dos sistemas industriais. Como será mostrado, este trabalho introduz um método estatístico para diminuir consideravelmente a quantidade de dados a serem armazenados em tabelas.

4.1.1 Cálculo dos ângulos para conversores 2 níveis

A Figura 4.2 mostra uma forma de onda generalizada gerada por fase de um VSC de dois níveis, onde uma forma onda quadrada básica é cortada M vezes por semi-ciclo.

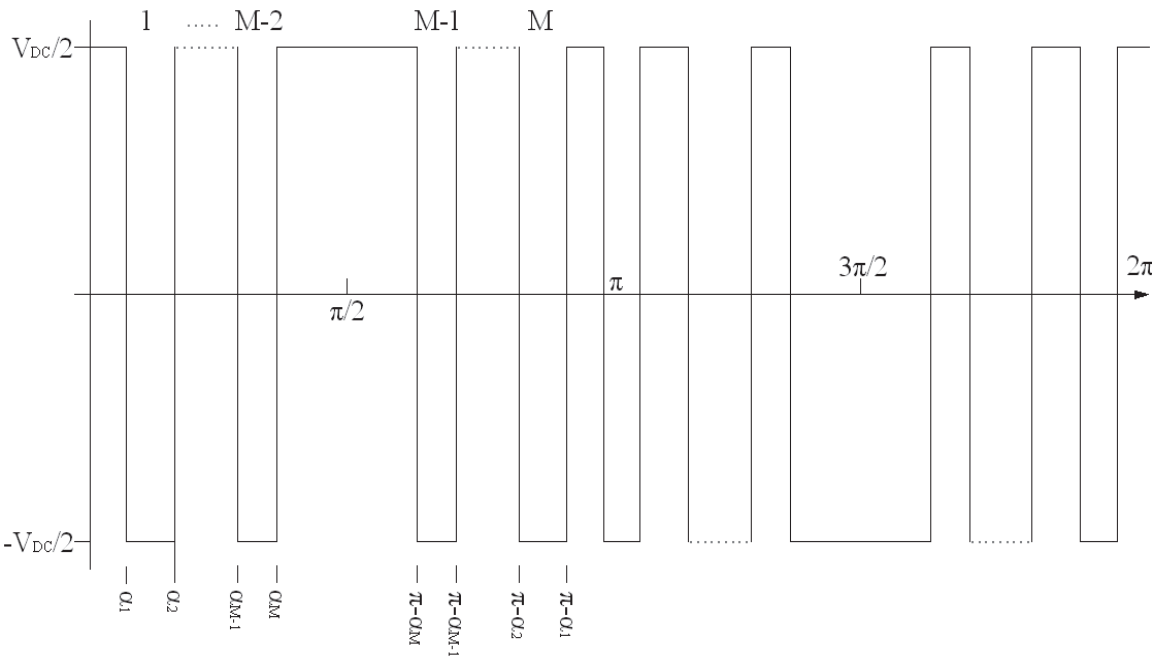

Figura 4.2 – Forma de onda de saída de um VSC de 2 níveis

Assumindo simetria ímpar de um quarto de onda, os coeficientes da série de Fourier, calculados de acordo com (2.1)-(2.4), são dados por (4.3)-(4.5), onde $0<\alpha_1<\alpha_{2...}<\alpha_M<\pi/2$ e n_i, i=1,2,...,M, são os harmônicos a serem eliminados ou controlados.

$$a_n = \frac{4}{n_i \cdot \pi} \cdot \left[1 + 2 \cdot \sum_{k=1}^{M} (-1)^k \cdot \cos(n_i \cdot \alpha_k)\right] \ \forall\, n_i \ \text{ímpar} \tag{4.3}$$

$$a_n = 0 \ \ \forall\, n_i \ par \tag{4.4}$$

$$b_n = 0 \ \ \forall\, n_i \tag{4.5}$$

O conjunto de equações a ser resolvido de forma a encontrar os ângulos de transição de estado está expresso em (4.6), onde o índice de modulação M_i está definido em (3.4)-(3.5).

$$\vec{f} = \begin{bmatrix} 1 - 2 \cdot \cos(\alpha_1) + 2 \cdot \cos(\alpha_2) + \cdots + 2 \cdot (-1)^M \cdot \cos(\alpha_M) \\ 1 - 2 \cdot \cos(n_2 \cdot \alpha_1) + 2 \cdot \cos(n_2 \cdot \alpha_2) + \cdots + 2 \cdot (-1)^M \cdot \cos(n_2 \cdot \alpha_M) \\ \vdots \\ 1 - 2 \cdot \cos(n_i \cdot \alpha_1) + 2 \cdot \cos(n_i \cdot \alpha_2) + \cdots + 2 \cdot (-1)^M \cdot \cos(n_i \cdot \alpha_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_i \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.6)$$

As equações expressas em (4.6) são não-lineares e transcendentais necessitando de um método numérico para que a solução seja encontrada. O método proposto em [39] é o método de iterações lineares de Newton. A Figura 4.3 ilustra o passo a passo do algoritmo implementado no MATLAB para o cálculo dos ângulos a partir de tal método, que consiste em informar o índice de modulação desejado, os harmônicos a serem eliminados e uma tentativa inicial para os ângulos de comutação.

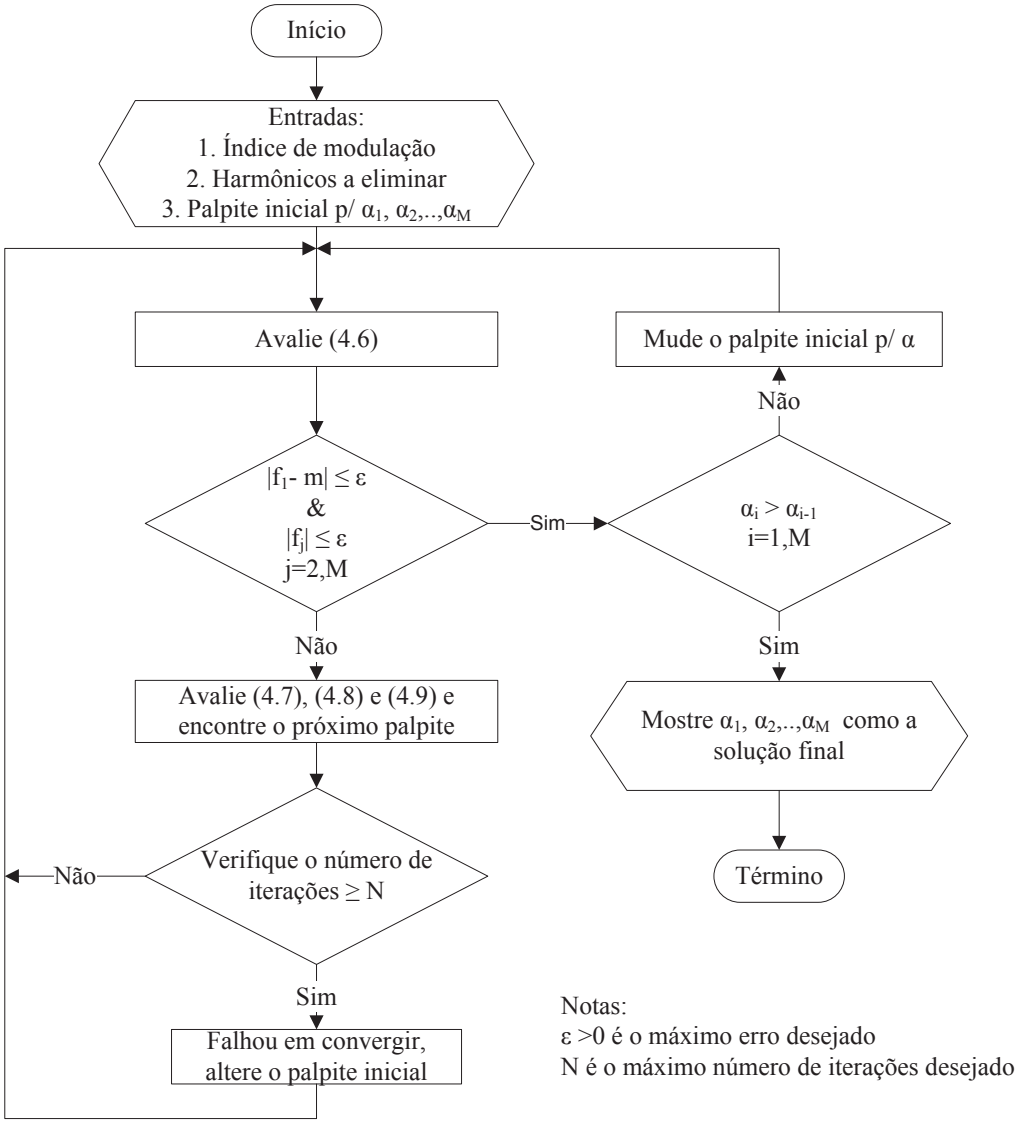

Figura 4.3 – Algoritmo para solução dos ângulos

A tentativa inicial é avaliada de acordo com (4.6) e o resultado estando fora da margem de erro ε, é feita a linearização em torno dos valores iniciais dos ângulos para ter como resultado uma estimativa melhorada dos mesmos conforme (4.7)-(4.9). O conjunto de equações em (4.7) representa a matriz Jacobiana para essa solução específica (conversores dois níveis), onde a última coluna da matriz será positiva para M impar e negativa para M par.

$$\left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \vec{\alpha}}\right] = \begin{bmatrix} 2\cdot n_1\cdot\sin(n_1\cdot\alpha_1) & -2\cdot n_1\cdot\sin(n_1\cdot\alpha_2) & \dots & \pm 2\cdot n_1\cdot\sin(n_1\cdot\alpha_M) \\ 2\cdot n_2\cdot\sin(n_2\cdot\alpha_1) & -2\cdot n_2\cdot\sin(n_2\cdot\alpha_2) & \dots & \pm 2\cdot n_2\cdot\sin(n_2\cdot\alpha_M) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ 2\cdot n_M\cdot\sin(n_M\cdot\alpha_1) & -2\cdot n_M\cdot\sin(n_M\cdot\alpha_2) & \dots & \pm 2\cdot n_M\cdot\sin(n_M\cdot\alpha_M) \end{bmatrix} \quad (4.7)$$

$$\vec{f}^0 + \left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \vec{\alpha}}\right]^0 \cdot d\vec{\alpha} = 0 \quad (4.8)$$

$$\vec{\alpha}^1 = \vec{\alpha}^0 + d\vec{\alpha} \quad (4.9)$$

Para obter a curva completa para todos os índices de modulação, um método automático é obtido ao repetir consecutivamente o algoritmo da Figura 4.3 começando do zero até o valor máximo de M_i usando como estimativa inicial para cada passo, a solução do passo anterior.

A Figura 4.4 indica os resultados dos ângulos obtidos para M=3 eliminando os harmônicos de ordem 5 e 7. A Figura 4.5 mostra os resultados para M=5 e eliminação dos harmônicos de ordem 5, 7, 11 e 13. A Figura 4.6 mostra os resultados para M=7 e eliminação dos harmônicos de ordem 5, 7, 11, 13, 17 e 19. E, por fim, a Figura 4.7 mostra os resultados para M=9 e eliminação dos harmônicos de ordem 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 e 25.

Esses valores foram escolhidos por representarem as aplicações mais típicas em sistemas trifásicos a três fios onde os harmônicos de ordem tripla não necessitam de ser eliminados da forma de onda de tensão de fase. Foi mostrado em [43] que valores de M par são restringidos em muito quanto ao máximo índice de modulação e, por esse motivo, não são utilizados em aplicações retificadoras onde os índices de modulação variam numa faixa mais estreita em torno do maior aproveitamento possível do barramento CC.

Outra observação que deve ser feita com relação ao cálculo dos ângulos do SHE PWM é o fato de que não existe, necessariamente, apenas uma solução para

cada conjunto de índices de modulação e harmônicos eliminados. De fato, mais de uma solução existe em vários casos permitindo, inclusive, uma análise de qual solução oferece melhores benefícios [44]. Logo, as figuras aqui mostradas indicam apenas uma das possíveis soluções para cada caso.

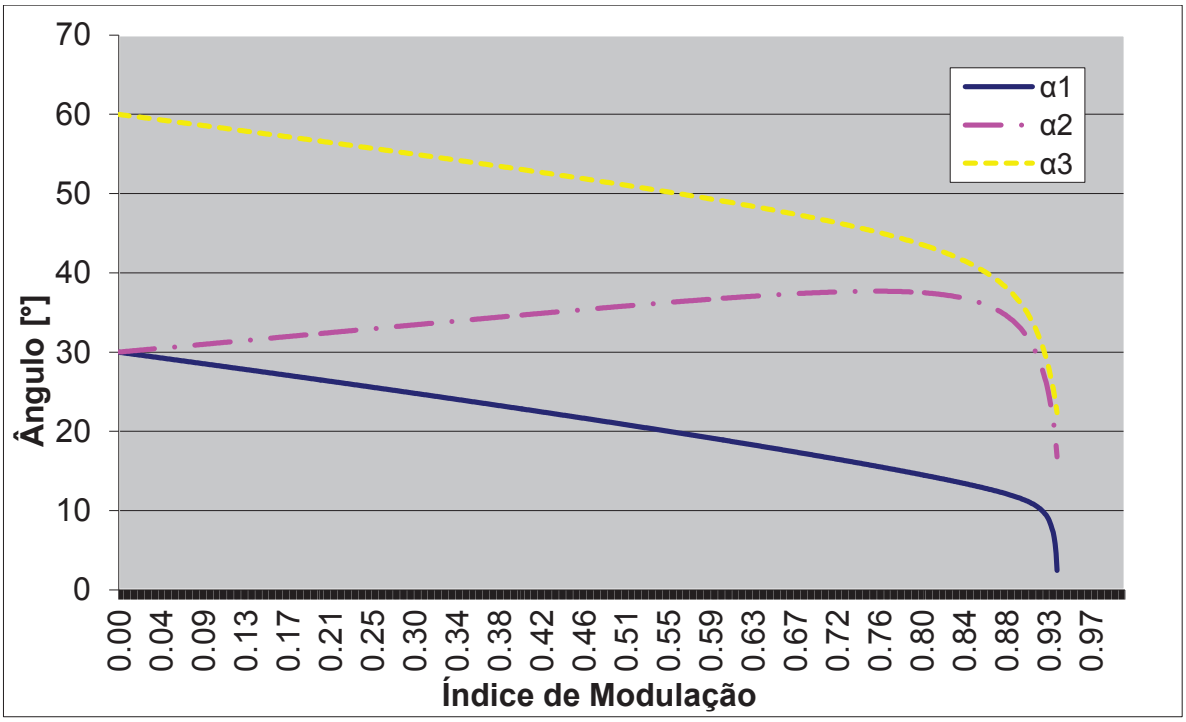

Figura 4.4 – VSC 2 níveis: Ângulos calculados para M=3

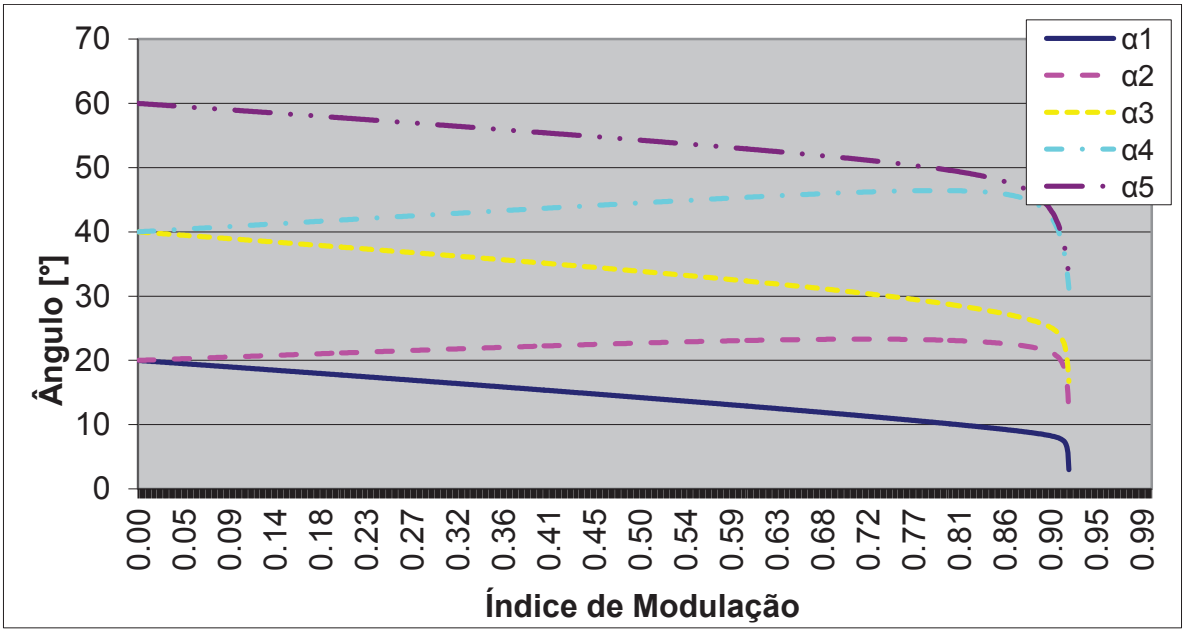

Figura 4.5 – VSC 2 níveis: Ângulos calculados para M=5

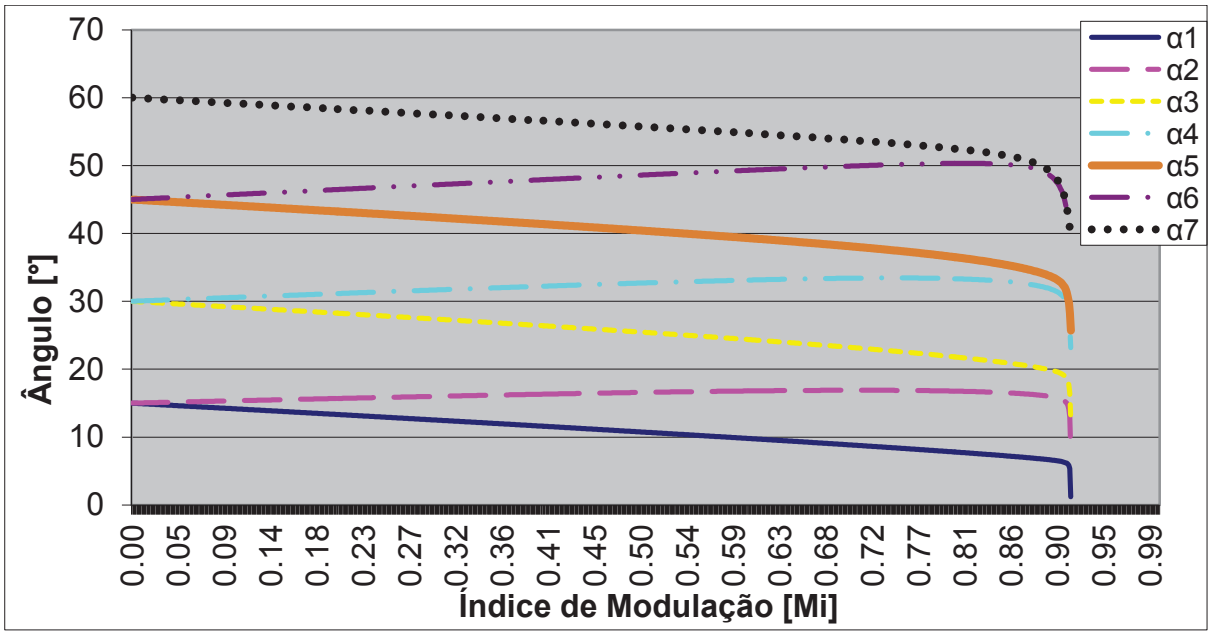

Figura 4.6 – VSC 2 níveis: Ângulos calculados para M=7

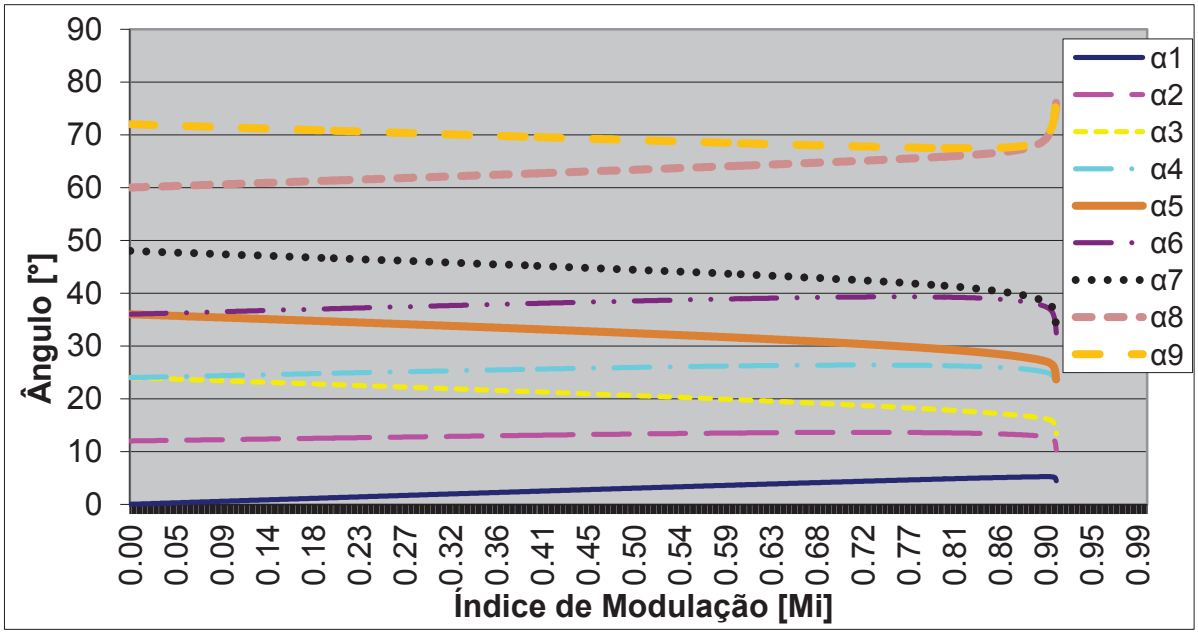

Figura 4.7 – VSC 2 níveis: Ângulos calculados para M=9

4.1.2 Cálculo dos ângulos para conversores 3 níveis

A Figura 4.8 mostra uma forma de onda generalizada gerada por fase de um VSC de três níveis, onde um trem de M pulsos idênticos, porém de polaridades opostas, são gerados a cada semi-ciclo.

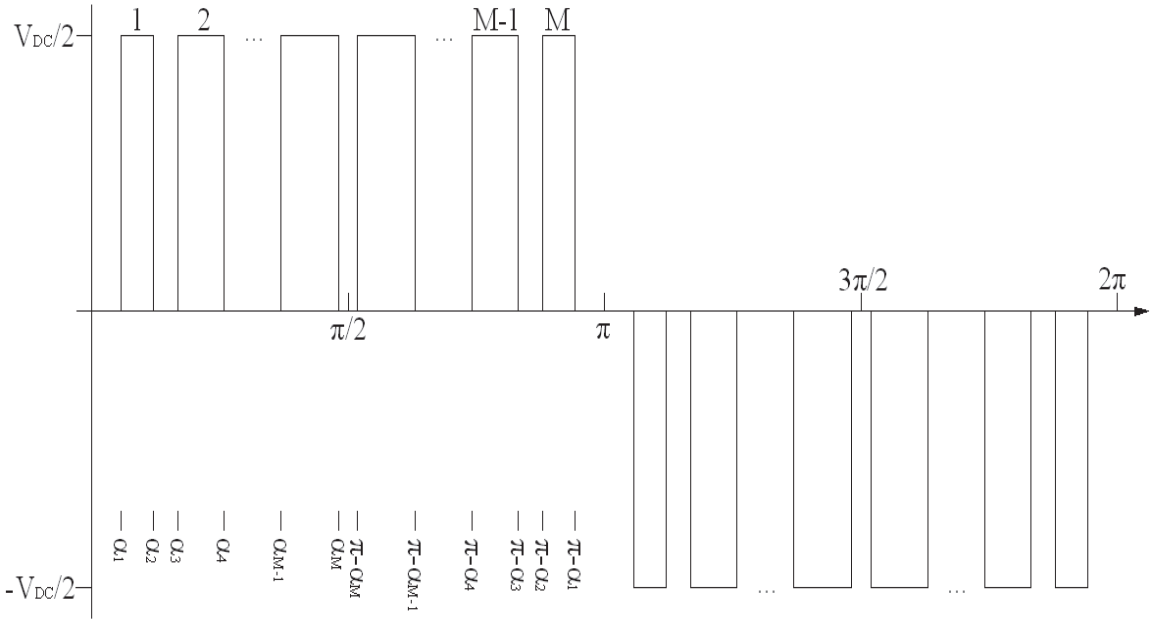

Figura 4.8 – Forma de onda de saída de um VSC de 3 níveis

A metodologia para obtenção do valor dos ângulos é exatamente a mesma apresentada na seção 4.1.1. Apenas as equações dos coeficientes da série de Fourier (4.10)-(4.12), o conjunto de equações a ser resolvido (4.13), e a Matriz Jacobiana (4.14) devem ser adequadas à forma de onda apresentada na Figura 4.8. Dessa vez, a última coluna da Matriz Jacobiana será positiva para M par e negativa para M impar.

$$a_n = \frac{4}{n_i \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^{M} (-1)^{k+1} \cdot \cos(n_i \cdot \alpha_k) \quad \forall\, n_i\ \acute{\imath}mpar \tag{4.10}$$

$$a_n = 0 \ \ \forall\, n_i\ par \tag{4.11}$$

$$b_n = 0 \ \ \forall\, n_i \tag{4.12}$$

$$\vec{f} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \cdots + (-1)^{M+1} \cdot \cos(\alpha_M) \\ \cos(n_2 \cdot \alpha_1) - \cos(n_2 \cdot \alpha_2) + \cdots + (-1)^{M+1} \cdot \cos(n_2 \cdot \alpha_M) \\ \vdots \\ \cos(n_i \cdot \alpha_1) - \cos(n_i \cdot \alpha_2) + \cdots + (-1)^{M+1} \cdot \cos(n_i \cdot \alpha_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} M_i \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \tag{4.13}$$

$$\left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \vec{\alpha}}\right] = \begin{bmatrix} -n_1 \cdot \sin(n_1 \cdot \alpha_1) & n_1 \cdot \sin(n_1 \cdot \alpha_2) & \dots & \pm n_1 \cdot \sin(n_1 \cdot \alpha_M) \\ -n_2 \cdot \sin(n_2 \cdot \alpha_1) & n_2 \cdot \sin(n_2 \cdot \alpha_2) & \dots & \pm n_2 \cdot \sin(n_2 \cdot \alpha_M) \\ \vdots & \vdots & & \vdots \\ -n_M \cdot \sin(n_M \cdot \alpha_1) & n_M \cdot \sin(n_M \cdot \alpha_2) & \dots & \pm n_M \cdot \sin(n_M \cdot \alpha_M) \end{bmatrix} \tag{4.14}$$

A exemplo do mostrado para o conversor de 2 níveis, a Figura 4.9 indica os resultados dos ângulos de comutação obtidos para 3 pulsos e eliminando os

harmônicos de ordem 5 e 7. A Figura 4.10 mostra os resultados para 5 pulsos e eliminação dos harmônicos de ordem 5, 7, 11 e 13. A Figura 4.11 mostra os resultados para 7 pulsos e eliminação dos harmônicos de ordem 5, 7, 11, 13, 17 e 19. E, por fim, a Figura 4.12 mostra os resultados para 9 pulsos e eliminação dos harmônicos de ordem 5, 7, 11, 13, 17, 19, 23 e 25.

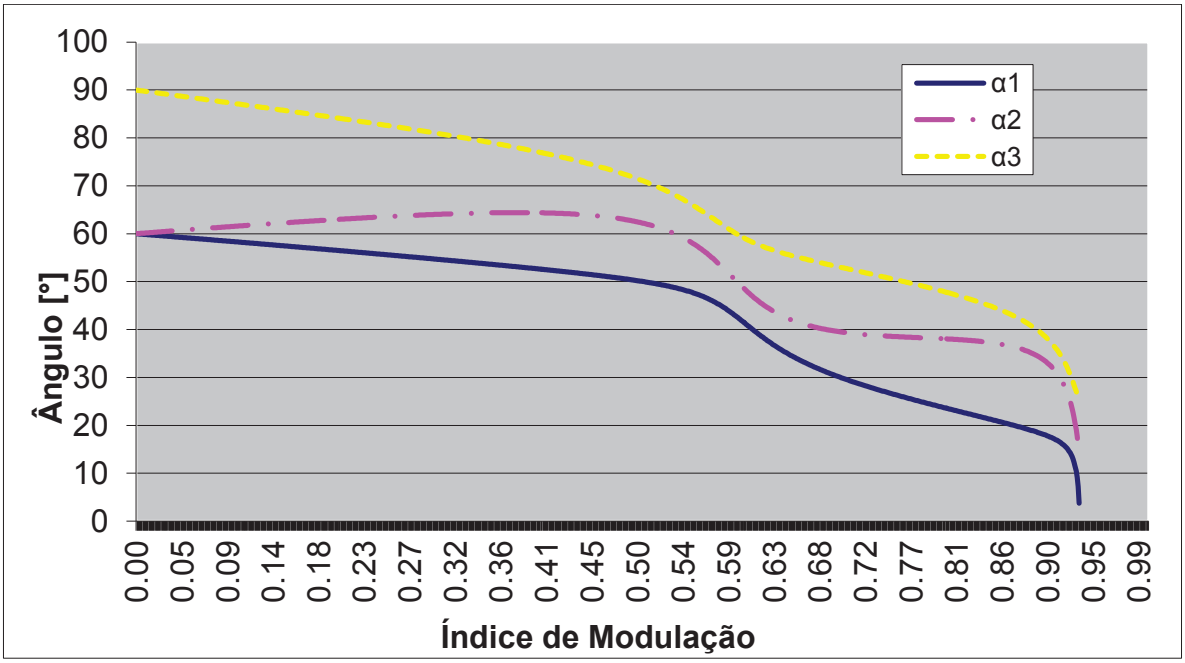

Figura 4.9 – VSC 3 níveis: Ângulos calculados para M=3

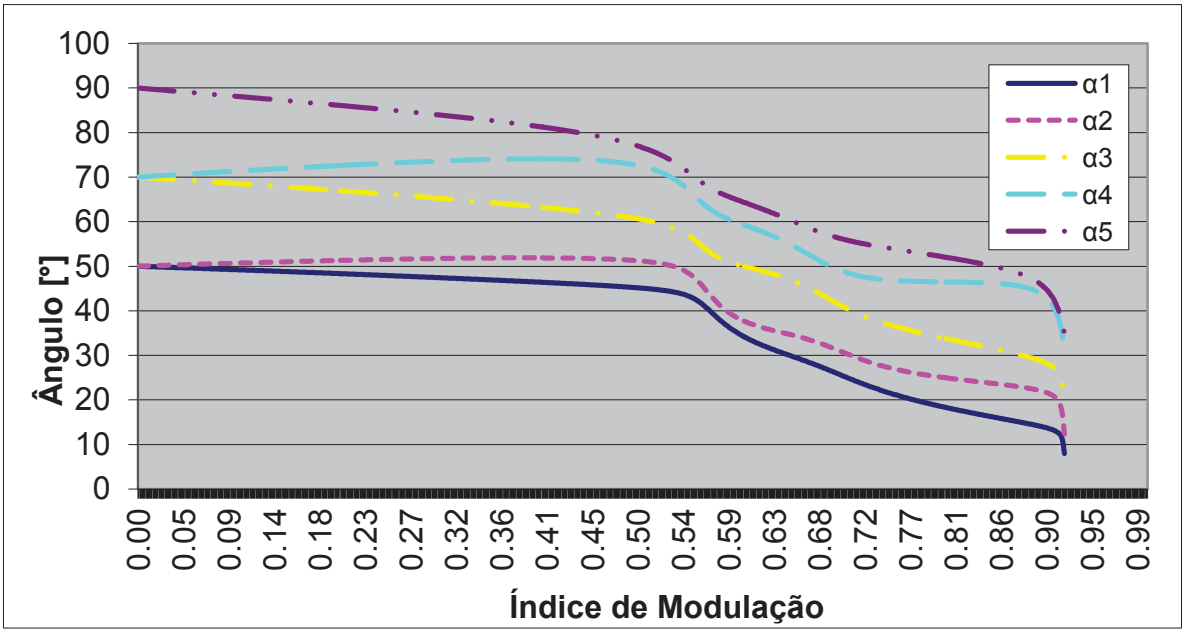

Figura 4.10 – VSC 3 níveis: Ângulos calculados para M=5

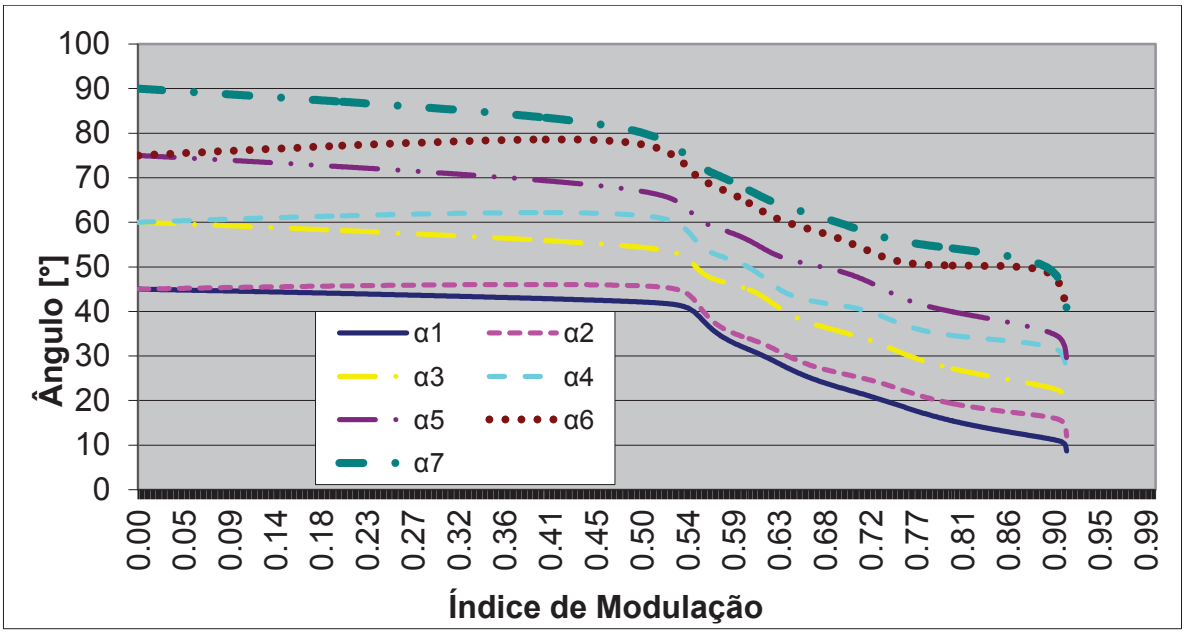

Figura 4.11 – VSC 3 níveis: Ângulos calculados para M=7

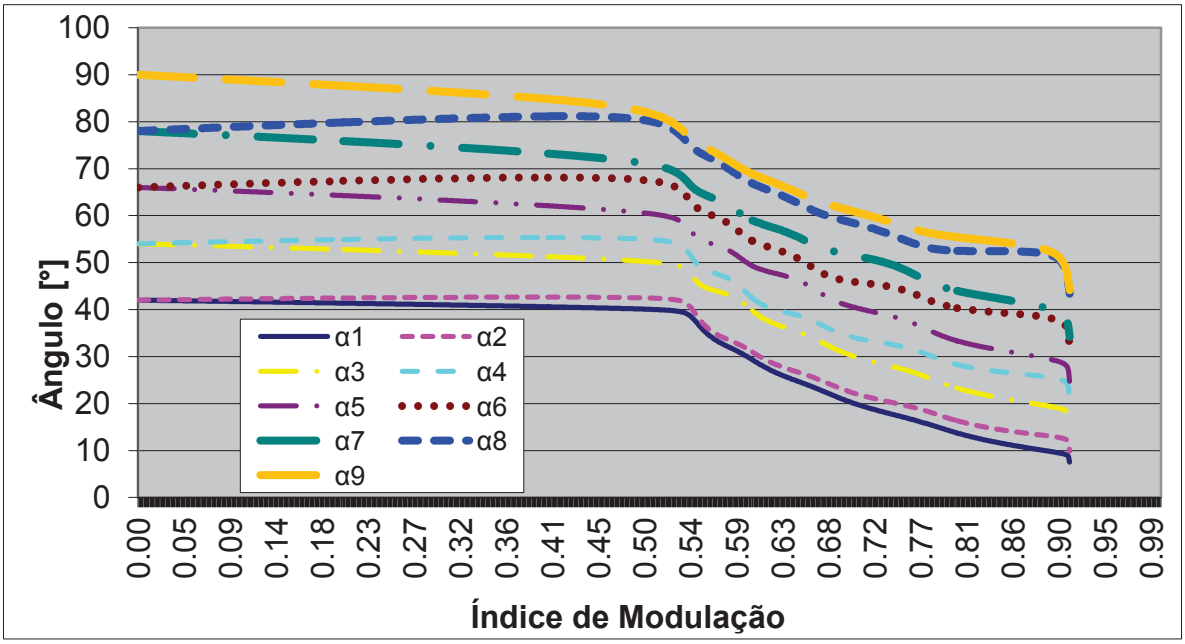

Figura 4.12 – VSC 3 níveis: Ângulos calculados para M=9

4.1.3 Cálculo dos ângulos para o TUPF

O cálculo dos ângulos para o SHE PWM eliminando os harmônicos citados na Tabela 4.1 segue exatamente a mesma metodologia abordada nas seções 4.1.1 e 4.1.2 para conversores de dois e três níveis, respectivamente. Os ângulos

resultantes para conversores de dois níveis estão indicados na Figura 4.13 enquanto que a Figura 4.14 indica os valores encontrados para conversores três níveis.

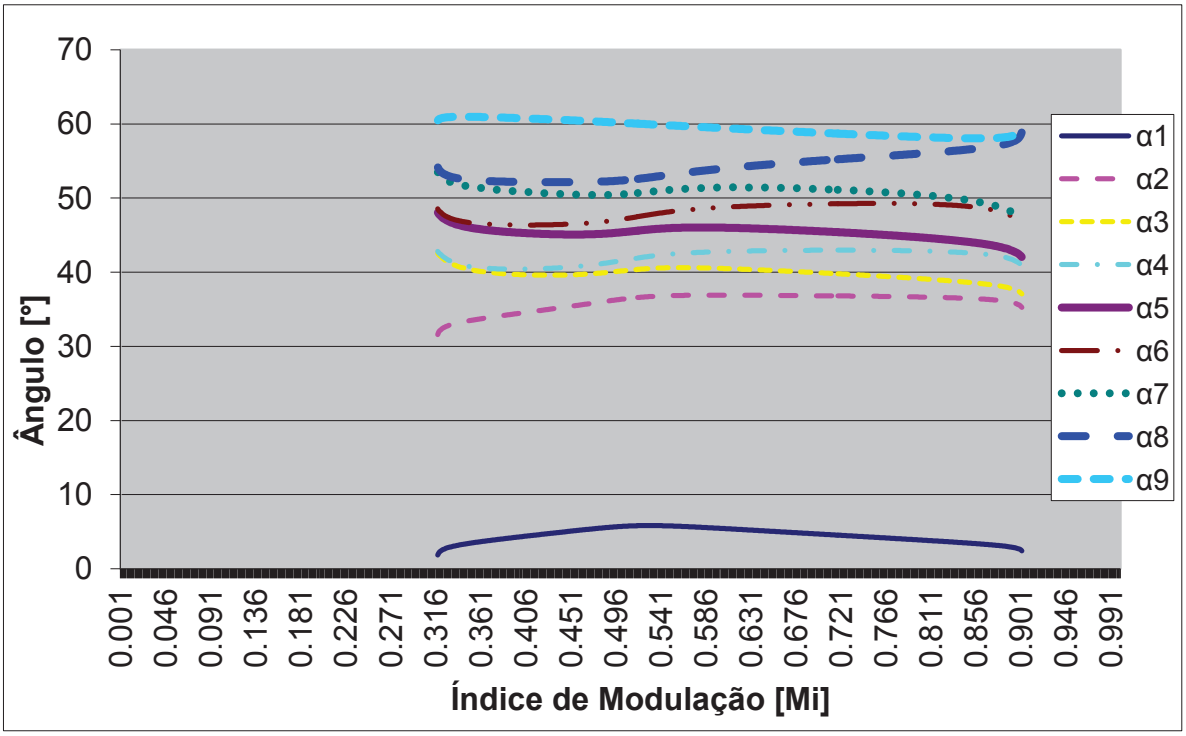

Figura 4.13 – Ângulos para retificador TUPF 2 níveis

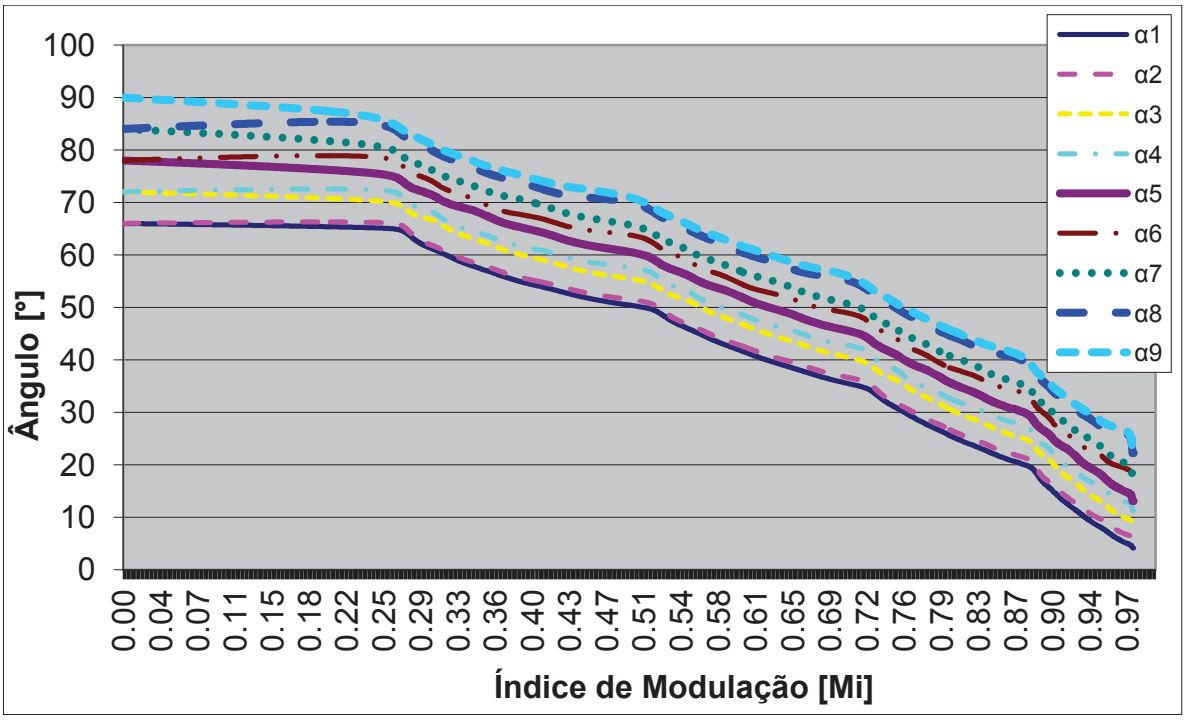

Figura 4.14 – Ângulos para retificador TUPF 3 níveis

Esses resultados mostram uma maior limitação no conversor de dois níveis, uma vez que o menor índice de modulação encontrado até o momento foi de 0,318 e o maior índice de modulação 0,902. Para o conversor de três níveis, por outro lado, não foi encontrada limitação mínima para o índice de modulação e o índice de modulação máximo calculado foi de 0,979, o que representa um ganho de quase 8% no aproveitamento do barramento CC em relação aos PWM convencionais onde o índice de modulação máximo é 0,907.

4.1.4 Redução das tabelas através do coeficiente de correlação

Após a obtenção dos ângulos para conversores de dois níveis (seção 4.1.1), três níveis (seção 4.1.2) e TUPF (seção 4.1.3), a quantidade de pontos a serem armazenados numa tabela pode vir a ser muito grande dependendo do valor de M, do intervalo de índices de modulação de interesse e do passo a ser adotado entre cada valor índice de modulação. Uma rápida observação da Figura 4.12, por exemplo, já indica que uma aproximação das curvas por vários segmentos de reta permitindo que a *look up table* faça a interpolação entre as duas extremidades de cada um desses segmentos resulta numa redução substancial da quantidade de dados a serem armazenados no programa do conversor.

Com o intuito de obter um método para realização dessa aproximação que seja universal e não apenas intuitivo (ou o já tradicional “tentativa e erro”), uma ferramenta estatística que se apresenta muito promissora para a tarefa é o coeficiente de correlação (ou coeficiente de Pearson), o qual é uma medida da correlação linear entre duas variáveis (no nosso caso M_i e α) dando como resultado um valor entre +1 e -1, inclusive. Para o caso de uma amostragem, esse coeficiente pode ser calculado por (4.15)-(4.17), [45].

$$r = \frac{\sum_{a=1}^{n}\left(M_{i_a} - \overline{M_i}\right) \cdot (\alpha_a - \bar{\alpha})}{\sqrt{\sum_{a=1}^{n}\left(M_{i_a} - \overline{M_i}\right)^2} \cdot \sqrt{\sum_{a=1}^{n}(\alpha_a - \bar{\alpha})^2}} \tag{4.15}$$

$$\overline{M_i} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{a=1}^{n} M_{i_a} \tag{4.16}$$

$$\bar{\alpha} = \frac{1}{n} \cdot \sum_{a=1}^{n} \alpha_a \tag{4.17}$$

Conforme ilustrado na Figura 4.15, r=1 significa correlação total positiva, r=0 significa ausência de correlação linear e r=-1 significa correlação total negativa. Com base nessas informações, um algoritmo no MATLAB foi desenvolvido no qual:

a) São inseridos todos os pontos das curvas de ângulos em função do índice de modulação;
b) É escolhido o valor absoluto de r que se deseja encontrar para cada segmento de reta;
c) Os dados de cada curva de ângulos são avaliados com o auxílio das equações (4.15)-(4.17) começando pelo menor índice de modulação até o máximo;
d) Sempre que o módulo do coeficiente de correlação encontrado em qualquer uma das curvas se torna inferior ao valor de referência em b), o ponto anterior (M_i, α) é armazenado e inicia-se uma nova avaliação começando pelo ponto seguinte;
e) Ao final são apresentados apenas os pontos que aproximam as curvas por segmentos de reta de acordo com a precisão desejada (definida pelo coeficiente de Pearson de referência).

Esse procedimento foi realizado para todos os dados obtidos nas seções 4.1.1 e 4.1.2. A Tabela 4.2 indica os valores adotados no cálculo dos ângulos, bem como os critérios para redução dos dados a serem armazenados. Também estão descritos a quantidade de valores das tabelas antes e a após a aplicação do método estatístico proposto. Pode ser verificado que houve uma redução muito significativa da quantidade de dados a serem armazenados, mesmo para um coeficiente de correlação muito próximo do valor unitário (uma aproximação muito boa de uma reta).

