Universidade do Estado do Rio de Janeiro
Centro de Tecnologia e Ciências
Faculdade de Engenharia

Diogo Martins

Sistemas de Propulsão para navios sob o conceito *All-electric Ship*: Análise da utilização de conversores multiníveis duais em acionamento de motores com terminais abertos

Rio de Janeiro
2018

Diogo Martins

Sistemas de Propulsão para navios sob o conceito *All-electric Ship*: Análise da aplicação de conversores multiníveis duais em acionamento de motores com terminais abertos

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Orientadora: Prof.ª Dr.ª Maria Dias Bellar

Rio de Janeiro

2018

CATALOGAÇÃO NA FONTE

UERJ / REDE SIRIUS / BIBLIOTECA CTC/B

M386 Martins, Diogo.
Sistemas de propulsão para navios sob o conceito All-electric Ship : análise da utilização de conversores multiníveis duais em acionamento de motores com terminais abertos / Diogo Martins. – 2018.
137f.

Orientadora: Maria Dias Bellar.
Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia.

1. Engenharia eletrônica - Teses. 2. Navios - Equipamento elétrico - Teses. 3. Conversores de corrente elétrica - Teses. 4. Motores elétricos - Teses. I. Bellar, Maria Dias. II. Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Faculdade de Engenharia. III. Título.

CDU 621.313.13:629.54

Bibliotecária: Júlia Vieira – CRB7/6022

Autorizo, apenas para fins acadêmicos e científicos, a reprodução total ou parcial desta tese, desde que citada a fonte.

Assinatura

Data

Diogo Martins

Sistemas de Propulsão para navios sob o conceito *All-electric Ship*: Análise da aplicação de conversores multiníveis duais em acionamento de motores com terminais abertos

Dissertação apresentada, como requisito parcial para obtenção do título de Mestre em Ciências, ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Eletrônica, da Universidade do Estado do Rio de Janeiro. Área de concentração: Sistemas Inteligentes e Automação.

Aprovado em: ___ de agosto de 2018

Banca Examinadora:

_____

Prof.ª Maria Dias Bellar, Ph. D. (Orientadora)

Faculdade de Engenharia – UERJ

_____

Prof. Luís Guilherme Barbosa Rolim, Dr. -Ing

Escola Politécnica – UFRJ

_____

Prof.ª Tatiana Mariano Lessa de Assis, D. Sc.

Escola Politécnica – UFRJ

Rio de Janeiro

2018

DEDICATÓRIA

À Deus, por permitir mais essa vitória.

À minha esposa Fernanda, pelo apoio incondicional e incentivo nestes anos, sendo meu alicerce durante esta batalha.

Aos meus pais Bino e Tina, pela formação e educação que me proveram sendo eles meus exemplos de vida.

Aos amigos que proporcionam momentos de descontração e felicidade.

E aos meus superiores que apoiaram a execução desse projeto.

AGRADECIMENTOS

À Deus, pois sem ele nada seria possível.

À minha orientadora, Prof.ª Dr.ª Maria Dias Bellar, pela ajuda e orientação no decorrer deste trabalho.

Aos professores, pelos ensinamentos, dentro e fora da sala de aula, durante todo período de formação, desde o básico até este mestrado.

Aos meus colegas de mestrado, pelo companheirismo e pelo inegável apoio quando necessário.

À UERJ, por abrir as portas a esse aluno.

Aos meus superiores que permitiram e apoiaram a realização deste projeto.

À minha esposa por toda atenção, apoio e incentivo em todos os momentos.

A todos aqueles, que embora não citados nominalmente, contribuíram direta e indiretamente para a execução deste trabalho.

Ainda que eu andasse pelo vale da sombra da morte, não temeria mal algum,
porque tu estás comigo.

Salmo 23:4

RESUMO

MARTINS, Diogo. *Sistemas de propulsão de navios sob o conceito All-electric Ship:* análise da aplicação de conversores multiníveis duais em acionamento de motores com terminais abertos. 2018. 137f. Dissertação (Mestrado em Engenharia Eletrônica) – Faculdade de Engenharia, Universidade do Estado do Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2018.

Com o desenvolvimento da eletrônica de potência, aumentou-se o interesse por navios sob o conceito *All-electric Ship*. Sob esta ótica, todos os sistemas instalados a bordo, até aqueles de maior demanda energética como os sistemas de propulsão são convertidos para sistemas elétricos. Nesse contexto, a utilização de conversores torna-se imprescindível. Esta dissertação analisa a utilização de conversores multiníveis aplicados a motores de grande potência, como os encontrados em sistemas de propulsão. A topologia apresentada consiste na utilização de conversores multiníveis duais conectados a motores de indução com seus terminais abertos, ou seja, cada extremidade dos enrolamentos é conectada a um inversor. A viabilidade desta configuração é analisada neste trabalho. Os conversores utilizados nas simulações são o conversor multinível grampeado a diodos de três níveis e o conversor multinível MLC² de cinco níveis. Foram adotadas nas simulações as estratégias de modulação S-PWM e SVM. Também, foi analisada a estratégia de chavear um dos conversores atrasados em relação ao outro, aplicando um sinal modulante atrasado de um ângulo α. Para análise da viabilidade de utilização desta configuração, foi dada ênfase aos resultados obtidos de THD e níveis de corrente e tensão sobre os dispositivos semicondutores.

Palavras-chave: *All-electric-Ship*; Conversores Multiníveis; MLC²; Motor de terminais abertos; Propulsão Naval.

ABSTRACT

MARTINS, Diogo. *Propulsion systems of ships under the All-electric Ship concept:.* analysis of the application of dual multilevel converters in motor drive with open-end windings. 2018 137p. Dissertation (Master Degree in Electronic Engineering) – Faculty of Engineering, University of the State of Rio de Janeiro, Rio de Janeiro, 2018.

With the development of power electronics, interest in ships under the All-electric Ship concept has increased. From this perspective, all systems installed on board, even the most demanding as the propulsion systems are converted to electrical systems. In this context, the use of converters becomes essential. This dissertation analyzes the use of multilevel converters applied to large power engines, such as those found in propulsion systems. The topology presented consists of the use of dual multilevel converters connected to induction motors with their terminals open, that is, each end of the windings is connected to an inverter. The feasibility of this configuration is analyzed in this work. The converters used in the simulations are the three level diode clamped converter and the five level MLC^2 multilevel converter. S-PWM and SVM modulation strategies were adopted in the simulations. Also, a switching strategy where one converter is delayed relative to the other has been analyzed by applying modulating signals delayed by α degrees. To analyze the feasibility of using this configuration, emphasis was given to the results obtained from THD and current and voltage levels on the semiconductor devices.

Keywords: All-electric Ship; Multilevel converters; MLC^2; Ship Propulsion; Open-end winding motors.

LISTA DE FIGURAS

Figura 1 - Navio americano USS Jupiter [6]..... 22
Figura 2 - Contratorpedeiro Inglês HMS Daring – Type 45 [8]..... 23
Figura 3 - Diagrama da planta elétrica do Contratorpedeiro Type 45 24
Figura 4 - Ramo de uma fase de um inversor 2 níveis (a), três níveis (b) e 5 níveis (c)..... 29
Figura 5 - Ramo do inversor NPC - 3 níveis..... 32
Figura 6 - Estados das chaves NPC - 3 níveis: . (a) S1 e S2 fechado; (b) S2 e Q3 fechado; (c) S3 e S4 fechado 33
Figura 7 - Ramo do inversor NPC - 5 níveis..... 33
Figura 8 - Ramo para conversor de três níveis com capacitor flutuante..... 36
Figura 9 - Ramo para conversor de cinco níveis com capacitor flutuante..... 37
Figura 10 - Conversor em cascata de 9 níveis..... 39
Figura 11 - Topologia do ramo da fase “a” um conversor multinível modular.. 41
Figura 12 - Conversor Multinível com Células Generalizadas 42
Figura 13 - Conversor Multinível com Módulos Híbridos de Múltiplos Níveis . 43
Figura 14 - Conversor Multinível com Módulos Híbridos Assimétricos..... 44
Figura 15 - Topologia Conversor MLC² m-níveis..... 45
Figura 16 - Topologia MLC² - 5 níveis comum..... 46
Figura 17 - Topologia MLC² - 5 níveis modular..... 47
Figura 18 - Classificação das estratégias PWM de modulação para conversores multiníveis..... 51
Figura 19 - Representação da saída de tensão para conversor monofásico de ponte completa modulação S-PWM..... 52
Figura 20 - Sinal de referência e suas portadoras e sinais de chaveamento para S1a, S1, S2 e S2a..... 53
Figura 21 - Gerador de pulsos MLC² - 5 níveis..... 53
Figura 22 - Diagrama vetor espacial para conversor de dois níveis..... 55
Figura 23 - Diagrama vetor espacial para conversor de três níveis..... 56
Figura 24 - Sinal de referência e suas portadoras e sinais de chaveamento para S1a, S1, S2 e S2a..... 61

Figura 25 - Modulador SVM em *Matlab/Simulink*..... 61
Figura 26 - Divisão do setor 1 para determinação de tempos de chaveamento..... 63
Figura 27 - Motor com terminais abertos alimentado por dois conversores de dois níveis..... 66
Figura 28 - Configuração em Y no caso de falha no conversor 2..... 67
Figura 29 - Estrutura para fechamento em delta..... 67
Figura 30 - Padrões vetoriais, (a)$V_{dc2} = 0$; (b) $V_{dc2} = \frac{1}{5}V_{dc1}$; (c) $V_{dc2} = \frac{1}{2}V_{dc1}$ e (d) $V_{dc2} = V_{dc1}$..... 69
Figura 31 - Conversor NPC-3 níveis dual..... 71
Figura 32 - Conversor MLC² - 5 níveis dual..... 71
Figura 33 - Geração de sinais de referência para fase “a”..... 72
Figura 34 - *“Squirrel-cage-rotor asynchronous machine with fundamental parameterization”*..... 75
Figura 35 - Circuito equivalente monofásico do motor de indução trifásico..... 76
Figura 36 - *“Machine mechanical power (pu)”*..... 77
Figura 37 – Diagrama esquemático do controlador V/Hz..... 78
Figura 38 - Conversor NPC - 3 níveis com motor de indução..... 79
Figura 39 - Tensões e correntes conversor NPC – 3 níveis (a esquerda, chaveamento S-PWM e a direita, SV-PWM)..... 81
Figura 40 - Tensões e correntes sobre IGBTs no conversor NPC – 3 níveis (a esquerda, chaveamento S-PWM e a direita, SV-PWM)..... 82
Figura 41 - Rotação e potência demandada do motor com conversor NPC – 3 níveis (a esquerda, chaveamento S-PWM e a direita, SV-PWM)..... 83
Figura 42 - Espectro de Fourier no conversor NPC – 3 níveis (a esquerda, chaveamento S-PWM e a direita, SV-PWM)..... 84
Figura 43 - Conversor MLC² - 5 níveis com motor de indução..... 85
Figura 44 - Tensões e correntes conversor MLC² - 5 níveis (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 87
Figura 45 - Tensões sobre IGBTs no conversor MLC² - 5 níveis (a esquerda, chaveamento S-PWM e a direita, SV-PWM)..... 88
Figura 46 - Correntes sobre IGBTs no conversor MLC² - 5 níveis (a

esquerda, chaveamento S-PWM e a direita, SV-PWM)..... 89
Figura 47 - Rotação e potência demandada do motor com conversor MLC² - 5 níveis (a esquerda, chaveamento S-PWM e a direita, SV-PWM)..... 90
Figura 48 - Espectro de Fourier no conversor MLC² - 5 níveis (a esquerda, chaveamento S-PWM e a direita, SV-PWM)..... 91
Figura 49 - Conversor NPC - 3 níveis dual com motor de indução com terminais abertos..... 92
Figura 50 - Tensões e correntes conversor NPC - 3 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 95
Figura 51 - Correntes e tensão sobre IGBTs no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 96
Figura 52 - Rotação e potência demandada do motor com Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM) 97
Figura 53 - Espectro de Fourier no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 98
Figura 54 - Tensões e correntes conversor NPC - 3 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 99
Figura 55 - Correntes e tensão sobre IGBTs no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM).... 100
Figura 56 - Rotação e potência demandada do motor com Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 101
Figura 57 - Espectro de Fourier no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 102
Figura 58 - Tensões e correntes conversor NPC - 3 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 103
Figura 59 - Correntes e tensão sobre IGBTs no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM).... 104
Figura 60 - Rotação e potência demandada do motor com Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 105
Figura 61 - Espectro de Fourier no Conversor NPC - 3 níveis dual

defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 106
Figura 62 - Conversor MLC² - 5 níveis dual com motor de indução com terminais abertos..... 107
Figura 63 - Tensões e correntes Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 110
Figura 64 - Tensões sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 111
Figura 65 - Correntes sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 112
Figura 66 - Rotação e potência demandada do motor com Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 113
Figura 67 - Espectro de Fourier no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 114
Figura 68 - Tensões e correntes Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 115
Figura 69 - Tensões sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 116
Figura 70 - Correntes sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 117
Figura 71 - Rotação e potência demandada do motor com Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 118
Figura 72 - Espectro de Fourier no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 119
Figura 73 - Tensões e correntes Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 120
Figura 74 - Tensões sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 121
Figura 75 - Correntes sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 122
Figura 76 - Rotação e potência demandada do motor com Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita,

SVM)..... 123
Figura 77 - Espectro de Fourier no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)..... 124

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 - Parâmetros para conversores comerciais..... 27
Tabela 2 - Configuração de chaves para NPC - 5 níveis..... 34
Tabela 3 - Configuração de chaves para inversor com capacitor flutuante – 3 níveis..... 36
Tabela 4 - Configuração de chaves para inversor com capacitor flutuante – 5 níveis..... 37
Tabela 5 - Configuração das chaves para MLC² - 5 níveis comum..... 46
Tabela 6 - Configuração das chaves para MLC² - 5 níveis modular..... 48
Tabela 7 - Vetores espaciais, magnitude e seus ângulos e os possíveis estados de chaveamento para um conversor 3 níveis..... 56
Tabela 8 - Setores e regiões para conversor de 3 níveis..... 58
Tabela 9 - Tensões de referência para fase “a” em modulação SVM..... 59
Tabela 10 - Sequência de chaveamento para $Vref$ na região 7..... 63
Tabela 11 - Parâmetros motor de indução..... 76
Tabela 12 - Parâmetros do bloco "Potência mecânica da máquina"..... 77
Tabela 13 - Resultados da simulação do conversor NPC-3 níveis..... 80
Tabela 14 - Resultados da simulação do conversor MLC² - 5 níveis..... 86
Tabela 15 - Resultados da simulação do conversor NPC - 3 níveis dual..... 94
Tabela 16 - Resultados da simulação do conversor MLC² - 5 níveis dual..... 109

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AEPS - Advanced Electric Power Systems

CC - Corrente Contínua

FUC – Fator de Utilização da chave

IEP - Integrated Electric Propulsion

IGBT – Insular Gate Bipolar Transistor

MCU - Multilevel Clamping Unit

MLC^2 - Multilevel-Clamped Multilevel Converter

NDRC - National Defense Research Committee

NPC - Neutral Point Clamped

OeW - Open-end windings

PWM - Pulse Width Modulation

SDCS - Separeted DC Sources

SHE-PWM - Selective Harmonic Elimination PWM

S-PWM - Sinuidal PWM

SVM - Space Vector Modulation

THD – Total Harmonic Distortion

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO..... 18
1. HISTÓRIA DA PROPULSÃO NAVAL..... 21
1.1 Evolução..... 21
1.2 O conceito *All-electric Ship* 24
1.2.1 Propulsão elétrica integrada..... 26
1.3 Conclusões parciais..... 27
2. CONVERSORES MULTINÍVEIS..... 29
2.1 Conversor multinível com diodo de grampeamento..... 31
2.1.1 Topologia..... 31
2.1.1.1 Conversor NPC - 3 níveis..... 31
2.1.1.2 Conversor NPC - 5 níveis..... 33
2.1.2 Vantagens e desvantagens..... 35
2.2 Conversor multinível com capacitor flutuante..... 35
2.2.1 Topologia..... 35
2.2.1.1 Conversor com capacitores flutuantes de 3 níveis..... 36
2.2.2 Conversor com capacitores flutuantes de 5 níveis 37
2.2.3 Vantagens e desvantagens..... 38
2.3 Conversor multinível com módulos em cascata..... 38
2.3.1 Topologia..... 38
2.3.2 Vantagens e desvantagens..... 40
2.4 Outras topologias multiníveis..... 40
2.4.1 Conversor multinível modular..... 40
2.4.2 Conversor multinível com células generalizadas..... 41
2.4.3 Conversor multinível com módulos híbridos de múltiplos Níveis (Mixed-Level)..... 42
2.4.4 Conversor multinível com módulos híbridos assimétricos..... 43
2.5 Conversor MLC²..... 44
2.5.1 MLC² - 5 níveis – modo comum..... 45
2.5.2 MLC² - 5 níveis – modo modular..... 47
2.6 Conclusões parciais..... 48

3. PRINCIPAIS ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO..... 50
3.1 Conceito..... 50
3.2 PWM Senoidal..... 51
3.3 PWM – Vetor Espacial (SVM)..... 54
3.3.1 Definição dos vetores espaciais e seus estados de chaveamento..... 54
3.3.2 Identificação dos setores e regiões 57
3.3.3 Cálculo do tempo de chaveamento..... 58
3.3.4 Determinação da sequência de chaveamento..... 62
3.4 Outras estratégias de modulação..... 63
3.4.1 Eliminação seletiva de Harmônicos (SHE-PWM)..... 64
3.4.2 Modulação Sigma-delta..... 64
3.5 Conclusões parciais..... 64
4. MOTORES COM TERMINAIS ABERTOS - CONVERSORES MULTINÍVEIS DUAIS..... 66
4.1 Topologia..... 66
4.2 Comparação com um conversor dois níveis padrão..... 69
4.2.1 Aproveitamento do barramento CC..... 69
4.2.2 Fator de utilização da chave..... 70
4.3 Estratégia de chaveamento para NPC-3 níveis e MLC²- 5 níveis duais..... 70
4.4 Conclusões parciais..... 73
5. SIMULAÇÕES E ANÁLISE DE RESULTADOS..... 75
5.1 Considerações iniciais..... 75
5.1.1 Motor de indução..... 75
5.1.2 Potência mecânica da máquina..... 76
5.1.3 Barramento CC..... 77
5.1.4 Controle de velocidade – Controle V/Hz..... 78
5.2 Simulações e análise de resultados dos conversores NPC – 3níveis e MLC² - 5 níveis em sua forma padrão..... 78
5.2.1 Conversor NPC-3 níveis..... 78
5.2.2 Conversor MLC²..... 85
5.3 Simulações e análise de resultados dos conversores NPC – 3níveis

e MLC² - 5 níveis em forma dual..... 92
5.3.1 Conversor NPC - 3 níveis – Dual..... 92
5.3.2 Conversor MLC² - 5 níveis – Dual..... 107
5.4 Conclusões parciais..... 125
CONCLUSÕES..... 127
Propostas para trabalhos futuros..... 129
REFERÊNCIAS..... 131

INTRODUÇÃO

Em 1913, a Marinha Americana instalou a bordo do Navio *"USS Júpiter"* um sistema de propulsão composto de um turbogerador de 5,5MW, que alimentava dois motores de indução ligados diretamente ao eixo, dando início a história da propulsão elétrica naval [5].

Devido a limitações tecnológicas dos equipamentos eletroeletrônicos, a propulsão mecânica dominou o cenário durante o século XX. No entanto, com avanços obtidos nas últimas décadas na área de eletrônica de potência, tornando possível controlar motores elétricos por variação de velocidade em uma ampla faixa de potência com soluções compactas, confiáveis e de custo competitivo, o interesse pela propulsão elétrica renasceu.

As vantagens obtidas com o uso da propulsão elétrica vêm criando grande interesse em navios baseados no conceito *"All-electric Ship ".* Os navios construídos sob esse conceito necessitam de sistemas de potência confiáveis que possibilitem a economia de combustível e redução de emissões, e ainda assim estes navios devem ser capazes de atender às demandas de energia crescentes.

Nesse cenário, o uso de conversores dc-ac torna-se primordial, pois através dele gera-se tensões senoidais onde a sua amplitude e frequência podem ser controladas. Dentre as topologias para inversores apresentadas, tem-se destacado os chamados conversores multiníveis.

A presente dissertação analisa a aplicação dos conversores multiníveis no acionamento de máquinas de alta potência, comumente usadas nas plantas navais para propulsão.

