UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEL

IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA UM INVERSOR TRIFÁSICO DE CINCO NÍVEIS COM FOCO EM ACIONAMENTOS ELÉTRICOS

Aluno: Ramon Henriques de Souza
Orientador: Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa
Coorientador: Prof. Dr. Alex-Sander Amável Luiz

Belo Horizonte
2019

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL-REI
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA - PPGEL

Ramon Henriques de Souza

IMPLEMENTAÇÃO DE TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PARA UM INVERSOR TRIFÁSICO DE CINCO NÍVEIS COM FOCO EM ACIONAMENTOS ELÉTRICOS

Dissertação submetida à Banca Examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, como requisito parcial para obtenção de título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa
Coorientador: Prof. Dr. Alex-Sander Amável Luiz

Belo Horizonte
2019

Souza, Ramon Henriques de
S729i Implementação de técnicas de modulação para um inversor trifásico de cinco níveis com foco em acionamentos elétricos. / Ramon Henriques de Souza. – – Belo Horizonte, 2019.
xiv, 75 f. : il.

Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica em associação ampla com a Universidade Federal de São João Del Rei, 2019.
Orientador: Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa
Coorientador: Prof. Dr. Alex-Sander Amável Luiz

Bibliografia

1.Conversor CC-CA. 2. Modulação (Eletrônica) – PWM. 3.Acionamento de Motores Elétricos. I. Stopa, Marcelo Martins. II. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. III. Título

CDD 621.3815322

Elaboração da ficha catalográfica pela Bibliotecária Elisângela Gonçalves Barbieri CRB-6: 2624 / CEFET-MG

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO JOÃO DEL REI
PRÓ-REITORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

CENTRO FEDERAL DE EDUCAÇÃO TECNOLÓGICA DE MINAS GERAIS
DIRETORIA DE PESQUISA E PÓS-GRADUAÇÃO

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Ramon Henriques de Souza

"Implementação de técnicas de Modulação para um Inversor Trifásico de Cinco Níveis com Foco em Acionamentos Elétricos".

Dissertação nº210 apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica – Associação Ampla entre a Universidade Federal de São João Del-Rei e o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais em 08 de Agosto de 2019 como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica, aprovada pela Banca Examinadora constituída pelos professores:

Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa (Orientador)
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

Prof. Dr. Alex Sander Amável Luiz (Coorientador)
Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais

Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira
Universidade Federal de Viçosa

Prof. Dr. Marcos Antônio Severo Mendes
Universidade Federal de Minas Gerais

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar agradeço a Deus, pela dádiva da vida e por prover toda força necessária para a realização de mais um sonho.

Agradeço a minha família. Meus pais, sempre o suporte e alicerce para minha vida. E a minha irmã que esteve comigo em todos os momentos.

Aos meus grandes amigos de CENTEC e CEFET (técnico, graduação e pós-graduação). A minha namorada Camila.

Aos professores orientadores Alex-Sander A. Luiz e Marcelo M. Stopa, pelos conselhos, paciência e grande ajuda na realização deste trabalho. Aprendi muito com vocês.

Agradeço ao CEFET-MG. Tudo o que consegui em minha vida também é graças a essa grande instituição de ensino.

Agradeço ao Departamento de Eletrônica e Biomédica (DEEB) do CEFET, em especial aos professores Waldir, Ivonilde, Paulo Henrique e Rubens, que sempre apoiaram e incentivaram minha qualificação profissional. Agradeço aos meus grandes amigos de trabalho André, Daniel e Gregório, por sempre segurarem a barra no setor quando precisei. Agradeço também a Elton, Henrique e Márcio, do DEE, pela ajuda em minha montagem prática e pela disposição sempre quando foi necessária.

Agradeço aos membros da banca desta dissertação pela disponibilidade.

Por fim, agradeço a todos que, de forma direta e indireta, contribuíram para realização deste trabalho.

"A persistência é o menor caminho do êxito."

(Charles Chaplin)

RESUMO

Os conversores multiníveis são utilizados nas áreas de siderurgia e mineração, onde se demanda potências elevadas, em média e alta tensão. Para se obter melhor desempenho nessa condição, são realizados estudos nas topologias e nas técnicas de modulação empregadas. Este trabalho apresenta um estudo de uma topologia alternativa de conversor NPC (*Neutral Point Clamped* – Ponto de neutro grampeado) de cinco níveis, denominado conversor Tipo G, para comando de máquinas em média tensão. Esta topologia é baseada em braços de conversores NPC de três níveis. Para comando das chaves deste conversor são estudadas e analisadas seis técnicas de PWM (*Pulse Width Modulation* - modulação por largura de pulso), operando em baixas frequências. Resultados de simulação, obtidos através do software PLECS Standalone®, são utilizados para avaliação comparativa dessas técnicas. As técnicas são comparadas quanto à THD (*Total Harmonic Distortion* – Taxa de distorção harmônica), número de comutações, posição dos espectros harmônicos e simetria da forma de onda da tensão sintetizada, conseguindo assim avaliar a operação no comando e acionamento de máquinas. Os moduladores foram implementados em um DSP TMS320F28335 da Texas Instruments™ e, por meio de protótipo do conversor desenvolvido em laboratório, resultados experimentais foram obtidos, comparando-os com aqueles obtidos por meio de simulação e confrontados com a teoria. Os resultados mostram que, de acordo com os critérios estabelecidos, a técnica PWM do tipo PD-Unipolar apresenta o melhor desempenho global.

Palavras-chave: Conversor Multinível. Média Tensão. NPC. Técnicas de Modulação. PWM.

ABSTRACT

The multilevel converters are employed in steel and mining segments which demand high power in medium and high voltage. In order to improve performance in this condition, studies are carried out on topology and modulation techniques. This work presents a study of an alternative five levels topology converter NPC (Neutral Point Clamped) which is known as type G converter, for ac drive in medium voltage. The topology is based on three-level NPC converter legs. In order to command the converter switches some PWM (Pulse Width Modulation) techniques, in low switching frequency operation are studied and analyzed. The software PLECS Standalone® was used to obtain simulation results that were applied to a comparative evaluation of these techniques. The techniques are compared in terms of THD (Total Harmonic Distortion), number of commutations, positions of the harmonic spectrum and symmetry of the synthesized voltage waveform, thus evaluating the operation of machine drive. An experimental converter prototype was developed in laboratory and modulators were implemented with the aid of Texas Instruments™ TMS320F28335 DSP. Results were obtained and compared to those got through simulation and confronted with the theory. The results show that, according to the established criteria, the PD-Unipolar PWM technique presents the best overwall performance.

Keywords: Multilevel converter. Medium Voltage. NPC. Modulation Techniques. PWM.

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 – Inversor trifásico (Rashid, 2014). 6
Figura 2.2 - Formas de ondas dos pulsos das chaves e das tensões de saída. 7
Figura 2.3 - Formas de onda para modulação PWM de um conversor trifásico de dois níveis (Rashid, 2014). 9
Figura 2.4 - Tensão de fase e Tensão de linha, para comando PWM. 10
Figura 2.5 - Espectro Harmônico para Tensão de Fase e Tensão de Linha do conversor tirfásico de dois níveis. 11
Figura 2.6 – Estrutura básica para Inversor Multinível (Rashid, 2014). 13
Figura 2.7 – Forma de onda em degrau generalizada (Rashid, 2014). 13
Figura 2.8 – Conversor NPC 3 níveis (Nabae, et al., 1981). 15
Figura 2.9 – Formas de onda de saída do conversor NPC 3 níveis. 15
Figura 2.10 – Conversor de 5 níveis NPC (Rashid, 2014). 16
Figura 2.11 – Conversor NPC de 5 níveis tipo G (Luiz, et al., 2015). 18
Figura 2.12 – Módulo monofásico do conversor NPC de 5 níveis tipo G (Luiz, et al., 2015). 19
Figura 2.13 - – Formas de onda de saída do conversor NPC 5 níveis. 20
Figura 2.14 – Redução do torque do motor em função das componentes harmônicas. Adaptado (MG1, 2003). 24
Figura 3.1 - Técnicas de modulação para conversor multinível (Luiz, et al., 2015). 25
Figura 3.2 – PD-PWM bipolar. 26
Figura 3.3 - Padrão de pulsos para a técnica de modulação PD Bipolar na frequência de chaveamento de 720Hz. 27
Figura 3.4 - Tensão de Fase, de Linha e espectro harmônico teórico para a técnica de modulação PD-PWM Bipolar para m_a=1 e m_f=12. 28
Figura 3.5 – PD-PWM Unipolar. 29
Figura 3.6- Padrão de pulsos para a técnica de modulação PD Unipolar na frequência de chaveamento de 720Hz. 30
Figura 3.7 - Tensão de Fase, de Linha e espectro harmônico teórico para a técnica de modulação PD-PWM Unipolar para m_a=1 e m_f=12. 31
Figura 3.8 – POD-PWM Bipolar. 32

Figura 3.9 - Padrão de pulsos para a técnica de modulação POD Bipolar na frequência de chaveamento de 720Hz. 32
Figura 3.10 - Tensão de Fase, de Linha e espectro harmônico teórico para a técnica de modulação POD-PWM Bipolar para m_a=1 e m_f=12. 33
Figura 3.11 – POD-PWM Unipolar. 34
Figura 3.12 - Padrão de pulsos para a técnica de modulação POD Unipolar na frequência de chaveamento de 720Hz. 34
Figura 3.13 - Tensão de Fase e de Linha para a técnica de modulação POD-PWM Unipolar para m_a=1 e m_f=12. 35
Figura 3.14 – *Space Vector* PWM Bipolar. 36
Figura 3.15- Padrão de pulsos para a técnica de modulação *Space Vector* Bipolar na frequência de chaveamento de 720Hz. 36
Figura 3.16 - Tensão de Fase, de Linha e espectro harmônico teórico para a técnica de modulação Space Vector-PWM Bipolar para m_a=1 e m_f=12. 37
Figura 3.17 – *Space Vector* PWM Unipolar. 37
Figura 3.18 - Padrão de pulsos para a técnica de modulação *Space Vector* Unipolar na frequência de chaveamento de 720Hz. 38
Figura 3.19 - Tensão de Fase, de Linha e espectro harmônico teórico para a técnica de modulação Space Vector-PWM Unipolar para m_a=1 e m_f=12. 38
Figura 4.1 – (a) Formas de onda de tensão e corrente e (b) Espectro harmônico para a técnica de modulação PD-PWM bipolar. 41
Figura 4.2 - (a) Formas de onda de tensão e corrente e (b) Espectro harmônico para a técnica de modulação PD-PWM unipolar. 42
Figura 4.3 - (a) Formas de onda de tensão e corrente e (b) Espectro harmônico para a técnica de modulação POD-PWM bipolar. 43
Figura 4.4 - (a) Formas de onda de tensão e corrente e (b) Espectro harmônico para a técnica de modulação *Space Vector*-PWM bipolar. 43
Figura 4.5 - (a) Formas de onda de tensão e corrente e (b) Espectro harmônico para a técnica de modulação *Space Vector*-PWM unipolar. 44
Figura 4.6 - Variação da THD com a frequência de chaveamento da Corrente na carga 46
Figura 4.7 – Variação da THD com a frequência de chaveamento da (a) Tensão de Linha e (b) Tensão de Fase 46

Figura 4.8 – Variação da THD da corrente em função do índice de modulação em amplitude 48
Figura 4.9 – Variação da THD da (a) Tensão de Linha e (b) Tensão de fase com alteração do índice de modulação em amplitude 48
Figura 4.10 – (a) Tensão de Fase, (b) Tensão de Linha, (c) corrente na carga, (d) espectro harmônico da tensão de fase, (e) especto harmônico da tensão de linha e (f) espectro harmônico da corrente para a modulação PD-PWM Bipolar. 50
Figura 4.11 - (a) Tensão de Fase, (b) Tensão de Linha, (c) corrente na carga, (d) espectro harmônico da tensão de fase, (e) especto harmônico da tensão de linha e (f) espectro harmônico da corrente para a modulação PD-PWM Unipolar. 51
Figura 4.12 - (a) Tensão de Fase, (b) Tensão de Linha, (c) corrente na carga, (d) espectro harmônico da tensão de fase, (e) especto harmônico da tensão de linha e (f) espectro harmônico da corrente para a modulação POD-PWM Bipolar. 52
Figura 4.13 - (a) Tensão de Fase, (b) Tensão de Linha, (c) corrente na carga, (d) espectro harmônico da tensão de fase, (e) especto harmônico da tensão de linha e (f) espectro harmônico da corrente para a modulação Space Vector-PWM Bipolar. 53
Figura 4.14 - (a) Tensão de Fase, (b) Tensão de Linha, (c) corrente na carga, (d) espectro harmônico da tensão de fase, (e) especto harmônico da tensão de linha e (f) espectro harmônico da corrente para a modulação Space Vector-PWM Unipolar. 54
Figura 4.15 - Variação da THD em função da frequência da Corrente 56
Figura 4.16 – Variação da THD em função da frequência da (a) Tensão de linha e (b) Tensão de fase sintetizada na máquina. 56
Figura 5.1 - Braço NPC de três níveis. 66
Figura 5.2 - Fonte (Retificador + Filtro) para o conversor NPC de cinco níveis Tipo G. 67
Figura 5.3 - Driver para comando das cahves eletrônicas modelo Skyper 32 SEMIKRON (SEMIKRON, 2019). 68
Figura 5.4 - Placa de condicionamento de Sinais. 69
Figura 5.5 - Motor de indução trifásico 0,12 kW, 220/380 V 1720 rpm. 69
Figura 5.6 – Protótipo II. 71
Figura 5.7 - Módulo NPC de três nívesi SKM150MLI066T. 72
Figura 5.8 - Montagem do módulo IGBT + Dissipador P 3/180. 73
Figura 5.9 - Retificador montado sob o dissipador P 3/180 + capacitores do barramento C.C.. 74

Figura 5.10 - Motor de indução trifásico 15 cv 220/380 V. 75

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Níveis de tensão de acordo com as chaves em estado de condução..... 19
Tabela 2 – Dados dos inversores informados pelos fabricantes..... 23
Tabela 3 – Dados do motor simulado..... 40
Tabela 4 – THD em função da frequência de chaveamento dos resultados de simulação..... 45
Tabela 5 – Variação da THD com o índice de modulação mantendo v/f constante..... 47
Tabela 6 – THD em função da frequência de chaveamento dos resultados de experimental .. 55
Tabela 7 – Calculo do HVF para os resultados experimentais..... 57
Tabela 8 – Caracterísiticas principais do Transistor MOSFET IRFP240 66
Tabela 9– Caracterísiticas principais do Diodo BY399 67
Tabela 10 - Caracterísiticas principais do Módulo NPC SKM150MLI066T..... 72
Tabela 11 - Caracterísiticas principais do Ponte Retificadore trifásica SKD 62/16..... 73
Tabela 12- Caracterísiticas principais do ventilador SEMIKRON SK2120-AC 73

LISTAS DE ABREVIATURAS E SIGLAS

MV	*Medium Voltage* (Média Tensão)
IGBT	*Insulated Gate Bipolar Transistor*
MOSFET	*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*
IGCT	*Integrated Gate Commuted Thyristor*
GTO	*Gate Turn-Off Thyristor*.
SiC	*Silicon Carbide* (Carbeto de Silício)
GaN	*Gallium Nitride* (Nitreto de Gálio)
THD	*Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total)
NPC	*Neutral Point Clamped* (Ponto de Neutro Grampeado)
PWM	*Pulse Width Modulation* (Modulação por lagura de pulso)
m_a	Índice de modulação em amplitude
ω_o	Frequência angular da referência
ω_c	Frequência angula da portadora
J_n	Função de Bessel da ordem n
f_p	Frequência da portadora
f_{ref}	Frequência da referência
m_f	Índice de modulação em frequência
PD	*Phase Disposition*
POD	*Phase Opposition Disposition*
DSP	*Digital Signal Processor*
FPGA	*Field Programmable Gate Array*
HVF	*Harmonic Voltage Factor*
WTHD	*Weighted Total Harmonic Distortion* (Distorção Harmônica Total Ponderada)

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO 1

1.1 Apresentação 1

1.2 Objetivos 2

1.3 Justificativa e Relevância 3

1.4 Contribuições 4

1.5 Organização do texto 5

CAPÍTULO 2 – CONVERSOR DE CINCO NÍVEIS TIPO G 6

2.1 Conversor CC-CA 6

2.2 Conversores Multiníveis 12

2.3 Conversor de três níveis NPC 14

2.4 Conversor NPC de cinco níveis tipo G 17

2.5 Trabalhos recentes 21

2.6 Conclusão 24

CAPÍTULO 3 – TÉCNICAS DE MODULAÇÃO 25

3.1 PD-PWM 26

3.2 POD-PWM 31

3.3 *Space Vector* PWM 35

3.4 Conclusão 39

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS.....40

4.1 Resultados de Simulação.....40

4.2 Resultados experimentais.....49

4.3 Conclusão.....57

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES.....59

5.1 Propostas de trabalhos futuros.....60

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....62

APÊNDICE I - PROTÓTIPO 1.....66

APÊNDICE II - PROTÓTIPO 2.....71

CAPÍTULO 1 - INTRODUÇÃO

1.1 Apresentação

Sistemas elétricos onde se demandam altas potências, como mineração e siderurgia, requerem conversores eletrônicos de potência adequados, de modo a atender a necessidades, como acionamento de máquinas, com confiabilidade. A utilização de conversores de dois níveis, que em geral são os mais utilizados em sistemas de baixa tensão, não se adequam a estas aplicações, pois eles são limitados pelos componentes eletrônicos envolvidos, já que estes devem ter uma alta capacidade de condução de corrente e condição de bloqueio de altas tensões (Rodríguez, et al., 2002).

Para aplicações em média tensão (*MV – Medium-voltage*, 1kV – 69kV), os conversores multiníveis se apresentam como uma solução interessante já que, como principais vantagens, esta família de conversores apresenta um menor dv/dt nas chaves e uma baixa distorção harmônica total, sintetizando tensões e correntes de melhor qualidade. Neste tipo de conversor, quanto maior o número de níveis de tensão existentes, melhor o conteúdo harmônico das formas de onda resultantes. No entanto, maiores são os custos associados e a complexidade de construção do mesmo (Xu, et al., 2016).

Para conseguir esta maior quantidade de níveis de tensão no conversor, os dispositivos semicondutores e as chaves eletrônicas são associados em série e/ou paralelo. As topologias, isto é, as formas como estes componentes são conectados uns aos outros, são objeto de estudos com o intuito de se obter um melhor resultado com o menor número de componentes eletrônicos possíveis. Uma das dificuldades enfrentadas, no caso, é a de conseguir uma boa e igual distribuição das tensões e correntes nos componentes eletrônicos (Teodorescu, et al., 1999).

Estudos são também realizados na melhoria dos componentes utilizados, como os IGBT's (*Insulated Gate Bipolar Transistor*), MOSFET's (*Metal Oxide Silicon Field Effect Transistor*), IGCT's (*Integrated Gate Commuted Thyristor*) e GTO's (*Gate Turn-Off Thyristor*). Atualmente existe a tendência de se utilizar dispositivos de Carbeto de Silício

(*SiC*) ou Nitreto de Gálio (*GaN*), pelo fato destes dispositivos apresentarem perdas térmicas reduzidas, em relação aos componentes eletrônicos de Silício (*Si*) (Soares, et al., 2010) (Lodoba, 2013) (Cailey, et al., 2017). Além disso, os componentes eletrônicos têm suas limitações, o que impossibilita de se trabalhar em frequências de chaveamento elevadas, onde se conseguem resultados harmônicos mais satisfatórios. Outro aspecto importante a ser analisado está relacionado às perdas térmicas no conversor, devido à condução e chaveamento dos dispositivos eletrônicos.

A escolha criteriosa da técnica de modulação e da frequência de chaveamento são importantes para obter um desempenho adequado do conversor. O método de comando também influencia diretamente no balanceamento das tensões do barramento CC que é um ponto importante para o desempenho do conversor (Perin, 1986).

Sendo assim, para o acionamento de máquinas elétricas em média tensão, procura-se que o conversor escolhido tenha uma topologia adequada e seja comandado por uma técnica de modulação que apresente melhor resultado harmônico sem, com isso, elevar as perdas térmicas dos componentes eletrônicos utilizados.

Este trabalho apresenta a implementação de um conversor de cinco níveis obtido por meio de células de conversores de três níveis, para aplicação em sistemas de média tensão. Para se obter um desempenho satisfatório, estudos de técnicas de modulação são realizados e resultados obtidos são exibidos, para validação dos estudos.

1.2 Objetivos

Este trabalho tem como objetivo o estudo e a implementação em laboratório de um protótipo de um conversor NPC de cinco níveis tipo G (Hill, et al., 1999) (Luiz, et al., 2015). Dessa forma, consegue-se avaliar os aspectos positivos e negativos da topologia, operando como um dispositivo de atuação no acionamento de máquinas elétricas de indução.

Além disso, é realizado um estudo sobre as técnicas de modulação PWM para conversores multiníveis, objetivando analisar sua influência no desempenho e operação da máquina. É proposto que o modulador trabalhe em frequências de chaveamento reduzidas, visando um menor efeito térmico nas chaves estáticas, que impactam diretamente na eficiência do dispositivo de acionamento.

Assim sendo, são objetivos específicos deste trabalho:

- Avaliar a operação do convesor NPC de cinco níveis tipo G submetido a técnicas PWM em baixas frequências;
- Analisar o desempenho do conversor e comparar as técnicas de modulação implementadas entre si, por meio de simulações e testes experimentais;
- Construção de um protótipo de um conversor de cinco níveis.

1.3 Justificativa e Relevância

O conversor multinível mais simples para acionamentos em média tensão é o conversor de três níveis com ponto de neutro grampeado (NPC – *Neutral Point Clamped*). No entanto, os custos associados a ele, como uma possível necessidade de um filtro em sua saída, além dos problemas de perdas térmicas nas chaves estáticas, mostram que este pacote (Conversor + Filtro) não é o mais eficaz para se trabalhar em um sistema de média tensão (Pillay, et al., 2018).

O estudo de topologias alternativas de conversores, diferentes do que hoje é comercialmente atraente, pode trazer resultados significativos e interessantes para reduzir os custos do acionamento. Dessa forma, pode-se acrescentar novas alternativas para analisar a relação custo *vs* resultado que os conversores multiníveis podem oferecer (Vijeh, et al., 2019).

Comercialmente, os fabricantes de conversores multiníveis (como WEG, Schneider, GE, Yaskawa entre outros) têm ofertado uma maior variedade de produtos de conversores modulares multiníveis. A WEG oferece o produto de conversor de cinco níveis da mesma topologia deste trabalho, mostrando a relevância do estudo aqui realizado. No entanto, o comando do conversor é obtido por meio de outras técnicas de modulação diferentes das utilizadas neste trabalho.

Além disso, observa-se que a técnica de modulação empregada no conversor tem influência no seu desempenho e na operação da máquina. Logo, é importante que se faça a análise e avalie bem as possíveis técnicas que podem ser empregadas, determinando assim qual é a mais apropriada, sempre procurando uma distorção harmônica reduzida sem obter altas perdas térmicas.

A construção de um protótipo de conversor proposta neste trabalho possibilita este e futuros estudos a respeito de conversores multiníveis em geral e, mais especificamente, do conversor multinível NPC de cinco níveis implementado neste trabalho.

1.4 Contribuições

Este trabalho traz um estudo comparativo entre as técnicas de modulação por largura de pulso - PWM - propostas para o conversor multiníveis NPC tipo G, mostrando as vantagens e desvantagens de cada técnica, quanto ao conteúdo harmônico e o número de comutações das chaves eletrônicas, de acordo com a frequência de chaveamento. É avaliada a operação em baixas frequências (menor que 1,2 kHz) das técnicas PWM que, usualmente, são empregadas em frequências elevadas. Além disso, consegue-se resultados harmônicos reduzidos utilizando técnicas do tipo bipolar, que geralmente não são empregadas nesta topologia. Outra contribuição deste trabalho é mostrar as vantagens de, utilizando as células de conversor de três níveis NPC, obter um conversor de cinco níveis, podendo assim trabalhar em sistemas elétricos de potências mais elevadas do que o conversor de três níveis suportaria.

Ao longo do desenvolvimento deste trabalho foram feitas publicações em congressos, a respeito dos problemas e soluções encontradas. Em novembro de 2017, no COBEP – Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência, foi apresentado o trabalho "*Analysis of modulation techniques for an alternative five-level NPC converter used on adjustable-speed drives*". Este trabalho mostrou a diferença na operação de uma mesma máquina com técnicas de modulação distintas, apresentando as vantagens e desvatangens de cada uma em relação ao espectro harmônico das formas de onda sintetizadas no motor e em relação às perdas nas chaves, por meio de um estudo estimativo em software de simulação.

Já no SBSE – Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos, em maio de 2018, o trabalho "*Comparison of bipolar and unipolar modulation techniques for a NPC five-level type G converter"* foi apresentado. Este trabalhou mostrou as vantagens e desvantagens de comandar o conversor utilizando a modulação unipolar e/ou bipolar, para as técnicas em portadoras dispostas verticalmente, que é a técnica usualmente empregada nos moduladores para conversores multiníveis.

Em novembro de 2018, no INDUSCON - Conferência Internacional de Aplicação Industrial de Eletricidade, Conservação, Confiabilidade e Controle/Automação, foi publicado o trabalho "*Hysteresis Band Current Control Applied to a Five-Level NPC Type G Converter*". Este trabalho mostrou a operação do mesmo conversor sendo comandado por histerese de corrente, ao invés de tensão. Operar o conversor por controle direto da corrente sintetizada traz ganhos como controle direto do torque da máquina, proteção em curto-circuito e sobrecarga. Além disso, consegue-se obter uma taxa de distorção harmônica da corrente

muito menor (podendo chegar à ordem de apenas 1%) do que é obtido quando o conversor é comandado em tensão.

1.5 Organização do texto

Este trabalho está dividido em cinco capítulos, organizados da seguinte forma:

Capítulo 1: Uma breve introdução ao tema e definição dos objetivos do trabalho. Mostra também a contribuição deste trabalho.

Capítulo 2: Apresenta um referencial teórico acerca dos conversores multiníveis e suas diversas topologias, detalhando vantagens e desvantagens, além dos aspectos construtivos.

Capítulo 3: Traz um estudo das técnicas de modulação estudadas e utilizadas para comando das chaves do conversor. Dessa forma, é possível analisar o impacto da modulação no desempenho do conversor.

Capítulo 4: Mostra os resultados de simulação e os resultados experimentais obtidos com o protótipo desenvolvido.

Capítulo 5: Apresentam-se as conclusões gerais obtidas com o estudo além de propostas de continuidade.

Em sequência, nos apêndices, são descritos os protótipos desenvolvidos em laboratório.

CAPÍTULO 2 – CONVERSOR DE CINCO NÍVEIS TIPO G

Este capítulo tem como objetivo apresentar um referencial teórico a respeito dos conversores CC-CA, partindo da topologia básica de dois níveis, até o conversor de cinco níveis tipo G, que é o tema central deste trabalho, mostrando suas vantagens e desvantagens, aspectos construtivos e topologias distintas. Por fim, são citados trabalhos recentes a respeito do que se tem discutido na literatura sobre tal assunto.

2.1 Conversor CC-CA

Em um conversor CC-CA, também conhecido como inversor, obtém-se tensão CA na saída por meio do chaveamento de uma tensão CC na entrada, de modo a alternar a sua polaridade na carga. A princípio, essa tensão de saída deveria ter uma forma de onda senoidal pura, porém ela possui várias componentes harmônicas que a distorcem da componente fundamental. A medida dessa distorção é definida como THD – *Total Harmonic Distortion*, e na aplicação como inversor, quanto menor a THD, maior a qualidade da forma de onda de tensão que será entregue à carga (Rashid, 2014).

A Figura 2.1 representa o circuito de um inversor trifásico em configuração de meia ponte. Este conversor é largamente utilizado em sistemas de baixa tensão para acionamento de máquinas e conexão de dispositivos de energias renováveis a rede elétrica.

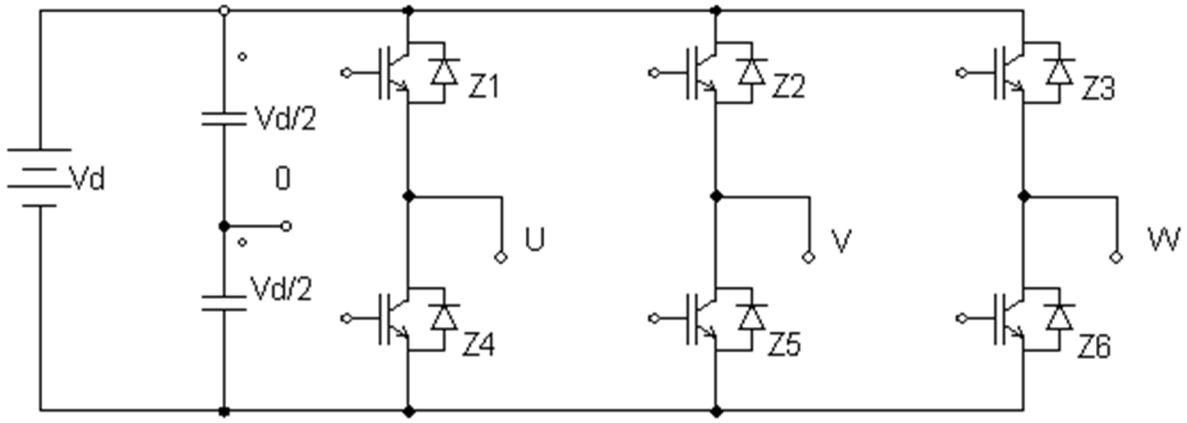

Figura 2.1 – Inversor trifásico (Rashid, 2014).

Este conversor é composto de barramento CC, capacitores que podem estar associados em série e/ou paralelo, e seis IGBT's como chaves eletrônicas, denominadas de Z1 a Z6. Nota-se que as chaves de um mesmo braço (por exemplo, Z_1 e Z_4) não podem estar em condução simultaneamente, pois assim acontecerá um curto-circuito no barramento CC. Logo, as chaves de um mesmo braço devem ser comandadas de forma complementar, isto é, quando uma estiver conduzindo, a outra deve estar na condição de bloqueio.