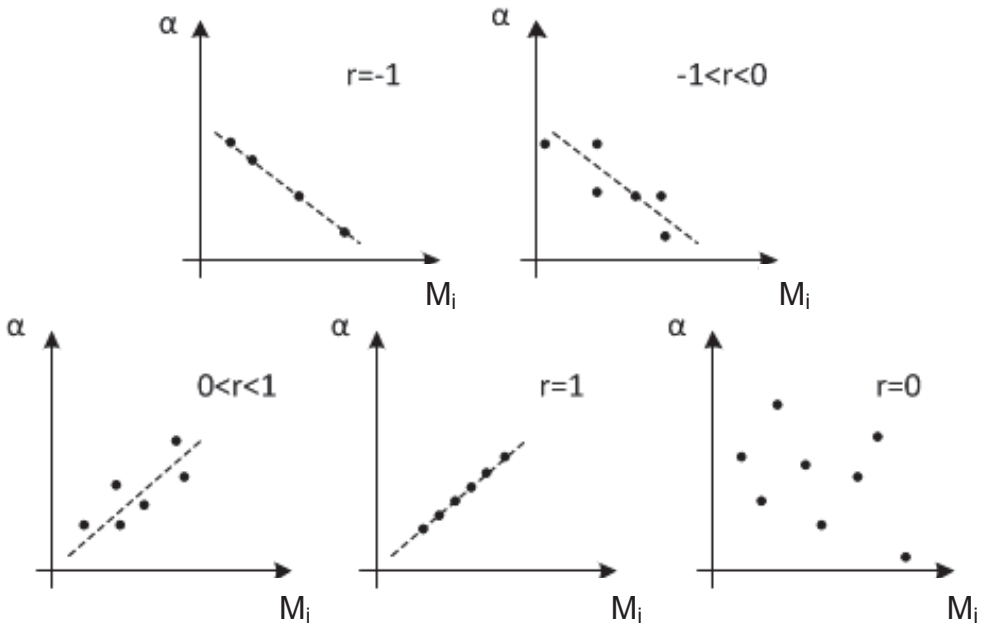

Figura 4.15 – Exemplos de diagramas com diferentes coeficientes de correlação

Tabela 4.2 – Redução das tabelas com o coeficiente de correlação

VSC	M	Índice de Modulação			*r*	Tamanho da Tabela	
		Inicial	Passo	Máximo		Calculado	Reduzido
2 níveis	3	0.001	0.001	0,933	0,9999	4x933	4x34
	5	0.001	0.001	0,919	0,9999	6x919	6x32
	7	0.001	0.001	0,914	0,9999	8x914	8x29
	9	0.001	0.001	0,911	0,9999	10x911	10x40
3 níveis	3	0.001	0.001	0,932	0,9999	4x932	4x53
	5	0.001	0.001	0,918	0,9999	6x918	6x61
	7	0.001	0.001	0,913	0,9998	8x913	8x55
	9	0.001	0.001	0,911	0,9999	10x911	10x68

A tabela de ângulos calculados para o TUPF também é reduzida através do uso do coeficiente de correlação, com resultados expressivos na redução de dados armazenados conforme indica a Tabela 4.3. Nesse ponto específico, o TUPF de dois níveis apresentou vantagens quanto à capacidade de redução do armazenamento de dados.

Tabela 4.3 – Redução de dados armazenados para retificador TUPF

TUPF	Índice de Modulação			*r*	Tamanho da Tabela	
	Inicial	Passo	Máximo		Calculado	Reduzido
2 níveis	0,318	0,001	0,902	0,9999	10x585	10x48
3 níveis	0,001	0,001	0,979	0,9998	10x979	10x182

Se a redução da tabela de ângulos, por um lado, reduz o espaço em memória para armazenamento dos dados, por outro aumenta o tempo de processamento uma vez que se tornam necessárias as operações de interpolação entre ângulos adjacentes. Em aplicações de alta potência, os processadores tem custo reduzido em relação ao *hardware* dos conversores e, portanto, são, em geral, capazes de lidar com o processamento adicional oriundo dessa redução de tabela.

4.1.5 Implementação do modulador

A alternativa de implementação do modulador SHE PWM utilizado nas simulações desse trabalho foi a mesma apresentada em [46], onde os ângulos de comutação armazenados numa *look-up table* são selecionados de acordo com o índice de modulação e depois comparados, seus valores positivos e negativos, com uma onda triangular de amplitude 90º que é mantida em fase com a tensão fundamental de referência desejada. A Figura 4.16 indica o esquema de funcionamento desse modulador, enquanto que a Figura 4.17 e a Figura 4.18 indicam a forma de obtenção dos pulsos de disparo das chaves através dessa comparação para conversores de dois e três níveis, respectivamente.

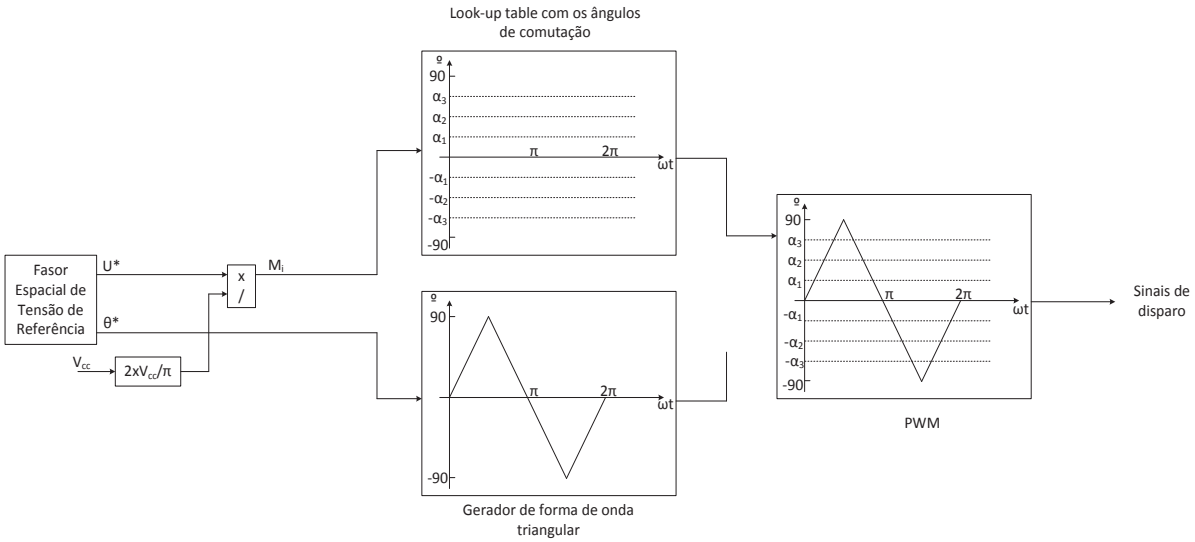

Figura 4.16 – Esquema de implementação do modulador SHE PWM

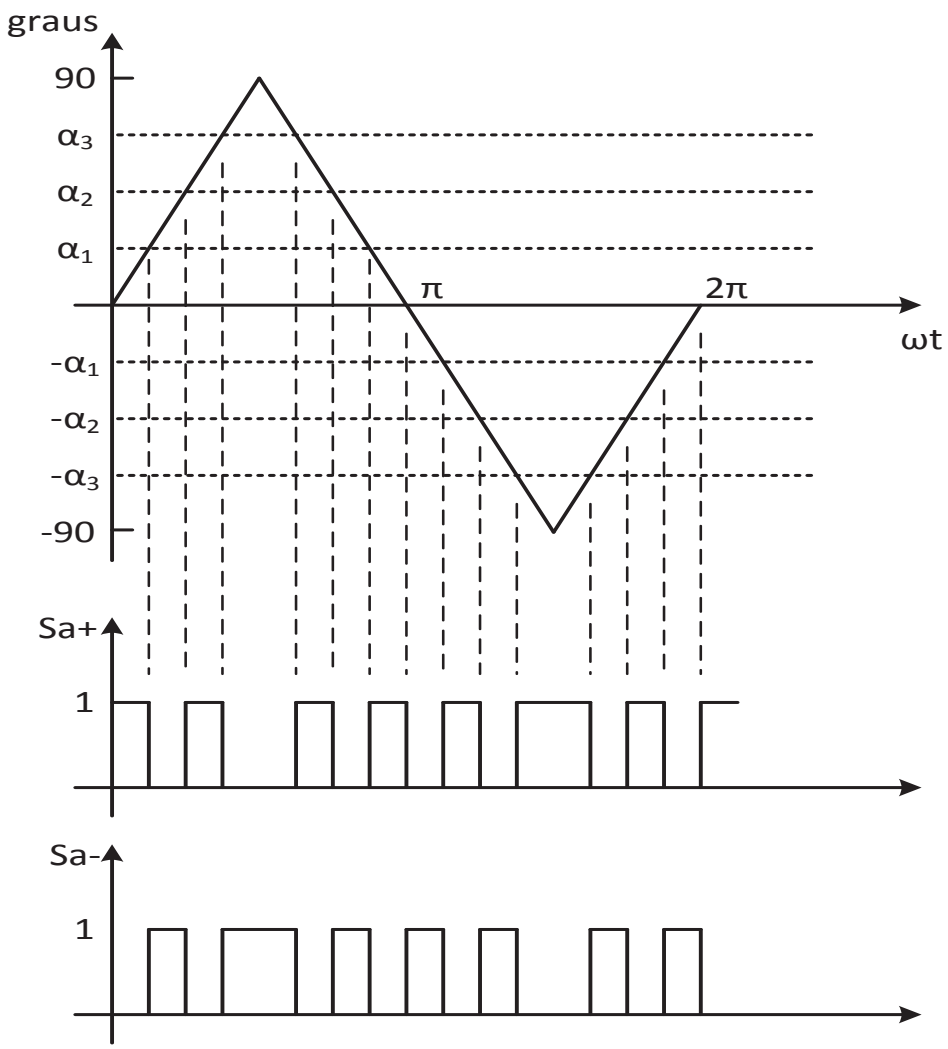

Figura 4.17 – Obtenção dos sinais de comando das chaves de um VSC 2 níveis

Utilizando a ferramenta Simulink do MATLAB, o modulador SHE PWM 2 níveis foi testado para um índice de modulação de 0,8 e M=3, M=5, M=7 e M=9. As tensões de linha (para um barramento CC normalizado em 1 pu) bem como o seu espectro harmônico estão indicadas na Figura 4.19, Figura 4.20, Figura 4.21 e Figura 4.22, respectivamente. O mesmo procedimento foi repetido para o modulador de três níveis e indicado na Figura 4.23, Figura 4.24, Figura 4.25 e Figura 4.26. Em todos os casos o modulador entregou uma forma de onda com a eliminação de harmônicos desejada.

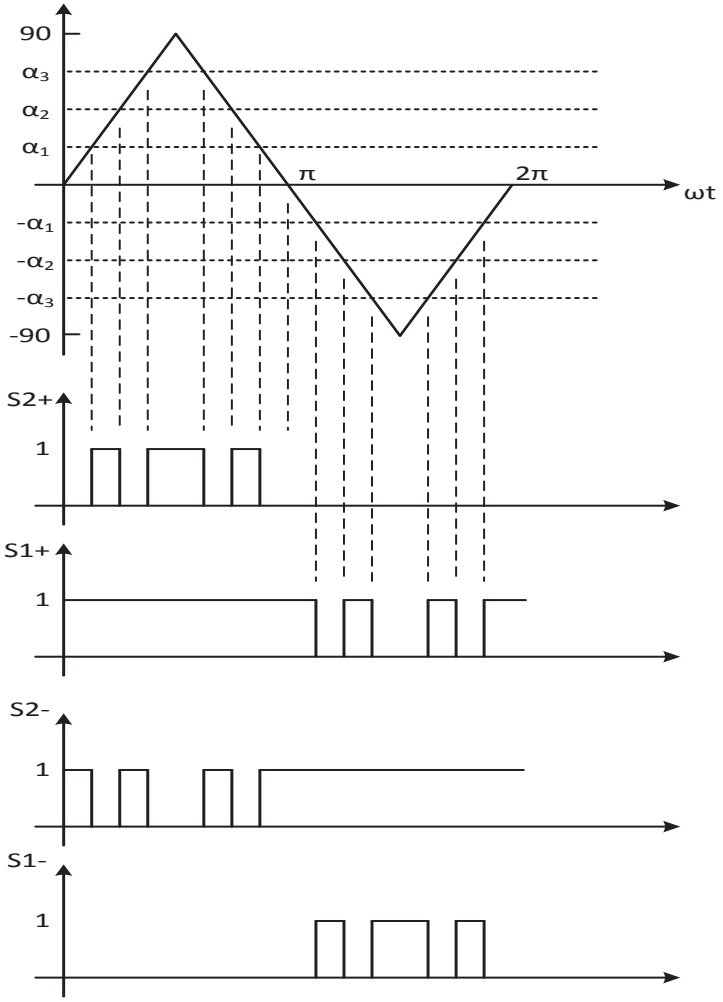

Figura 4.18 – Obtenção dos sinais de comando das chaves de um VSC 3 níveis

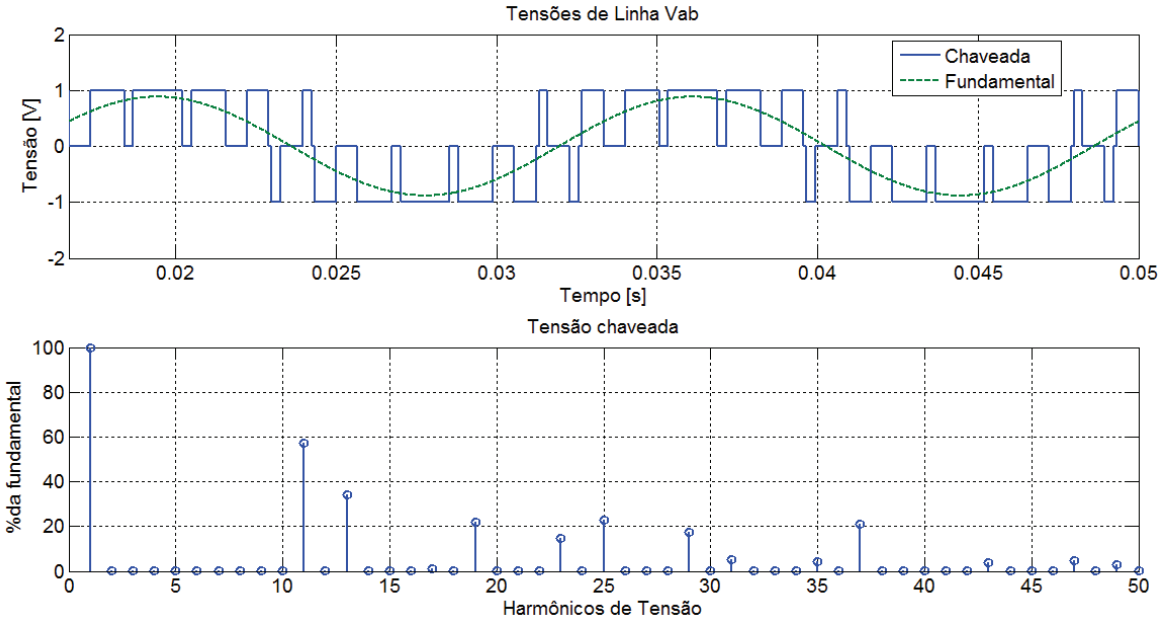

Figura 4.19 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 2 níveis e M=3

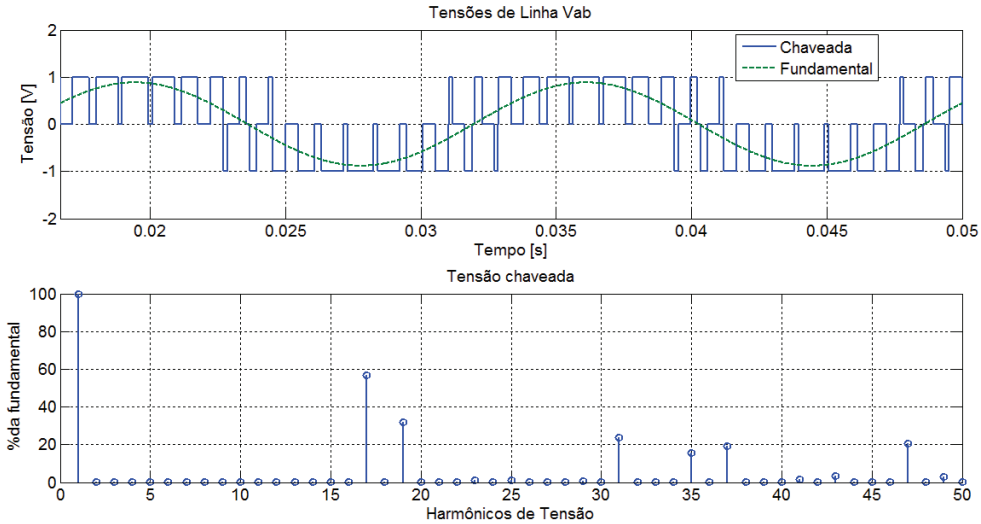

Figura 4.20 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 2 níveis e M=5

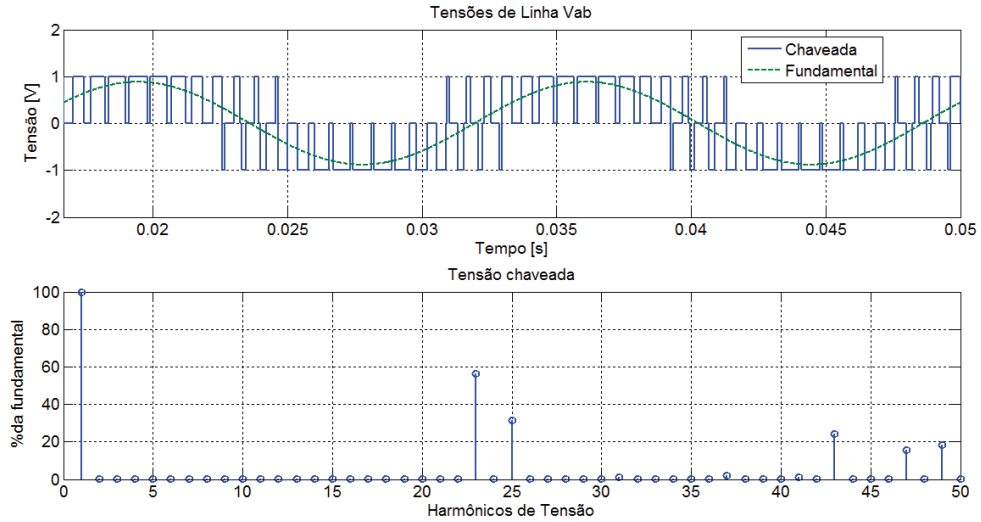

Figura 4.21 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 2 níveis e M=7

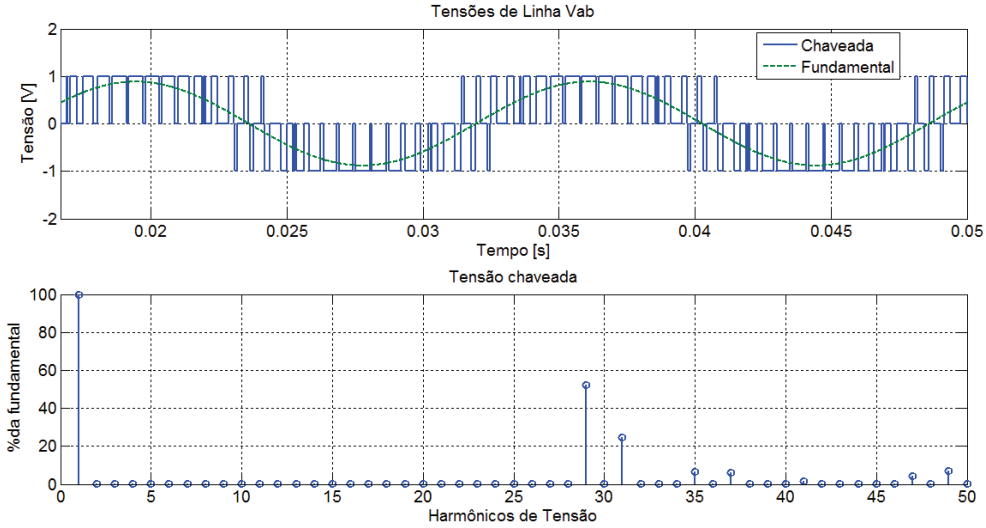

Figura 4.22 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 2 níveis e M=9

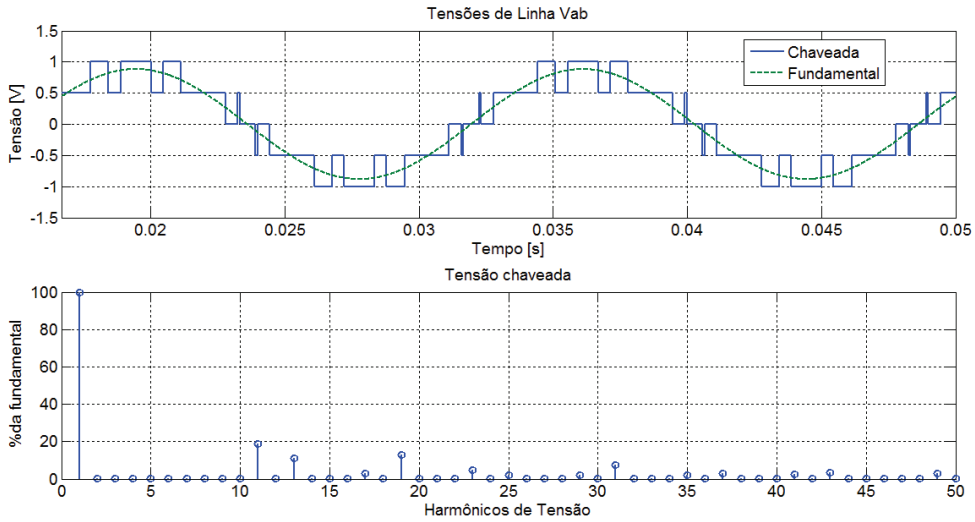

Figura 4.23 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 3 níveis e M=3

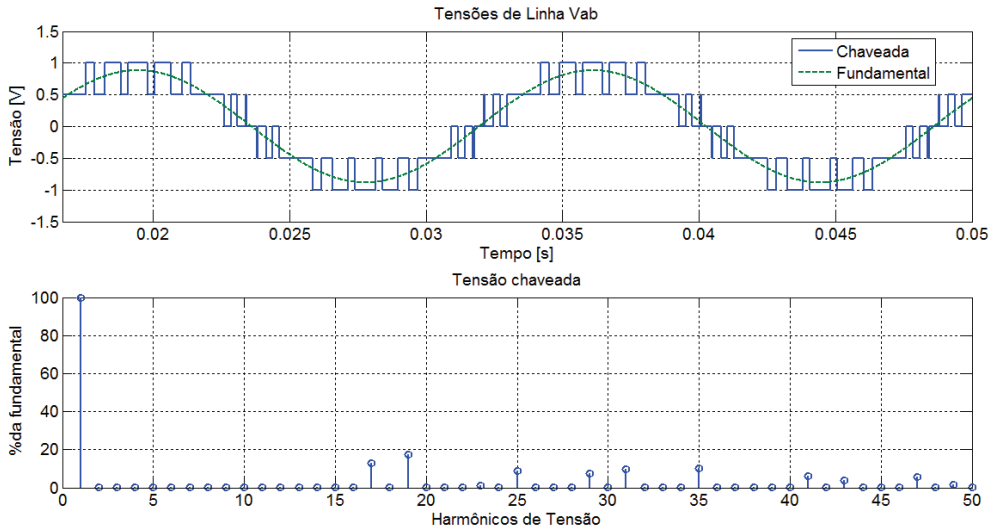

Figura 4.24 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 3 níveis e M=5

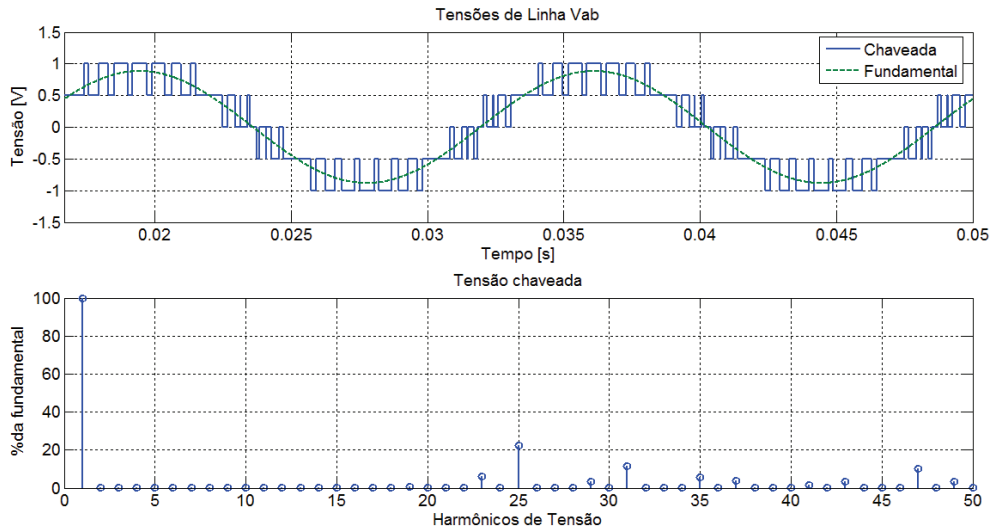

Figura 4.25 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 3 níveis e M=7

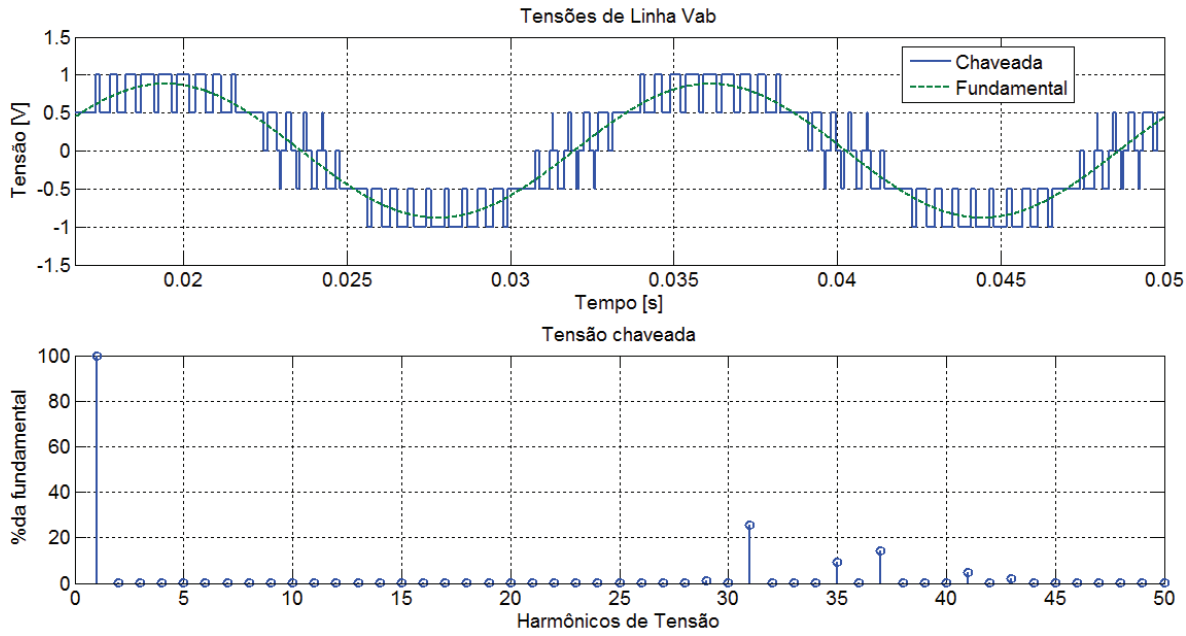

Figura 4.26 – Sinal de saída do modulador SHE PWM para VSC 3 níveis e M=9

Para o modulador SHE PWM 2 níveis com M=9, a Tabela 4.4 e a Figura 4.27 indicam a sequência de vetores espaciais de um ciclo da fundamental, de acordo com a nomenclatura adotada na Figura 3.24. Pode-se notar que o SHE PWM não se limita a usar os vetores adjacentes ao de referência, mas também vetores de outros setores do hexágono. Isso, contudo, sempre respeitando a regra de comutação de apenas uma chave por mudança de vetor de saída. Também pode-se notar que em cada setor estão presentes os dois estados zeros.

Tabela 4.4 – Sequência de vetores espaciais para SHE PWM 2 níveis

Setor	Sequência de Vetores p/ M_i = 0,8																			
R=1	V1	V2	V1	**V6**	V1	V2	V1	**V0**	V1	V2	V1	V2	**V7**	V2	V1	V2	**V3**	V2	V1	V2
R=2	V2	V3	V2	**V1**	V2	V3	V2	**V7**	V2	V3	V2	V3	**V0**	V3	V2	V3	**V4**	V3	V2	V3
R=3	V3	V4	V3	**V2**	V3	V4	V3	**V0**	V3	V4	V3	V4	**V7**	V4	V3	V4	**V5**	V4	V3	V4
R=4	V4	V5	V4	**V3**	V4	V5	V4	**V7**	V4	V5	V4	V5	**V0**	V5	V4	V5	**V6**	V5	V4	V5
R=5	V5	V6	V5	**V4**	V5	V6	V5	**V0**	V5	V6	V5	V6	**V7**	V6	V5	V6	**V1**	V6	V5	V6
R=6	V6	V1	V6	**V5**	V6	V1	V6	**V7**	V6	V1	V6	V1	**V0**	V1	V6	V1	**V2**	V1	V6	V1

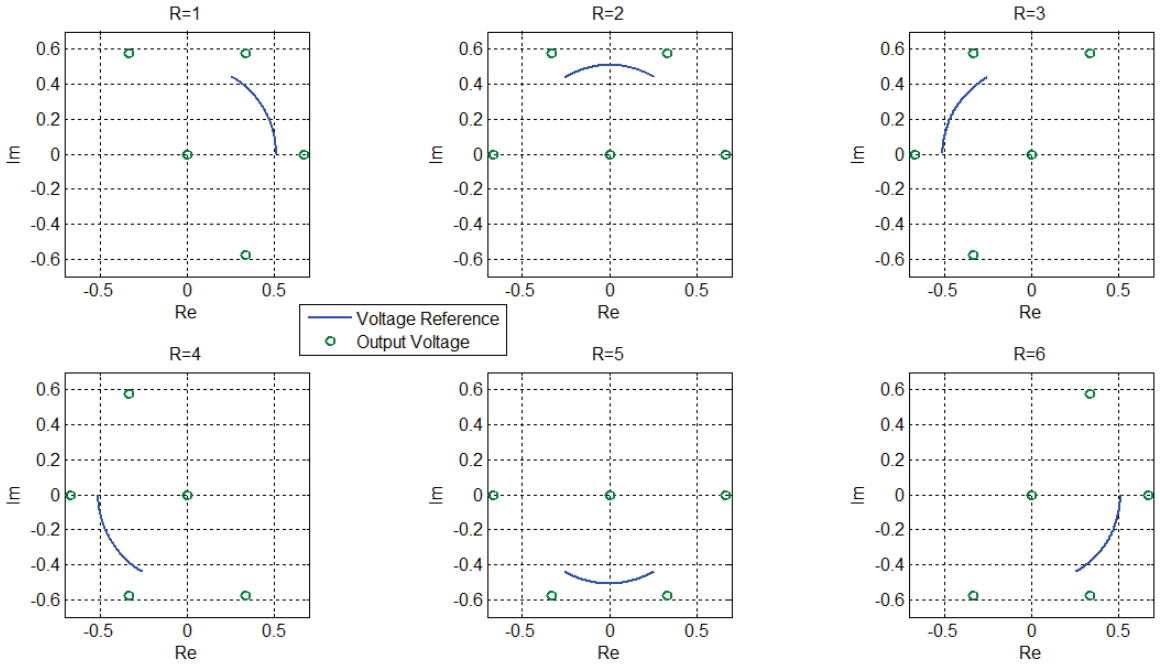

Figura 4.27 – Sequência de vetores para o modulador SHE PWM 2 níveis e M_i=0,8

As frequências de chaveamento equivalentes do conversor e das chaves semicondutores estão indicadas na Tabela 4.5 tanto para os conversores de dois níveis quanto para os conversores de três níveis com uma frequência fundamental (f_1) de 60Hz. Para o caso de conversores de dois níveis e de três níveis a frequência de (f_s) chaveamento pode ser calculada por (4.18) e (4.19), respectivamente. No primeiro, a frequência de chaveamento de cada dispositivo semicondutor será a mesma de f_s, já no segundo ela corresponderá a metade da frequência de chaveamento equivalente do sinal de saída.

Tabela 4.5 – Frequências de chaveamento de conversores utilizando SHE PWM

Tipo de VSC	M	Frequência de Chaveamento [Hz]	
		Equivalente	Chaves
2 níveis	3	420	420
	5	660	660
	7	900	900
	9	1140	1140
3 níveis NPC (chaves externas)	3	360	180
	5	600	300
	7	840	420
	9	1080	540

$$f_{s2L} = (2 \cdot M + 1) \cdot f_1 \tag{4.18}$$

$$f_{s3L} = 2 \cdot M \cdot f_1 \tag{4.19}$$

4.1.6 Resultados experimentais em malha aberta para o TUPF

Para provar o conceito do TUPF, um experimento utilizando conversores VSC de dois níveis foi montado em laboratório de acordo com o esquema da Figura 4.28 e a foto da Figura 4.29.

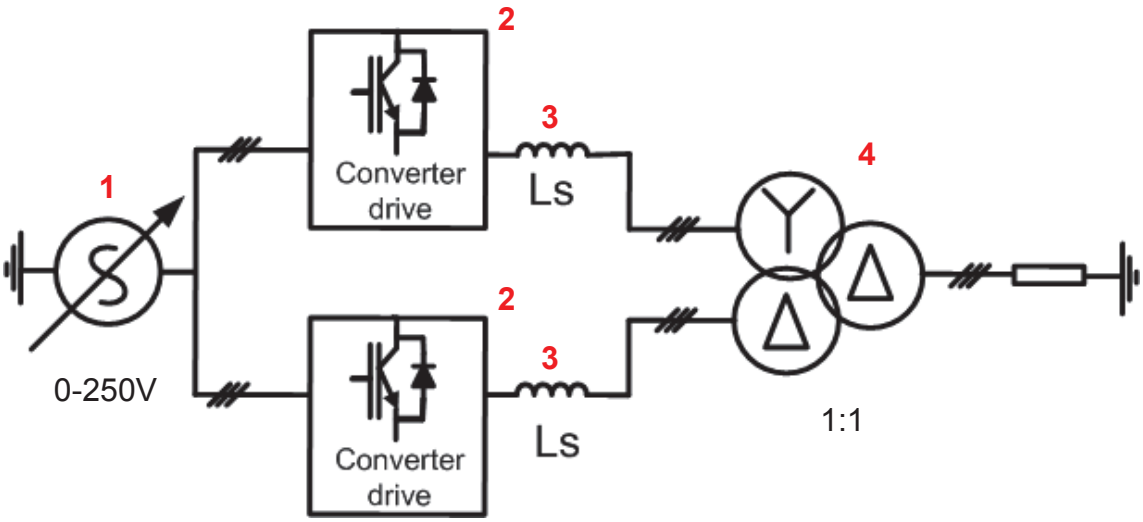

Figura 4.28 – Esquema do experimento utilizando conversores dois níveis

Nesse experimento, dois conversores trifásicos (2) modelo SEMISTACK SKS 46F B6U + E1CIF + B6CI 17 V06 da Semikron® cujo esquema se encontra na Figura 4.30 tiveram sua ponte retificadora de entrada alimentada através de um variador de tensão (1) e suas saídas ligadas através de reatores (3) a um transformador de três enrolamentos (4). Por fim, o enrolamento primário desse transformador foi ligado a uma carga RL.

O hardware utilizado para implementar o SHE PWM e gerar os pulsos de comando para os IGBTs foi o Arduino Due®, que é uma placa micro controladora baseada numa CPU Atmel SAM3X8E ARM Cortex-M3®. Os ângulos de disparo foram mantidos fixos no micro controlador para um índice de modulação de aproximadamente 0,84 enquanto que o valor da tensão e, consecutivamente da corrente, era controlado através da variação da tensão entregue aos conversores.

As tensões de saída dos dois conversores foram adequadamente defasas entre si de 30º de forma a poder replicar satisfatoriamente a condição de operação normal do retificador TUPF, na qual o transformador é alimentado em seu primário pela rede elétrica e defasa, através de uma ligação delta-estrela, a tensão de um dos enrolamentos secundários pelos mesmos 30º.

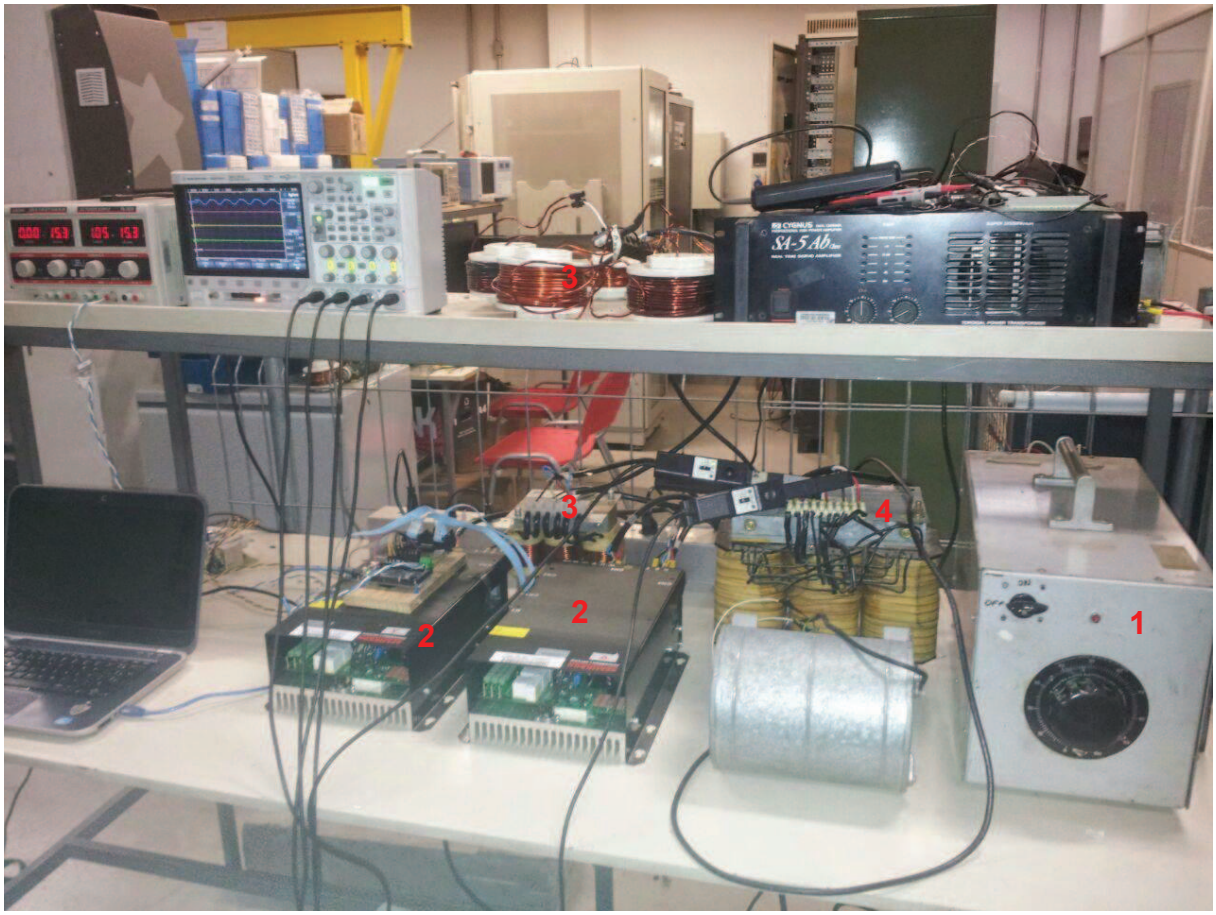

Figura 4.29 – Foto da montagem do experimento utilizando conversores dois níveis

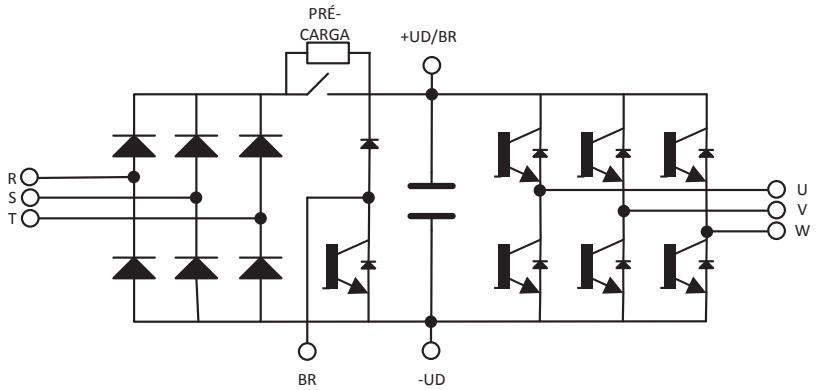

Figura 4.30 – Esquema do SEMISTACK SKS 46F B6U + E1CIF + B6CI 17 V06

A Figura 4.31 mostra a forma de onda da tensão de fase de um conversor, a forma de onda de sua tensão de linha e o seu espectro harmônico. A Figura 4.32 mostra novamente a tensão de linha, a corrente chaveada pelos dois conversores com seus respectivos harmônicos e a corrente resultante na carga. Por fim, a Figura 4.33 mostra as mesmas formas de onda, mas agora com os harmônicos da corrente na carga.

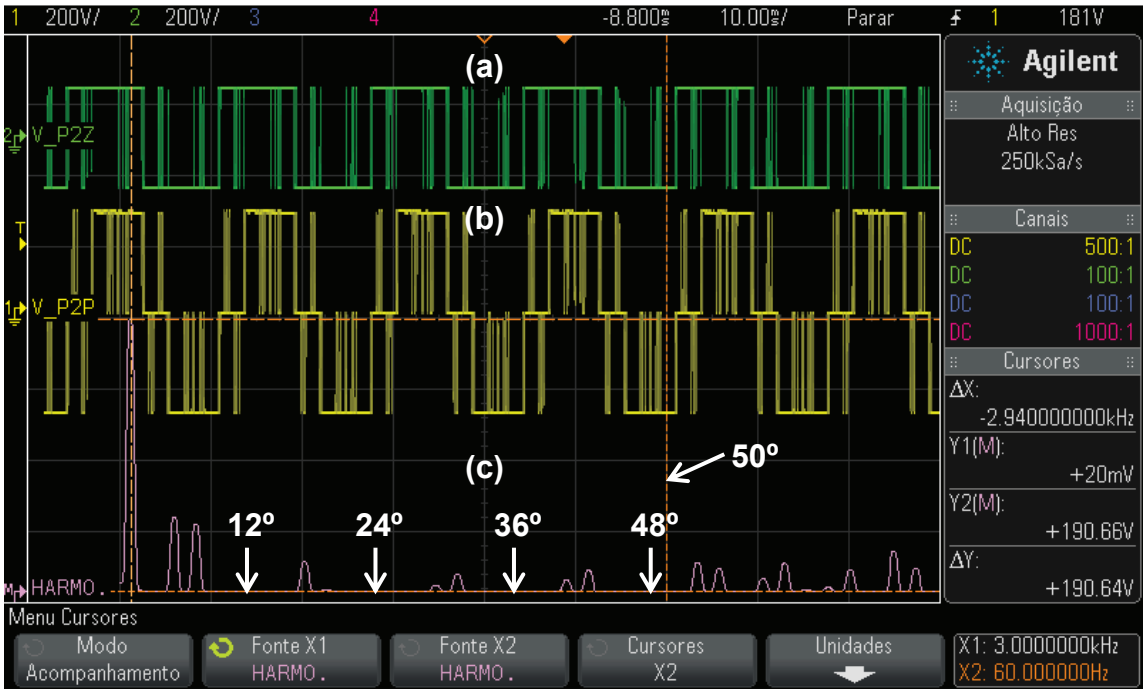

Figura 4.31 – Tensões de fase (a), linha (b) e harmônicos (c) do conversor

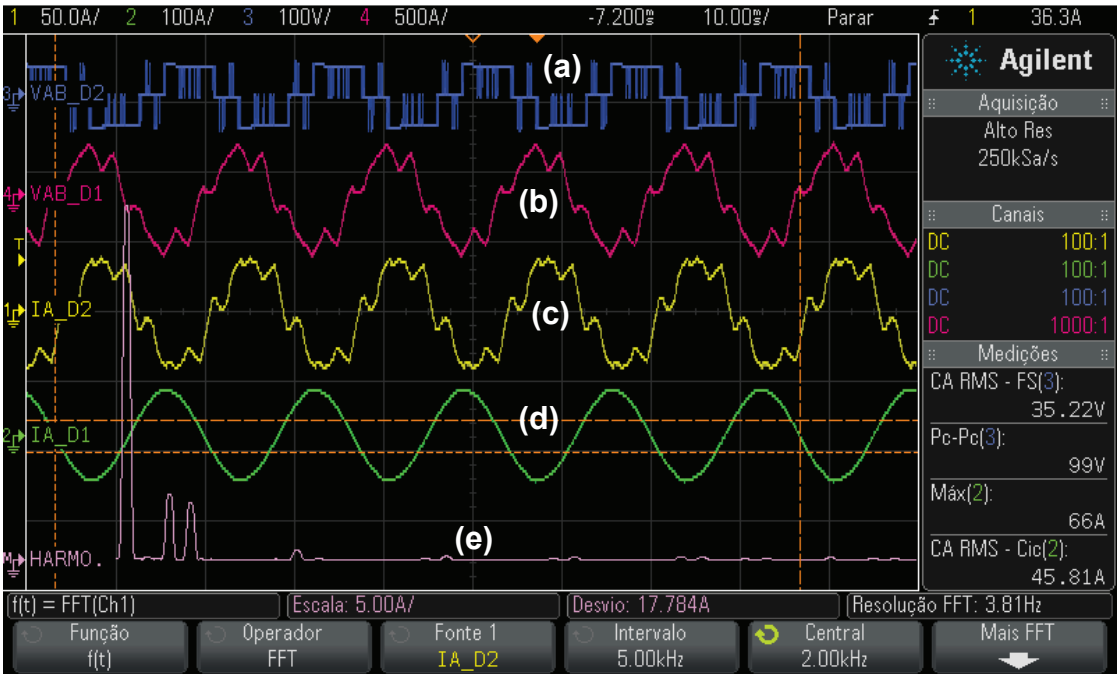

Figura 4.32 – Tensão de linha (a), correntes no secundários delta (b), estrela (c) e no primário (d) e espectro harmônico da corrente em um os secundários (e)

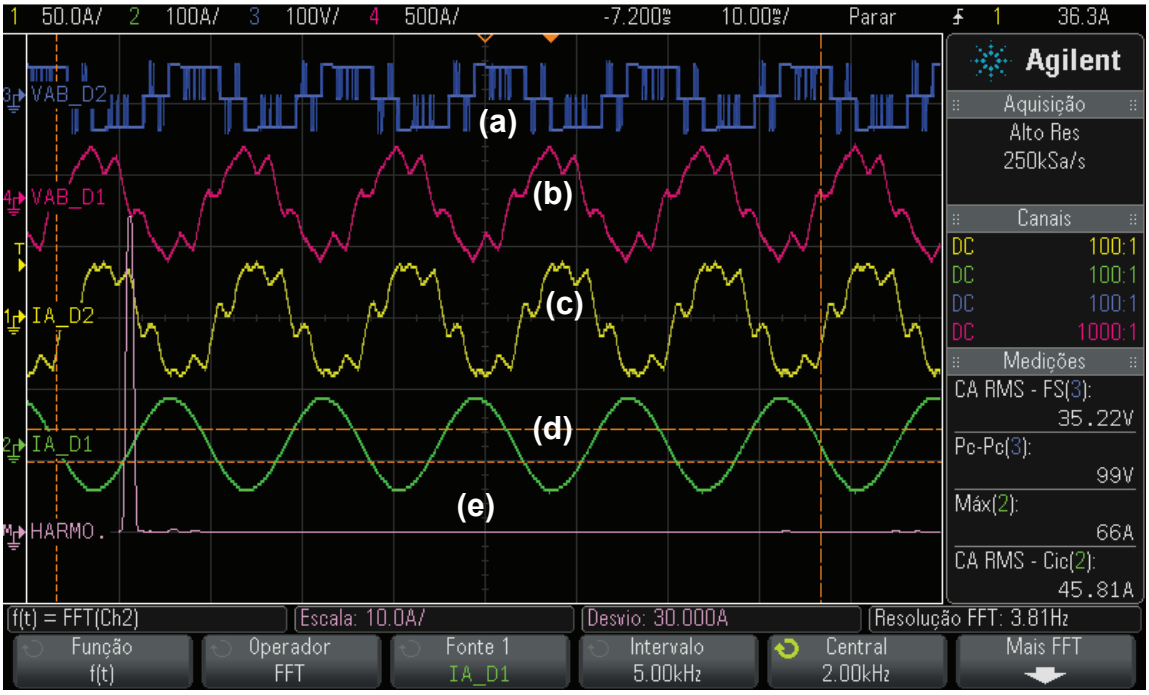

Figura 4.33 – Tensão de linha (a), correntes no secundários delta (b), estrela (c) e no primário (d) e espectro harmônico da corrente no primário (e)

Esses resultados mostraram a correta eliminação de harmônicos desejados na tensão do conversor e, consecutivamente, em sua corrente. As correntes com conteúdo harmônico razoável, em especial de 5ª e 7ª ordem, ao serem refletidas e somadas no primário produzem a eliminação de harmônicos esperada no transformador dando como resultado uma corrente livre de harmônicos até a quinquagésima ordem para todos os efeitos práticos.