O foco do trabalho está na topologia utilizando conversores multiníveis duais conectados a motores de indução com seus terminais abertos, ou seja, cada extremidade dos enrolamentos é conectada a um inversor. A viabilidade desta configuração é analisada neste trabalho. Os conversores utilizados nas simulações são o conversor multinível grampeado a diodos de três níveis e o conversor multinível MLC² de cinco níveis. Foram adotadas nas simulações as estratégias de modulação S-PWM e SVM. Também, foi analisada a estratégia de chavear um dos conversores atrasados em relação ao outro, aplicando um sinal modulante atrasado de um ângulo α. Para análise da viabilidade de utilização desta configuração, foi

dada ênfase aos resultados obtidos de THD e níveis de corrente e tensão sobre os dispositivos semicondutores.

Objetivos

- Levantamento da história da propulsão naval e sua evolução;
- Definição do conceito *All-electric Ship ;*
- Estudos do estado da arte das principais topologias multiníveis e de suas respectivas estratégias de modulação;
- Apresentação do conversor multinível MLC²;
- Estudo das principais estratégias de modulação com ênfase a S-PWM e SVM; e
- Apresentação da topologia com conversores duais acionando motores com terminais abertos com simulações e análise de resultados.

Estrutura da dissertação

A presente dissertação está dividida em cinco capítulos, além da introdução e conclusão final. Ao final de cada capítulo são apresentadas as conclusões parciais.

O capítulo um apresenta a história da propulsão naval, demonstrando a sua evolução ao longo do tempo, terminando com o uso da propulsão elétrica sob o conceito *All-electric Ship* e a tendência das grandes potências mundiais em adotá-lo.

No capítulo dois é efetuado o estudo do estado da arte no que se refere a conversores multiníveis. Também é apresentado o conversor multinível MLC², sua configuração e vantagens em utilizá-lo.

O capítulo três é realizado o estudo das principais estratégias de modulação com ênfase a S-PWM e SVM, que atualmente são as mais empregadas.

O capítulo quatro apresenta a topologia de acionamento de motores com terminais abertos utilizando conversores duais. Para chaveamento dos conversores, foi proposta uma estratégia que consiste em chavear um dos conversores atrasados em relação ao outro, aplicando um sinal modulante atrasado de um ângulo α.

Finalmente, no capítulo cinco, são apresentados os dados obtidos com as simulações efetuadas. Após, são apresentadas as conclusões obtidas com o desenvolvimento do presente trabalho, além de algumas propostas para trabalhos futuros.

1 HISTÓRIA DA PROPULSÃO NAVAL

1.1 Evolução

Desde os primórdios da civilização, o mar é considerado uma importante fonte de recursos, sendo explorado de diversas formas, como pesca, extração mineral e de petróleo, transporte, comércio e defesa.

Inicialmente, os barcos eram propulsionados através da força humana com a utilização de remos, limitando as navegações a trechos relativamente pequenos.

Com o surgimento dos barcos a vela, foi possível um afastamento maior da costa. Foi assim que começaram as grandes navegações, culminando, por exemplo, a chegada de Cabral ao Brasil.

Durante muito tempo, as velas foram o principal meio de propulsão naval. Foi com o surgimento e desenvolvimento dos motores a vapor entre os séculos XVIII e XIX que as velas deixam de ser usadas. Um dos primeiros navios de guerra totalmente metálico e com hélice foi o USS Monitor, lançado ao mar em 1862 e dotado de propulsão a vapor e um hélice, participou da batalha da Guerra Civil Americana e travou uma luta contra o navio USS Merrimack, sendo considerada a primeira batalha entre navios blindados e o início de uma nova era na guerra naval, marcando a mudança de madeira e vela para ferro e vapor [1].

Com o surgimento dos motores a diesel em meados dos séculos XIX, estes passam a ser mais utilizados, pois o seu maior rendimento diminuiu o consumo de combustível e possibilitou o transporte de cargas cada vez maiores. Já em 1940, cerca de 30% de toda carga transportada por meio marítimo utilizava propulsão a diesel. Atualmente, a frota mundial de navios mercantes utiliza predominantemente motores a diesel em suas instalações propulsoras e sistemas auxiliares, sendo a instalação propulsora diesel-mecânica mais comum, estando a instalação propulsora Diesel-elétrica em largo crescimento [2].

Durante o século XX, o desenvolvimento de novas tecnologias permitiu o avanço dos estudos na área de energia nuclear. Em 1940, o Presidente americano F. D. Roosevelt criou o NDRC (*National Defense Research Committee*) com a finalidade de desenvolver pesquisas associadas a problemas de defesa. No dia 2 de dezembro de 1942, entrou em operação o primeiro Reator Nuclear, com uma reação em cadeia autossustentável [3]. Na manhã de 16 de julho de 1945, foi realizado o

primeiro teste da bomba atômica no deserto de Alamogordo (Novo México). Em agosto daquele mesmo ano, duas bombas atômicas foram lançadas sobre o Japão.

Após a segunda guerra, o desenvolvimento de reatores foi continuado e a primeira embarcação a receber um protótipo de reator para geração de energia a bordo foi o submarino *Nautilus*, que entrou em operação em 1954 [4].

Atualmente, há porta-aviões, submarinos e navios quebra-gelo que utilizam plantas nucleares a bordo. No Brasil, está sendo desenvolvido o primeiro submarino nuclear Brasileiro através de uma parceria com a França para transferência de tecnologia [72].

O conceito de propulsão elétrica surgiu há mais de 100 anos. Experimentalmente, a Marinha Americana, em 1913, instalou a bordo do Navio *"USS Jupiter",* figura 1, um sistema de propulsão composto de um turbogerador de 5,5MW, que alimentava dois motores de indução ligados diretamente ao eixo [5].

Figura 1 – Navio americano *USS Jupite*r [6]

Apesar do conceito não ser novo, ao longo do século XX, devido a limitações tecnológicas dos equipamentos eletro-eletrônicos, a propulsão mecânica dominou o cenário. No entanto, os avanços obtidos nas últimas décadas na área de eletrônica de potência tornaram possível controlar motores elétricos por variação de velocidade em uma ampla faixa de potência e, assim, a apresentação de soluções compactas, confiáveis e de custo competitivo fez o interesse pela propulsão elétrica renascer [7].

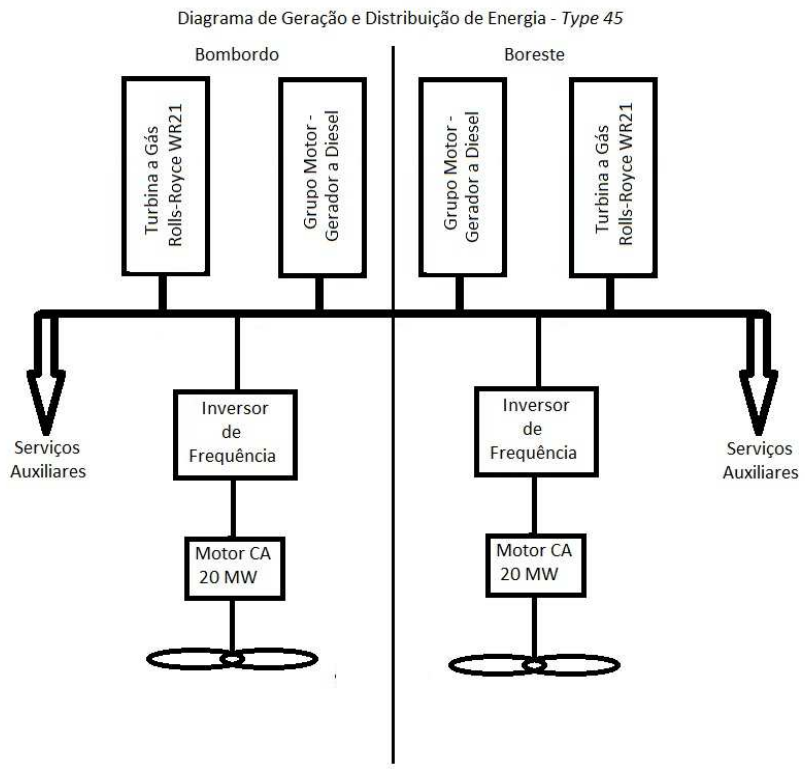
Atualmente, a propulsão convencional mecânica está perdendo mercado em virtude da história de sucessos, ao longo dos últimos 30 anos, da aplicação da propulsão elétrica.

A propulsão realizada através de controle de acionamento de motores elétricos já é padrão para navios comerciais e de cruzeiro e, nas Marinhas Americana e do Reino Unido, já há consenso que este tipo de propulsão terá também papel fundamental para que os objetivos da futura Frota Naval Elétrica daquelas forças sejam alcançados [5].

Em relação à Marinha Real Britânica, já é realidade a utilização de navios de guerra com propulsão elétrica. A construção de 6 torpedeiros Classe "*Daring*", ou "*Type 45*", figura 2, foi concluída, sendo o primeiro a entrar em serviço em 2009, e o último em 2013. Estes navios possuem como motor elétrico principal, um motor de indução avançado composto de 6 pares de polos e quinze fases, capaz de proporcionar um torque de 1.061MNm [2]. A figura 3 ilustra, de maneira simplificada, o diagrama da planta elétrica do Contratorpedeiro Classe "*Daring" – "Type 45".*

Figura 2 – Contratorpedeiro Inglês HMS *Daring* – Type 45 [8]

Figura 3 – Diagrama da planta elétrica do Contratorpedeiro Type 45



Observa-se que nessa classe de navios os grupos motores-geradores ou turbinas-geradores estão voltados exclusivamente a geração de energia elétrica, sendo todas as cargas alimentadas por um barramento comum. Esta estrutura remete ao conceito *All-electric Ship* que será apresentado a seguir.

1.2 O conceito *All-electric Ship*

As vantagens obtidas com o uso da propulsão elétrica vêm criando grande interesse em navios baseados no conceito *"All-electric Ship ".* Sob esta ótica, os navios serão dotados de AEPS (*Advanced Electric Power Systems*) onde haverá conversão de praticamente todos os sistemas, até mesmo os mais exigentes como catapultas de navios aeródromos e sistemas de propulsão, para sistemas elétricos [9].

Nos navios baseados neste conceito, a geração de energia poderá ser localizada em qualquer parte do navio, o que proporciona grande flexibilidade ao projeto. Também há redução no espaço utilizado para instalação dos sistemas auxiliares, facilitando sua manutenção e otimizando a instalação de sistemas de controle [10].

Este conceito vem sendo considerado a solução mais adequada às necessidades apresentadas para o teatro de operações navais vislumbrado para o futuro [10], sendo uma transição tão importante quanto a ocorrida das velas para o vapor e para a nuclear [9].

Para algumas marinhas de guerra, este conceito já vem sendo desenvolvido e vem apresentando alguns resultados, tais como:

- Os contratorpedeiros classe *"Daring"* da Marinha Real Britânica;
- Os *Destroyers* Classe DD da Marina Americana; e
- As Fragatas Classe *Horizon* da marinha Francesa.

Os navios construídos baseados nesse conceito necessitam de sistemas de potência confiáveis que possibilitem a economia de combustível e redução de emissões, e ainda assim, as plantas geradoras devem ser capazes de atender às demandas de energia crescentes [11].

Dentre as vantagens deste conceito destacam-se [2]:

- Motores a diesel operando em seu ponto ótimo, reduzindo a quantidade de combustível consumido e assim, também reduzindo a emissão de poluentes;
- Maior velocidade no controle de avarias, pois a energia elétrica pode ser transmitida por linhas alternativas com maior facilidade;
- Redução de vibrações e ruídos, diminuindo o desgate de peças móveis e, no caso de navios militares, diminuindo sua detectibilidade;
- Redução do espaço necessário para instalação do maquinário em relação às configurações convencionais a diesel.

Porém, também há desvantagens que precisam ser consideradas tais como [12]:

- Redução da eficiência energética dos navios que operam a velocidade máxima devido a perdas;
- Os motores voltados à propulsão e os conversores de eletrônica de potência são relativamente mais caros. No caso de navios de guerra, comparando sistemas equivalentes mecânicos e elétricos, o custo pode ser algo em torno de 25% maior;
- Treinamento da tripulação para operar sistemas automatizados é completamente diferente dos necessários para sistemas mecânicos.

1.2.1 Propulsão elétrica integrada

O sistema de propulsão de um navio demanda de 75% a 85% da carga disponível. O navio dotado de propulsão elétrica integrada (*IEP – Integrated Electric Propulsion*) tem toda a energia elétrica gerada a bordo direcionada a um barramento comum que é utilizado tanto por sistemas de propulsão como pelos demais sistemas a bordo [13]. Neste contexto, o uso de inversores torna-se primordial, pois através dele gera-se tensões senoidais onde a sua amplitude e frequência podem ser controladas.

Os quadros de distribuição localizados a bordo passam a ser responsáveis pelo direcionamento destas cargas, podendo alterná-las entre os usuários, dependendo da necessidade de operação. Até mesmo quando o navio está demandando uma grande carga para o sistema de propulsão, esta pode ser momentaneamente desviada para atender outra necessidade sem necessariamente reduzir a velocidade do navio, tal como um sistema de arma que demande uma alta potência em um curto espaço de tempo [13].

Esta flexibilidade de alternar a energia entre as cargas de bordo fornece um alto grau de redundância, capacidade de operação e reconfiguração, características primordiais a navios comerciais e principalmente militares [13].

Para atender a essas necessidades, o uso de conversores multiníveis é essencial. O trabalho apresentado busca demonstrar alternativas no uso desses conversores para aplicação em motores de grande porte, que é o caso daqueles voltados a propulsão naval. Após análise dos equipamentos ora existentes no mercado, observou-se que o uso de conversores grampeados a diodos são os mais comuns empregados. A tabela 1 apresenta os dados obtidos durante esta análise [14] [15] [16] [17].

	Desenvolvedor		
Parâmetro	ABB [15]	GE [16]	Siemens [17]
Modelo	ACS 6000	MV 7000	GM 150
Potência de saída	5 – 36 MW	3 - 81 MW	10 – 27 MW
Tensão de saída	2,3 – 3,3 kV	0 - 6.6 kV	3,3 kV
Frequência de saída	0 – 75 Hz	0 - 90Hz	0 -150 Hz
Topologia de entrada	- Retificador a diodos 6/12/24 pulsos; - Retificador ativo 6/12/18 pulsos.	- Retificador a diodos 12/36 pulsos; - Retificador ativo 6 pulsos.	- Retificador a diodos 12/24 pulsos.
Topologia de saída	NPC 3 / 5 níveis - IGBT	NPC 3 níveis - IGBT	NPC 3 níveis – IGBT ou IGCT

Tabela 1 – Parâmetros para conversores comerciais

1.3 Conclusões parciais

A propulsão de meios navais evoluiu consideravelmente nos últimos 100 anos com destaque para o uso da energia nuclear e adoção de energia elétrica para acionamento de motores de grande porte.

O desenvolvimento de meios baseados no conceito *All-electric Ship* é uma realidade nos dias atuais, sendo adotado pelas principais marinhas de guerra pelo mundo. A adoção desse conceito trará grandes vantagens como a redução do consumo de combustível, flexibilidade no projeto e velocidade de resposta na mitigação de avarias.

Para resultados exitosos em projetos baseados nesse conceito, faz-se necessário o desenvolvimento de equipamentos voltados à integração da propulsão elétrica com outras cargas, visto que esta demanda até 85% de toda carga gerada. Assim, o uso de conversores voltados à média tensão e com alta capacidade de potência é imperativo. Grandes empresas vêm desenvolvendo conversores

destinados a esta atividade e, atualmente, muitos já se encontram em operação atendendo a uma ampla faixa de potência.

Para estes conversores, tecnologias já consideradas de sucesso como os conversores NPC-3 níveis são as mais aplicadas, apresentando respostas também satisfatórias nessa aplicação.

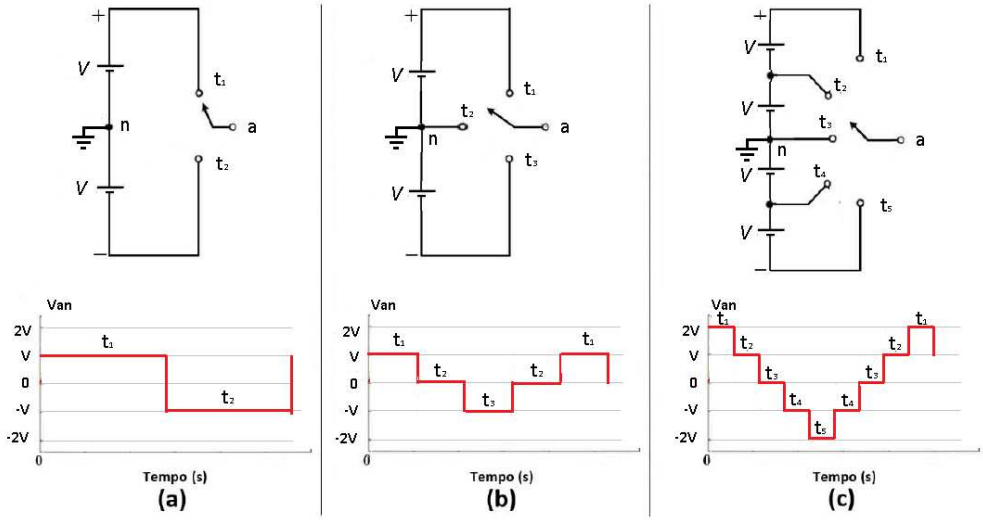
2. CONVERSORES MULTINÍVEIS

Os conversores multiníveis têm recebido crescente atenção nos últimos anos para aplicações de potência elevada. A capacidade de sintetizar tensões de maior amplitude e com melhor conteúdo espectral é a razão principal para este interesse. Entretanto, o maior número de dispositivos semicondutores presentes nas topologias multiníveis implicam no aumento do custo e na complexidade do conversor. Em contrapartida, devido a qualidade espectral melhor que a apresentada em inversores convencionais, os filtros passivos necessários para melhorar a tensão de saída passam a possuir tamanhos reduzidos ou até mesmo serem desnecessários nas topologias multiníveis [18]. Com isto, a aplicação deste tipo de conversor para aplicações de alta potência em média tensão passa a ser viável e seu estudo de grande interesse [19].

Conversores multiníveis são aqueles em que a tensão de saída apresentada é formada por mais de dois níveis de tensão. À medida que aumenta-se o número de níveis, menor é o taxa de distorção harmónica, sendo assim, um inversor de infinítos níveis apresentaria distorção harmônica nula [20].

A figura 4 representa o conversor multinível como uma chave ideal, onde define-se a tensão de saída através da varaiação de sua posição [21].

Figura 4 - Ramo de uma fase de um inversor 2 níveis (a), três níveis (b) e 5 níveis (c)



Considerando que m é o número de níveis da tensão de fase em relação ao terminal negativo do inversor, o número de níveis entre as tensões de duas fases da carga é k [21].

$$k = 2m + 1 \tag{2.1}$$

Assim, o número de níveis da tensão de fase em relação ao neutro de uma carga trifásica conectada em estrela é p [21].

$$p = 2k - 1 \tag{2.2}$$

As vantagens de se utilizar conversores multiníveis são [21]:

- Geração de tensões de saída com baixa distorção harmônica e baixo dv/dt;
- Drenagem da corrente de entrada com baixa distorção harmônica;
- Quando utilizados métodos de modulação adequados, as tensões de modo comum podem ser reduzidas ou eliminadas, aumentando a vida útil dos rolamentos do motor [22];
- Podem operar com baixa frequência de chaveamento e menores perdas.

Atualmente, diversas topologias estão disponíveis para o mercado, sendo três destas as considerada mais clássicas [23]:

- Conversor multinível com diodo de grampeamento;
- Coversor multinível com capacitor flutuante;
- Conversor multinível com módulos em cascata;

A eficiência dos conversores multiníveis já foi comprovada, porém eles ainda apresentam uma grande quantidade de desafios e uma gama tão variada de aplicabilidades que o seu estudo e desenvolvimento é ainda de grande importância [24].

Este capítulo apresenta as topologias dos conversores multiníveis, seu princípio de funcionamento, características, vantagens e desvantagens. Também apresentará outras topologias, tais como o conversor modular multinível, conversor multinível com células generalizadas, conversor multinível com módulos híbridos de múltiplos Níveis (*Mixed-Level*) e o conversor multinível com módulos híbridos assimétricos.

Ao final do capítulo será apresentado o conversor com grampeamento multinível (*Multilevel-Clamped Multilevel Converter - MLC²)* [25], topologia que encontra-se em desenvolvimento e é proposta deste trabalho sua aplicação em acionamento de motores de grande porte, como os direcionados para propulsão naval.