A Figura 2.2 mostra os pulsos de comandos dos IGBT's e as tensões sintetizadas, considerando que cada chave de um braço conduza em um semiciclo da forma de onda fundamental, isto é, meio período.

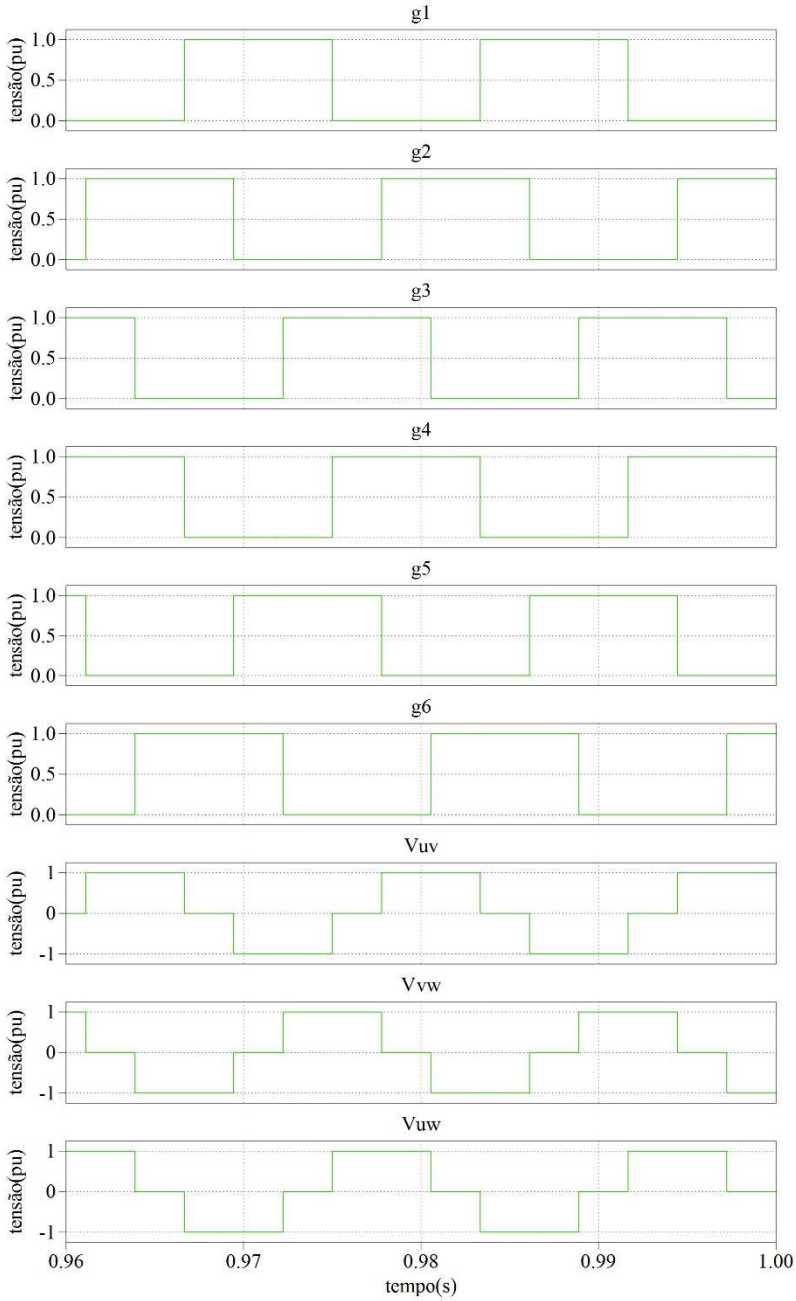

Figura 2.2 - Formas de ondas dos pulsos das chaves e das tensões de saída.

É possível notar que a tensão de saída V_{uv} varia entre $+V_d$, $-V_d$ e 0V, ou seja, possui 3 níveis diferentes de tensão. Este método de comando é conhecido como condução por 180° (Rashid, 2014). Com este método de comando a tensão na carga apresenta altas taxas de THD, principalmente as harmônicas de baixa ordem (Perin, 1986).

Neste caso, a tensão eficaz máxima sintetizada com esta modulação, com índice de mdulação unitário, é dado pela equação 2-1.

$$V_{uv} = \frac{V_d * \sqrt{6}}{\pi} \cong 1{,}56V_d \tag{2-1}$$

Onde V_d é a tensão da fonte CC de entrada e V_{uv} é a tensão de saída entre os braços U e V do conversor.

Reduzindo o tempo de condução de cada chave dentro do semiciclo, altera-se a forma de onda da tensão de saída e, consequentemente, muda-se também a distribuição dos espectros harmônicos.

É possível melhorar a qualidade desta forma de onda, reduzindo a THD, com técnicas de modulação e comando das chaves eletrônicas mais atraentes. A mais comum, é a modulação por largura de pulso, mais conhecida como PWM (*Pulse Width Modulation*). A modulação senoidal PWM consiste em comparar referências senoidais (denominadas modulantes) com ondas triangulares ou dente de serra (chamadas portadoras), obtendo assim os sinais de pulsos de comando.

A onda modulante define a frequênciae a amplitude da fundamental de saída da forma de onda sintetizada, enquanto a portadora define a frequência de chaveamento. A largura destes pulsos é variável ao longo da forma de onda do sinal de referência. As formas de onda da portadora e das referências senoidais, dos pulsos obtidos e da tensão sintetizada podem ser vistas na Figura 2.3. Neste caso, a tensão eficaz fundamental sintetizada na saída do conversor é dada pela equação 2-2:

$$V_{uv} = m_a V_d \sqrt{3} \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6}\right) \tag{2-2}$$

Onde m_a é o índice de modulação, isto é, a amplitude da referência senoidal dividida pela amplitude da portadora, e ω_0 é a velocidade angular da referência senoidal.

Em geral, a onda portadora se mantém constante durante o processo. Já a modulante pode ter sua amplitude e frequências alteradas no processo. Dessa forma, consegue-se controlar a velocidade de máquinas de indução, alterando-se os parâmetros de alimentação. Em alguns casos, para um melhor aproveitamento do barramento CC de entrada, é realizado uma injeção de sinal de terceira harmônica na referência (Rashid, 2014) (Lipo, et al., 2003).

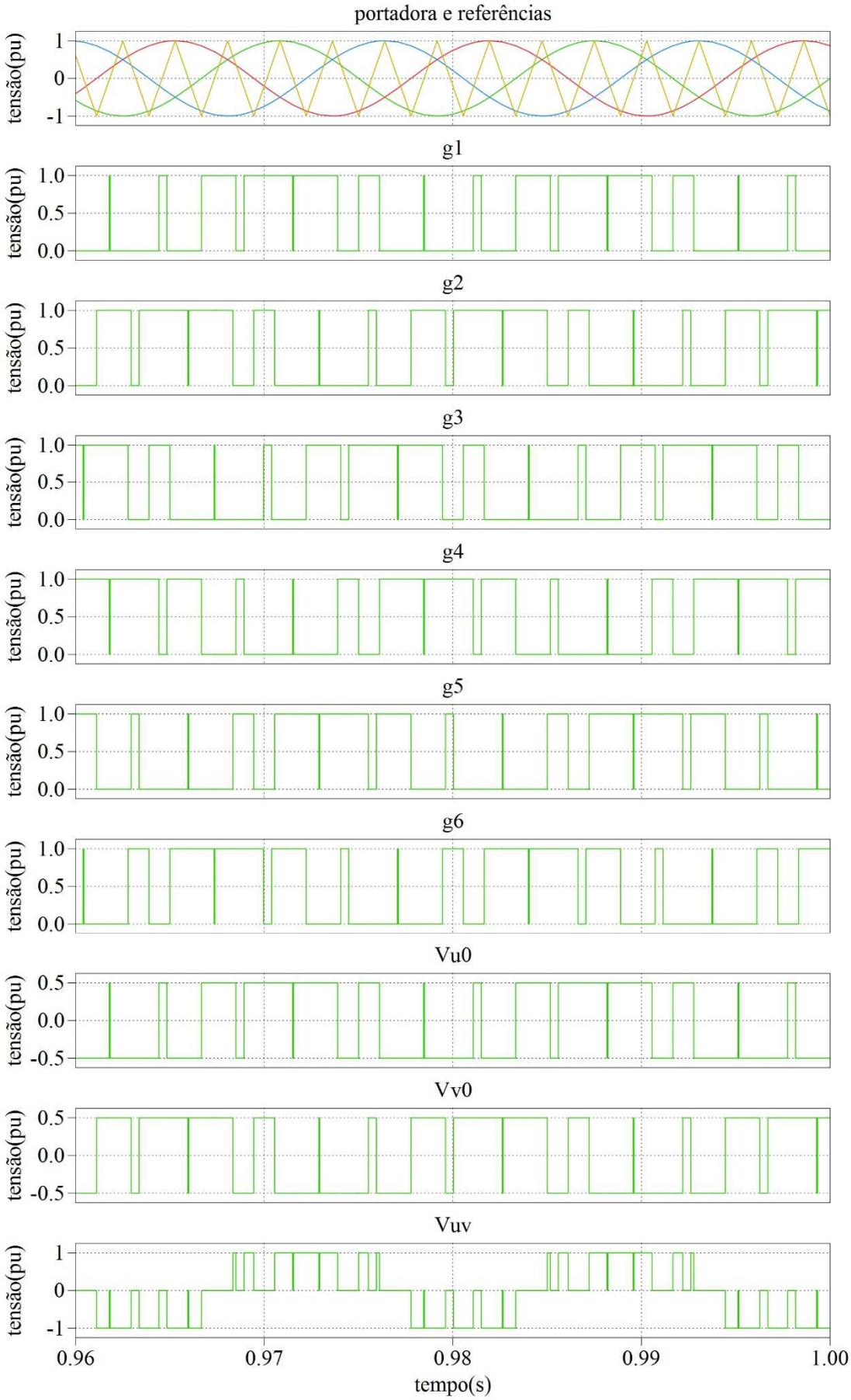

Figura 2.3 - Formas de onda para modulação PWM de um conversor trifásico de dois níveis (Rashid, 2014).

A Figura 2.4 mostra a tensão de fase e tensão de linha sintetizada por um conversor trifásico de dois níveis, por meio da técnica PWM, a uma frequência de 720 Hz da portadora e índice de modulação unitário. É possível reparar que existem dois níveis de tensão na fase em relação ao ponto 0 da Figura 2.1, e que a tensão de linha apresenta três níveis.

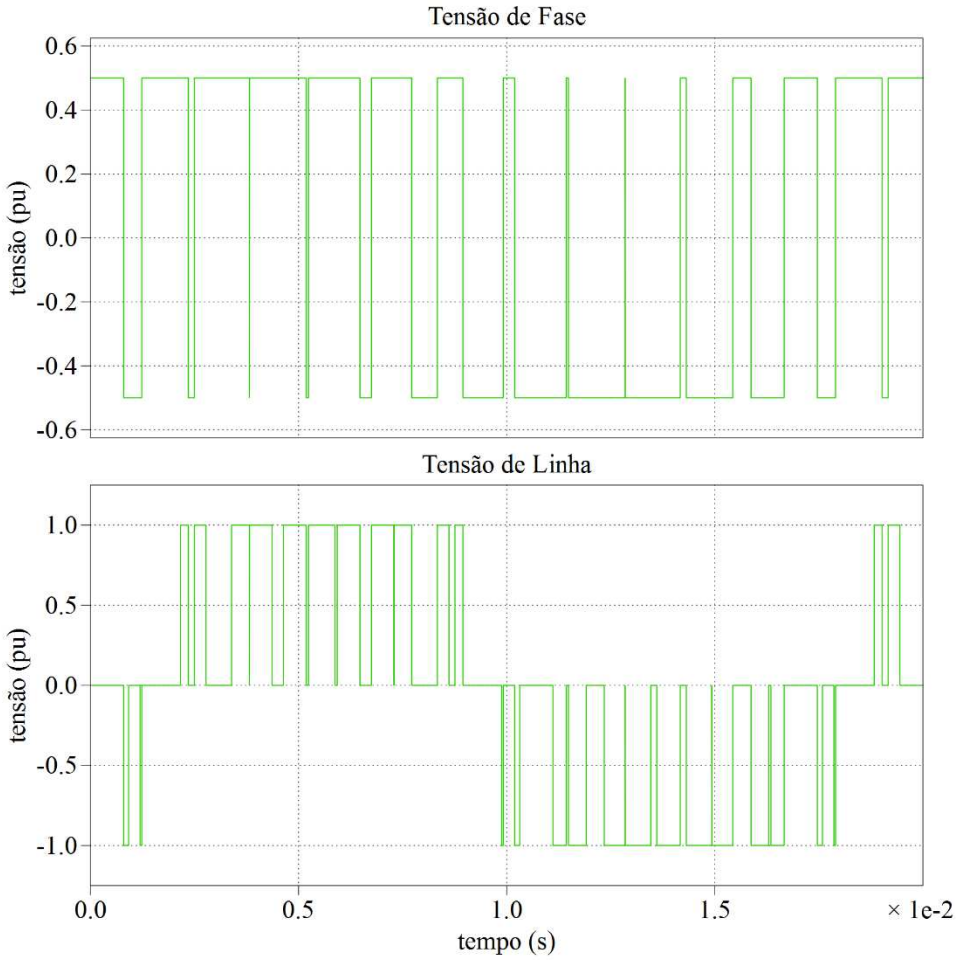

Figura 2.4 - Tensão de fase e Tensão de linha, para comando PWM.

Para quantitizar as vantagens desta técnica de modulação em comparação ao comando por 180°, faz-se a análise em relação à distorção harmônica. Assim, é feita a decomposição em série de Fourier. Uma expressão analítica para o espectro harmônico da tensão de fase, quando modulada por PWM, é dada pela equação 2-3 (Lipo, et al., 2003):

$$V_{u0} = V_d + V_d m_a \cos(\omega_0 t) + \frac{4V_d}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \frac{1}{m} J_n\left(m\frac{\pi}{2}m_a\right) sen([m+n]\frac{\pi}{2}) \cos(m\omega_c t + n\omega_0 t) \quad (2\text{-}3)$$

Onde V_d é a tensão do barramento c.c., m_a é o índice de modulação, ω_0 é a frequência angular da referência, ω_c a frequência angular da portadora, J_n é a função de Bessel na ordem

n, e *m* e *n* são a ordem das componentes harmônicas da portadora e das bandas laterais, respectivamente.

Já a tensão de linha, fica na forma dada na equação 2-4 (Lipo, et al., 2003).

$$V_{uv} = \sqrt{3}V_d m_a \cos\left(\omega_0 t + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{8V_d}{\pi}\sum_{m=1}^{\infty}\sum_{n=-\infty}^{\infty}\frac{1}{m}J_n\left(m\frac{\pi}{2}m_a\right) * sen\left([m+n]\frac{\pi}{2}\right) * sen\, n\frac{\pi}{6} * \cos\left(m\omega_c t + n\left[\omega_0 t - \frac{\pi}{3}\right] + \frac{\pi}{2}\right) \quad (2\text{-}4)$$

A Figura 2.5 mostra o espectro harmônico das tensões de fase e de linha do conversor trifásico de dois níveis, sendo comandado pela técnica PWM senoidal. É possível notar a partir da Figura 2.5 que acontece o cancelamento das componentes harmônicas múltiplas da ordem 3 na tensão de linha sintetizada.

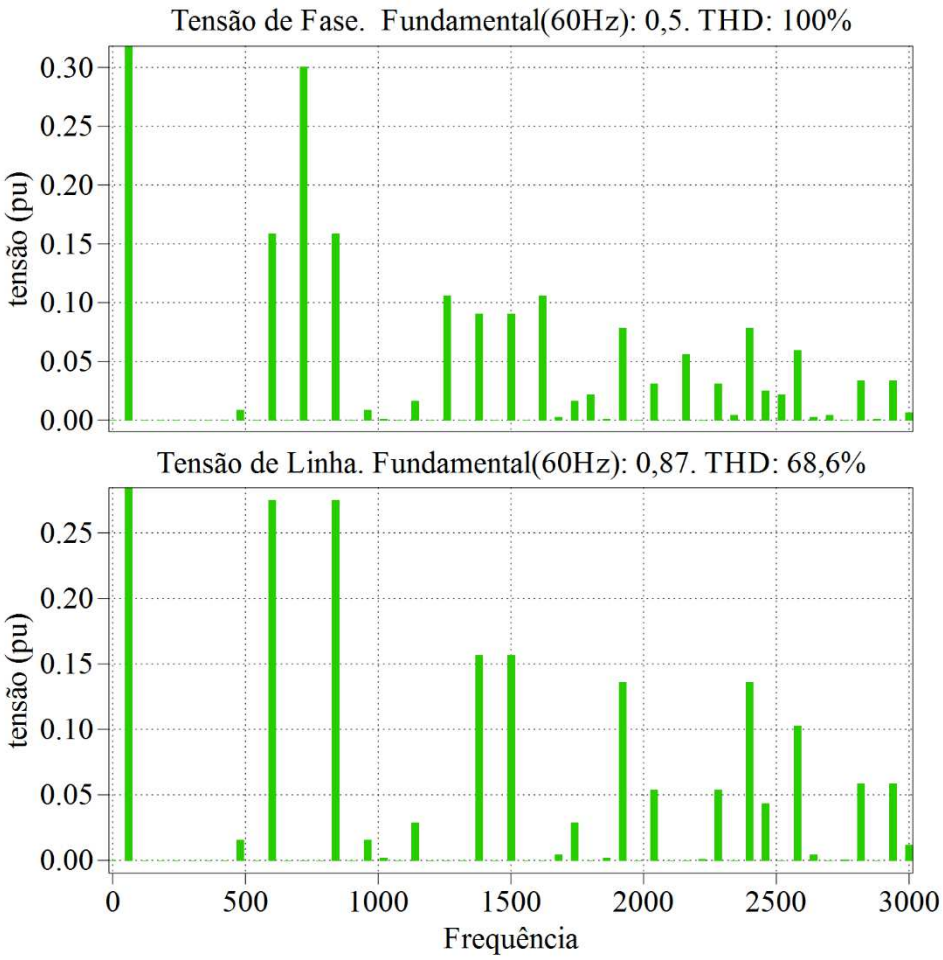

Figura 2.5 - Espectro Harmônico para Tensão de Fase e Tensão de Linha do conversor tirfásico de dois níveis.

Outra forma de se melhorar o conteúdo harmônico das formas de onda sintetizadas é alterando-se a topologia do conversor para obter uma forma de onda em degraus, que se

aproxime mais da fundamental de uma onda senoidal. Para isto, é feita uma associação de chaves eletrônicas dando origem aos conversores multiníveis, que são descritos na próxima seção.

2.2 Conversores Multiníveis

Para se obter uma forma de onda de qualidade na saída do inversor, ou seja, com baixo conteúdo harmônico, as várias estratégias de modulação tendem a utilizar frequências de chaveamento elevadas. Porém, em aplicações com potência e tensão altas, existem limitações para operação em altas frequências, principalmente em relação às perdas por chaveamento, e à própria limitação dos dispositivos empregados. As chaves devem suportar altas variações de tensão e, assim, as características dos semicondutores devem ser levadas em consideração quando é feita a escolha da topologia do circuito de potência. Logo, o aumento do número de níveis de tensão, com a topologia adequada, possibilita dividir os esforços entre os dispositivo, além de diminuir a THD na forma de onda de tensão de saída do inversor (Rashid, 2014).

O estudo na área dos conversores multiníveis teve início na década de 80, quando foi introduzido o primeiro conversor de três níveis por (Nabae, et al., 1981), que é o conversor NPC – *Neutral Point Clamped*, estrutura de grampeamento do ponto neutro a diodos. Desde então, outras topologias de conversores multiníveis têm aparecido, como o conversor com grampeamento por capacitor flutuante (Meunard, et al., 1992) (Rodríguez, et al., 2002) e o conversor em cascata (Menjrekar, et al., 1998) (Peng, et al., 2000).

A Figura 2.6 mostra um tipo muito comum de topologia para um inversor multinível, no qual a tensão c.c. de entrada V_d é dividida igualmente entre os capacitores C_1 a C_4, ligados em série que formam o barramento c.c.. Um circuito de comutação é utilizado para sintetizar uma forma de onda de tensão em diferentes níveis (de V_1 a V_5) para uma carga qualquer.

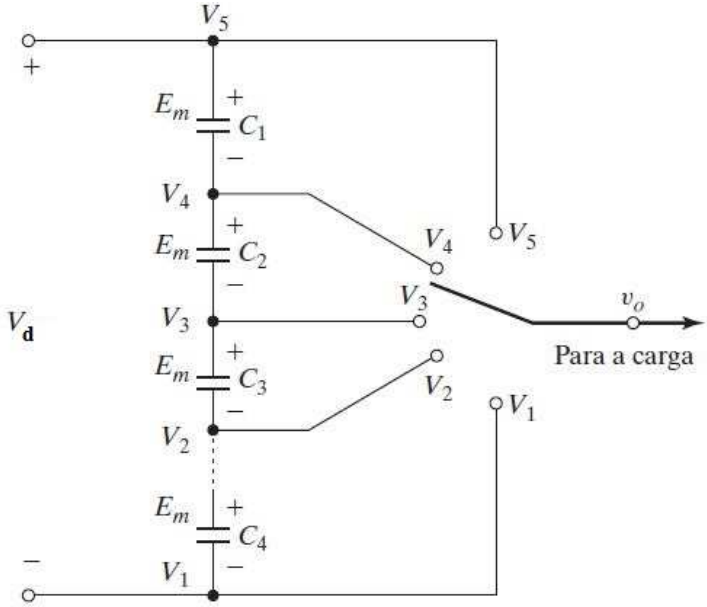

Figura 2.6 – Estrutura básica para Inversor Multinível (Rashid, 2014).

O resultado é uma forma de onda em degraus, como mostrado no gráfico da Figura 2.7, a qual reduz a amplitude das harmônicas de ordem mais baixa (Bhagwhat, et al., 1983). Pode-se observar que a forma de onda sintetizada, neste caso, está mais próxima da fundamental que aquelas relativas aos conversores de dois níveis, apresentados nas Figuras 2.2 e 2.3.

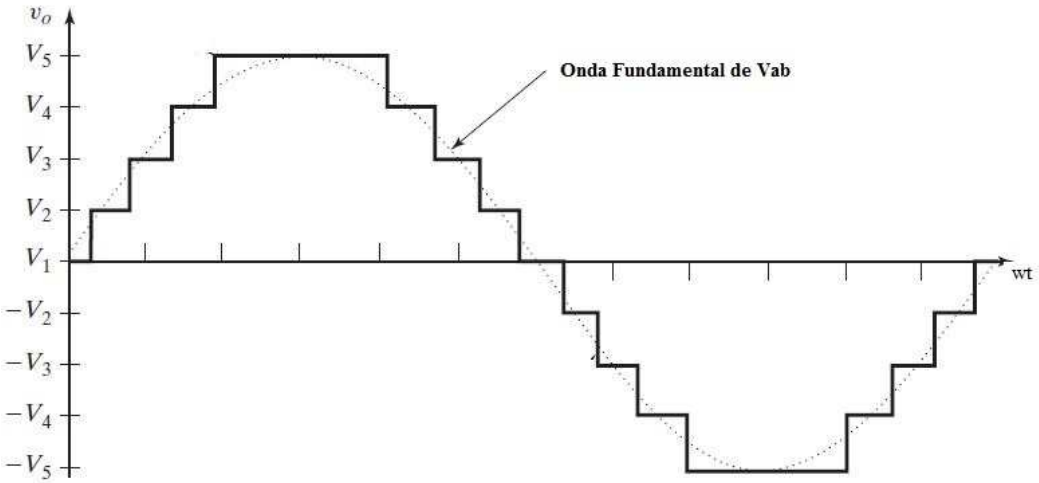

Figura 2.7 – Forma de onda em degrau generalizada (Rashid, 2014).

2.3 Conversor de três níveis NPC

A discussão no meio academêmico do conversor de três níveis NPC foi introduzida por (Nabae, et al., 1981). Em seguida a este trabalho de *Nabae et al* foram introduzidos para esta mesma classe, conversores com maior quantidade de níveis (Bhagwhat, et al., 1983) (Choi, et al., 1991) (Hill, et al., 1999).

Dentre os muitos tipos de inversores multinível, o conversor NPC com comando PWM é bem conhecido por seu sistema eficiente de acionamento, tanto em meia-ponte quanto em ponte completa, e muitas técnicas PWM podem ser empregadas nessa topologia. Como vantagens, o conversor NPC apresenta:

- Menor tensão de bloqueio das chaves, igual a $V_d/(l\text{-}1)$, onde l é o número de níveis;
- Necessidade de uma menor quantidade de capacitores, quando comparada a topologia *flying capacitor*;
- Forma de onda da tensão de saída com baixa THD, quando comparada ao de dois níveis;

No entanto, como desvantagens, o conversor NPC apresenta (Brückner, et al., 2005):

- Necessidade de se ter um controle do balanceamento da tensão nos capacitores que formam o barramento c.c.;
- Necessidade de os diodos suportarem bloquear diferentes níveis de tensões, quando o número de níveis sintetizado é maior que três e conduzir a corrente nominal da carga que o conversor estiver operando;
- Complexidade na montagem mecânica;
- Distribuição desigual das perdas entre os dispositivos semicondutores dos braços

A Figura 2.8 mostra um esquema de um inversor NPC de três níveis trifásico. O conversor é constituído por três braços com quatro chaves eletrônicas cada (no caso, IGBTs) e dois diodos. Esse circuito sintetiza em cada fase tensões $+V_d/2$, 0 e $-V_d/2$, uma vez que a tensão V_d de entrada é dividida em duas, por meio dos capacitores C_1 e C_2. O ponto “0” indica o neutro, e as chaves Z_{n2} e Z_{n3} na parte mais interna do circuito, juntamente com os diodos D_{n1} e D_{n2} grampeiam a saída nesse ponto. O índice n indica o braço do conversor. A Figura 2.9 mostra as formas de onda das tensões de fase e de linha que podem ser obtidas a partir desta topologia.

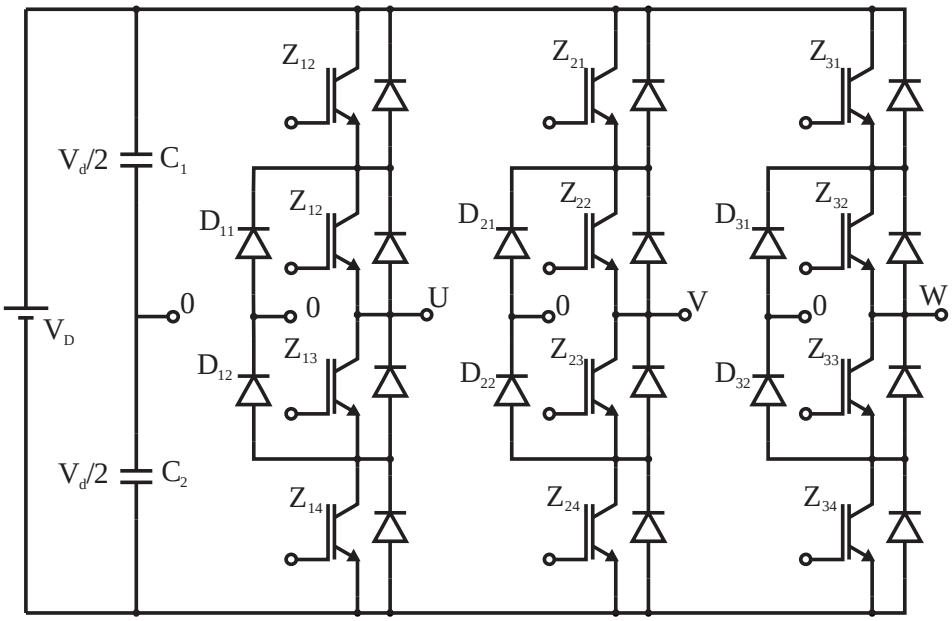

Figura 2.8 – Conversor NPC 3 níveis (Nabae, et al., 1981).

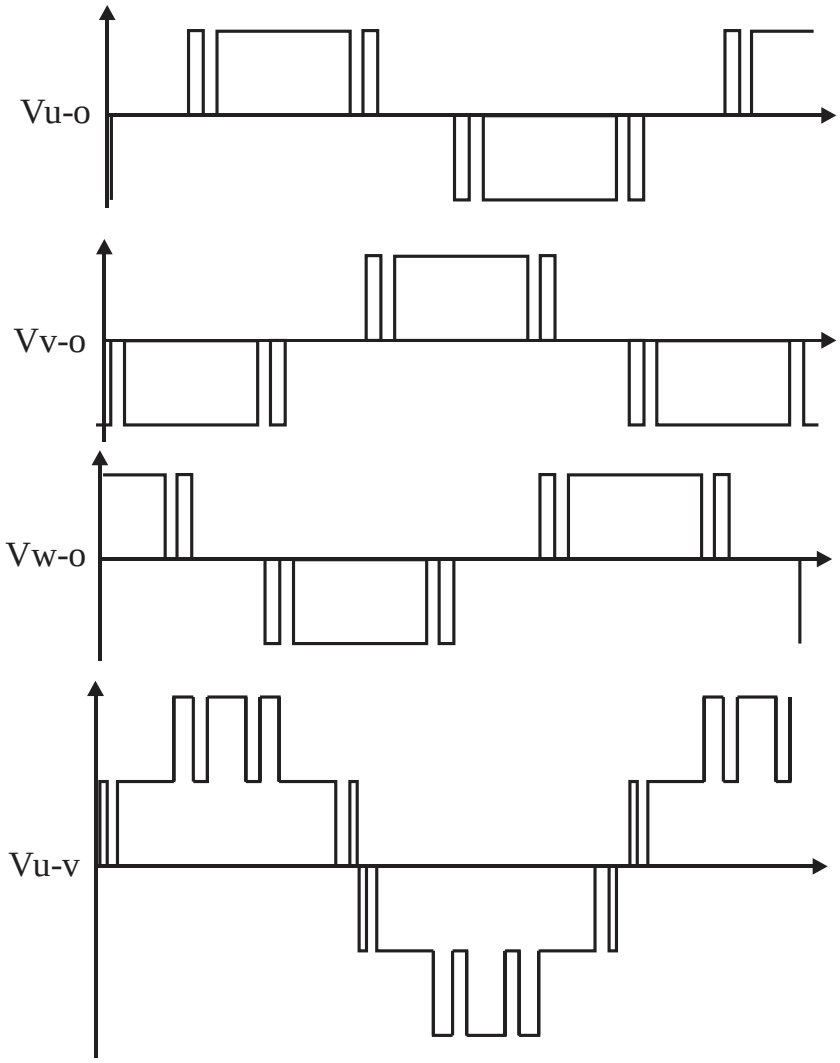

Figura 2.9 – Formas de onda de saída do conversor NPC 3 níveis.