Uma desvantagem já indicada nesse experimento foi a necessidade de indutores de valores razoáveis (da ordem de alguns mH) entre o conversor e o transformador para limitar a amplitude das correntes harmônicas de quinta e sétima ordem nos conversores, uma vez que esses são os únicos elementos limitadores dessas correntes harmônicas (tensões na rede ou força contra eletromotriz numa carga são praticamente senoidais de primeira ordem).

4.2 Controle de Corrente e o SHE PWM

Aplicações com retificadores AFE (do inglês *Active Front End*) ou mesmo com máquinas elétricas, em processos que requeiram alta dinâmica de controle, necessitam da realização de um controle rápido da corrente. Nesse tipo de

aplicação, as grandezas elétricas são em geral convertidas através do uso das transformadas de Park para o sistema de coordenadas de eixos d e q rotativos com o valor do ângulo ε(t) e da velocidade angular escolhidos cuidadosamente para um determinado propósito [35]. A Figura 4.34 representa esse sistema de conversão de coordenadas que pode ser obtido através do uso de (4.20)-(4.21).

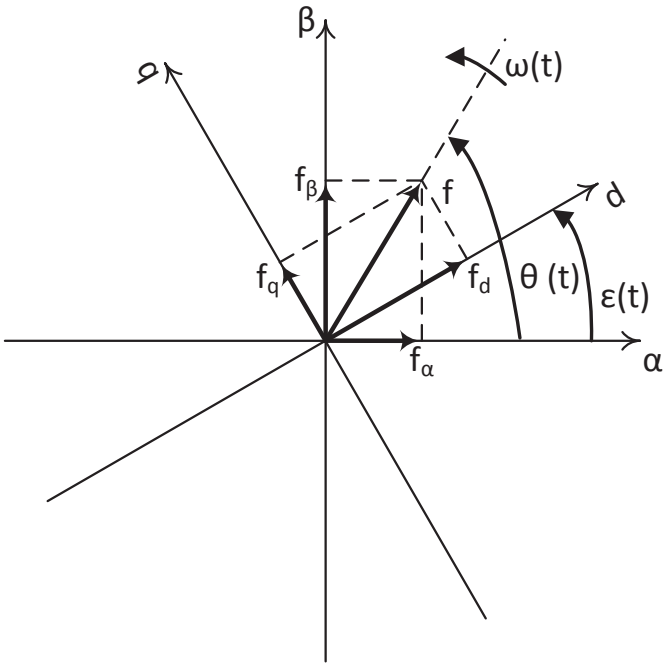

Figura 4.34 – Sistemas de coordenadas αβ e dq

$$\vec{f}(t) = f_a(t) + f_b(t) \cdot e^{j \cdot \frac{2 \cdot \pi}{3}} + f_c(t) \cdot e^{j \cdot \frac{4 \cdot \pi}{3}} = f_\alpha(t) + j \cdot f_\beta(t) \tag{4.20}$$

$$f_d(t) + j \cdot f_q(t) = \vec{f}(t) \cdot e^{-j \cdot \varepsilon(t)} \tag{4.21}$$

Nesse sistema de coordenadas as potências ativa (P) e reativa (Q) podem ser calculadas através de (4.22) e (4.23), respectivamente.

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot \left[v_d(t) \cdot i_d(t) + v_q(t) \cdot i_q(t) \right] \tag{4.22}$$

$$Q(t) = \frac{3}{2} \cdot \left[-v_d(t) \cdot i_q(t) + v_q(t) \cdot i_d(t) \right] \tag{4.23}$$

Em sistemas de retificadores PWM, o ângulo ε(t) é escolhido como o ângulo do fasor espacial da tensão da rede (θ(t)), alinhando o eixo direto com o mesmo

fasor. Como resultado é obtida uma tensão de eixo em quadratura (v_q) igual a zero e uma tensão de eixo direto (v_d) igual a tensão do sistema. Então as equações de potência são reduzidas para (4.24)-(4.25).

$$P(t) = \frac{3}{2} \cdot v_d(t) \cdot i_d(t) \tag{4.24}$$

$$Q(t) = -\frac{3}{2} \cdot v_d(t) \cdot i_q(t) \tag{4.25}$$

Essa escolha permite o controle individual das potências ativa e reativa através do controle das correntes de eixo direto (i_d) e quadratura (i_q), respectivamente. Outra vantagem do uso desse sistema de coordenadas está no fato de que todas as grandezas podem ser tratadas e controladas como grandezas contínuas, uma vez que o eixo de coordenadas está girando na mesma velocidade angular que a rede elétrica.

O ângulo do fasor espacial da rede é estimado e fornecido por um PLL (do inglês *Phase-Locked Loop*). Em todas as simulações desse trabalho, foi adotado o DDSRF-PLL (do inglês *Decoupled Double Synchronous Reference Frame PLL*) apresentado em [47], o qual faz uso de dois eixos de coordenadas dq, um em sequência positiva e outro em sequência negativa, proporcionando a capacidade de detectar o ângulo do fasor de sequência positiva em redes com elevado grau de desbalanço e distorção de tensão. As equações que dominam o controle de corrente em coordenadas dq estão indicados em (4.26) e (4.27), as quais dão como resultado o diagrama de blocos da Figura 4.35. Nesse diagrama estão inclusos o desacoplamento das realimentações internas da resistência (R) do indutor, o desacoplamento dos eixos, o desacoplamento da perturbação externa de tensão, a realimentação negativa de corrente e o *feed forward* das variações na referência de corrente. As tensões de eixo direto e quadratura sintetizadas pelo conversor são representadas por U_d e U_q, respectivamente.

$$L \cdot \frac{di_d}{dt} = U_d + L \cdot \omega_0 \cdot i_q - R \cdot i_d - V_d \tag{4.26}$$

$$L \cdot \frac{di_q}{dt} = U_q - L \cdot \omega_0 \cdot i_d - R \cdot i_q - V_q \tag{4.27}$$

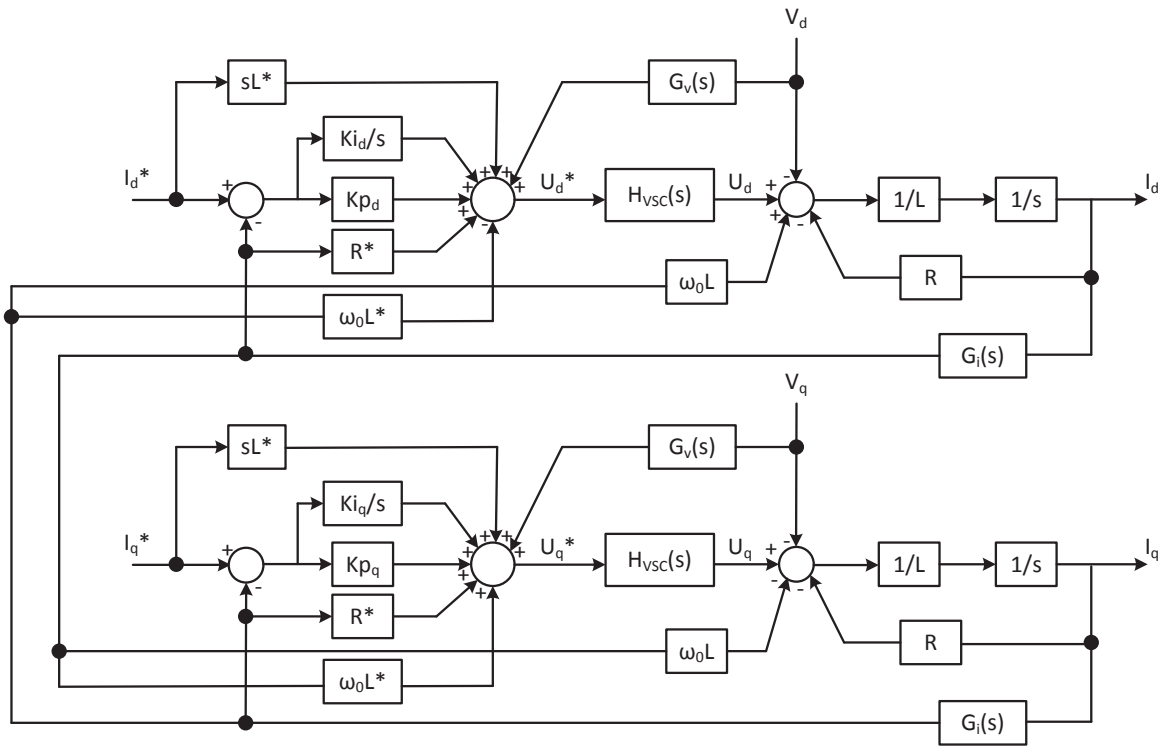

Figura 4.35 – Diagrama de blocos do controle de corrente em coordenadas dq

O método de sintonia dos reguladores PI adotado para esse trabalho é o da curva de rigidez dinâmica do processo. Esse método foi apresentado em [48] no contexto do controle de movimento em acionamentos com máquinas de indução, mas também é perfeitamente aplicável a conversores em interface com a rede elétrica conforme mostrado em [49] no contexto de um sistema de UPS, onde a curva indica quão robusto é o controle de corrente frente às variações da tensão na rede. A curva aproximada de rigidez dinâmica para o sistema em estudo está representada na Figura 4.36, a qual corresponde ao modelo matemático expresso por (4.28) onde K_i é o ganho integral, K_p o ganho proporcional e L a indutância de filtro entre o conversor e a rede elétrica.

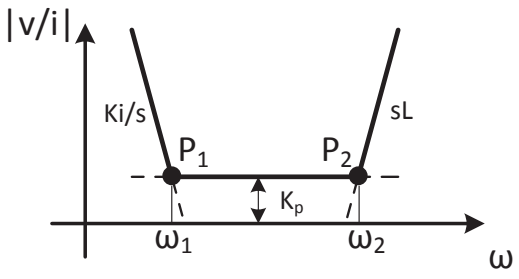

Figura 4.36 – Curva aproximada de rigidez dinâmica

$$\frac{V(s)}{I(s)} = s \cdot L + K_p + \frac{K_i}{s} \tag{4.28}$$

As frequências dos pólos (ω_1 e ω_2) da curva da Figura 4.36 devem ser ajustadas de forma a manter uma distância razoável entre si e também uma distância razoável entre a frequência ω_2 e a frequência de corte da função de transferência equivalente do conversor. Uma regra prática para o estabelecimento dessas distâncias é manter uma relação de 10 vezes entre as frequências de interesse. Respeitados esses limites, a curva de rigidez dinâmica indica que as perturbações de baixa frequência ficam a cargo da parte integral do controlador, as perturbações no range intermediário de frequência são tratadas pelo ganho proporcional e as perturbações de alta frequência são atenuadas pelo valor da indutância do filtro. Nos pontos P_1 e P_2 de interseção entre as retas que compõem a curva aproximada são válidas as relações expressas por (4.29) e (4.30), respectivamente. De onde vem o grau de liberdade para escolha de ω_1 e ω_2 e, consecutivamente, K_p e K_i.

$$K_p \sim \frac{K_i}{\omega_1} \tag{4.29}$$

$$K_p \sim \omega_2 \cdot L \tag{4.30}$$

Não só nesse método de ajuste, mas também em outros métodos diversos apresentados na literatura faz-se então necessário conhecer a função de transferência da tensão sintetizada na saída para a tensão de referência na entrada do conversor. Em conversores com os métodos de PWM convencionais (baseado em portadora ou implementação digital direta) é costume aproximar essa função de transferência por uma função de primeira ordem com frequência de corte na frequência de chaveamento equivalente do sinal de saída. Contudo, para o SHE PWM esse tipo de aproximação não é tão evidente uma vez que o PWM é calculado para eliminar determinados tipos de harmônicos e a frequência de chaveamento é apenas uma consequência dessa escolha e da frequência fundamental desejada (para maiores detalhes ver seção 4.1).

Outro fator que deve ser considerado é que o SHE PWM é um método baseado no cálculo de ângulos de comutação para uma forma de onda fundamental de regime permanente. É preciso também verificar o impacto de variações na referência mais rápidas do que um ciclo da fundamental, resultando na junção de pontos de diferentes sequências de chaveamento num mesmo ciclo e interferindo diretamente na eliminação de harmônicos desejada. Esse processo é inerente ao controle dinâmico de máquinas [50], [51] ou de retificadores PWM [52], [53] e indica, novamente, que uma simples aproximação da função de transferência pela frequência de chaveamento do conversor torna-se insuficiente para aplicações que empregam o modulador SHE PWM.

Na sequência dessa seção, métodos de simulação e análise são propostos para obter uma boa aproximação da função de transferência do conversor e permitir um correto projeto do conversor e do controle de corrente. Esse último deve ser rápido o bastante para permitir a aplicação do modulador SHE PWM em conversores de alta potência e aplicações de alta dinâmica sem impactar de tal forma a eliminação de harmônicos que inviabilize a aplicação devido a problemas de qualidade de energia.

4.2.1 Capacidade instantânea de segmento do vetor de tensão

Com a intenção de avaliar a capacidade de resposta transiente do modulador, foi introduzida uma variação em degrau de amplitude 0,5 pu (de 0.45 para 0.9 pu) no índice de modulação de referência na entrada do modulador da Figura 4.16 no tempo de 20.8ms, correspondente a um ciclo e um quarto da onda fundamental de 60Hz. A avaliação dos resultados foi feita através da comparação entre a integral no tempo da referência senoidal u* e a integral no tempo do fasor de tensão chaveada u_k (4.31)-(4.32).

$$\int \vec{u}_k(t) \cdot dt = \int \vec{u}^*(t) \cdot dt \tag{4.31}$$

$$\int \vec{u} \cdot dt = \int \overrightarrow{u_\alpha} \cdot dt + j \cdot \int \overrightarrow{u_\beta} \cdot dt \tag{4.32}$$

A verificação da equação (4.31), chamada em [50] de lei fundamental da modulação por largura de pulso, tem por objetivo verificar se a componente

fundamental do vetor de corrente do retificador PWM é a exatamente a mesma como se um amplificador linear $u_k(t)=u^*(t)$ estivesse sendo utilizado.

Os resultados obtidos estão representados para conversores de dois níveis (três níveis) na Figura 4.37 (Figura 4.40) em termos da integral de V_β em função da integral de V_α, na Figura 4.38 (Figura 4.41) para a integral de V_α em função do tempo e na Figura 4.39 (Figura 4.42) para a integral de V_β em função do tempo para números de cortes (pulsos) de 5, 7 e 9. Pode-se verificar que em todos os casos o modulador foi capaz de rastrear quase que instantaneamente a variação no vetor de tensão de referência sem praticamente nenhuma variação no erro de trajetória.

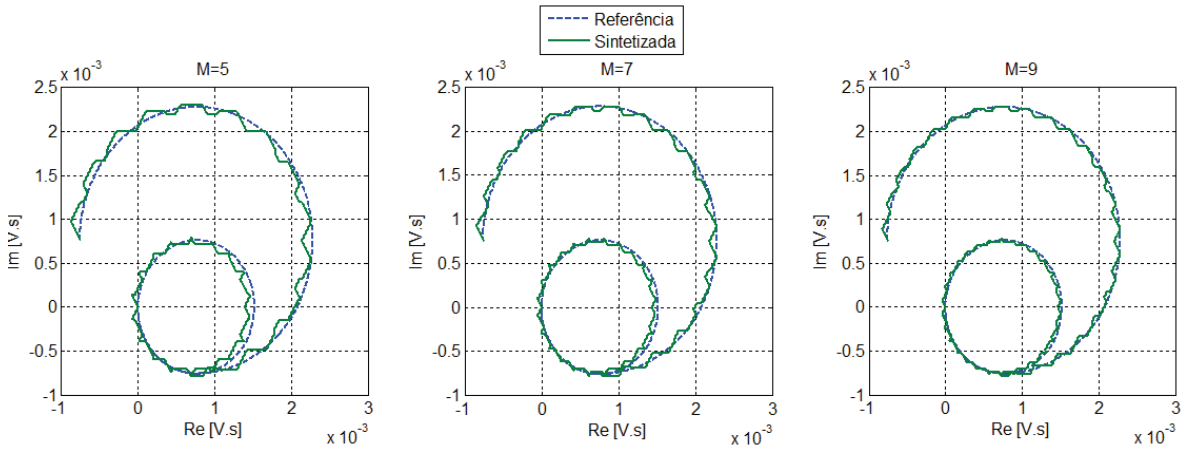

Figura 4.37 – VSC 2 níveis: Integral do vetor de tensões

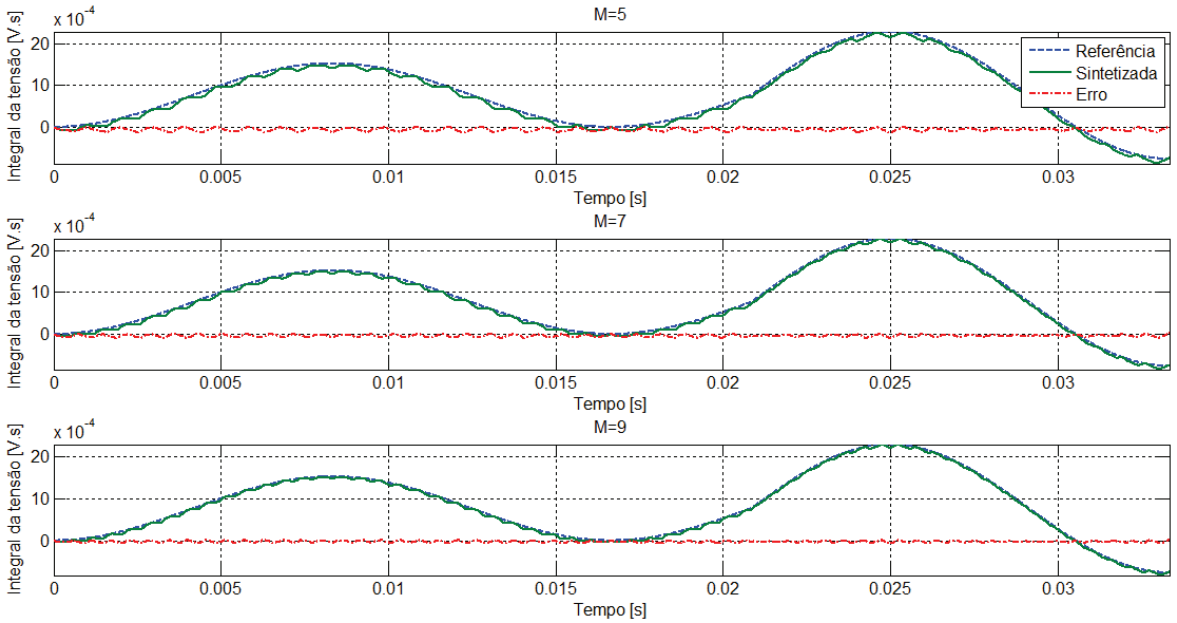

Figura 4.38 – VSC 2 níveis: Integral da componente alfa em função do tempo

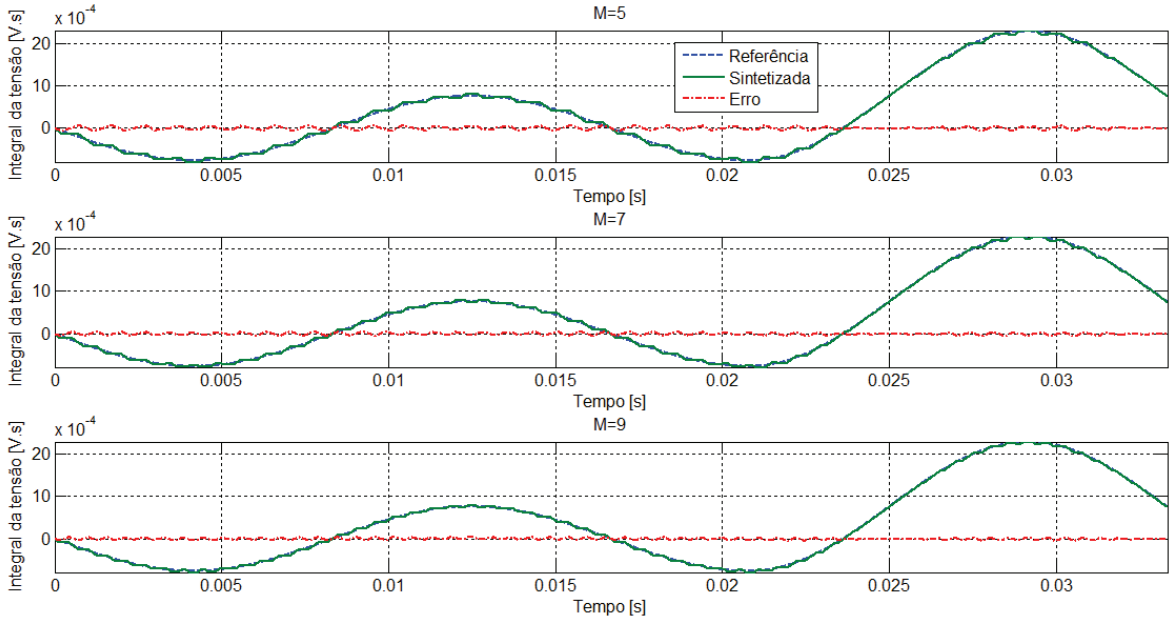

Figura 4.39 – VSC 2 níveis: Integral da componente beta em função do tempo

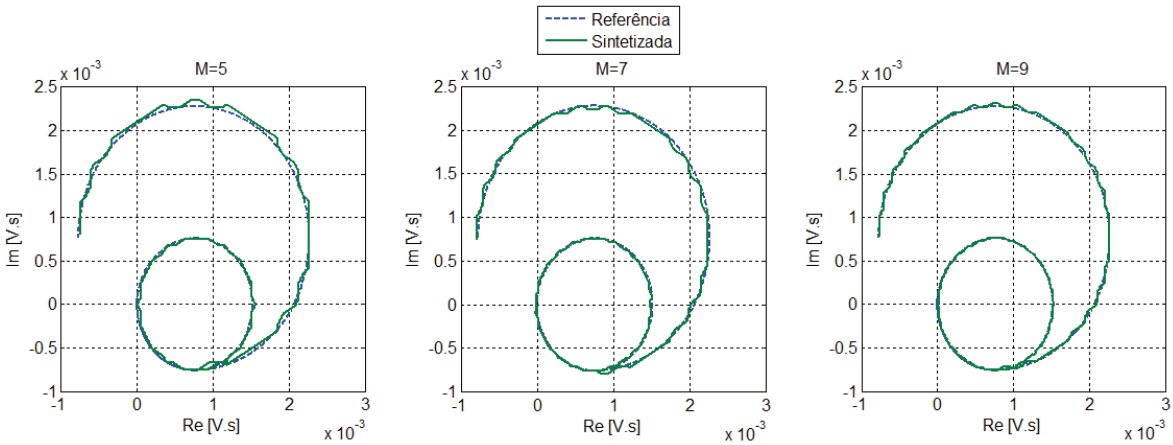

Figura 4.40 – VSC 3 níveis: Integral do vetor de tensões

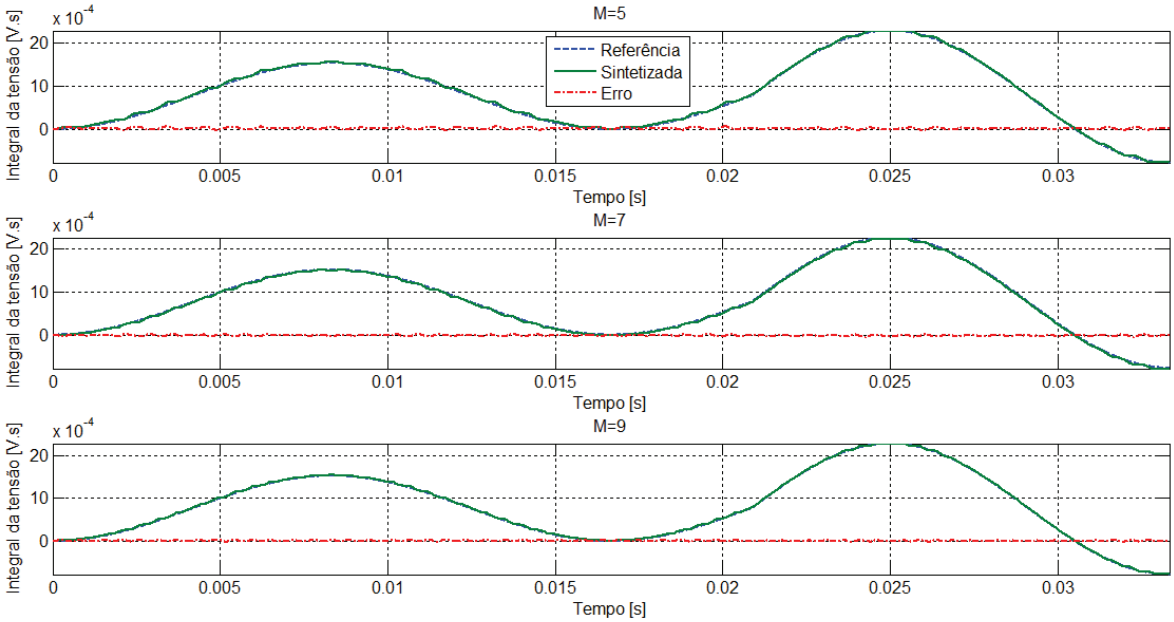

Figura 4.41 – VSC 3 níveis: Integral da componente alfa em função do tempo

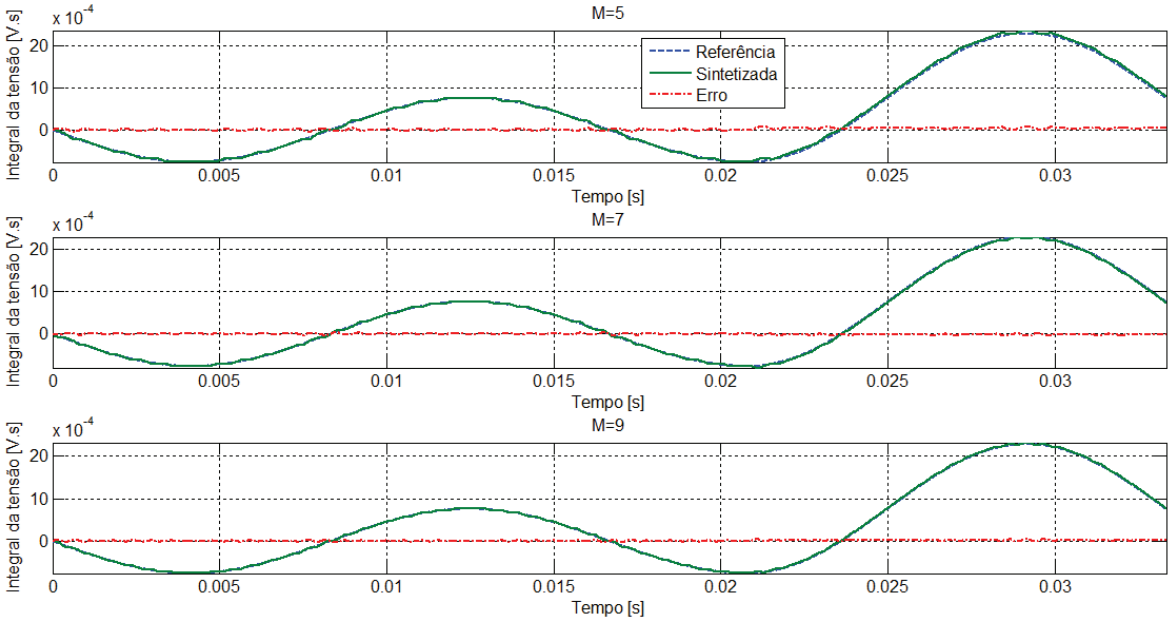

Figura 4.42 – VSC 3 níveis: Integral da componente beta em função do tempo

O resultado obtido nesse teste indica, portanto, que o modulador SHE PWM, embora calculado com base numa forma de onda de regime permanente, é sim capaz de responder rapidamente e corretamente a variações bem mais rápidas que a frequência fundamental da rede. Contudo, variações muito bruscas como a utilizada nesse teste tem o seu custo: uma junção tão rápida de tabelas de estados de chaveamento pré-calculados tão distintas (diferença muito grande no índice de modulação) faz com que ocorra alteração no padrão de cortes ou pulsos dos

conversores causando excesso ou supressão de chaveamentos em algumas fases conforme indicado na Figura 4.43 para conversores dois níveis e na Figura 4.44 para conversores três níveis. Em síntese, para a acomodação do transitório, o padrão de chaveamento e a eliminação de harmônicos são completamente descaracterizados.

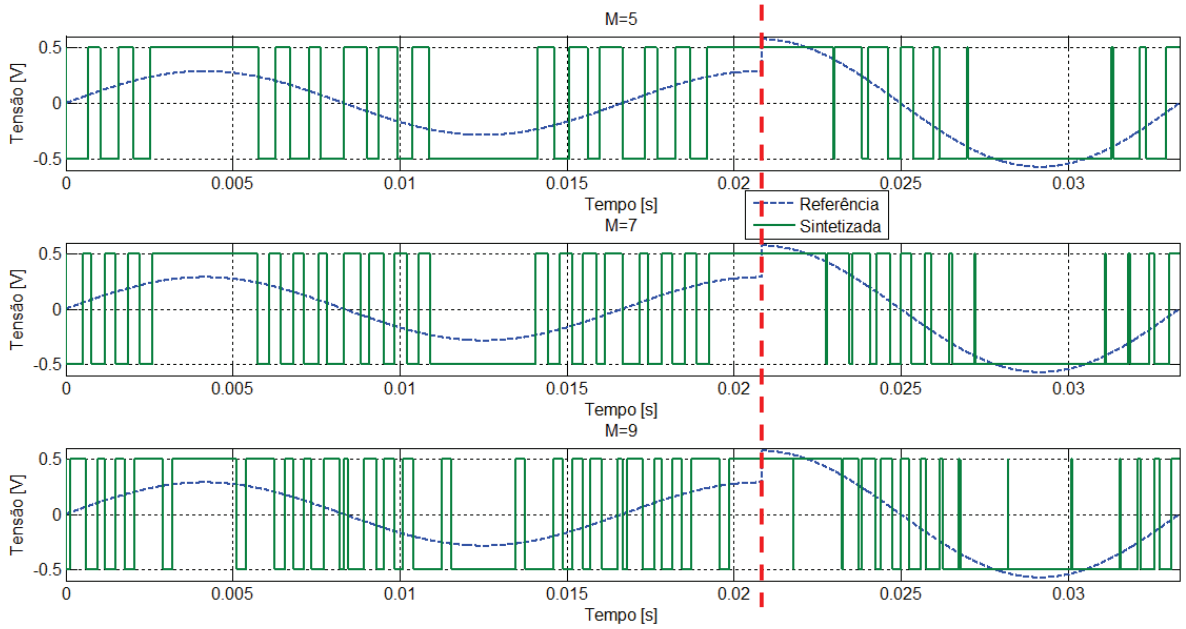

Figura 4.43 – VSC 2 níveis: Mudança no padrão de chaveamento (fase a)

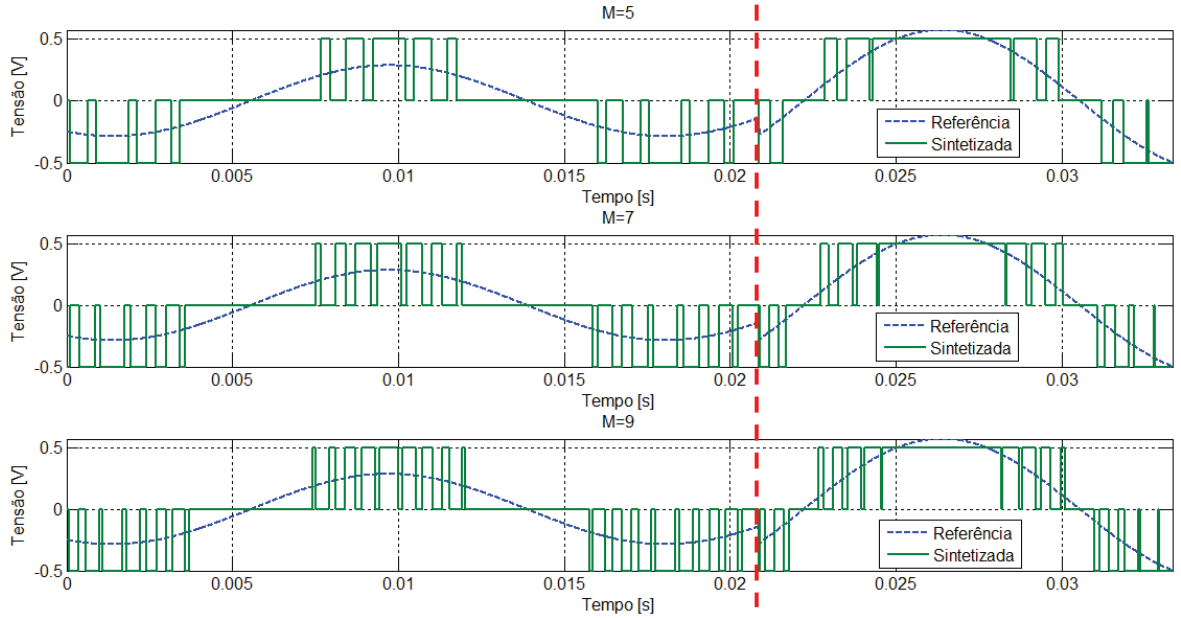

Figura 4.44 – VSC 3 níveis: Mudança no padrão de chaveamento (fase c)

4.2.2 Comportamento perante perturbações de regime permanente

Tendo em vista a não existência de limitação no que tange ao seguimento do vetor de tensão, outras limitações devem ser impostas para verificar a faixa de passagem desse modulador uma vez que variações muito bruscas descaracterizam, ainda que temporariamente, o padrão de pulsos da tensão de saída. Com esse objetivo, uma perturbação senoidal de amplitude 0,1pu e frequência variável foi sobreposta a um valor constante de índice de modulação de 0,8pu e aplicado ao modulador SHE PWM conforme ilustrado pela Figura 4.45.

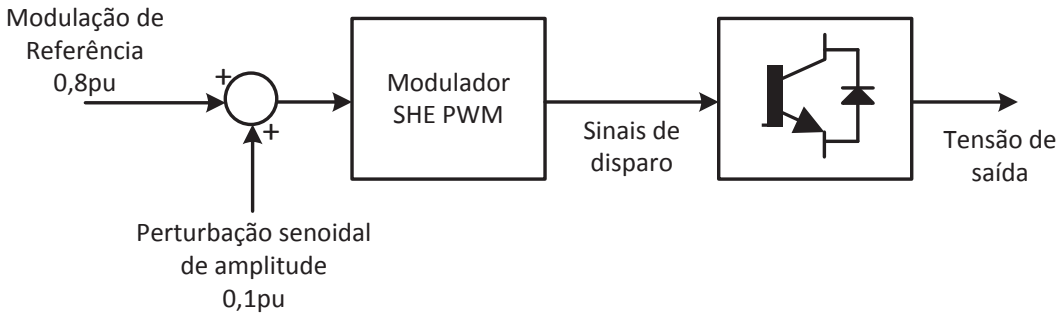

Figura 4.45 – Perturbação senoidal de regime permanente

Esses valores de perturbação e índice de modulação foram escolhidos por serem os mais relevantes em aplicações de retificadores PWM (variação do índice de modulação entre 0.7 e 0.9). O teste foi repetido para moduladores de dois e três níveis para valores de cortes ou pulsos de 5, 7 e 9. Foram calculados e analisados os espectros harmônicos do sinal de saída do modulador até o ponto em que o mesmo começa a apresentar alterações substanciais no padrão de chaveamento (aumento ou supressão de pulsos / cortes).

A Figura 4.46, Figura 4.47 e Figura 4.48 indicam os valores dos harmônicos para 5, 7 e 9 ângulos em conversores de dois níveis. A Figura 4.49, Figura 4.50 e Figura 4.51 mostram os resultados para o modulador de três níveis. A última frequência em cada figura representa a frequência em que houve mudanças na quantidade de cortes ou pulsos da forma de onda chaveada.

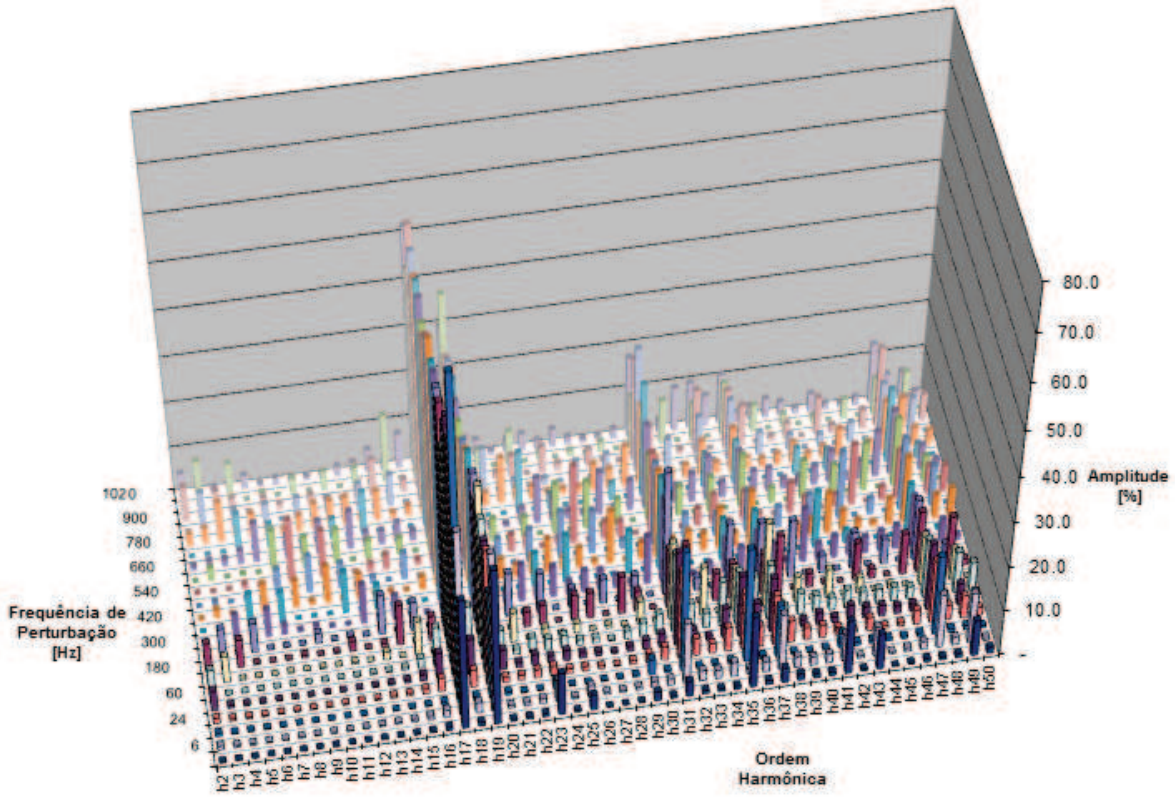

Figura 4.46 – Espectro harmônico perante perturbações para M=5, 2 níveis

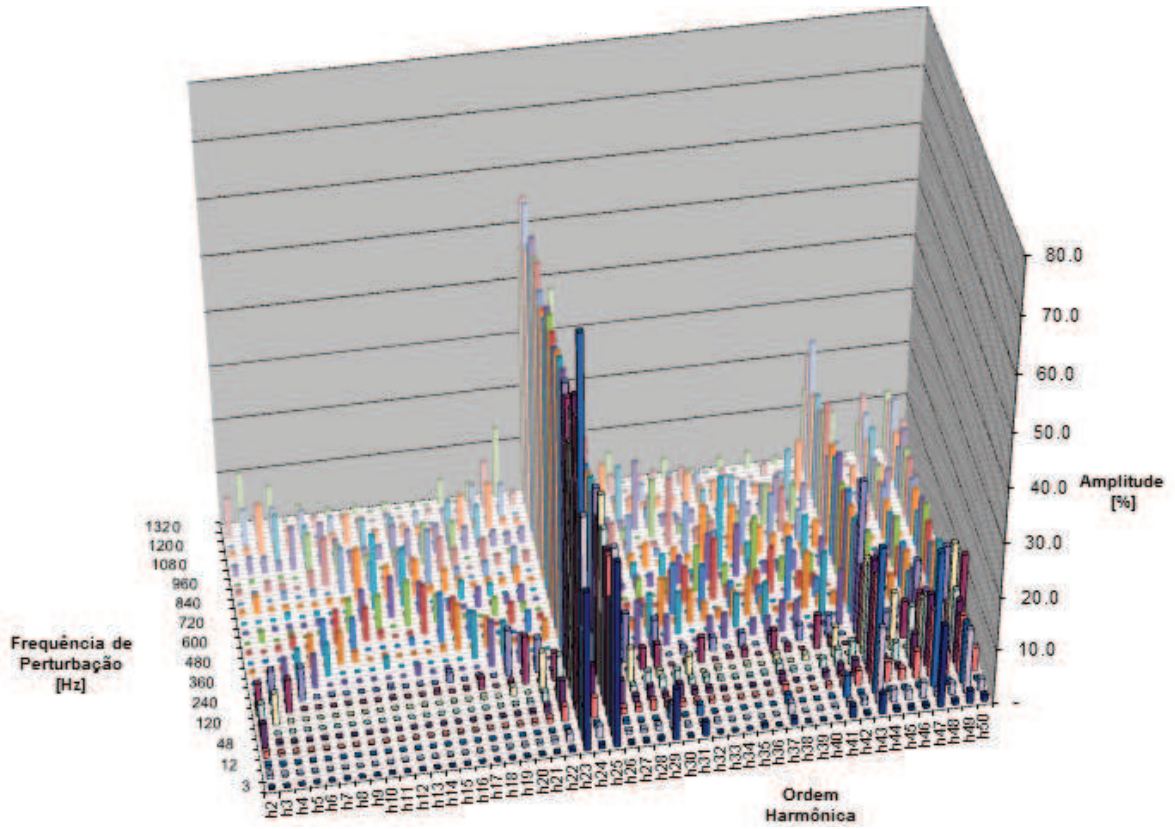

Figura 4.47 – Espectro harmônico perante perturbações para M=7, 2 níveis

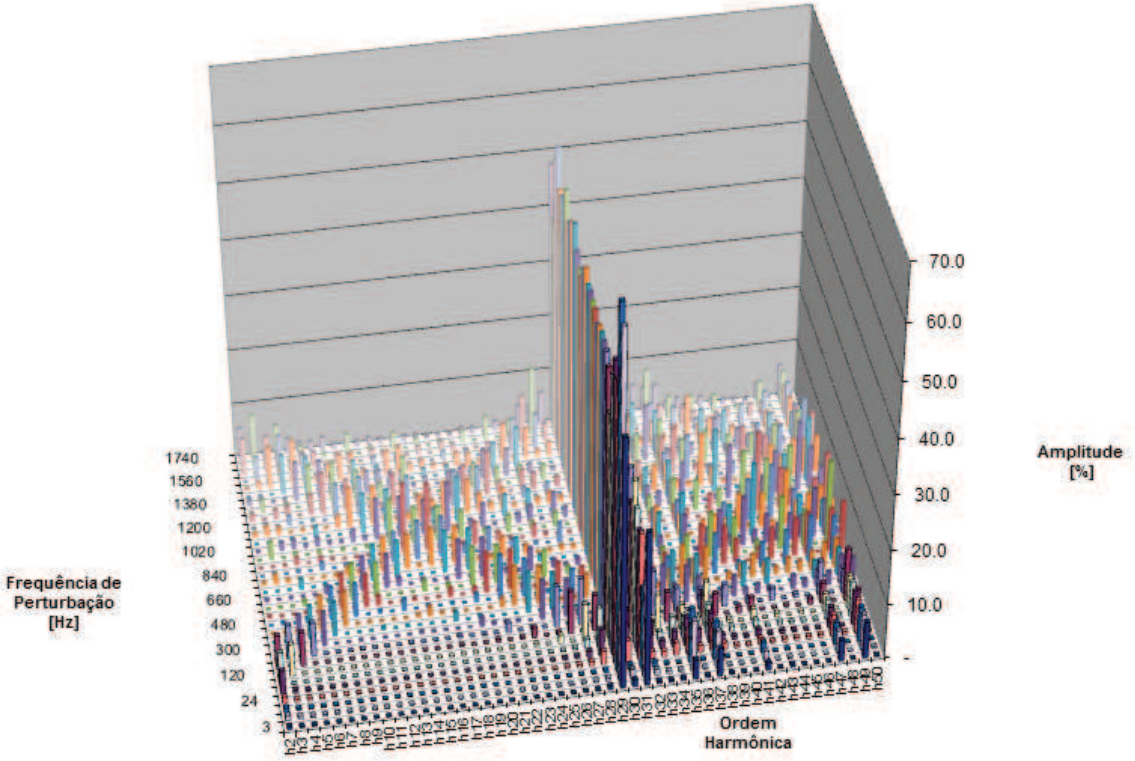

Figura 4.48 – Espectro harmônico perante perturbações para M=9, 2 níveis

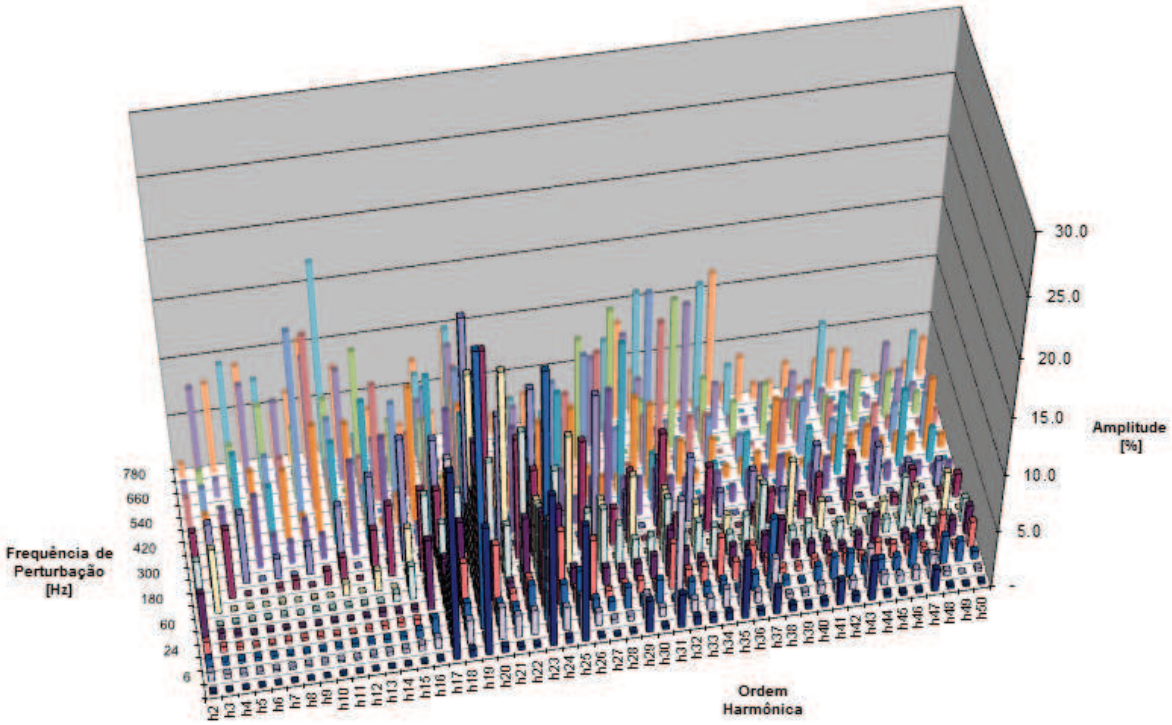

Figura 4.49 – Espectro harmônico perante perturbações para M=5, 3 níveis

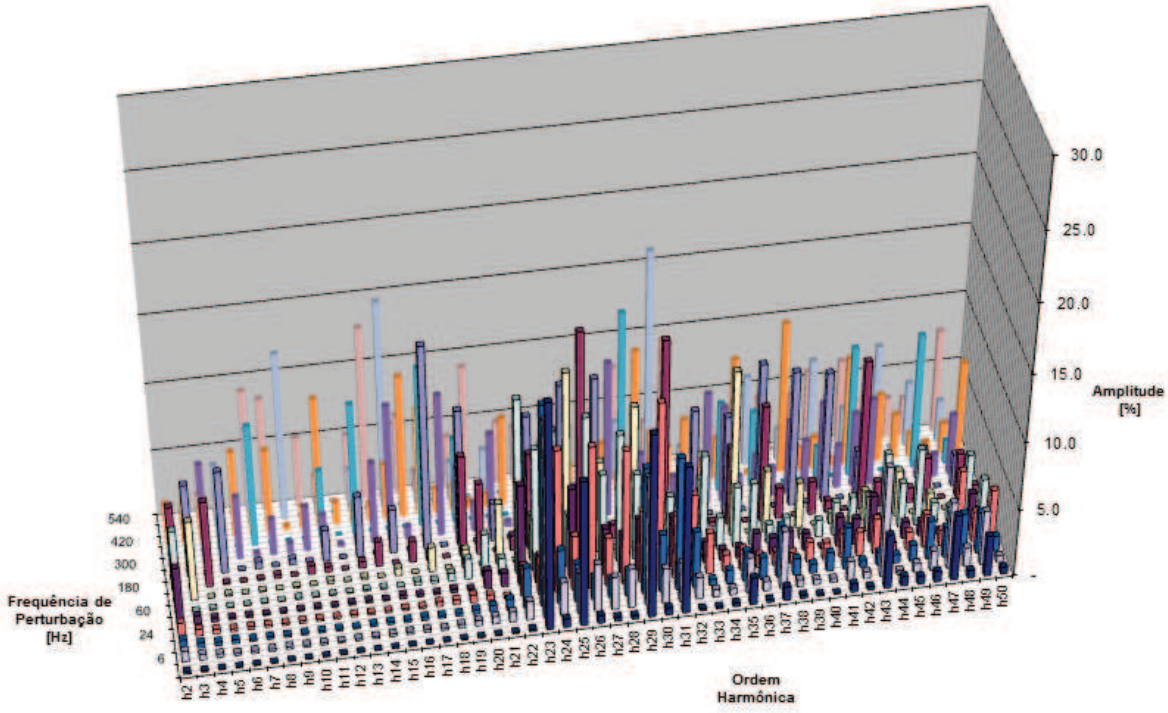

Figura 4.50 – Espectro harmônico perante perturbações para M=7, 3 níveis

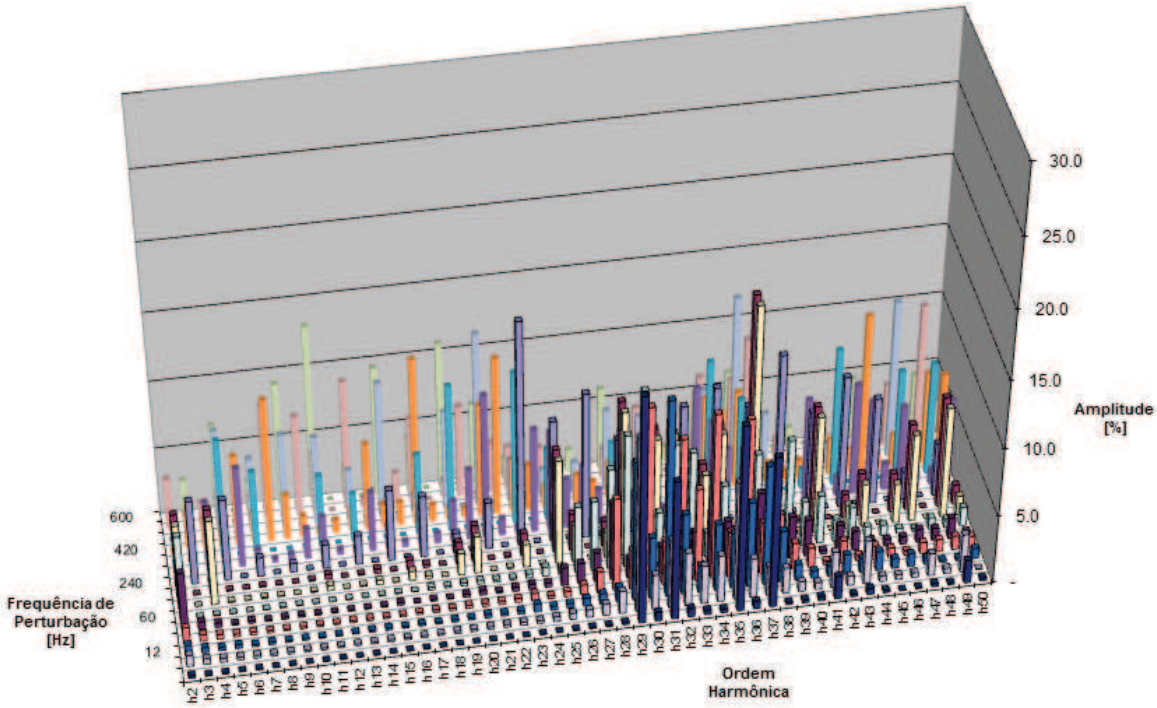

Figura 4.51 – Espectro harmônico perante perturbações para M=9, 3 níveis

Pode-se verificar, em todos os casos, que a medida que a frequência da perturbação cresce, aumenta também a presença de harmônicos não característicos do tipo de chaveamento empregado. Em especial, ocorre um aumento dos harmônicos de ordem mais baixa. Uma avaliação do conteúdo rms dos harmônicos

também foi realizada através do uso de (4.33). Os resultados apresentados na Figura 4.52, Figura 4.53 e Figura 4.54 são para o caso de moduladores dois níveis e na Figura 4.55, Figura 4.56 e Figura 4.57 para o caso de moduladores três níveis. Em ambos os casos, os valores foram normalizados em relação à tensão fundamental.