2.1 Conversor multinível com diodo de grampeamento

2.1.1 Topologia

Em 1981, foi proposta pela primeira vez a topologia de conversor multinível conhecida por conversor de ponto neutro grampeado (*NPC –Neutral Point Clamped*). Esta topologia prometia fornecer uma tensão com menores níveis de harmônicos comparados aos circuitos tradicionais utilizados na época [26]. O conversor de ponto neutro proposto por A. Nabae *et al.* [26] é um conversor multinível com diodo de grampeamento de três níveis, conhecido como NPC - 3 níveis. Com o sucesso desta inovação, novas configurações foram propostas e atenção sobre o assunto se expandiu ao longo das décadas [24].

Em uma configuração NPC, o número de fontes, F, em relação ao número de níveis por fase desejados (m) será de:

$$F = m - 1 \tag{2.3}$$

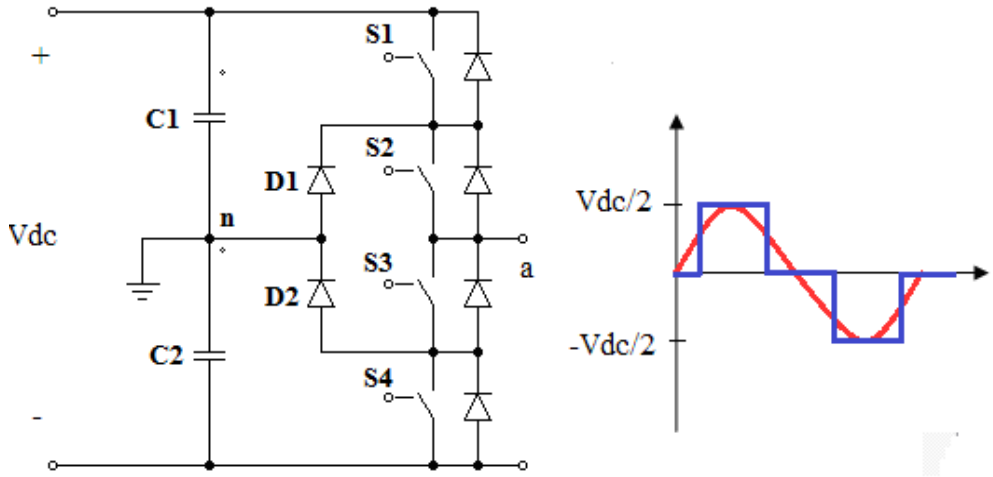
E considerando todas as fontes com mesma tensão, o número de diodos, D, de grampeamento para cada fase de um conversor de m-níveis será de:

$$D = (m - 1)x(m - 2) \tag{2.4}$$

2.1.1.1 Conversor NPC - 3 níveis

A figura 5 demonstra um ramo referente a uma fase para o conversor NPC - 3 níveis e sua respectiva forma de onda:

Figura 5 – Ramo do inversor NPC - 3 níveis.

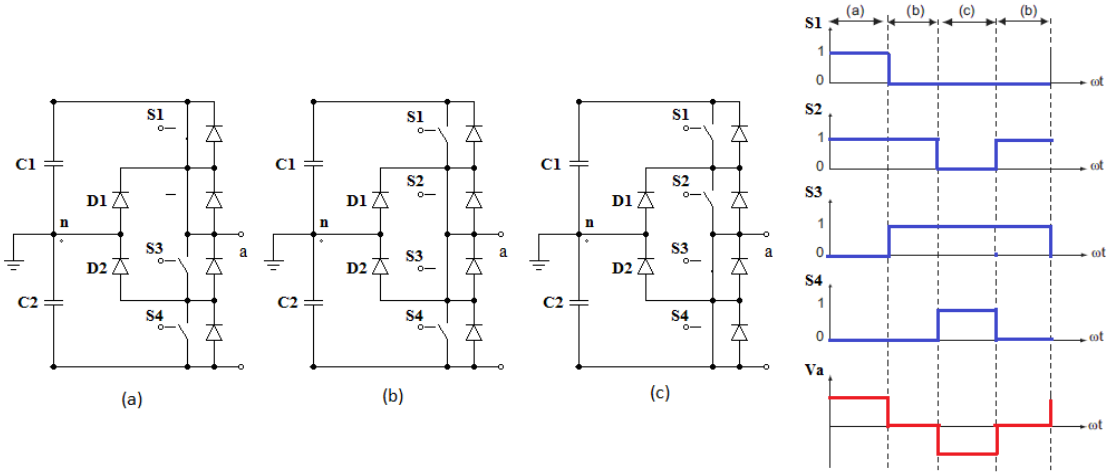


Nesta topologia, Os capacitores C1 e C2 conectados em série dividem a tensão do barramento CC em dois níveis iguais a $Vdc/2$. O ponto "n", intermediário entre eles, faz que a tensão de saída possua três níveis, $Vdc/2$, 0 e $-Vdc/2$. Esse ponto é chamado de neutro “n”. Os pontos intermediários entre as chaves S1 e S2 e entre S3 e S4 é interligado a "n" através dos diodos de grampeamento D1 e D2. Esses diodos são responsáveis por grampear a tensão na chave semicondutora para o valor de metade da tensão do barramento CC [27].

Os três níveis de tensão podem ser obtidos através da comutação das chaves S1 a S4, conforme figura 6 [28].

- Quando S1 e S2 estão fechadas e S3 e S4 abertas, os diodos D1 e D2 não conduzem. Assim, o terminal “a” fica submetido ao potencial positivo do circuito, logo, é gerada uma tensão positiva máxima. Este estado é denotado por estado (a).
- Em seguida, quando S2 e S3 estão fechadas e S1 e S4 estão abertas, o terminal “a” fica conectado ao ponto intermediário "n" através dos diodos D1 ou D2, dependendo do ciclo. Portanto, é possível obter um nível de tensão nulo denotado por estado (b).
- E, quando S3 e S4 são fechadas e S1 e S2 abertas, os diodos D1 e D2 não conduzem. Entretanto, a tensão apresenta um valor mínimo, denotado pelo estado (c), já que o terminal “a” é conectado ao potencial negativo do circuito.

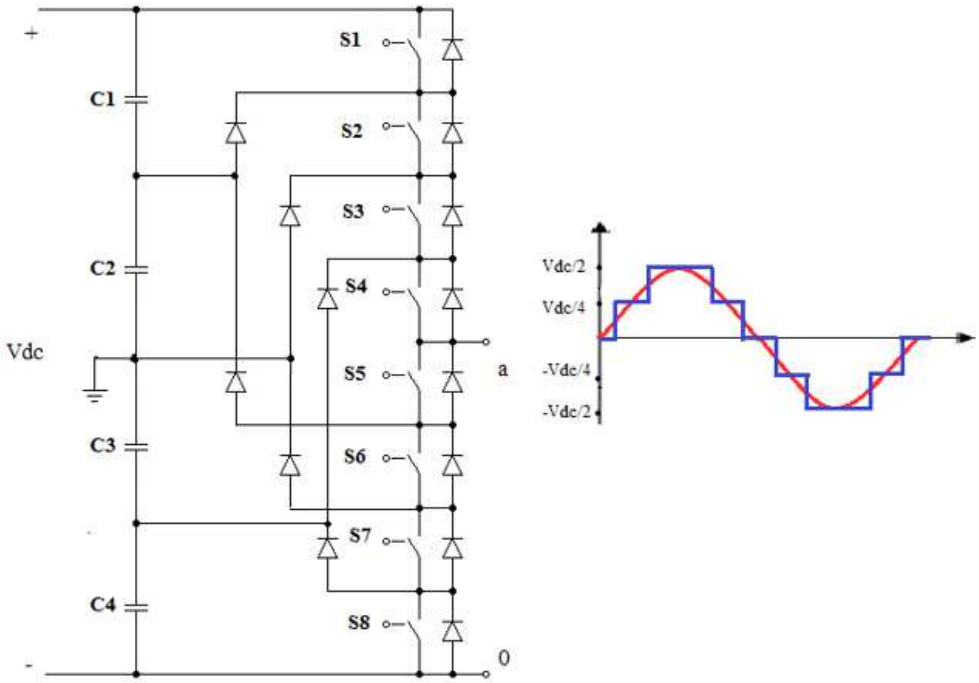
Figura 6 - Estados das chaves NPC - 3 níveis: . (a) S1 e S2 fechado; (b) S2 e Q3 fechado; (c) S3 e S4 fechado.



2.1.1.2 Conversor NPC - 5 níveis

Um ramo referente a uma fase para o conversor NPC - 5 níveis e sua respectiva forma de onda é apresentado na figura 7.

Figura 7 – Ramo do inversor NPC - 5 níveis



Neste caso, os capacitores C1, C2, C3 e C4 conectados em série dividem a tensão do barramento CC em quatro níveis iguais a $Vdc/4$. Assim, cada componente

eletrônico de potência deve ter a tensão limitada para $Vdc/4$ através dos diodos de grampeamento [21].

A tabela 2 mostra a configuração das chaves para cada nível de tensão que deve ser sintetizado tendo o ponto "n" como referência da tensão de saída. Há cinco combinações necessárias para geração dos cinco níveis de tensão entre os pontos "A" e "n", [21].

Nivel de tensão Van	Chaves fechadas
$Vdc/2$	S1, S2, S3, S4
$Vdc/4$	S2, S3, S4, S5
0	S3, S4, S5, S6
$-Vdc/4$	S4, S5, S6, S7
$-Vdc/2$	S5, S6, S7, S8

Tabela 2 – Configuração de chaves para NPC - 5 níveis

Observa-se que são quatro pares de chaves complementares, a saber (S1, S5), (S2, S6), (S3, S7) e (S4, S8) que devem sempre operar em estados opostos, ou seja, por exemplo, quando S1 estiver conduzindo, S4 estará bloqueando [21].

Verifica-se que a complexidade dos inversores de cinco níveis NPC é maior que a apresentada para três níveis. Neste caso, um determinado diodo de grampeamento pode sofrer uma tensão de até $3Vdc/4$, superior em três vezes a tensão sobre outro diodo do circuito. Isso é observado, por exemplo, quando as chaves S1, S2, S3 e S4 estão conduzindo, a tensão sobre o diodo D5 é $3Vdc/4$, constituída pela soma das tensões sobre os capacitores C1, C2 e C3. Nessa mesma configuração de chaves o diodo D1 é submetido apenas a tensão do capacitor C1, ou seja, $Vdc/4$ [21, 29].

Considerando que todos os diodos do conversor possuam as mesmas características, inclusive os mesmos limites máximos de tensão das chaves semicondutoras, o diodo D5 deverá ser composto por um conjunto de três diodos conectados em série. Isso faz com que conversores com maior número de níveis possua também um maior número de componentes, aumentando significativamente o custo desses conversores [21, 29].

2.1.2 Vantagens e desvantagens

Pode-se destacar as seguintes vantagens na utilização de conversores multiníveis grampeados a diodos [29]:

- O aumento do número de níveis diminui o conteúdo harmônico nos terminais dos conversores, reduzindo ou até mesmo eliminando a necessidade de utilização de filtros passivos;
- O aumento do número de níveis também possibilita o uso de técnicas de chaveamento com frequências menores;
- A topologia e o controle das chaves são apropriados para a conexão de conversores na configuração "*back-to-back*".

Porém, há desvantagens que devem ser levadas em consideração, pois limitam a utilização desses conversores em muitas aplicações. São elas [29]:

- Difícil a carga e descarga de energia nos capacitores, devido à controlabilidade limitada. O controle de potência reativa é possível, porém os problemas de controlabilidade são bastante críticos no controle de potência ativa;
- Com o aumento de níveis, o número de diodos aumenta tornando, assim, bastante elevado o custo dos conversores.

2.2 Conversor multinível com capacitor flutuante

2.2.1 Topologia

Os inversores multíníveis com capacitor flutuante, também conhecidos como inversores multiníveis com capacitor bloqueado surgiram nos anos 1990. [21]. Essa topologia trouxe avanços em relação aos inversores multiníveis grampeados a diodos, principalmente no que tange à controlabilidade dos dispositivos semicondutores [20].

Similar ao inversor multinível NPC, os inversores grampeados a capacitores necessitam de um grande número de capacitores para grampear a tensão. Considerando que os capacitores possuem os mesmos limites de tensão que os apresentados pelas chaves semicondutoras, um inversor de m-níveis irá necessitar para cada fase do inversor a seguinte quantidade de capacitores grampeadores, C_f [21]:

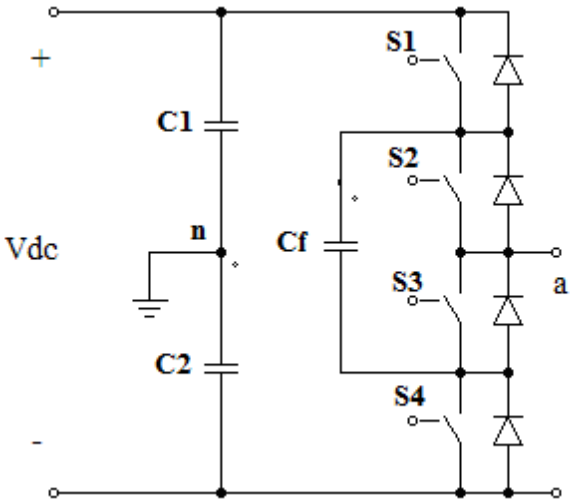
$$C_f = \frac{(m-1)x(m-2)}{2} \tag{2.5}$$

e também, assim como na topologia NPC, $(m-1)$ fontes para o barramento CC.

2.2.1.1 Conversor com capacitores flutuantes de 3 níveis

O conversor multinível de três níveis com capacitores flutuantes é apresentado na figura 8.

Figura 8 – Ramo para conversor de três níveis com capcitor flutuante



Assim como no conversor NPC-3 níveis, a tensão entre os pontos “a” e “n” poderá assumir, $-Vdc/2$, 0 e $+Vdc/2$, a depender da posição das chaves S1, S2, S3 e S4, conforme tabela 3 [21].

Niveis de tensão Van	Chaves Fechadas
$+Vdc/2$	S1 e S2
0	(S1 e S3) ou (S2 e S4)
$-Vdc/2$	S3 e S4

Tabela 3 – Configuração de chaves para inversor com capacitor flutuante – 3 níveis

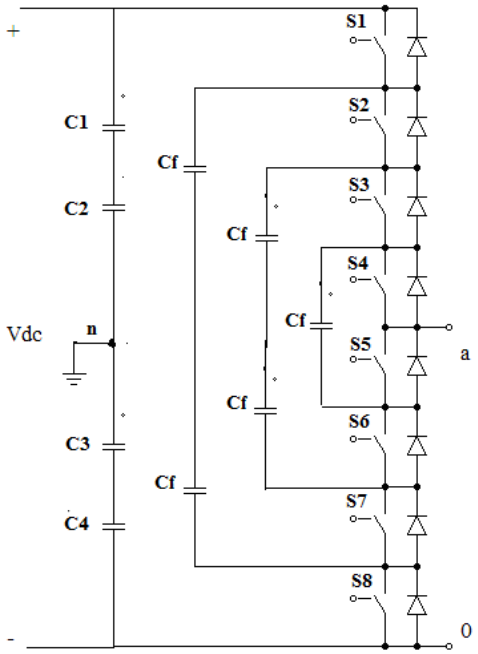
O controle das cargas e descargas dos capacitores é dada através do chaveamento apropriado. No caso, o capacitor C1 carregará quando as chaves S1 e S3 estiverem conduzindo e descarregará quando S2 e S4 estiverem conduzindo.

Sua carga poderá ser balanceada com a escolha apropriada da combinação das chaves semicondutoras para o nível de tensão igual a zero [21].

2.2.2 Conversor com capacitores flutuantes de 5 níveis

Para um coversor de capacitor grampeado de cinco níveis, conforme figura 9, observa-se maior flexibilidade no controle das chaves semicondutoras em relação ao inversores NPC, permitindo melhor controle do fluxo de energia ativa e reativa.

Figura 9 – Ramo para conversor de cinco níveis com capacitor flutuante



A tabela 4 relaciona o chaveamento necessário para cada nível de tensão demandado.

Tensão Van	Chaves Fechada
Vdc/2	S1, S2, S3 e S4
Vdc/4	S1, S2, S3 e S5
	S2, S3, S4 e S8
	S1, S3, S4 e S7
0	S1, S2, S5 e S6
	S3, S4, S7 e S8
	S1, S3, S5 e S7
	S1, S4, S6 e S7
	S2, S4, S6 e S8

	S2, S3, S5 e S8
-Vdc/4	S1, S5, S6 e S7
	S4, S6, S7 e S8
	S3, S5, S7 e S8
-Vdc/2	S5, S6, S7 e S8.

Tabela 4 – Configuração de chaves para inversor com capacitor flutuante – 5 níveis

O procedimento de seleção das combinações para as chaves semicondutoras considera que os capacitores com tensões positivas estão em modo de descarregamento, enquanto que os capacitores com tensões negativas estão em modo de carregamento. A partir da seleção apropriada da combinação dos capacitores é possível balancear a carga nos mesmos [21].

2.2.3 Vantagens e desvantagens

De forma geral, os conversores multiníveis com capacitores flutuantes apresentam as seguintes vantagens [29]:

- O aumento do número de níveis diminui o conteúdo harmônico das tensões geradas e das correntes drenadas nos terminais dos conversores, possibilitando a eliminação de filtros passivos para essas tensões e correntes;
- O aumento do número de níveis também possibilita o uso de técnicas de chaveamento com frequências menores;
- A flexibilidade de controle proporcionada por combinações redundantes das chaves permite um melhor controle do fluxo de energias ativa e reativa.

Algumas desvantagens limitam a utilização desses conversores, sendo que as maiores são [29]:

- Em conversores com muitos níveis o controle se torna bastante complexo;
- O número de capacitores aumenta expressivamente com o aumento do número de níveis, elevando o custo dos conversores.

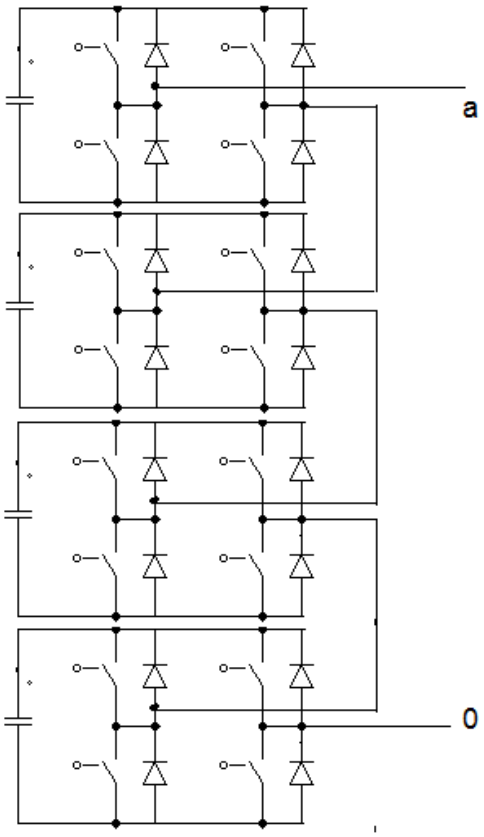
2.3 Conversor multinível com módulos em cascata

2.3.1 Topologia

Dentre as topologias apresentadas, esta é a mais antiga, surgindo em meados da década de 80 [30]. Essa topologia consiste na conexão em série de conversores monofásicos onde cada um possui sua fonte de tensão de CC separada *(SDCS – Separeted DC Sources)* [21].

Para um conversor de nove níveis com quatro células por fase, composta por um conversor de ponte completa cada, conforme figura 10, a tensão resultante será dada pela soma das tensões geradas por cada célula. Cada célula gera três níveis de tensão: -Vdc, 0 e Vdc. Assim para este conversor em cascata os níveis de tensão serão de: $-4Vdc, -3Vdc, -2Vdc, -1Vdc, 0, 1Vdc, 2Vdc, 3Vdc\ e\ 4Vdc$. Formando uma onda bem próxima de uma senoidal, sem a necessidade de usar filtros. [21].

Figura 10 – Conversor em cascata de 9 níveis



Se a tensão aplicada a cada célula for igual, o número de níveis m de tensão será de [31]:

$$m = 3 + 2(p - 1) \tag{2.6}$$

onde p é o número de células.

Comparando com as topologias NPC e capacitor flutuante, observa-se uma menor necessidade de componentes inclusive diodos e capacitores para números maiores de níveis, o que torna o projeto de inversores multiníveis com células em cascata menos oneroso.

Para a expansão dos níveis de potência atendida pelos conversores nesta topologia, basta conectar um número maior de conversores de ponte completa, H-*bridge*, em série, visto que estes módulos são idênticos entre si. Na prática, o número de células utilizadas será determinado por especificações tais como tensão de funcionamento do conversor, requisitos harmônicos e custos de fabricação [32].