É possível realizar arranjos desta topologia conseguindo *l* níveis de tensão na saída. Para tal, é necessário (*l*-1) capacitores no barramento c.c., (*l*-1)(*l*-2) diodos de grampeamento e (*l*-1)*2 interruptores, onde cada chave eletrônica fica submetida a uma tensão máxima igual à tensão sobre cada um dos capacitores do barramento *E*/(*l*-1) (Cacau, 2014).

Dessa forma, aumentando o número de níveis, aumenta-se também o número de capacitores do barramento e diminui-se a tensão sobre cada interruptor. No entanto, aumentando o número de níveis, alguns diodos de grampeamento ficam submetidos a tensões superiores àquelas aplicadas aos interruptores. Associando diodos em série ou utilizando diodos de especificações diferentes, consegue-se solucionar este problema.

Para se obter cinco níveis de tensão de fase em um conversor NPC, o circuito para uma fase fica na forma apresentada na Figura 2.10.

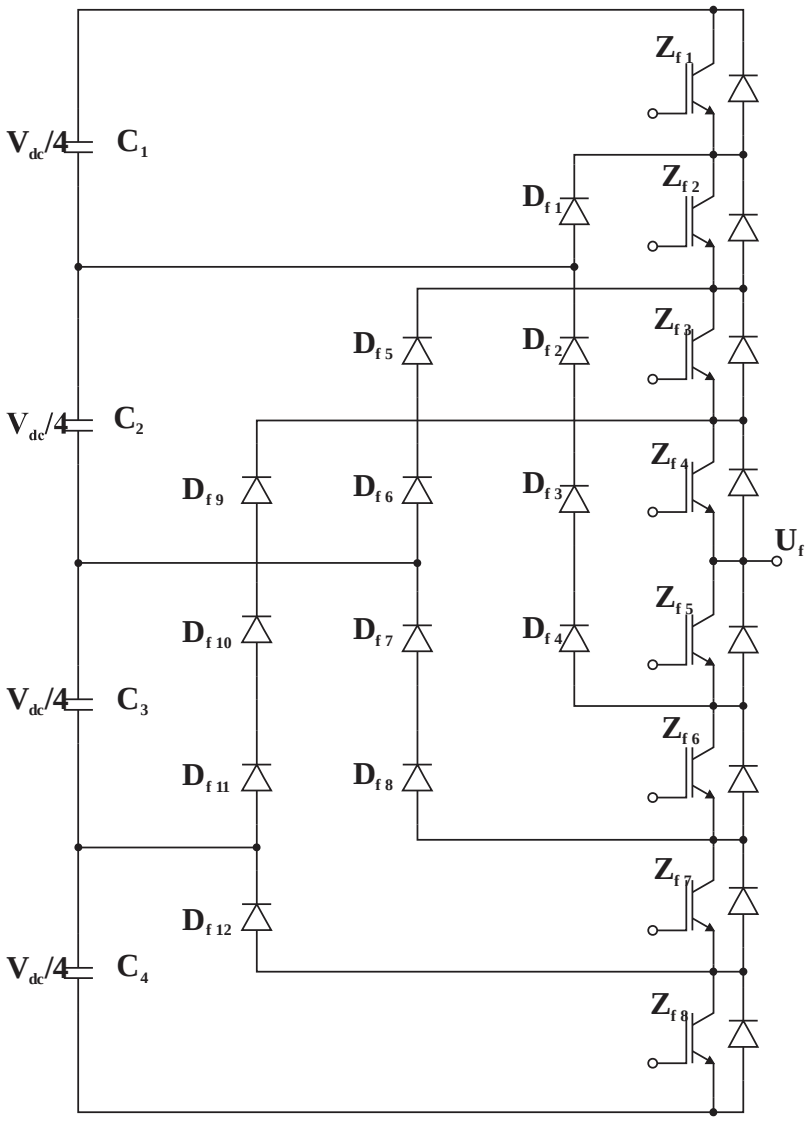

Figura 2.10 – Conversor de 5 níveis NPC (Rashid, 2014).

Este conversor é formado, para cada fase, por oito IGBTs, denominados de Z_{f1} a Z_{f8}, onde f é o número do braço, quatro capacitores C_1 a C_4, que dividem a tensão do barramento c.c. e doze diodos D_{f1} a D_{f12}, caso se utilize diodos de mesma especificação, sendo necessário associa-los em série.

Como desvantagens, esta topologia apresenta uma quantidade elevada de diodos de grampeamento e uma dificuldade em manter o balanceamento da tensão nos capacitores do barramento c.c., o que pode requerer um sistema de controle eficaz e o uso de circuitos de equalização de tensão nos diodos de grampeamento quando estes são conectados em série (Pereira, 2008).

2.4 Conversor NPC de cinco níveis tipo G

Conforme indicado no capítulo 1, a topologia implementada neste trabalho e que é descrita nesta seção é a de cinco níveis tipo G, uma configuração distinta da NPC de cinco níveis clássica apresentada na seção anterior, que fornece ao usuário também cinco níveis de tensão por fase, apresentado por Hill em 1999 (Hill, et al., 1999). O conversor é constituído por três módulos de potência, conectados de forma similar ao conversor em cascata, isto é, um lado de cada módulo de potência é interligado e o outro alimenta cada fase da carga. A conexão destes módulos pode ser vista na Figura 2.11.

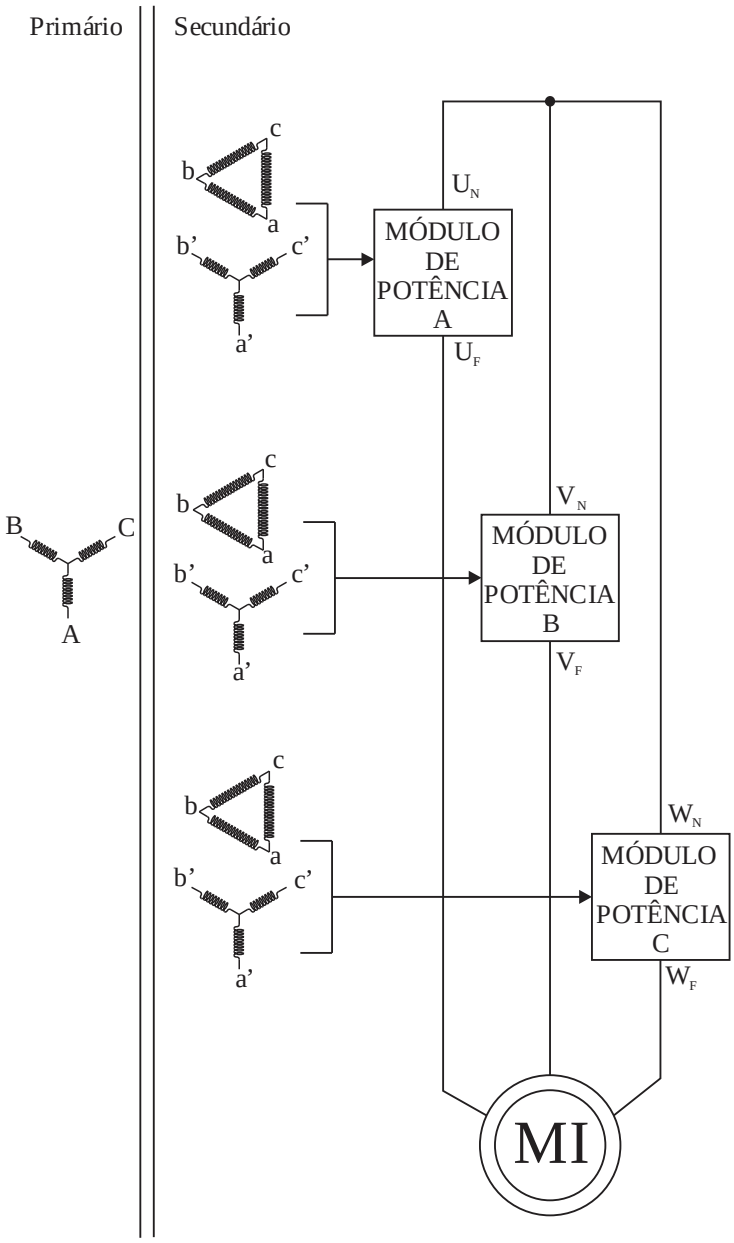

Figura 2.11 – Conversor NPC de 5 níveis tipo G (Luiz, et al., 2015).

Este módulo de potência consiste em uma ponte de dois braços de conversores NPC de três níveis, por fase, como pode ser observado na Figura 2.12. Tal topologia é conhecida como conversor tipo G (Luiz, et al., 2015). Nesta topologia, o comando das duas chaves inferiores dos braços são complementares em relação às superiores, isto é, comanda-se Z_{N3} e Z_{N4} de forma complementar a Z_{N1} e Z_{N2}, respectivamente.

A Tabela 1 mostra como os cinco níveis de tensão podem ser obtidos de acordo com o estado das chaves eletrônicas.

O transformador de entrada pode ser um complicador para este sistema. Seu secundário fica na forma como mostra a Figura 2.11, com seis enrolamentos trifásicos, com defasagem compatível para um retificador de doze pulsos em cada fase, como pode ser visto

na Figura 2.12. Isto é feito com o intuito de reduzir a magnitude da corrente de terceira harmônica, além de reduzir o *ripple* da tensão do barramento c.c. e garantir a tensão em cada capacitor em $V_d/2$ (Shen, et al., 2014). Porém, isso deteriora a THD da rede elétrica.

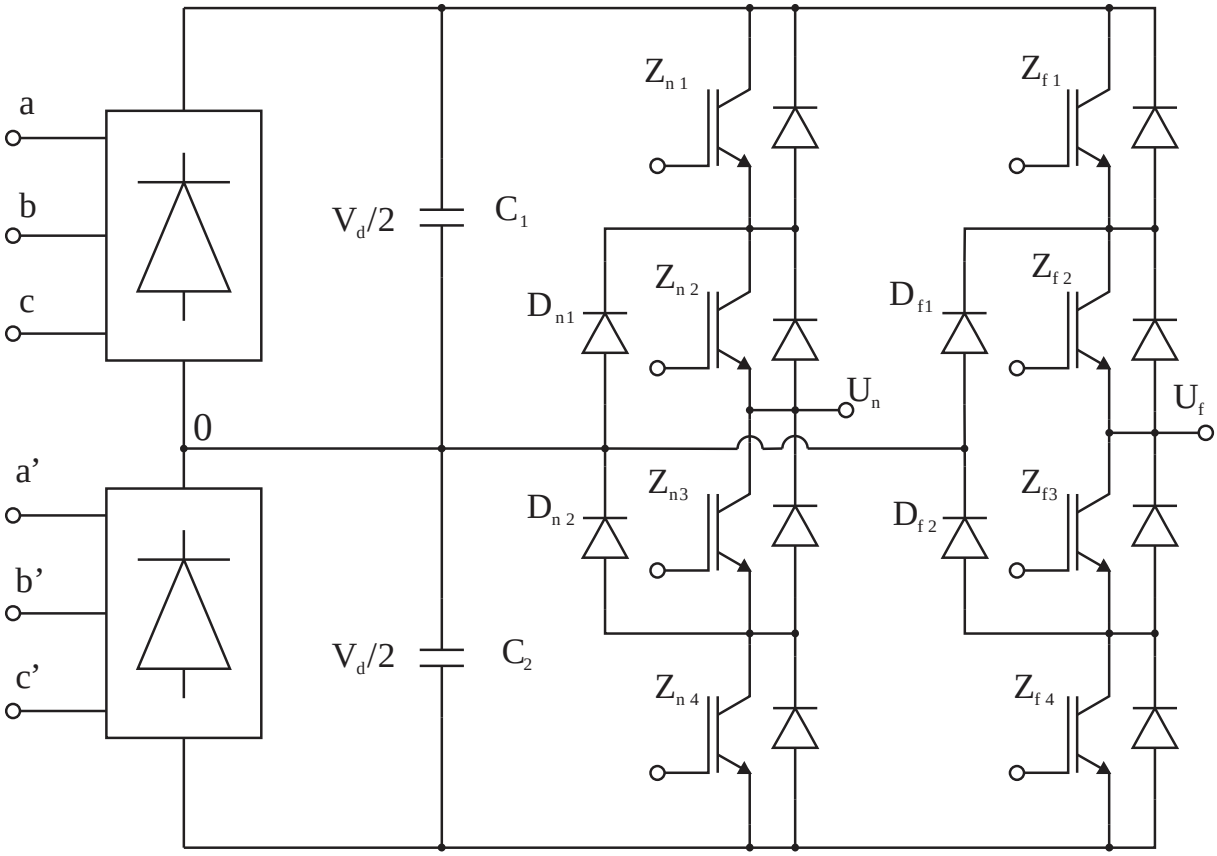

Figura 2.12 – Módulo monofásico do conversor NPC de 5 níveis tipo G (Luiz, et al., 2015).

Tabela 1 - Níveis de tensão de acordo com as chaves em estado de condução

Tensão	**Chaves em condução do braço N**	**Chaves em condução do braço F**
$+V_d$	Z_{N3}, Z_{N4}	Z_{F1}, Z_{F2}
$+V_d/2$	Z_{N3}, Z_{N4}	Z_{F2}, Z_{F3}
	Z_{N2}, Z_{N3}	Z_{F1}, Z_{F2}
0	Z_{N2}, Z_{N3}	Z_{F2}, Z_{F3}
	Z_{N3}, Z_{N4}	Z_{F3}, Z_{F4}
	Z_{N1}, Z_{N2}	Z_{F1}, Z_{F2}
$-V_d/2$	Z_{N1}, Z_{N2}	Z_{F2}, Z_{F3}
	Z_{N2}, Z_{N3}	Z_{F3}, Z_{F4}
$-V_d$	Z_{N1}, Z_{N2}	Z_{F3}, Z_{F4}

Esta topologia de conversor de cinco níveis apresenta como vantagem a utilização de diodos de grampeamento de valores nominais idênticos, além de usar um terço de diodos em relação a versão clássica. A conexão dos módulos da forma apresentada na Figura 2.11 faz com que a tensão de saída seja $\sqrt{3}$ (aproximadamente 1,732) vezes a tensão de alimentação da ponte. Com este conversor consegue-se sintetizar tensões de fase e de linha como mostra a Figura 2.13.

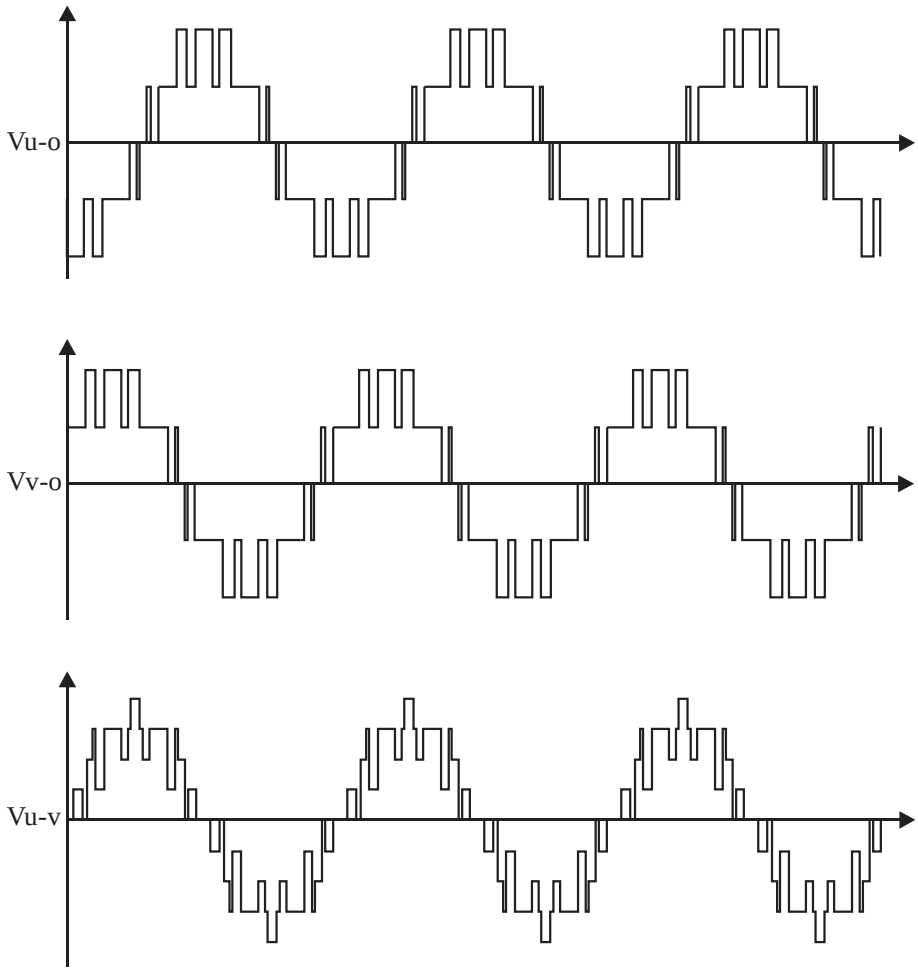

Figura 2.13 - – Formas de onda de saída do conversor NPC 5 níveis.

Uma das dificuldades desta topologia de conversor é que a tensão de alimentação de cada módulo é obtida por meio de retificadores separados, o que pode provocar desbalanceamentos da tensão c.c. do barramento. No entanto, esta é uma característica presente em todos os conversores do tipo NPC (Luiz, et al., 2015).

2.5 Trabalhos recentes

Nesta seção é descrito brevemente alguns trabalhos recentes a respeito de conversores multiníveis, e mais especificamente o conversor de cinco níveis. Vijeh, et al., (2019) faz uma revisão geral dos métodos multiníveis e topologias mais utilizadas em média tensão nos dias atuais, a partir de um histórico das topologias desde a década de 70. Este trabalho mostra exemplos de topologias onde podem ser aplicadas técnicas do tipo bipolar e unipolar, obtendo a comparação entre elas. Zhang, et al., (2010) mostra as vantagens de aplicação de conversores multinível em comparação a topologia mais comum de conversores, o de dois níveis. Dentre as topologias mais utilizadas atualmente, o conversor modular multinível tem recebido grande atenção. Em (Li, et al., 2019) é apresentada uma análise de sua operação, com variação da frequência de chaveamento e desempenho do conversor, também focando em suas perdas. O trabalho mostra que tal topologia tem uma menor restrição ao aumento do índice de modulação e não impõe tensão de modo comum na carga.

Trabalhos específicos de conversores de cinco níveis também são encontrados, em outras aplicações, além de acionamentos, como por exemplo em sistemas de geração baseados em fontes renováveis e conectados a rede, como em (Khan, et al., 2018), e em conversores bidirecionais, topologia Back-to-Back, como em (Karunadasa, et al., 2018). Este último apresenta resultados de simulação bem interessantes, com THD abaixo de 5% na tensão, independentemente da direção e magnitude da corrente de saída.

O trabalho Prayag, et al., (2016) mostra a operação do convesor em acionamentos de motores de média tensão, explicitando as vantagens de se utilizar cinco níveis ao invés de três. Neste trabalho, foi utilizado a topologia NPC clássica.

As técnicas de modulação utilizadas com portadoras triangulares e trapezoidais são analisadas em (Kundu, et al., 2017), que mostra como as componentes harmônicas de baixa frequência afetam o desempenho do conversor. Ahmadzadeh, et al., (2017) apresenta uma mudança na técnica de modulação para resolver o problema do balanceamento do barramento c.c., que na topologia clássica de cinco níveis, possui quatro capacitores, sendo complexo mantê-los com tensões equilibradas. Kato, et al., (2018) apresenta uma solução para a melhoria do aproveitamento do barramento c.c. utilizando a técnica de modulação *Space Vector*.

Utilizando a mesma topologia que este trabalho, têm-se artigos publicados com ênfase na melhoria do desempenho do conversor, alterando sua técnica e frequência de modulação,

como visto em (Shen, et al., 2014). Este trabalho mostra que a utilização da técnica *Phase Shift* não traz resultados satisfatórios para a topologia. As técnicas clássicas de modulação para este arranjo de chaves e seus resultados são apresentados em (Jung, et al., 2018), onde consegue-se uma redução da THD, porém o trabalho mostra como o desequilíbrio nas perdas térmicas entre as chaves de um mesmo braço afetam o conversor. A preocupação do balanceamento do barramento c.c. e soluções para reduzir o ripple é explicitada em (Shen, et al., 2016) que mostra claramente como a componente de segunda harmônica afeta o conversor quando este é comandado pela técnica bipolar. Para reduzir a tensão de modo comum com esta topologia, Long, et al., (2012) mostra uma variação da técnica vetorial para solucionar tal problema.

Trabalhos com a proposta de avaliar a operação do conversor em baixas frequências, a fim de reduzir as perdas e não deteriorar a distorção harmônica total podem ser vistos em (Cheng, et al., 2007), que mostra as vantagens e resultados quando se trabalha em frequênicas reduzidas, e (Zhang, et al., 2018), que tenta distribuir melhor as perdas das chaves e diodos em um mesmo braço, mesmo utilizando a técnica bipolar.

Muitos fabricantes hoje apostam em conversores em ponte H em cascata, como soluções para conversores multiníveis, como pode-se encontrar na família de inversores multicélulas e matricial da YASKAWA, na família PowerFlex 6000 da Allen-Bradley/Rockwell Automation e na família Altivar-1200 da SCHNEIDER. A Tabela 2 mostra os dados de tensão e potência de cada um dos modelos de inversores disponíveis comerciais citados neste e nos próximos parágrafos.

A GE apresenta conversores do tipo NPC de três ou cinco níveis, em sua série MV7000 Flat Pack ou Press Pack. Sua série MV6 apresenta soluções com cinco níveis de tensão na saída, inclusive com uma opção que não é necessário um transformador de entrada. A SIEMENS aposta nos conversores modulares multiníveis e no NPC de três níveis, em sua família de acionamentos de média tensão SINAMICS.

Por fim, a WEG, em sua linha de conversores para média tensão, da família MVW01, dispõe como opções os conversores NPC de três níveis, ou de cinco níveis, tal qual a topologia descrita deste trabalho.

Tabela 2 – Dados dos inversores informados pelos fabricantes

Fabricante	**Modelo**	**Tensão**	**Potência**
YASKAWA	MX1S	3 a 6 kV	132 a 5000 kW
ALLEN-BRADLEY	PowerFlex 6000	2,4 a 11 kV	137 a 11000 kW
SCHNEIDER	Altivar-1200	3,3 a 10 kV	370 a 14750 kVA
	ATV6000	2,4 a 13,8 kV	160 a 20000 kW
GE	MV700	3,3 a 13,8 kV	4 a 48 MVA
	MV6	3,3 a 13,8 kV	210 a 6500 kW
SIEMENS	SINAMICS	1,4 A 11 kV	2,5 a 85MVA
WEG	MVW01	2,3 a 6,9 kV	280 a 7400 kW

É sabido que o motor pode sofrer algumas consequências relacionadas à taxa de distorção harmônica do conversor, tais como aumento de perdas e temperatura, elevação do ruído e dos níveis de vibração, e danificação do isolamento da máquina, com possível circulação de corrente pelos mancais (WEG, 2007).

No entanto, não existe nenhuma normatização a respeito dos limites dos valores de distorção harmônica entre o conversor e a máquina. Mas deve-se considerar que acontece um aumento das perdas no motor devido ao uso de um conversor (WEG, 2007).

Normas como a IEC 600034-17, por exemplo, mostram um caso prático de um motor que, alimentado por um conversor PWM, tem suas perdas elevadas em 15%, e uma redução na eficiência do motor, devido a novas perdas causadas por componentes harmônicas. Já a norma NEMA MG1 – Parte 30 (Norma americana de motores e geradores – Aplicações para drives de velocidades ajustável), traz uma curva, exibida na Figura 2.14, que considera que deve-se fazer uma redução percentual do torque desenvolvido na máquina devido ao aquecimento produzido pelas componentes harmônicas do sistema (MG1, 2003). Os cálculos do fator HVF (*Harmonic Voltage Factor*) podem ser substituídos pela WTHD – (*Weighted Total Harmonic Distortion* ou Taxa de Distorção Harmônica Ponderada).

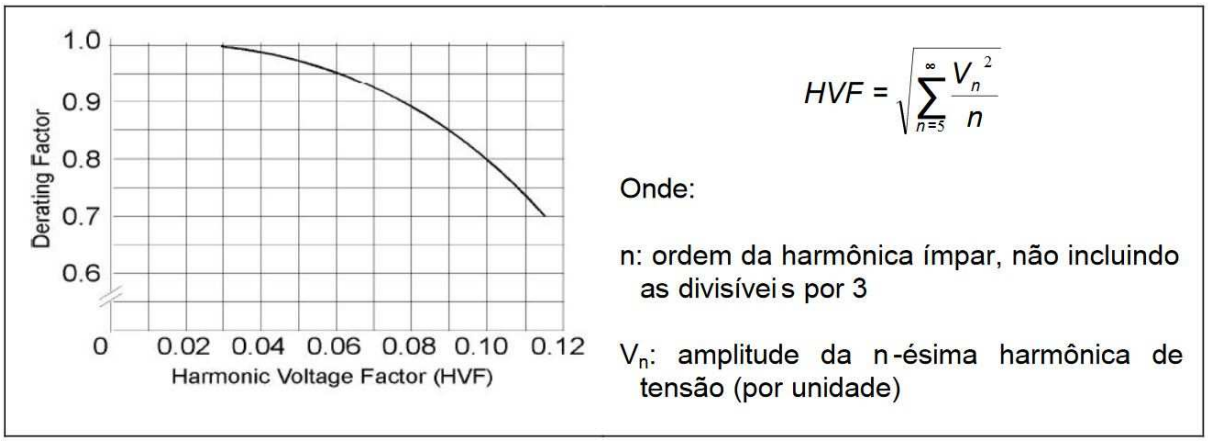

Figura 2.14 – Redução do torque do motor em função das componentes harmônicas. Adaptado (MG1, 2003).

2.6 Conclusão

Este capítulo reforçou os conceitos acerca dos conversores multiníveis, apresentando alguns exemplares da família de conversores NPC e apresentando vantagens e características do conversor NPC de cinco níveis tipo G, objeto de estudo deste trabalho. Foi feita também uma descrição de trabalhos recentes sobre o assunto, ressaltando a discussão sobre o tema pelos pesquisadores atuais, obtendo assim uma base de estudos para a avaliação desta dissertação. No capítulo seguinte será feita uma análise detalhada de alguns métodos de comando do conversor aqui estudado, suas características principais como vantagens e desvantagens, e uma previsão do desempenho do conversor para cada técnica.

CAPÍTULO 3 – TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

As técnicas de modulação para comandar as chaves de conversores multiníveis, como os conversores descritos no capítulo anterior podem ser divididas, de acordo com a frequência de chaveamento, em técnicas de baixa frequência e técnicas de alta frequência, conforme mostra a Figura 3.1. O limiar considerado neste trabalho para esta divisão está em torno de 1 kHz. Define-se, ainda, como baixas frequências, um índice de modulação em frequência máximo igual a 21.

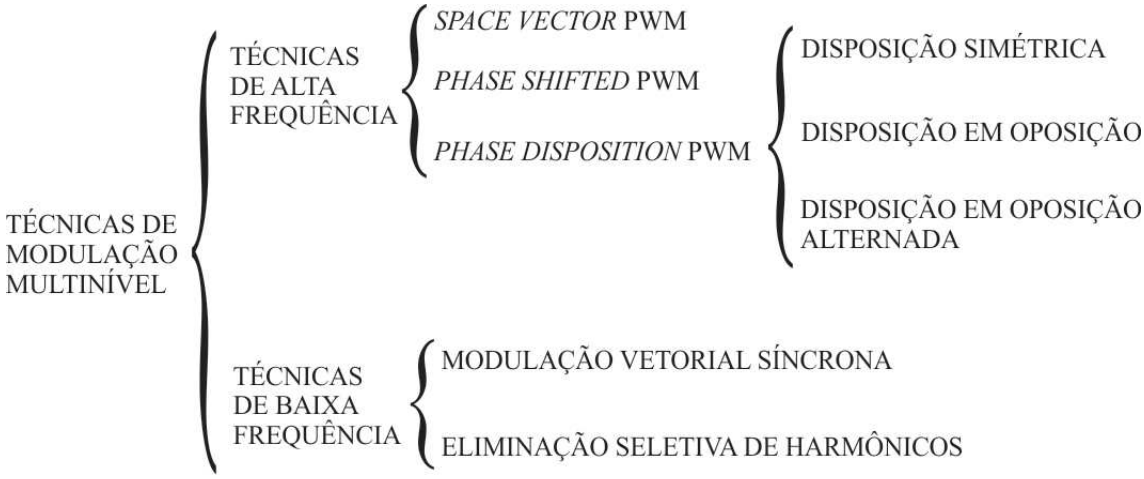

Figura 3.1 - Técnicas de modulação para conversor multinível (Luiz, et al., 2015).

Dentre as técnicas de baixa frequência, a eliminação seletiva de harmônicos tem como vantagem o fato se ter a amplitude da componente fundamental ajustável e a possibilidade de escolher quais harmônicos de baixa frequência eliminar. No entanto, não se tem controle dos harmônicos de ordem superior e, em muitos casos, é necessário o uso de um filtro (Rodríguez, et al., 2002). Já o comando por modulação vetorial consiste na escolha de um vetor de chaveamento adequado. Em conversores multiníveis, esta técnica é mais utilizada quando se trabalha com elevada quantidade de níveis, em geral, onze ou mais (Rodríguez, et al., 2001). As técnicas de baixa frequência não são objetos de estudo deste trabalho. Quando se utiliza técnicas de modulação em frequência reduzidas, isto é, na ordem de no máximo 1 kHz, têm-se muitas componentes harmônicas de ordem mais baixas. Para resolver isto, pode-se elevar a frequência de chaveamento e utilizar a técnicas PWM e também acrescentar filtros entre o conversor e a carga.