$$V_{hrms} = \sqrt{\sum_{h=2}^{N} V_h^2} \tag{4.33}$$

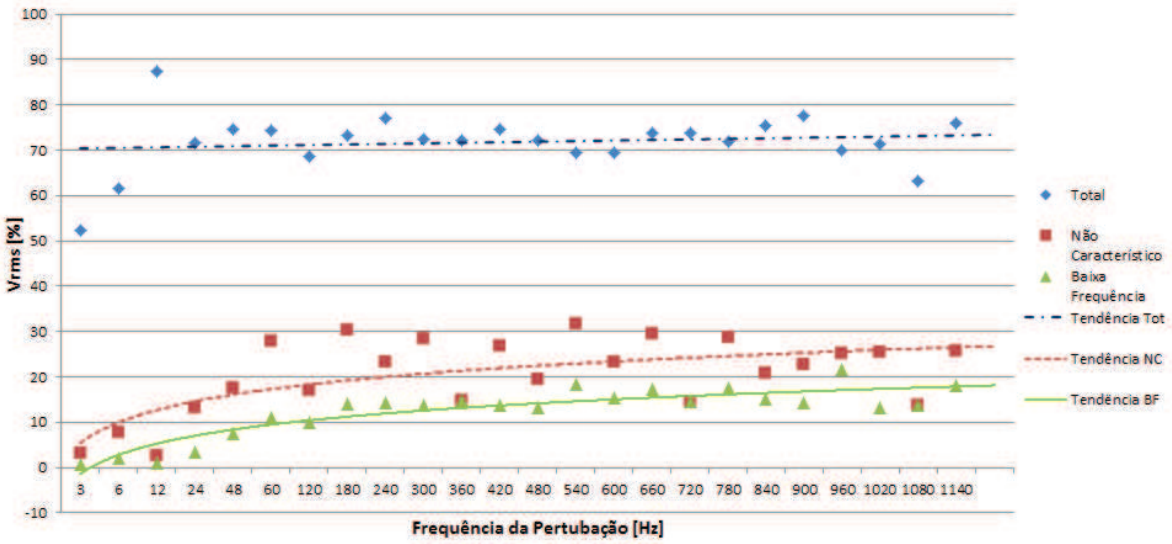

Figura 4.52 – Valor rms dos harmônicos para M=5, 2 níveis

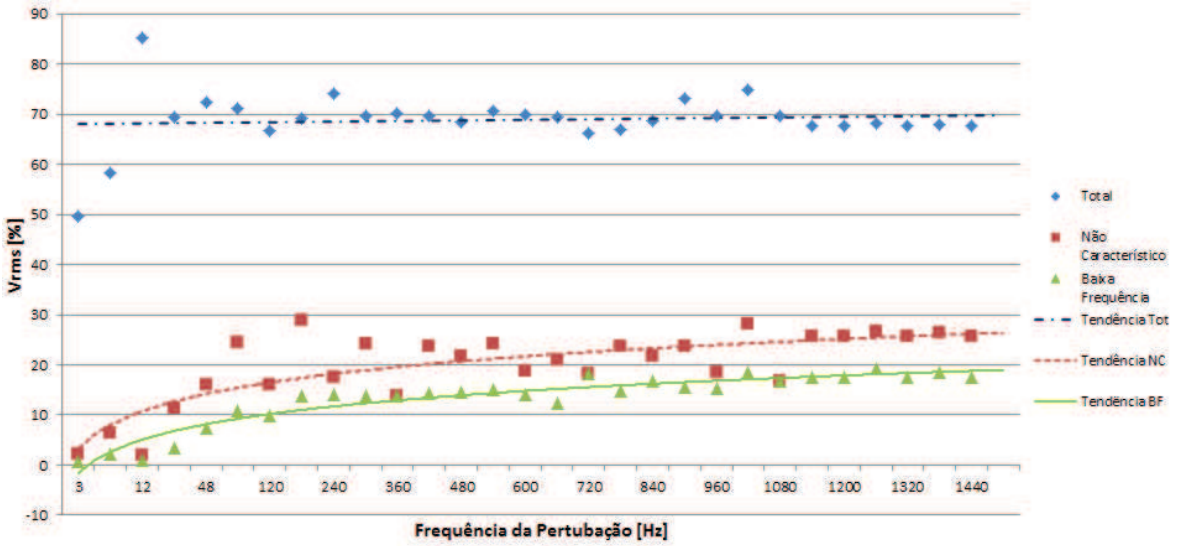

Figura 4.53 – Valor rms dos harmônicos para M=7, 2 níveis

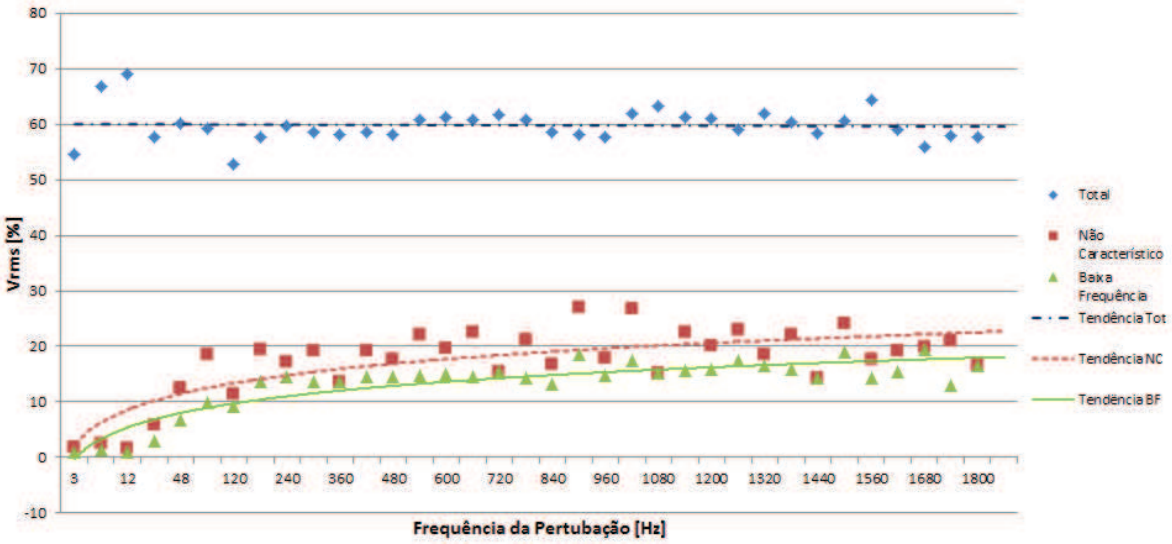

Figura 4.54 – Valor rms dos harmônicos para M=9, 2 níveis

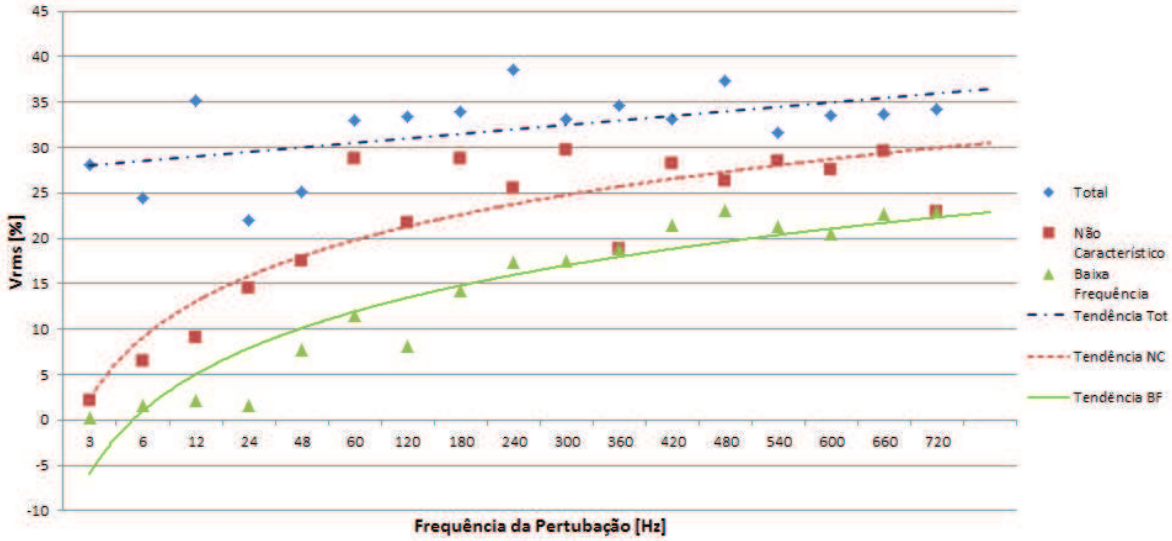

Figura 4.55 – Valor rms dos harmônicos para M=5, 3 níveis

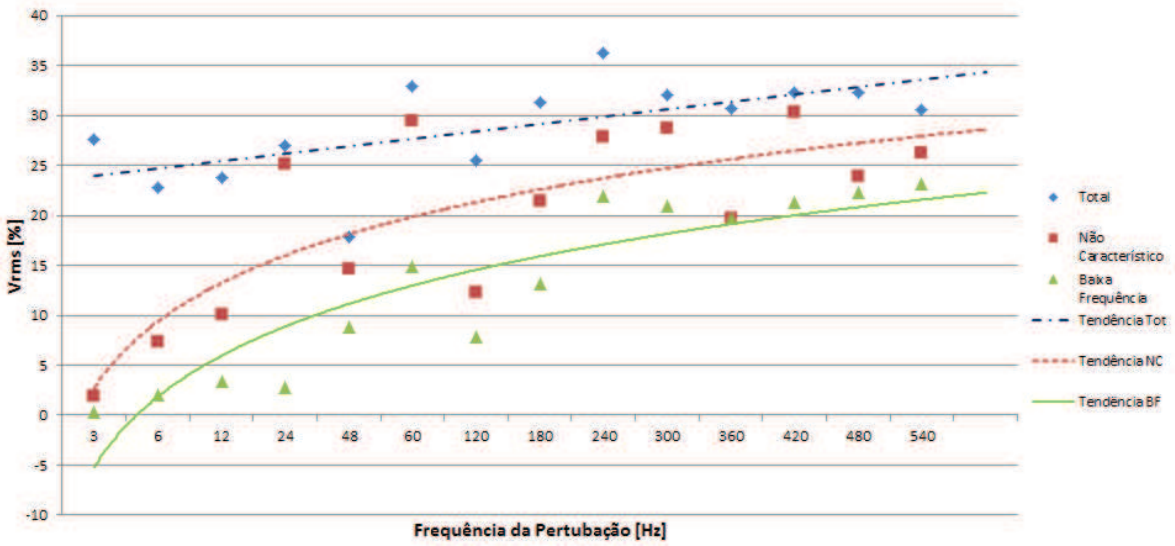

Figura 4.56 – Valor rms dos harmônicos para M=7, 3 níveis

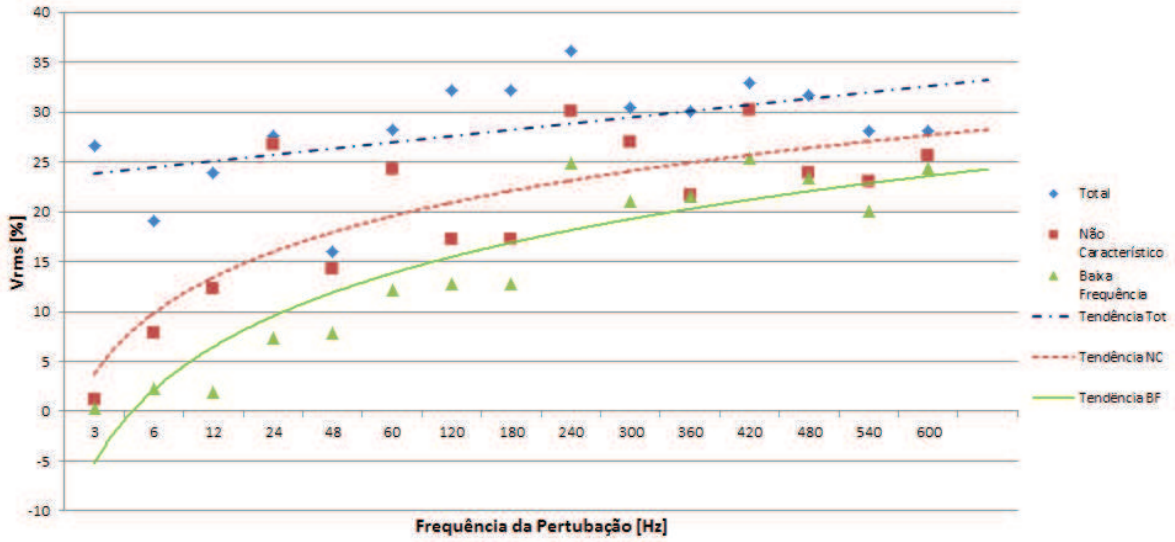

Figura 4.57 – Valor rms dos harmônicos para M=9, 3 níveis

As seguintes conclusões gerais podem ser retiradas dos resultados obtidos:

- Os moduladores SHE PWM para conversores de dois níveis se apresentaram robustos quanto a perturbações na entrada para uma faixa de frequências muito maior do que os moduladores SHE PWM três níveis;
- Para todos os casos do SHE PWM 2 níveis, a frequência de chaveamento se alterou em frequências de perturbação próximas a do primeiro harmônico característico não eliminado;

- Para o SHE PWM 3 níveis, a frequência de chaveamento se alterou em frequências de perturbação próximas a dez vezes a frequência fundamental, sem nenhuma relação aparente com os harmônicos característicos não eliminados ou eliminados;
- O valor eficaz dos harmônicos característicos no SHE PWM 2 níveis permaneceu praticamente constante, enquanto que o valor eficaz dos mesmos crescia com a frequência da perturbação no caso do SHE PWM 3 níveis;
- O valor eficaz dos harmônicos não característicos, em todos os casos, aumenta com o aumento da frequência de perturbação. Contudo, no caso do SHE PWM 3 níveis esse valor eficaz compõe uma parte muito maior do valor eficaz harmônico total do que no modulador SHE PWM 2 níveis;
- A presença de harmônicos de frequência muito baixa (5, 7, etc.) se torna mais evidente nas frequências de perturbação próximas a do primeiro harmônico a ser eliminado pelo SHE PWM (nos casos em análise, o de quinta ordem).

Com base nessas análises, pode-se verificar que existe uma clara limitação no comportamento dos moduladores quanto a presença de frequências no sinal de referência próximas as dos primeiros harmônicos que deveriam ser eliminados de acordo com o cálculo dos ângulos do modulador. Contudo, essas perturbações não foram suficientes para gerar mais pulsos ou cortes na forma de onda que aumentariam, consecutivamente, a frequência de chaveamento do conversor.

Alterações na frequência de chaveamento são causadas por harmônicos de mais alta ordem. Sendo que é conclusivo o fato que o modulador SHE PWM dois níveis apresentou-se mais robusto nesse sentido do que o modulador para conversores de três níveis.

Os valores numéricos obtidos, não são totalmente conclusivos uma vez que as simulações se realizaram apenas para uma faixa de índices de modulação possíveis (aquela de mais interesse para o caso de retificadores PWM). Testes mais exaustivos para vários índices de modulação também o seriam necessários, mas foge ao escopo desse trabalho que é o de viabilizar o controle dinâmico de corrente

num retificador PWM fazendo uso da modulação de eliminação seletiva de harmônicos.

4.2.3 Análise do modulador TUPF

Para aplicação desse novo modulador SHE PWM em retificadores TUPF com controle de corrente, análises similares as das seções 4.2.1 e 4.2.2 foram realizadas. Para o modulador SHE PWM de 2 níveis, a Figura 4.58 indica a integral no tempo da componente alfa e a Figura 4.59 a integral no tempo da componente beta das tensões de referência e chaveada pelo conversor. Pode-se notar que embora o erro seja bem maior devido a presença de harmônicos de baixa ordem (notadamente o quinto e o sétimo), o modulador continua rastreando o sinal de referência quase que instantaneamente após um acréscimo em degrau de 0,45pu no índice de modulação (de 0,45 para 0,9) no instante 20,8ms.

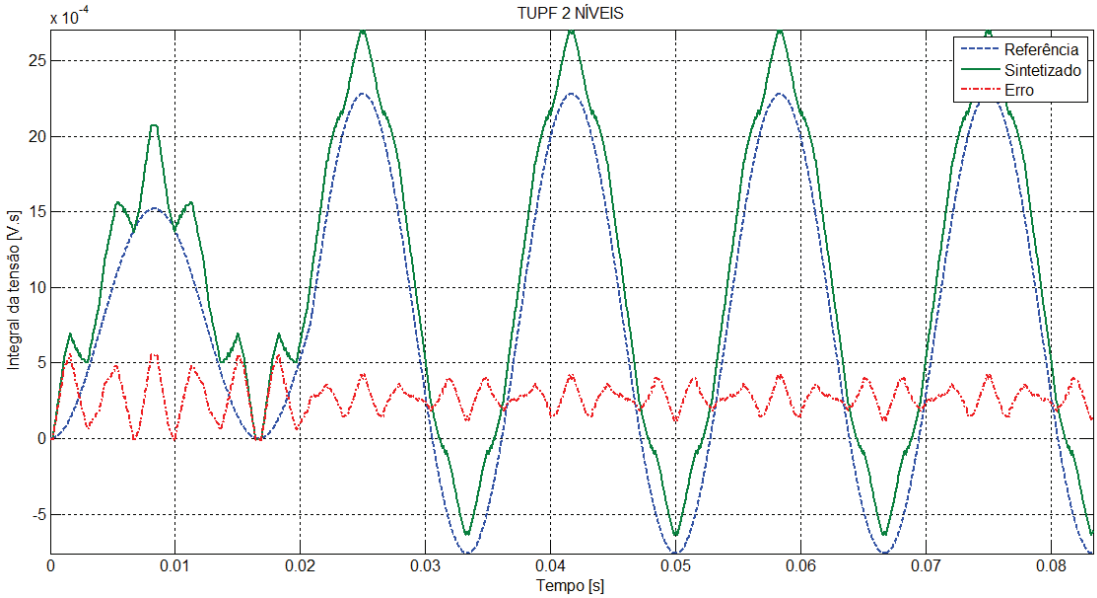

Figura 4.58 – Integral no tempo da componente alfa da tensão para o modulador TUPF 2 níveis

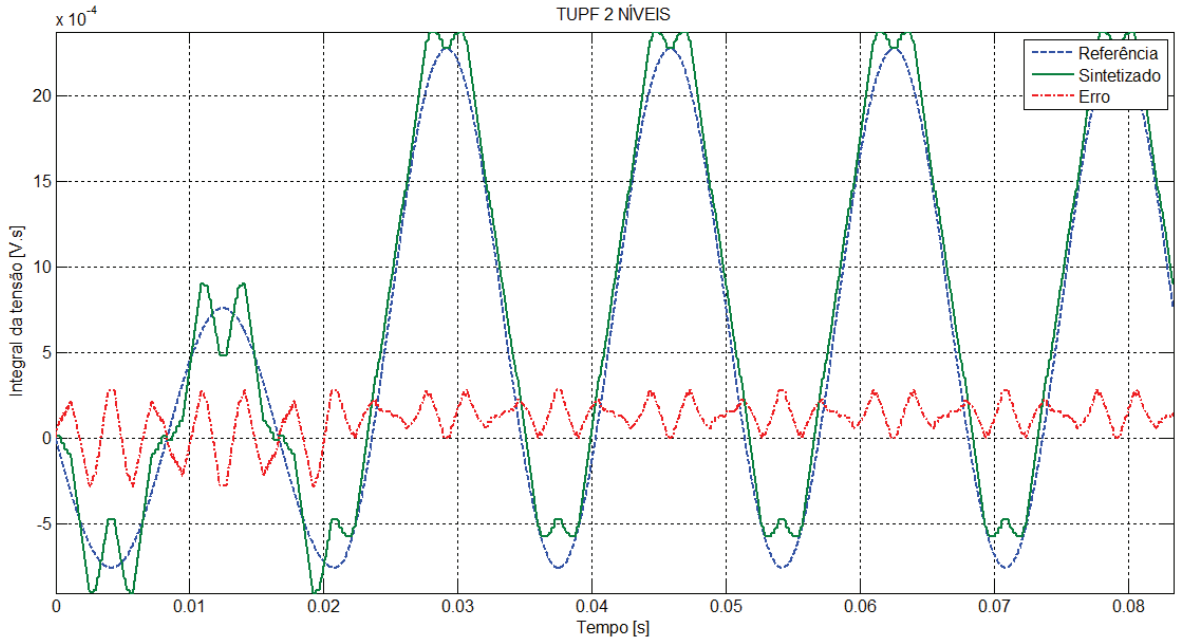

Figura 4.59 – Integral no tempo da componente beta da tensão para o modulador TUPF 2 níveis

A análise para perturbação permanente por um sinal senoidal de amplitude 0,1pu sobreposto a um valor constante de 0,8pu no índice de modulação teve como resultado o espectro harmônico da Figura 4.60 e o valor rms dos harmônicos de acordo com a Figura 4.61.

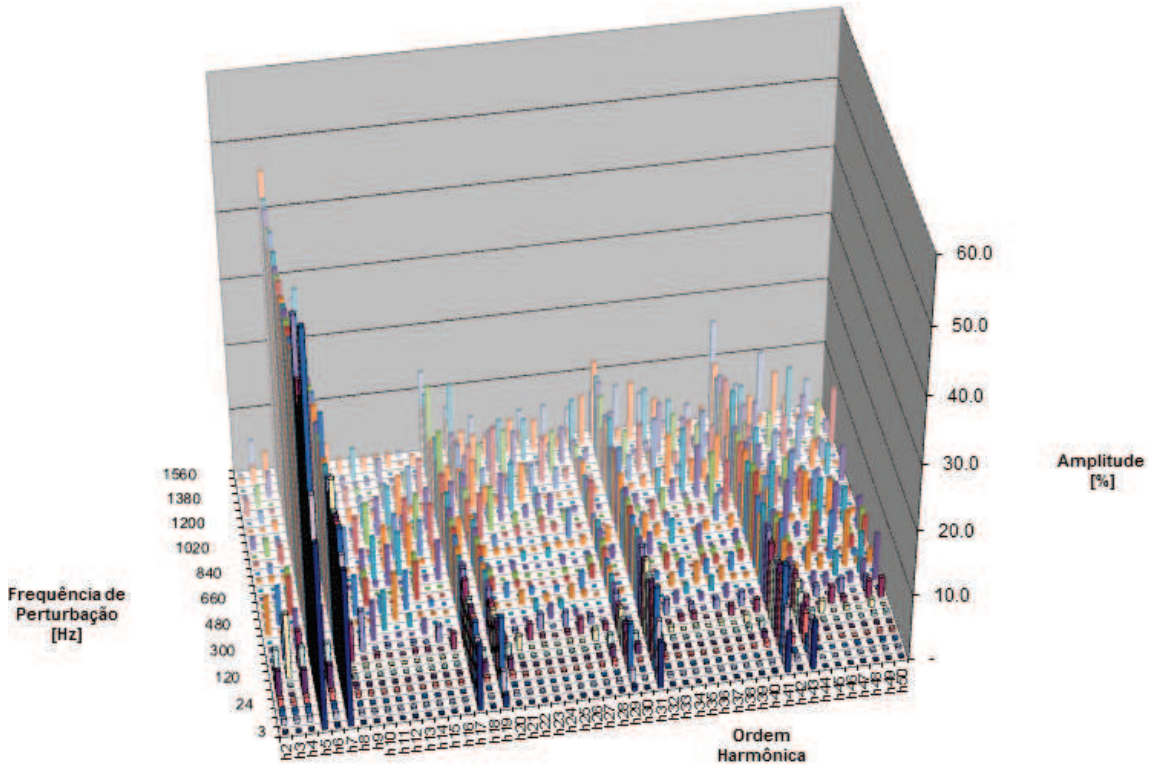

Figura 4.60 – Espectro harmônico do modulador TUPF 2 níveis diante de perturbações

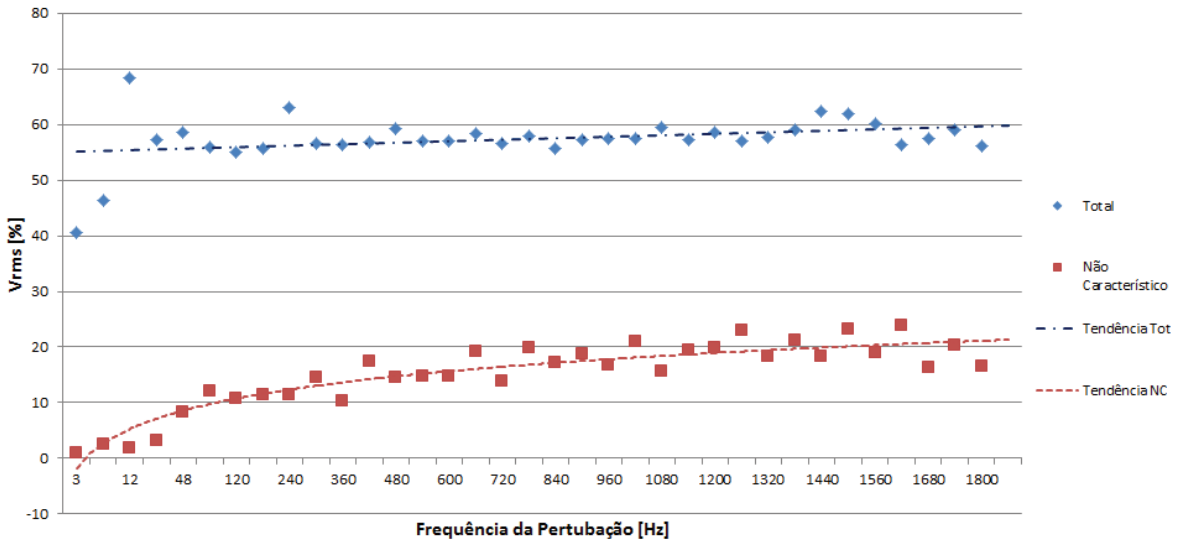

Figura 4.61 – Valor rms harmônico do modulador TUPF 2 níveis diante de perturbações

Para esse caso, houve acréscimo de chaveamentos no modulador na frequência de perturbação de 1560Hz. Em termos qualitativos, o modulador demonstrou ser levemente menos robusto do que modulador SHE PWM 9 cortes analisado na seção 4.2.2, levando ao entendimento que ele pode ser aplicado da mesma forma, porém com a possível necessidade de redução da velocidade da malha de corrente.

Toda essa análise foi então repetida para o modulador SHE PWM 9 pulsos a ser utilizado no retificador TUPF. Os resultados estão apresentados na Figura 4.62, Figura 4.63, Figura 4.64 e Figura 4.65.

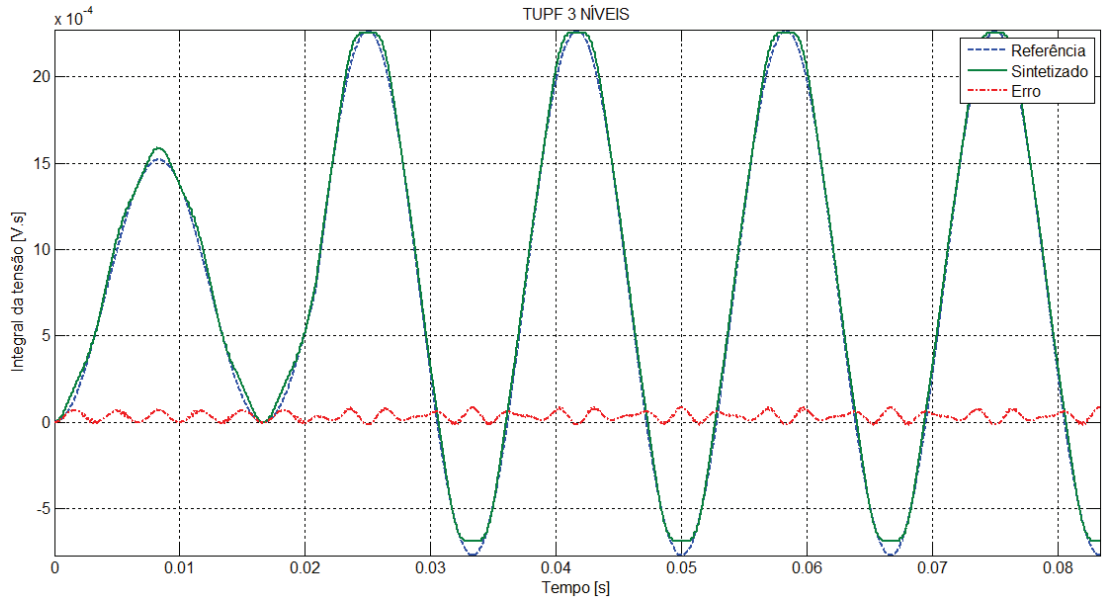

Figura 4.62 – Integral no tempo da componente alfa da tensão para o modulador TUPF 3 níveis

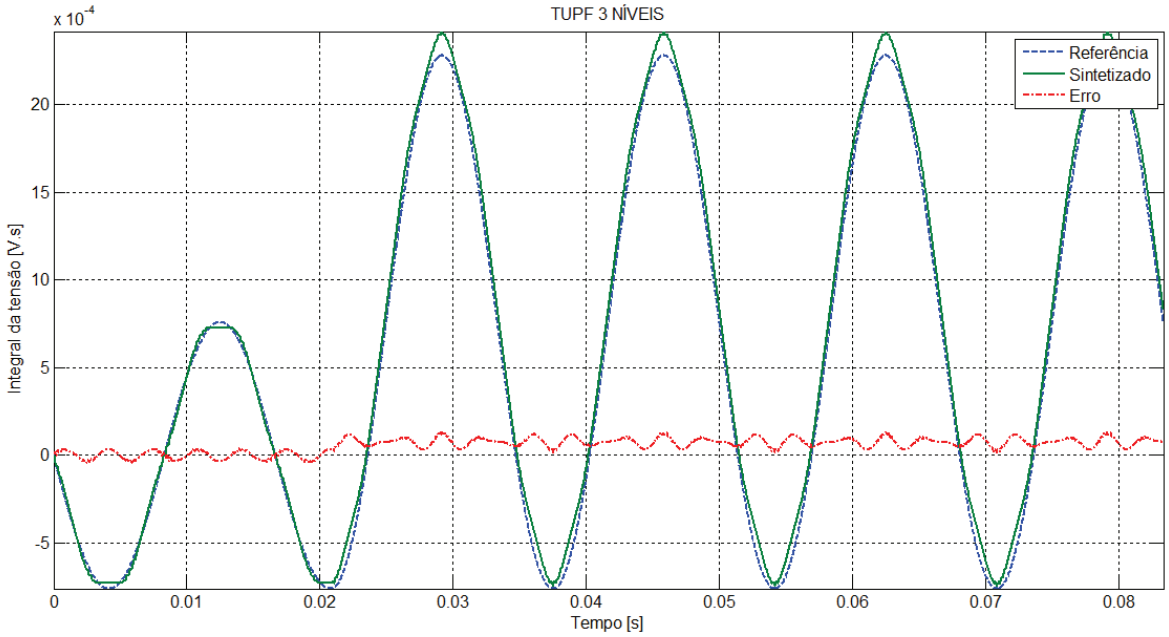

Figura 4.63 – Integral no tempo da componente beta da tensão para o modulador TUPF 3 níveis

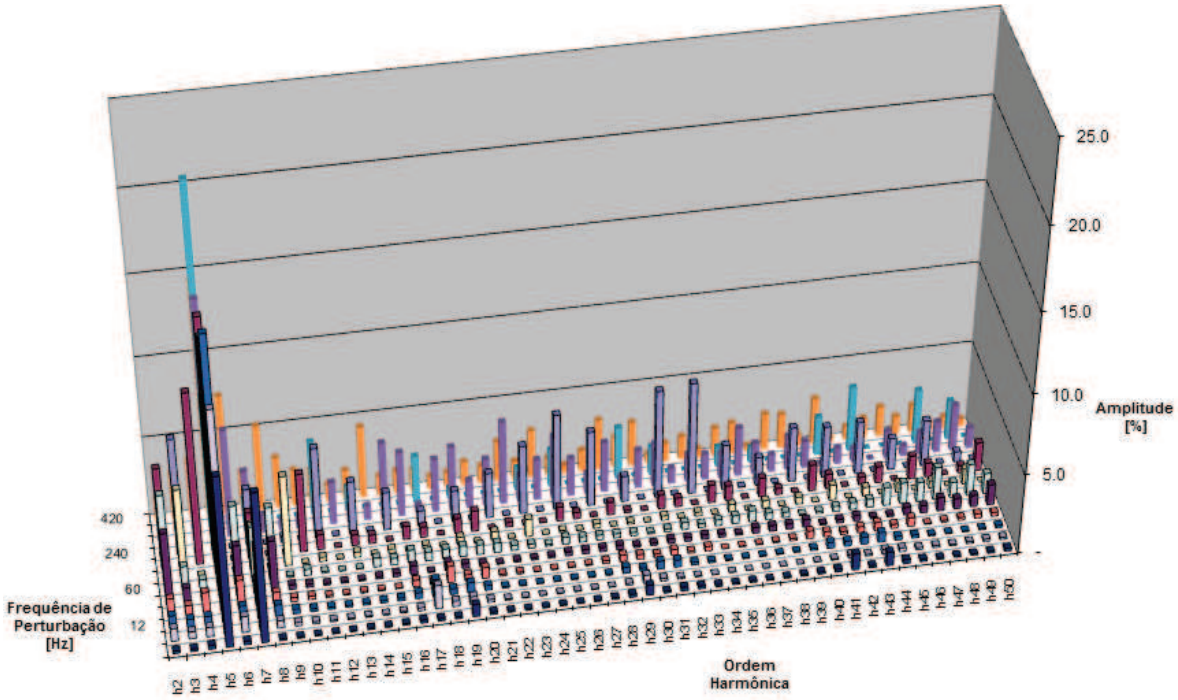

Figura 4.64 – Espectro harmônico do modulador TUPF 3 níveis diante de perturbações

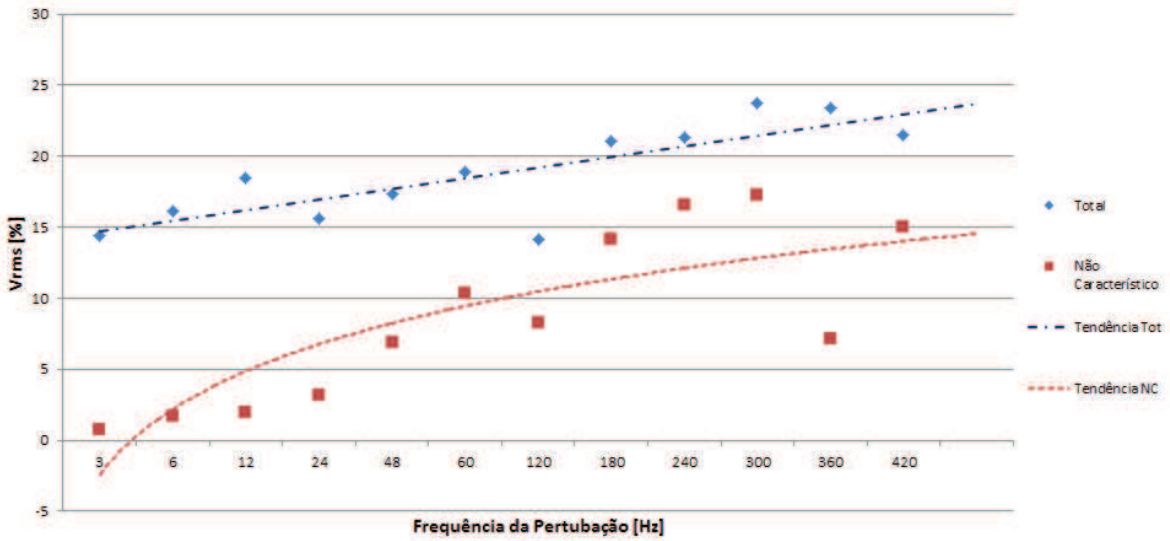

Figura 4.65 – Valor rms harmônico do modulador TUPF 3 níveis diante de perturbações

A exemplo do que foi observado na seção 4.2.2, o modulador SHE PWM 3 níveis para o retificador TUPF também apresenta um erro no segmento do vetor de tensão menor do que o de dois níveis, o que é natural devido ao fato de uma quantidade de níveis maior fazer uma melhor amostragem da referência senoidal, e mostrou ser mais sensível a perturbações de alta frequência. Nesse último quesito, ele se mostrou ser também algo mais sensível do que os moduladores SHE PWM que eliminam os harmônicos de baixa ordem (quinto, sétimo, etc.). Essa característica é motivada pela menor distância entre os ângulos de comutação calculados para esse modulador (ver Figura 4.14) em comparação com os demais.

4.2.4 Eliminação dos harmônicos no feedback de corrente

Em [50] e [51] é mostrado que para casos de baixa frequência de chaveamento e necessidade de alto desempenho dinâmico, o controle de corrente deve reagir rapidamente a erros na corrente fundamental e, em paralelo, ignorar os harmônicos presentes na corrente. Em outras palavras, o controle de corrente deve possuir uma larga banda de passagem e receber um *feedback* de corrente livre de componentes harmônicas. Em [52] a dinâmica do controle de corrente de um retificador ativo utilizando o SHE PWM é mantida lenta para reduzir o conteúdo harmônico de baixa frequência (não característico) na saída do conversor utilizando a banda de passagem do controlador de corrente como um filtro passa baixa.

Em aplicações com menores restrições quanto à frequência de chaveamento (conversores de menor potência), a aplicação do modulador de vetor espacial (SVPWM do inglês *Space Vector PWM*) permite uma solução simples para esse problema uma vez que a trajetória de corrente intercepta o lócus do vetor de corrente fundamental invariavelmente em metade do tempo de vetor zero ligado. Logo, uma amostragem do sinal de *feedback* de corrente nesse instante (resultando numa amostragem de duas vezes a frequência de chaveamento) é utilizada para detectar a corrente fundamental instantânea. Esse método apresenta limitações para frequências de chaveamento muito baixas, onde o tempo de amostragem de corrente se torna alto e reduz o desempenho dinâmico do controle.

Em [53] um método é apresentado para eliminar o conteúdo harmônico do *feedback* de corrente permitindo uma banda de passagem maior do controlador de corrente sem, contudo, conduzir ao aparecimento de harmônicos de baixa ordem ou, em casos extremos, comutações extras do conversor devido a não-linearidade do modulador SHE PWM. Esse método emprega uma estimativa *online* dos harmônicos a ser subtraída do *feedback* de corrente ao invés do emprego de filtragem, o que ocasionaria em atraso no tempo do sinal. A Figura 4.66 e a equação (4.34) resumem o modelo a ser utilizado para cálculo das componentes harmônicas de corrente.

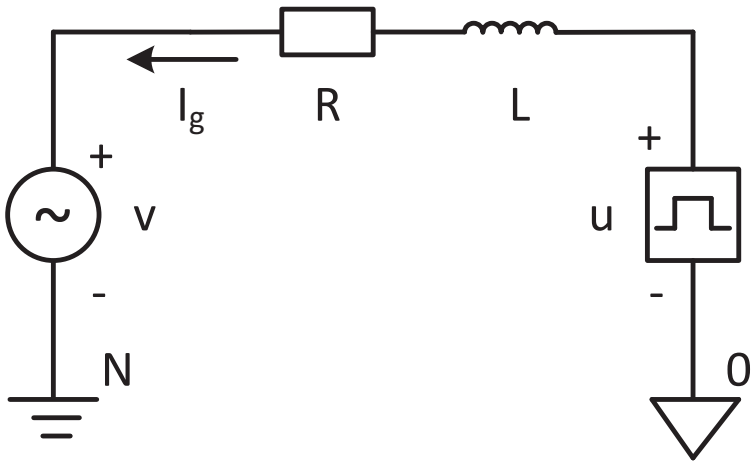

Figura 4.66 – Circuito para cálculo das correntes harmônicas

$$u(t) - v(t) - v_{N0}(t) - R \cdot i_g(t) - L \cdot \frac{di_g(t)}{dt} = 0 \tag{4.34}$$

A tensão no sistema V pode ser considerada nula para as frequências diferentes da fundamental na grande maioria das aplicações práticas (conteúdo harmônico desprezível), logo a predição dos harmônicos pode ser implementada conforme ilustrado pela Figura 4.67 onde a tensão de neutro do conversor V_{N0} é estimada por (4.35).