2.3.2 Vantagens e desvantagens

A utilização de conversores multiníveis em cascata apresenta as seguintes vantagens [20, 29]:

- Entre os conversores apresentados, esta topologia é a que menos requer componentes para o mesmo número de níveis;
- A possibilidade de uso de circuitos modulares;
- Diminuição do conteúdo harmônico com o aumento do número de níveis, possibilitando a diminuição ou eliminação de filtros passivos para essas tensões e correntes;
- Uso de técnicas de chaveamento com frequências menores devido ao aumento do número de níveis;

  Mas também há desvantagens, cabendo ressaltar [20, 29];
- Necessidade de uso de fontes separadas de tensão;
- Impossibilidade de conexões *back-to-back*, visto que, quando dois conversores não estiverem chaveando sincronizadamente, haverá um curto-circuito entre os terminais, podendo danificar o conversor.

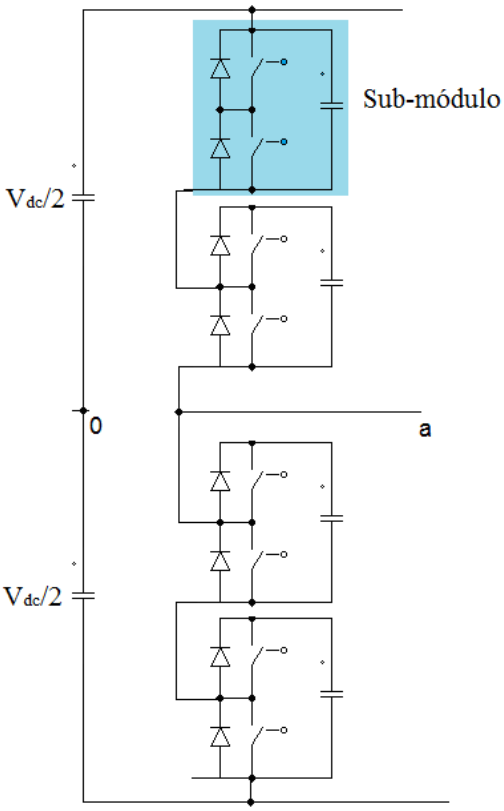
2.4 Outras topologias multiníveis

2.4.1 Conversor multinível modular

A figura 11 apresenta a topologia do ramo da fase “a” um conversor multinível modular que atualmente vem sendo estudado para aplicações em média tensão. Nesta topologia, cada sub-módulo contém um capacitor flutuante ao invés de uma

fonte CC isolada. Algumas das vantagens apresentadas nessa configuração são a baixa perda durante os chaveamentos, baixo dV/dt sobre as chaves individualmente, design reconfigurável e aumento da capacidade de armazenamento de energia [31]. No entanto, um dos grandes desafios desta topologia é corrigir a flutuação de tensão CA em cada sub-módulo, o que ocorre de maneira acentuada na condição de operação de motores em baixa velocidade e alto torque. Também, estratégias mais elaboradas são necessárias para balancear as tensões CC e controlar o fluxo de corrente nas células [33].

Figura 11 - Topologia do ramo da fase “a” um conversor multinível modular

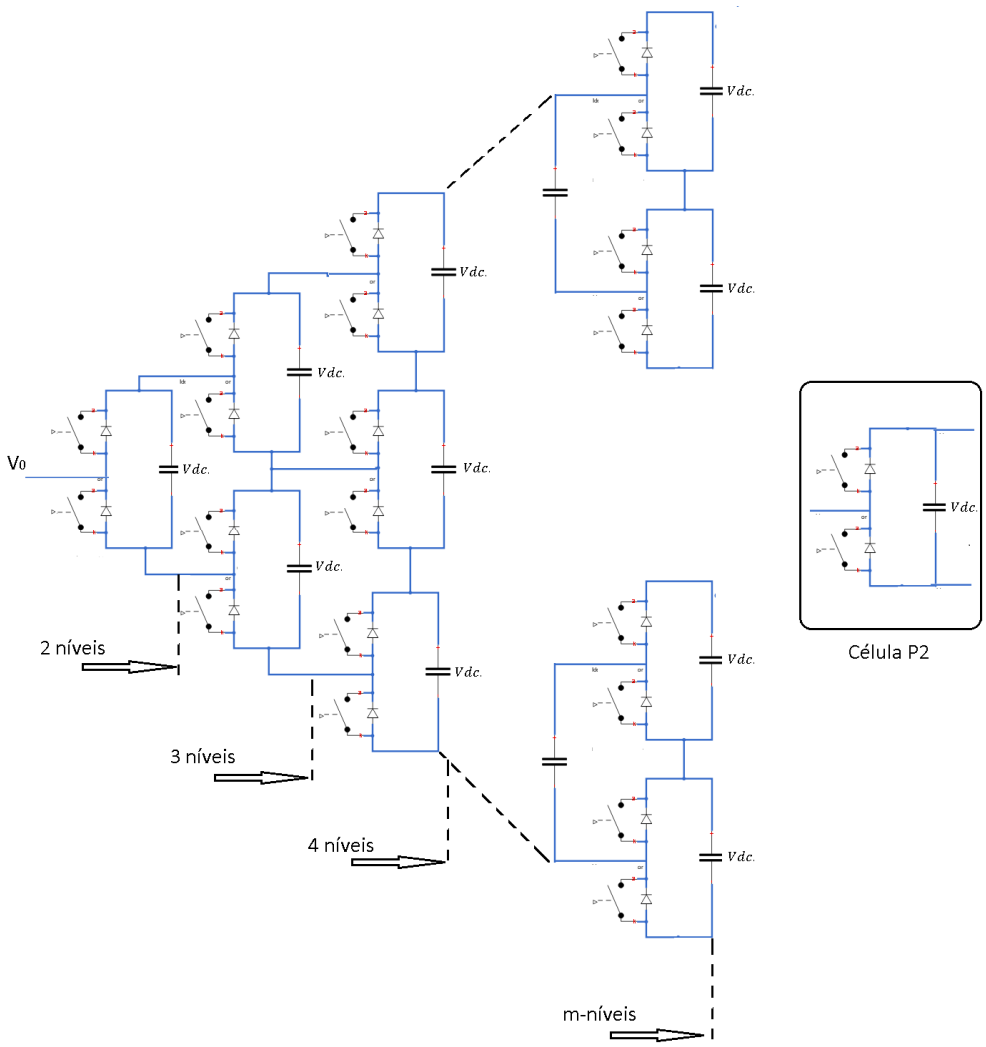


2.4.2 Conversor multinível com células generalizadas

Esta topologia foi apresentada em 2001 e foi concebida de modo que outras, como diodo grampeado ou capacitor flutuante, pudessem ser obtidas através de módulos generalizados. Esta estrutura é capaz de balancear automaticamente os níveis de tensão CC sobre os capacitores para qualquer número de níveis, sem necessidade de outros circuitos auxiliares [34].

A figura 12 apresenta uma fase para um conversor multinível com células generalizadas. Cada um dos dispositivos de chaveamento, cuja tensão é grampeada por diodo ou capacitor possui valor igual a Vdc. Destaca-se que é possível obter qualquer conversor independentemente do número de níveis, até mesmo o de dois níveis, utilizando esta topologia [21].

Figura 12 – Conversor Multinível com Células Generalizadas

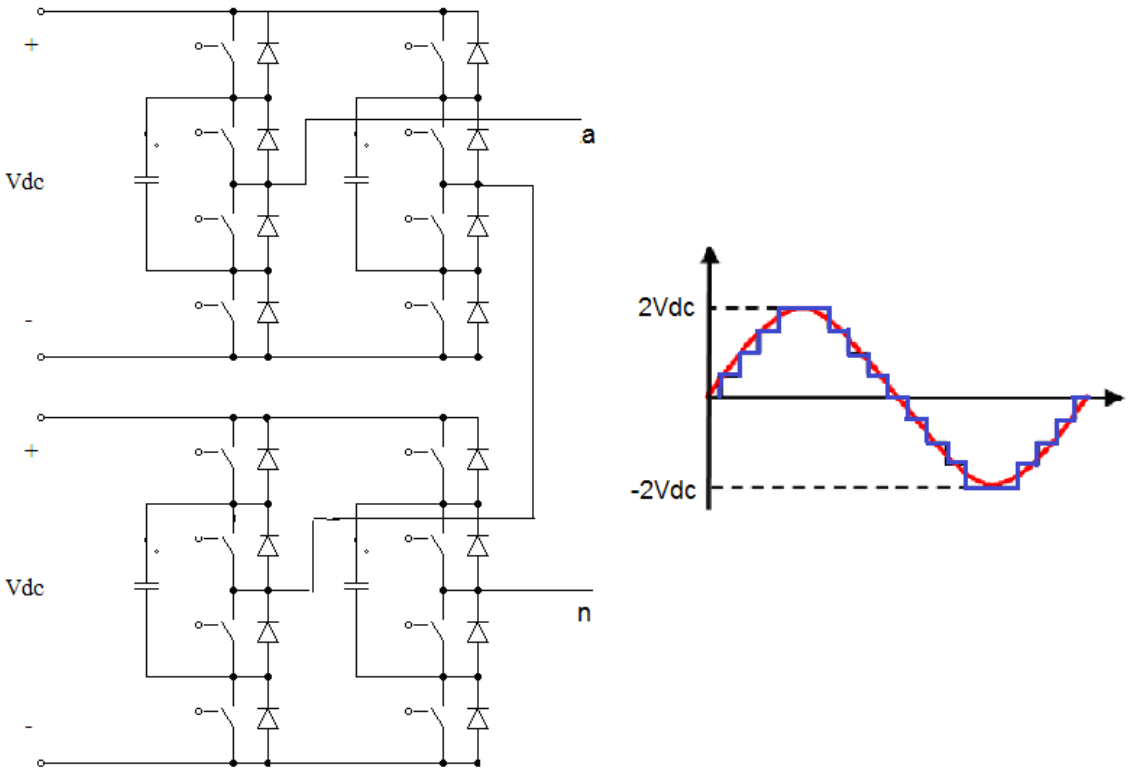


2.4.3 Conversor multinível com módulos híbridos de múltiplos Níveis (*Mixed-Level*)

Para aplicações em alta tensão e alta potência, é possível o uso de inversores multinível de NPC ou capacitor flutuante em substituição aos módulos em ponte-H dos inversores em cascata [35]. O objetivo desta alternativa é diminuir a necessidade de fontes de tensão separadas.

Um inversor de nove níveis em cascata necessita de 12 fontes para um circuito trifásico, 3 por fase. Substituindo os módulos em ponte-H por um inversor de três níveis, o nível de tensão será dobrado para cada módulo. Assim, para obter os mesmos nove níveis, bastam duas fontes de tensão por fase. A figura 13 demonstra esta topologia utilizando no lugar dos módulos, inversor com capacitor grampeado.

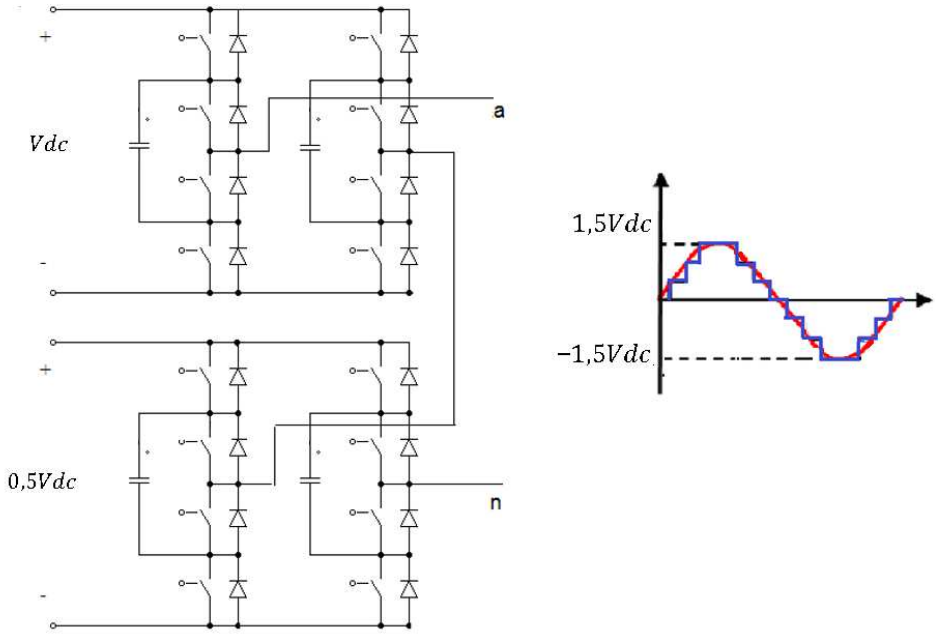
Figura 13 – Conversor Multinível com Módulos Híbridos de Múltiplos Níveis



2.4.4 Conversor multinível com módulos híbridos assimétricos

Nessa topologia combina-se células alimentadas por barramentos com níveis de tensão diferentes. Na figura 14, observa-se um exemplo de um inversor de dois módulos onde a tensão de um é Vdc e do outro é $\frac{Vdc}{2}$. Assim, Pode ser facilmente verificado que é possível sintetizar formas de onda escalonadas com sete níveis de tensão, $-1{,}5Vdc, -Vdc, -0{,}5Vdc,\ 0, 0{,}5Vdc\ , Vdc\ e\ 1{,}5Vdc$ na saída da perna de fase com essa topologia [36 ,37]

Figura 14 - Conversor Multinível com Módulos Híbridos Assimétricos



Dependendo do número de fontes CC disponíveis, os níveis de tensão poderão não estar limitados a uma faixa específica. Assim, é possível acrescentar maior quantidade de níveis, diminuindo a distorção harmônica da tensão de saída.

2.5 Conversor MLC²

O conversor com grampeamento multinível (*Multilevel-Clamped Multilevel Converter - MLC²)* utiliza a tecnologia clássica apresentada no conversor NPC-3 níveis para adicionar novos níveis de tensão. Isso acarreta uma redução das componentes harmônicas na saída e, assim, provê uma qualidade maior na energia [25].

A topologia do MLC² de m-níveis apresentada na figura 15 pode ser dividida em duas partes, uma constituída pela unidade de grampeamento multinível (*Multilevel Clamping Unit – MCU*) e a outra pelo ramo principal de fase, o qual disponibiliza a tensão de saída do conversor na fase “a” [25].

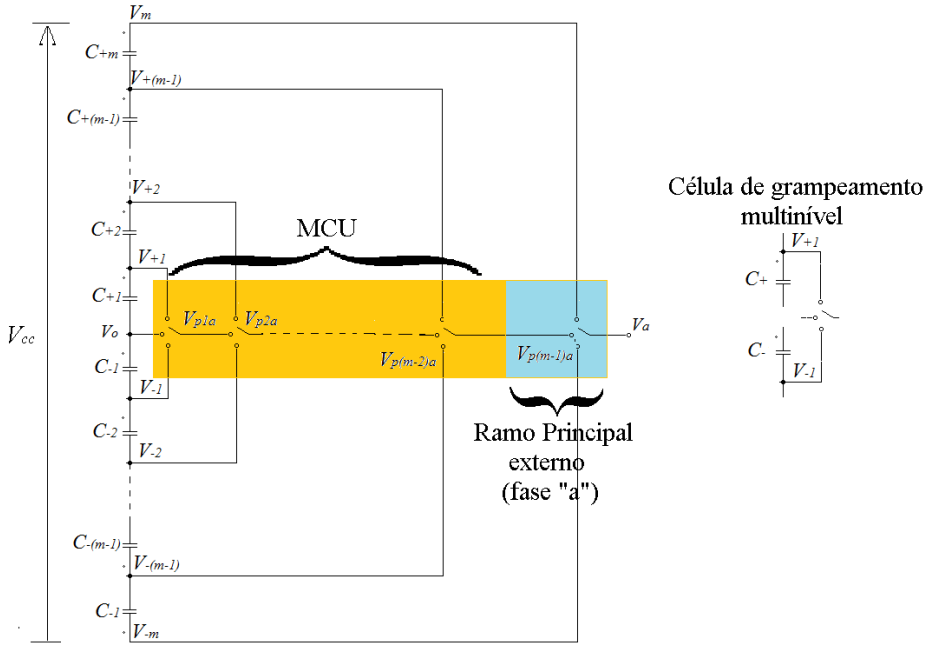
A MCU é composta por associação série de células de grampeamento multinível acrescentando níveis intermediários pelo ponto auxiliar de grampeamento Vpa que se conecta ao ponto médio do ramo externo. Os níveis de tensão inferior e superior são gerados no ramo principal de fase composto apenas por uma célula de grampeamento multinível. Assim, o número de níveis de tensão obtidos na saída do conversor será igual a:

$$m = 2k + 1 \tag{2.7}$$

onde k é o número de células de grampeamento multinível utilizadas, considerando tanto o MCU como o ramo principal de fase [25].

O MLC² oferece duas topologias distintas denominadas modo comum e modo modular. No modo comum a MCU é compartilhada por todas as fases. No modo modular, há uma MCU para cada fase [25].

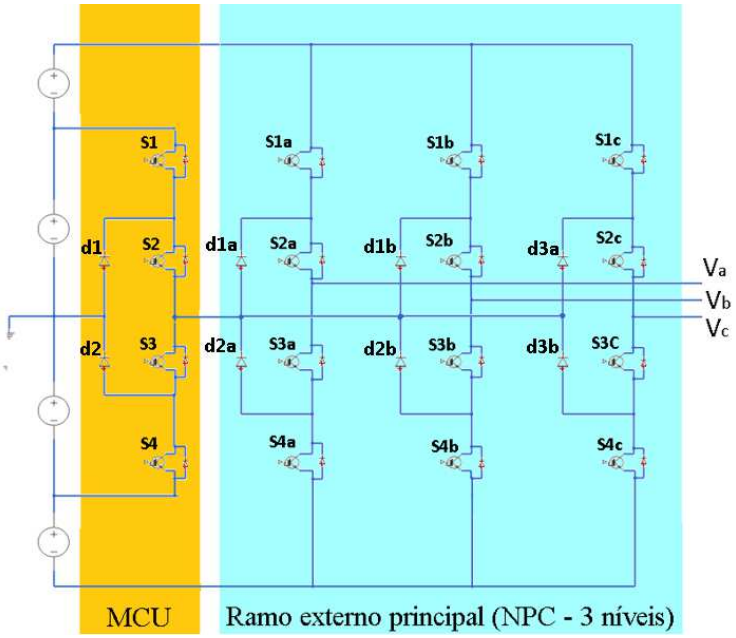
Figura 15 – Topologia Conversor MLC² m-níveis



2.5.1 MLC² - 5 níveis – modo comum

A topologia do MLC² - 5 níveis apresentada na figura 16 é formada por uma célula MCU e um conversor de grampeamento a diodos (NPC-3níveis). O MCU disponibiliza três níveis intermediários de tensão na saída, enquanto o ramo externo disponibiliza dois níveis de tensão terminal, ou seja, considerando que cada capacitor possui tensão Vdc, o MCU disponibilizará $+1Vdc, 0V\ e\ -1Vdc$ e o ramo externo $+2Vdc\ e\ -2Vdc$.

Figura 16 – Topologia MLC² - 5 níveis comum



A tabela 5 apresenta a relação entre os níveis de tensão obtidos na fase “a” e a configuração dos dispositivos semicondutores de chaveamento do MCU comum e do ramo principal externo associado a essa fase. As fases “b” e “c” são análogas à fase “a”.