As técnicas PWM se apresentam como as mais simples e flexíveis para o comando de conversores multiníveis (Yang, et al., 2014). Elas consistem em realizar uma comparação entre um sinal de referência (também chamado sinal modulante), em geral senoidal, ou

senoidal modificado, com ondas triangulares ou dente de serra (que são denominadas portadoras). Dentre as técnicas de PWM para esta família de conversores, as que apresentam multiportadoras se destacam, principalmente as PD-PWM *(Phase Disposition*) e POD-PWM (*Phase Opposition Disposition*) (Mane, et al., 2012). Em geral, para um sistema de *l* níveis, são necessárias (*l*-1) portadoras. Comercialmente, muitos inversores são implementados com a técnica *Space Vector*, onde há a injeção de uma terceira harmônica na referência (Narimani, et al., 2017).

A relação entre a frequência da onda portadora (f_p) e a frequência da referência senoidal (f_{ref}), é denominada índice de modulação de frequência, dado pela sigla m_f e descrita pela equação 3-1.

$$m_f = \frac{f_p}{f_{ref}} \tag{3-1}$$

3.1 PD-PWM

Nesta técnica, para um conversor de cinco níveis, o sistema possui quatro portadoras em fase, de mesma amplitude e frequência, dispostas verticalmente em comparação com uma referência senoidal, conforme pode ser visto na Figura 3.2. Esta técnica é chamada PD-PWM bipolar. As duas portadoras acima do eixo das abscissas são responsáveis por comandar um braço, ao passo que as outras duas comandam o outro braço do conversor.

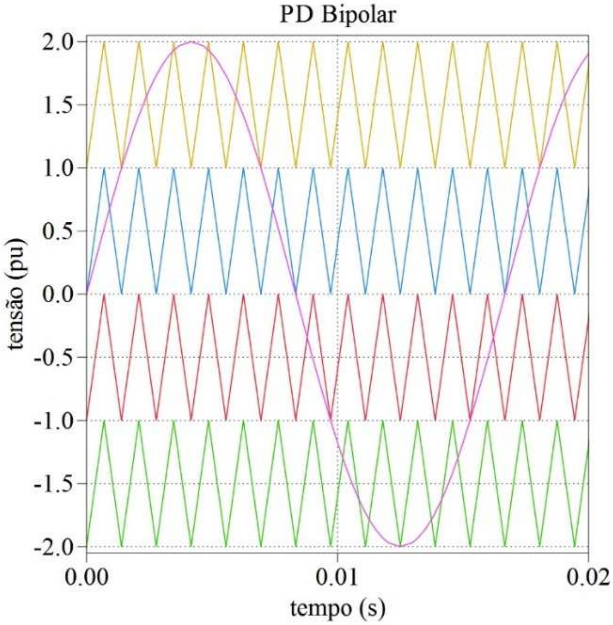

Figura 3.2 – PD-PWM bipolar.

O padrão de pulsos para as quatro chaves principais do conversor(Z_{n1}, Z_{n2}, Z_{f4} e Z_{f3}), para uma frequência de comutação igual a 720 Hz (isto é, m_f=12), índice de modulação em amplitude unitário, é mostrado na Figura 3.3. Pode-se notar que não há simetria entre os pulsos (videsinal das chaves Zn1 e Zf3), o que gera uma assimetria na forma de onda sintetizada, influenciando assim a análise harmônica do sinal.

Além disso, essa assimetria dos pulsos nos braços implica também numa distribuição desigual da potência entre as células NPC, o que provoca um desgaste maior em um dos braços do conversor.

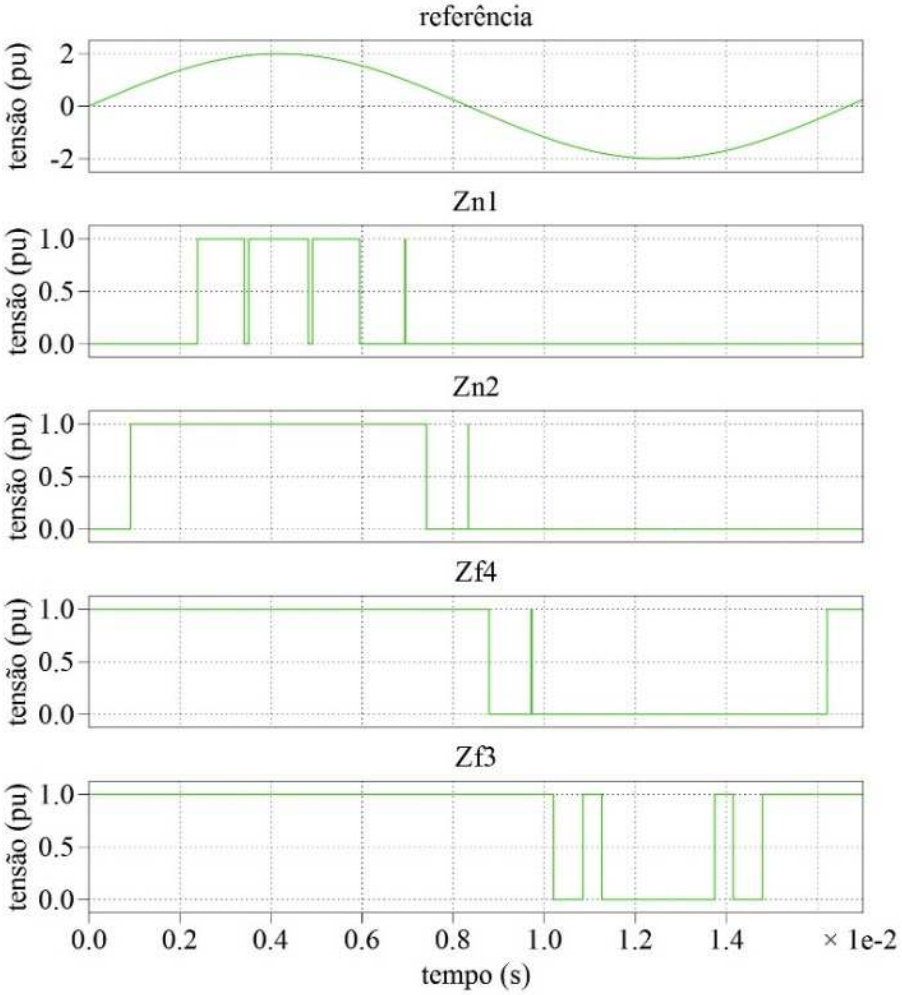

Figura 3.3 - Padrão de pulsos para a técnica de modulação PD Bipolar na frequência de chaveamento de 720Hz.

Neste caso, o índice de modulação em amplitude (m_a) deve ser maior que 50% ou então o conversor irá operar tal qual um de três níveis. A expressão analítica desta técnica é dada pela equação 3-2 (Lipo, et al., 2003). A Figura 3.4 mostra a forma de onda da tensão de fase e tensão de linha, para a condição de índice de modulação em amplitude igual a 1 e índice de modulação em frequência igual a 12, obtida por meio de simulação do conversor.

$$
\begin{aligned}
v_{u0}(t) = {} & 2V_d m_a \cos(\omega_0 t) \\
& + \frac{8V_d}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{1}{2k-1} J_{2k-1}([2m-1]2\pi m_a) \\
& \times \{1 + 2sen([2k-1]\varphi) cos k\pi\} x cos([2m-1]\omega_c t) \\
& + \frac{2V_d}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(4m\pi m_a) cos n\pi \cos(2m\omega_c t \\
& + [2n+1]\omega_0 t) \\
& + \frac{4V_d}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{n=-\infty}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \{J_{2k-1}([2m-1]2\pi m_a) cos k\pi \\
& \times \{\frac{(\cos([n-k]\,\pi) + 2sen([2k-1-2n]\varphi))}{2k-1-2n} \\
& + \frac{(\cos([n+k]\,\pi) + 2sen([2k-1+2n]\varphi))}{2k-1+2n}\} \\
& \times cos([2m-1]\omega_c t + 2n\omega_0 t), onde\ \varphi \\
& = \cos^{-1} \frac{1}{2m_a}, \\
& k\ é\ o\ coeficiente\ da\ série\ de\ Bessel\ e\ m_a \geq 0{,}5
\end{aligned}
\tag{3-2}
$$

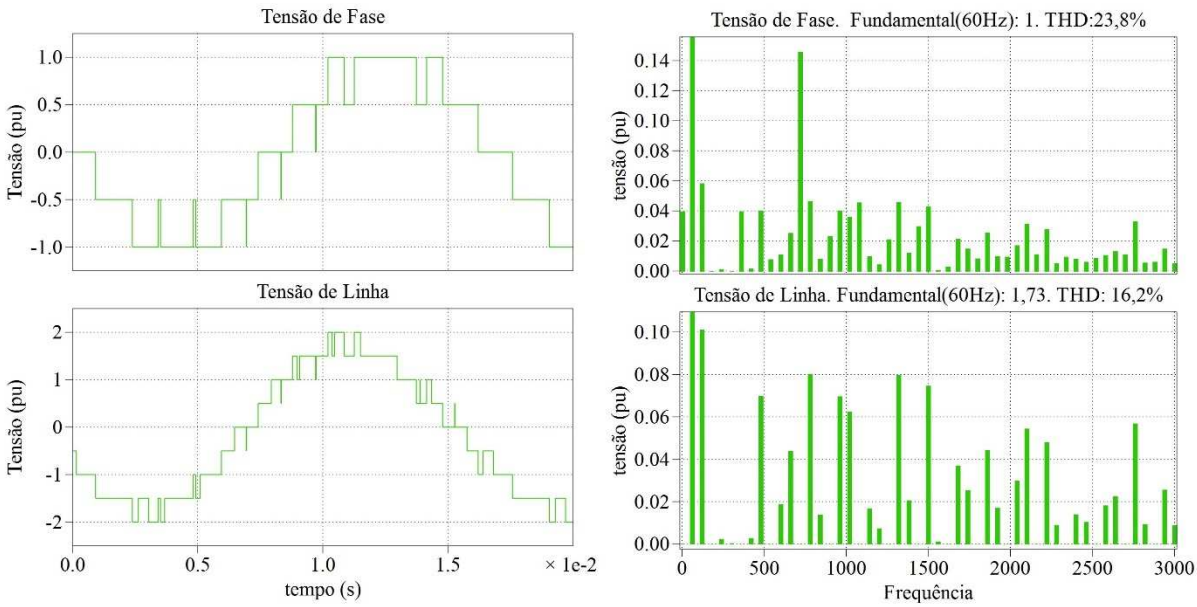

Figura 3.4 - Tensão de Fase, de Linha e espectro harmônico teórico para a técnica de modulação PD-PWM Bipolar para m_a=1 e m_f=12.

É possível reparar que uma componente de segundo harmônico aparece com amplitude considerável nesta técnica (cerca de 6% na tensão de fase e 10% na tensão de linha). Ela pertence à banda lateral do primeiro grupo de harmônicos da portadora, apesar de

aparecer consideravelmente abaixo da frequência de comutação. Isto é intrínseco a esta estratégia de modulação, e deve ser considerada no projeto, principalmente quando se utiliza índices de modulação baixos. É sugerido que se utilize índices de modulação ímpar para amenizar o efeito desta componente, pois sua magnitude neste caso é reduzida (Lipo, et al., 2003).

Alternativamente, consegue-se obter os sinais de comando de um conversor de cinco níveis com apenas duas portadoras. Neste caso, são necessários duas modulantes, isto é, duas referências senoidais, defasadas de 180°. Cada referência senoidal fica responsável por comandar um braço NPC de cada fase e ela é chamada de PD-PWM unipolar. A Figura 3.5 mostra como é feita esta modulação. De certa forma, é como se estivesse modulando uma ponte H com braços de 3 níveis da forma unipolar, obtendo assim, cinco níveis de tensão entre os terminais de saída.

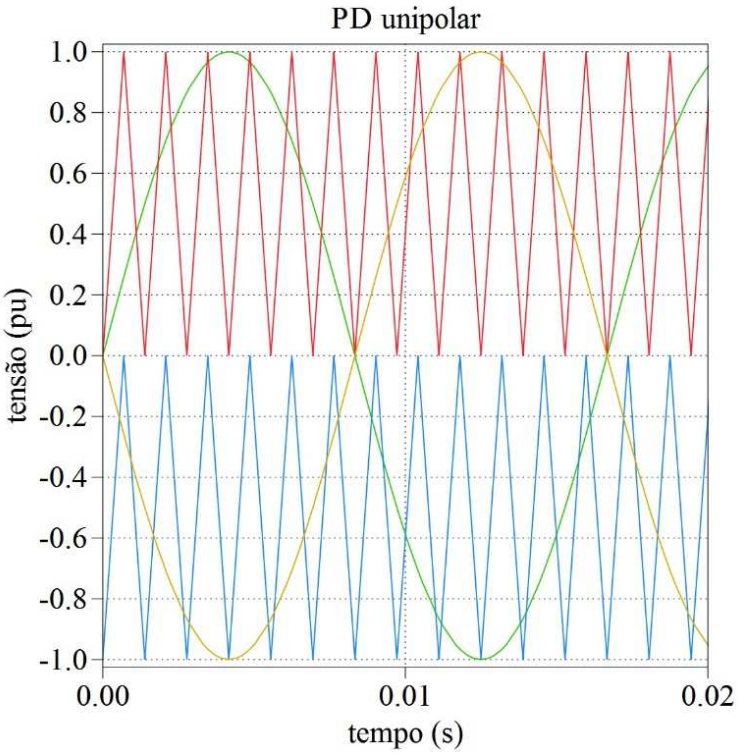

Figura 3.5 – PD-PWM Unipolar.

Os pulsos obtidos com esta técnica podem ser observados na Figura 3.6. Diferentemente do que acontece com a técnica bipolar, neste caso, os pulsos são simétricos. Isto é, o que acontece em um semiciclo se repete no outro semiciclo.

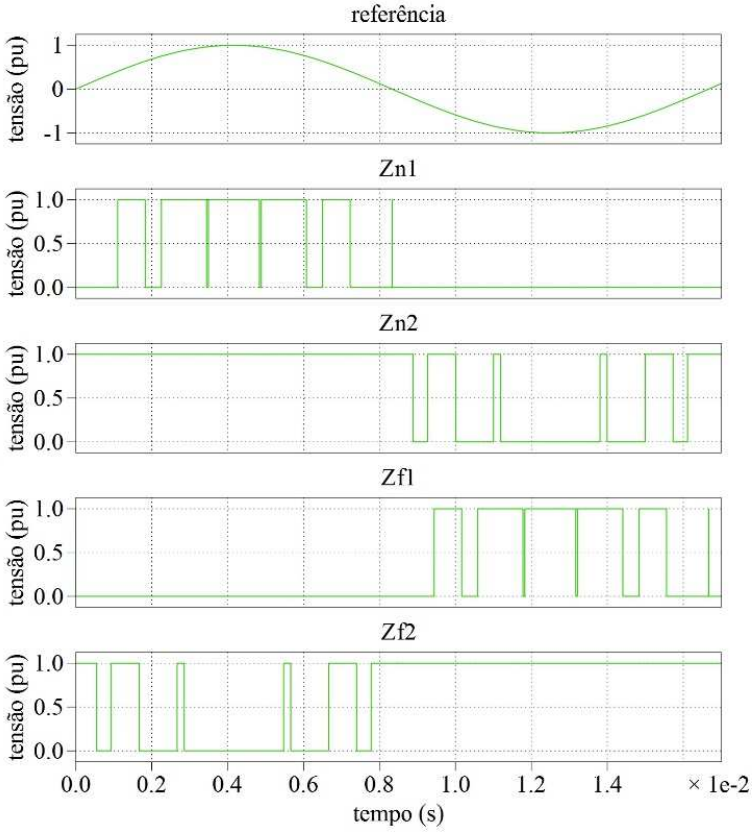

Figura 3.6- Padrão de pulsos para a técnica de modulação PD Unipolar na frequência de chaveamento de 720Hz.

A equação 3-3 mostra uma expressão analítica para um braço NPC de três níveis (Lipo, et al., 2003). A Figura 3.7 mostra as formas de onda das tensões de fase e de linha, por unidade, e o espectro harmônico teórico, considerando $m_a = 1$ e $m_f = 12$.

$$
\begin{aligned}
&v_{u0}(t) \\
&= V_d m_a \cos(\omega_0 t) \\
&+ \frac{8V_d}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{k=1}^{\infty} \frac{J_{2k-1}([2m-1]\pi m_a)}{[2k-1]} \times cos([2m-1]\omega_c t) \\
&+ \frac{2V_d}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n+1}(2m\pi m_a) cosn\pi \cos(2m\omega_c t + [2n+1]\omega_0 t) \\
&+ \frac{8V_d}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n\neq 0)}}^{\infty} \sum_{k=1}^{\infty} \left\{ \frac{J_{2k-1}([2m-1]\pi m_a)[2k-1]cosn\pi)}{[2k-1+2n][2k-1-2n]} \right\} \\
&\times cos([2m-1]\omega_c t + 2n\omega_0 t)
\end{aligned}
\tag{3-3}
$$

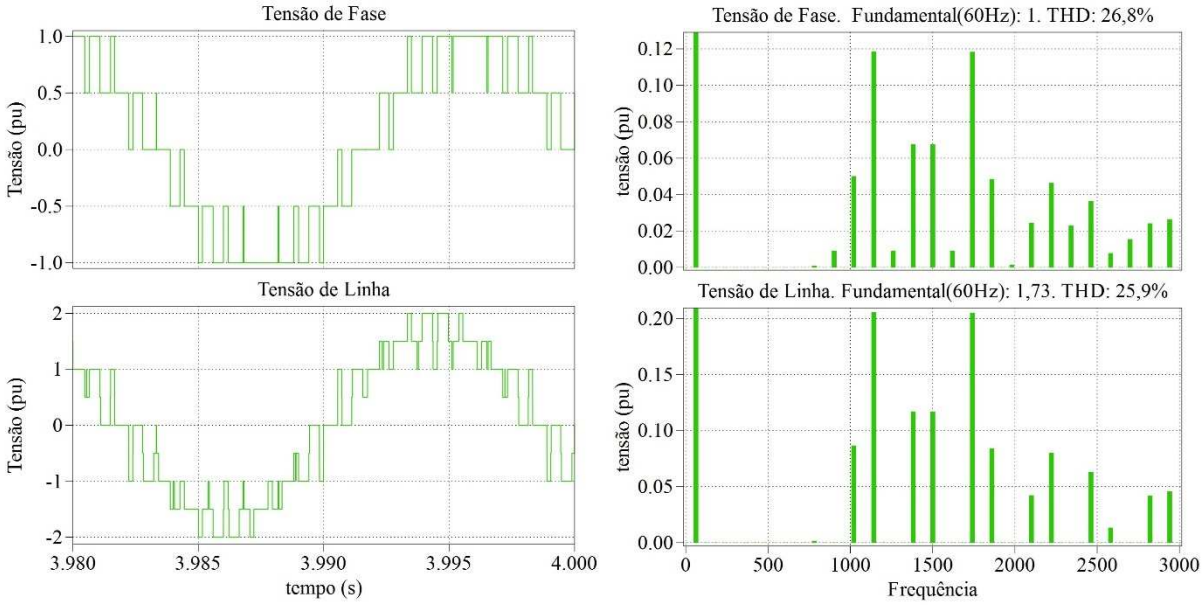

Figura 3.7 - Tensão de Fase, de Linha e espectro harmônico teórico para a técnica de modulação PD-PWM Unipolar para m_a=1 e m_f=12.

Considerando que os dois braços NPC seguem a mesma equação 3-3, porém defasada de 180°, e que a expressão analítica para esta técnica será a subtração de uma pela outra, é sabido que em torno das componentes múltiplas ímpares da frequência de chaveamento (ω_c, $3\omega_c$, $5\omega_c$ etc) só aparecem harmônicos da banda lateral. Além disso essas bandas laterais se cancelam devido ao deslocamento de fase 180° da fundamental entre os braços. Portanto, em uma ponte H como a do módulo deste conversor, existem componentes harmônicas das portadoras apenas em múltiplas pares ($2\omega_c$, $4\omega_c$, $6\omega_c$ etc) (Lipo, et al., 2003).

3.2 POD-PWM

Nesta técnica, o sistema dispõe de quatro portadoras de mesma amplitude e frequência, dispostas verticalmente, onde as portadoras acima do eixo das abscissas estão em fase e as duas que estão abaixo deste mesmo eixo se encontram defasadas de 180°. Todas elas são comparadas com uma referência senoidal, conforme pode ser visto na Figura 3.8. Tal como para a técnica PD-Bipolar, as duas portadoras acima do eixo das abscissas são responsáveis por comandar um braço, ao passo que as outras duas comandam o outro braço do conversor.

.

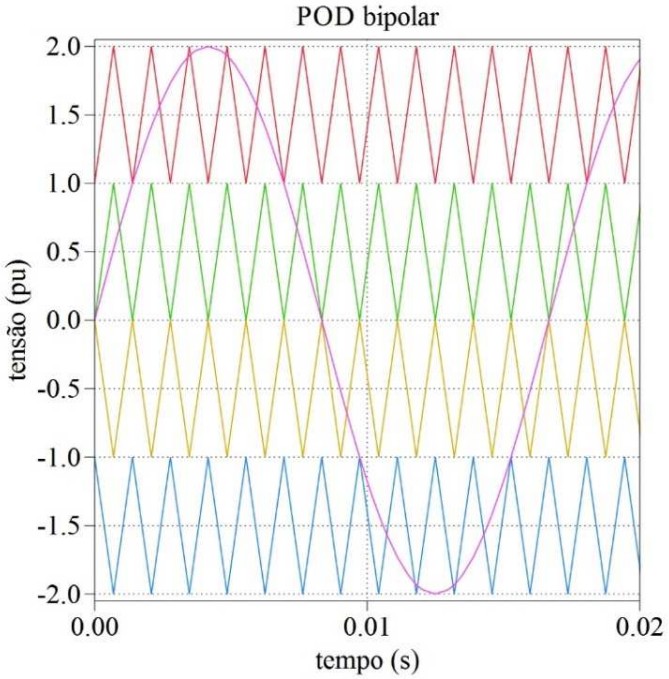

Figura 3.8 – POD-PWM Bipolar.

Neste caso, tal como acontece para a técnica PD-PWM bipolar, o índice de modulação deve ser maior que 50% para que o conversor não opere como um de três níveis.

A Figura 3.9 mostra os pulsos que o modulador POD bipolar gera para comandar as chaves eletrônicas do conversor. Neste caso, é possível reparar que os pulsos para um semiciclo são exatamente complementares ao do outro semiciclo.

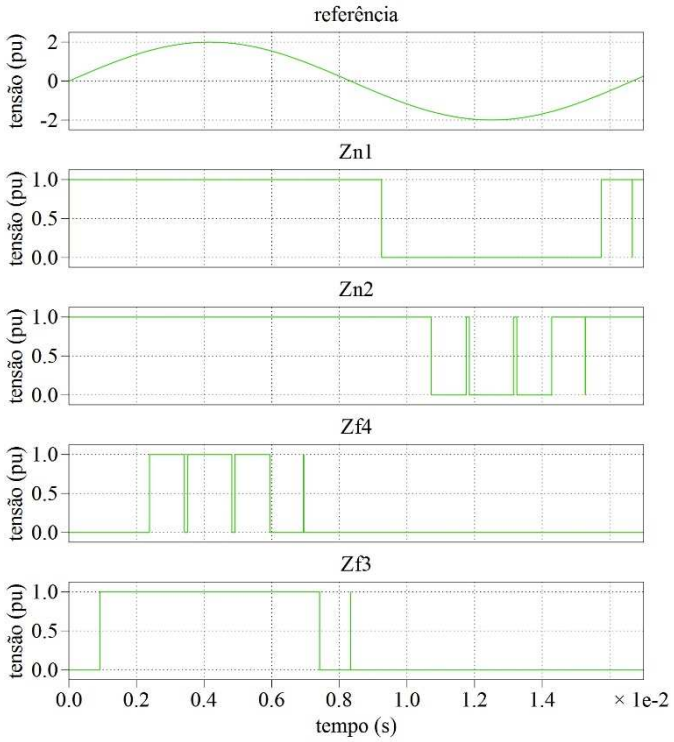

Figura 3.9 - Padrão de pulsos para a técnica de modulação POD Bipolar na frequência de chaveamento de 720Hz.

Uma expressão analítica desta técnica é dada pela equação 3-4 (Lipo, et al., 2003). A Figura 3.10 mostra as formas de onda das tensões de fase e de linha, para a condição de índice de modulação em amplitude igual a 1 e índice de modulação em frequência igual a 12.

$$
\begin{aligned}
v_{u0}(t) = {} & 2V_d m_a \cos(\omega_0 t) \\
& + \frac{2V_d}{\pi} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m} \sum_{n=-\infty}^{\infty} J_{2n-1}(4m\pi m_a) \cos\,(2m\omega_c t \\
& + ([2n+1]\omega_0 t) \\
& + \frac{4V_d}{\pi^2} \sum_{m=1}^{\infty} \frac{1}{2m-1} \sum_{\substack{n=-\infty \\ (n\neq 0)}}^{\infty} \{J_{2n+1}([2m-1]2\pi m_a) cos n\pi \\
& \times \{\frac{\pi}{2} - 2\varphi - \frac{sen(2[2n+1]\varphi)}{[2n+1]}\} \\
& + \sum_{\substack{k=1 \\ (k\neq n) \\ (k\neq n+1)}}^{\infty} \{J_{2k-1}([2m-1]2\pi m_a) cos k\pi \\
& \times 2\{\frac{sen([2k+2n]\varphi))}{2k+2n} + \frac{sen([2k-2n-2]\varphi))}{2k-2n-2}\}\}\} \\
& \times cos([2m-1]\omega_c t + [2n+1]\omega_0 t), onde\ \varphi \\
& = \cos^{-1}\frac{1}{2m_a}, e\ m_a \geq 0{,}5
\end{aligned}
\tag{3-4}
$$

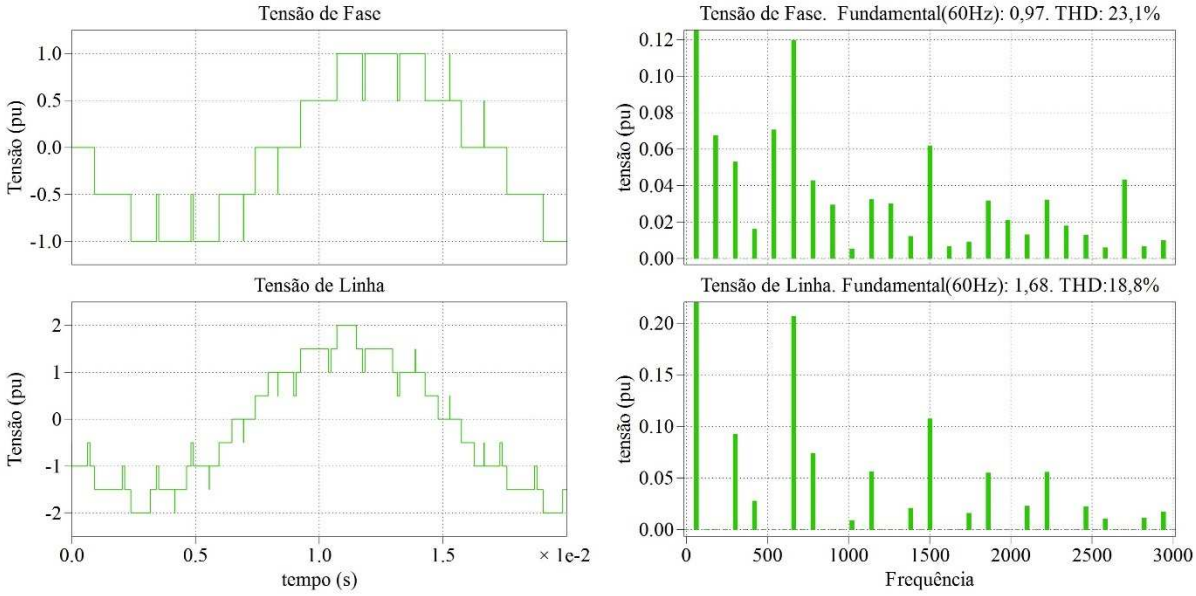

Figura 3.10 - Tensão de Fase, de Linha e espectro harmônico teórico para a técnica de modulação POD-PWM Bipolar para m_a=1 e m_f=12.

Também é possível obter modução do tipo unipolar, utilizando apenas duas portadoras e duas referências, conforme mostra a Figura 3.11. Os pulsos gerados pelo modulador são exibidos na Figura 3.12.

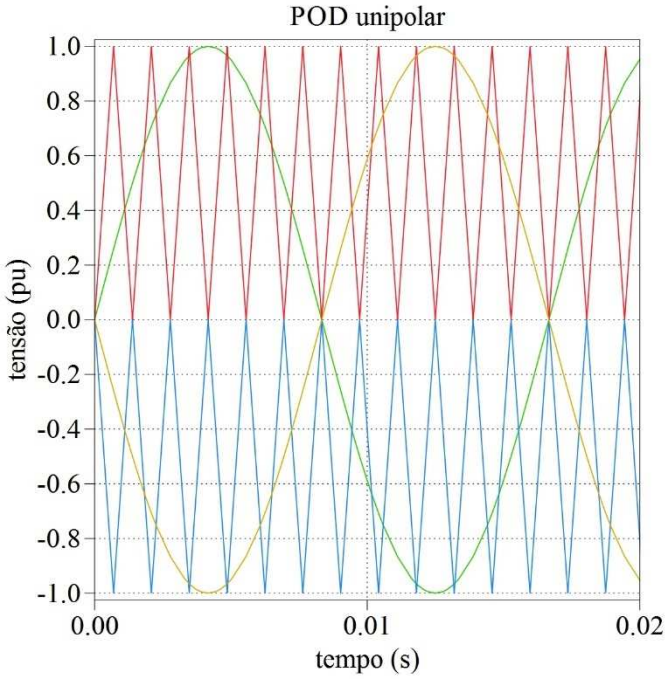

Figura 3.11 – POD-PWM Unipolar.