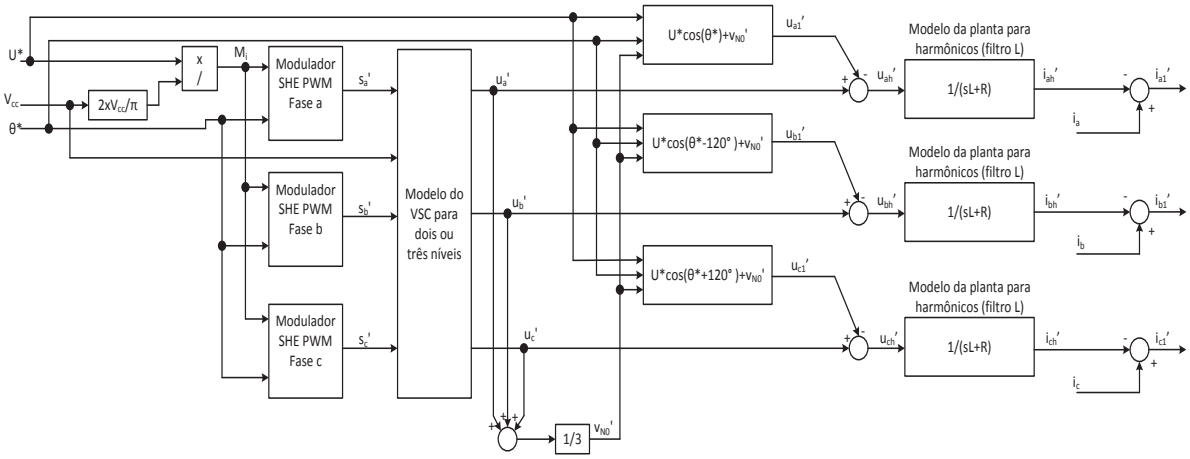

Figura 4.67 – Esquema de predição de harmônicos

$$v_{N0}(t) = \frac{u_{a0}(t) + u_{b0}(t) + u_{c0}(t)}{3} \tag{4.35}$$

As desvantagens de tal método estão na necessidade de uma simulação em tempo real dos harmônicos que estarão presentes na corrente do sistema i_g para as presentes referências de tensão no modulador e, principalmente, ao fato de essa forma de compensação não permitir que sejam compensadas pelo controle componentes de corrente contínua na corrente chaveada durante transientes (devido a variações rápidas de amplitude e fase da tensão de referência). Portanto, a corrente irá apresentar um transiente que irá decair com a dinâmica de malha aberta da linha definida por (4.36).

$$\tau_i = \frac{L_i}{R_i} \tag{4.36}$$

4.2.5 Modelo proposto e resultados de simulações

O modelo proposto para retificador PWM com controle de corrente empregando o método de modulação de eliminação seletiva de harmônicos está indicado na Figura 4.68. Ele é composto do modulador SHE PWM descrito na seção 4.1, um controlador de corrente em coordenadas dq conforme indicado no diagrama de blocos da Figura 4.35, um modelo de predição de harmônicos de corrente conforme Figura 4.67 e o DDSRF-PLL [47] responsável por fornecer os valores corretos do ângulo para a transformada descrita por (4.21) e sua inversa.

Uma simulação desse circuito foi realizada com o auxílio da ferramenta Simulink do MATLAB para o caso de conversores dois níveis adotando para o sistema os valores da Tabela 4.6.

Tabela 4.6 – Dados da simulação do conversor dois níveis

Elemento	Parâmetro	Valor
Rede	Tensão de linha [V]	440
	Frequência [Hz]	60
Filtro	Indutância [mH]	0,5
	Resistência [mΩ]	10
Carga	Potência Ativa [kW]	200

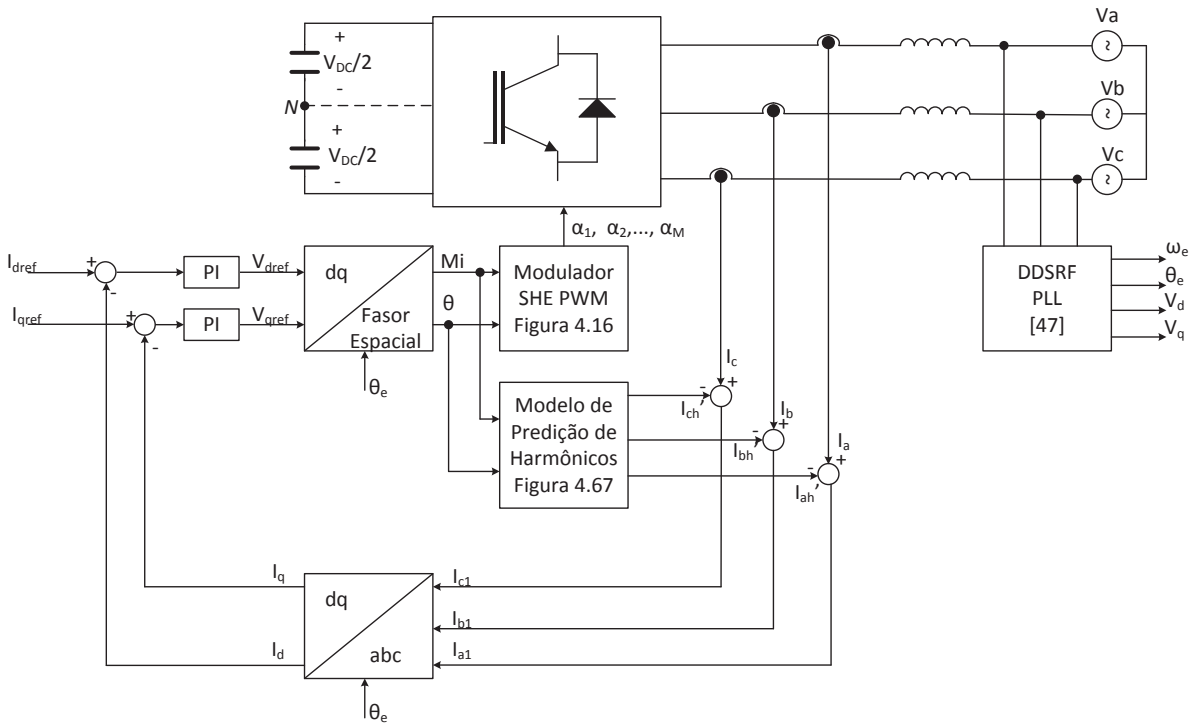

Figura 4.68 – Modelo proposto para retificador ativo empregando SHE PWM

Num primeiro momento, com todo o controle das Figura 4.68 e Figura 4.35 foi habilitado num SHE PWM 2 níveis com M=5. O regulador de corrente foi ajustado para os polos de (4.28) em 100Hz e 10Hz (K_p=0.35, K_i=20) dando como resultado a curva de rigidez dinâmica da Figura 4.69 e a função de transferência da Figura 4.70.

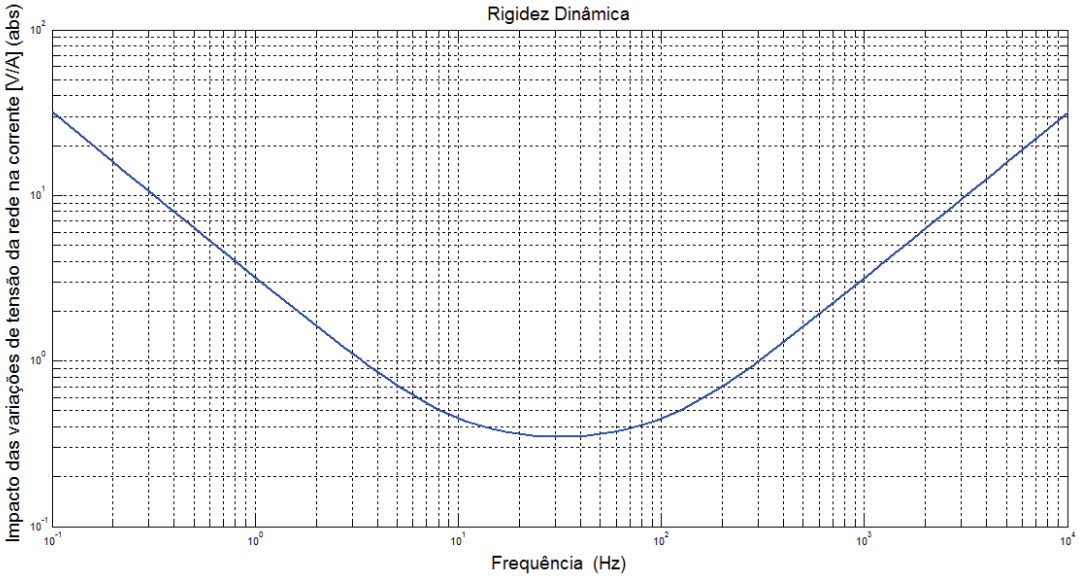

Figura 4.69 – Curva de rigidez dinâmica para Kp=0.35 e Ki=20

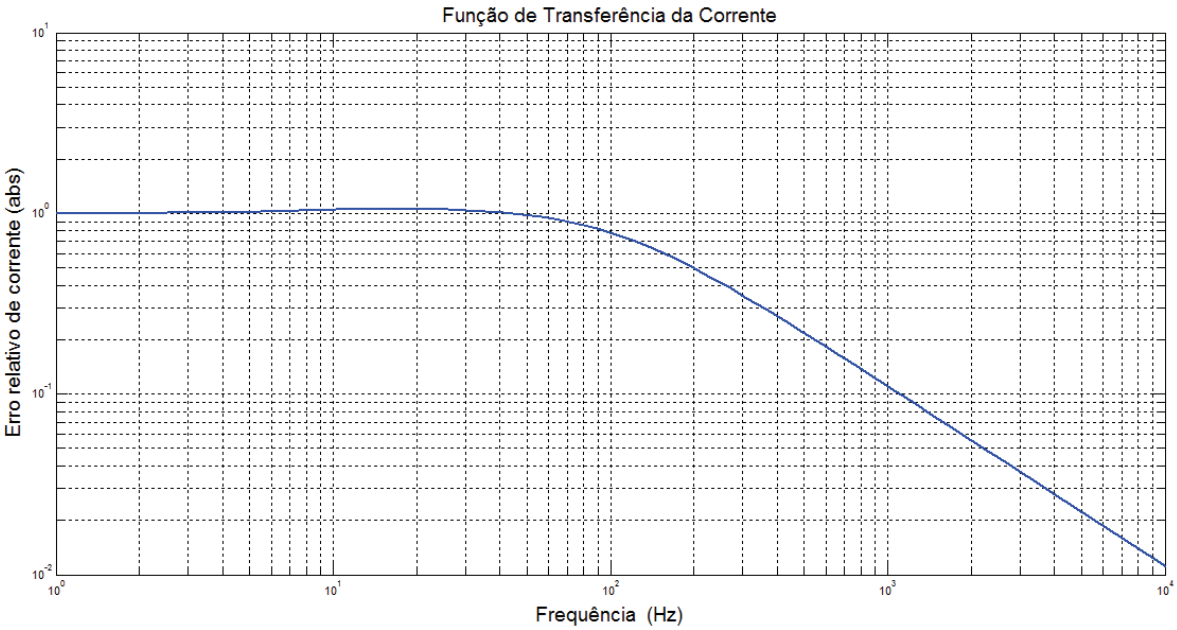

Figura 4.70 – Função de transferência para Kp=0.35 e Ki=20

O valor de 100Hz foi a primeira tentativa devido ao fato de ser aproximadamente dez vezes menor do que a frequência de perturbação que alterou a quantidade de cortes do modulador em questão (ver seção 4.2.2). O controle de

corrente foi ativado no instante de tempo 50ms, até esse valor o controle estava em malha aberta apenas sincronizado com a rede, aos 75ms a referência de corrente foi inserida em degrau.

Conforme pode ser notado nas Figura 4.71 e Figura 4.72, esse ajuste no controle gerou uma grande componente c.c. nas correntes de linha que rotacionadas pela transformada de Park foram traduzidas em componentes de 60Hz no eixo de coordendas dq. Essa presença de componente contínua nas correntes já havia sido previsto na seção 4.2.4 devido ao método de predição de harmônicos adotado perante transitórios muito rápidos de tensão. Também pode ser notado pela análise das tensões de fase na Figura 4.73 que houve comutações extras no momento em que a referência foi inserida.

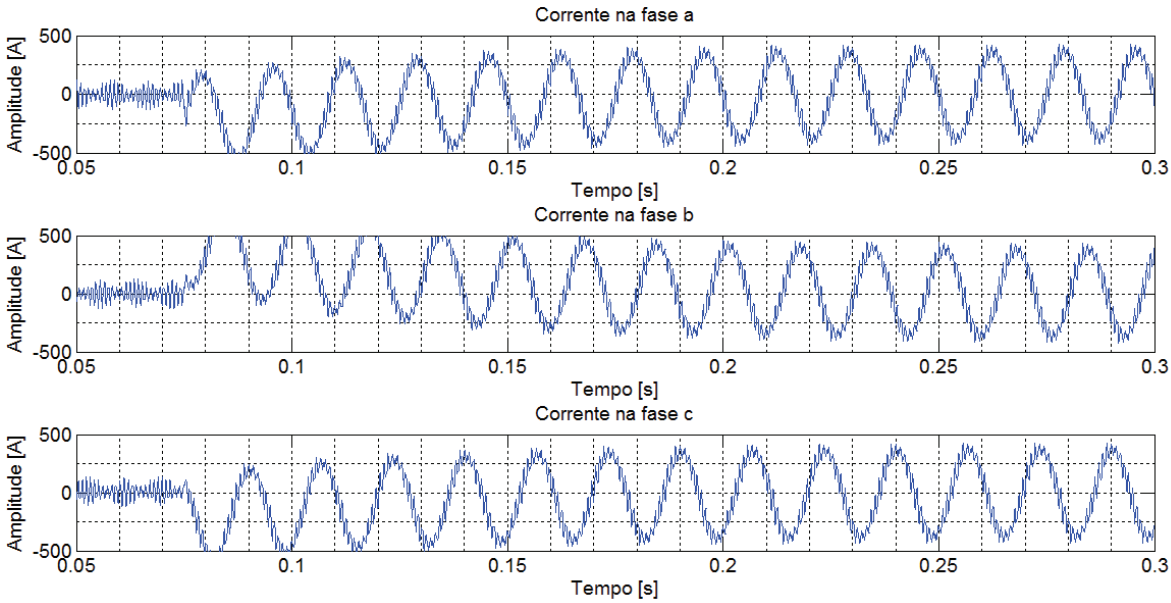

Figura 4.71 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha com controle completo

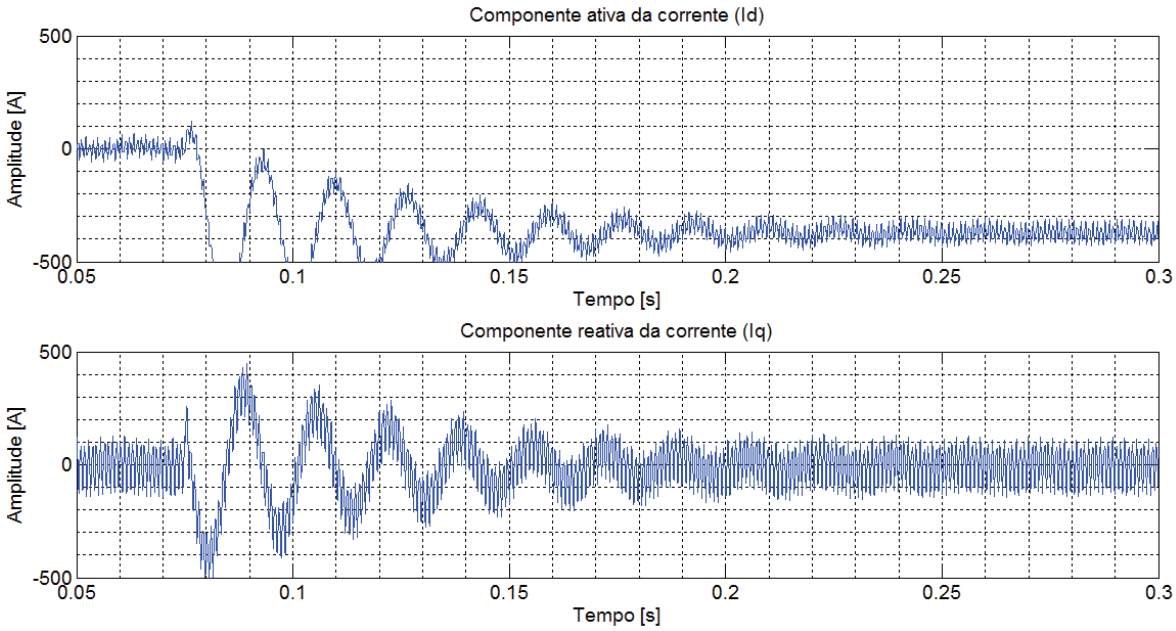

Figura 4.72 – Retificador PWM 2 níveis: correntes dq com controle completo

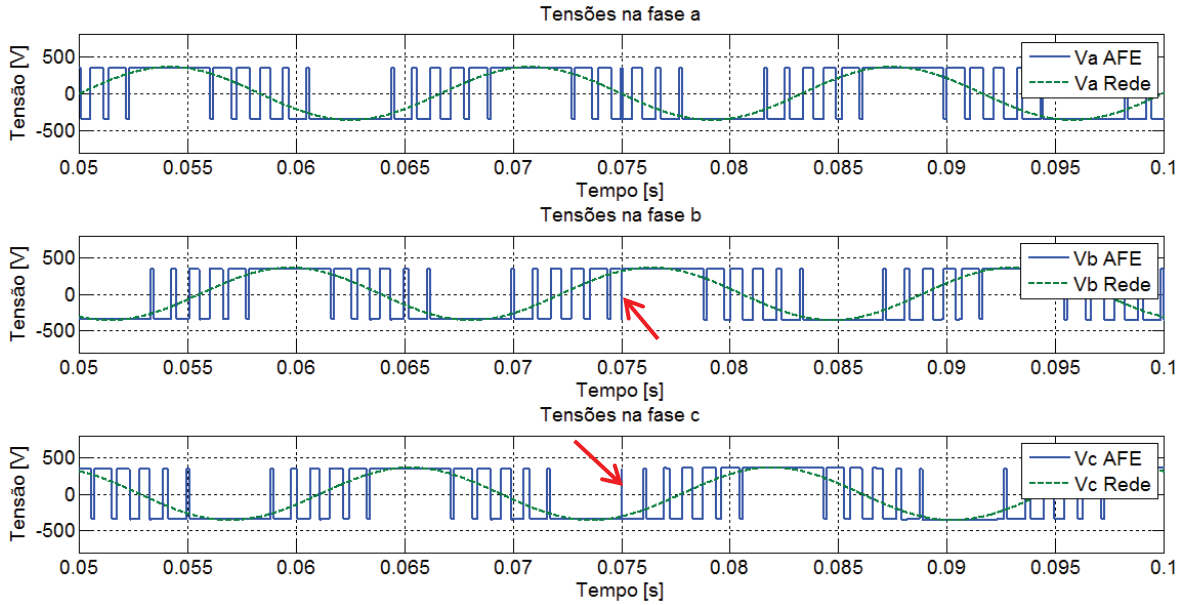

Figura 4.73 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de fase com controle completo

Para evitar esses efeitos indesejáveis ligados à variação rápida nas referências para o modulado SHE PWM, o ramo de *feedforward* da Figura 4.35, que introduz uma componente proporcional à derivada da variação da referência, foi desabilitado. Conforme pode ser verificado através de análise da Figura 4.74 e da Figura 4.75, o efeito indesejável da componente contínua nas correntes foi em muito atenuado.

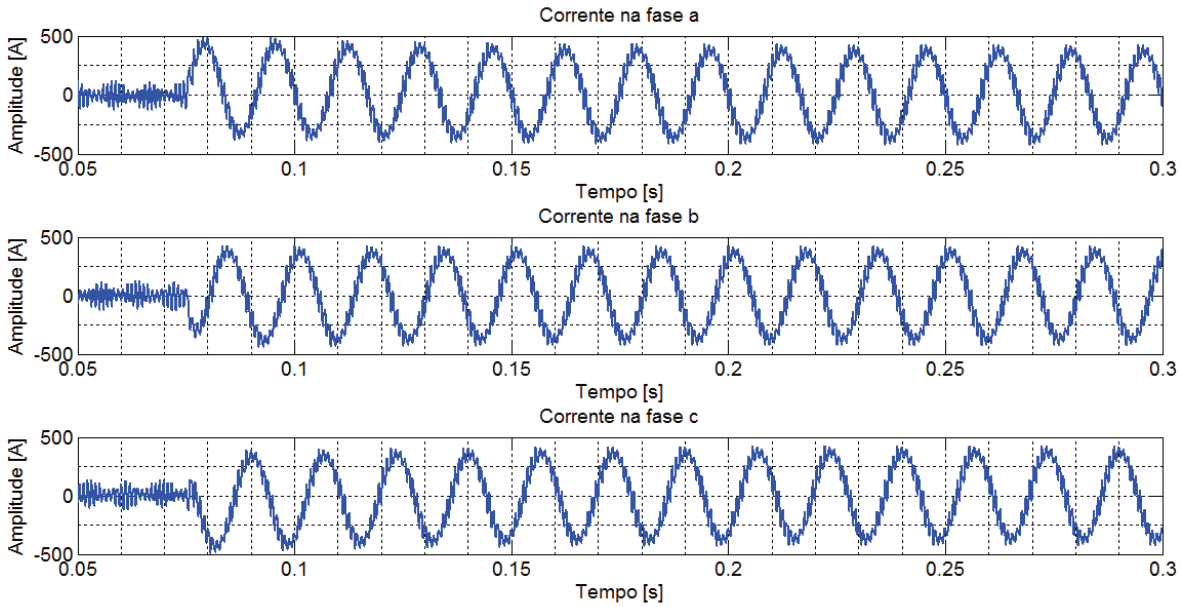

Figura 4.74 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha sem *feedforward*

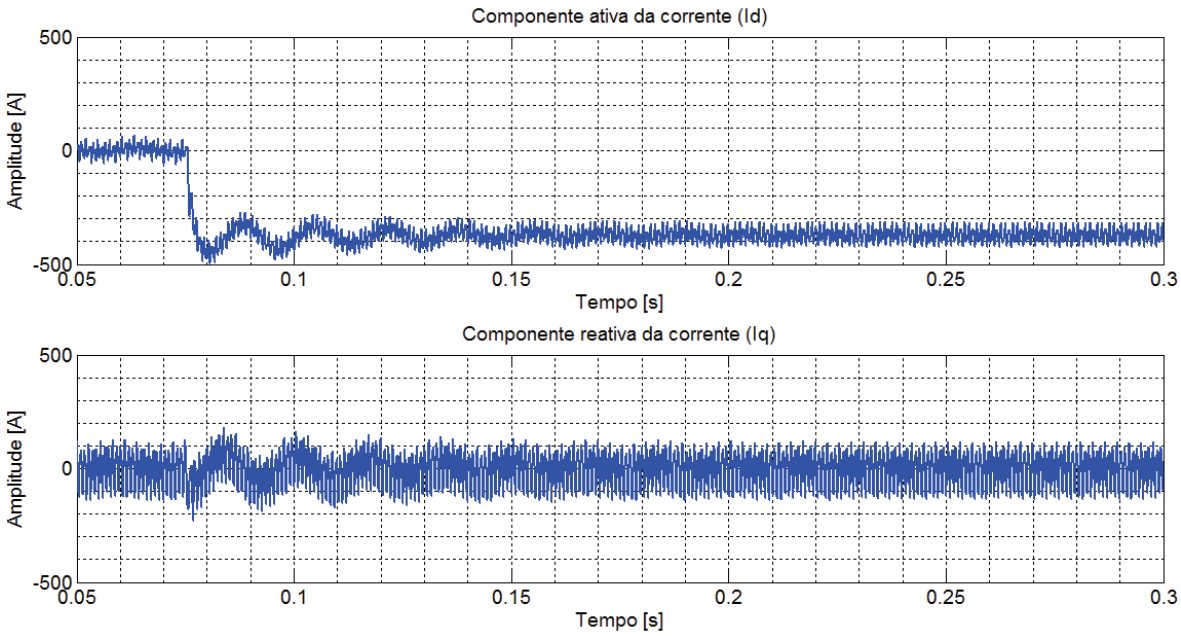

Figura 4.75 – Retificador PWM 2 níveis: correntes dq sem *feedforward*

A Figura 4.76, por sua vez, mostra que também foi eliminada a comutação extra nas tensões de fase. O espectro harmônico de tensão e corrente de linha está indicado na Figura 4.77, onde pode ser observada a correta eliminação de harmônicos desejada sem a presença significativa de harmônicos não característicos do tipo de modulação empregada.

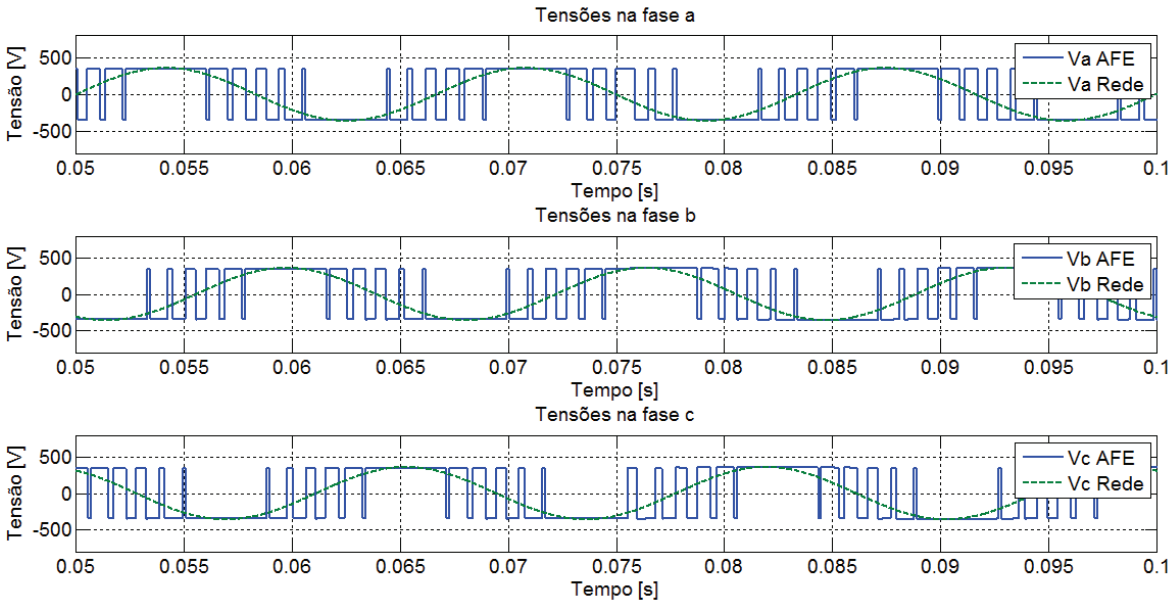

Figura 4.76 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de linha sem *feedforward*

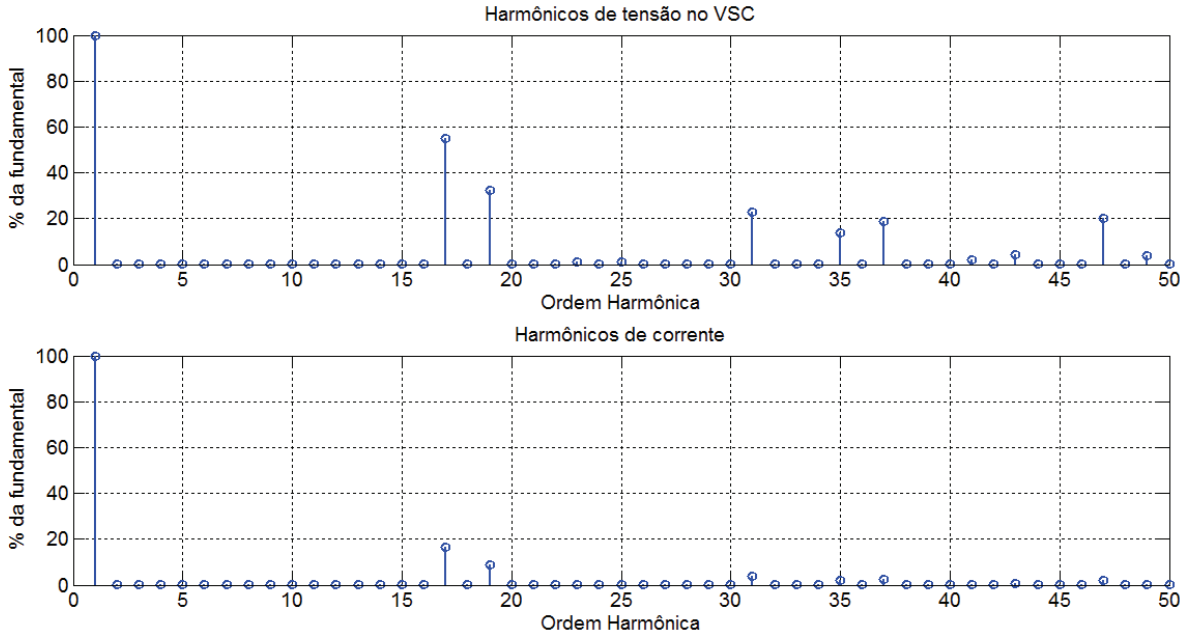

Figura 4.77 – Retificador PWM 2 níveis: harmônicos de tensão e corrente de linha

Com o intuito de comprovar a necessidade e eficácia do esquema de predição de correntes harmônicas da Figura 4.67, o mesmo foi desabilitado no controle e a simulação mostrou resultados inaceitáveis, conforme pode ser verificado nas tensões de fase da Figura 4.78 e nas correntes de linha da Figura 4.79. Para utilizar o controle de tal forma, seria necessário reduzir em muito a velocidade da malha de

corrente o que não é interessante uma vez que seu valor utilizado até o momento já é relativamente pequeno.

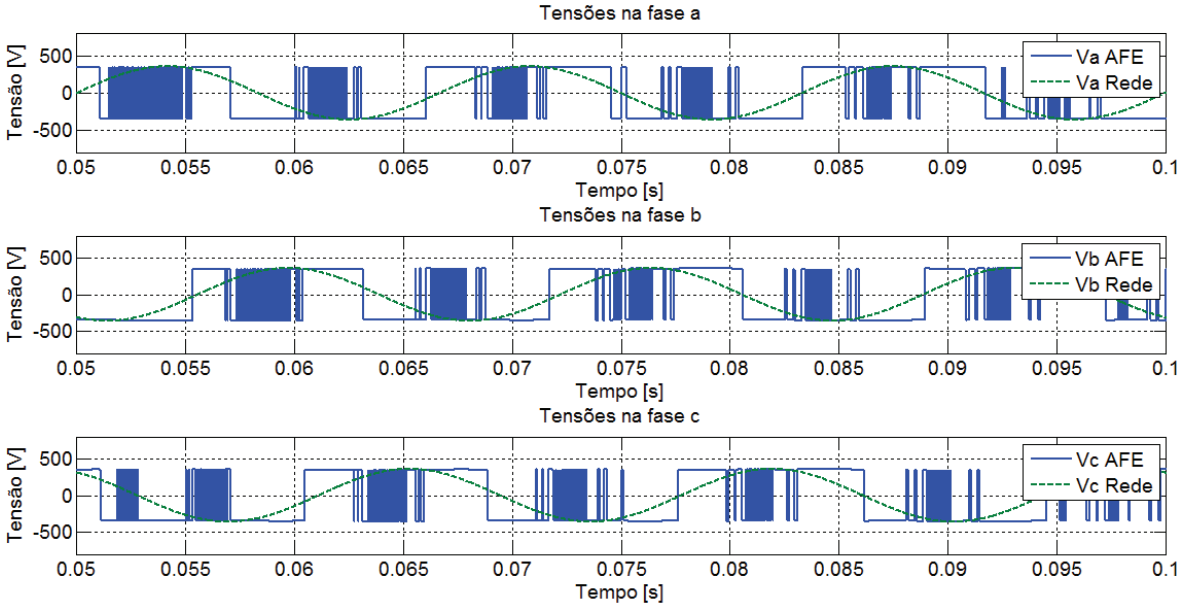

Figura 4.78 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de fase sem predição de harmônicos

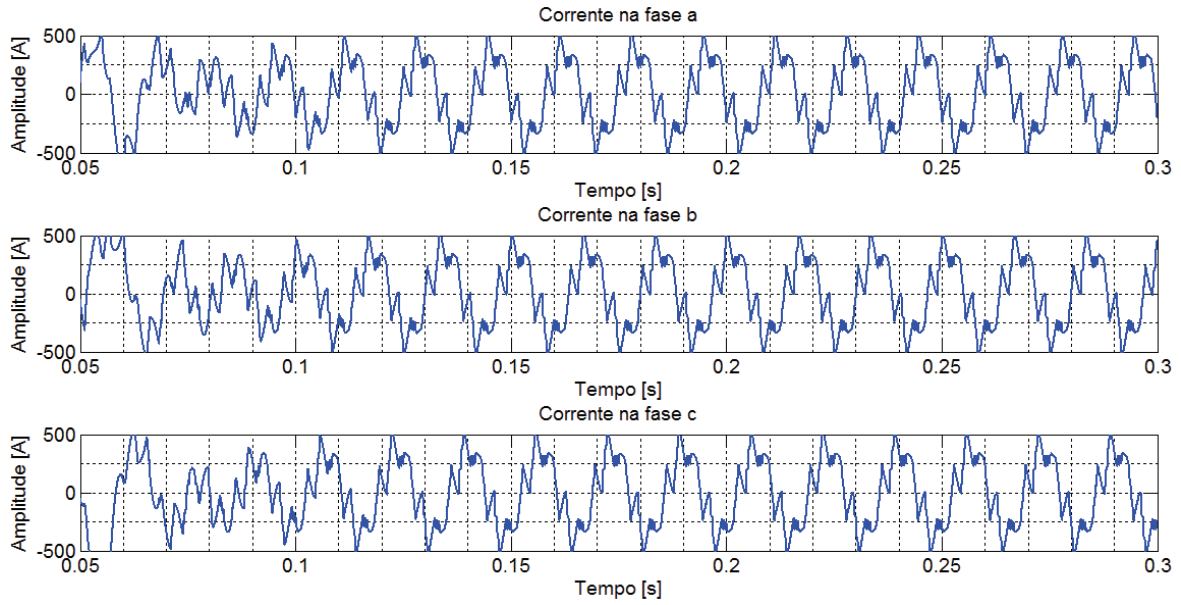

Figura 4.79 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha sem predição de harmônicos

Para verificar a possibilidade de aumento da velocidade da malha de corrente, o que é sempre interessante, com o intuito de reduzir capacitância no barramento CC, os ganhos do controlador foram ajustados (K_p=0,52 e K_i=45) de forma a obter polos da curva de rigidez dinâmica em 150Hz e 15Hz. Conforme pode ser verificado através da análise da Figura 4.80, Figura 4.81, Figura 4.82 e Figura 4.83, embora

não tenham ocorrido comutações extras e a eliminação de harmônicos tenha permanecido conforme desejado, houve um aumento razoável no problema das componentes CC nos sinais de corrente.

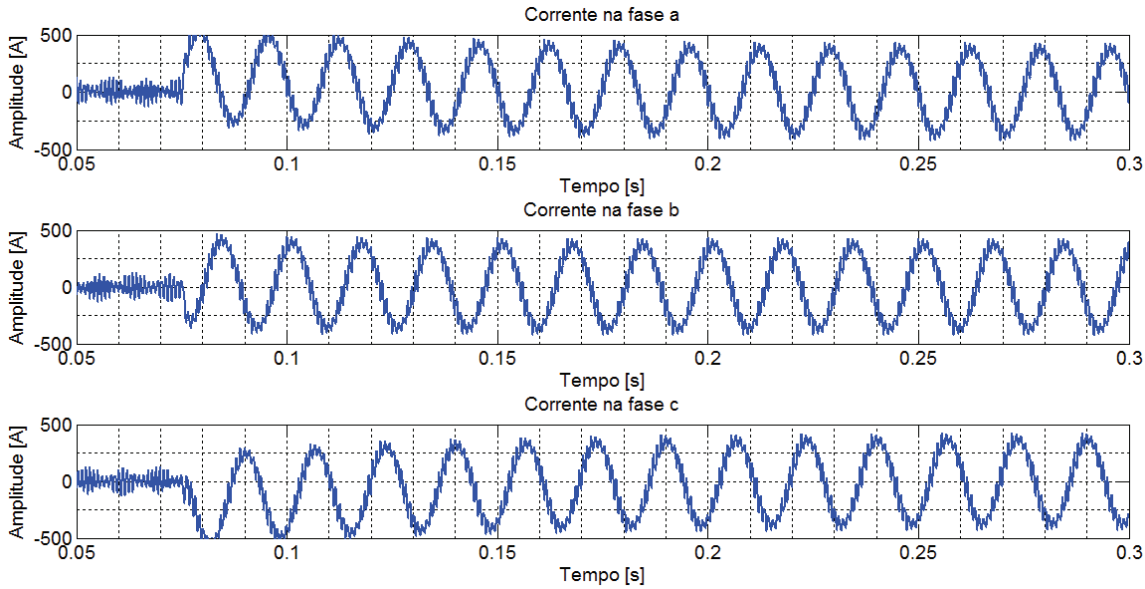

Figura 4.80 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha para Kp=0,52 e Ki=45

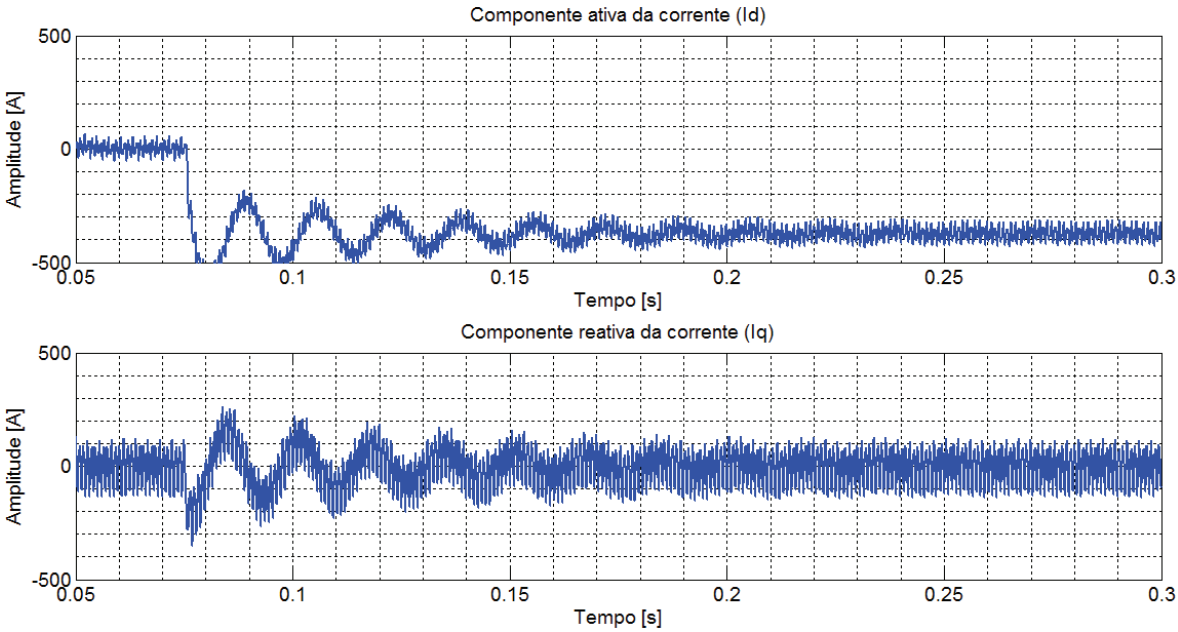

Figura 4.81 – Retificador PWM 2 níveis: correntes dq para Kp=0,52 e Ki=45

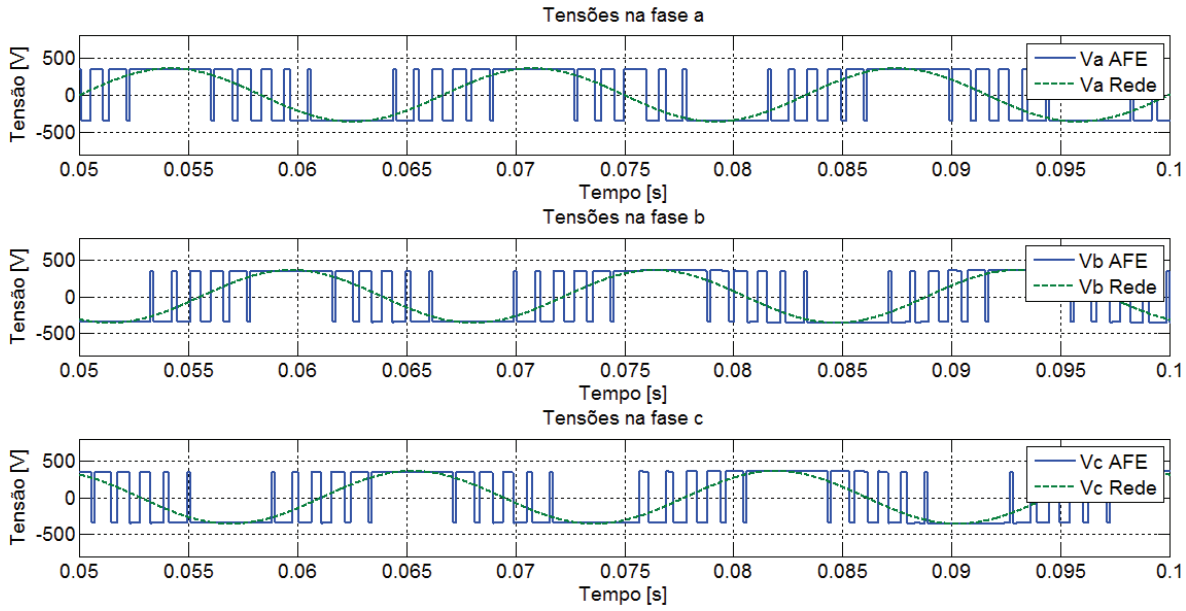

Figura 4.82 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de linha para Kp=0,52 e Ki=45

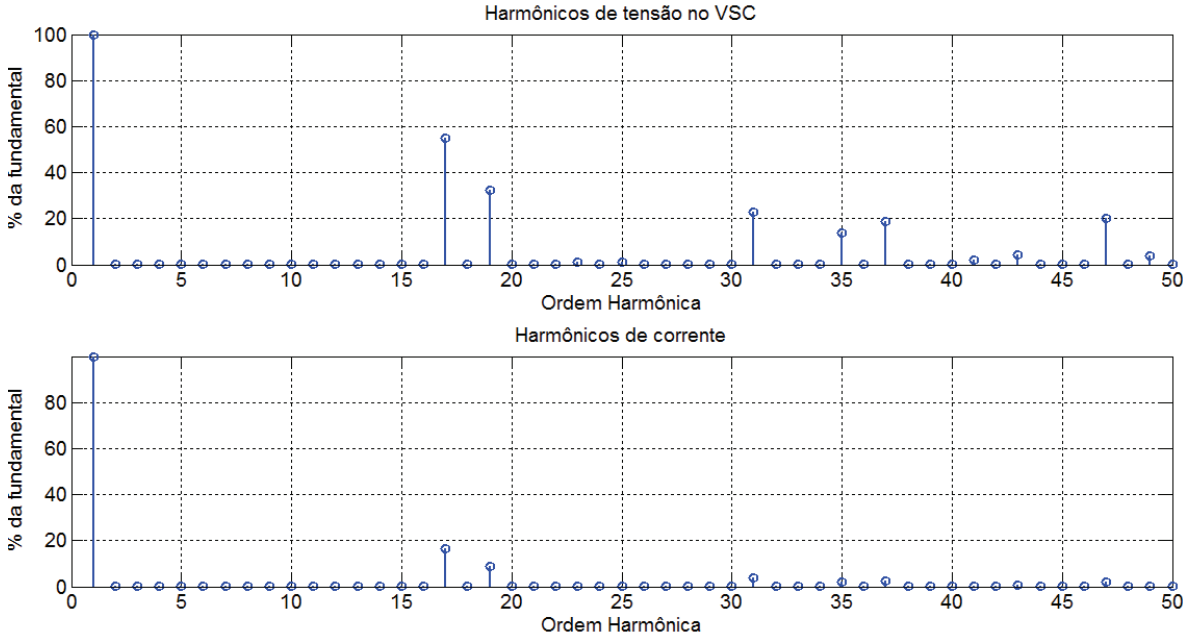

Figura 4.83 – Retificador PWM 2 níveis: harmônicos de tensão e corrente para Kp=0,52 e Ki=45

Ainda com o objetivo de obter uma malha de corrente mais rápida, os ganhos do controlador foram ajustados para obter polos da curva de rigidez dinâmica em 200 e 20Hz (Kp=0,7 e Ki=80). Contudo, comutações extras já foram observadas nas tensões de fase (Figura 4.82) e esse será o limitador para ajuste do controle de corrente adotado por esse trabalho.

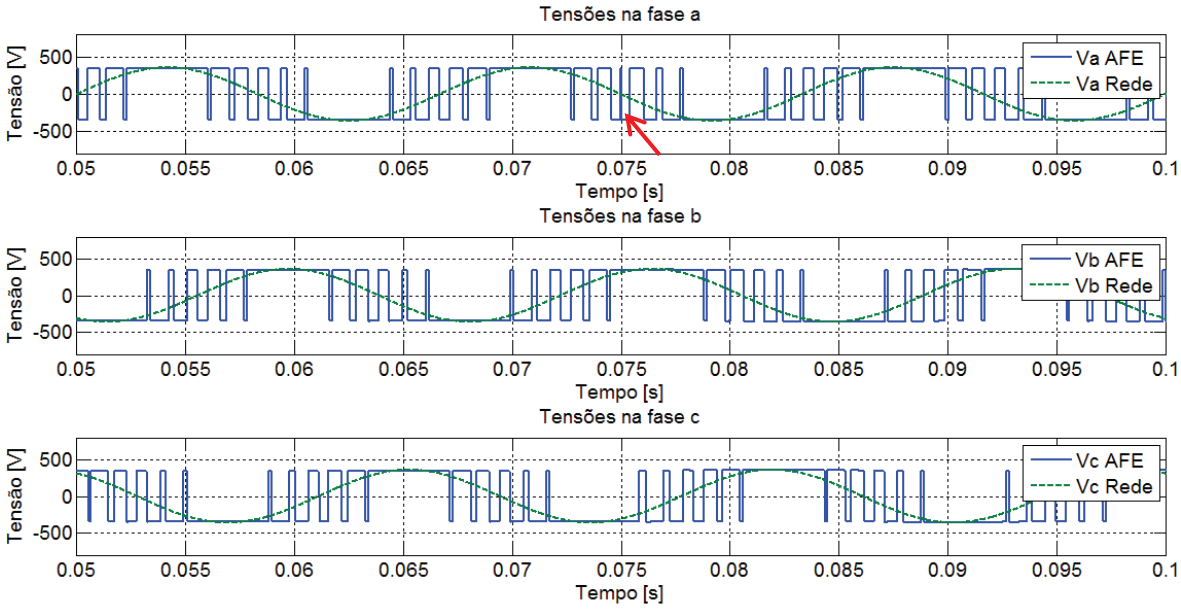

Figura 4.84 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de linha para Kp=0,52 e Ki=45

Os resultados de simulação para o mesmo conversor utilizando agora um modulador SHE PWM de sete cortes estão indicados na Figura 4.85, Figura 4.86, Figura 4.87 e Figura 4.88. O ajuste do controlador foi alterado para frequências dos polos da curva de rigidez dinâmica em 130Hz e 13Hz (Kp=0,45, Ki=35), um valor intermediário entre os utilizados anteriormente.