Níveis de tensão Van	Chaves fechadas
$-2Vdc$	S3a, S4a
$-1Vdc$	S2a, S3a, S3, S4
0	S2a, S3a, S2, S3
$+1Vdc$	S2a, S3a, S1, S2
$+2Vdc$	S1a, S2a

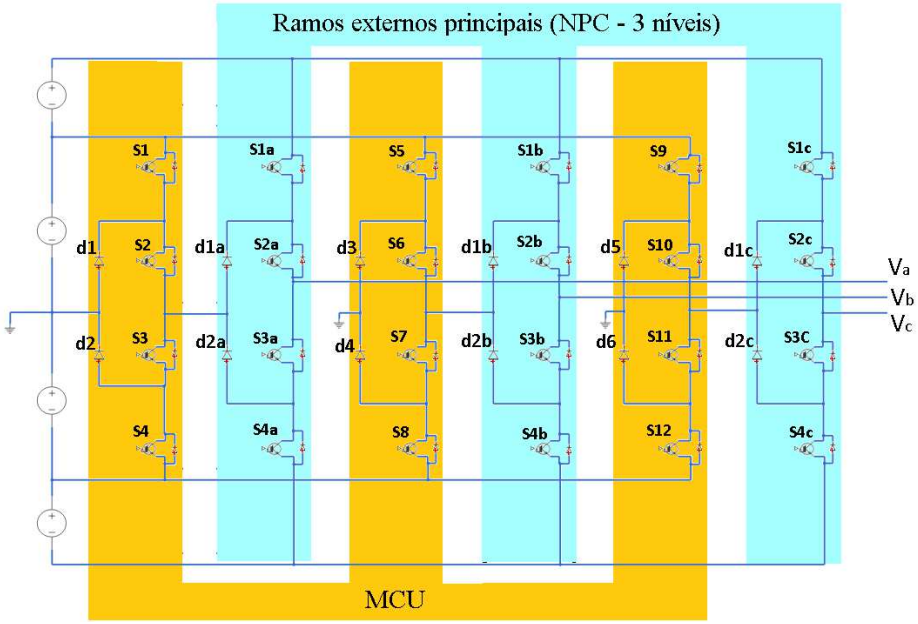
Tabela 5 – Configuração das chaves para MLC² - 5 níveis comum

Nessa configuração e considerando as fontes de tensão iguais, constata-se que os diodos (d1a, d2a) e os dispositivos semicondutores (S1a, S2a, S3a, S4a) do ramo principal externo da fase “a” deverão suportar uma tensão de bloqueio reversa igual a 0,75Vdc enquanto os diodos (d1, d2) e os dispositivos semicondutores (S1, S2, S3, S4) da MCU deverão suportar uma tensão de bloqueio reversa de 0,25Vdc.

2.5.2 MLC² - 5 níveis – modo modular

A figura 17 apresenta a topologia MLC² - 5 níveis no modo modular. A principal diferença desta estrutura e o apresentado no item anterior é a utilização de um MCU para cada ramo de fase, ou seja, cada tensão de fase será composta por níveis de tensão gerados em um MCU e um ramo externo principal independentemente.

Figura 17 – Topologia MLC² - 5 níveis modular



Novamente, o ramo externo principal é responsável por gerar as tensões terminais $-2Vdc\ e\ +2Vdc$ enquanto o MCU fornecerá as tensões intermediarias $-Vdc, 0\ e\ Vdc$.

A tabela 6 apresenta a relação entre os níveis de tensão obtidos na fase “a” e a configuração dos dispositivos semicondutores de chaveamento do MCU comum e do ramo principal externo associado a essa fase. As fases “b” e “c” são análogas à fase “a”. Observa-se que para os níveis de tensão terminais, -2Vdc e 2Vdc apresenta redundâncias no seu chaveamento que podem ser utilizados para equalização das tensões no barramento CC.

Níveis de tensão Van	Chaves fechadas
$-2Vdc$	S3a, S4a, S3, S4
	S3a, S4a, S2, S3
	S3a, S4a, S1, S2
$-1Vdc$	S2a, S3a, S3, S4
0	S2a, S3a, S2, S3
$+1Vdc$	S2a, S3a, S1, S2
$+2Vdc$	S1a, S2a, S3, S4
	S1a, S2a, S2, S3
	S1a, S2a, S1, S2

Tabela 6 – Configuração das chaves para MLC² - 5 níveis modular

Analisando o circuito é possível verificar que os componentes do ramo principal externo da fase “a”, S1, S3, d1 e d2, estão expostos a uma tensão reversa de bloqueio máxima de $0{,}75Vdc$ e os elementos S2 e S4, $0{,}5Vdc$. Todos elementos do ramo interno estão expostos a uma tensão reversa de bloqueio máxima de $0{,}25Vdc$.

2.6 Conclusões parciais

Conversores multiníveis são amplamente empregados na indústria em modo geral. Sendo a complexidade exigida proporcional ao nível de qualidade que se deseja obter.

Neste capítulo foi apresentado o estado da arte em conversores multiníveis, demonstrando as suas principais topologias, vantagens e desvantagens que as rodeiam. Dentre os conversores apresentados destacam-se o NPC-3 níveis e o MLC² - 5 níveis que serão utilizados mais à frente como base para as simulações a serem realizadas no decorrer deste trabalho.

Destaca-se no conversor NPC-3 níveis sua funcionalidade já testada e consagrada junto à indústria. Tanto que, no caso de motores de grande potência utilizados em propulsão naval, são os mais empregados.

A topologia apresentada no conversor MLC² utiliza da ampla aceitação dos conversores NPC-3 níveis, mantendo sua estrutura relativamente simples, facilitando sua fabricação, porém aumentando o número de níveis para 5.

Assim como nos conversores NPC como nos de capacitores flutuantes, o conversor MLC² todas as fases utilizam o mesmo barramento CC, composto por fontes ou capacitores em série. Porém, ressalta-se que a tensão nos dispositivos semicondutores pode chegar a 75% da tensão do barramento o que poderá exigir a associação de componente em série.

Com exceção dos conversores NPC, todos apresentam estados redundantes em relação à lógica de chaveamento. Estes estados possibilitam a equalização das tensões nos capacitores do barramento CC, no caso dos conversores a capacitor flutuante e MLC², e, no caso dos conversores em cascata, da energia de suas fontes de tensão.

Neste trabalho, a topologia MLC²- 5 níveis modular será aplicada em sistemas de propulsão naval, visto que a estratégia de modulação nesta topologia tem a mesma implementação que a usada para conversores NPC, enquanto a topologia MLC²- 5 níveis modo comum necessita de uma implementação mais complexa para estratégia de modulação a ser adotada.

3. PRINCIPAIS ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO POR LARGURA DE PULSO

3.1 Conceito

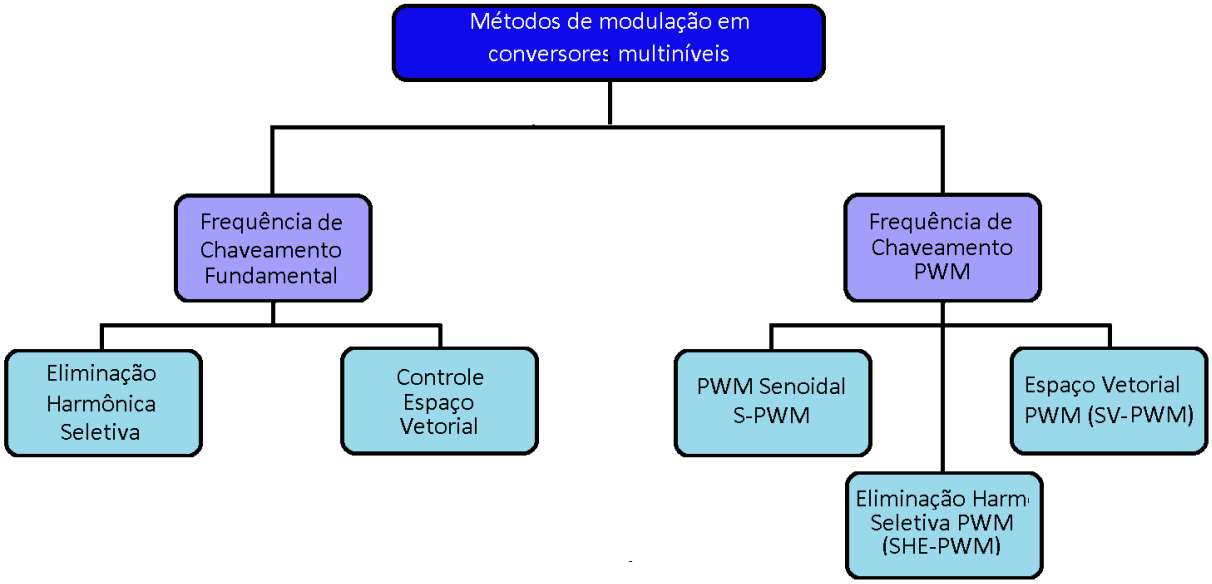
Em princípio, todas as estratégias de modulação se balizam na criação de trens de pulsos chaveados que resultarão em um sinal com a mesma componente fundamental de um sinal de referência. Essencialmente, uma modulação por largura de pulsos trabalha comparando um sinal de baixa frequência com um de alta, e o resultado serve para definir quais chaves deverão ser acionadas. A maior dificuldade em se trabalhar com este trem de pulsos chaveados é a existência de componentes harmônicas indesejadas que devem ser eliminadas ou, ao menos, minimizadas [38].

As estratégias de modulação por largura de pulso (*PWM - Pulse Width Modulation)* podem ser classificadas de acordo com a frequência de chaveamento como demonstrado na figura 18 [13]. Para conversores multiníveis, as técnicas de modulação mais discutidas na literatura existente são [39]:

- PWM senoidal (*S-PWM - Sinuidal PWM*);
- Modulação vetor espacial (*SVM - Space Vector Modulation*);
- Eliminação seletiva de harmônicos PWM (*SHE-PWM – Selective Harmonic Elimination PWM*); e
- Modulação Sigma-Delta.

O trabalho ora apresentado dará enfoque as técnicas S-PWM e SVM que são as mais populares na atualidade [40]. As demais técnicas poderão ser desenvolvidas e aplicadas em trabalhos desenvolvidos futuramente.

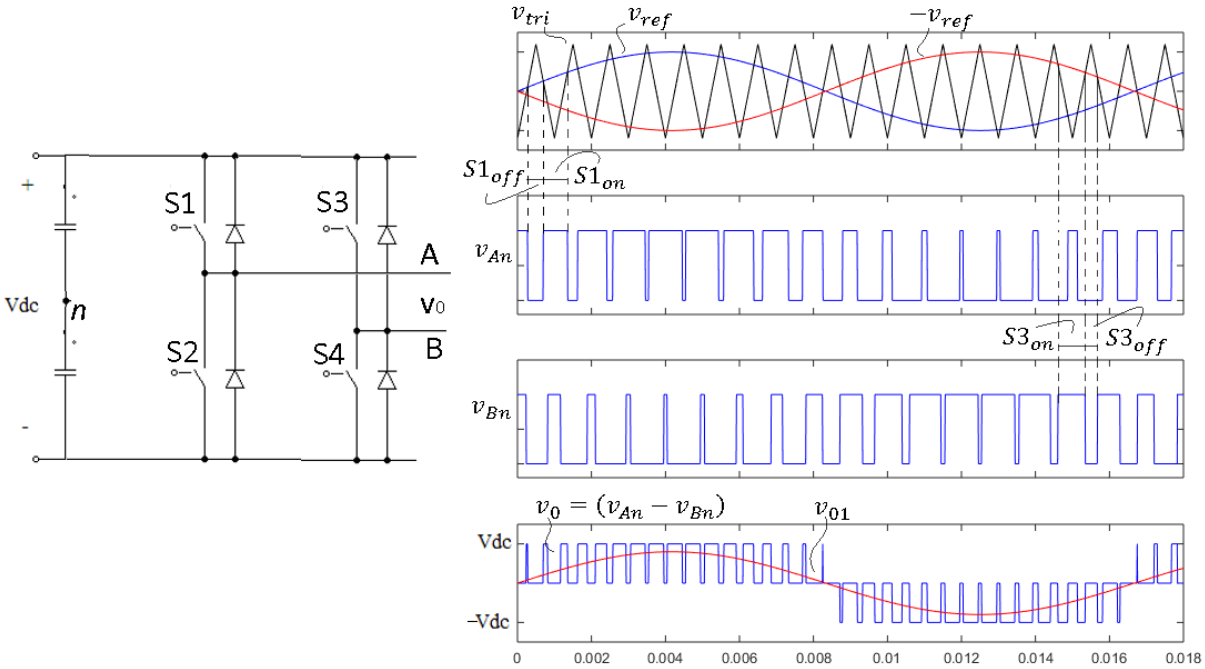
Figura 18 – Classificação das estratégias PWM de modulação para conversores multiníveis



3.2 PWM Senoidal

Também conhecida como PWM sub-harmônica, sub-oscilante [39] ou seno-triângulo [38], esta técnica é bem popular nos conversores industriais. Seu princípio de operação é a comparação de um sinal de controle triangular de frequência f_{ch} com um sinal modulante senoidal de frequência, f_{Ref} , e os pontos de intersecção destes sinais corresponde aos pontos de chaveamentos dos dispositivos semicondutores [39]. A figura 19 apresenta como é realizado esta comparação e o sinal resultante na saída de um ramo de um conversor monofásico de ponte completa [41].

Figura 19 – Representação da saída de tensão para conversor monofásico de ponte completa modulação S-PWM



Pelo teorema da amostragem de Nyquist-Shannon, a frequência de chaveamento deve ser, no mínimo, duas vezes a frequência do sinal modulante. [42]. No entanto, observou-se durante as simulações deste trabalho que, para uma boa reprodução do sinal na saída do conversor, foi necessária uma frequência de chaveamento de 50 a 100 vezes a frequência do sinal de referência.

Para conversores m-níveis, como os tratados neste trabalho, é necessário $(m-1)$ portadoras com mesma frequência f_{ch}e valores de pico a pico, dispostas de forma que as bandas que ocupam sejam contiguas [43]

O índice de modulação de amplitude e o índice de modulação de frequência, são definidos como [32]:

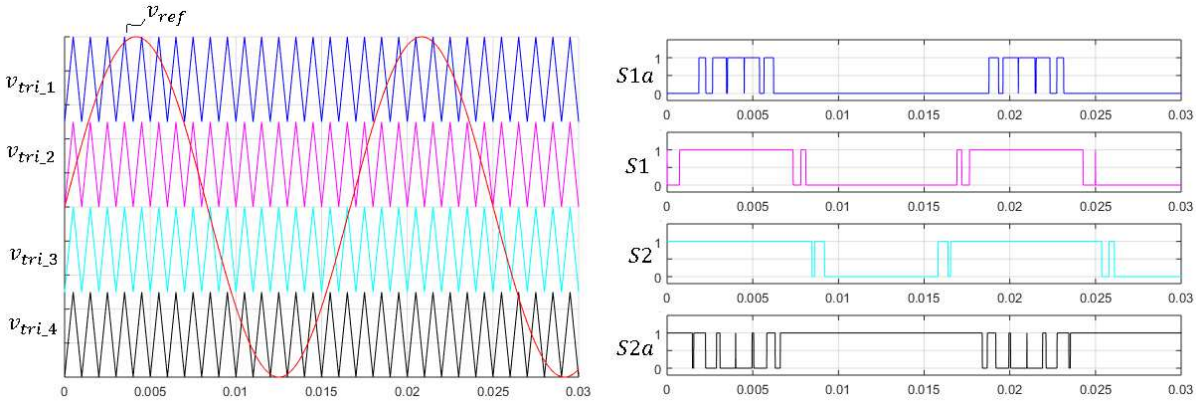
$$m_a = \frac{\hat{V}ref}{\hat{V}tri} \tag{3.1}$$

$$m_f = \frac{f_{ch}}{f_{ref}} \tag{3.2}$$

A figura 20 ilustra os sinais para o conversor MLC²-5níveis. Ao analisá-la, observa-se que cada sinal portador está associado a um nível de tensão produzido

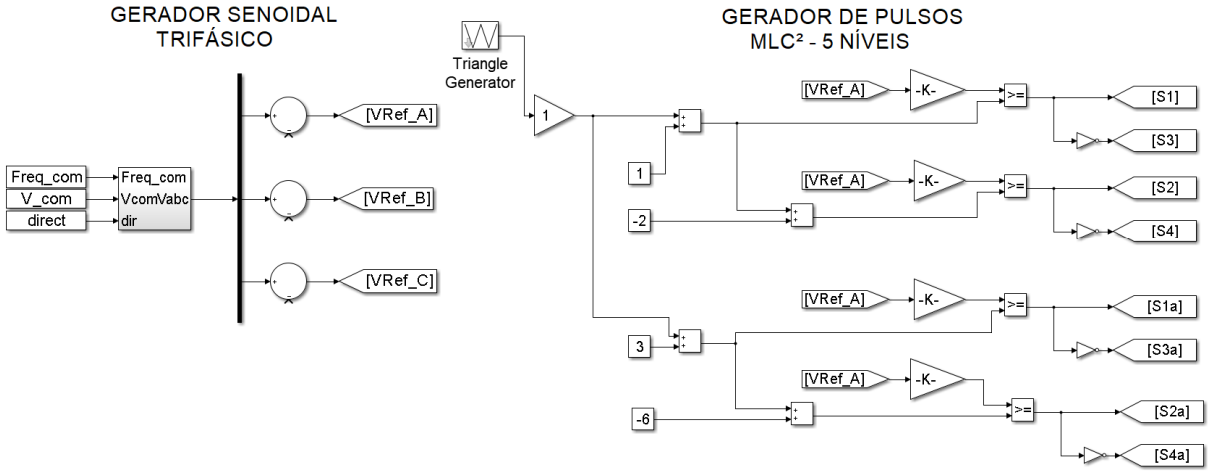
na saída do conversor. Assim, no caso do conversor MLC², as portadoras nas bandas terminais, controlarão as chaves do ramo principal externo, S1a, S2a, S3a e S4a, enquanto as portadoras intermediárias controlarão as chaves do MCU, S1, S2, S3 e S4.

Figura 20 – Sinal de referência e suas portadoras e sinais de chaveamento para S1a, S1, S2 e S2a



No software *Matlab/Simulink* existe blocos pré configurados que disponibilizam saídas para chaveamento de dispositivos semicondutores em um conversor NPC-3 níveis, porém para conversores de m-níveis não há essa possibilidade. Assim, houve a necessidade de modular este gerador de pulsos para o conversor MLC²-5 níveis. A figura 21 apresenta o gerador de pulsos utilizado.

Figura 21 – Gerador de pulsos MLC² - 5 níveis



3.3 PWM – Vetor Espacial (SVM)

Amplamente tratado na literatura pela nomenclatura inglesa, *space-vector PWM* (SVM), este método avançado e de alta computação proposto inicialmente em 1991 por Choi N. et al [44] é provavelmente a melhor entre técnicas PWM para aplicações em acionamentos de frequência variável [39].

Esta estratégia de modulação baseia o chaveamento dos dispositivos semicondutores em função da posição instantânea do vetor de referência trifásica, $Vref$, em um plano complexo *d-q-0* ou $\alpha\beta$, quando utilizado as componentes de Clarke [38].

Para aplicação desta estratégia em conversores pode-se dividir nos seguintes passos que serão tratados individualmente:

- Definição dos vetores espaciais e seus estados de chaveamento;
- Identificação dos setores e regiões
- Cálculo do tempo de chaveamento; e
- Determinação das sequências de chaveamento.

3.3.1 Definição dos vetores espaciais e seus estados de chaveamento

Considerando três tensões senoidais balanceadas dadas pelas equações:

$$Va = Vm\, cos\,(\omega t) \tag{3.3}$$

$$Vb = Vm\, cos(\omega t - 2\pi/3) \tag{3.4}$$

$$Vc = Vm\, cos(\omega t + 2\pi/3) \tag{3.5}$$

Quando estas tensões são aplicadas em uma máquina CA é produzido um fluxo girante que pode ser representado como um vetor girando em uma órbita circular com velocidade angular ω onde o sentido depende da sequência de fase. [39]. Instantaneamente, o vetor de referência, $Vref$, é dado pela soma vetorial das tensões instantâneas $Va, Vb\ e\ Vc$:

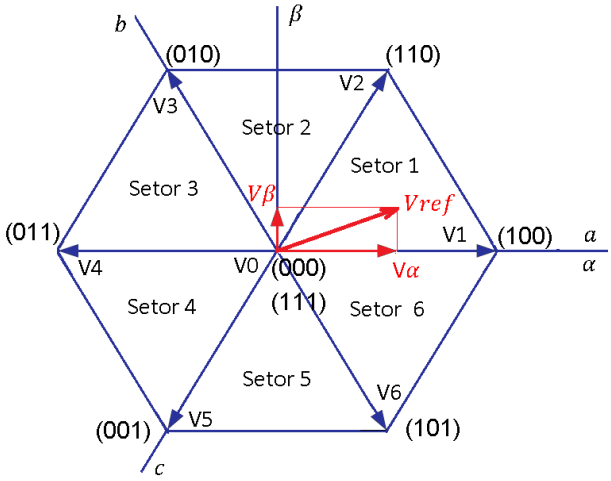
$$\overrightarrow{Vref} = \overrightarrow{Va} + \overrightarrow{Vb} + \overrightarrow{Vc} = V_{ref}e^{j\theta} \tag{3.6}$$

Que pode ser decomposta como:

$$\overrightarrow{Vref} = \overrightarrow{V_\alpha} + j\overrightarrow{V_\beta} \tag{3.7}$$

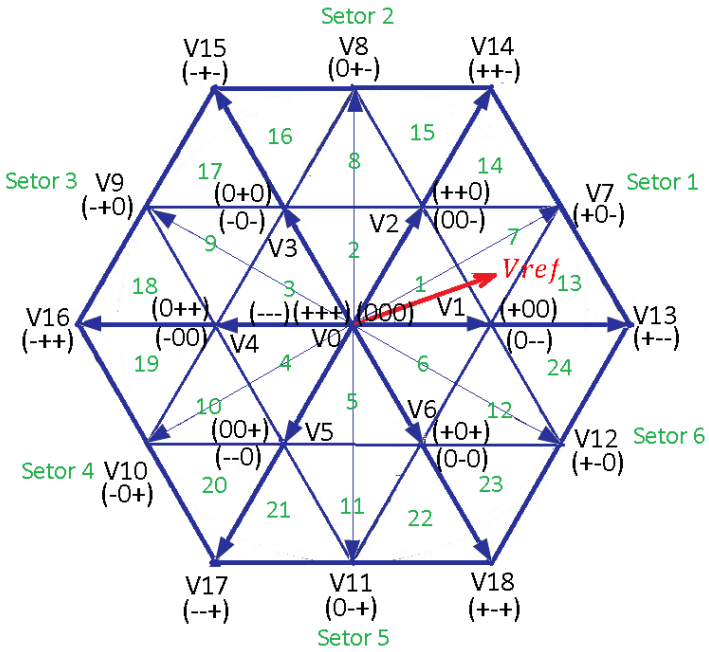
A superposição dos eixos $\alpha\beta$ aos eixos trifásicos *a-b-c* é apresentada na figura 22. Por convenção, assume-se que o eixo da fase "*a*" formará o eixo α. O eixo β será ortogonal a este. Assim, formam-se seis vetores ativos (V1 a V6) e um nulo (V0). Há seis setores onde $\overrightarrow{Vref}$ poderá encontrar-se. Este hexágono é suficiente para determinação dos estados de chaveamento para um inversor de dois níveis. Considerando que as chaves inferiores são complementares às chaves superiores, conclui-se que para esse tipo de conversor há oito combinações possíveis, a saber: 000, 001, 010, 011,100,101, 110, 111, onde "1" corresponde ao estado ligado e "0", desligado. Cada combinação corresponde a um vetor.