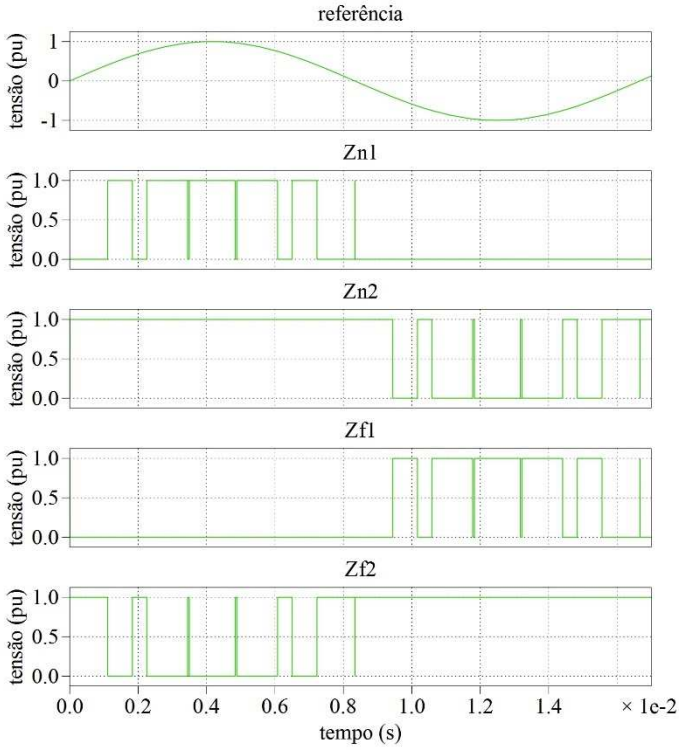

Figura 3.12 - Padrão de pulsos para a técnica de modulação POD Unipolar na frequência de chaveamento de 720Hz.

Nota-se que os pulsos produzidos para um braço são complementares aos do outro braço. Dessa forma, o conversor opera tal como um conversor de três níveis, ao invés dos

cinco níveis que é projetado. Isto pode ser visto na Figura 3.13. Esta condição não era esperada devido a natureza da técnica de modulação. No entanto, é possível notar, obervando as referencias e portadores, e os pulsos gerados, que não é possível obter o nível intermediário, já que não há combinação de comando que gere este nível. Os braços do conversor estão sendo comandados de forma complementar, um em relação ao outro, por isto este nível intermediário não aparece. Sendo assim, a técnica POD Unipolar não é adequada para o conversor proposto neste trabalho (Souza, et al., 2017).

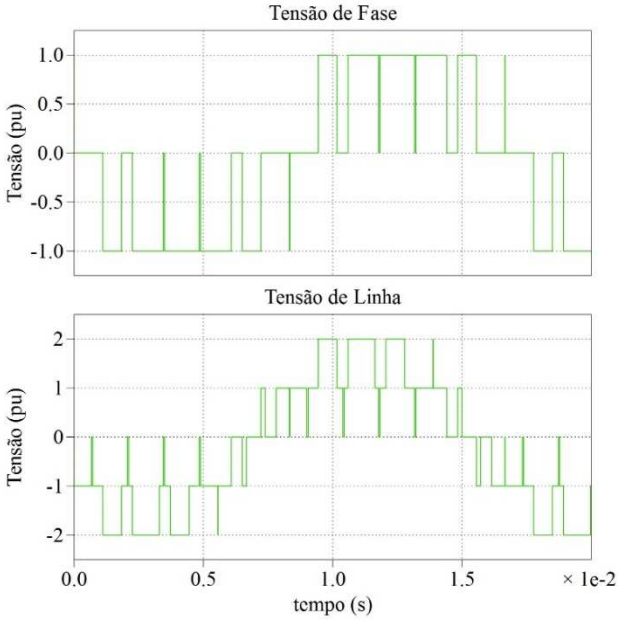

Figura 3.13 - Tensão de Fase e de Linha para a técnica de modulação POD-PWM Unipolar para m_a=1 e m_f=12.

3.3 *Space Vector* PWM

A modulação *Space Vector* é largamente utilizada nos inversores comerciais. Equivale à adição da componente de sequência zero na referência senoidal, conseguindo assim atingir melhores resultados, aumentando a faixa linear de operação do conversor em 15%. Em outras palavras, consegue-se um melhor aproveitamento do barramento c.c..

De acordo com Holmes & Lipo (Lipo, et al., 2003), é possível obter uma nova forma de onda modulante, que é a referência, que será comparada com as portadores triangulares, a partir dos valores máximos e mínimos instantâneos das três fases. A média aritmética simples dos valores máximos e mínimos são subtraídos da referência original, formando sua nova onda modulante. A equação 3-5 (Lipo, et al., 2003) mostra o como ficará esta nova referência para uma fase, e sua forma é apresentada na Figura 3.14 junto com as portadoras.

$$V_{az(comp)} = V_{az}^{*} - \frac{\max(V_{az}^{*}, V_{bz}^{*}, V_{cz}^{*}) + \min(V_{az}^{*}, V_{bz}^{*}, V_{cz}^{*})}{2} \tag{3-5}$$

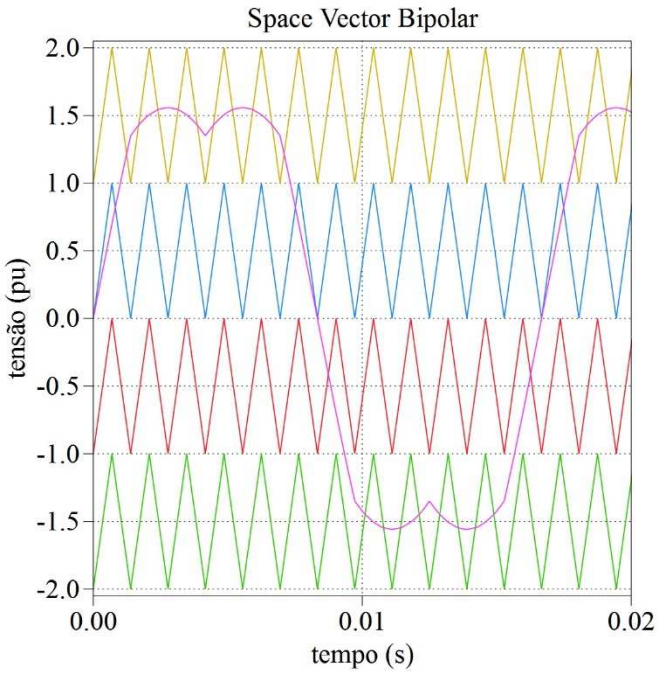

Figura 3.14 – *Space Vector* PWM Bipolar.

Para comandar as chaves do conversor, os pulsos gerados por este modulador são apresentados na Figura 3.15. Nota-se que, assim como aconteceu com a técnica PD bipolar, os pulsos também não são simétricos. Isto é característica da modulação bipolar.

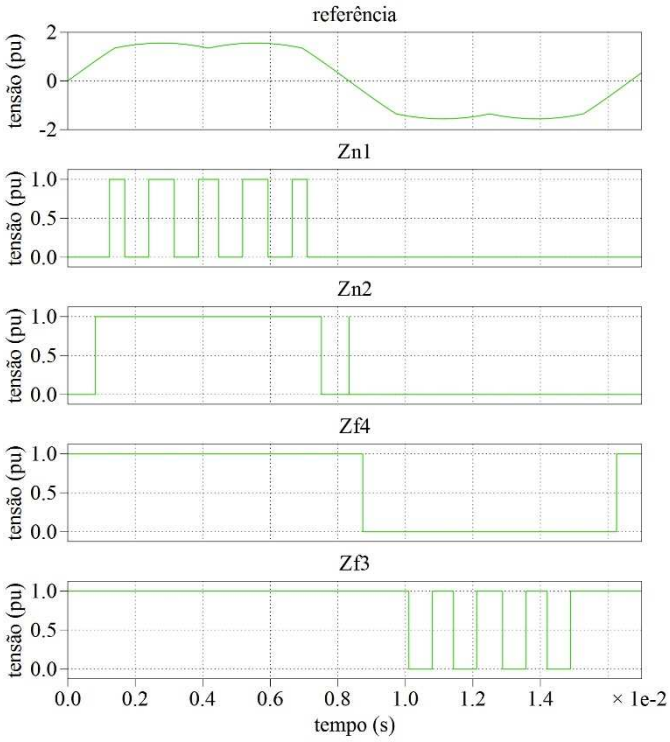

Figura 3.15- Padrão de pulsos para a técnica de modulação *Space Vector* Bipolar na frequência de chaveamento de 720Hz.

A Figura 3.16 mostra a forma de onda das tensões de fase e de linha para a condição de índice de modulação em amplitude igual a 1 e índice de modulação em frequência igual a 12 para esta técnica.

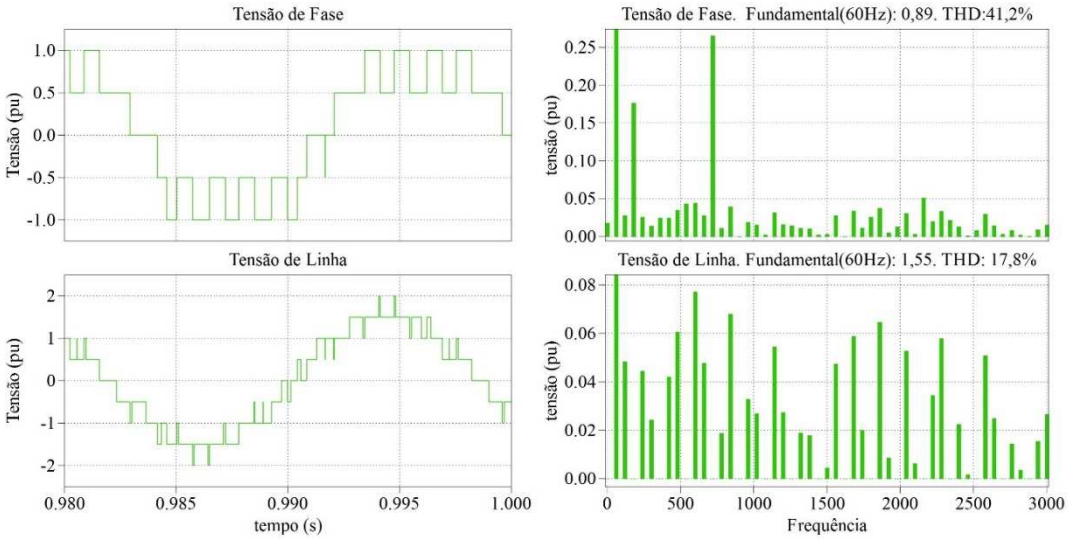

Figura 3.16 - Tensão de Fase, de Linha e espectro harmônico teórico para a técnica de modulação Space Vector-PWM Bipolar para m_a=1 e m_f=12.

Assim como ocorre para a técnica PD-PWM, também aparece uma componente de segunda harmônica. Também é sugerido trabalhar com índice de modulação de frequência ímpar para reduzir o efeito desta componente.

Tal como descrito para a técnica PD-PWM, é também possível obter com essas novas referências, resultados em cinco níveis com apenas duas portadoras, utilizando-se duas referências defasadas de 180°. Além disso, é possível trabalhar com as portadoras em fase, ou em oposição. A técnica *Space Vector* Unipolar é demonstrada na Figura 3.17.

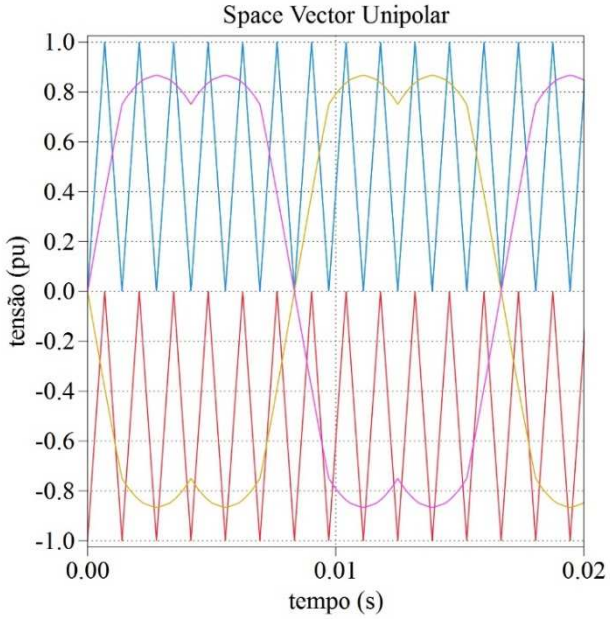

Figura 3.17 – *Space Vector* PWM Unipolar.

Por ser uma técnica unipolar, o padrão de pulsos gerado pelo modulador, neste caso, é simétrico em relação ao semiciclo da onda, conforme pode-se observar na Figura 3.18. É possível notar também que, em comparação com a modulação Bipolar e com as técnicas PD-PWM, a quantidade de transições de estado da chave é maior, o que é um indício de que há uma maior perda por comutação nesta técnica. A Figura 3.19 mostra como ficam as tensões de fase e de linha e suas respectivas distribuições harmônicas teóricas.

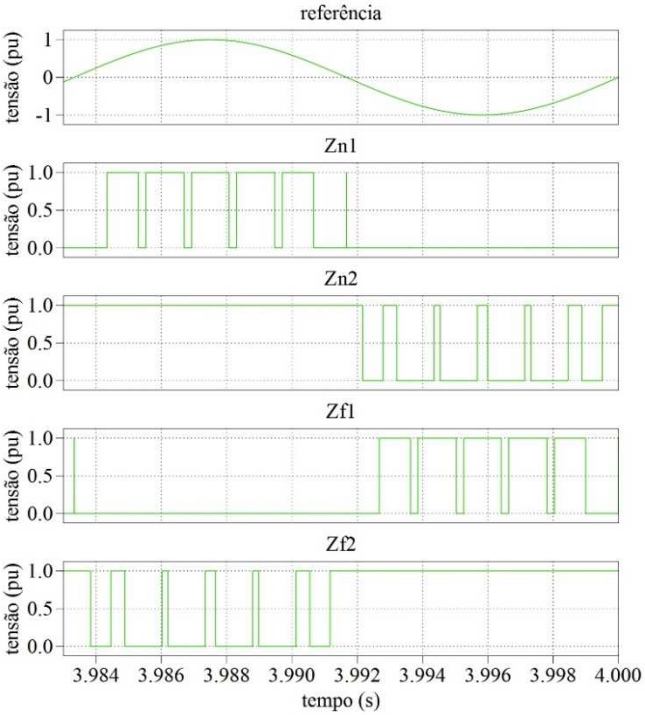

Figura 3.18 - Padrão de pulsos para a técnica de modulação *Space Vector* Unipolar na frequência de chaveamento de 720Hz.

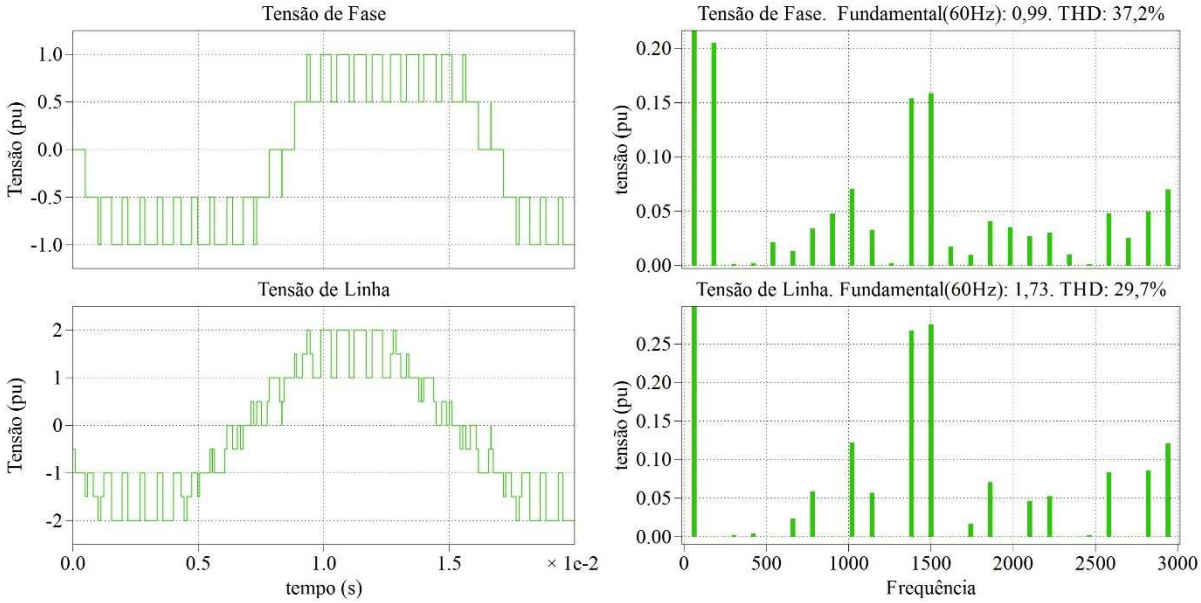

Figura 3.19 - Tensão de Fase, de Linha e espectro harmônico teórico para a técnica de modulação Space Vector-PWM Unipolar para m_a=1 e m_f=12.

Repare que os harmônicos de maior ordem também estão centrados no dobro da frequência de chaveamento, tal qual ocorre na técnica PD-PWM Unipolar. Além disso, a forma de onda da tensão sintetizada também é simétrica.

Todas as técnicas de modulação aqui demonstradas podem ser implementadas com dispositivos de programação digital, tais quais DSPs (*Digital Signal Processor*) ou FPGA (*Field Programmable Gate Array*). O número de portadoras necessárias pode ser um aspecto limitante na escolha deste dispositivo, assim como a memória utilizada para obter as referências senoidais.

3.4 Conclusão

Neste capítulo as técnicas de modulação PWM, utilizadas para comando do conversor de cinco níveis detalhado no capítulo 2, são apresentadas. Com a implementação destes moduladores, são obtidos resultados de simulação e experimentais, detalhados no capítulo seguinte. Com estes resultados é possível analisar e determinar a melhor técnica e frequência de modulação para o conversor escolhido.

CAPÍTULO 4 – RESULTADOS

Esse capítulo tem como objetivo apresentar os resultados de operação e avaliar o desempenho do conversor apresentado no capítulo 2 quando comandado pelas técnicas de modulação descritas no capítulo 3. Primeiramente são apresentados resultados de simulação. Esta simulação consiste no comando de um motor de 6100hp/4160V, motor utilizado em sistemas de mineração e/ou siderurgias, em acioanemntos de média tensão. Em seguida, são apresentados resultados experimentais utilizando um protótipo de baixa potência, acionando o motor disponível em labotarótio de 0,12kW/220V.

4.1 Resultados de Simulação

Para um estudo prévio de operação do conversor, foram realizadas simulações utilizando o software PLECs/PLEXIM™. Por meio deste software é possível analisar a THD das formas de onda sintetizadas, além de analisar dados da máquina como velocidade e torque desenvolvido. Além disso, é fácil alterar dados rapidamente, como a frequência de chaveamento e índice de modulação.

Os resultados apresentados nesta seção são para acionamento de um motor de indução de 5 MVA, 6100 hp, 4160 V, 1768 rpm, 4 pólos, e índice de modulação em amplitude unitário, em regime permanente de operação, a velocidade e carga nominais. Os dados do motor podem ser vistos na Tabela 3. O barramento c.c. é de 3400 V e a carga nominal é aplicada após 1,5 segundos da partida. Os componentes eletrônicos do braço NPC, diodos e IGBTs são ideais. Em todos os resultados de simulação apresentados o índice de modulação em amplitude é unitário.

Tabela 3 – Dados do motor simulado

Motor de indução						
hp			volts		rpm	
6100			4160		1768	
Parâmetros						
r_s *(ohms)*	X_{ls} *(ohms)*	X_m *(ohms)*	X_{lr} *(ohms)*	r_r *(ohms)*	*Eficiência (%)*	*fp*
0,0355	0,2766	15,957	0,2766	0,0269	95,97	0,9346i

A Figura 4.1 apresenta os resultados para o conversor sendo comandado pela técnica PD-PWM bipolar a uma frequência de 720 Hz. Do lado esquerdo da figura observa-se a forma de onda da tensão de fase, tensão de linha, e as correntes da carga. Já do lado direito, os respectivos espectros harmônicos de cada forma de onda.

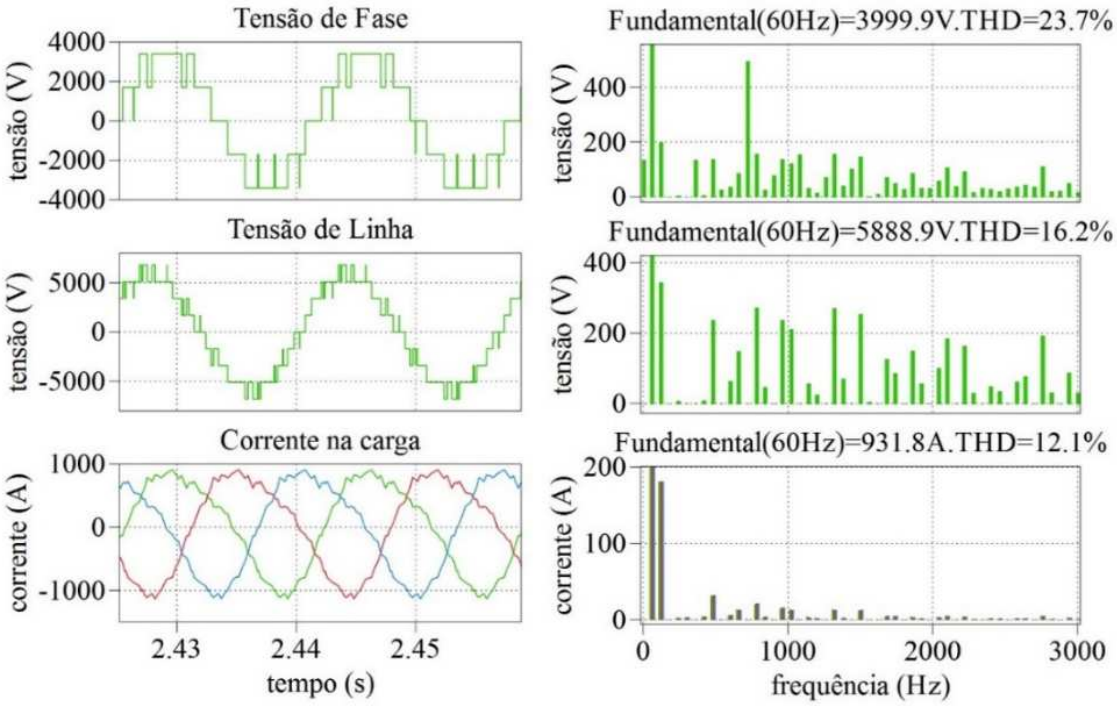

Figura 4.1 – (a) Formas de onda de tensão e corrente e (b) Espectro harmônico para a técnica de modulação PD-PWM bipolar.

A THD de tensão de fase apresenta o valor de 23,77%, ao passo que a tensão de linha tem apenas 16,19%. Já a corrente, que apresenta o perfil mais senoidal e com um *ripple* baixo, tem uma THD de 12,05%. A corrente apresenta um pequeno offset, devido à componente de segunda harmônica, presente nas técnicas bipolares, conforme foi explicado no capítulo 3. Porém, isto é anulado quando se aumenta a frequência de chaveamento e quando se utiliza índices de modulação ímpares.

A Figura 4.2 mostra os resultados de simulação quando o conversor é comandado pela técnica PD-PWM unipolar, também na frequência de 720 Hz.

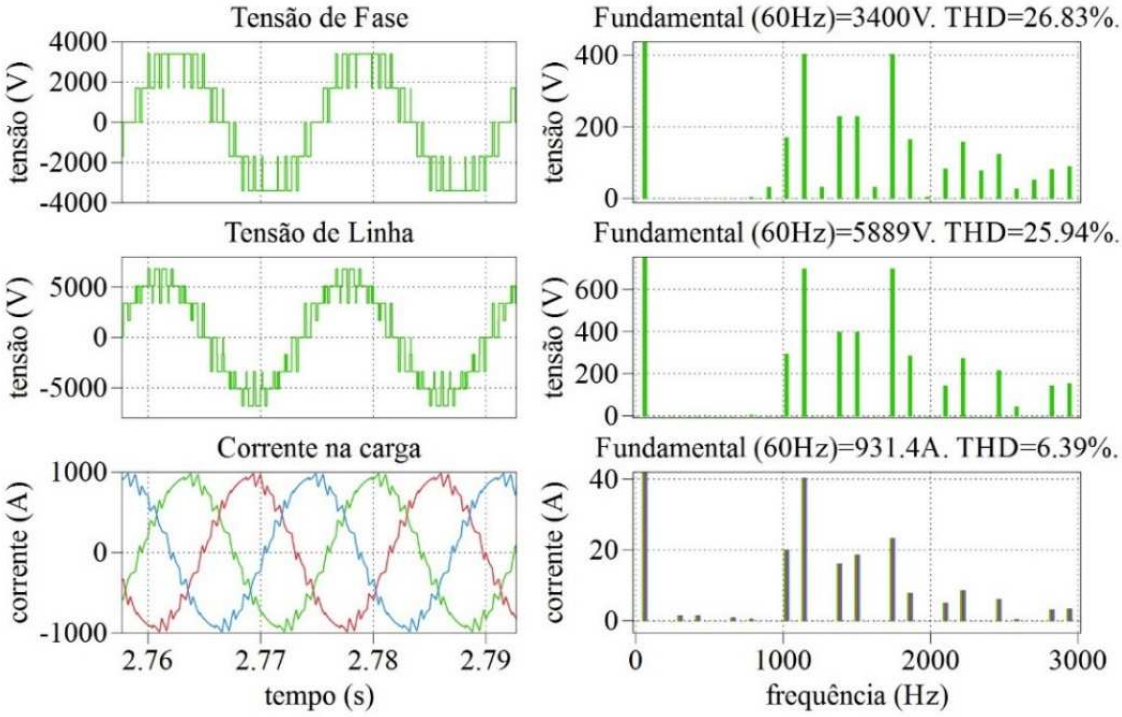

Figura 4.2 - (a) Formas de onda de tensão e corrente e (b) Espectro harmônico para a técnica de modulação PD-PWM unipolar.

Com esta técnica é possível notar que a THD de corrente é quase a metade daquela obtida na aplicação da técnica bipolar. Tal como foi mostrado nas expressões analíticas desta técnica de modulação, no capítulo 3, só aparecem neste caso componentes harmônicas em $2\omega_c$, $4\omega_c$, $6\omega_c$ etec, ou seja, os harmônicos estão centrados no dobro da frequência de chaveamento, em 1440 Hz, fazendo com que apareça uma zona limpa de conteúdo harmônico em baixa frequência. Isto pode favorecer o projeto dos filtros que são conectados na saída do conversor, tornando-os mais leves e simples. A THD da tensão de fase tem o valor de 26,83%, e a tensão de linha mostra 25,94%, valores maiores que na técnica bipolar. Na técnica unipolar também, é possível reparar que há um maior número de transições entre os níveis de tensão do que na técnica bipolar.

Quando o conversor é comandado pela técnica de modulação POD-PWM bipolar, a 720 Hz, os resultados são exibidos na Figura 4.3. É possível reparar que, nesta técnica, o *ripple* de corrente é maior(em torno de 26%, ao passo que a técnica PD-PWM bipolar mostra 15,14% e a Unipolar 16,89%), além de maiores THD's nas tensões de fase (29,83%) e de linha (27,48%), quando comparadas com ambas as técnicas PD-PWM.

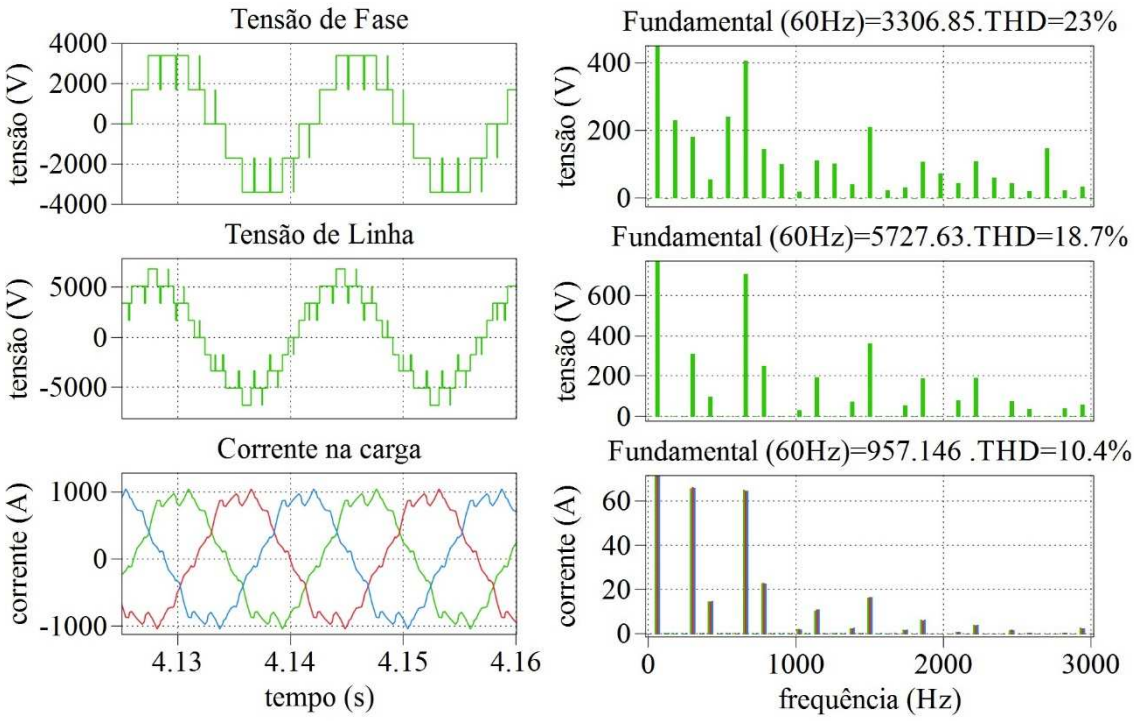

Figura 4.3 - (a) Formas de onda de tensão e corrente e (b) Espectro harmônico para a técnica de modulação POD-PWM bipolar.