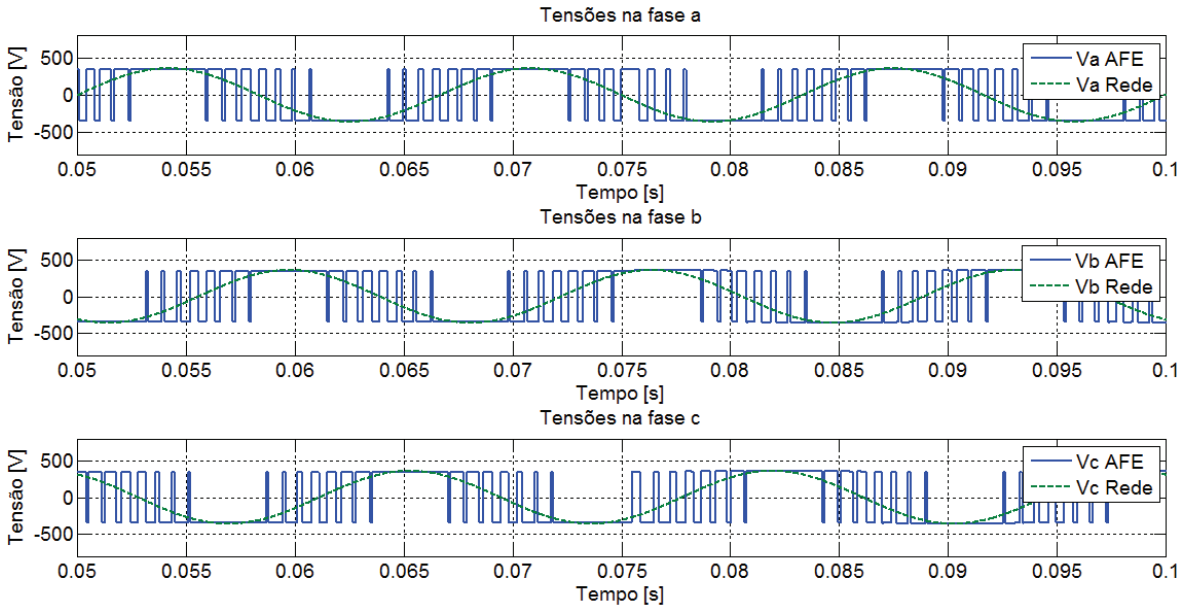

Figura 4.85 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de fase para M=7

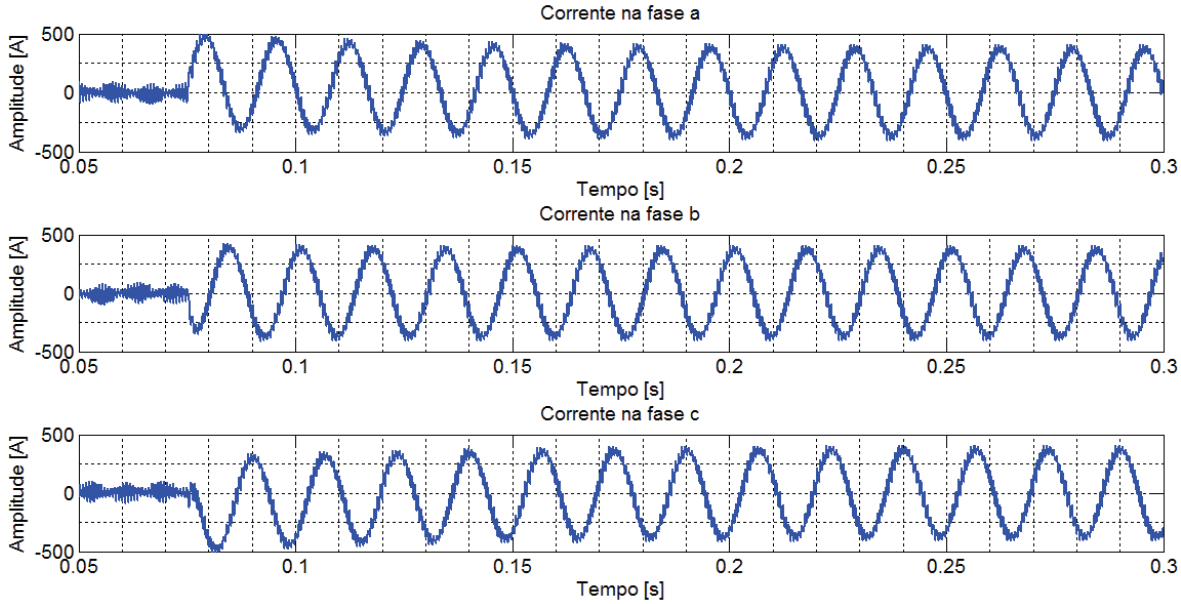

Figura 4.86 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha para M=7

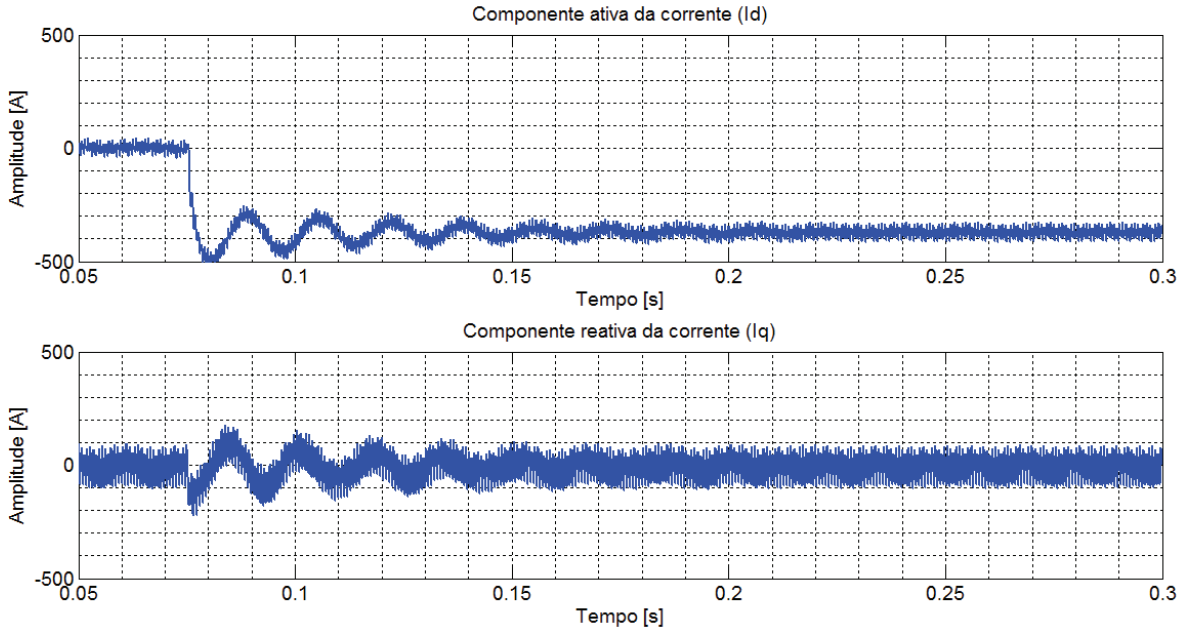

Figura 4.87 – Retificador PWM 2 níveis: correntes dq para M=7

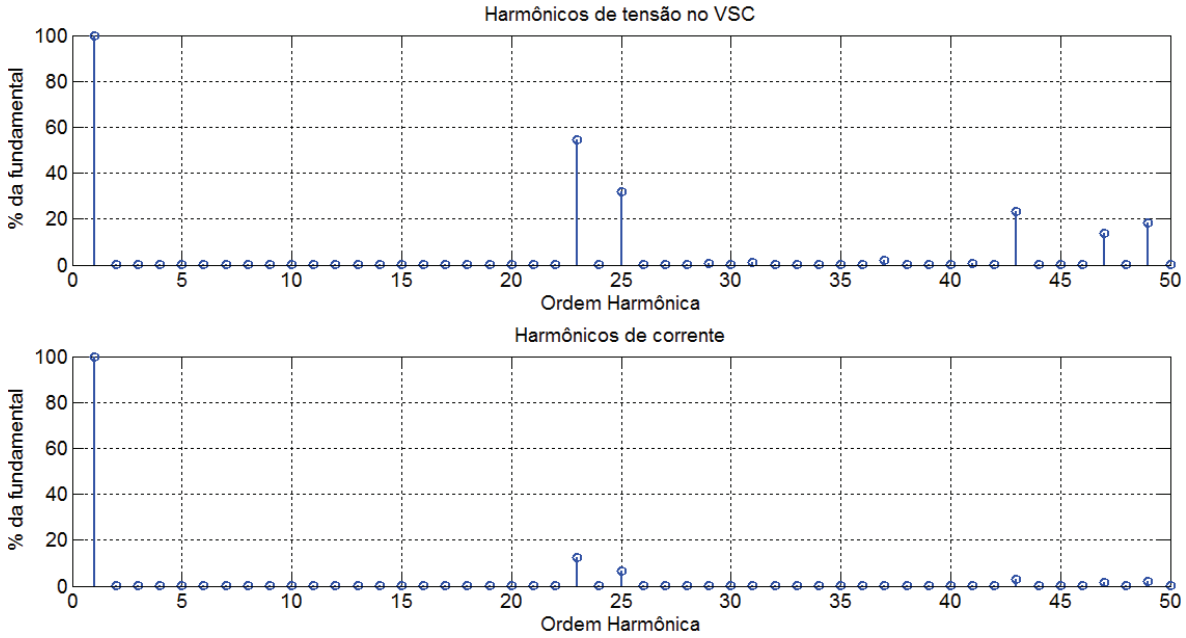

Figura 4.88 – Retificador PWM 2 níveis: harmônicos na tensão e corrente de linha para M=7

Por fim, o modulador foi substituído por um de 9 cortes e os resultados estão apresentados na Figura 4.89, Figura 4.90, Figura 4.91 e Figura 4.92, mantido o ajuste anterior.

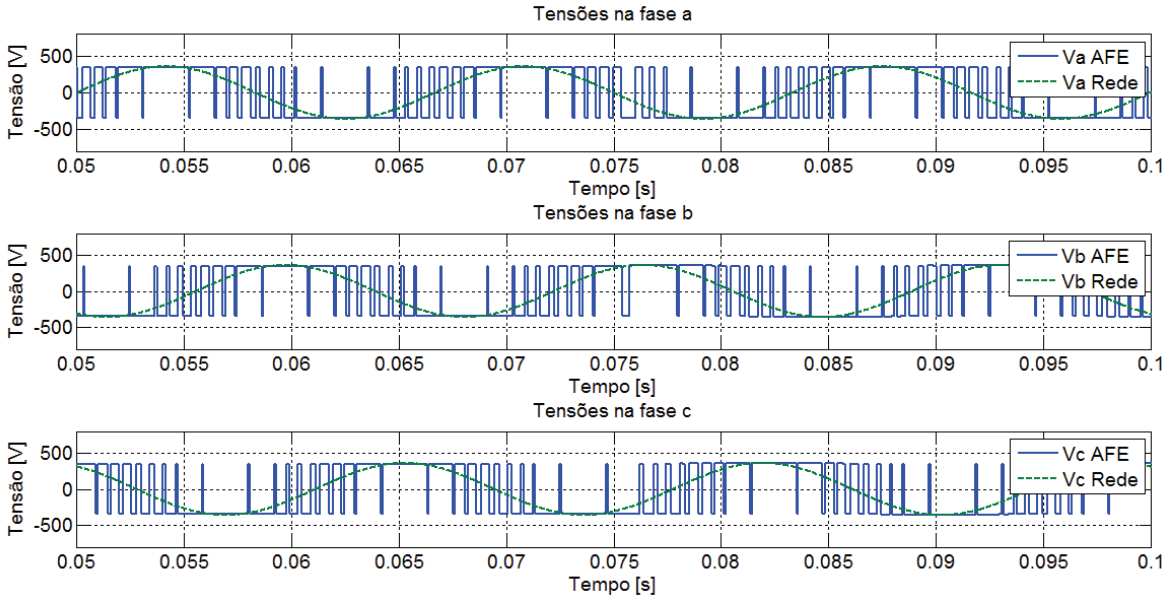

Figura 4.89 – Retificador PWM 2 níveis: tensões de fase para M=9

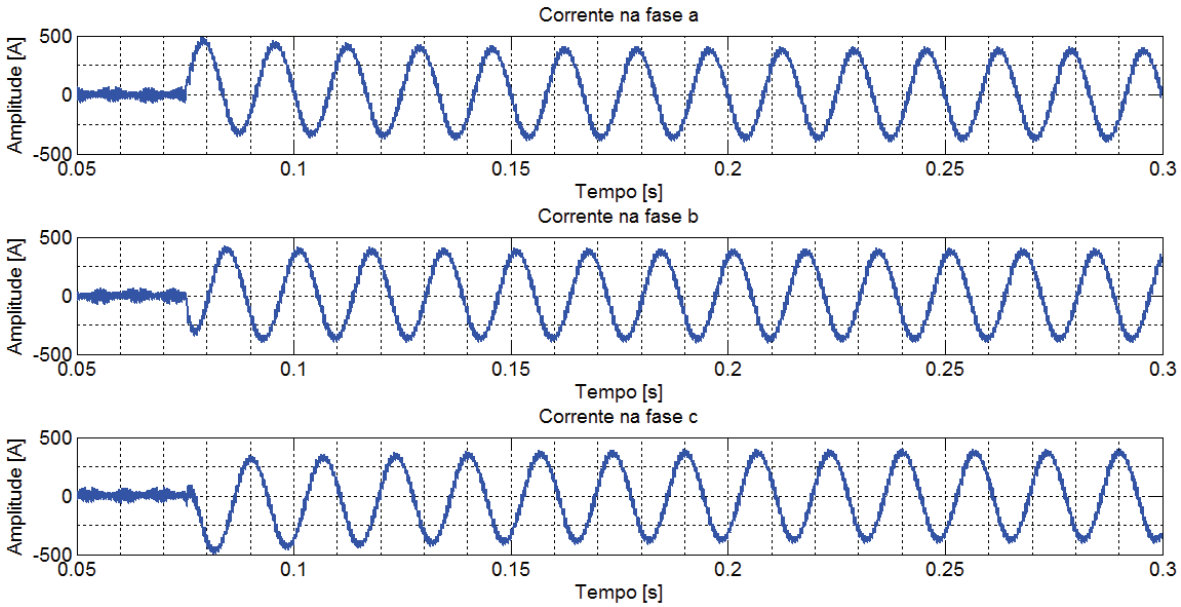

Figura 4.90 – Retificador PWM 2 níveis: correntes de linha para M=9

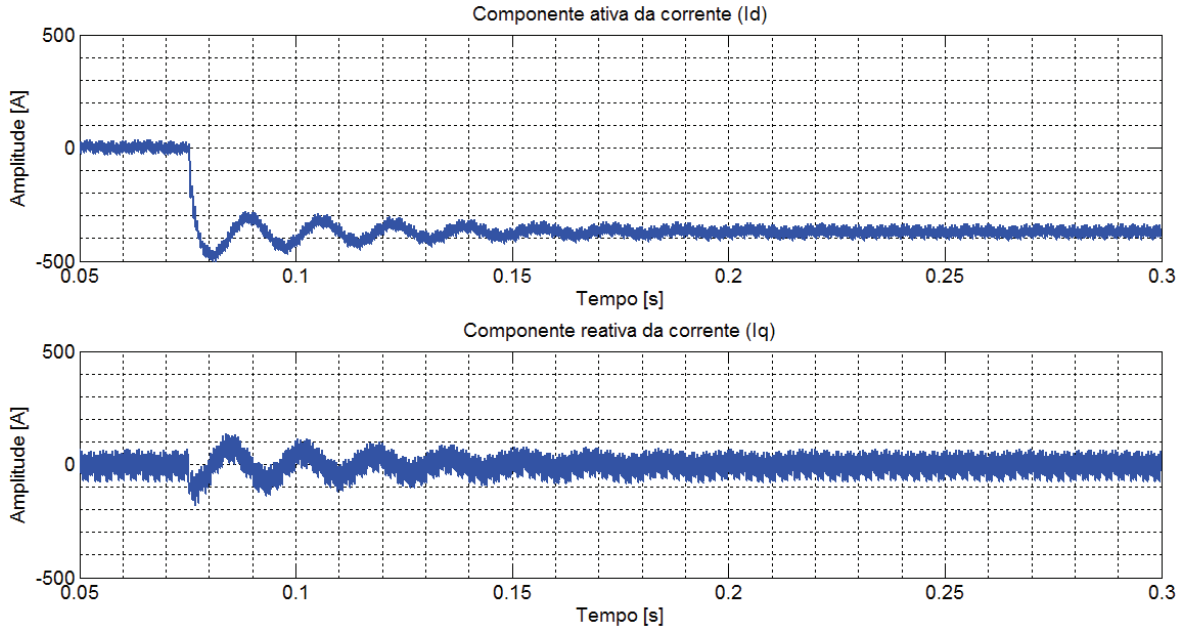

Figura 4.91 – Retificador PWM 2 níveis: correntes dq para M=9

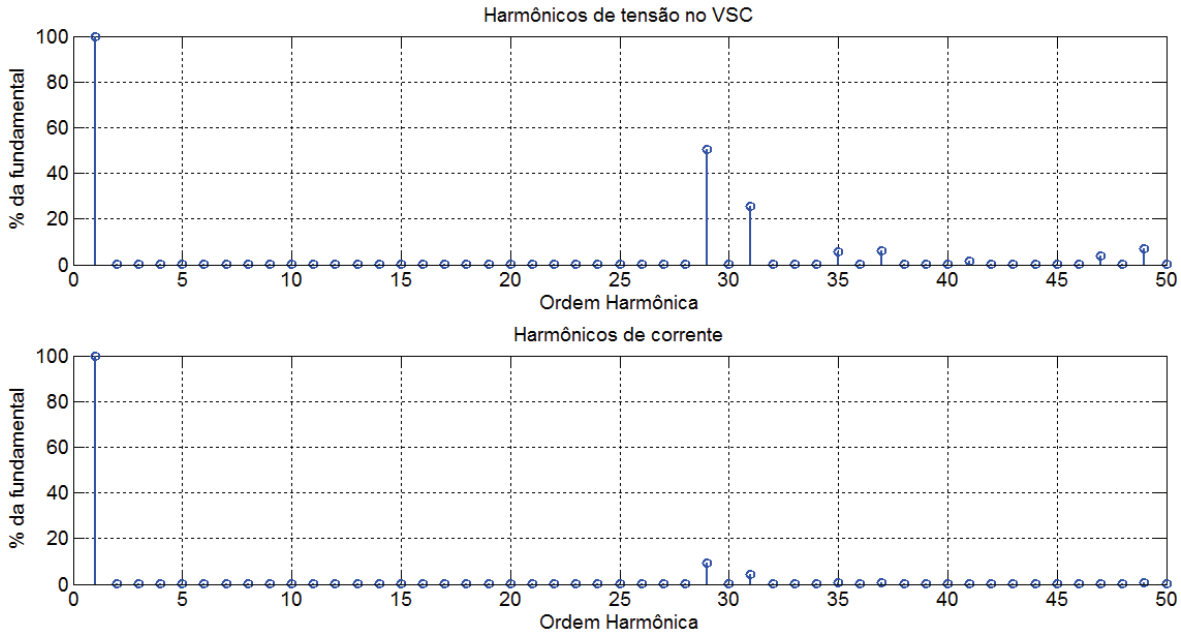

Figura 4.92 – Retificador PWM 2 níveis: harmônicos na tensão e corrente de linha para M=9

Utilizando agora um conversor três níveis NPC, outra simulação foi realizada conforme dados da Tabela 4.7. Dessa vez, devido a ordem de grandeza das correntes envolvidas e do fato de os moduladores três níveis terem se mostrados mais sensíveis a perturbações nas análises da seção 4.2.2, as frequências dos polos da curva de rigidez dinâmica foram ajustadas para 80Hz e 8Hz dando como resultado um Kp=0,83 e um Ki=40.

Tabela 4.7 – Dados da simulação do conversor três níveis

Elemento	Parâmetro	Valor
Rede	Tensão de linha [V]	4160
	Frequência [Hz]	60
Filtro	Indutância [mH]	1,5
	Resistência [mΩ]	10
Carga	Potência Ativa [kW]	3000

Os resultados de simulação para o conversor utilizando um número de pulsos igual a 5 está indicado na Figura 4.93, Figura 4.94, Figura 4.95 e Figura 4.96. Pode ser observado que, embora mais lento, o controle apresentou resultados satisfatórios ao rastrear a corrente de referência sem gerar comutações extras e com o espectro harmônico dentro do desejado.

Os resultados foram obtidos também para moduladores SHE PWM de sete pulsos (Figura 4.97, Figura 4.98, Figura 4.99 e Figura 4.100) e SHE PWM de nove pulsos (Figura 4.101, Figura 4.102, Figura 4.103 e Figura 4.104).

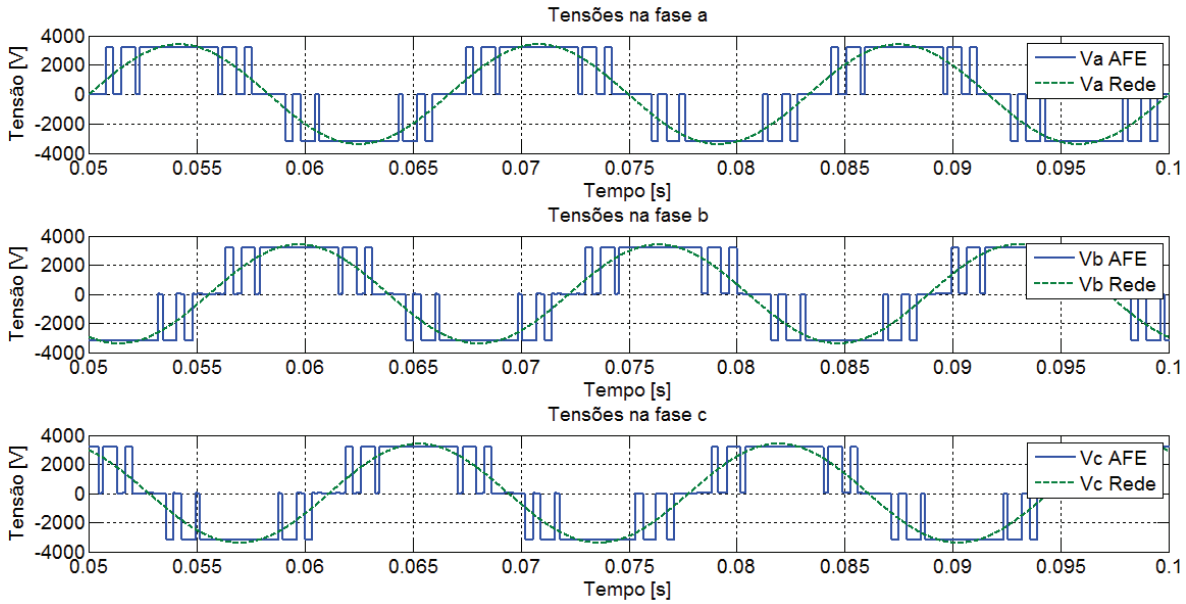

Figura 4.93 – Retificador PWM 3 níveis: tensões de fase para M=5

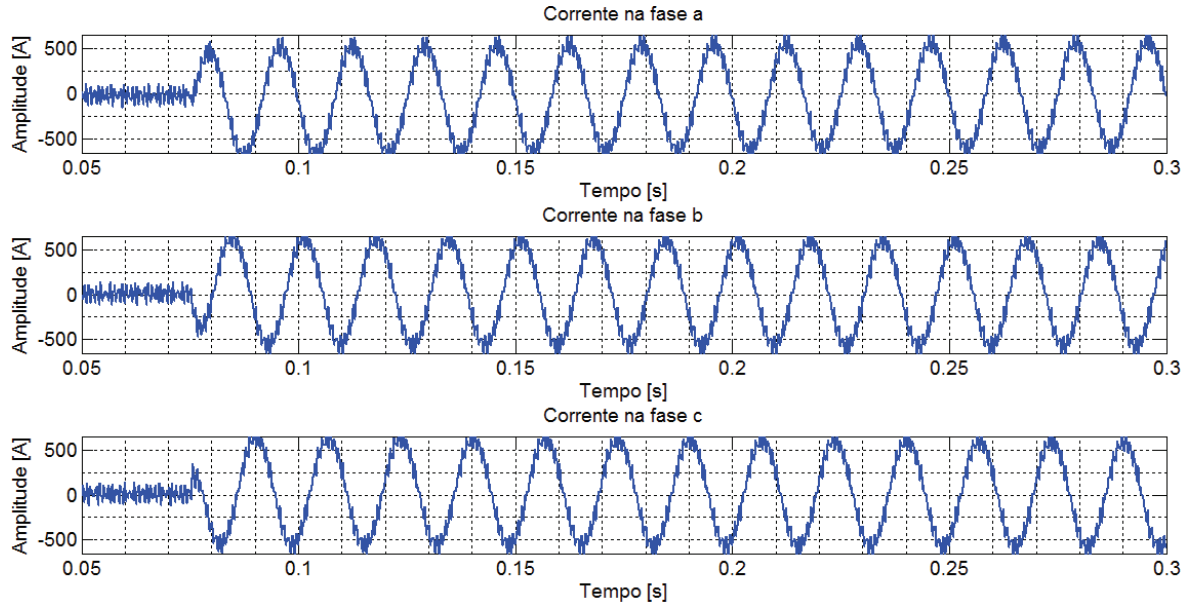

Figura 4.94 – Retificador PWM 3 níveis: correntes de linha para M=5

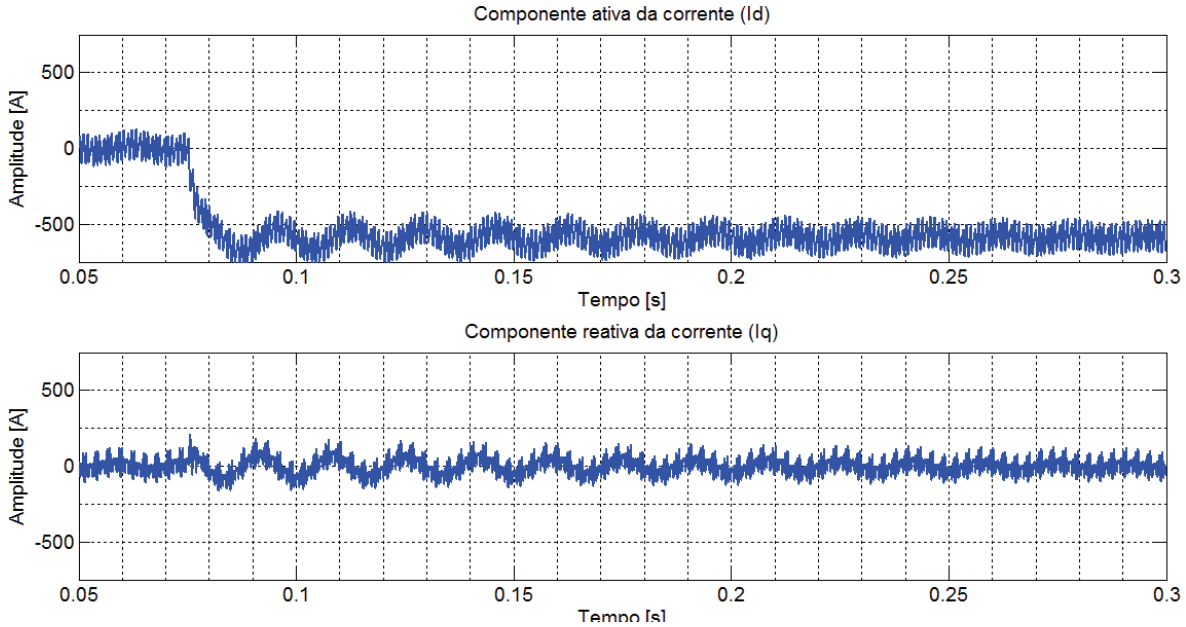

Figura 4.95 – Retificador PWM 3 níveis: correntes dq para M=5

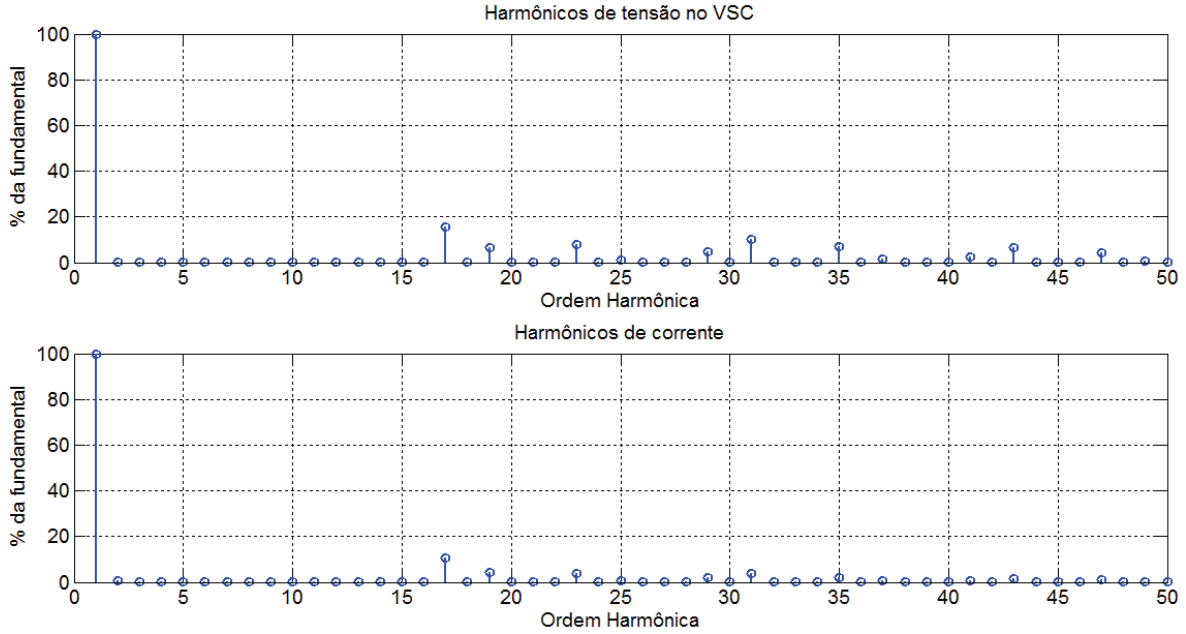

Figura 4.96 – Retificador PWM 3 níveis: harmônicos de tensão de linha e corrente para M=5

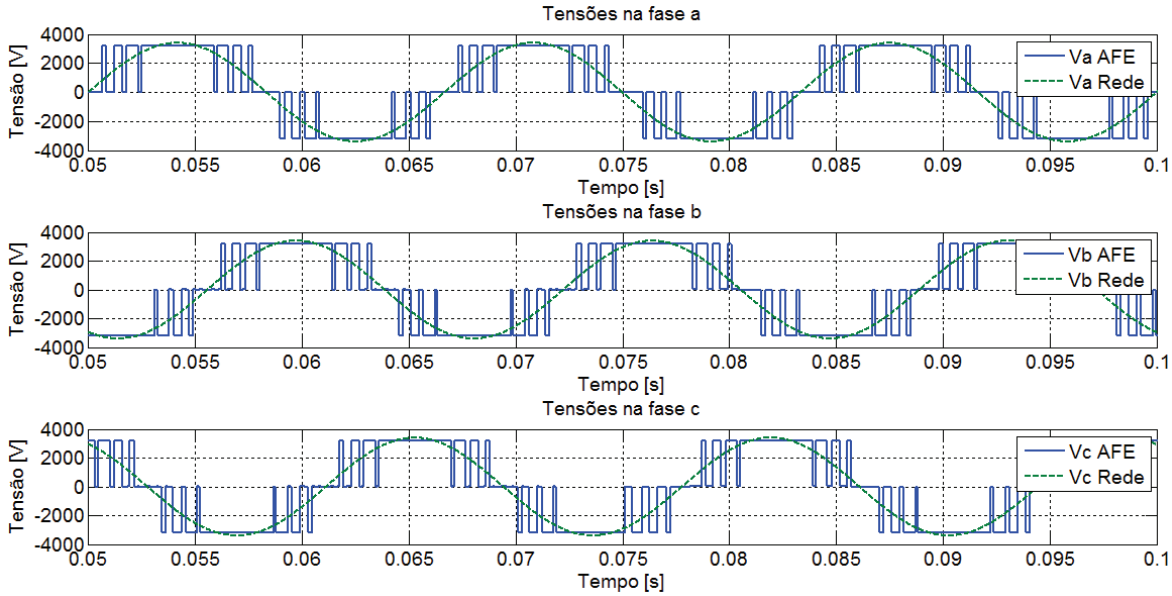

Figura 4.97 – Retificador PWM 3 níveis: tensões de fase para M=7

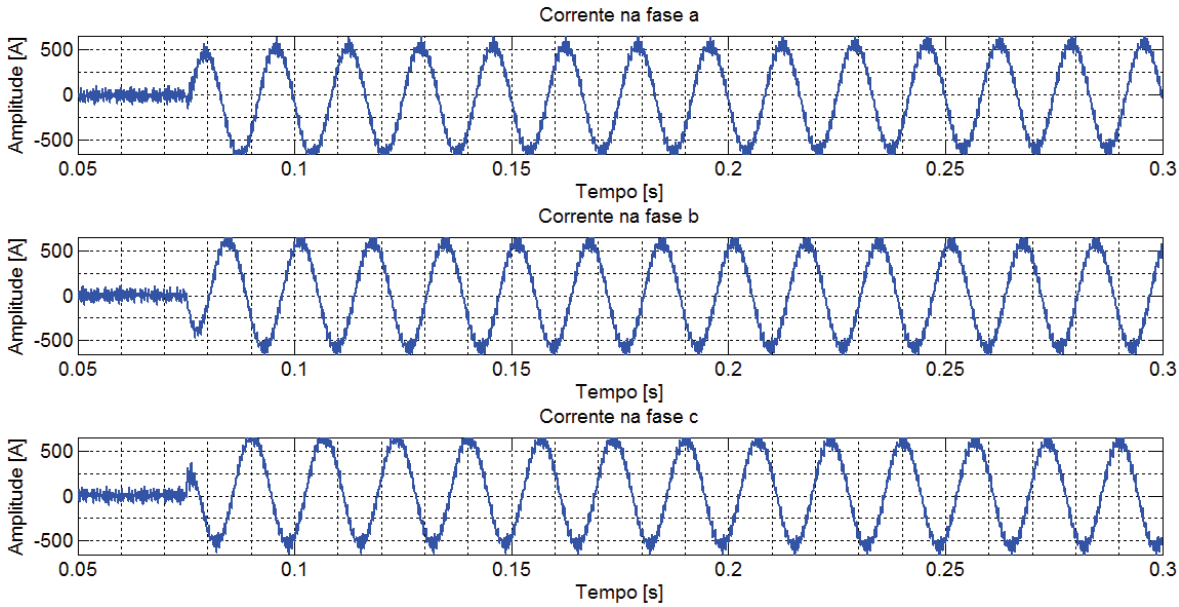

Figura 4.98 – Retificador PWM 3 níveis: correntes de linha para M=7

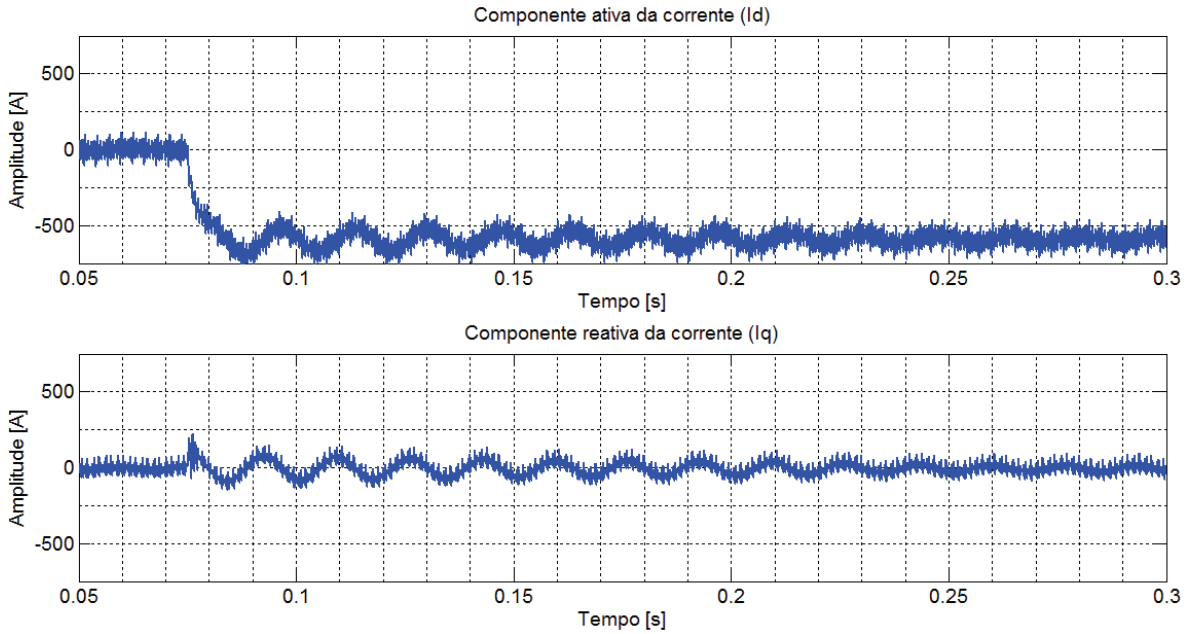

Figura 4.99 – Retificador PWM 3 níveis: correntes dq para M=7

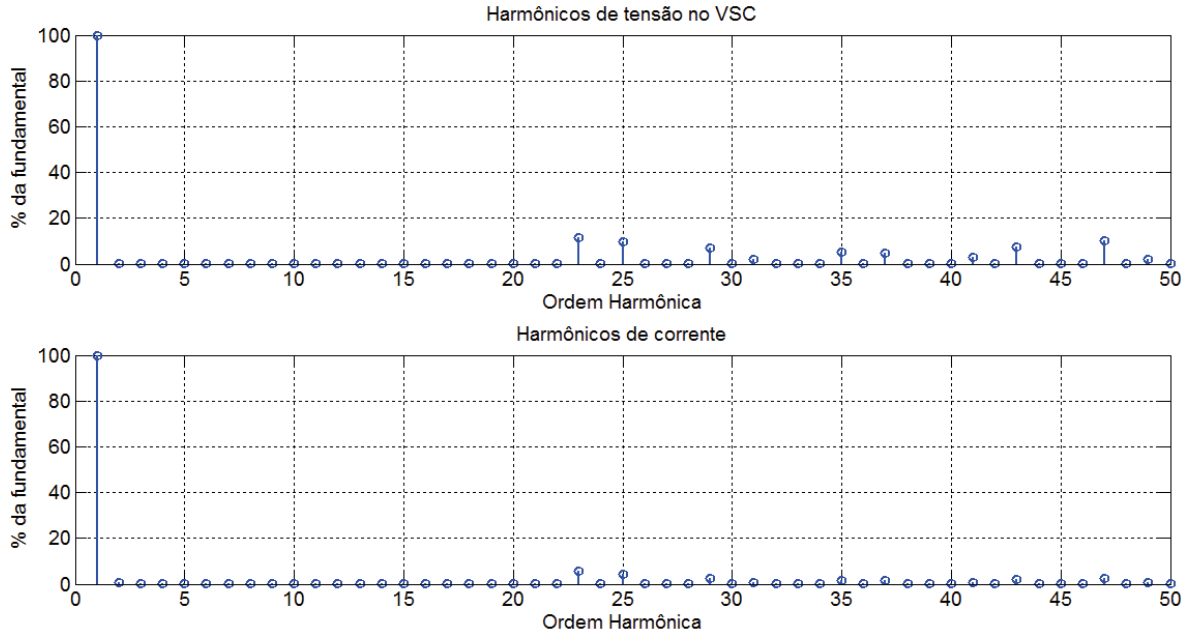

Figura 4.100 – Retificador PWM 3 níveis: harmônicos de tensão de linha e corrente para M=7

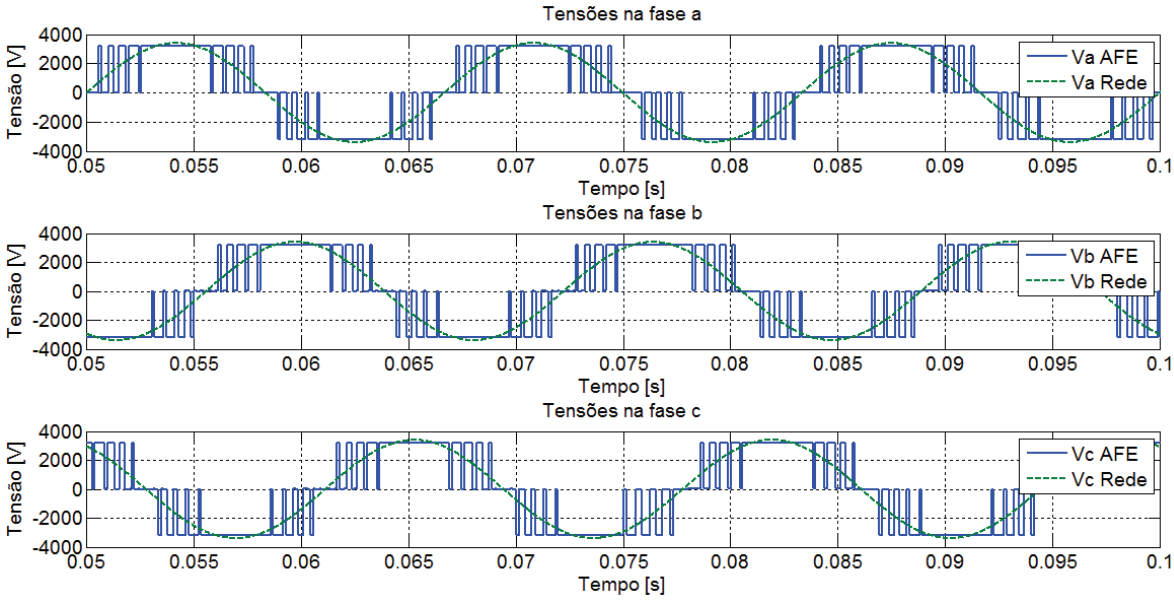

Figura 4.101 – Retificador PWM 3 níveis: tensões de fase para M=9

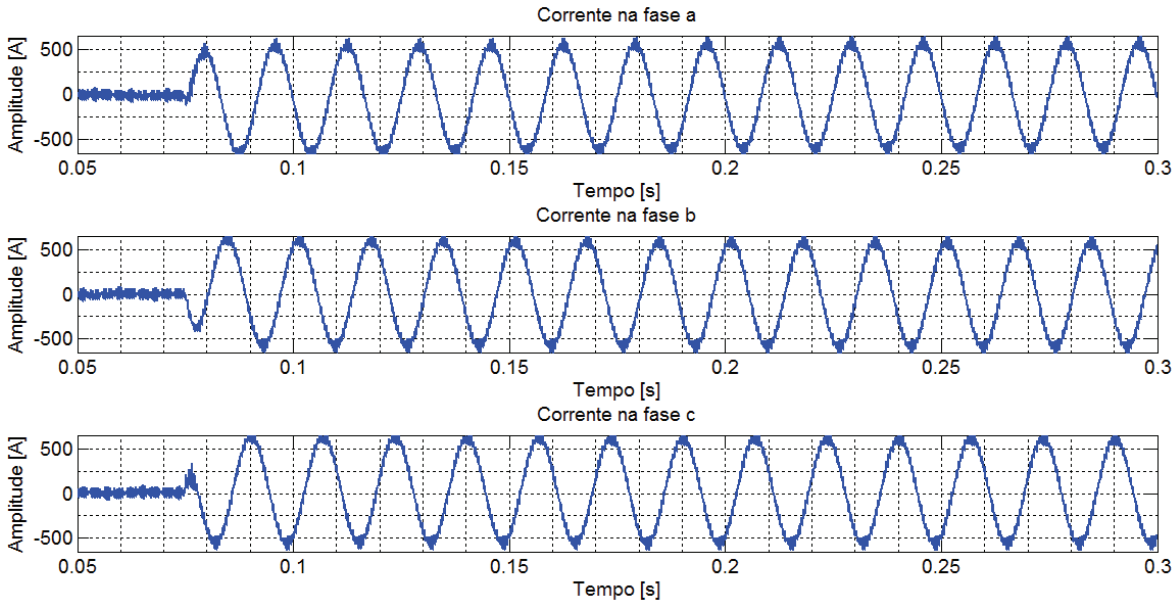

Figura 4.102 – Retificador PWM 3 níveis: correntes de linha para M=9

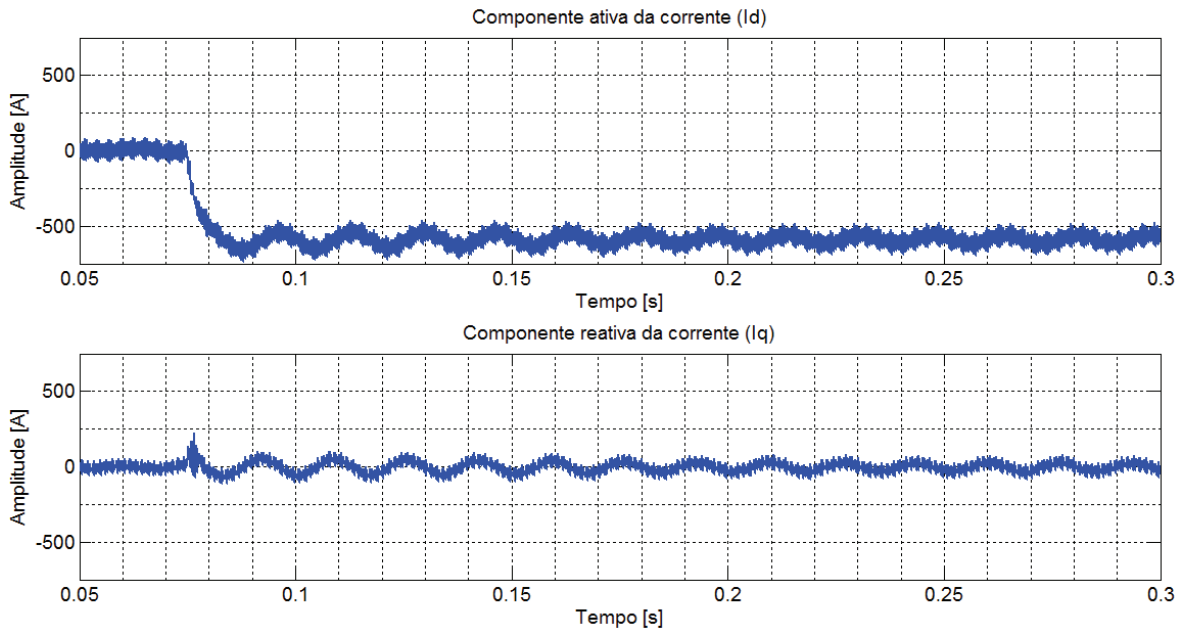

Figura 4.103 – Retificador PWM 3 níveis: correntes dq para M=9

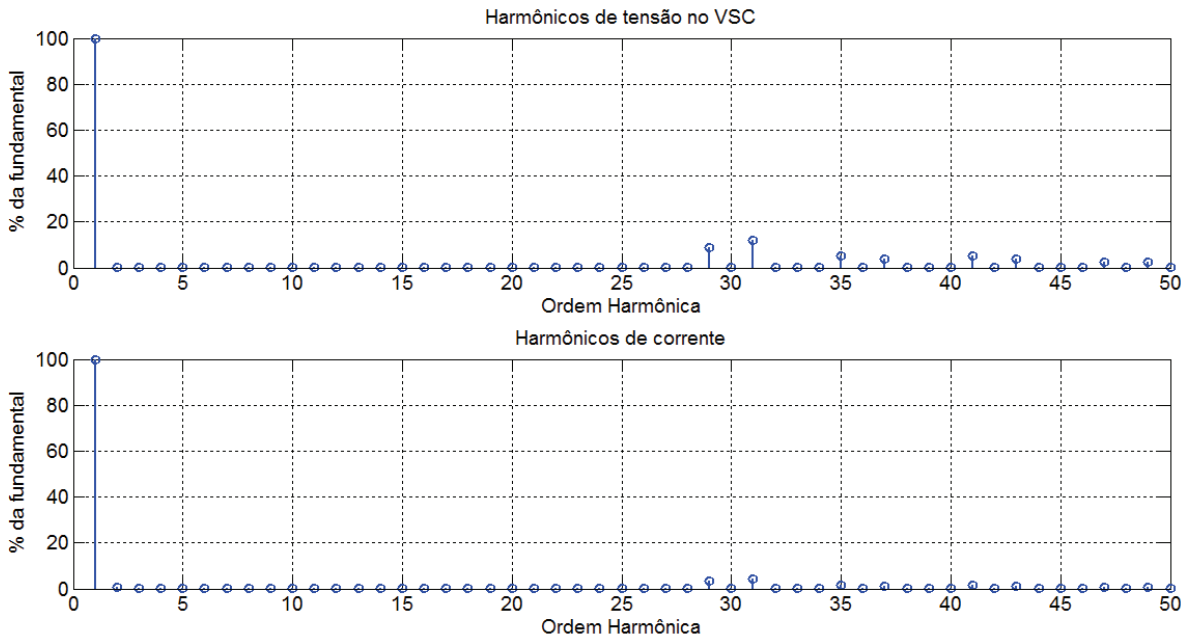

Figura 4.104 – Retificador PWM 3 níveis: harmônicos de tensão de linha e corrente para M=9

Pode-se observar que os resultados obtidos para os conversores de dois e três níveis para os vários valores de M analisados foram satisfatórios, embora a velocidade da malha de corrente tivesse que ter sido mantida suficientemente baixa para não provocar excesso de chaveamentos nos conversores e mitigar o problema da não compensação de componentes c.c. pelo controle de corrente, com predição de harmônicos, empregado.