Figura 22 – Diagrama vetor espacial para conversor de dois níveis



Para conversores com maior número de níveis, aumenta-se a complexidade da formação dos vetores. No caso de um conversor de três níveis faz-se necessário um duplo hexágono conforme apresenta na figura 23. Nesse caso, há a formação de 19 vetores espaciais estacionários, 18 ativos (V1 a V18) e um nulo (V0), com 27 possíveis estados de chaveamento, sendo 19 efetivos e 8 redundantes. O nível "+" corresponde a tensão $+Vdc$ na saída, "0", tensão nula e "-", $-Vdc$ [45]. O número de possíveis estados nulos será igual ao número de níveis do conversor, nesse caso 3. A tabela 7 discrimina os estados chaveamento para cada vetor espacial e também seus módulos e ângulos [32].

Figura 23 - Diagrama vetor espacial para conversor de três níveis



Vetor	Amplitude	Ângulo	Estado chave “a”	Estado chave “b”	Estado chave “c”
V0	0	0	0	0	0
			+	+	+
			-	-	-
V1	$\frac{1}{3}V_{dc}$	0	+	0	0
			0	-	-
V2	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{\pi}{3}$	+	+	0
			0	0	-
V3	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{2\pi}{3}$	0	+	0
			-	0	-
V4	$\frac{1}{3}V_{dc}$	π	0	+	+

			-	0	0
V5	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{4\pi}{3}$	0	0	+
			-	-	0
V6	$\frac{1}{3}V_{dc}$	$\frac{5\pi}{3}$	+	0	+
			0	-	0
V7	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	$\frac{\pi}{6}$	+	0	-
V8	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	$\frac{\pi}{2}$	0	+	-
V9	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	$\frac{5\pi}{6}$	-	+	0
V10	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	$\frac{7\pi}{6}$	-	0	+
V11	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	$\frac{3\pi}{2}$	0	-	+
V12	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}$	$\frac{11\pi}{6}$	+	-	0
V13	$\frac{2}{3}V_{dc}$	0	+	-	-
V14	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{\pi}{3}$	+	+	-
V15	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{2\pi}{3}$	-	+	-
V16	$\frac{2}{3}V_{dc}$	π	-	+	+
V17	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{4\pi}{3}$	-	-	+
V18	$\frac{2}{3}V_{dc}$	$\frac{5\pi}{3}$	+	-	+

Tabela 7 – Vetores espaciais, magnitude e seus ângulos e os possíveis estados de chaveamento para um conversor 3 níveis.

3.3.2 Identificação dos setores e regiões

Ao analisar a figura 23 é possível verificar que esta encontra-se dividida em seis setores e cada setor em quatro regiões, totalizando 24 regiões distintas. Os

vetores espaciais estacionários estabelecem as fronteiras destas regiões. Sabendo a magnitude e o ângulo do vetor de referência, $Vref$, é possível estabelecer em qual região este se encontra. A tabela 8 referência as regiões aos seus respectivos setores.

Setor	Regiões			
1	1	7	13	14
2	2	8	15	16
3	3	9	17	18
4	4	10	19	20
5	5	11	21	22
6	6	12	23	24

Tabela 8 – Setores e regiões para conversor de 3 níveis

3.3.3 Cálculo do tempo de chaveamento

Todo vetor de referência estará próximo a 3 vetores espaciais estacionários. Na figura 23, o vetor de referência, $Vref$, está localizado na região 7, próximo dos Vetores V1, V2 e V7. Assim [32]:

$$\overrightarrow{Vref}.T_{ch} = \overrightarrow{V1}.T_1 + \overrightarrow{V2}.T_2 + \overrightarrow{V7}.T_3 \tag{3.8}$$

$$T_{ch} = T_1 + T_2 + T_3 \tag{3.9}$$

Onde T_{ch} é o período de chaveamento e T_1, T_2 e T_3 são os períodos que as chaves correspondentes aos vetores $\overrightarrow{V1}$, $\overrightarrow{V2}$ e $\overrightarrow{V7}$ estão ativas.

$\overrightarrow{V1}$, $\overrightarrow{V2}$ e $\overrightarrow{V7}$ podem ser expressos como:

$$\overrightarrow{V1} = \frac{1}{3}V_{dc};\quad \overrightarrow{V2} = \frac{1}{3}V_{dc}e^{j\pi/3};\quad \overrightarrow{V7} = \frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}e^{j\pi/6};\quad e\quad \overrightarrow{Vref} = Vrefe^{j\theta} \tag{3.10}$$

Substituindo (3.10) em (3.8) tem-se:

$$Vrefe^{j\theta}.T_{ch} = \frac{1}{3}V_{dc}.T_1 + \frac{1}{3}V_{dc}e^{j\pi/3}.T_2 + \frac{\sqrt{3}}{3}V_{dc}e^{j\pi/6}.T_3 \tag{3.11}$$

$$Vref(cos\theta + jsen\theta).T_{ch} =$$

$$\frac{1}{3}V_{dc}.T_1 + \frac{\sqrt{3}}{3}.\left(cos\frac{\pi}{6} + jsen\frac{\pi}{6}\right)T_2 + \frac{1}{3}V_{dc}\left(cos\frac{\pi}{3} + jsen\frac{\pi}{3}\right).T_3 \tag{3.12}$$

Separando em partes reais e imaginárias, tem-se:

$$Re: \quad T_1 + \frac{3}{2}T_2 + \frac{1}{2}T_3 = 3\frac{Vref}{V_{dc}}\cos(\theta)T_{ch} \tag{3.13}$$

$$Im: \quad \frac{3}{2}T_2 + \frac{\sqrt{3}}{2}T_3 = 3\frac{Vref}{V_{dc}}\sin(\theta)T_{ch} \tag{3.14}$$

Solucionando a equação (3.9):

$$T_1 = T_{ch}\left(1 - 2\sqrt{3}m_a \sin(\theta)\right) \tag{3.15}$$

$$T_2 = T_{ch}\left(2\sqrt{3}m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right) - 1\right), \text{ para } 0 \leq \theta < \frac{\pi}{3} \tag{3.16}$$

$$T_3 = T_{ch}(1 - 2\sqrt{3}m_a \sin\left(\frac{\pi}{3} - \theta\right)) \tag{3.17}$$

Em [38] e [45] é possível obter o desenvolvimento destas funções para cada região. A tabela 9 compila as informações obtidas para a fase “a”, demonstrando as formas de onda para SVM onde M é o índice de modulação $Vref/V_{dc}$:

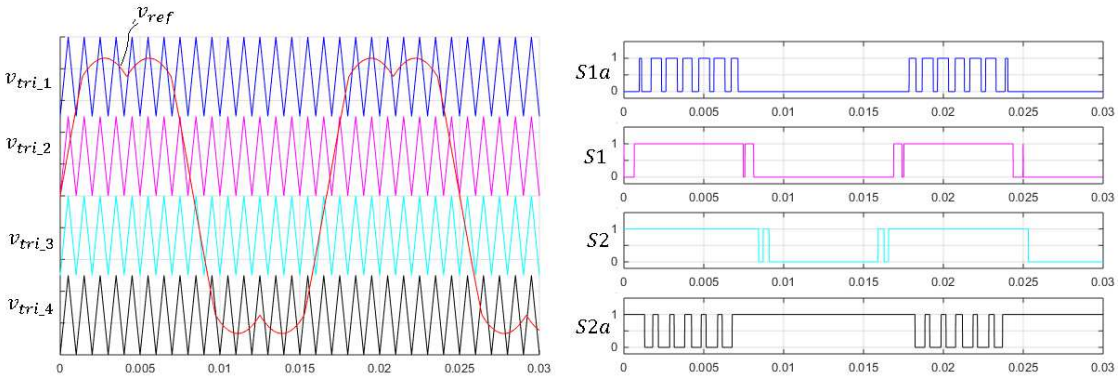
Região	$\frac{v_a}{T_{ch}}$
1	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$
2	$\frac{3}{2}Mcos(\theta)$
3	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)$
4	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$
5	$\frac{3}{2}Mcos(\theta)$
6	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)$
7, onde $\theta < \frac{\pi}{6}$	$\frac{3}{2}Mcos(\theta) - \frac{1}{4}$
7, onde $\theta > \frac{\pi}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{4}$
8, onde $\theta < \frac{\pi}{2}$	
8, onde $\theta > \frac{\pi}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{4}$
9, onde $\theta < \frac{5\pi}{6}$	

9, onde $\theta > \frac{5\pi}{6}$	$\frac{3}{2}Mcos(\theta) + \frac{1}{4}$
10, onde $\theta < \frac{7\pi}{6}$	
10, onde $\theta > \frac{7\pi}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right) - \frac{1}{4}$
11, onde $\theta < \frac{3\pi}{2}$	
11, onde $\theta > \frac{3\pi}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right) + \frac{1}{4}$
12, onde $\theta < \frac{11\pi}{6}$	
12, onde $\theta > \frac{11\pi}{6}$	$\frac{3}{2}Mcos(\theta) - \frac{1}{4}$
13	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$
14	
15	$\frac{3}{2}Mcos(\theta)$
16	
17	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)$
18	
19	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta - \frac{\pi}{6}\right)$
20	
21	$\frac{3}{2}Mcos(\theta)$
22	
23	$\frac{\sqrt{3}}{2}Mcos\left(\theta + \frac{\pi}{6}\right)$
24	

Tabela 9 – Tensões de referência para fase “a” em modulação SVM

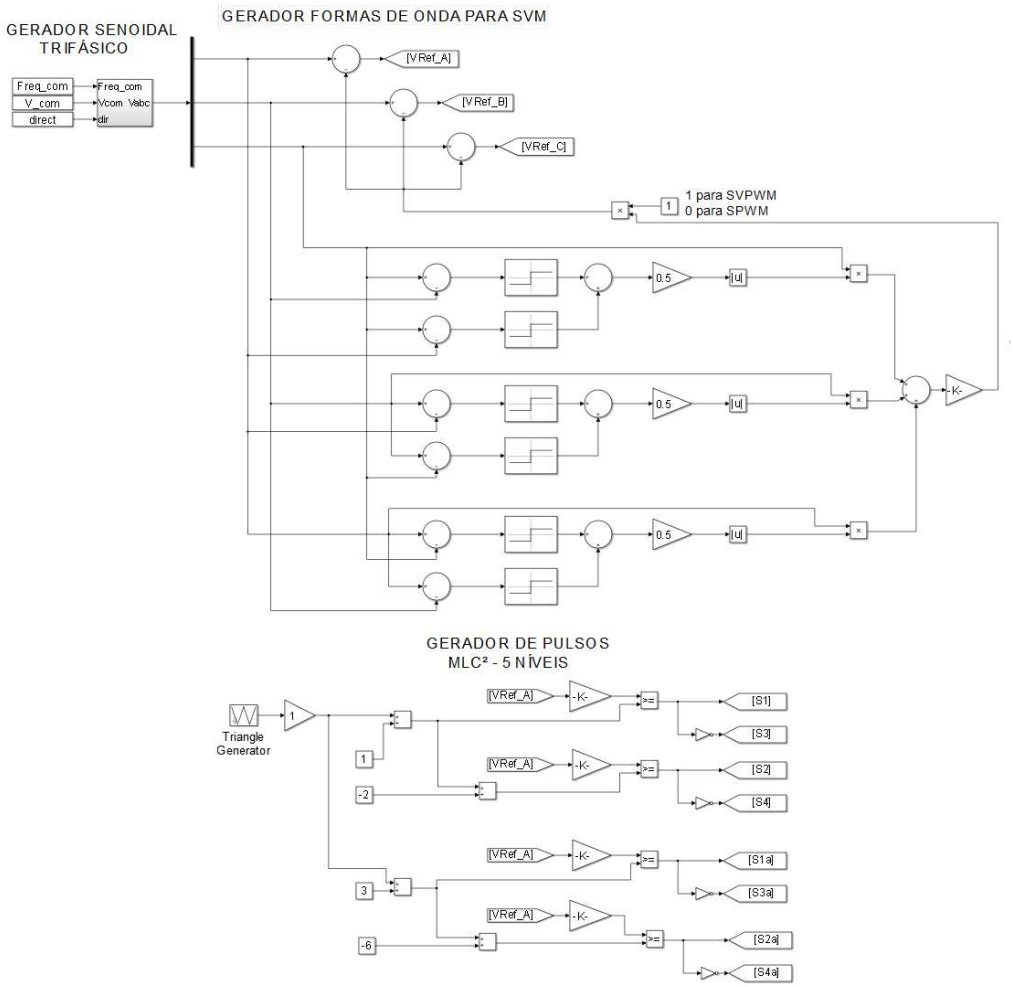
As expressões apresentadas na tabela 9 possibilitam a modulação SVM centralizando os vetores espaciais ativos em cada meio período da portadora. Esta onda pode ser gerada em um modulador PWM senoidal adicionando tensões de offset variáveis no conjunto de tensões de referência trifásicas [38]. A figura 24 demonstra estas formações aplicadas ao conversor MLC² - 5 níveis.

Figura 24 – Sinal de referência e suas portadoras e sinais de chaveamento para S1a, S1, S2 e S2a



Em [38] é apresentado um circuito analógico deste modulador. Baseado nele, foi elaborado um modulador SVM em *Matlab/Simulink* que é apresentado na figura 25.

Figura 25 - Modulador SVM em Matlab/Simulink



3.3.4 Determinação da sequência de chaveamento

Cada chave do circuito em cada fase possuirá sua própria forma de onda na saída. Como há 24 regiões, 3 fases e 4 chaves por fase, existirão 288 ondas a serem formadas para um conversor de 3 níveis, onde metade é complementar a outra. [46]

Os projetos de sequência de chaveamento para dado $Vref$ não é exclusiva, porém há condições a serem satisfeitas para otimizar a frequência de chaveamento [32]:

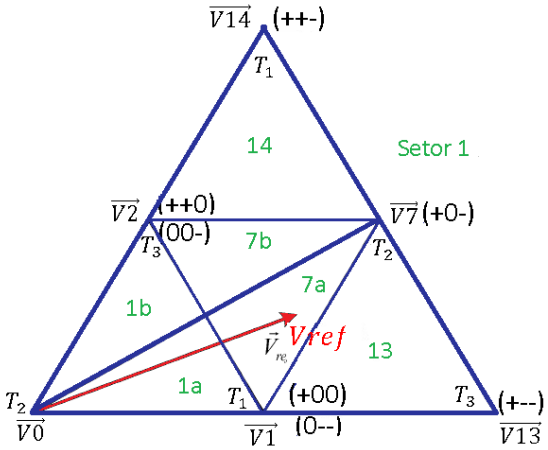
- A transição de estado de chaveamento deverá envolver apenas duas chaves na mesma perna, ou seja, enquanto uma liga a outra desliga;
- A transição de $Vref$ entre as regiões deverá envolver um número reduzido de comutações;
- Minimização do efeito dos estados de chaveamento no ponto neutro de tensão do barramento CC com a distribuição uniforme dos tempos de aplicação dos vetores menores tipo "+" e "-" durante o período de amostragem.

No setor 1, $Vref$ é sintetizado por:

- $(\overrightarrow{V0}, \overrightarrow{V1}\ e\ \overrightarrow{V2})$, quando localizado na região 1;
- $(\overrightarrow{V1}, \overrightarrow{V2}\ e\ \overrightarrow{V7})$, quando localizado na região 7;
- $(\overrightarrow{V1}, \overrightarrow{V7}\ e\ \overrightarrow{V13})$, quando localizado na região 13; e
- $(\overrightarrow{V2}, \overrightarrow{V7}\ e\ \overrightarrow{V14})$, quando localizado na região 14.

Considerando o vetor $Vref$ localizado conforme mostra a figura 26, o período de amostragem, T_{ch}, é dividido em sete segmentos. As regiões 1 e 7 possuem dois vetores menores, $\overrightarrow{V1}\ e\ \overrightarrow{V2}$, tipo "+" e "-", que deverão ser divididos uniformemente, assim, cada região foi dividida em duas sub-regiões "a" e "b". A sub-região "a" está mais próxima do vetor $\overrightarrow{V1}$, logo este é o vetor dominante. Na sub-região "b". $\overrightarrow{V2}$ é o dominante. Logo, nas sub-regiões 1a e 7a o tempo T_1 é dividido entre os vetores $\overrightarrow{V1}_-\ e\ \overrightarrow{V1}_+$, enquanto que nas sub-regiões 1b e 7b o tempo T_3 é dividido entre os vetores $\overrightarrow{V2}_+\ e\ \overrightarrow{V2}_-$. A tabela 10 mostra uma sequência de chaveamento para $Vref$ localizado conforme figura 26.

Figura 26 – Divisão do setor 1 para determinação de tempos de chaveamento



Segmento	1	2	3	4	5	6	7
Vetor	$\overrightarrow{V1}_-$	$\overrightarrow{V2}_-$	$\overrightarrow{V7}$	$\overrightarrow{V1}_+$	$\overrightarrow{V7}$	$\overrightarrow{V2}_-$	$\overrightarrow{V1}_-$
Estado da chave	(0--)	(00-)	(+0-)	(+00)	(+0-)	(00-)	(0--)
Tempo	$\frac{T_1}{4}$	$\frac{T_3}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_1}{2}$	$\frac{T_2}{2}$	$\frac{T_3}{2}$	$\frac{T_1}{4}$

Tabela 10 – Sequência de chaveamento para $Vref$ na região 7ª

De forma análoga, as sequencias de chaveamento e os tempos de aplicação dos três vetores espaciais mais próximos de $Vref$ para os demais setores e suas respectivas regiões podem ser determinadas.

Os chaveamentos redundantes podem ser utilizados para determinação de quais capacitores deverão ser carregados ou descarregados durante o período de chaveamento, porém resultará em uma frequência de chaveamento maior reduzindo a eficiência do conversor [31].

3.4 Outras estratégias de modulação

Outras estratégias são desenvolvidas na literatura, como Eliminação seletiva de harmônicos (*Selective Harmonic Elimination – PWM (SHE-PWM*) e Modulação sigma-delta;

Neste tópico serão apresentados conceitos gerais sobre estas técnicas. Estudos mais aprofundados poderão ser realizados em trabalhos futuros.

3.4.1 Eliminação seletiva de Harmônicos (SHE-PWM)

Esta técnica visa a eliminação de harmônicos de baixa ordem com a adição de ângulos de chaveamento na forma de onda quadrada de saída em um conversor de dois níveis [47]. Os ângulos são calculados de maneira que a distorção na saída do conversor seja reduzida. Dentre as principais vantagens desta técnica, destaca-se [48]:

- Redução de 50% da frequência de chaveamento em comparação com PWM senoidal;
- Possibilidade de operação na região de sobremodulação, almentando o ganho de tensão;
- Redução de necessidade de filtros;
- Eliminação de interferências harmônicas tais como ressonância com os filtros de rede externos utilizados em inversores de potência que suprem a rede.