Tal como descrito na seção 3.4, comercialmente é comum os conversores injetarem um sinal de 3º harmônico na referência para um maior aproveitamento do barramento c.c. do conversor. Os resultados de simulação para o conversor operando desta maneira podem ser vistos nas Figuras 4.4(Bipolar) e 4.5(Unipolar).

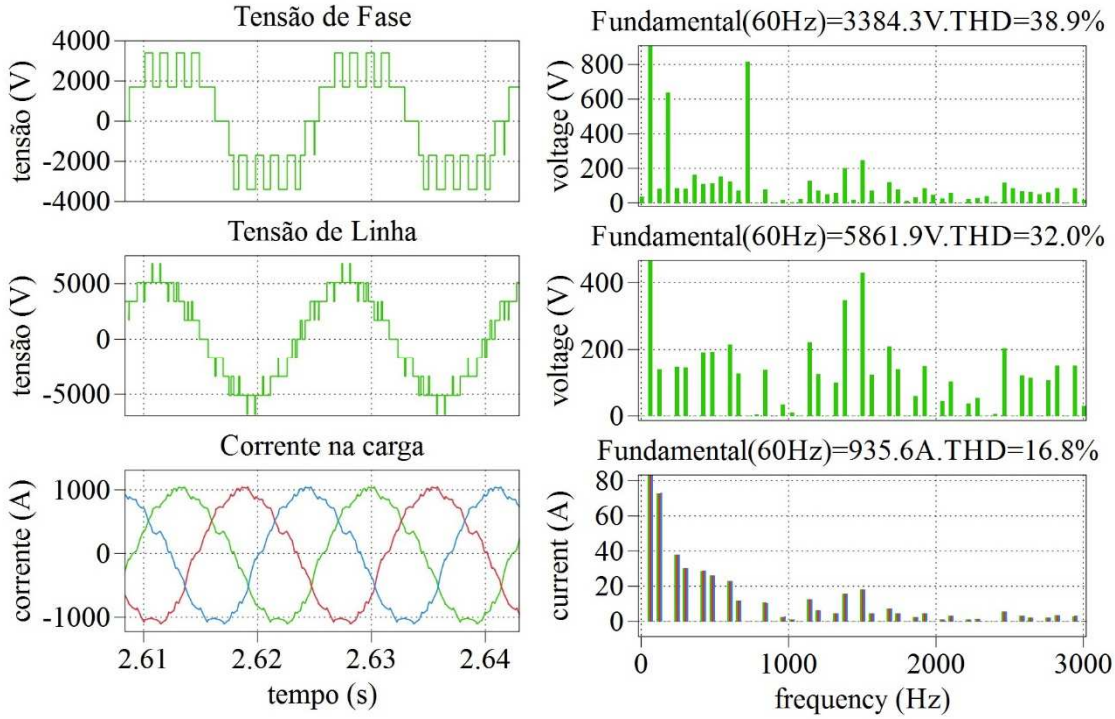

Figura 4.4 - (a) Formas de onda de tensão e corrente e (b) Espectro harmônico para a técnica de modulação *Space Vector*-PWM bipolar.

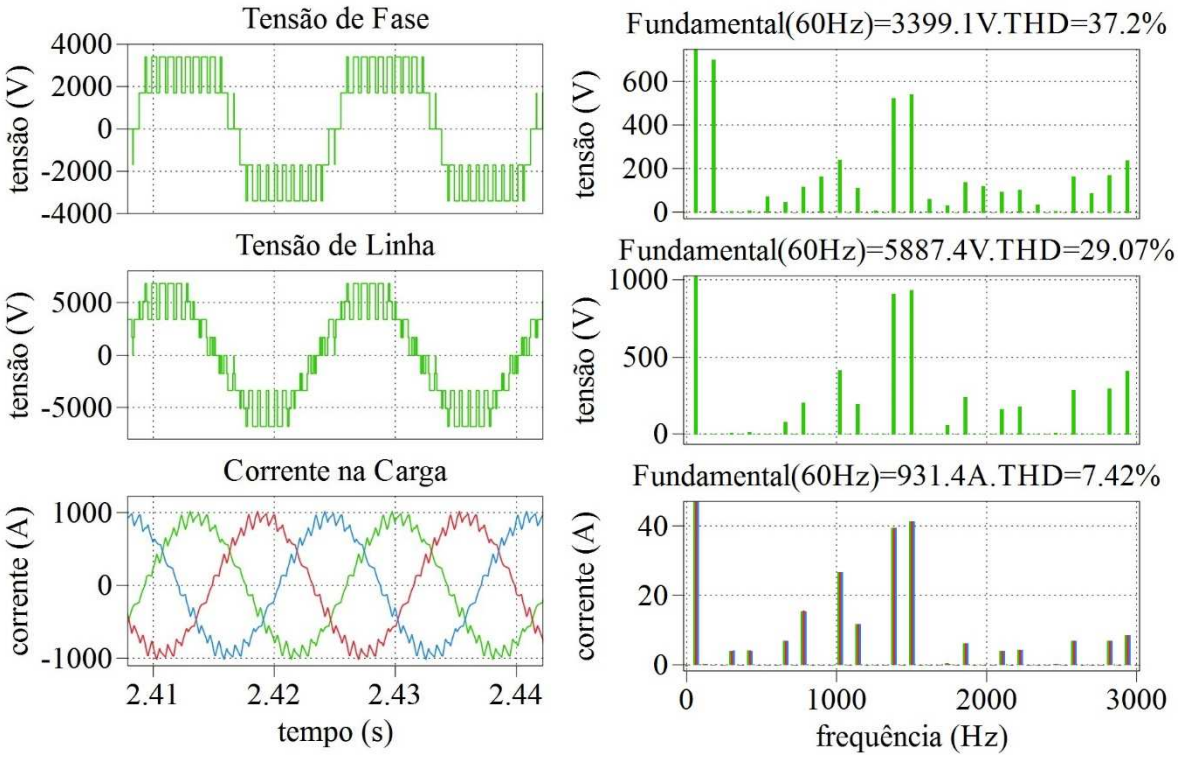

Figura 4.5 - (a) Formas de onda de tensão e corrente e (b) Espectro harmônico para a técnica de modulação *Space Vector*-PWM unipolar.

Tal como na técnica PD-PWM, nesta técnica também é possível reparar que, quando a forma unipolar é utilizada, a THD de corrente são consideravelmente menores (No caso unipolar a taxa é de 7,42% enquanto na Bipolar é de 16,8%, mais que 50% menor) , além da mesma zona livre de componentes harmônicas em baixas frequências, já que estes também estão centrados no dobro da frequência de chaveamento.

Nota-se também que, quando se utiliza a técnica *Space Vector* Bipolar, tal como acontece com a PD-PWM, aparece uma componente de segunda harmônica considerável (quase 10%), já que, como foi dito no capítulo 3, é uma característica da técnica Bipolar.

Como a frequência de chaveamento do conversor pode ser alterada, foi feito um teste com valores de frequência de 360, 540, 720, 1080 e 1260 Hz, ou seja, o índice de modulação em frequência variando de 6 a 21. Assim, consegue-se analisar como as THD's de tensão e de corrente variam com o aumento da frequência. Os resultados obtidos podem ser vistos na Tabela 4. A curva que mostra a variação da THD da corrente com a frequência de chaveamento é exibida na Figura 4.6, enquanto a variação das tensões de fase e de linha podem ser vistas na Figura 4.7.

Tabela 4 – THD em função da frequência de chaveamento dos resultados de simulação

Técnica de Modulação	Frequência de Chaveamento (Hz)	THD corrente (%)	THD Tensão de Fase (%)	THD Tensão de Linha (%)
PD Bipolar	360	19,7	23,6	18,5
	540	12,3	26,1	16,5
	720	11,1	23,7	14,8
	1080	6,4	26,0	14,1
	1260	4,2	26,8	13,5
PD Unipolar	360	15,7	26,3	23,0
	540	8,2	22,9	19,6
	720	6,4	26,8	20,8
	1080	4,0	26,9	19,6
	1260	3,5	26,3	19,7
POD Bipolar	360	18,3	24,5	18,0
	540	16,2	26,6	18,8
	720	10,3	23,1	15,9
	1080	6,7	24,6	16,4
	1260	5,6	26,9	17,6
SV Bipolar	360	24,3	37,7	16,0
	540	22,2	41,6	15,6
	720	16,7	38,9	16,2
	1080	11,0	35,2	14,8
	1260	9,4	38,1	13,9
SV Unipolar	360	18,7	34,3	27,9
	540	10,4	37,4	26,2
	720	7,4	37,2	25,4
	1080	4,9	38,0	23,6
	1260	4,2	37,8	23,3

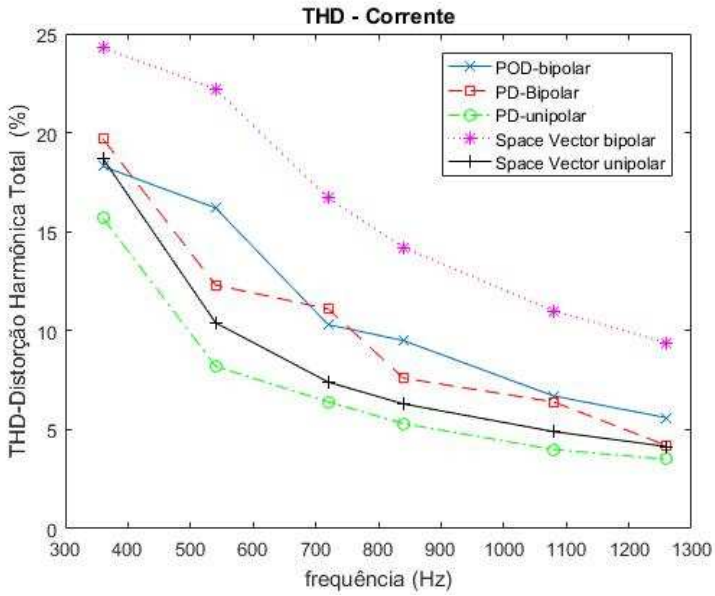

Figura 4.6 - Variação da THD com a frequência de chaveamento da Corrente na carga

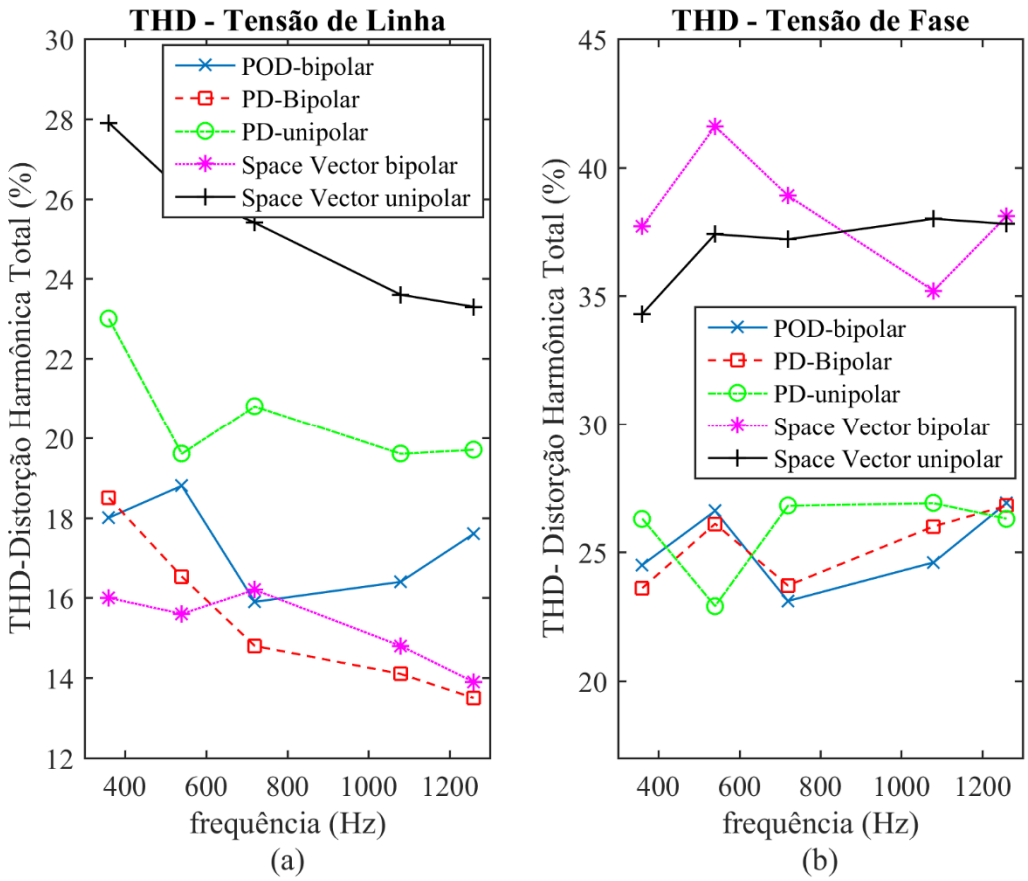

Figura 4.7 – Variação da THD com a frequência de chaveamento da (a) Tensão de Linha e (b) Tensão de Fase

É possível notar que as THD's de corrente reduzem drasticamente (em até cera de 75%) com o aumento da frequência de chaveamento em todas as técnicas de modulação estudadas. Já nas formas de onda das tensões de linha e de fase, a mudança não é tão significativa, no máximo 30% no caso da técnica PD Bipolar. No entanto, é sabido que

aumentando-se a frequência de chaveamento em um conversor de média tensão, aumenta-se as perdas por chaveamento. Além disso, as chaves semicondutoras têm um limite de operação. A escolha do melhor valor da frequência de chaveamento é o compromisso, determinado pelo usuário/projetista, entre THD e perdas por chaveamento.

O índice de modulação em amplitude também pode influenciar diretamente o valor da taxa de distorção harmônica dos sinais de tensões e correntes sintetizadas na máquina de indução. Foi feito um teste variando o índice de modulação em amplitude de 0,6 ao unitário, sendo o resultado obtido os valores da Tabela 5, mantendo a relação v/f constante.

Tabela 5 – Variação da THD com o índice de modulação mantendo v/f constante.

Taxa de distorção Harmônica (%)						
Técnica de Modulação	**Variável**	**Índice de modulação em amplitude (m_a)**				
		0,6	**0,7**	**0,8**	**0,9**	**1**
PD Bipolar	Tensão de fase	43,8	40,4	38,1	32,6	23,7
	Tensão de Linha	25	24,6	22,2	17,2	14,8
	Corrente	3,4	9	11,6	14,9	11,1
PD Unipolar	Tensão de fase	43,9	41,7	37,2	33	26,8
	Tensão de Linha	25,2	27,8	28,8	28,7	20,8
	Corrente	1,2	2,7	4,5	5,8	6,4
POD Bipolar	Tensão de fase	42,4	37	34,4	29,8	23,1
	Tensão de Linha	36,3	35,2	33,4	27,5	15,9
	Corrente	5,4	9,8	12,1	12,4	10,3
SV Bipolar	Tensão de fase	37,8	41,1	43,4	41,2	38,9
	Tensão de Linha	23,9	23,7	21,7	17,8	16,2
	Corrente	9,4	10,3	10,6	10,7	16,7
SV Unipolar	Tensão de fase	38,6	42,4	42,6	40	37,2
	Tensão de Linha	28,8	35,1	36,2	33,6	25,4
	Corrente	1,9	3,5	5,6	7,1	7,4

Para melhor visualização da forma como a corrente varia de acordo com o índice de modulação é obtida a curva da Figura 4.8. já para as tensões de fase e de linha, as curvas são apresentadas na Figura 4.9. Os testes foram feitos com índice de modulação acima de meio devido ao fato que, com índice de modulação menor ou igual a máquina não parte. Nas técnicas bipolares, com índice de modulação menor que 0,5, o modulador consegue sintetizar apenas 3 níveis da carga, sendo que tensão de trabalho é apenas metade da tensão do barramento. Notou-se nos resultados que, com a redução do índice de modulação, a THD da tensão piora, quase dobrando, com exceção das técnicas *Space Vector*, cuja alteração é mais

singela. Já a corrente tem uma queda considerável da THD, apesar do aumento do seu valor eficaz, com a redução do índice de modulação em amplitude.

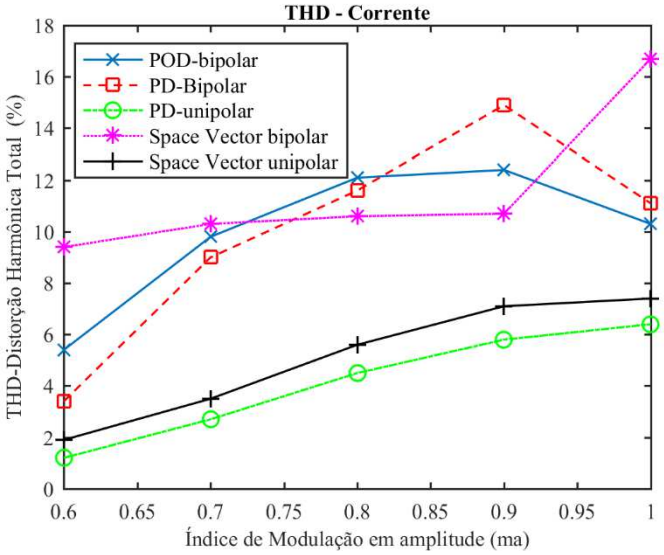

Figura 4.8 – Variação da THD da corrente em função do índice de modulação em amplitude

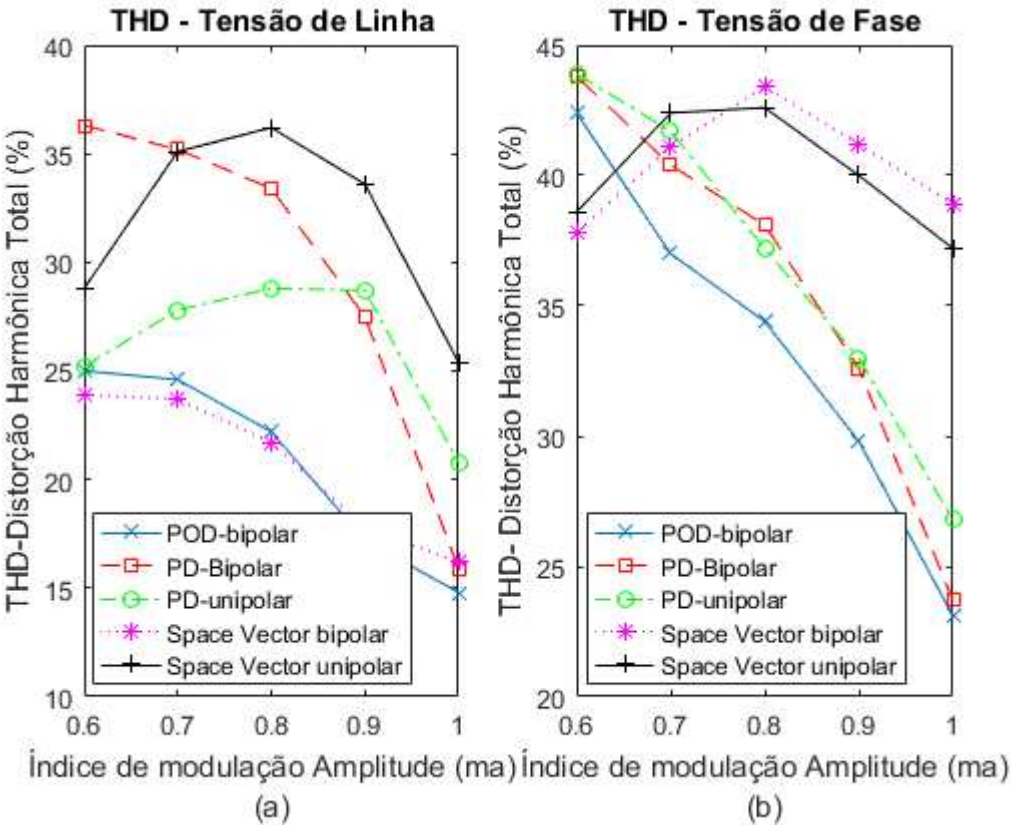

Figura 4.9 – Variação da THD da (a) Tensão de Linha e (b) Tensão de fase com alteração do índice de modulação em amplitude

Também é possível reparar que, em todos estes testes, a técnica PD-PWM Unipolar também apresentou os menores resultados de THD de corrente, para qualquer índice de modulação.

4.2 Resultados experimentais

Resultados experimentais foram obtidos por meio de protótipo do conversor de cinco níveis tipo G, desenvolvido em laboratório. O protótipo tem capacidade para sintetizar tensões de linha na saída de 220 Vrms e corrente máxima de 4 A, resultando em um total de 1,5 kVA de potência máxima. Este protótipo está descrito com maiores detalhes no apêndice I.

Nesta seção são apresentados resultados experimentais obtidos com o conversor comandando e operando um motor trifásico de 0,12 kW, 220 V e 1720 rpm. A partida é realizada em rampa V/f constante, sendo que as formas de onda apresentadas estão em regime permanente de operação. A frequência de chaveamento é de 720 Hz, tal como apresentada na seção anterior, nas simulações. Foram realizados experimentos também nas frequências de 360 Hz, 540 Hz, 1080 Hz e 1260 Hz, para averiguar o quanto a THD é alterada em função da frequência de chaveamento do modulador.

O modulador que irá gerar os pulsos de comando das chaves eletrônicas é implementado utilizando um dispositivo DSP, do fabricante Texas Instruments™, modelo TMS320F28335. Assim, é gerada internamente uma forma de onda senoidal de referência que é comparada, também internamente, a portadoras triangulares. Para fazer tal programação, foi utilizado o pacote SIMULINK, do software MATLAB®. Devido ao fato do DSP ter limitação de módulos PWM (possui apenas seis, onde apenas doze chaves poderiam ser acionadas, e o conversor possui 24 chaves), a modulação foi implementada fazendo uma comparação de referências senoidais com ondas triangulares, por meio de componentes discretos do própio SIMULINK. Os pulsos obtidos pela comparação são direcionados aos I/Os do DSP, sendo o pulso de comando das chaves do conversor.

Os resultados foram obtidos com o auxílio de um osciloscópio de quatro canais do fabricante TEKTRONIX modelo DPO 2014B. Os sinais de tensão de fase e de linha foram medidos com o auxílio de uma sonda de alta tensão TEKTRONIX P5200A, ao passo que as medições de corrente foram realizadas com uma sonda de corrente FLUKE i400s.

O lado esquerdo da Figura 4.10 mostra os resultados no tempo de tensão de fase, tensão de linha e corrente na carga enquanto que do lado direito dessa mesma figura encontra-se o seu respectivo espectro harmônico, para a modulação PD-PWM bipolar.

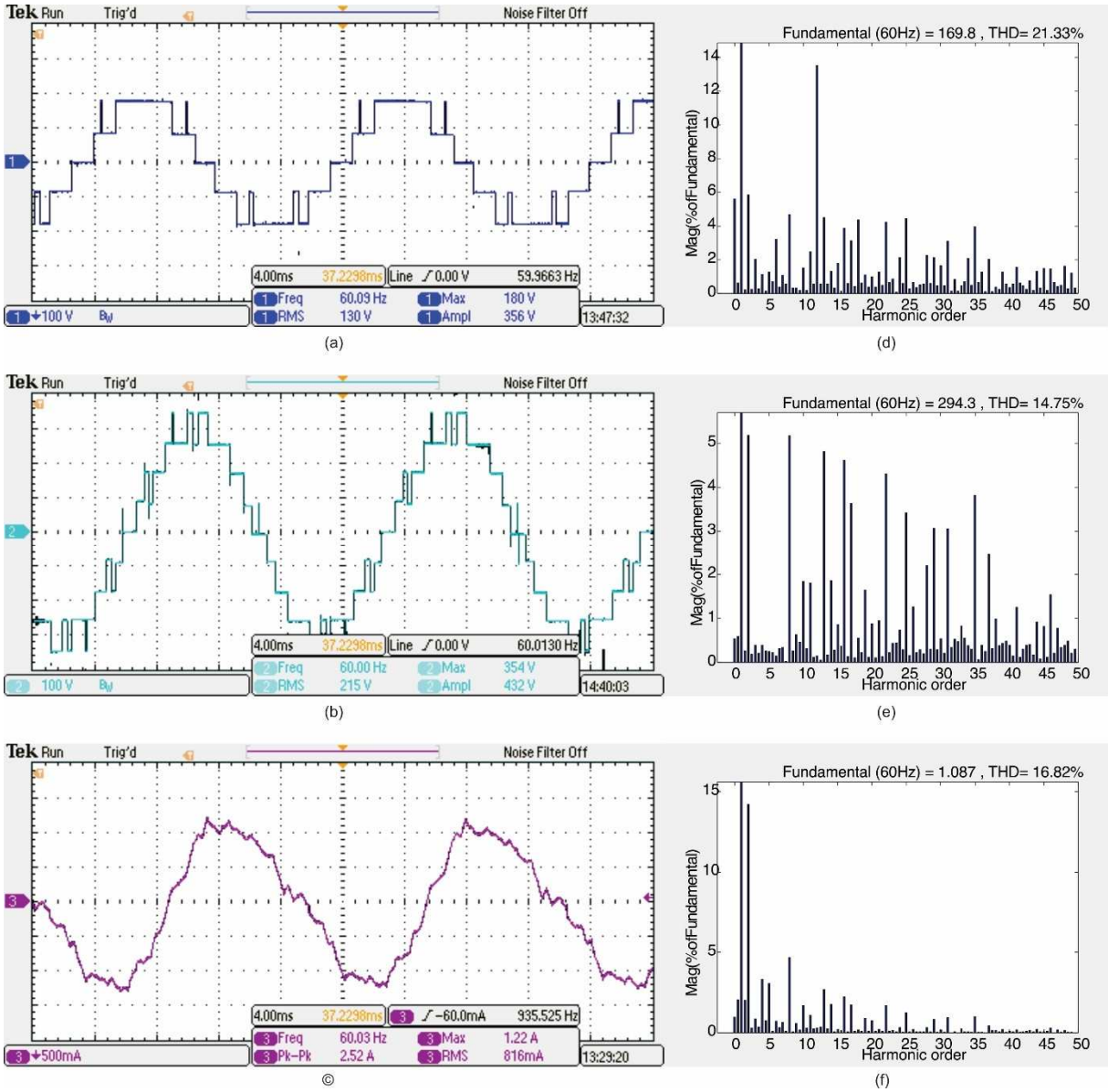

Figura 4.10 – (a) Tensão de Fase, (b) Tensão de Linha, (c) corrente na carga, (d) espectro harmônico da tensão de fase, (e) especto harmônico da tensão de linha e (f) espectro harmônico da corrente para a modulação PD-PWM Bipolar.

Nota-se o padrão da forma de onda de cinco níveis na tensão de fase (apresentando uma THD de 21,33%) e nove níveis na tensão de linha (com taxa de distorção harmônica de 14,75%). Comparadas com o que se obteve na simulação, os resultados estão próximos. A THD de corrente ficou em torno de quase 17%, ligeiramente diferente da situação de simulação onde foi medido 12%. No entanto, como se trata de cargas de potência nominal bem diferentes, não é justo comparar os resultados de corrente de simulação e experimentais.

Quando se utiliza a técnica unipolar, ao invés da bipolar, para a mesma frequência de 720 Hz, nota-se uma redução considerável (de 16,8% para 7,43%, ou seja mais de 50%) da THD de corrente, conforme mostra a Figura 4.11. No entanto, observando-se a forma de onda

da tensão, percebe-se um maior número de transições de níveis. Ou seja, estima-se que há uma maior perda por chaveamento.

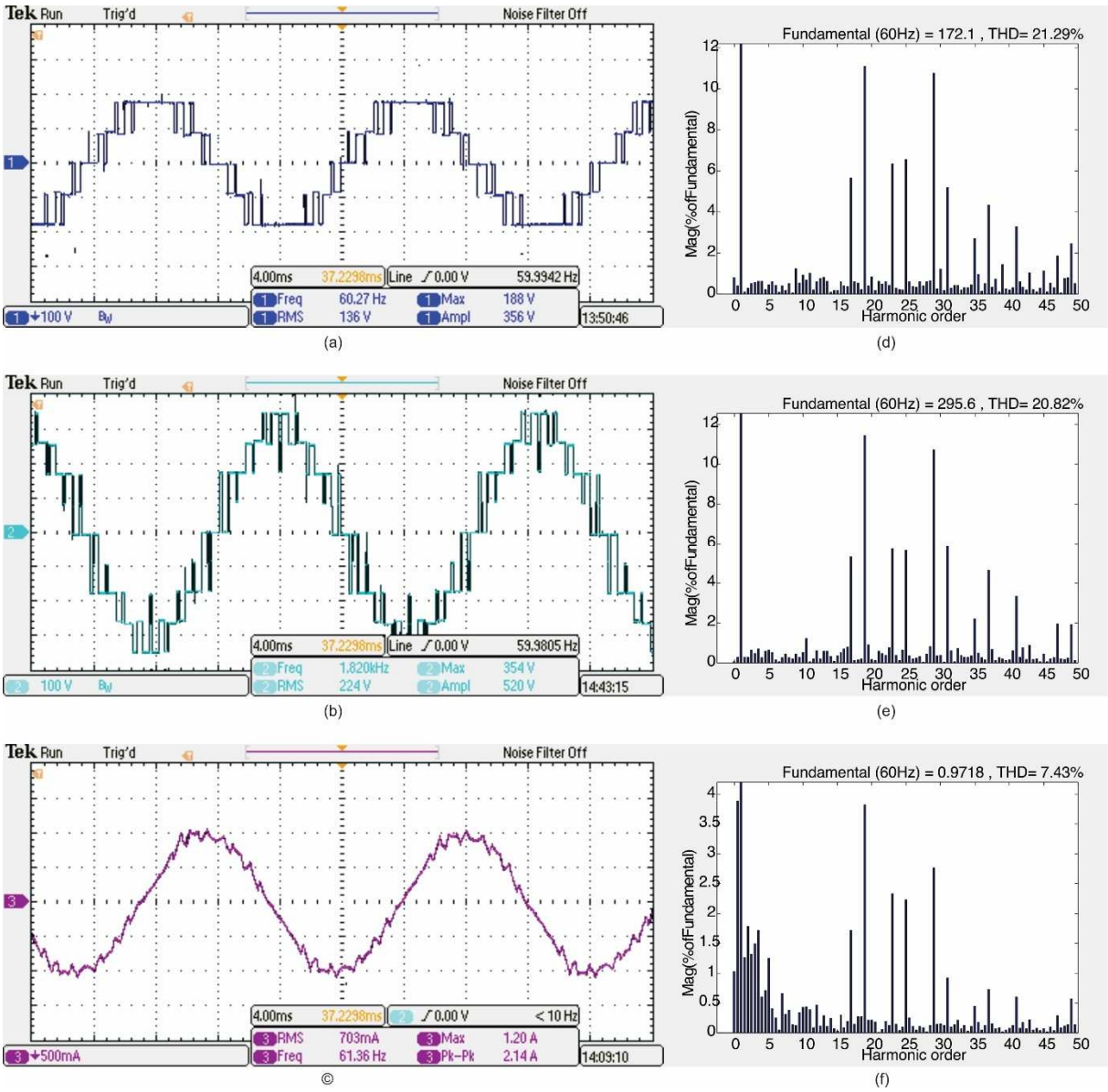

Figura 4.11 - (a) Tensão de Fase, (b) Tensão de Linha, (c) corrente na carga, (d) espectro harmônico da tensão de fase, (e) especto harmônico da tensão de linha e (f) espectro harmônico da corrente para a modulação PD-PWM Unipolar.