Melhorias no controle de corrente que façam com que ele atue nas componentes contínuas, como a utilização de um integrador de banda de passagem muito baixa no sinal de *feedback* não filtrado (sem a predição de harmônicos), e uma maior flexibilidade de projeto, baseada num estudo de cada tipo de aplicação e em critérios de projeto no dimensionamento de componentes do retificador TUPF, que permita o aumento do número de chaveamentos em transitórios de amplitude tão elevadas quanto os aqui apresentados, podem permitir que a malha de corrente tenha sua velocidade aumentada substancialmente.

4.2.6 Controle de corrente e resultados de simulação para o TUPF

O conversor da Figura 4.1b foi então simulado utilizando a ferramenta Simulink do MATLAB. Cada conversor possui o seu controle de corrente individual, conforme Figura 4.35, a partir de uma medição da corrente no secundário ao qual está conectado. A medição de tensão foi tomada no primário do transformador e adequada matematicamente através do modelo do transformador para ser entregue ao PLL de cada conversor. O ângulo do fasor de tensão foi rastreado novamente através do DDSRF-PLL [47].

Primeiramente foi simulado um retificador TUPF utilizando dois conversores de dois níveis com o modulador SHE PWM adequado. Os dados do sistema considerado na simulação estão indicados na Tabela 4.8, onde novamente o sistema trabalhou em malha aberta até o tempo de 50ms e a referência de corrente ativa foi inserida em degrau no tempo 75ms.

A Figura 4.105 indica as correntes de eixo direto e quadratura dos dois conversores onde se pode notar claramente que os conversores foram capazes de seguir corretamente e de forma síncrona a referência de corrente. Os valores mostrados foram retirados da medição de corrente fundamental apenas (ou seja, após a subtração dos harmônicos conforme mostrado na Figura 4.67). Isso foi feito para clareza de informação, uma vez que a medição direta de corrente contém muitos harmônicos e dificultaria a compreensão.

Tabela 4.8 – Dados para simulação do retificador TUPF utilizando VSC 2 níveis

Descrição	Grandeza	Valor
Rede	Tensão [V]	13800
	Frequência [Hz]	60
Transformador Ideal (Z=0)	Potência [kVA]	500
	Primário [V]	13800
	Sedunários [V]	440
	Ligação	Dd0y1
Filtro L	Indutância [mH]	0,5
	Resistência [mΩ]	10
Carga	Potência [kW]	400
Controlador	Pólos [Hz]	80 e 8
	Kp	0,28
	Ki	13

A Figura 4.106 mostra as correntes nos dois secundários e no primário em conjunto com a tensão da rede. Fica claro que, embora as correntes em cada secundário sejam altamente distorcidas (ver também Figura 4.107), no primário a corrente resultante é senoidal para todos os efeitos práticos (ver também Figura 4.108) e em fase com a tensão da rede.

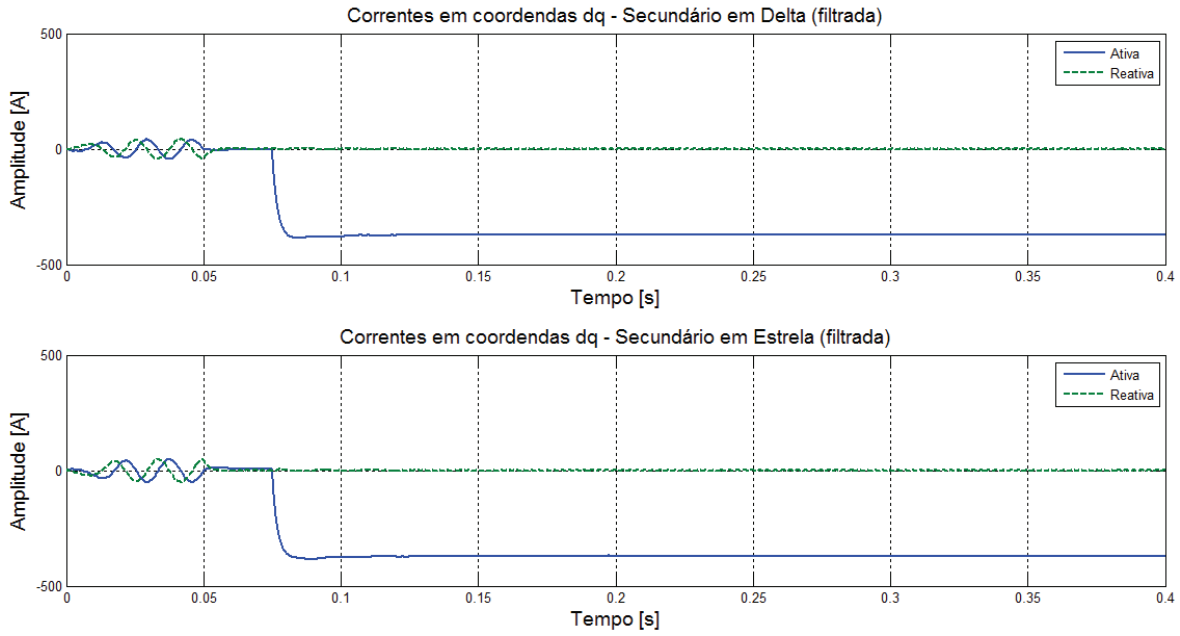

Figura 4.105 – Retificador TUPF 2 níveis: componentes dq da corrente

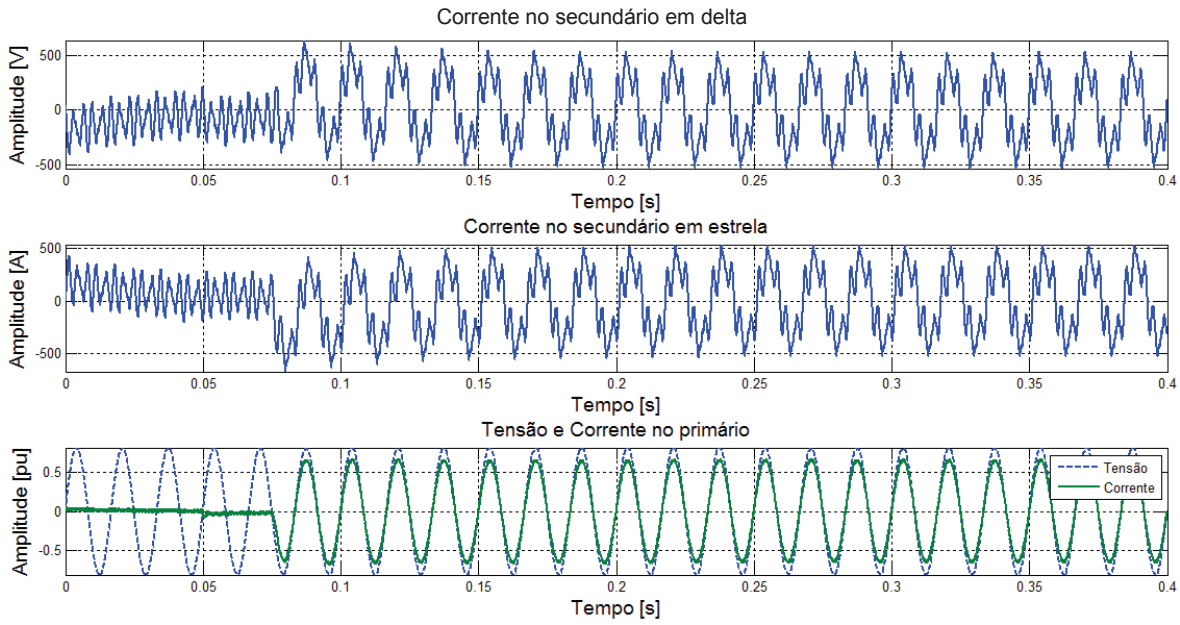

Figura 4.106 – Retificador TUPF 2 níveis: correntes no transformador e tensão na rede

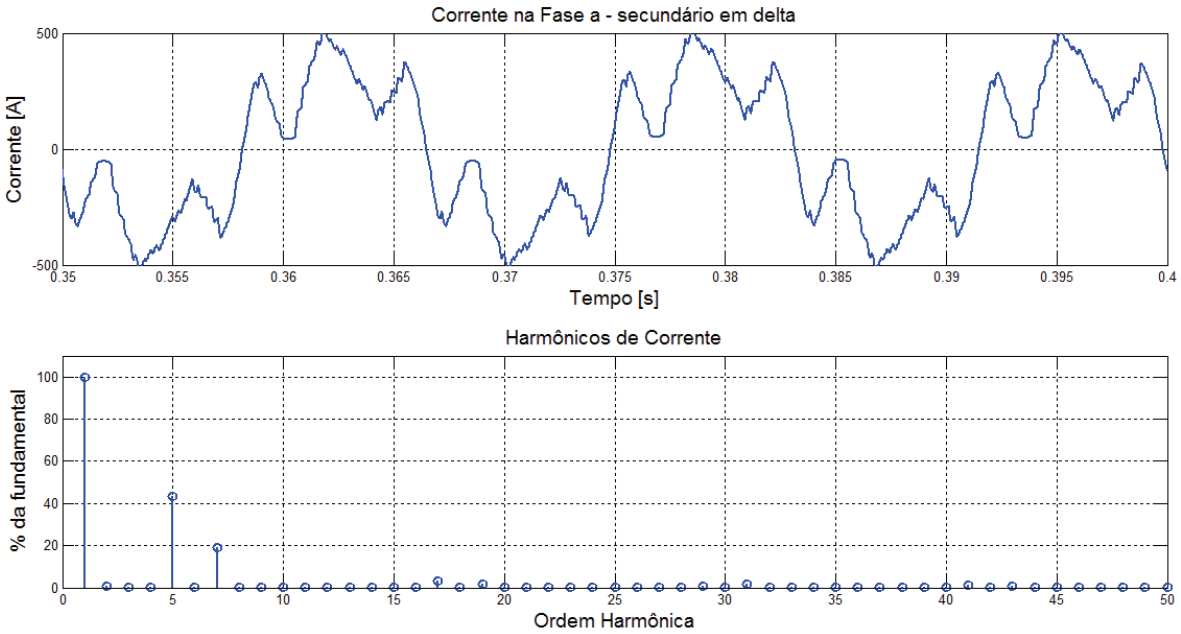

Figura 4.107 – Retificador TUPF 2 níveis: corrente num dos secundários

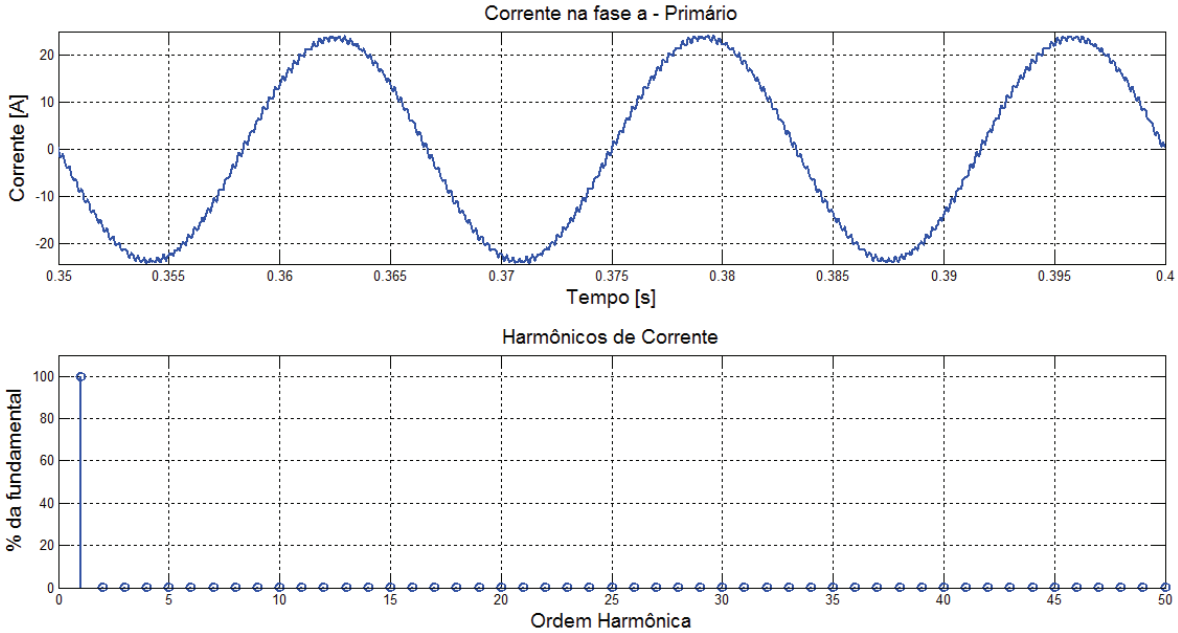

Figura 4.108 – Retificador TUPF 2 níveis: corrente no primário

A Tabela 4.9 sumariza todos os resultados da simulação, onde fica evidente a obtenção do fator de potência verdadeiramente unitário do lado da rede.

Tabela 4.9 – Resultados da simulação do TUPF 2 níveis

Local	Grandeza					
	V_{rms} [V]	V_{1rms} [V]	I_{rms} [A]	I_{1rms} [A]	THDi [%]	FP
VSC	502,4	443,3	289,4	261,3	47,7	0,9026
Rede	13800	13800	16,75	16,75	0,3	1,0000

Esses resultados foram alcançados mediante o funcionamento correto da eliminação seletiva de harmônicos aplicada (conforme pode ser confirmado na Figura 4.109) e sem alteração, mesmo que momentânea, na quantidade de chaveamentos do conversor (vide Figura 4.110).

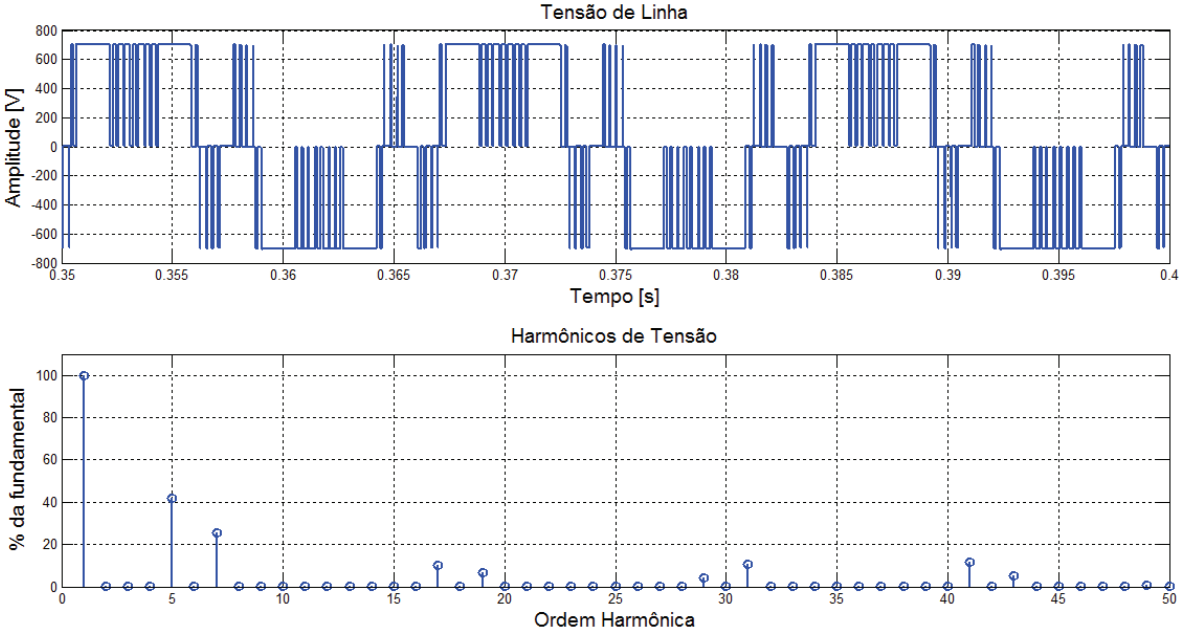

Figura 4.109 – Retificador TUPF 2 níveis: tensão de linha chaveada pelo conversor

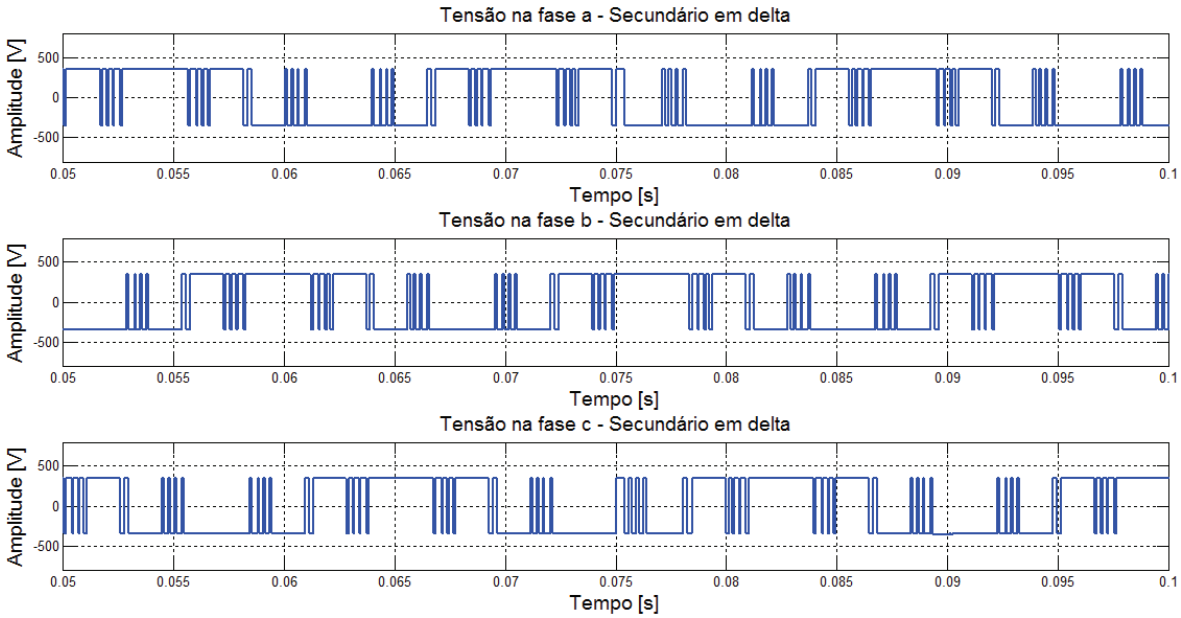

Figura 4.110 – Retificador TUPF 2 níveis: tensões de fase antes e após o degrau

Por fim, foi simulado o sistema cujos dados estão relacionados na Tabela 4.10 fazendo uso de conversores VSC três níveis.

Tabela 4.10 – Dados para simulação do retificador TUPF utilizando VSC 3 níveis

Descrição	Grandeza	Valor
Rede	Tensão [V]	13800
	Frequência [Hz]	60
Transformador Ideal (Z=0)	Potência [kVA]	7500
	Primário [V]	13800
	Sedunários [V]	4160
	Ligação	Dd0y1
Filtro L	Indutância [mH]	1,5
	Resistência [mΩ]	10
Carga	Potência [kW]	6000
Controlador	Pólos [Hz]	80 e 8
	Kp	0,85
	Ki	40

O correto funcionamento do sistema e a obtenção do fator de potência unitário, também para esse caso, podem ser comprovados pela análise da Figura 4.111, Figura 4.112, Figura 4.113, Figura 4.114, Figura 4.115 e Figura 4.116. Os resultados numéricos estão sumarizados na Tabela 4.11.

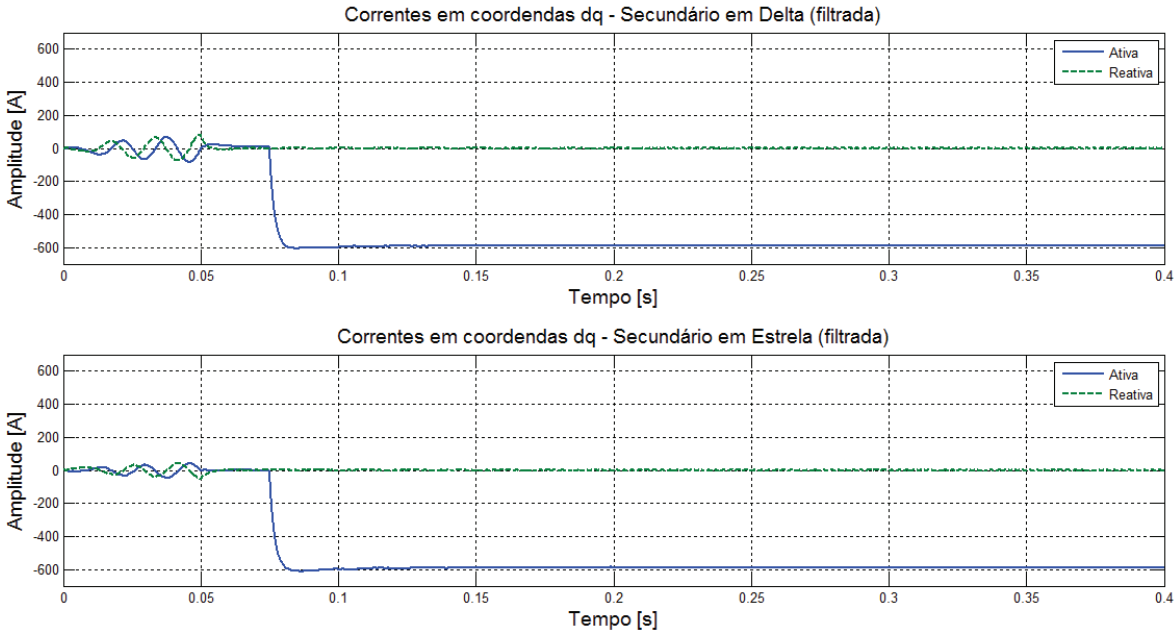

Figura 4.111 – Retificador TUPF 3 níveis: componentes dq da corrente

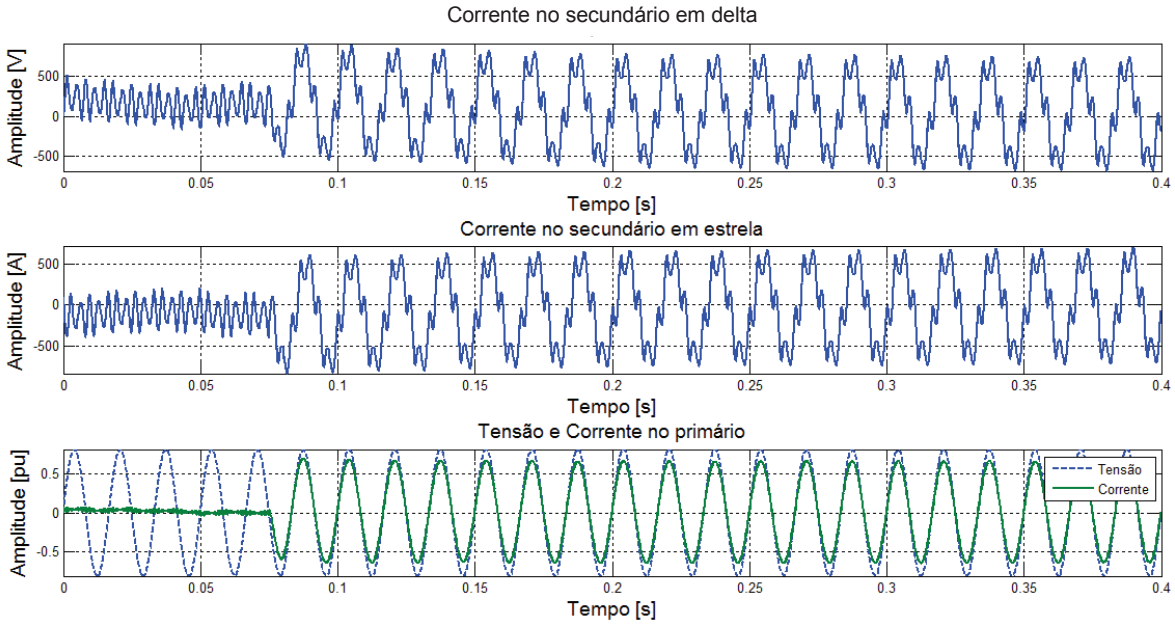

Figura 4.112 – Retificador TUPF 3 níveis: correntes no transformador e tensão na rede

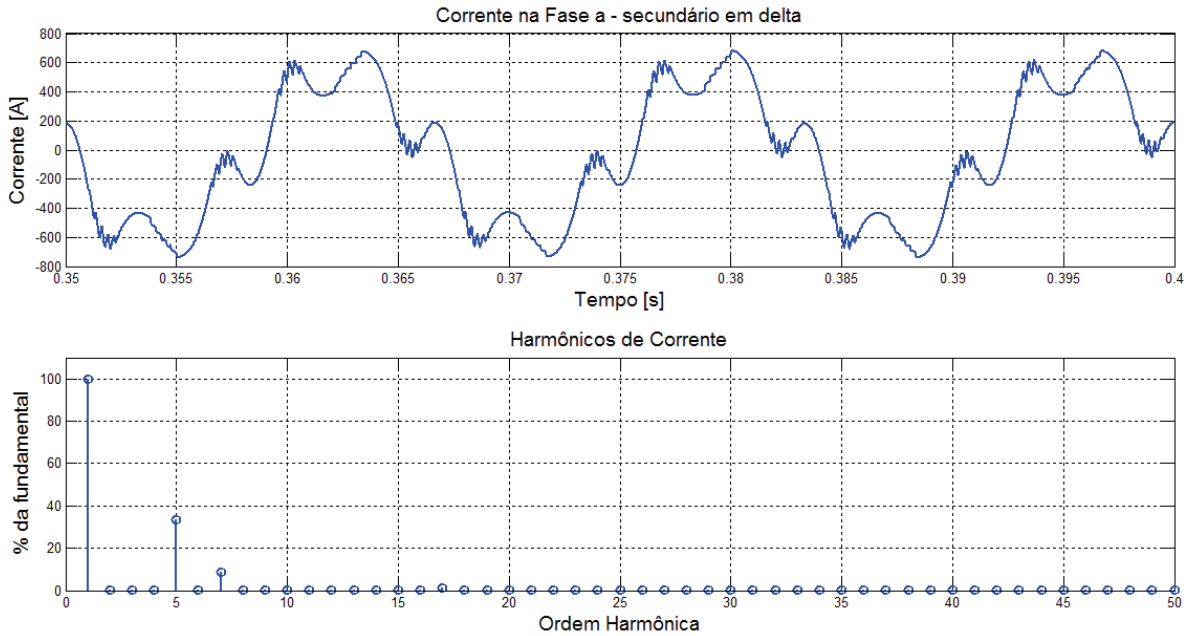

Figura 4.113 – Retificador TUPF 3 níveis: corrente num dos secundários

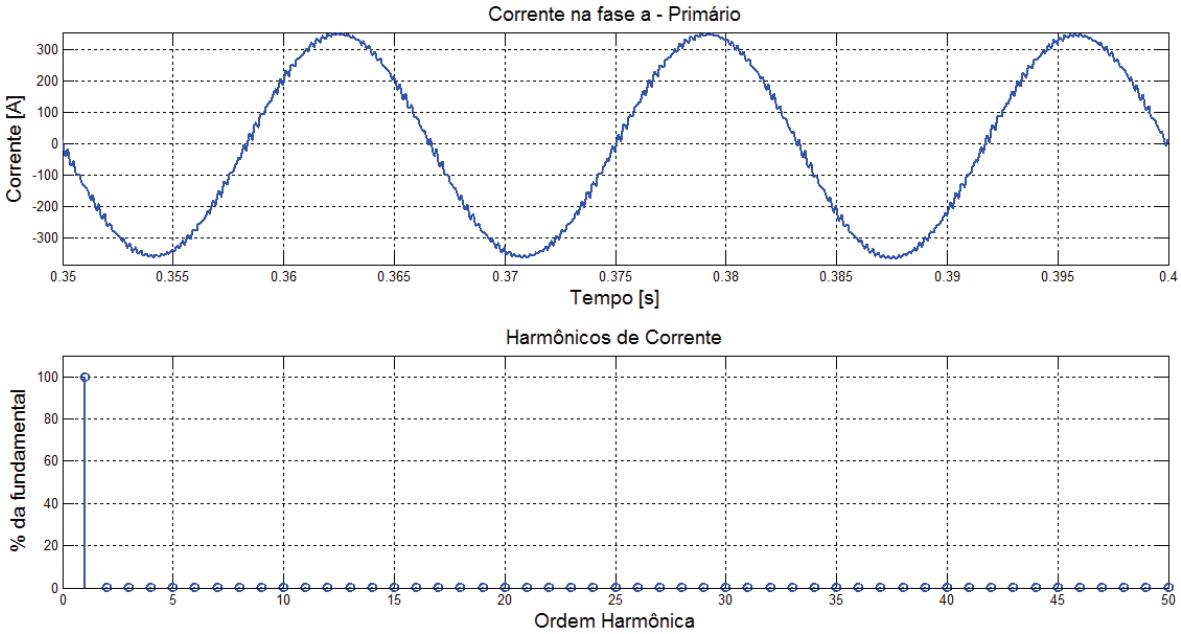

Figura 4.114 – Retificador TUPF 3 níveis: corrente no primário

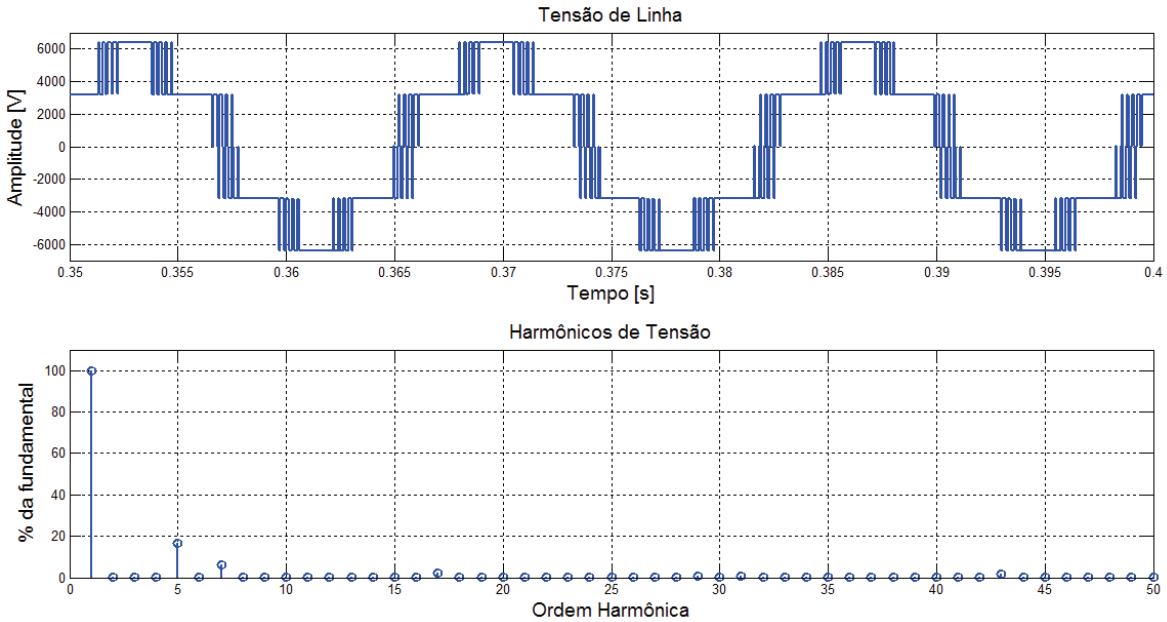

Figura 4.115 – Retificador TUPF 3 níveis: tensão de linha chaveada pelo conversor

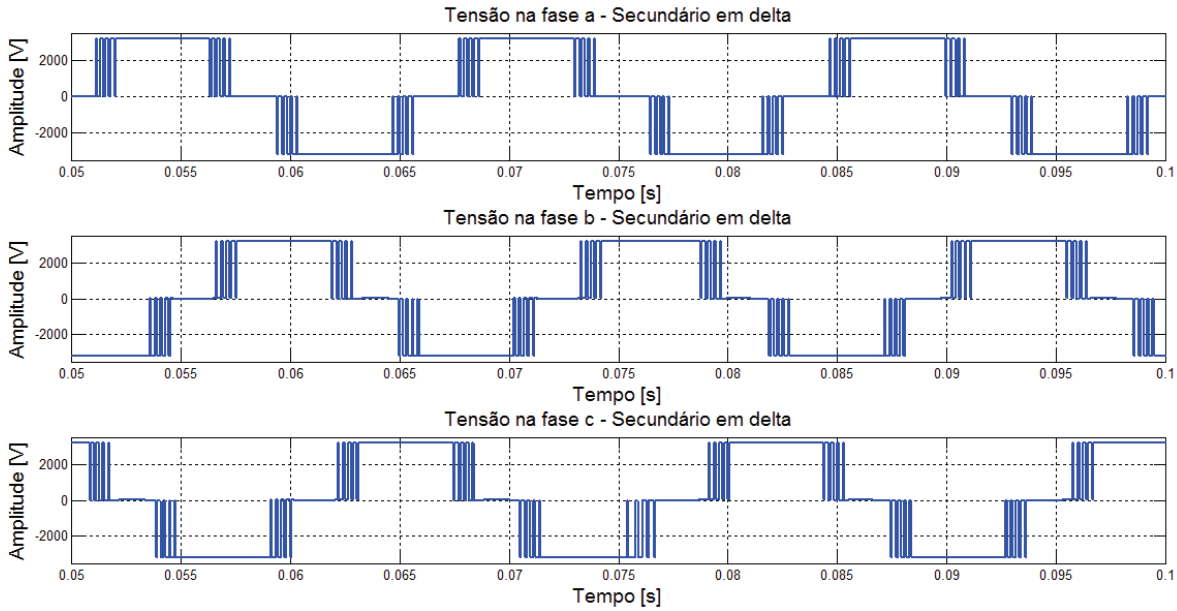

Figura 4.116 – Retificador TUPF 3 níveis: tensões de fase antes e após o degrau

Tabela 4.11 – Resultados da simulação do TUPF 3 níveis

Local	Grandeza					
	V_{rms} [V]	V_{1rms} [V]	I_{rms} [A]	I_{1rms} [A]	THDi [%]	FP
VSC	4232,5	4167,5	442	417,7	34,7	0,9447
Rede	13800	13800	251,4	251,4	0,1	1,0000

4.3 Conclusões

O retificador TUPF proposto está baseado na aplicação em conjunto de retificadores ativos (bidirecionais ou não), transformadores de três enrolamentos convencionais, modulação por eliminação seletiva de harmônicos e um adequado controle de corrente.

Esse capítulo se desenvolveu através de um estudo do modulador SHE PWM e de sua aplicação em conjunto com o controle de corrente em coordenadas dq. Primeiramente, foram calculados os ângulos para topologias de dois e três níveis com a eliminação de harmônicos convencional para aplicações trifásicas a três fios. Fazendo-se do uso do coeficiente de correlação de Pearson, as tabelas previamente calculadas, com grande quantidade de valores, foram eficientemente reduzidas levando em conta os pontos onde havia uma boa aproximação por uma reta. Então,

tal procedimento foi repetido com sucesso para os cálculos dos ângulos necessários a aplicação do retificador TUPF.

O modulador SHE PWM pôde então ser implementado através da comparação, para um determinado índice de modulação, dos ângulos armazenados em uma tabela com uma forma de onda triangular com valores de pico em 90 e -90 graus. A amplitude e o ângulo do fasor espacial de tensão (resultante do controle de corrente) define o conjunto de ângulos a ser utilizado e a fase da onda triangular, respectivamente. Esse modulador, não linear por natureza, foi então analisado frente a perturbações transitórias e de regime permanente comum ao controle dinâmico de corrente requerido para aplicações de retificadores ativos com controle do fator de potência.

Resultados mostraram ser necessário restringir a banda de passagem do controle de corrente de forma a manter o padrão de chaveamento para quaisquer perturbações e também manter a eliminação de harmônicos desejada. Por esses mesmos motivos, também foi necessário remover o comando de *feedforward* do controle de corrente para evitar as altas frequências que o mesmo insere no controle de corrente durante grandes transitórios. A banda de passagem pode ser aumentada caso se verifique que não existe risco para a aplicação e os conversores em transitoriamente se permitir variação na quantidade de chaveamentos (aumento de perdas) e a descaracterização da eliminação de harmônicos (possibilidade excitação de ressonâncias presentes no sistema). Nessas hipóteses, o comando de *feedforward* também pode ser novamente integrado ao controle.

Também foi necessário inserir um método de predição dos harmônicos na corrente para retirar somente o valor fundamental do *feedback* da mesma e assim não ser necessária uma restrição ainda maior da banda de passagem dos controladores de forma a filtrar as frequências harmônicas não eliminadas pela técnicas de PWM adotada.

Com todas essas considerações levadas em conta, os resultados apresentados indicam que o retificador TUPF é uma alternativa viável tanto com o uso de conversores de dois níveis quanto de três níveis, o que expande em muito a sua faixa de aplicações tanto para conversores de baixa tensão e alta corrente (como geração eólica ou solar de grande porte) como também para aplicações de média tensão (geração hidrelétrica de velocidade variável ou motores de média tensão, por exemplo).

Faz-se, contudo, necessárias ainda extensivas análises, como, por exemplo, com relação à aplicação do controle de corrente, outras alternativas de ângulos de chaveamento, aplicação de controle de balanceamento de tensão do barramento CC (aplicação com conversores três níveis), etc. Conforme será melhor explicado nas conclusões do capítulo a seguir. Dessa forma, a tecnologia poderá atingir a maturidade necessária e se consolidar como uma alternativa viável para interface com a rede elétrica, especialmente em altas potências e/ou em redes elétricas mais sensíveis.

5 CONCLUSÃO

A melhor utilização dos componentes do sistema elétrico e a crescente demanda por conversão de energia em grandes pacotes de potência traz uma demanda cada vez mais crescente para uma melhor qualidade de energia e eficiência dos conversores utilizados nesse tipo de aplicação.

Várias são as normas nacionais e internacionais que estabelecem os limites de distorções harmônicas aceitáveis. Entre elas continua a se destacar a IEEE Std. 519 [7] devido a sua abrangência no estabelecimento de limites de tensão e corrente, maior rigor nos limites de distorção total e aplicabilidade também a ambientes industriais e não somente em redes de concessionárias.

Várias são também as topologias de conversores que podem ser aplicadas na conversão de alta potência. Os conversores fonte de corrente não se mostram uma alternativa interessante do ponto de vista do fator de potência, uma vez que se trata de uma tecnologia de maior custo e pouco aplicada, especialmente em baixa tensão. Conversores fonte de tensão que façam uso de retificadores passivos também não desempenham com eficiência esse papel uma vez que ainda assim existe uma pequena defasagem entre tensão e corrente e possuem um conteúdo harmônico de corrente relativamente alto que só pode ser reduzido através da aplicação de filtros ou transformadores complexos.

Os conversores fonte de tensão que fazem uso de retificadores ativos se mostraram uma boa alternativa para obtenção do fator de potência unitário, uma vez que permitem o controle individual das componentes ativa e reativa da corrente, bem como possibilidades maiores de redução do conteúdo harmônico. Contudo, para um fator de potência unitário, o conteúdo harmônico dever ser tão baixo que a quantidade de níveis do conversor e/ou a complexidade do filtro utilizado reduz a eficiência do sistema, aumenta o seu custo e eleva em muito a complexidade de controle.

Outra possibilidade de redução do conteúdo harmônico passa pelo aumento da frequência de chaveamento do conversor quando utilizadas as técnicas de PWM mais convencionais. Essa alternativa encontra limitação para grandes potências, onde as perdas de chaveamento são grandes e por isso essa frequência deve ser limitada a valores inferiores a 2kHz.

Esse trabalho mostrou que é possível fazer uma combinação inteligente de componentes já bem estabelecidos na engenharia e obter um fator de potência unitário do lado da rede com frequências de chaveamento da ordem de 1kHz. Esse conversor, nomeado retificador TUPF, faz uso dos seguintes elementos: um transformador de três enrolamentos com dois secundários (um em delta e outro em estrela), conversores de dois ou três níveis (de acordo com o nível de tensão da carga) e a modulação por eliminação seletiva de harmônicos.

A modulação SHE possui os ângulos de comutação pré-calculados com base numa forma de onda de regime permanente. Esses ângulos, calculados para os diversos níveis de índices de modulação de interesse, geram uma grande quantidade de informação que precisa ser armazenada no controlador dos conversores. Essa quantidade de informação pode ser eficientemente reduzida através do emprego da ferramenta estatística conhecida como coeficiente de correlação, a qual é aqui aplicada para aproximar as curvas de ângulos em função do índice de modulação por vários segmentos de reta. Assim é reduzida a quantidade de pontos a serem armazenadas numa *look up table*.

A análise do modulador SHE indica que, apesar de suas características não lineares, o mesmo se mostra elegível para aplicações que demandem o controle de corrente desde que algumas restrições sejam aplicadas quanto à banda de passagem do controlador e o *feedback* de corrente passe por algum método que o torne livre dos harmônicos que não sejam de ordem fundamental.

Todos os resultados mostrados indicam o funcionamento desejado do TUPF para obtenção de fator de potência unitário na rede sem a utilização de filtros com componentes capacitivos, evitando assim problemas de qualidade de energia relacionados a ressonância dos elementos com as impedâncias do sistema elétrico (ver seção 2.2). Além disso, a configuração proposta faz uso de transformadores convencionais de três enrolamentos e topologias de conversores VSC dois ou três níveis bem conhecidas e de funcionamento não muito complexo.

Como desvantagens, o retificador TUPF apresentou altos valores de correntes harmônicas nos secundários o que pode ocasionar a necessidade de sobre dimensionamento de equipamentos como transformadores, reatores e dispositivos semicondutores. Além disso, devido às características não lineares do modulador SHE PWM, a malha de controle de corrente foi mantida lenta para evitar comutações extras mesmo quando submetida a fortes transientes.

Essa topologia, a despeito dessas desvantagens, merece análises mais profundas e ser aprimorada, pois ela também possibilita a aplicação de conversores tanto bidirecionais quanto unidirecionais em potência, de acordo com a demanda da carga acionada, o que se torna outra vantagem competitiva em termo da possibilidade de redução de custos e perdas nos equipamentos.

5.1 Contribuições do Trabalho

O trabalho aqui apresentado traz as seguintes contribuições para o ambiente acadêmico-científico:

- Disponibilização de resultados de análise comparativa entre os limites de distorção harmônica de tensão e corrente de várias normas nacionais e internacionais;
- Disponibilização de revisão de literatura sobre as principais topologias de conversores, estratégias de PWM e topologias de filtro comumente utilizadas no ambiente industrial para aplicações trifásicas de alta potência;
- Proposição do método estatístico do coeficiente de correlação, ao invés dos métodos subjetivos usualmente utilizados, para estabelecer os pontos entre os quais a interpolação dos ângulos de comutação das chaves pode ser realizada sem prejuízo para a eliminação de harmônicas desejada. Promovendo, assim, redução da quantidade de dados armazenados em tabela;
- Disponibilização de extensa análise realizada da aplicação de moduladores baseados na eliminação seletiva de harmônicos perante aplicações que exijam o controle dinâmico da corrente. Assunto esse pouco abordado pela literatura encontrada até o presente momento;
- Proposição de uma nova topologia que atenda um fator de potência verdadeiramente unitário na conexão com a rede elétrica fazendo uso de transformador, conversores e técnica de PWM já bem conhecidos e tecnologicamente desenvolvidos sem fazer o uso de filtros senoidais complexos.

5.2 Tarefas concluídas

Durante a realização desse trabalho as seguintes tarefas foram concluídas:

- Análise e comparação de vários limites normativos nacionais e internacionais no que tange o limite de distorções harmônicas, individuais e totais, permitidos;
- Análise e revisão literária de várias topologias de conversores, natureza dos harmônicos, métodos PWM e filtros de rede com a finalidade de encontrar melhores candidatos a constituir um conversor para interface com a rede em fator de potência verdadeiramente unitário;
- Análise de aplicação da metodologia de eliminação seletiva de harmônicos para cálculo dos ângulos necessários a eliminação desejada de harmônicos para projeto do retificador TUPF. Realizado para dois e três níveis;
- Aplicação de técnica estatística (coeficiente de correlação) para reduzir a quantidade de dados armazenados na tabela do modulador SHE;
- Análise do modulador SHE PWM perante um ambiente dinâmico de controle de corrente através de análise de perturbações transitórias e permanentes;
- Proposição e implementação de simulações para um retificador TUPF utilizando tanto conversores de dois quanto de três níveis com controle de corrente em malha fechada;
- Realização de experimento em laboratório com conversores operando em malha aberta para provar o conceito do retificador TUPF.

5.3 Lista de publicações

Durante a realização desse trabalho foram publicados os seguintes artigos:

J. C. G. Justino, T. M. Parreiras and B. J. C. Filho, “Hundreds kW charging stations for e-buses operating under regular ultra-fast charging”, in *IEEE Energy Conversion Congr. and Expo.*, Pittsburgh, PA, Sept. 2014, pp. 892-899.

T. M. Parreiras and B. J. C. Filho, “Current control of three level neutral point clamped voltage source rectifiers using selective harmonic elimination”, in *40th Annu. Conf. IEEE Industrial Electronics*, Dallas, TX, Nov. 2014, pp. 4608-4614.

Para esse último, cabe ressaltar que o autor recebeu a premiação de melhor apresentação da seção devido ao domínio técnico apresentado.

O seguinte artigo foi submetido, aceito e aguarda publicação:

T. M. Parreiras, J. C. G. Justino, and B. J. C. Filho, “The true unity power factor converter – a novel combination of simple well-known modulation strategy and topologies for high power conversion”, in *9th International Conf. Power Electronics*, Seoul, Korea, to be published.

O seguinte pedido de patente nacional foi submetido:

Data do depósito:	17.09.2014
Número do pedido:	BR1020140230572
Título:	“Método e equipamento para eliminação de componentes harmônicos e obtenção de fator de potência unitário em conversores corrente alternada – corrente contínua e corrente-contínua – corrente alternada”
Inventores:	Braz de Jesus Cardoso Filho; Thiago Morais Parreiras

5.4 Proposta de continuidade

As seguintes atividades merecem ser realizadas em continuidade ao trabalho exposto para concretizar o potencial teórico apresentado pelo retificador TUPF em algo prático e comercializável:

- Análise da possibilidade e do impacto no projeto dos equipamentos, em se utilizar uma flexibilidade maior que permita chaveamentos extras em casos de transitórios extremos possibilitando, assim, o aumento da velocidade da malha de corrente e o uso de comando de *feed forward*;

- Utilização de técnica de controle que permita o uso da corrente de primário do transformador de três enrolamentos, a qual já está livre de harmônicos, ao invés da corrente dos secundários. Dessa forma se elimina a necessidade do uso da técnica de predição de harmônicos e, consecutivamente, elimina-se também a ocorrência de componente CC por períodos prolongados nos grandes transitórios de tensão;
- Aplicação do retificador TUPF em um ambiente onde a referência de corrente ativa venha do controle de tensão de um barramento CC capacitivo incluindo, para o caso do conversor de três níveis, o controle do balanceamento da tensão;
- Análise do impacto dos altos harmônicos de corrente nos secundários no projeto do transformador, reatores e conversores;
- Análise de alternativa de eliminação de harmônicos ao apresentado nesse trabalho para o TUPF (por exemplo, incluindo a eliminação do quinto e do sétimo harmônico) de forma a tentar viabilizar a retirada dos indutores na entrada dos conversores utilizando para esse fim somente a indutância de dispersão do transformador de três enrolamentos;
- Análise do comportamento do retificador proposto sob a ótica de tensões e correntes de modo comum;
- Análise da interferência de não linearidades inerente aos equipamentos utilizados, como o tempo morto entre chaveamentos e o tempo de subida de chaves semicondutoras de alta potência, no funcionamento correto do modulador SHE PWM. Em especial para o TUPF que possuí um menor intervalo entre ângulos de comutação;
- Realização de experimento completo em laboratório fazendo o uso de um sistema conectado a rede com controle de corrente em malha fechada.
- Análise de algumas aplicações potenciais com todas as suas particularidades de controle, como: acionamento de motores de alta potência em 6.9kV, geração de energia eólica, geração de energia fotovoltaica, carga e descarga de baterias em sistemas isolados.