Esta técnica vem atraindo grande interesse, sendo desenvolvida para aplicações que envolvem conversores multiníveis aplicados em média tensão e alta potência, onde a redução das perdas de chaveamento são de elevada importância.

3.4.2 Modulação Sigma-delta

Esta técnica normalmente é aplicada em conversores de alta frequência para gerar tensões senoidais variáveis e frequências variáveis. O princípio de operação desta estratégia é a utilização de um modulador que compara o comando de tensão de fase de magnitude e frequência variável com o atual sinal de tensão de fase discretizada. O erro observado (operação delta) é integrado (operação sigma), gerando um sinal de erro integrado. Um comparador bipolar detecta a polaridade do sinal, um erro positivo selecionará um pulso de tensão positivo, enquanto um negativo selecionará um pulso negativo.

3.5 Conclusões parciais

O capítulo apresentou as principais técnicas de modulação estudadas na literatura.

As estratégias de modulação se balizam na criação de trens de pulsos chaveados que resultam em um sinal com a mesma componente fundamental de um sinal de referência. Uma modulação por largura de pulsos compara dois sinais: um sinal de baixa frequência, que é o sinal de referência, e outro de alta, que é a

portadora, nos casos apresentados um sinal triangular. O resultado define quais chaves deverão ser acionadas ou não. A existência de componentes harmônicas indesejadas é o grande desafio em se operar com este trem de pulsos chaveados. Sua mitigação ou até mesmo eliminação faz-se imprescindível.

Dentre as estratégias apresentadas estão a modulação por sinal senoidal (PWM Senoidal) e por vetor espacial (SVM). Outras estratégias, como a eliminação seletiva de harmônicos (SHE-PHM) e modulação sigma-delta, foram citadas, porém, como não fazem parte dos estudos adiante, grande ênfase não foi dada a elas. Entretanto, foi verificado que muitos trabalhos vêm sendo apresentados utilizando as mesmas.

O PWM Senoidal, também conhecida como PWM sub-harmônica, sub-oscilante ou seno-triângulo, é bem popular nos conversores industriais. Nesta estratégia, o sinal de referência é composto por ondas senoidais. Dentre as estratégias abordadas é a de mais fácil implementação, não necessitando de grandes esforços para comparação dos sinais.

A modulação SVM exige maior esforço em sua construção. Esta estratégia se baseia na determinação dos períodos em que as chaves do conversor estarão ativadas ou não em função da posição instantânea do vetor de referência. Para definição do vetor de referência é necessário a transformação de coordenas de um plano *a-b-c* para um plano *d-q* ou, como apresentado nesse trabalho, nas componentes de *Clarke*, $\alpha\beta$. O capítulo apresentado disserta sobre as quatro etapas para obtenção desta modulação que se resume em definição dos vetores espaciais e seus estados de chaveamento, identificação dos setores e regiões, cálculo do tempo de chaveamento e determinação das sequencias de chaveamento.

Ambas as estratégias serão simuladas para os sistemas apresentados nos capítulos posteriores e será analisado qual apresenta melhores resultados para as aplicações propostas.

4. MOTORES COM TERMINAIS ABERTOS - CONVERSORES MULTINÍVEIS DUAIS

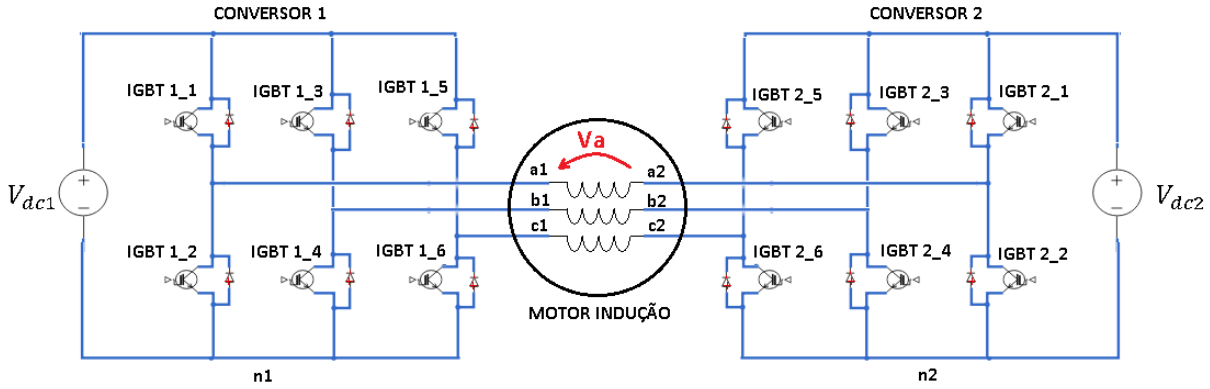
4.1 Topologia

As estruturas de terminais abertos (*Open-end windings - OeW*) são obtidas com a abertura dos terminais comuns de motores de indução ou síncronos convencionais e não necessitam de alterações no projeto da máquina [49].

A utilização dessa configuração associada a conversores ligados em ambos os terminais, chamado aqui de conversores duais, conforme apresentado na figura 27, foi originalmente proposta em [50], onde cada lado possui um conversor de dois níveis conectado.

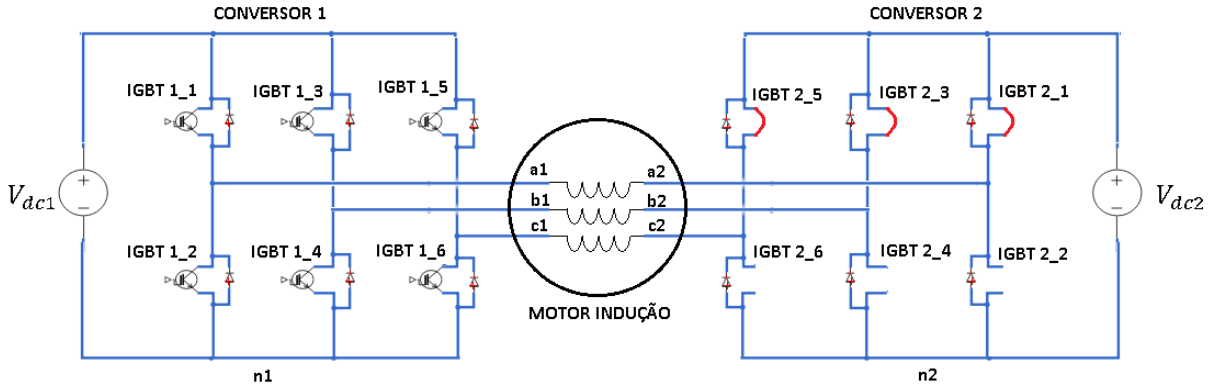
Entre as vantagens de utilização desta topologia está a redução dos níveis de dv/dt na máquina e nos conversores, eliminação da tensão de modo comum e balanceamento das tensões nos capacitores [24]. Também oferece a redução de *ripples* na tensão de fase durante o chaveamento [51], além de tolerância a falhas de curto-circuito, circuito aberto ou no barramento CC. [52, 53, 54].

Figura 27 – Motor com terminais abertos alimentado por dois conversores de dois níveis



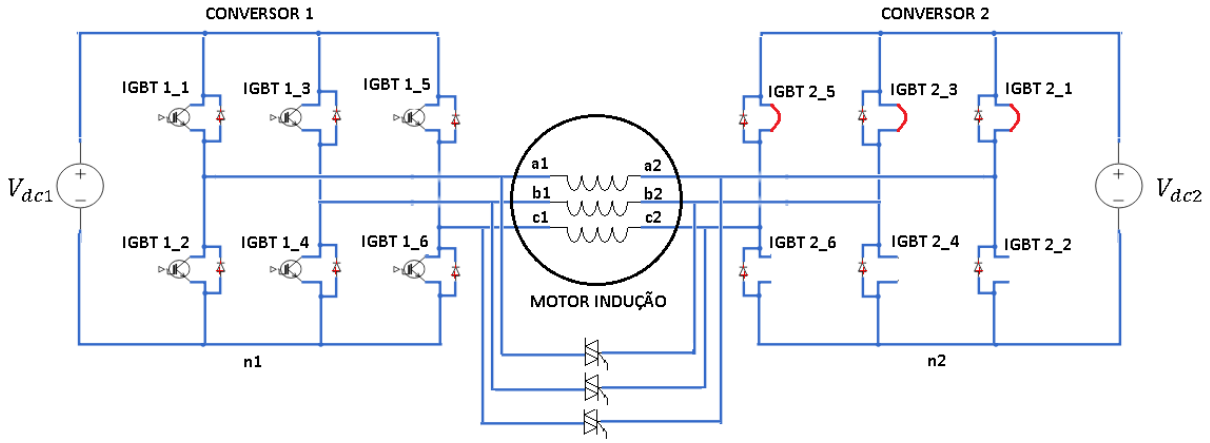
Após a detecção de uma avaria, utilizando apenas o acionamento das chaves, sem necessidade de acréscimo de outros dispositivos semicondutores, é possível reconectar em Y o motor. A figura 28 ilustra essa possibilidade de conexão. Nesse caso, numa eventual falha no conversor 2 as chaves IGBT 2_1, 2_3 e 2_5 são acionadas enquanto as demais permanecem abertas.

Figura 28 – Configuração em Y no caso de falha no conversor 2.



Também é possível reconectar o motor em delta, porém, messe caso, há necessidade de introduzir um novo conjunto de chaves semicondutoras como mostrado na figura 29. Nesse caso o sistema de controle deverá ser capaz de isolar as fontes de tensão do circuito em falha e acionar os TRIAC's.

Figura 29 – Estrutura para fechamento em delta



Essa capacidade de resposta rápida em caso de avarias mantendo o sistema operante é uma das grandes atratividades dos projetos que visam dotar navios de sistemas de propulsão elétrica, principalmente em navios de guerra.

Diversas topologias são apresentadas na literatura, desde as mais simples, utilizando um conversor dois níveis em ambos os lados [50] até estruturas complexas para obtenção de sete níveis de tensão com 343 estados de chaveamento e 127 regiões na modulação SVM [55].

Com a finalidade de introduzir a discussão dessa topologia será considerado o circuito apresentado na figura 27.

Considerando que os conversores são alimentados por duas fontes CC isoladas, as tensões sobre cada enrolamento serão [56]:

$$V_a = v_{a1n1} + v_{n1n2} - v_{a2n2} \tag{4.1}$$

$$V_b = v_{b1n1} + v_{n1n2} - v_{b2n2} \tag{4.2}$$

$$V_c = v_{c1n1} + v_{n1n2} - v_{c2n2} \tag{4.3}$$

Já que ambos os conversores são alimentados por fontes de tensão separadas, eles podem ser considerados como nós independentes em uma malha e, assim, pela lei de Kirchhoff [57]:

$$I_a + I_b + I_c = 0 \tag{4.4}$$

Observa-se que a soma das equações de tensões nos enrolamentos é igual a zero se as correntes somam zero, assim, somando as equações 4.1 a 4.3 tem-se:

$$V_{n1n2} = \frac{1}{3}(v_{a2n2} + v_{b2n2} + v_{c2n2} - v_{a1n1} - v_{b1n1} - v_{c1n1}) \tag{4.5}$$

Substituindo em 4.1 a 4.3:

$$V_a = \frac{2}{3}(v_{a1n1} - v_{a2n2}) - \frac{1}{3}(v_{b1n1} - v_{b2n2}) - \frac{1}{3}(v_{c1n1} - v_{c2n2}) \tag{4.6}$$

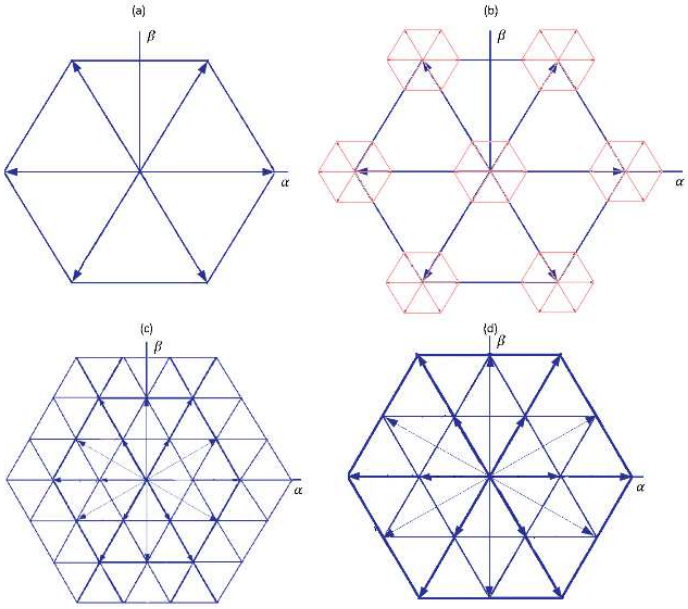
$$V_b = \frac{2}{3}(v_{b1n1} - v_{b2n2}) - \frac{1}{3}(v_{a1n1} - v_{a2n2}) - \frac{1}{3}(v_{c1n1} - v_{c2n2}) \tag{4.7}$$

$$V_c = \frac{2}{3}(v_{c1n1} - v_{c2n2}) - \frac{1}{3}(v_{a1n1} - v_{a2n2}) - \frac{1}{3}(v_{b1n1} - v_{b2n2}) \tag{4.8}$$

Variando a relação entre as tensões CC, obtém-se diferentes padrões vetoriais. Para o caso de $V_{dc2} = 0$, os vetores possuirão padrão igual ao conversor de dois níveis, visto que o conversor 2 será essencialmente um curto-circuito. Sendo $V_{dc2} = \frac{V_{dc1}}{5}$, os vetores assumem a aparência de um conversor dois níveis com pequenos conversores dois níveis ao redor de cada vetor. Isso também é esperado para o caso de utilização de conversores dois níveis em ambos os lados do motor. Com $V_{dc2} = \frac{V_{dc1}}{2}$, alguns vetores se sobrepõem e o padrão é igual para um conversor de quatro níveis. Para $V_{dc2} = V_{dc1}$, há uma quantidade substancial de redundâncias e

os vetores assumem o padrão de um conversor três níveis [56]. A figura 30 lilustra esses padrões vetoriais.

Figura 30 – Padrões vetoriais, (a) $V_{dc2} = 0$; (b) $V_{dc2} = \frac{V_{dc1}}{5}$; (c) $V_{dc2} = \frac{V_{dc1}}{2}$ e (d) $V_{dc2} = V_{dc1}$



4.2 Comparação com um conversor dois níveis padrão

4.2.1 Aproveitamento do barramento CC

Quando comparado ao conversor dois níveis padrão, o inversor dual pode fornecer uma saída escalonada de nove níveis no máximo, reduzindo o THD e baixando o dv/dt . Em um conversor padrão de dois níveis trifásico alimentado por um barramento V_{dc}, a tensão de fase(linha-neutro) em termos de pico e rms pode ser calculada como:

$$\hat{V} = \frac{\sqrt{3}}{2} . \frac{2}{3} V_{dc} = 0{,}577 V_{dc} \tag{4.9}$$

$$V_{rms} = \frac{\hat{V}}{\sqrt{2}} = 0{,}408 V_{dc} \tag{4.10}$$

No caso de um conversor dual com fontes de tensão separadas com mesma amplitude a tensão de fase em termos pico e rms pode ser calculada como:

$$\hat{V} = \frac{\sqrt{3}}{2}.\frac{2}{3}V_{dc} + \frac{\sqrt{3}}{2}.\frac{2}{3}V_{dc} = 1.15V_{dc} \quad (4.11)$$

$$V_{rms} = \frac{\hat{V}}{\sqrt{2}} = 0{,}816V_{dc} \quad (4.12)$$

Das equações 4.9 a 4.12 conclui-se que os conversores duais podem fornecer o dobro da tensão de fase comparado a um inversor comum [58,60]. A referência de neutro para o circuito proposto é analisada em [60].

4.2.2 Fator de utilização da chave

O custo da chave depende de vários fatores, entre eles: as amplitudes de tensão e corrente, potência demandada, quantidade de chaves para diferentes configurações de conversores. A tensão da chave, V_{ch} , é relacionada a tensão de bloqueio reversa que é igual a tensão CC sobre a chave, no caso do conversor dois níveis, $V_{ch} = V_{dc}$. A corrente da chave, I_{ch}, esta relacionada à corrente de pico do conversor, $I_{ch} = \sqrt{2}.I_{rms}$.

O fator de utilização da chave, FUC, relaciona a potência de saída do conversor com a soma das potências das chaves. Para um conversor dois níveis padrão é dado por [59]:

$$FUC = \frac{3VI}{N.V_{ch}.I_{ch}} = \frac{3\,.0.408\,.V_{dc}\,.\sqrt{2}.I_{rms}}{6.V_{ch}.I_{ch}} = 0.204 \quad (4.13)$$

Para o conversor dual o cálculo de FUC é similar considerando duas fontes e o dobro de chaves:

$$FUC = \frac{3VI}{N.V_{ch}.I_{ch}} = \frac{3\,.0.408\,.2.V_{dc}\,.\sqrt{2}.I_{rms}}{12.V_{ch}.I_{ch}} = 0.204 \quad (4.14)$$

Comparando as equações 4.13 e 4.14 conclui-se que não há vantagens em relação a quantidade de chaves. A vantagem do uso de conversores duais está na possibilidade de utilização de chaves com capacidade de suportar tensões menores o que garante maior eficiência e também redução nos custos unitários [60].

4.3 Estratégia de chaveamento para NPC-3 níveis e MLC²- 5 níveis duais

Como apresentado nas figuras 31 e 32, esta dissertação analisa a utilização dos conversores NPC - 3 níveis e conversores MLC² - 5 níveis em motores com

terminais abertos de alta potência e baixa velocidade, conforme os utilizados em sistemas de propulsão naval.

Figura 31 – Conversor NPC-3 níveis dual

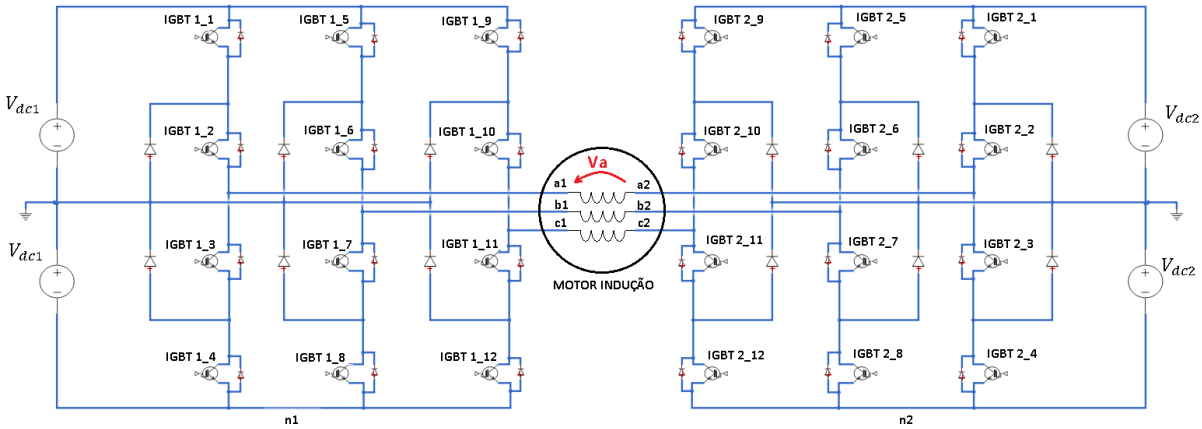
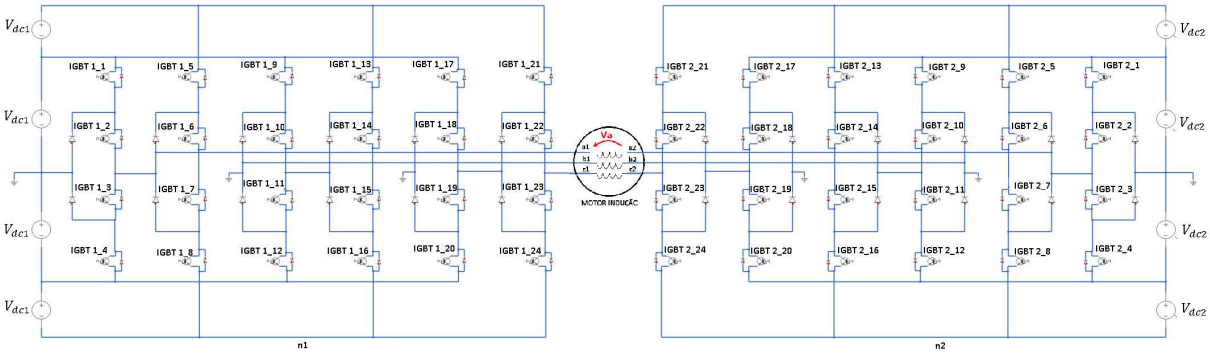


Figura 32 – Conversor MLC² - 5 níveis dual



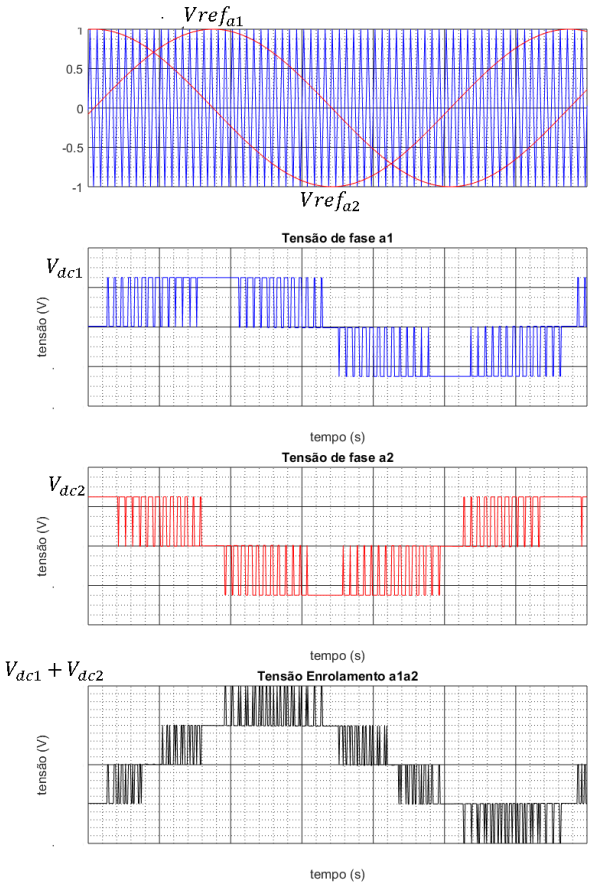
Uma das grandes dificuldades em se trabalhar com estes circuitos é a grande quantidade de chaves envolvidas o que acarreta grande complexidade no chaveamento dos dispositivos semicondutores. Os tópicos a seguir discorrem sobre a solução proposta e analisada neste trabalho.