A THD de corrente em 7,43% ficou relativamente próxima à encontrada na simulação (6,4%). A THD da tensão de fase é igual a 21,29% enquanto que a da tensão de linha é de 20,82%. Observa-se, também, que a centralização das componentes harmônicas de maior magnitude ficou em torno do dobro da frequência de chaveamento, em 1440 Hz (harmônico de ordem 24), ao passo que na PD-bipolar ela está centralizada na frequência de chaveamento (ordem do harmônico 12).

A Figura 4.12 mostra os resultados obtidos operando o conversor com a técnica POD-PWM. Nota-se que, diferentemente do que acontece na técnica PD-PWM bipolar, nessa

técnica bipolar, a forma de onda da tensão é simétrica nos semiciclos, mantendo o padrão de cinco níveis.

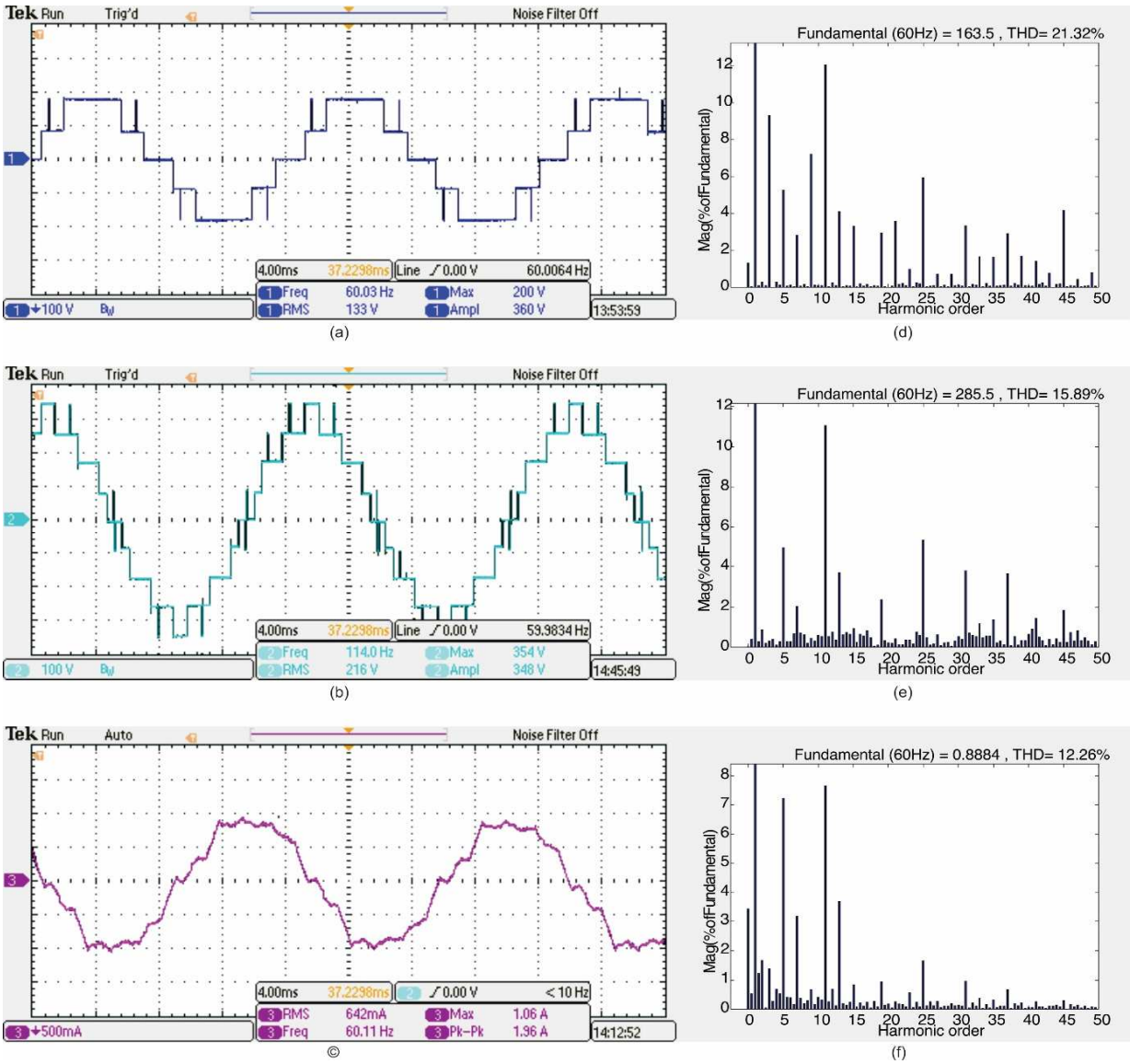

Figura 4.12 - (a) Tensão de Fase, (b) Tensão de Linha, (c) corrente na carga, (d) espectro harmônico da tensão de fase, (e) especto harmônico da tensão de linha e (f) espectro harmônico da corrente para a modulação POD-PWM Bipolar.

A taxa de distorção harmônica da corrente é da ordem de 12%, tal qual a da simulação. A THD da tensão de fase foi de 21,32% enquanto que na tensão de linha observou-se uma taxa de 15,89%.

Com o intuito de um melhor aproveitamento do barramento c.c., foi implementada a técnica *Space Vector* PWM. A Figura 4.13 mostra os resultados para a técnica bipolar, ao passo que a Figura 4.14 mostra os resultados para a unipolar. Assim como na técnica PD-PWM unipolar, a Space Vector unipolar é caracterizada por ter os harmônicos de maior magnitude centralizados na frequência de 1440 Hz, o dobro da frequência de chaveamento.

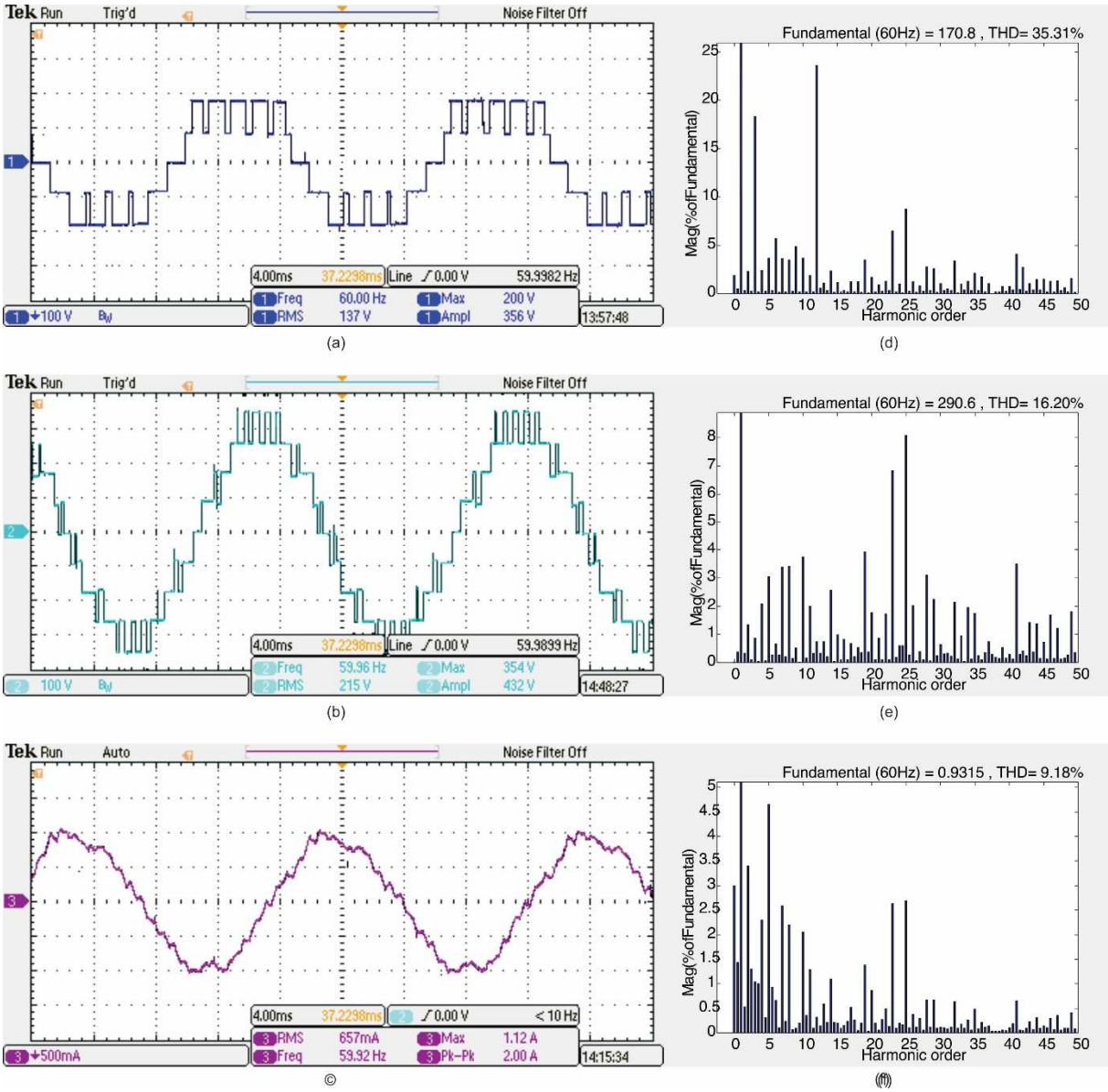

Figura 4.13 - (a) Tensão de Fase, (b) Tensão de Linha, (c) corrente na carga, (d) espectro harmônico da tensão de fase, (e) especto harmônico da tensão de linha e (f) espectro harmônico da corrente para a modulação Space Vector-PWM Bipolar.

A distorção harmônica da tensão de fase foi de 35,31%, ao passo que na tensão de linha observou-se 16,20%. A THD da corrente foi de 9,18%.

Também é possível notar que o número de transições na técnica unipolar é maior do que no caso bipolar. Porém, neste caso a técnica unipolar caracteriza-se por manter a simetria dos semiciclos da forma de onda de tensão sintetizadas.

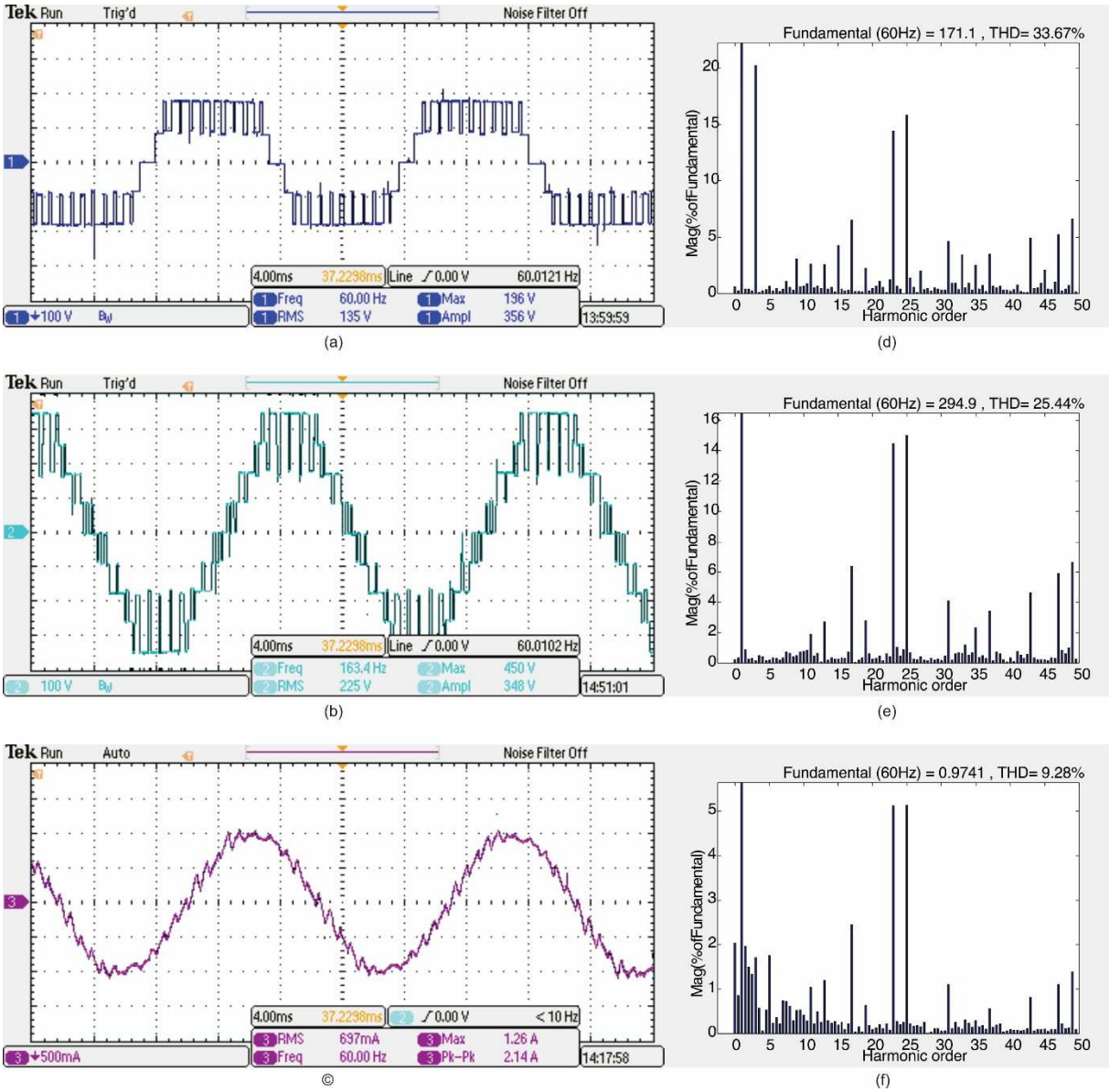

Figura 4.14 - (a) Tensão de Fase, (b) Tensão de Linha, (c) corrente na carga, (d) espectro harmônico da tensão de fase, (e) especto harmônico da tensão de linha e (f) espectro harmônico da corrente para a modulação Space Vector-PWM Unipolar.

A corrente apresentou uma distorção harmônica total de 9,28%. Já a tensão de fase teve THD de 33,67%, enquanto a tensão de linha foi de 25,44%.

Com o intuito de avaliar como a taxa de distorção harmônica da forma de onda aplicada ao motor se comporta com a variação da frequência de chaveamento, foram realizados testes entre 360 Hz e 1260 Hz (índice de modulação em frequência entre 6 e 21). A Tabela 6 mostra os resultados obtidos. A Figura 4.15 mostra a variação da THD de corrente com a frenquência de chaveamento, ao passo que a Figura 4.16 mostra a variação desta taxa para as tensões de fase e de linha.

Tabela 6 – THD em função da frequência de chaveamento dos resultados de experimental

Técnica de Modulação	Frequência de Chaveamento (Hz)	THD corrente (%)	THD Tensão de Fase (%)	THD Tensão de Linha (%)
PD Bipolar	360	15,8	25,2	18,5
	540	15,2	24,8	16,5
	720	16,8	21,3	14,8
	1080	8,6	22,9	14,1
	1260	7,3	22,0	13,5
PD Unipolar	360	15,1	23,6	23,0
	540	9,2	20,2	19,6
	720	7,4	21,3	20,8
	1080	7,0	22,9	19,6
	1260	6,9	22,0	19,7
POD Bipolar	360	15,4	22,5	18,0
	540	15,9	24,	18,8
	720	12,3	21,3	15,9
	1080	8,4	22,5	16,4
	1260	9,0	22,9	17,6
SV Bipolar	360	15,2	37,0	16,0
	540	8,7	40,2	15,6
	720	9,2	35,3	16,2
	1080	11,7	35,5	14,8
	1260	7,9	35,0	13,9
SV Unipolar	360	21,8	31,8	27,9
	540	12,8	34,3	26,2
	720	9,3	33,7	25,4
	1080	7,4	32,4	23,6
	1260	6,6	31,8	23,3

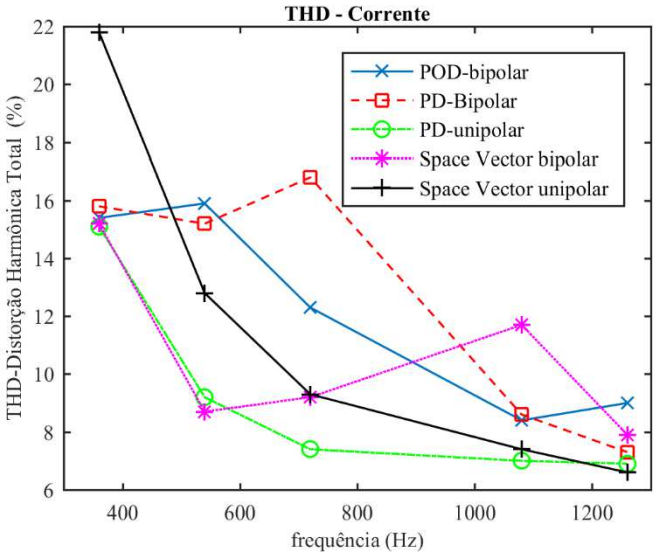

Figura 4.15 - Variação da THD em função da frequência da Corrente

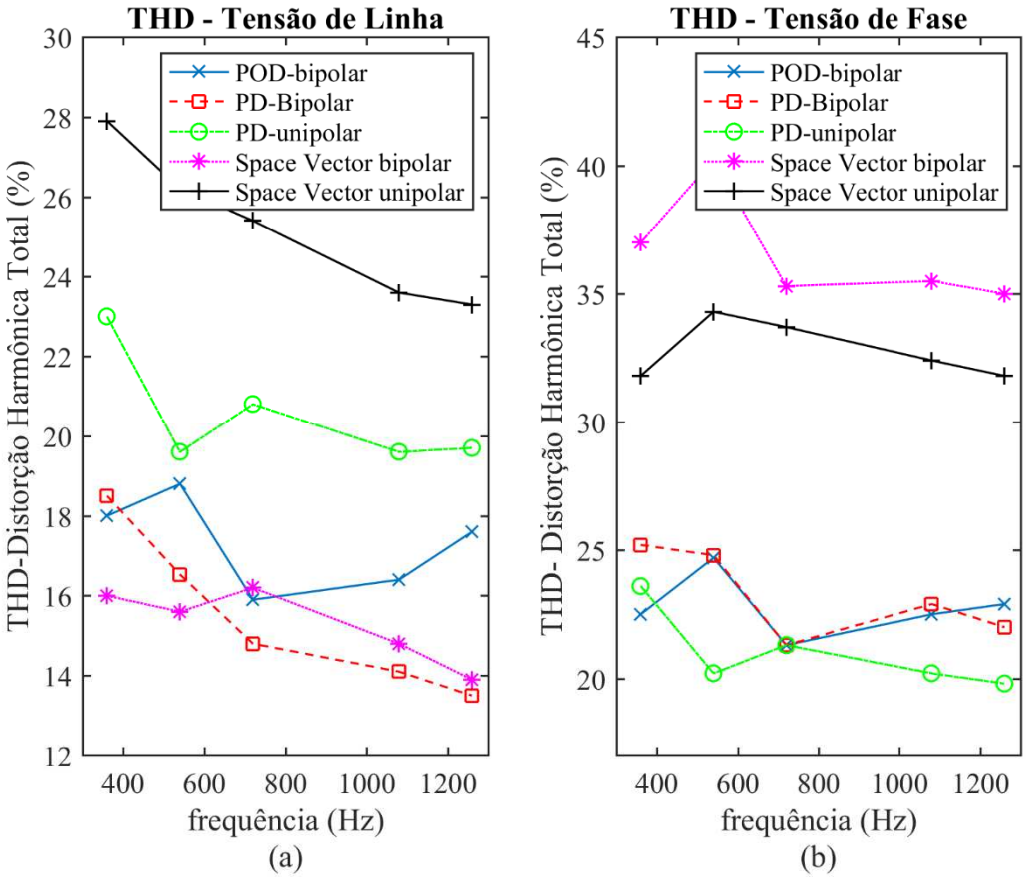

Figura 4.16 – Variação da THD em função da frequência da (a) Tensão de linha e (b) Tensão de fase sintetizada na máquina.

É possível notar que, à medida que se aumenta a frequência de chaveamento, a taxa de distorção harmônica da corrente tende a reduzir. No entanto, sabe-se que há um limiar estratégico a se analisar neste caso, pois há as limitações da chave eletrônica de acordo com os níveis de tensão e corrente que se está trabalhando, além da análise das perdas térmicas nas chaves, causadas pela comutação da mesma. Logo, conclui-se que aumentar

consideravelmente a frequência de chaveamento pode não ser uma boa opção para o desempenho do conversor.

No caso dos resultados experimentais deste capítulo apresentados, para a frequência de 720 Hz, os fatores HVF são calculados e exibidos na Tabela 7. De acordo com a curva apresentada na Figura 2.14 somente a partir do fator HVF igual a 0,03 deve-se fazer uma depreciação do torque da máquina. Sendo assim, as técnicas PD bipolar e *Space Vector* Bipolar estariam livres desta redução do torque desenvolvido pela máquina. Dentre as outras técnicas, a que obteve o maior HVF é a *Space Vector* Unipolar, onde o fator foi de 0,050. Porém, neste ponto na curva, a redução percentual do torque na máquina é muito pequena (menor que 5%), mostrando que os resultados experimentais obtidos ainda são aceitáveis.

Tabela 7 – Calculo do HVF para os resultados experimentais

Técnica de Modulação	**HVF**
PD bipolar	0,022
PD Unipolar	0,042
POD Bipolar	0,044
Space Vector Bipolar	0,031
Space Vector Unipolar	0,050

4.3 Conclusão

Os resultados experimentais mostram que o conversor opera de forma satisfatória para comando de um motor de indução, de acordo com o que as simulações realizadas anteriormente já indicavam. Observa-se que, quando se utiliza técnicas de modulação do tipo unipolar, se tem uma taxa de distorção harmônica menor, além de que as componentes harmônicas de baixa frequência são menores, deixando uma zona mais limpa, o que facilita o projeto de um possível filtro que possa vir a ser instalado entre o conversor e a carga. Isto se deve ao fato de que, neste caso, os harmônicos de maior magnitude ficam centralizados no dobro da frequência de chaveamento, o que é benéfico para o sistema. A técnica de modulação PD-PWM unipolar apresentou os melhores resultados de THD em corrente para as frequências testadas, o que mostra ser a técnica mais indicada para operação do conversor. Além disso, o fator HVF calculado para ela indica que uma perda na capacidade de conjugado

na máquina é mínima, abaixo de 5%, o que ainda faz com que ela permaneça como a técnica de melhor resultado.

CAPÍTULO 5 – CONCLUSÕES

Este capítulo apresenta as conclusões obtidas com o estudo realizado, após as análises dos resultados de simulação e experimentais obtidos com o protótipo desenvolvido. Em seguida, sugestões de trabalhos futuros são indicadas.

Os conversores multiníveis se apresentam como uma solução para se trabalhar em média tensão. O conversor NPC de cinco níveis tipo G mostra-se como uma solução muito interessante, pois utiliza braços NPC de três níveis, e com o arranjo das chaves conforme explicado na seção 2.4 do capítulo 2 deste trabalho, se tem um ganho de cerca de 70% na potência desenvolvida pelo conversor, considerando as mesmas limitações de tensão e corrente do braço. Além disso, o fato de cada fase possuir apenas dois capacitores, e cada um destes ser ligado a um retificador, facilita o controle da tensão no barramento c.c., o que é mais complexo na topologia clássica do conversor de cinco níveis. A desvantagem do conversor de cinco níveis tipo G seria o transformador de entrada.

Para comandar a operação deste conversor, técnicas de modulação são apresentadas. As técnicas PWM surgem como as principais, porém, os componentes eletrônicos envolvidos (IGBTs, MOSFETs e/ou IGCTs) possuem limitações físicas para se trabalhar em frequências elevadas. Além disso, têm-se perdas térmicas elevadas nestas chaves ao se trabalhar em altas frequências. Sendo assim, são apresentadas as técnicas PWM utilizadas, porém trabalhando em frequências baixas, com o índice de modulação em frenquência máximo igual a 21. É apresentada, também, a possibilidade de se trabalhar com as técnicas de modulação no modo unipolar, reduzindo pela metade o número de portadoras utilizadas na modulação.

Os resultados de simulação indicam que a operação de máquinas de indução com o conversor NPC de cinco níveis tipo G é satisfatório e consegue-se resultados espectrais com distorção baixa em termos de tensão e corrente sintetizados na máquina.

Os resultados experimentais mostraram que a máquina se comporta adequadamente sendo comandada pelo conversor com as técnicas de modulação descritas no capítulo 3. As técnicas do tipo unipolar apresentam uma vantagem em relação as do tipo bipolar, por apresentar componentes de magnitude reduzidas em frequência de ordem baixas, em relação a frequência fundamental, já que os harmônicos de maior ordem ficam centrados no dobro da frequência de chaveamento. Isto é uma vantagem, já que caso seja necessário o projeto de um

filtro entre o conversor e a carga, este filtro tende a ser mais leve e simples. O melhor resultado apresentado foi para a técnica de modulação PD-PWM Unipolar, conforme está explicitado no capítulo 4.

O capítulo 2 também mostrou a influência que uma máquina pode sofrer pelas componentes harmônicas, como por exemplo uma redução na capacidade de conjugado. Porém, nos resultados apresentados aqui, foram realizados os cálculos dos fatores e a degradação, quando acontece, é mínima. Ainda assim, a técnica PD-PWM Unipolar continua sendo o melhor resultado apresentado.

5.1 Propostas de trabalhos futuros

Um dos principais ganhos deste trabalho foi o desenvolvimento de um protótipo do conversor NPC de cinco níveis tipo G, que possibilita a continuidade dos estudos com a viabilidade da obtenção de resultados experimentais. Sendo assim, sugere-se como propostas de continuidade:

- Implementar a modulação em histerese de corrente nesta topologia de conversor;
- Realizar a operação do conversor com técnicas de modulação em baixa frequência como modulação vetorial e eliminação seletiva de harmônicos, avaliando as vantagens e desvantagens em relação as técnicas PWM;
- Realizar o fechamento das malhas e realizar o controle vetorial do motor;
- Implementar o conversor tendo como entrada fontes renováveis de energia, como energia fotovoltaica;
- Realizar a integração do conversor com à rede elétrica, para a interligação de sistemas de energias renováveis ao sistema elétrico;
- Analisar o tempo mínimo de chaveamento e compensação de tempo mortor;
- Realizar o controle da tensão nos capacitores que formam o barramento c.c..

Além disso, foi desenvolvido um segundo protótipo de potência mais elevada, possibilitando trabalhos em escalas mais elevadas. Neste protótipo de maior potência, é possível obter tensões de até 460 Vrms e correntes de até 100 A, ou seja, potência máxima de 80 kVA. Devido a problemas técnicos da montagem, não foi possível apresentar neste

trabalho os resultados experimentais com o protótipo de grande potência. Os detalhes deste protótipo se encontram no Apêndice II.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

AHMADZADEH, Taher, SABAHI, Mehran e BABAEI, Ebranhim. **Modified PWM control method for neutral point clamped multilevel inverters.** *2017 4th International Conference on Electrical Enginneering/Electronics, Computer, Telecommunications and Information Technology.* June de 2017.

BHAGWHAT, P. M. e STEFANOVIC, V. R. **Generalized Structure of a Multilevel PWM Inverter**. *IEEE Transactions on Industry Applications.* Novembro de 1983, pp. 1057-1069.

BRÜCKNER, Thomas, BERNET, Steffen e GÜLDNER, Henry. **The Active NPC Converter and Its Loss-Balancing Control.** *IEEE Transactions On Indsutrial Electronics.* 2005, Vol. 52, 3.

CACAU, Ronny Glauber de Almeida.. **Inversor de Cinco Níveis Baseado na Célula de Comutação de Múltiplos Estados Tipo T**. Fortaleza : Universidade Federal do Ceará, 2014.

CAILEY, C., RAJGURU, P. e LU, H. **Impact of wide band gap devices on power electronics packaging designs**. *Microelectronics Symposium (Pan Pacific).* 2017, p. 6.

CHENG, Zhongyuan e WU, Bin. **A Novel Switching Sequence Design For Five-Level NPC/H-Bridge Inverters With Improved Output Voltage Spectrum and Minimized Device Switching Frequency.** *IEEE Transactions on Power Electronics.* November de 2007.

CHOI, N. S., CHO, J. G. e CHO, G. H. **A General circuit Topology of Multilevel Inverter.** *PESC'91 Record 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.* 22, 1991.

HILL, W.A. e HARBOURT, C.D. **Performance of medium voltage multi-level inverters.** *Industry Applications Conference.* October de 1999, pp. 1186-1192.

JUNG, Hyun-Sam, KIM, Hwigon e SUL, Seung-Ki. **PWM Strategy for 3 Phase Active Front Eng Cascaded 5 Level NPC H-Bridge.** *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.* 2018.

KARUNADASA, J. P., et al. **High Performance AC-AC Regenerative 5-Level NPC Converter with Capacitor Voltage Balancing.** *2018 2nd International Conference On Electrical Engineering.* Setembro de 2018.