REFERÊNCIAS

[1] J. Arrilaga and N. R. Watson, *Power Systems Harmonics*, 2. ed. Chichester, England: John Wiley & Sons, 2003.

[2] WEG, *Seleção de Motores Elétricos* [Online]. Disponível em: <http://ecatalog.weg.net/tec_cat/tech_motor_sel_web.asp>. Acesso em: 10 de fevereiro de 2015.

[3] Wind Power Monthly, *The 10 biggest turbines in the world* [Online]. Disponível em: <http://www.windpowermonthly.com/10-biggest-turbines>. Acesso em: 10 de fevereiro de 2015.

[4] R. G. Jordão, *Transformadores*, 1. ed., São Paulo: Blucher, 2002.

[5] T. M. Parreiras, *Análise das Distorções Harmônicas Geradas por um Parque de Turbinas Eólicas*. Monografia (Especialização) – Universidade Federal de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte, 2012.

[6] T. M. Parreiras e S. R. Silva, "Distorções harmônicas geradas por um parque de turbinas eólicas", em *IV Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos*, Goiânia, Maio 2012, 6 p.

[7] *IEEE Recommended Practice and Requirements for Harmonic Control in Electric Power Systems*, IEEE Standard 519, 2014.

[8] *PROCEDIMENTOS DE REDE – Submódulo 2.8 – Gerenciamento dos Indicadores da Rede Básica e de seus Componentes*, Rev. 2.0, ONS, 2010.

[9] *Procedimento de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional – PRODIST: Módulo 8 – Qualidade de Energia*, Rev. 01, ANEEL, 2010.

[10] *IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, IEEE Standard 1547, 2003.

[11] *Technical Guideline Generating Plants Connected to the Medium-Voltage Network,* BDEW Std., 2008.

[12] R. Burkart and J. W. Kolar, "Overview and Comparison of Grid Harmonics and Conducted EMI Standards for LV Converters Connected to the MV Distribuition System", in *Proc. 1st Power Electronics South America Conf. and Exhibition*, São Paulo, 2012, 9p.

[13] W. M. Grady and R. J. Gilleskie, “Harmonics and how they relate to power factor”, in *Proc. EPRI Power Quality Issues & Opportunities Conf.*, San Diego, CA, 1993, 8p.

[14] *Electromagnetic compatibility (EMC) – Part 4-7: Testing and measurement techniques – General guide on harmonics and interharmonics measurements and instrumentation, for power supply systems and equipment connected thereto*, IEC Standard 61000-4-7, 2009.

[15] *IEEE Standard for Performance of Adjustable Speed AC Drives Rated 375kW and Larger*, IEEE Standard 1566, 2005.

[16] *IEEE Standard Conformance Test Procedures for Equipment Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems*, IEEE Standard 1547.1, 2005.

[17] D. W. Novotny and T. A. Lipo, *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, 1. ed., New York: Oxford, 1996.

[18] B. K. Bose, *Modern Power Electronics and AC Drives*, 1. ed., Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.

[19] A. Volke, M. Hornkamp, *IGBT Modules: Technologies, Driver and Application*, 1. ed., Munich: Infineon Technologies AG, 2011.

[20] N. Mohan, T. M. Undeland and W. P. Robbins, *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*, 3. ed., Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2003.

[21] B. Singh et al., *Multipulse AC-DC converters for improving power quality: A review*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 23, no. 01, pp. 260-281, Jan. 2008.

[22] *Power Transformers – Part 1: General*, IEC Standard 60076-1, 2011.

[23] P. W. Hammond, *A new approach to enhance power quality for medium voltage AC drives*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 33, no. 1, pp. 202-208, Jan./Fev. 1997.

[24] *Sinamics Perfect Harmony GH180: Medium Voltage Air-cooled Drives*, USA Edition, Siemens Industry Inc., Alpharetta, GA, Catalog D 15.2, 2014.

[25] J. W. Kolar and F. C. Zach, *A novel three-phase utility interface minimizing line current harmonics of high-power telecommunications rectifier modules*, *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 44, no. 04, pp. 456-467, Aug. 1997.

[26] J. Rodríguez, S. Bernet, Bin Wu and J. O. Pontt, *Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 54, no. 06, pp. 2930-2945, Dec. 2007.

[27] A.-S.A. Luiz and B.J.C. Filho, “Sinusoidal voltages and currents in high power converters”, in *34th Annu. Conf. IEEE Industrial Electronics*, Orlando, FL, Nov. 2008, pp. 3315-3320.

[28] A. Nabae, I. Takahashi and H. Akagi, *A new neutral-point-clamped PWM inverter*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-17, no. 05, pp. 518-523, Sept./Oct. 1981.

[29] T. Brückner, S. Bernet and H. Güldner, *The active NPC converter and its loss-balancing control*, IEEE Trans. Ind. Electron., vol. 52, no. 3, pp. 855–868, Jun. 2005.

[30] V. Guennegues, B. Gollentz, F. Meibody-Tabar, S. Rael and L. Leclere, “A converter topology for high speed motor drive applications”, in *European Conf. Power Electronics and Applications*, Barcelona, Spain, 2009, pp. 1-8.

[31] M. L. Heldwein, S. A. Mussa and I. Barbi, *Three-phase multilevel PWM rectifiers based on conventional bidirectional converters*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 25, no. 03, pp. 545-549, Mar. 2010.

[32] Y. Zaho, Y. Li and T. A. Lipo, “Force commutated three level boost type rectifier”, in *Industry Applications Society Annual Meeting*, Toronto, Canada, 1993, pp. 771-777.

[33] P. Barbosa, P. Steimer, J. Steinke, L. Meysenc, M. Winkelnkemper and N. Celanovic, “Active Neutral-Point-Clamped Multilevel Converters”, in *Power Electronics Specialists Conf.*, Recife, Brazil, 2005, pp. 2296-2301.

[34] A. M. Hava, R. J. Kerkman and T. A. Lipo, *Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 14, no. 01, pp.49-61, Jan. 1999.

[35] A. Yazdani and R. Iravani, *Voltage-Sourced Converters: Modeling, Control and Applications*, 1st ed. Hoboken, NJ: John Wiley & Sons, 2010.

[36] A.-S.A. Luiz and B.J.C. Filho, “Analysis of passive filters for high power three-level rectifiers”, in *34th Annual Conf. IEEE Industrial Electronics*, Orlando, FL, 2008, pp. 3207-3212.

[37] A.-S.A. Luiz and B.J.C. Filho, “Minimum reactive power filter design for high power converters”, in 13th Power Electronics Motion Control Conf., Poznan, Poland, 2008, pp. 1345-1352.

[38] J. Pontt, J. Rodríguez and R. Huerta, *Mitigation of noneliminated harmonics of SHEPWM three-level multiphase three-phase active front end converters with low*

switching frequency for meeting standard IEEE-519-92, IEEE Trans. Power Electron., vol 19, no. 6, pp. 1594-1600, Nov. 2004.

[39] R. G. Hoft and H. S. Patel, *Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part I – Harmonic elimination*, *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. IA-9, no. 03, pp. 310-317, May/Jun. 1973.

[40] R. G. Hoft and H. S. Patel, *Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: Part II – Voltage control techniques*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. IA-10, no. 05, pp. 666-673, Sept./Oct. 1974.

[41] J. R. Wells, Xin Geng, P.L. Chapman, P.T. Krein and B. M. Nee, *Modulation-based harmonic elimination*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 1, pp. 336-340, Jan. 2007.

[42] S. N. G. Gourisetti, H. Patangia and S. Bhadra, "Comparison based selective harmonic elimination using a modified reference signal", in *IEEE International Conf. Industry Technology*, Cape Town, Feb. 2013, pp. 487-492.

[43] A.-S.A. Luiz, *Tensão e Corrente Senoidais em Conversores para Média Tensão Industrial*. Tese (Doutorado) – Universidade Federal de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Belo Horizonte, 2007.

[44] N. Flourentzou and V. G. Agelidis, "Harmonic performance of multiple sets of solutions of SHE-PWM for a 2-level VSC topology with fluctuating DC-link voltage", in *Australasian Universities Power Engineering Conf.*, Perth, Australia, 2007, pp. 1-8.

[45] W. G. Snedecor and W. G. Cochran, "Correlation", in *Statistical Methods*, 7. ed., Ames, IA: Iowa State Press, 1980, ch. 10, pp. 175-193.

[46] S. R. Pulikanti, M. S. A. Dahidah and V.G. Agelidis. *Voltage balancing control of three-level active NPC converter using SHE-PWM*, *IEEE Trans. Power Delivery*, vol. 26, no. 1, pp. 258-267, Jan. 2011.

[47] P. Rodríguez, J. Pou, J. Bergas and J. I. Candela. *Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control*, IEEE Trans. Power Electron., vol. 22, no. 2, pp. 584-592, Mar. 2007.

[48] R. D. Lorenz, T. A. Lipo and D. W. Novotny. *Motion control with induction motors*, Proceedings of the IEEE, vol. 82, no. 8, pp. 1215-1240, Aug. 1994.

[49] S. A. O. da Silva, P. F. Donoso-Garcia, P. C. Cortizo and P. F. Seixas. *A line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line*

conditioning for three-phase, four-wire systems, Revista Controle & Automação, vol. 16, no. 2, pp. 200-210, Abr./May/Jun. 2005.

[50] J. Holtz and B. Beyer. *The trajectory tracking approach-a new method for minimum distortion PWM in dynamic high-power drives*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 30, no. 4, pp. 1048-1057, Jul./Ago. 1994.

[51] J. Holtz and B. Beyer. *Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation*, IEEE Trans. Ind. Appl., vol. 31, no. 5, pp. 1110-1120, Sept./Oct. 1995.

[52] J. R. Tibola, H. Pinheiro and R. F. de Camargo. “Closed loop selective harmonic elimination applied to a grid connected PWM converter with LCL filter”, in Brazilian Power Electronics Conf., Praiamar, Sept. 2011, pp. 746-752.

[53] C. Silva and J. Oyarzun. “High dinamic (sic) control of PWM rectifier using harmonic elimination”, in *32nd Annual Conf. IEEE Industrial Electronics*, Paris, Nov. 2006, pp. 2569-2574.

APÊNDICE A – ARTIGO PUBLICADO NO IECON 2014

Current Control of Three Level Neutral Point Clamped Voltage Source Rectifiers Using Selective Harmonic Elimination

Thiago Morais Parreiras
System Platform - Drives
GE Power Conversion
Belo Horizonte, Brazil
thiago.m.parreiras@ieee.org

Braz J. Cardoso Filho
Graduate Program in Electrical Engineering
Federal University of Minas Gerais
Belo Horizonte, Brazil
braz.cardoso@ieee.org

***Abstract*—The growing availability of high power semiconductor devices and the increasing necessity of high power converters in power systems and industry applications demand the use of multilevel converters topologies, such as the 3-level neutral point clamped voltage source converter. The tradeoff in designing this kind of converter is between switching losses and fast dynamic control. The size and cost of passive filters is also an important technological barrier, mainly when dealing with active rectifiers. Among the well-known pulse width modulation strategies, selective harmonic elimination (SHE) techniques has proven their advantages in producing the lowest harmonic content waveform for a low switching frequency. The main drawbacks of these methods are the assumption of steady-state conditions for switching angles calculation and the storage of switching angles' tables of considerable size. This paper deals with these two issues by proposing the application of the correlation factor method to reduce these tables, analyzing the frequency response of the modulator and implementing a current control scheme in dq frame. These methodologies are also applied to a true unity power factor (TUPF) rectifier which eliminates the use of input filters. Simulation results show the efficiency of these proposals.**

Keywords*—*power conversion harmonics; pulse width modulation converters; selective harmonic elimination; three level converters; current control; closed loop systems; frequency response

I. INTRODUCTION

The use of three phase power converters has already become common in industry applications and power systems applications, e.g. motor drives, converters for wind turbines, etc. Among all types of converters available, the more common in use is the voltage source converter (VSC). High power converters, otherwise were introduced quite early employing current source converters (CSC) due to the limitations of the power electronic switches available at the beginning (thyristor for instance) [1].

Since the power electronic switch is no more a limitation, e.g. we have nowadays 6.5kV IGBTs commercially available from several manufacturers [2], VSC converters are now commonly being applied and studied for high power applications. Although the use of the well known two level VSC (2L-VSI) is theoretically possible, the elimination of the risk in using components in series, the reduced losses and the reduced waveforms distortion makes the multilevel topologies a better choice. These topologies and their features for medium voltage motor drives are highly explored in [3]. This paper will focus on the three level neutral point clamped VSC topology (3L NPC VSC) shown in Fig. 1 (just one phase), although all features can be readily applied to a three level neutral point piloted topology (3L NPP VSC) also shown in Fig. 1 which has some advantages in terms of power losses distribution among its switches [4].

Due to the high commutation losses involved in these high power converters, switching frequencies must be limited to a few hundred hertz. This necessity has direct impact on the choice of the modulation technique used to create the command signals for the power electronic switching devices. Although the nowadays widely employed carrier-based pulse width modulation (PWM) methods described in [5] can be readily applied to 3L NPC VSC, the low switching frequency restriction makes difficult to achieve an acceptable level of waveform distortion bringing the necessity of large filters, mainly when talking about converters interfaced with the grid. A good choice in such cases could be the selective harmonic elimination (SHE) PWM, which employs the right choice of pre-calculated commutation angles in order to eliminate specific low order harmonics. As can be illustrated by Table I, SHE PWM method produces higher order harmonics if compared to a Space Vector PWM (SVPWM) for the same range of switching frequencies.

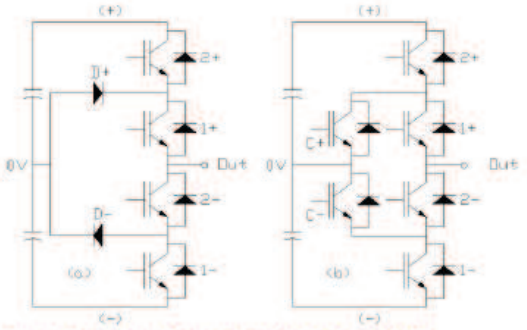

Fig. 1. Three level VSC topologies: (a) NPC and (b) NPP

978-1-4799-4033-2/14/$31.00 ©2014 IEEE

TABLE I. COMPARISON BETWEEN 3L PWM TECHNIQUES

Switching frequency [Hz]		First Characteristic Harmonic in Line Voltage [Hz] [a]			
For SVPWM	*For SHE*	*SVPWM*	*5-pulses SHE*	*7-pulses SHE*	*9-pulses SHE*
660	600	420	1020		
900	840	660		1380	
1140	1080	1020			1740

[a] For a fundamental of 60Hz.

Although SHE PWM considerably boosts its first non-eliminated harmonics [6], these well-known higher order harmonics can be easier mitigated through a proper series inductance value or with the addition of resonant harmonic traps to a conventional filter [7], [8]. Thinking this way is that several authors are exploring the subject of employing this modulation technique in several high power applications such as: multiphase induction machine drives [9], dynamic voltage restorer [10], photovoltaic inverters [11], static synchronous compensator (STATCOM) [12] and motor drives [13].

Steady-state condition is considered when calculating the switching angles, which can become a problem when dealing with dynamic applications where fast transient response is desirable. It can also become a problem the need to store tables with all necessary switching angles for all possible modulation indexes.

Dealing with these issues, SHE PWM can be applied to control the active and reactive current components of conventional active three-phase rectifiers, where the main intention is to eliminate the non-triple low order harmonics (i.e. 5, 7, 11...). More non-conventional applications can also be implemented as the True Unit Power Factor (TUPF) rectifier, where specific harmonics shall be eliminated in order to produce no harmonics below the 50th. Both cases will be analyzed in this paper.

II. 3L SHE PWM CALCULATION AND ANALYSIS

A. SHE PWM Principle

The SHE technique is well defined in [14] for both two level and three level applications and in [15] the same method is expanded for the case where the control of the fundamental amplitude is required. Fig. 2 shows a generalized waveform that can be generated by one phase of a 3L NPC VSC, where identical but opposite polarity pulse trains are generated in each half-cycle. Assuming odd quarter-wave symmetry for this waveform, the Fourier series coefficients are given by (1).

$$a_n = \frac{4}{n_i \cdot \pi} \cdot \sum_{k=1}^{M} (-1)^{k+1} \cdot \cos(n_i \cdot \alpha_k) \quad \textit{for odd } n_i$$
$$a_n = 0 \quad \textit{for even } n_i \qquad (1)$$
$$b_n = 0 \quad \textit{for all } n_i$$

Where $0<\alpha 1< \alpha 1 \ldots < \alpha_M<\pi/2$, n_i (i=1, 2 ... M) are the harmonics to be controlled and/or eliminated and M are the number of pulses in the waveform.

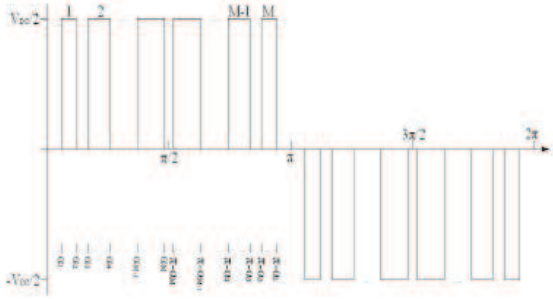

Fig. 2. Output waveform of a 3L NPC VSC

The set of equations to be solved in order to find the commutation angles are expressed by (2). Considering three-phase-three-wire applications, i.e. there is no need to eliminate the third harmonics, n_2 would be 5, n_3 would be 7 and so on.

$$\vec{f} = \begin{bmatrix} \cos(\alpha_1) - \cos(\alpha_2) + \ldots + (-1)^{M+1}\cos(\alpha_M) \\ \cos(n_2 \cdot \alpha_1) - \cos(n_2 \cdot \alpha_2) + \ldots + (-1)^{M+1}\cos(n_2 \cdot \alpha_M) \\ \vdots \\ \cos(n_i \cdot \alpha_1) - \cos(n_i \cdot \alpha_2) + \ldots + (-1)^{M+1}\cos(n_i \cdot \alpha_M) \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} m \\ 0 \\ \vdots \\ 0 \end{bmatrix} \qquad (2)$$

Where the modulation index m is described by (3) and (4) with V_{DC} and $V_{1m6step}$ being the VSC dc link voltage and the maximum fundamental voltage available at its output terminals (six step operation), respectively. V_{1m} is the desired fundamental amplitude.

$$m = \frac{V_{1m}}{V_{1m6step}} \qquad (3)$$

$$V_{1m6step} = \frac{2 \cdot V_{DC}}{\pi} \qquad (4)$$

The set of equations expressed in (2) are non-linear and transcendental, so it is necessary a numerical method in order to achieve a solution. Such method is illustrated in Fig. 3 where the Jacobian matrix for this specific solution is expressed in (5). The elements of the last column of the matrix are positive if M is even, and negative if M is odd. The solution of this matrix will be necessary in order to linearize about the initial guess of angles (6) and give an improved guess to the next iteration using (7).

$$\left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \vec{\alpha}}\right] = \begin{bmatrix} -n_1 \cdot \sin(n_1 \cdot \alpha_1) & n_1 \cdot \sin(n_1 \cdot \alpha_2) & \cdots & \pm n_1 \cdot \sin(n_1 \cdot \alpha_M) \\ -n_2 \cdot \sin(n_2 \cdot \alpha_1) & n_2 \cdot \sin(n_2 \cdot \alpha_2) & \cdots & \pm n_2 \cdot \sin(n_2 \cdot \alpha_M) \\ & \vdots & & \\ -n_M \cdot \sin(n_M \cdot \alpha_1) & n_M \cdot \sin(n_M \cdot \alpha_2) & \cdots & \pm n_M \cdot \sin(n_M \cdot \alpha_M) \end{bmatrix} \qquad (5)$$

$$\vec{f}^0 + \left[\frac{\partial \vec{f}}{\partial \vec{\alpha}}\right]^0 \cdot d\vec{\alpha} = 0 \qquad (6)$$

$$\vec{\alpha}^1 = \vec{\alpha}^0 + d\vec{\alpha} \qquad (7)$$

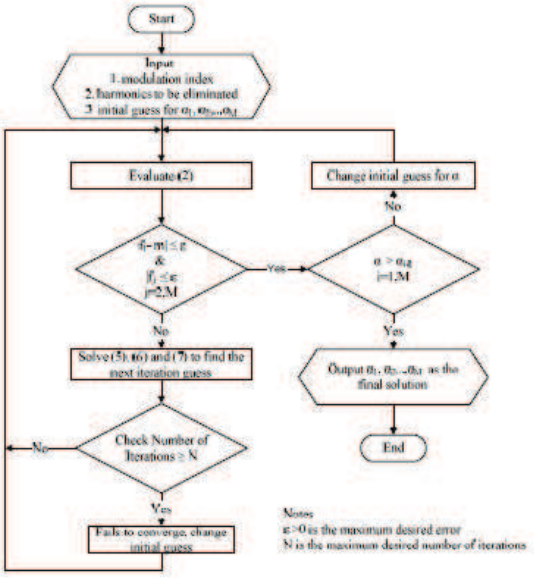

Fig. 3. Algorithm for numerical solution of (2)

To obtain the complete curve for all modulation indexes, the method can be obtained automatically by repeating consecutively the algorithm of Fig. 3 starting from zero to the maximum value of m using as the initial guess for each step the solution from the previous step.

B. *SHE PWM Modulator*

When using SHE PWM it seems straightforward to calculate the waveform angles off-line, to store them in a look up table and to call for the correct solution on-line according to the demanded modulation index as was utilized in [16]. The drawback of such solution is the need to store tables of considerable size.

There are studies underway to try to find on-line solutions similar to a carrier-based PWM. Reference [17], for example, studied a modified carrier to be compared with a sine wave. On the other hand, reference [18] focused on modifying the sinusoidal reference signal to be compared with a carrier (either sinusoidal or triangular). These methods present significant complexity and bring other implementation issues (e.g. long response times).

Focusing on reduce tables' size without increase the complexity of the implementation, this paper keeps using look-up tables pre-calculated off-line. The storage problem is mitigated by reducing the tables size through the use of the correlation (or Pearson's) coefficient [19]. After obtaining the tables of commutation angles as a function of the modulation index, (8) can be applied to seek for the operation points where relations between m and α approximate adequately a line. A perfect line is given by a unit value of r, while zero implies that there is no correlation between the variables.

$$r = \left| \frac{\sum_{a=1}^{b} \left((m_a - \overline{m}) \cdot (\alpha_a - \overline{\alpha}) \right)}{\sqrt{\sum_{a=1}^{b} (m_a - \overline{m})^2} \cdot \sqrt{\sum_{a=1}^{b} (\alpha_a - \overline{\alpha})^2}} \right| \qquad (8)$$

The resulting angles for 3L SHE PWM with 5, 7 and 9 pulses was obtained for a modulation indexes vector of m = 0.001:0.001:m_{MAX} using a MATLAB script. Fig. 4 shows the curves for M=9 from where it can be observed that an approximation by several line segments will give a great reduction in the amount of data. Table II shows the tables' size before and after the application of (8). For a correlation coefficient very close to the unit, there was a huge reduction in the amount of data.

Having the final version of the commutation angles tables in hands, the modulator was implemented according to Fig. 5 for 5, 7 and 9 pulses. It consists of a 90° amplitude triangular waveform that has the same phase angle of the desired output voltage space phasor. This waveform is compared to the switching angles obtained from the desired modulation index [20].

TABLE II. REDUCING TABLES THROUGH CORRELATION COEFFICIENT

3L SHE PWM Type	Maximum Modulation Index	Table Size		Correlation Coefficient
		Calculated	*Reduced*	
5 pulses	0.918	6x918	6x61	0.9999
7 pulses	0.913	8x913	8x55	0.99983
9 pulses	0.911	10x911	10x68	0.9999

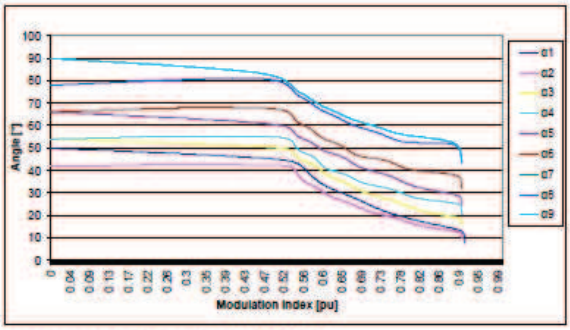

Fig. 4. Commutation angles curve for M=9

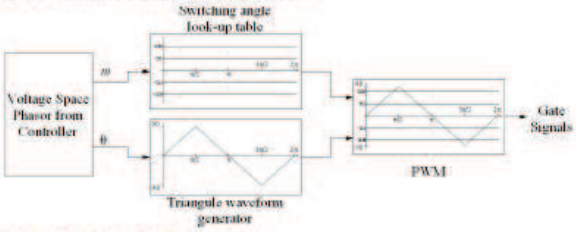

Fig. 5. Modulator Implementation

C. *Modulator Frequency Response*

In order to execute the desired dynamic control of a machine or the power flow control of a rectifier, it is necessary to implement a fast current control scheme. This seems to be contradictory with a pre-calculated PWM, such as the SHE, in which the angles' tables are calculated assuming steady-state operation. If the voltage reference to the VSC is demanded to change continuously, then the modulator will present a switching sequence from different steady-state patterns pieced together [21], [22].

This issue must be properly addressed; otherwise it can be generated low order harmonics at the output voltage and, in an extreme situation, even extra commutations in the applied voltage [23], [24]. This last one means a greater switching frequency (and consecutively greater losses) than the expected by design.

In order to implement and adjust a correct current control scheme, it is important to establish the limitations of the modulator in terms of frequency response. Fig. 5 scheme was implemented in a Simulink / MATLAB platform and two type of tests were performed.

First, it was evaluated its transient response capability by applying a step change of 50% in the modulation index (from 0.45 to 0.9) for 5, 7 and 9 pulses. It was investigated here the time integral of the voltage vector (9). The results are indicated in Fig. 6.

$$\int \vec{V} \cdot dt = \int \vec{V}_\alpha \cdot dt + j \cdot \int \vec{V}_\beta \cdot dt \qquad (9)$$

These results show a virtually unlimited capability to track the voltage reference. Anyway, this very fast response has a cost. In Fig. 7 it can be observed that in the instant in which the step was introduced (20.8ms), the change in the pulse patterns was so severe that the number of pulses in phases B and C were adulterated by one half-cycle. These mean extra losses and an incapability to maintain the harmonic elimination at the waveform.

Based on these results, another simulation was done in which a steady-state sinusoidal perturbation of amplitude about 0.11 pu and variable frequency was inserted in the modulation index. The sum of this perturbation and the dc component of the modulation index was arranged to give as peak value the maximum modulation index indicated in table II.

Fig. 8 shows the harmonic spectrum of the voltage output waveform for several perturbation frequencies and M=9. There was no harmonic content bellow the 7th and for perturbations above 240Hz it started to appear extra pulses in the waveform, so these conditions are not displayed. Fig. 9 summarize the results for 5, 7 and 9 pulses showing the voltage harmonic rms value (10) for the harmonics below the first non-eliminated (17th for 5 pulses, 23rd for 7 pulses and 29th for 9 pulses).

$$V_{rms} = \sqrt{\sum_{h=7}^{k} V_h^2} \qquad (10)$$

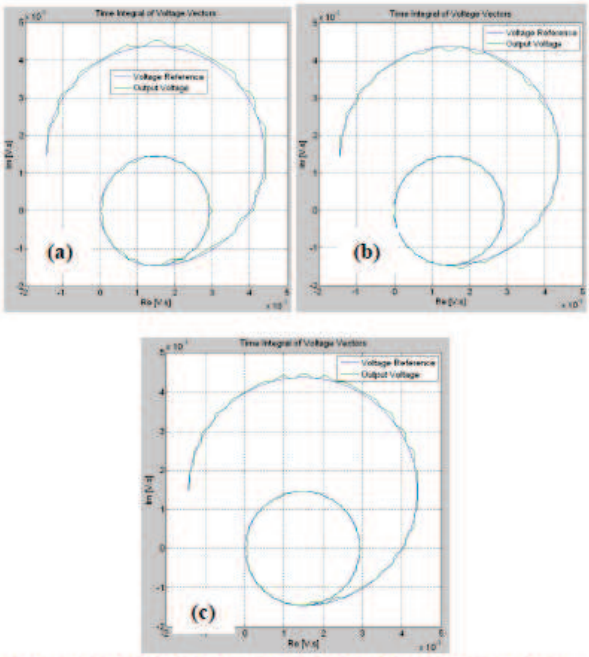

Fig. 6. Integral of the voltage trajectories for (a) M=5, (b) M=7 and (c) M=9

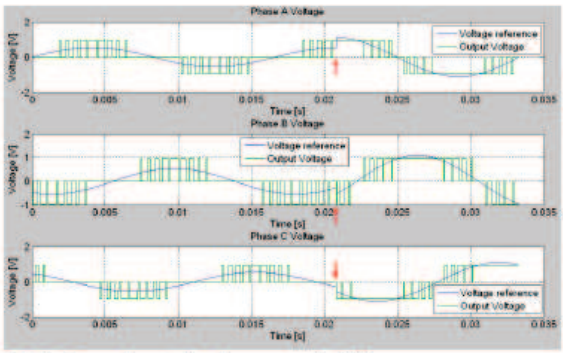

Fig. 7. Extra pulses in the voltage output for M=9

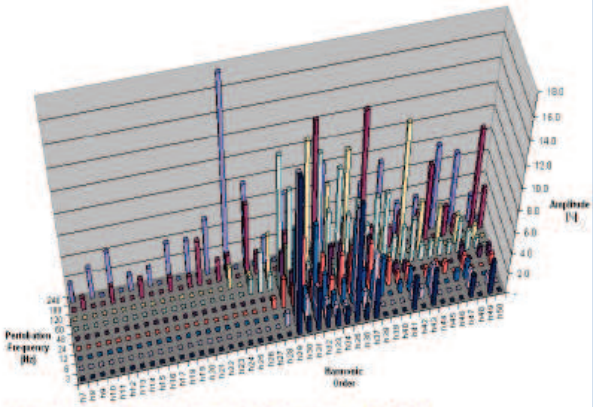

Fig. 8. Harmonic Spectrum in the voltage output for M=9

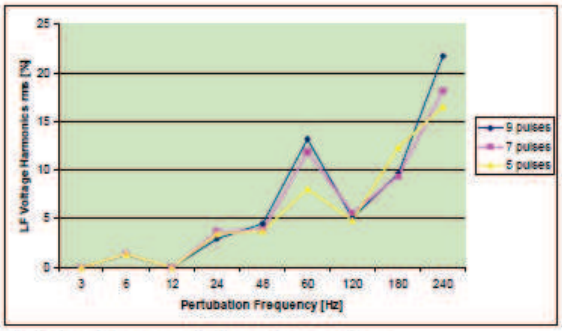

Fig. 9. Low frequency order harmonics rms value

These results indicate that the limit before change the expected pulses pattern of a 3L SHE PWM modulator was the first non-eliminated frequency (240Hz) although at this frequency there is an unacceptable low order harmonic content. Taking it into account, a first approach to the frequency response of the modulator would be a low-pass filter with cutoff frequency (-3dB) at 240Hz. A more restrictive model would be a low-pass filter with cutoff frequency at 120Hz giving even more importance to the harmonic content problem.

III. CURRENT CONTROL SIMULATION

A. *Grid connected rectifier*

A 3L NPC VSC SHE PWM grid connected rectifier was simulated according to Fig. 10 using Simulink / MATLAB tools. The grid voltage and frequency are 4160V and 60Hz, respectively. The VSC is for a total power of 800kW.

The synchronization with the grid was realized by a decoupled double synchronous reference frame phase-locked loop (DDSRF-PLL) [25] which has been proved to detect the positive-sequence voltage correctly even under unbalanced distorted grid conditions.

The current control is done through PI controllers in a dq frame. The adjust of such controllers was made using the dynamic stiffness technique, which was presented in [26] to regulate controllers of Motion Control applications and can also be applied to regulate controllers of grid connected converter applications [27]. The dynamic stiffness function for this specific application is presented by (11), where L, K_P and K_I are the filter inductance, the proportional gain and integral gain of the controller, respectively.

$$\left|\frac{V(s)}{I(s)}\right| = s \cdot L + K_P + \frac{K_I}{s} \qquad (11)$$

References [21], [22] and [24] have already identified the necessity of using current feedback signals free from harmonic components, although not being time-delayed by filtering, in order to achieve a current control system with large bandwidth. This was accomplished by a predictive harmonic model which estimates the harmonics in the current signal and subtracts it from the feedback signal (see Fig. 10).

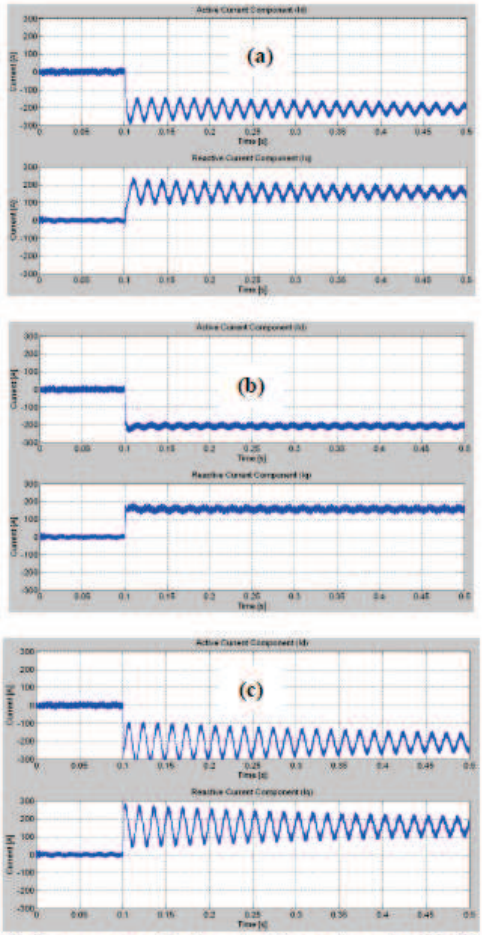

Fig. 10. Current response for dynamic stiffness poles at (a) 100/10Hz, (b) 200/20Hz and (c) 300/30Hz

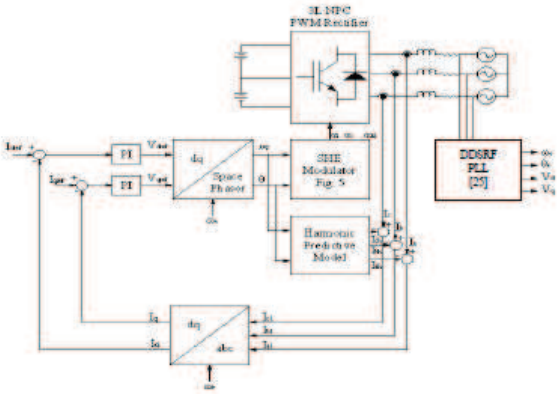

Fig. 11. Simulation Scheme

Fig. 11 shows the Id and Iq current response for the pair of poles in (11) chosen to be (100,10Hz), (200,20Hz) and

(300,30Hz), where Id and Iq references were step applied at 0.1s. The best response was found in the second adjust, while the third one exhibits unacceptable results. This validates the assumption of 240Hz as a limit for this modulator (which eliminates harmonics from 5th and above).

B. True Unit Power Factor Rectifier

A grid connected rectifier, active or not, shall be designed to meet some requisites of maximum harmonic distortion, such as the ones expressed in [28]. For active rectifiers it is a common sense to use input filters composed of a combination of inductive, capacitive and resistive elements. These so called sinusoidal filters are sometimes expensive, large and increase the power losses of the converter.

Although a proper combination of multilevel converters and SHE PWM strategies can produce good results with minimum filter reactive power [29], a combination of a three wiring (3w) transformer and two 3-L SHE PWM rectifiers (M = 3 or 5) was proposed in [30] in order to meet *IEEE Std 519* requirements without the use of capacitive elements and passive damping. The TUPF rectifier consists of a topology similar to that, but with the number of pulses of each 3L SHE PWM VSC extended to 9, as illustrated in Fig. 12.

The combination of harmonics eliminated by the converters and the ones eliminated by the transformer, as shown in table III, will conduce to no significant harmonic content below the 50th. As almost all quality analyses are made in this range, a true unitary power factor can be obtained when a current control is implemented regulating Iq at zero.

TABLE III. HARMONICS ELIMINATION DISTRIBUTION

Element	Harmonic Order to be eliminated
3w Transformer	5, 7, 17, 19, 29, 31, 41, 43
3L VSC SHE PWM (M=9)	12k ± 1 = 11, 13, 23, 25, 35, 37, 47, 49

As can be seen from table III, the first non-eliminated harmonic is the 11th (660Hz). From extrapolation of the results obtained in section II.C, this can be considered the cutoff frequency of this modulator. This modulator larger bandwidth is another important improvement of the TUPF.

Reference [31] has already demonstrated TUPF simulation results for 2L VSC converters (low voltage applications), this paper presents some results for 3L NPC VSC converters (medium voltage applications).

The TUPF performance is shown in Fig. 13-14. Although the rectifiers input currents have a considerable harmonic distortion, their composition at the primary results in a nearly sinusoidal current. Fig. 14 indicates the harmonic spectrum of the current in the secondary and the primary of the transformer.

For this configuration, the Id and Iq current references were step applied again at 0.1s, but this time the pair of poles in (11) was chosen to be (600,60Hz). The result can be seen in Fig. 15 (secondary current).

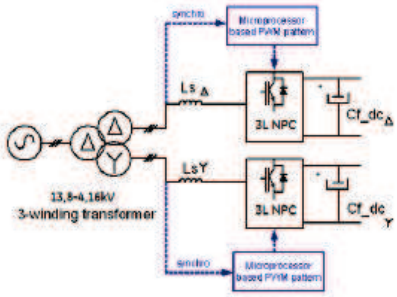

Fig. 12. 3L TUPF Topology

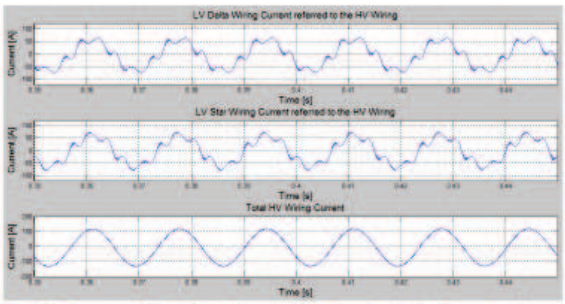

Fig. 13. Current in Y and Δ windngs referred to the high voltage winding and current composition in high voltage winding

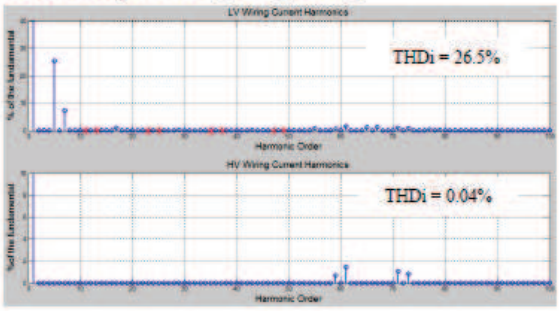

Fig. 14. Harmonic currents in the converter and in the grid

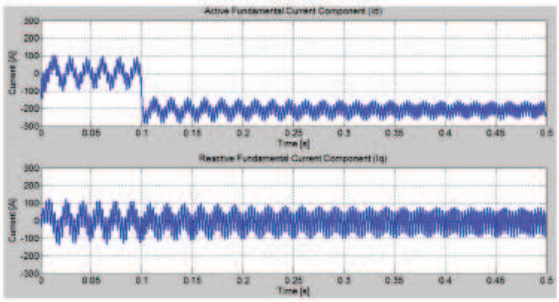

Fig. 15. Current components response for TUPF

IV. CONCLUSION

This paper focus in improve the working of 3L NPC VSC converters with SHE PWM technique by presenting a novel

method to reduce the angles' tables size and analyzing the frequency response of the modulator in order to allow a better adjustment of the current controller with a bandwidth as large as possible. The first objective was achieved by the use of a statistical tool, the correlation factor, on the solution for the desired number of pulses for the SHE PWM. The second one was possible by finding a good approach to the frequency response of the modulator.

It was also presented results for the proposed TUPF rectifier, which eliminates/cancels all harmonics orders up to and including the 50th, operates with low switching frequency and does not use any sinusoidal filter. The simulation results show a TUPF rectifier operating with a switching frequency of 1.08 kHz with input current near sinusoidal in shape with less than 0.1% THDi and a faster current control loop.

REFERENCES

[1] D. W. Novotny and T. A. Lipo, Vector Control and Dynamics of AC Drives, 2nd ed., Oxford: Clarendon, 1998, pp. 9-31.

[2] A. Volke and M. Hornkamp, IGBT Modules: Technologies, Driver and Application, 1st ed., Infineon: Munich, 2011.

[3] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, S. Kouro, "Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium voltage drives", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 54, no. 6, pp. 2930-2944, Dec. 2007.

[4] V. Guennegues, B. Gollentz, F. Meibody-Tabar, S. Raël and L. Leclere, "A converter topology for high speed motor drive applications", in 13th European Conference on Power Electronics and Applications, Barcelona, Sept. 2009, pp. 1-8.

[5] A. M. Hava, R. J. Kerhman, T. A. Lipo, "Simple analytical and graphical methods for carrier-based PWM-VSI drives", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 14, no. 1, pp. 49-61, Jan. 1999.

[6] B. K. Bose, Modern Power Electronics and AC Drives, 1st ed., Prentice-Hall: Upper Sadle River, 2002, pp. 210-240.

[7] A.-S.A. Luiz, B.J.C. Filho, "Analysis of passive filters for high power three-level rectifiers", in 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Orlando, Nov. 2008, pp. 3207-3212.

[8] A.-S.A. Luiz, B.J.C. Filho, "Sinusoidal voltages and currents in high power converters", in 34th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics, Orlando, Nov. 2008, pp. 3315-3320.

[9] A.S. Abdel-Khlik, M. I. Masoud and B. W. Williams, "Perfomance evaluation of eleven-phase induction machine using selective harmonic elimination", in Proceedings of International Conference on Power Engineering, energy and Electrical Drives, Málaga, May 2011, pp. 1-6.

[10] Y. Zhao, "Design and implementation of inverter in dynamic voltage restorer based on selective harmonic elimination PWM", in 3rd International Conference on Electric Utility Deregulation and Restructuring and Power Technologies, Nanjuing, April 2008, pp. 2239-2244.

[11] S. A. Azmi, G. P. Adam, K. H. Ahmed, S. J. Finney and B. W. Williams, "Grid interfacing of multimegawatt photovoltaic inverters", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 28, no. 6, pp. 2770-2784, Jun. 2013.

[12] L. K. Haw, M. S. A. Dahidah and H. A. F. Almurib, "SHE-PWM cascaded multilevel inverter with adjustable DC voltage levels control for STATCOM applications", IEEE Transactions on Power Electronics, in press.

[13] K. Lee and G. Nojima, "Quantitative power quality and characteristic analysis of multilevel pulsewidth-modulation methods for three-level neutral-point-clamped medium-voltage industrial drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 48, no. 4, pp. 1364-1373, Jul./Aug. 2012.

[14] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part I-harmonic elimination", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-9, no. 3, pp. 310-317, May/Jun. 1973.

[15] H. S. Patel and R. G. Hoft, "Generalized techniques of harmonic elimination and voltage control in thyristor inverters: part II-voltage control techniques", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-10, no. 5, pp. 666-673, Sep./Oct. 1974.

[16] I. Abdel-Qawee, N. Abdel-Rahim, H. A. Mansour and T. Dakrory, "Closed-loop control of single-phase selective harmonic elimination PWM inverter using proportional-resonant controller", in Proceedings of International Conference on Modelling, Identification & Control, Cairo, Aug. 2013, pp. 169-174.

[17] J. R. Wells, X. Geng, P. L. Chapman and P. T. Krein. "Modulation-based harmonic elimination", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 1, pp. 336-340, Jan. 2007.

[18] S. N. G. Gourisetti, H. Patangia and S. Bhadra. "Comparison based selective harmonic elimination using a modified reference signal", in IEEE International Conference on Industry Technology, Cape Town, Feb. 2013, pp. 487-492.

[19] M. R. Spiegel. Theory and Problems of Probability and Statistics, 2nd ed., McGraw-Hill: New York, 1992, pp. 294-323.

[20] S. R. Pulikanti, M. S. A. Dahidah and V.G. Agelidis. "Voltage balancing control of three-level active NPC converter using SHE-PWM", IEEE Transactions on Power Delivery, vol. 26, no. 1, pp. 258-267, Jan. 2011.

[21] J. Holtz and B. Beyer. "The trajectory tracking approach-a new method for minimum distortion PWM in dynamic high-power drives", IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 30, no. 4, pp. 1048-1057, Jul./Ago. 1994.

[22] J. Holtz and B. Beyer. "Fast current trajectory tracking control based on synchronous optimal pulsewidth modulation" IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 31, no. 5, pp. 1110-1120, Sept./Oct. 1995.

[23] J. R. Tibola, H. Pinheiro and R. F. de Camargo. "Closed loop selective harmonic elimination applied to a grid connected PWM converter with LCL filter", in Brazilian Power Electronics Conference, Praiamar, Sept. 2011, pp. 746-752.

[24] C. Silva and J. Oyarzun. "High dinamic (sic) control of PWM rectifier using harmonic elimination", in 32nd Annual Conference on IEEE Industrial Electronics, Paris, Nov. 2006, pp. 2569-2574.

[25] P. Rodriguez, J. Pou, J. Bergas and J. I. Candela. "Decoupled double synchronous reference frame PLL for power converters control", IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 22, no. 2, pp. 584-592, Mar. 2007.

[26] R. D. Lorenz, T. A. Lipo and D. W. Novotny. "Motion control with induction motors", Proceedings of the IEEE, vol. 82, no. 8, pp. 1215-1240, Aug. 1994.

[27] S. A. O. da Silva, P. F. Donoso-Garcia, P. C. Cortizo and P. F. Seixas. "A line-interactive UPS system implementation with series-parallel active power-line conditioning for three-phase, four-wire systems", Revista Controle & Automação, vol. 16, no. 2, pp. 200-210, Abr./May/Jun. 2005.

[28] *IEEE Recommended Practices and Requirements for Harmonic Control in Electrical Power Systems*, Std. IEEE 519-1992, Jun. 1992.

[29] A.-S.A. Luiz, B.J.C. Filho, "Minimum reactive power filter design for high power converters", in 13th Power Electronics and Motion Control Conference, Poznan, Sept. 2008, pp. 1345-1352.

[30] J. Pontt, J. Rodriguez and R. Huerta, "Mitigation of noneliminated harmonics of SHEPWM three-level multiphase three-phase active front end converters with low switching frequency for meeting standard IEEE-519-92", IEEE Transactions on Power Electronics, vol 19, no. 6, pp. 1594-1600, Nov. 2004.

[31] J. C. G. Justino, T. M. Parreiras and B. J. Cardoso Filho, "Hundreds kW charging stations for e-buses operating under regular ultra-fast charging", in the IEEE Energy Conversion Congress and Exposition, in press.

ANEXO A – CERTIFICADO DE MELHOR APRESENTAÇÃO DA SEÇÃO

IEEE

40th ANNUAL CONFERENCE IECON 2014 DALLAS TEXAS

Best Presentation Recognition

The Technical Organizing Committee of the IEEE IECON 2014 recognizes

THIAGO MORAIS PARREIRAS

with this certificate for the technical competence displayed in presentation of the paper entitled:

CURRENT CONTROL OF THREE-LEVEL NEUTRAL-POINT-CLAMPED VOLTAGE SOURCE RECTIFIERS USING SELECTIVE HARMONIC ELIMINATION

Presented at the 40th IEEE IECON Annual Meeting
Dallas, Texas, USA, October 29 - November 1, 2014

Session Chair: JOSE I. LEON

Session Co-Chair: _____