KATO, Tajanori, et al. **A Mapping-Based SVM Method for Balancing DC Input Voltage of a NPC Five-level Inverter.** *IEEE Energy Conversion Congress and Esposition.* 2018.

KHAN, Shakil A., et al. **An Amorphous Alloy Magnetic-Bus-Based SiC NPC Converter With Inherent Voltage Balancing for Grid-Connected Renewable Energy Systems.** *IEEE Transactions on Applied Superconductivity.* Novembro de 2018.

KUNDU, Siyrabh, et al. **Performance analysis of three-phase five-level NPC inverter by using triangular and trapezoidal triangular carrier-based modulation techniques.** *2017 4th International Conference on Power, Control & Embedded Systems.* March de 2017.

LI, Zhongxi, et al. **A Modular Multilevel Series/Parallel Converter for Wide Frequency Range.** *IEEE Transactions on Power Electronics.* Janeiro de 2019, pp. 1-1.

LIPO, T. A., HOLMES, G. e HOLMES, D. G. **Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice**. New Jersey : Wiley, 2003.

LODOBA, Mark. **Considerations for Designing Power Electronic Devices Based on Advanced SiC Technologies.** *Dow Corning.* 2013, Vol. p. 4.

LONG, Lizhong, ZHANG, Yonggao e KUANG, Guangijan. **A modified space vector modulation scheme to reduce common mode voltage for cascaded NPC/H-bridge inverter.** *Proceeding of the 7th International Power Electronics and Motion Control Conference.* June de 2012.

LUIZ, A-S, A. e STOPA, M. M. **An alternative five level NPC converter for medium voltage AC drives and technical issues.** *Power Electronics Conference and 1st Southern Power Electronics Conference (COBEP/SPEC).* Dezembro de 2015, Vol. I, 1, p. 6.

MANE, Jayant J., MULEY, Shubhada P. e AWARE, Mohan V. **Performance of 5-level NPC inverter with multi-Multicarrer Multi-Modulation technique.** *IEEE International Conference on Power Electronics Drives and Energy Systems.* 16-19 de December de 2012.

MENJREKAR, M. D. e LIPO, T. A. **A Hybrid Multilevel Inverter Topology for Drive Applications.** *IEEE-APEC'98 Conference Proceedings.* 1998, Vol. 1998.

MEUNARD, T. A. e FOCH, H. **Multi-level Conversion: High Voltage Choppers and Voltage-Source Inverters.** *PESC'92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference.* 23, 1992.

MG1, **NEMA**. *NEMA MG1 - Motors and Generators.* 2003.

NABAE, Akira, TAKAHASHI, Isao e AKAGI, Hirofumi. **A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter.** *IEEE Transactions on Industry Applications (Volume: IA-17, Issue: 5, Sept. 1981).* September de 1981, pp. 518 - 523.

NARIMANI, Mehdi, WU, Bin e ZARGARI, Navid Reza. **A New Five-level Nested Neutral Point Clamped (NNPC) Voltage Source Converter.** *Applied Power Electronics Conference and Exposition.* 26-30 de March de 2017, pp. 2554-2558.

PENG, D., et al. **Modulation and Control strategies od ZCT three-level choppers for SMES application.** *2000 IEEE 31st Annual Power Electronics Specialists Conference.* 31, 2000.

PEREIRA, Ivo Filipe Barroso de Freitas. **Projectar, Simular e Implementar um Inversor Multinível.** Porto : FEUP - Faculdade de Engenharia da Universidade do Porto, 2008.

PERIN, A. J. **Teoria e Aplicação de Modulação por Largura de Pulsos (PWM) com Otimização de Harmônicas para Conversores Estáticos de Frequência.** *Textos dos Minicursos do 6º Congresso Brasileiro de Automática - 6º CBA.* Novembro de 1986, pp. 01-15.

PILLAY, T. L. e SAHA, A. K. **A Comparative Analysis of a Three Phase Neutral Point Clamped Multilevel Inverter.** *IEEE PES/IAS PowerAfrica.* 2018.

PRAYAG, Aparna e BODKHE, Sanjay. **A comparative analysis of classical three phase multilevel (five level) Inverter topologies.** *201 IEEE 1st Unternational Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems.* Julho de 2016.

RASHID, Muhammad H. **Eletrônica de Potência: Dispositivos, Circuitos e Aplicações**. [ed.] Carlos Marcelo de Oliveira Stein. 4ª Edição. São Paulo : Pearson, 2014.

RODRÍGUEZ, J., CORREA, P. e MORÁN, L. **A Vector Control Technique for Medium Voltage multilevel Inverters.** *IEEE APEC.* Mar., 2001, Vol. Anaheim.

RODRÍGUEZ, José, LAI, Jih-Sheng e PENG, Fang Zheng. **Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications.** *IEEE Transactions on Industrial Electronics.* Agosto de 2002, pp. 724-738.

SEMIKRON. www.semikron.com. *SEMIKRON.* [Online] SEMIKRON, 25 de Maio de 2019. [Citado em: 25 de Maio de 2019.] https://www.semikron.com/products/product-classes/igbt-driver/detail/skyper-32-r-l6100102.html.

SHEN, Jie, et al. **Modulation shemes for a 30 MVA IGCT converter using NPC H-bridges**. *2014 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition.* September de 2014.

SHEN, Jie], et al. **Impact of DC-Link Voltage Ripples on the Machine-Side Performance in NPC H-Bridge Topology.** *IEEE Transactions on Industry Applications.* March de 2016.

SOARES, Jurandir de Oliveira, PINTO, João Onofre Pereira e FILHO, Nicolau Pereira. 2010. **Dispositivos Semicondutores De Potência Com Amplo Bandgap.** *Congresso Brasileiro de Automática.* XVIII, 2010.

SOUZA, Ramon Henriques, et al. **Analysis of modulation techniques for an alternative five-level NPC converter used on adjustable-speed drives.** *2017 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP).* 19-22 de November de 2017, pp. 1-8.

TEODORESCU, R., BLAABJERG, F. e PEDERSEN, J. K. **Multilevel Converters - A survey.** *Proceedings of the 8th European Conference on Power Electronics and Applications.* 8, 1999.

VIJEH, Mahdi, et al. **A General Review of Multilevel Inverters Based on Main Submodules: Strictural Point of View**. *IEEE Transactions on Power Electronics.* Janeiro de 2019, pp. 1-1.

WEG. 2007. *Guia Técnico - Motores de Indução alimentados por conversores de Frequência PWM.* s.l. : WEG Equipamentos Elétricos S.A. - Divisão Motores, 2007.

XU, S., et al. **A novel hybrid five-level voltage source converter based on T-type topology for high-efficiency applications.** *Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE), 2016 IEEE.* September de 2016.

YANG, Heya, et al. **Comprehensive Analysis on Carrier-based PWM Modulations for Advanced Composited Clamping Five-level Converter.** *Applied Power Electronics Conference and Exposition.* 16-20 de March de 2014, pp. 2338-2343.

ZHANG, Bo, et al. **Power Loss Evaluation and Control for Five-Level NPC H-Bridge Converter with Low-Switching-Frequency.** *2018 21st International Conference on Electrical Machines and Systems.* October de 2018.

ZHANG, Yushu, et al. **Voltage source converter in High Voltage Applications: Multilevel versus two-level Converter.** *9th International Conference on AC and DC Power Transmissions.* Outubro de 2010.

APÊNDICE I - PROTÓTIPO 1

O protótipo I foi construído com o arranjo de 6 braços NPC de três níveis, que utilizam o transistor MOSFET IRFP240 e o diodo BY399, tal qual mostra a Figura 5.1. Estes braços são conectados tal como mostrou o capítulo 2, formando o conversor NPC de cinco níveis tipo G. As características principais da chave eletrônica e do diodo são apresentadas na Tabela 8 e Tabela 9, respectivamente.

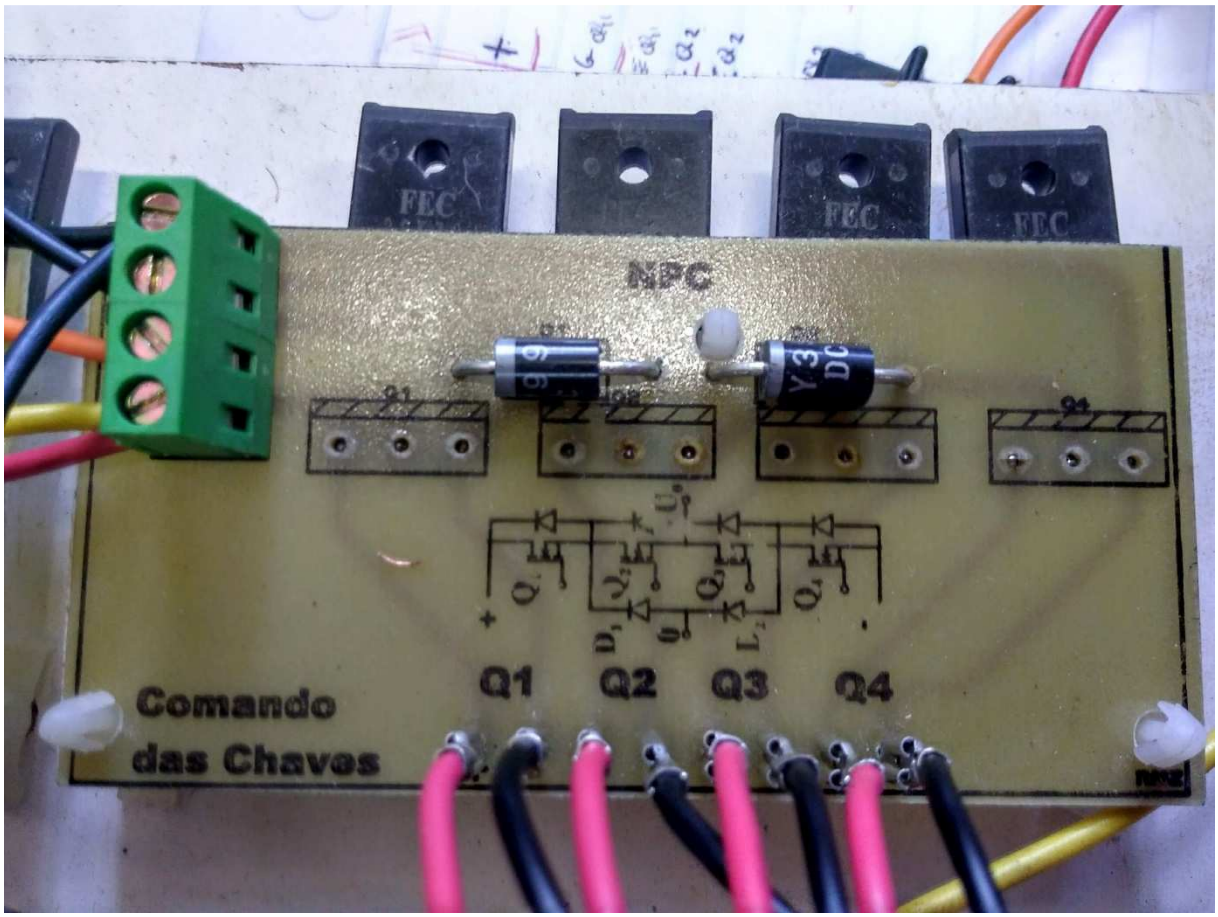

Figura 5.1 - Braço NPC de três níveis.

Tabela 8 – Caterísiticas principais do Transistor MOSFET IRFP240

V_{DS}(V)		200
$R_{DS(ON)}$(Ω)		0,18
I_{DS}	T_C = 25°C	20
	T_C = 100°C	12
PACKAGE		TO-247AC

Tabela 9– Caracterísiticas principais do Diodo BY399

V_{RRM}(V)	800
I_F(A)	3
V_F(V)	1,25
PACKAGE	DO-201AD

A fonte de tensão é feita por 6 retificadores monofásicos, ou seja, 2 pontes retificadores por fase. Cada retificador alimenta os capacitores que formam o barramento c.c.. Para auxiliar o balanceamento das tensões nos capacitores, resistores de 27 kΩ/3 W são inseridos em paralelo com cada capacitor. A Figura 5.2 exibe esta fonte.

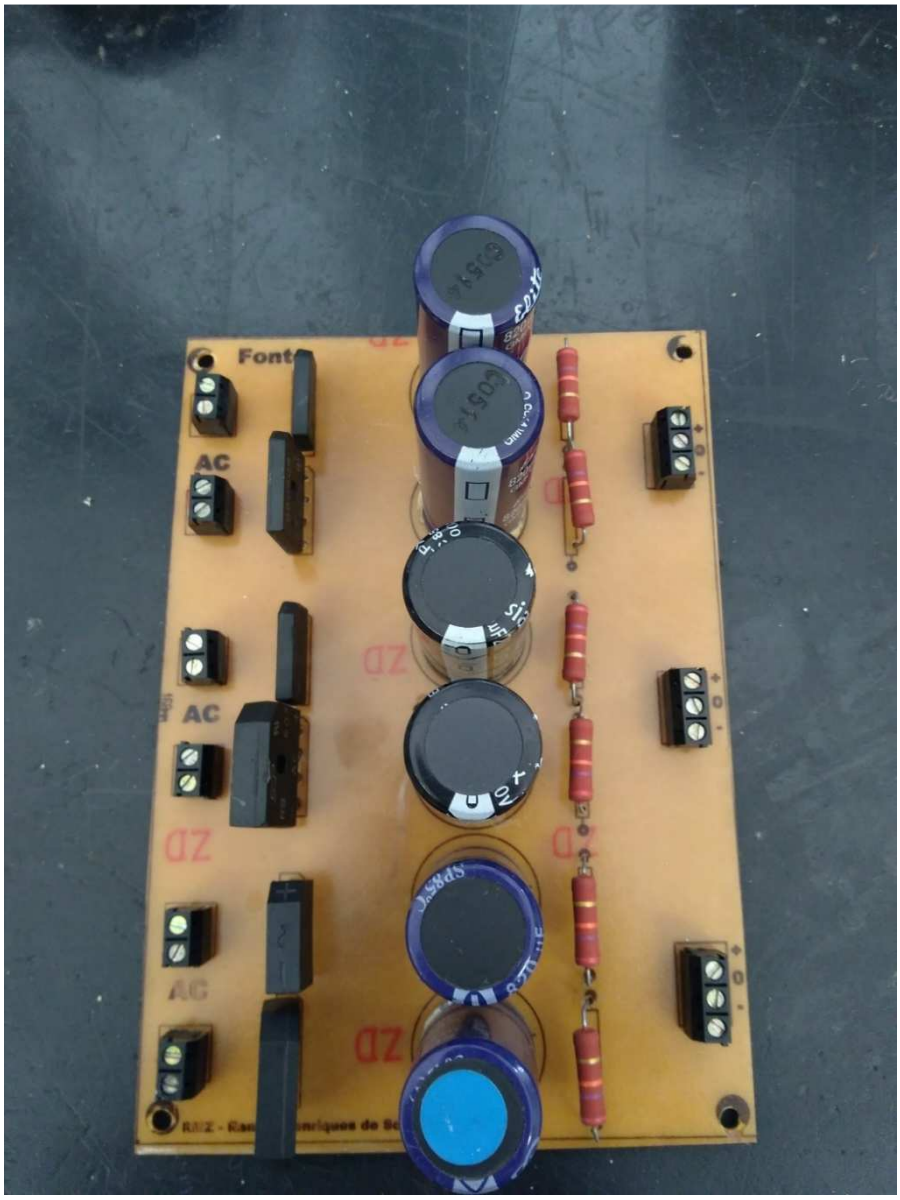

Figura 5.2 - Fonte (Retificador + Filtro) para o conversor NPC de cinco níveis Tipo G.

Para comando e bloqueio das chaves eletrônicas, é utilizado o driver da SEMIKRON modelo SKYPER 32R, que tem possibilidade de receber dois comandos distintos, e em cada saída comandar até duas chaves. Além disso possui tempo morto internamente já definido, detecção de falha por meio da medida do sinal do Coletor/Dreno. Este dispositivo fornece sinais de comando para a chave nos níveis de +15 V e -5 V. Este valor de tensão negativo é para garantir o bloqueio da chave, dispersando assim a capacitância parasita existente nas portas dos dispositivos eletrônicos. Uma foto do driver é exibido na Figura 5.3.

Figura 5.3 - Driver para comando das cahves eletrônicas modelo Skyper 32 SEMIKRON (SEMIKRON, 2019).

Para condicionar o sinal de comando gerado pelo dispositivo DSP para os padrões que o driver trabalha, é utilizado uma placa condicionadora de sinais, adaptando os níveis de tensão do sinal de comando digital do controlador (0 e 3,3 V) para o sinal de entrada do driver (0 e 15V). Para tal, é utilizado o CI digital 7407, que é um buffer de coletor aberto. Esta placa condicionadora de sinais também condiciona o sinal de erro que o driver informa em uma eventual falha, para os níveis de tensão apropriados para serem detectados pelo DSP. A placa condicionadora de sinais pode ser vista na Figura 5.4.

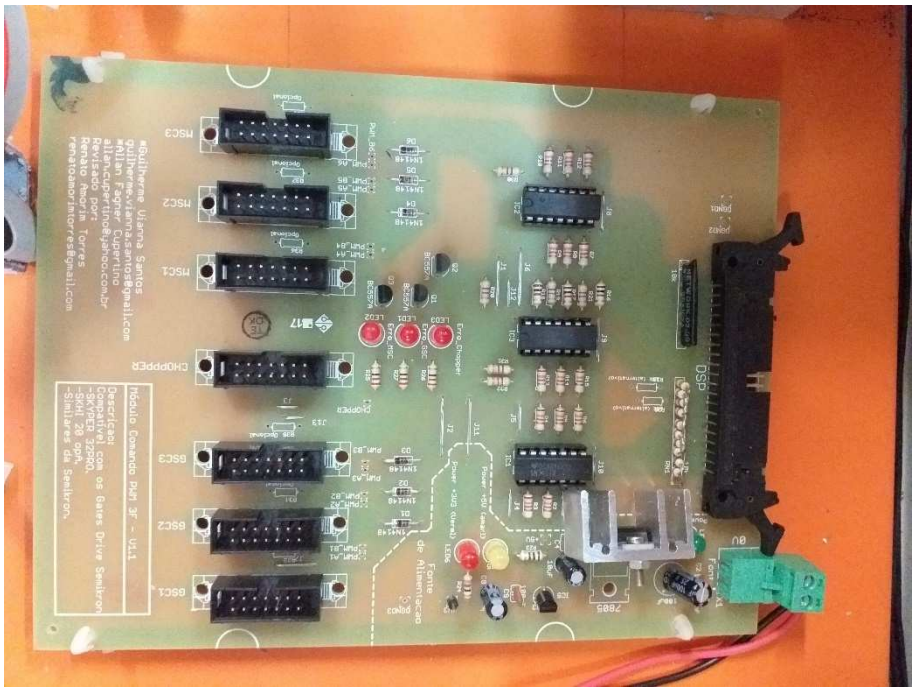

Figura 5.4 - Placa de condicionamento de Sinais.

O motor acionado por este conversor é um motor de indução trifásico de 0,12 kW, 220 V e 1720 rpm. Este motor está acoplado a um outro motor trifásico para que seja realizada a condição de carga aplicada ao eixo do motor. A Figura 5.5 mostrar como ficou este acoplamento dos motores, utilizada no trabalho.

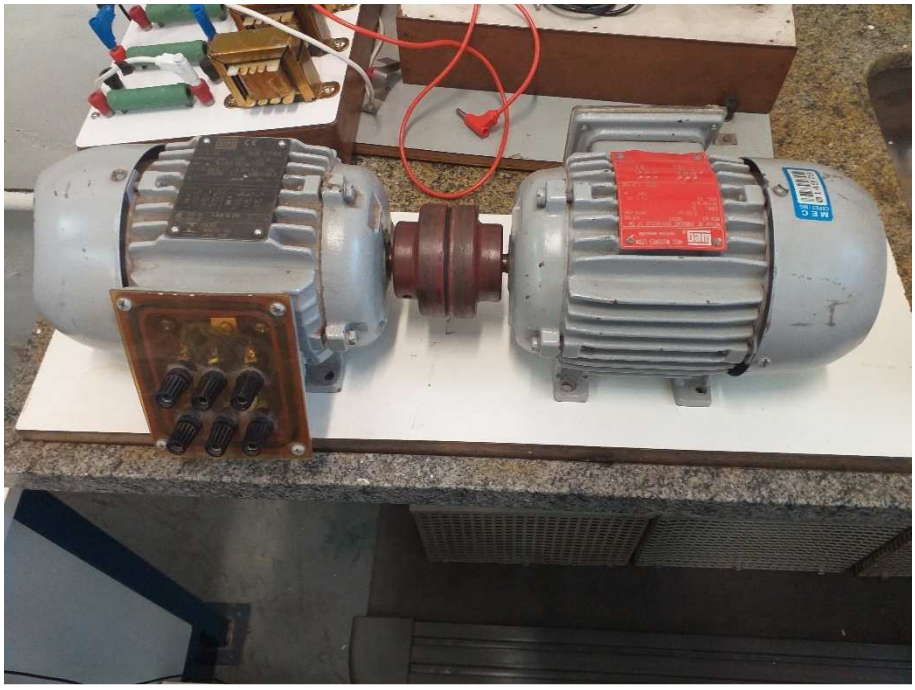

Figura 5.5 - Motor de indução trifásico 0,12 kW, 220/380 V 1720 rpm.

Vale ressaltar que, apesar deste conversor estar trabalhando com este motor, ele tem capacidade para trabalhar com tensões de linha na saída de 220 Vrms e corrente máxima de 4 A, um total de 1,5 kVA.

APÊNDICE II - PROTÓTIPO 2

O protótipo II pode ser visto na Figura 5.6. A montagem foi feita em painel, e é construída por 6 retificadores, 6 braços NPC de três níveis, 6 capacitores, 12 Drivers e 2 placas de condicionamento de sinais.

Figura 5.6 – Protótipo II.

O protótipo II foi construído com o arranjo de 6 braços NPC de três níveis, utilizando o módulo de Potência da Semikron SKM150MLI066T, tal qual mostra a Figura 5.7. Este módulo compreende de quatro transistores IGBTs e dois diodos, formando um braço de uma fase NPC de três níveis. Também possui internamente um termistor do tipo NTC, para que se obtenha a medida da temperatura do módulo. As características principais deste módulo são apresentadas na Tabela 10.

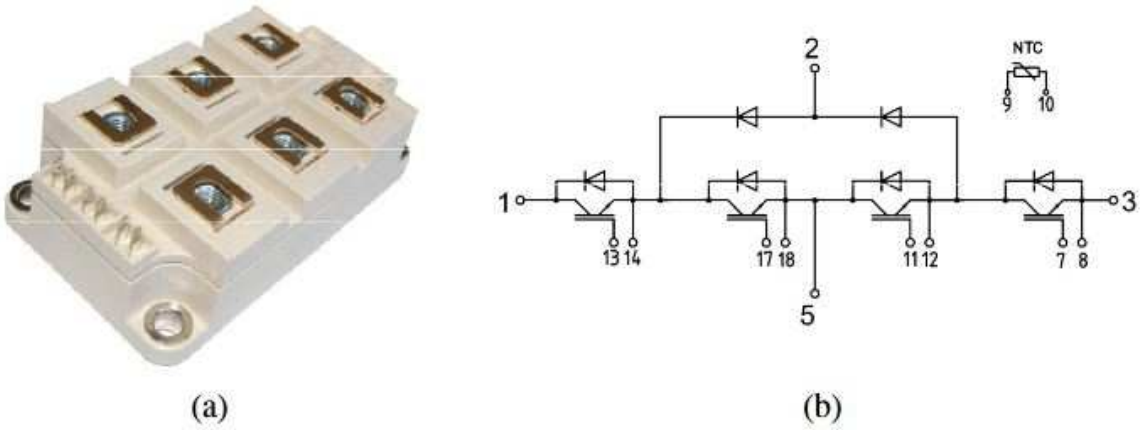

Figura 5.7 - Módulo NPC de três nívesi SKM150MLI066T.

Tabela 10 - Caracterísiticas principais do Módulo NPC SKM150MLI066T

V_{CES}(V)		600
V_{CE0}(V)		1,45
I_C (A)	T_C = 25°C	200
	T_C = 80°C	150
r_{ce} (mΩ)	T_j = 25°C	3,6
	T_j = 150°C	5,4
PACKAGE		SEMITRANS®5

A chave é instalada sobre um dissipador de calor do fabricante SEMIKRON modelo P3/180. Acoplado a este dissipador se encontra um ventilador do fabricante SEMIKRON modelo SK-2120AC. O conjunto módulo IGBT instalado com dissipador e a turbina ventiladora pode ser visto na Figura 5.8.

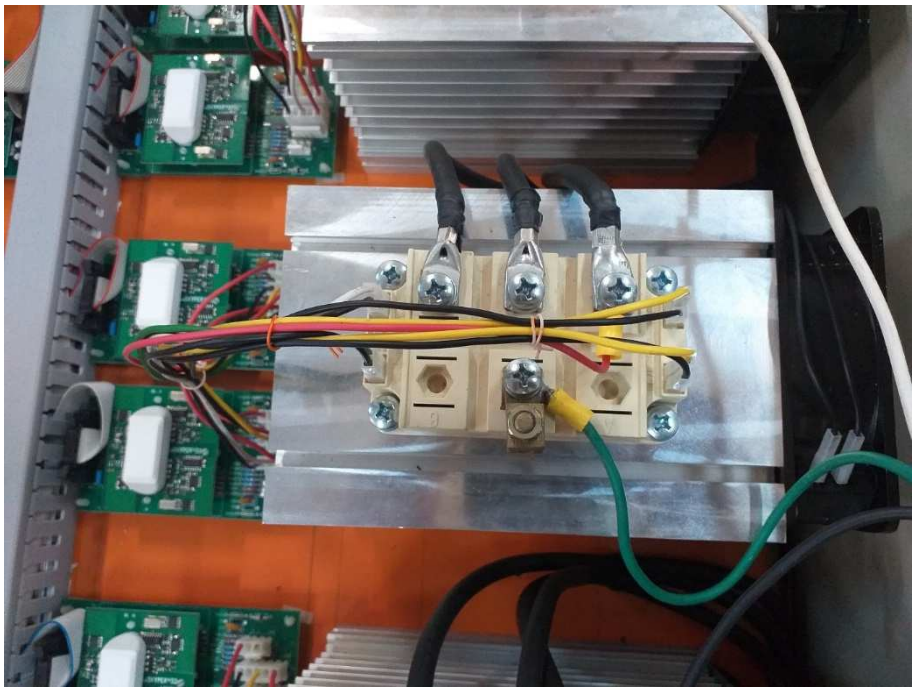

Figura 5.8 - Montagem do módulo IGBT + Dissipador P 3/180.

A fonte de tensão é feita por 6 retificadores trifásicos de 12 pulsos, ou seja, 2 pontes retificadores trifásicas por fase. A ponte retificadora trifásica utilizada é do fabricante SEMIKRON, modelo SKD 62/16. As principais característica deste componente é apresentado na Tabela 11. Cada retificador alimenta os capacitores que formam o barramento c.c.. Foram utilizados capacitores de 4700 μF/450 V A Figura 5.9 exibe esta fonte.

Tabela 11 - Caracterísiticas principais do Ponte Retificadore trifásica SKD 62/16

V_{RRM}(V)	1600
I_F(A)	86
V_F(V)	1,8
PACKAGE	SEMIPONT®3

Assim como acontece com o módulo de IGBT, neste dissipador também é acoplado uma turbina ventiladora, realizando assim uma ventilação forçada, auxiliando na dissipação do calor. O ventilador utilizado foi o modelo SK2120-AC, do fabricante SEMIKRON. As principais características deste ventilador, funcionando na frequência de 60 Hz é apresentado na Tabela 12.

Tabela 12- Caracterísiticas principais do ventilador SEMIKRON SK2120-AC

Rated Voltage (V)	220-240
Air Flow	117 CFM, 3,30m^3/min
Noise Level (dBA)	50
Power consumption (W)	21

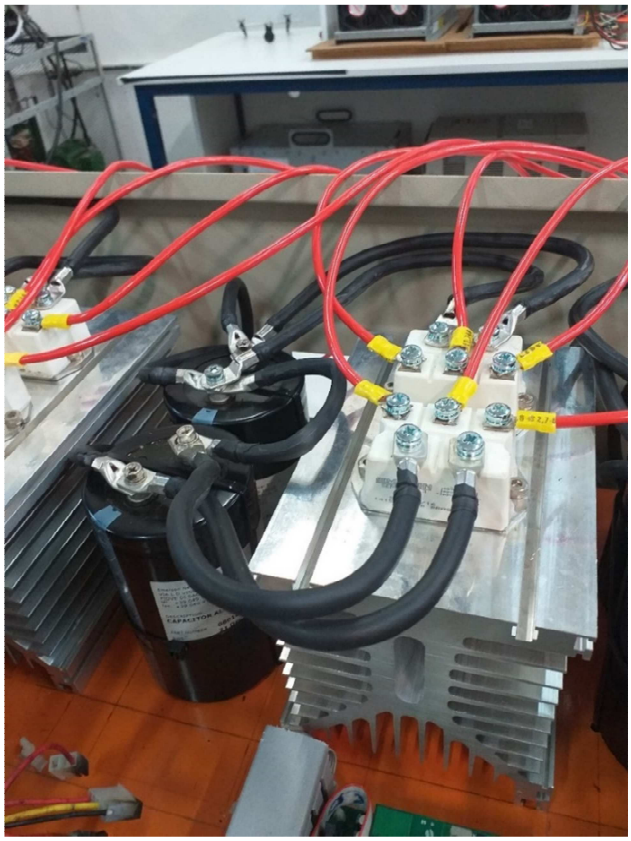

Figura 5.9 - Retificador montado sob o dissipador P 3/180 + capacitores do barramento C.C..

Este conversor está preparado para acionar o motor de indução trifásico de 15 cv do laboratório, apresentada na Figura 5.10. Este motor está acoplado a uma outra máquina de igual potência, funcionando como carga. Assim, é possível trabalhar com vários níveis de carga no motor.

Figura 5.10 - Motor de indução trifásico 15 cv 220/380 V.