Como observado nas equações 4.1 a 4.8 a tensão sobre os enrolamentos será determinada pela diferença de tensão de fase entre um conversor e o outro. Tomando como referência o conversor 1, esse trabalho propõe que o conversor 2 tenha seu chaveamento atrasado. Para isso, basta atrasar o sinal de "*gate*" dos dispositivos semicondutores do conversor 2, ou, como utilizado nas simulações, gerar um novo sinal modulante atrasado para o conversor 2.

A figura 33 apresenta essa geração de sinais para a fase "a". Observa-se que $Vref_{a2}$ está atrasado de α de $Vref_{a1}$. Logo, dado que os conversores são

alimentados por barramentos isolados, onde $V_{dc2} = V_{dc1}$, as tensões de fase geradas nos conversores 1 e 2 terão a mesma amplitude e também estarão defasadas em α.

Figura 33 – Geração de sinais de referência para fase “a”



Considerando as componentes fundamentais, conclui-se que a tensão sobre o enrolamento será:

$$V_a = sen(\theta) - sen(\theta - \alpha) \tag{4.9}$$

$$V_a = (1 - \cos(\alpha))sen(\theta) + sen(\alpha)\cos(\theta) \tag{4.10}$$

$$V_a = C\cos(\theta + \delta), \quad C = \sqrt{2(1 - \cos(\alpha))}, \quad \delta = tg^{-1}\left(\frac{-(1-\cos(\alpha))}{sen(\alpha)}\right) \tag{4.11}$$

Analisando a equação 4.11, conclui-se que a amplitude poderá variar de 0 a 2, sendo máxima, $C = 2$, quando $\alpha = 180°$. A amplitude será menor ou igual a 1 quando $\alpha \leq 60°$. Estes dados são particularmente interessantes, pois quanto maior a tensão sintetizada sobre o enrolamento para os mesmos conversores, menor

serão as correntes demandadas sobre os IGBT's o que trará benefícios no custo do projeto.

Esta estratégia pode ser empregada tanto para modulação S-PWM como SVM, alterando apenas o sinal de referência gerado. A vantagem apresentada na utilização desse método é a redução do esforço computacional para cálculo dos tempos de comutação das chaves do circuito. Observou-se na literatura apenas a utilização de $\alpha = 180°$ [61,62] objetivando a resultante máxima de tensão. No capítulo seguinte outros ângulos serão considerados para efeitos de simulação e análise.

4.4 Conclusões parciais

O objetivo do presente capítulo é a apresentação da topologia com conversores duais acionando um motor de indução com terminais abertos. Os motores de indução ou síncronos com terminais abertos são máquinas convencionais onde o ponto comum dos enrolamentos encontra-se aberto e disponível para conexão.

Dentre as vantagens apresentadas nessa configuração destacam-se a redução dos níveis de dv/dt na máquina e nos conversores, eliminação da tensão de modo comum, balanceamento das tensões nos capacitores, redução de *ripples* na tensão de fase durante o chaveamento, além de tolerância a falhas de curto-circuito, circuito aberto ou no barramento CC. Esta tolerância a falhas é particularmente interessante para aplicação em sistemas elétricos de propulsão naval principalmente em navios de guerra, visto que garante a possibilidade de manter sistemas primordiais operantes, mesmo em situações de emergência.

Para manutenção do sistema operativo em caso de falhas o capítulo descreveu dois métodos, onde em ambos, após a detecção da falha, as chaves de um dos inversores são comutadas de modo a garantir um fechamento em "Y" ou delta.

Também foi realizada a comparação entre o acionamento de motores com conversores de dois níveis trifásicos padrão e na configuração dual. Conclui-se que, na configuração dual há possibilidade de suprir até o dobro da tensão. Também, a aplicação de conversores duais permite a especificação de chaves de menor capacidade, aumentando a eficiência e reduzindo custos.

Dependendo da relação de tensão entre os barramentos CC, há possibilidade de aumento do número de níveis disponibilizados na saída do conversor. Na literatura há diversos trabalhos que propõe relações diferentes entre barramentos [61-64] e também a utilização de barramento comum [65-67]. Na dissertação ora apresentada, trabalhou-se com barramentos isolados CC de mesma tensão.

Foi apresentado também a utilização de conversores NPC-3níveis e MLC^2- 5 níveis como duais, com estratégia de chaveamento através da defasagem dos sinais modulantes.

O capítulo a seguir demonstra as simulações e análise de resultados para a utilização de conversores NPC-3níveis e MLC^2- 5 duais com motores de alta potência e baixa rotação, característicos de sistemas de propulsão naval. O objetivo do próximo capítulo é demonstrar a viabilidade de utilização dessa topologia a bordo de embarcações.

5. SIMULAÇÕES E ANÁLISE DE RESULTADOS

5.1 Considerações iniciais

Como relatado ao longo deste trabalho, o objetivo é analisar a viabilidade de aplicação de conversores multiníveis em uma topologia dual a sistemas de propulsão naval. O presente capítulo apresentará as simulações realizadas utilizando conversores multiníveis NPC – 3 níveis e MLC² - 5 níveis para esta finalidade.

As simulações serão efetuadas utilizando o software *Matlab/Simulink SimPowerSystems*. A vantagem observada deste software para outros existentes é sua extensa biblioteca, que facilita a montagem e análise dos circuitos propostos, porém a versão utilizada foi a R2015a que apresentou várias incompatibilidades entre os próprios blocos do *Simulink* onde se demandou uma grande quantidade de tempo para contorna-las. Nas versões mais recentes, estas não-conformidades parecem ser sanadas, porém estas versões não estavam disponíveis ao longo do trabalho.

As simulações a seguir apresentam pontos em comum entre elas, que serão descritos a seguir.

5.1.1 Motor de indução

Os conversores simulados estarão alimentando um motor de indução trifásico representado pelo bloco *"Squirrel-cage-rotor asynchronous machine with fundamental parameterization*", figura 34, com o circuito equivalente por fase apresentado na figura 35 e seus parâmetros na tabela 12. Estes parâmetros são padrões já oferecidos pelo próprio software de simulação:

Figura 34 - *"Squirrel-cage-rotor asynchronous machine with fundamental parameterization"*

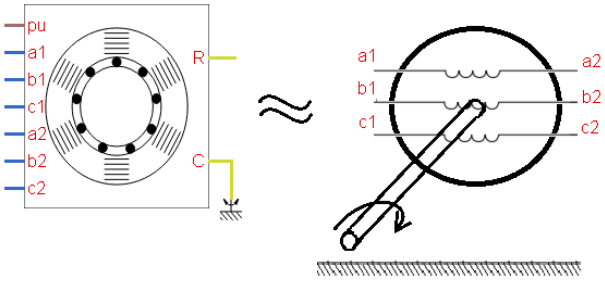
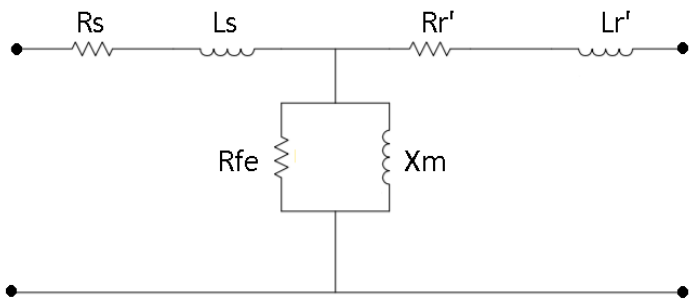


Figura 35 – Circuito equivalente monofásico do motor de indução trifásico



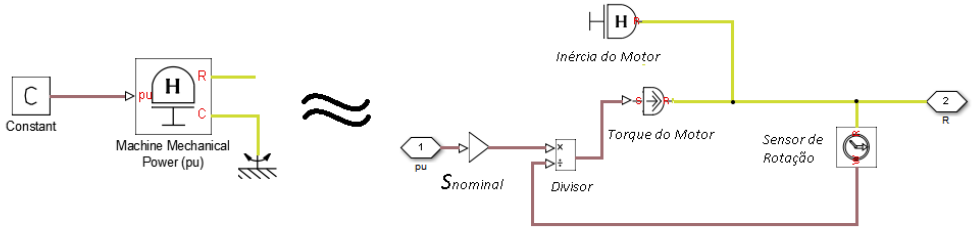
Parâmetro	Valor
Potência nominal	20 MW
Tensão nominal	3,3 kV
Frequência nominal	15 Hz
Par de polos	10
Resistência do Estator (Rs)	0,0258 pu
Indutância de dispersão do estator (Ls)	0,0930 pu
Indutância de magnetização (Lm)	1,7562 pu
Resistência correspondente às perdas do núcleo (Rfe)	desprezível
Resistência do rotor refletida ao estator (Rr')	0,0145 pu
Indutância de dispersão do rotor refletida ao estator (Lr')	0,0424 pu
Indutância de sequência zero do estator (L0)	0,0930 pu
Condições iniciais	0

Tabela 11 - Parâmetros motor de indução

5.1.2 Potência mecânica da máquina

O motor de indução está conectado a uma carga que drena sua potência nominal. O bloco do diagrama em *Matlab/Simulink* que representa esta carga é o *"Machine mechanical power (pu)",* figura 36, que está configurado conforme a tabela 12.

Figura 36 - *"Machine mechanical power (pu)"*



Parâmetro	Valor
Potência nominal	20 MW
Frequência nominal	15 Hz
Par de polos	10
Razão entre torque de pico e nominal	2
Constante de inércia	1 s.W/V/A
Coeficiente de amortecimento	0,01 pu
Frequência elétrica inicial	15 Hz

Tabela 12 - Parâmetros do bloco "Potência mecânica da máquina"

5.1.3 Barramento CC

O barramento CC a ser utilizado possuirá uma tensão de 6600V, que é um valor usualmente encontrado nos sistemas de propulsão elétrica naval [13]. Com esse valor evita-se o conversor a trabalhar me sobremodulação, visto que o índice de modulação estará com valores inferiores a "1" [41].

As plantas elétricas de navios de grande porte são complexas, se assemelhando a instalações elétricas industriais de grande porte. Neste trabalho não foi analisado todo o sistema, se concentrando nos conversores multiníveis aplicados a propulsão. Porém ressalta-se que esse sistema pode comprometer mais de 80% [70] da energia gerada, além de ser um dos sistemas primordiais localizados a bordo [71].

Normalmente os conversores são representados sendo alimentados por capacitores que são carregados e descarregados ao longo dos ciclos de chaveamento, porém, para fins de simulação deste trabalho, utilizou-se fontes de

tensão contínua ideais, o que permitiu uma análise das distorções harmônicas na saída do conversor sem interferência de outros componentes.

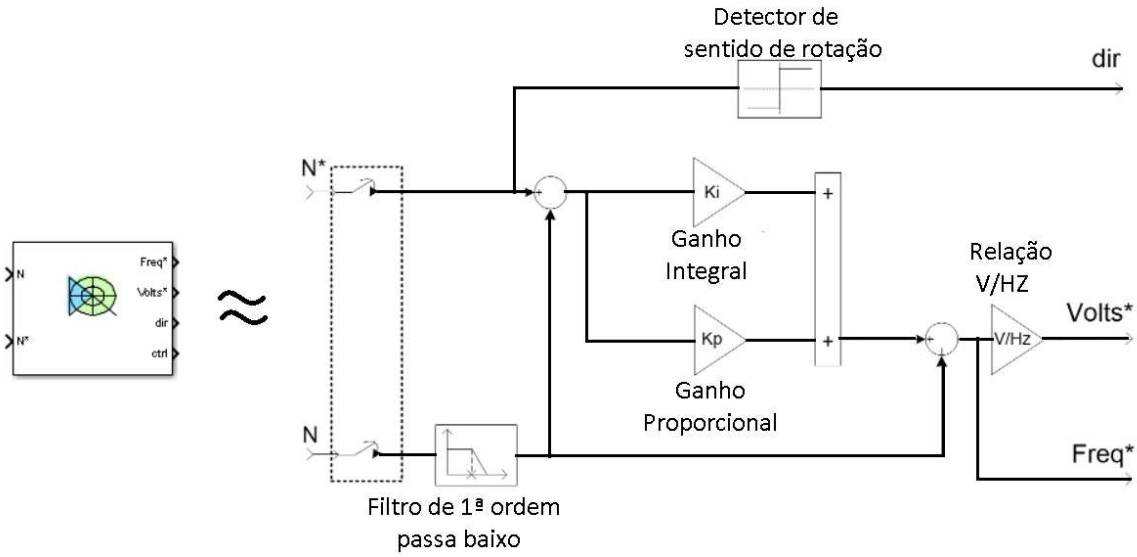
5.1.4 Controle de velocidade – Controle V/Hz

Para realização do controle de velocidade é utilizado o bloco "Speed Controler (Scalar Control)" que modela um regulador de velocidade PID para máquinas CA usado em acionamentos por controle escalar Voltz/Hertz. A saída do regulador PID é o deslizamento da máquina, que é adicionado à velocidade da máquina para obter a frequência de referência do inversor. Para manter constante a razão Volts / Hertz da máquina, a frequência de referência também gera a tensão de referência do inversor. [39]

A figura 37 apresenta o diagrama esquemático do controlador, onde as entradas e saídas são:

- N - A velocidade da máquina, em rpm.
- N* - A referência de velocidade da máquina, em rpm.
- Freq* - A frequência de referência do inversor.
- Volts* - A tensão de referência do inversor.

Figura 37 – Diagrama esquemático do controlador V/Hz

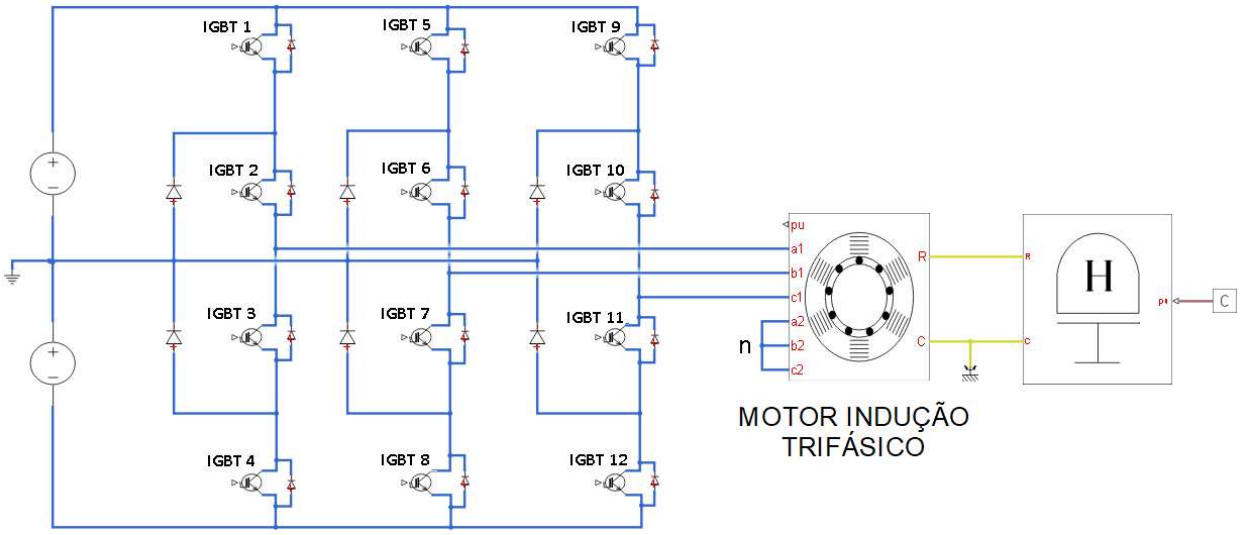


5.2 Simulações e análise de resultados dos conversores NPC – 3níveis e MLC² - 5 níveis em sua forma padrão

5.2.1 Conversor NPC-3 níveis

O primeiro sistema a ser simulado é o conversor NPC – 3 níveis ligado a um motor de indução com fechamento em “Y”. Esse circuito é a base inicial para as comparações a serem realizadas neste capítulo, visto que este conversor é amplamente utilizado na indústria e também nos sistemas navais. A figura 38 demonstra o modelo em *Simulink* utilizado.

Figura 38 – Conversor NPC - 3 níveis com motor de indução



Cada fonte de tensão fornece a 3300V, formando um barramento CC de 6600 V, conforme informado anteriormente

O circuito foi simulado utilizando chaveamento S-PWM e SVM. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 13. As figuras 39 a 41 apresentam as formas de ondas observadas, sendo elas: tensão de fase, tensão de linha, tensão sobre enrolamento, corrente de fase, potência, rotação, tensão e corrente sobre os IGBTs.

Observa-se que para este caso não houve grandes alterações entre os chaveamentos. Mas destaca-se que para o chaveamento SVM o índice de modulação utilizado é menor, o que nos leva a concluir que para este chaveamento há uma melhor utilização do barramento CC.

Também se observa a alta corrente sobre os IGBTs o que pode levar à necessidade de utilização de dispositivos em paralelo para suportar a corrente demandada. A tensão sobre os IGBTs é igual à metade da tensão do barramento CC o que está de acordo com o apresentado no capítulo 3.

A tensão sobre o enrolamento, medida entre “a1” e o ponto “n”, apresenta 9 níveis de tensão. Isso se deve ao fechamento adotado, “Y”.

Analisando o espectro de Fourier, mostrado na figura 42, observa-se que as distorções harmônicas em ambas estratégias de modulação são geradas principalmente nas frequências múltiplas de chaveamento. No caso da tensão de fase com chaveamento SVM, observa-se também uma grande participação do harmônico de 3ª ordem, que possui magnitude em torno de 20% da frequência fundamental.

Parâmetro	S-PWM	SVM
Tensão RMS de fase	1882 V	1927 V
THD da tensão de fase	69,62 %	74,60 %
Tensão de linha RMS	3263 V	3338 V
THD da tensão de linha	35,38%	35,37 %
Tensão RMS sobre o enrolamento	1883 V	1926 V
THD da tensão sobre o enrolamento	35,49 %	35,26 %
Corrente RMS	3672 A	3616 A
THD da corrente	0,82 %	0,72 %
Tensão máxima sobre IGBT 1 e 2	3300 V 3300V	3300 V 3300 V
Corrente RMS sobre IGBT 1 e 2	2016 A 2598 A	2010 A 2559 A
Índice de modulação	0,82	0,75

Tabela 13 – Resultados da simulação do conversor NPC-3 níveis

Figura 39 – Tensões e correntes conversor NPC – 3 níveis (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

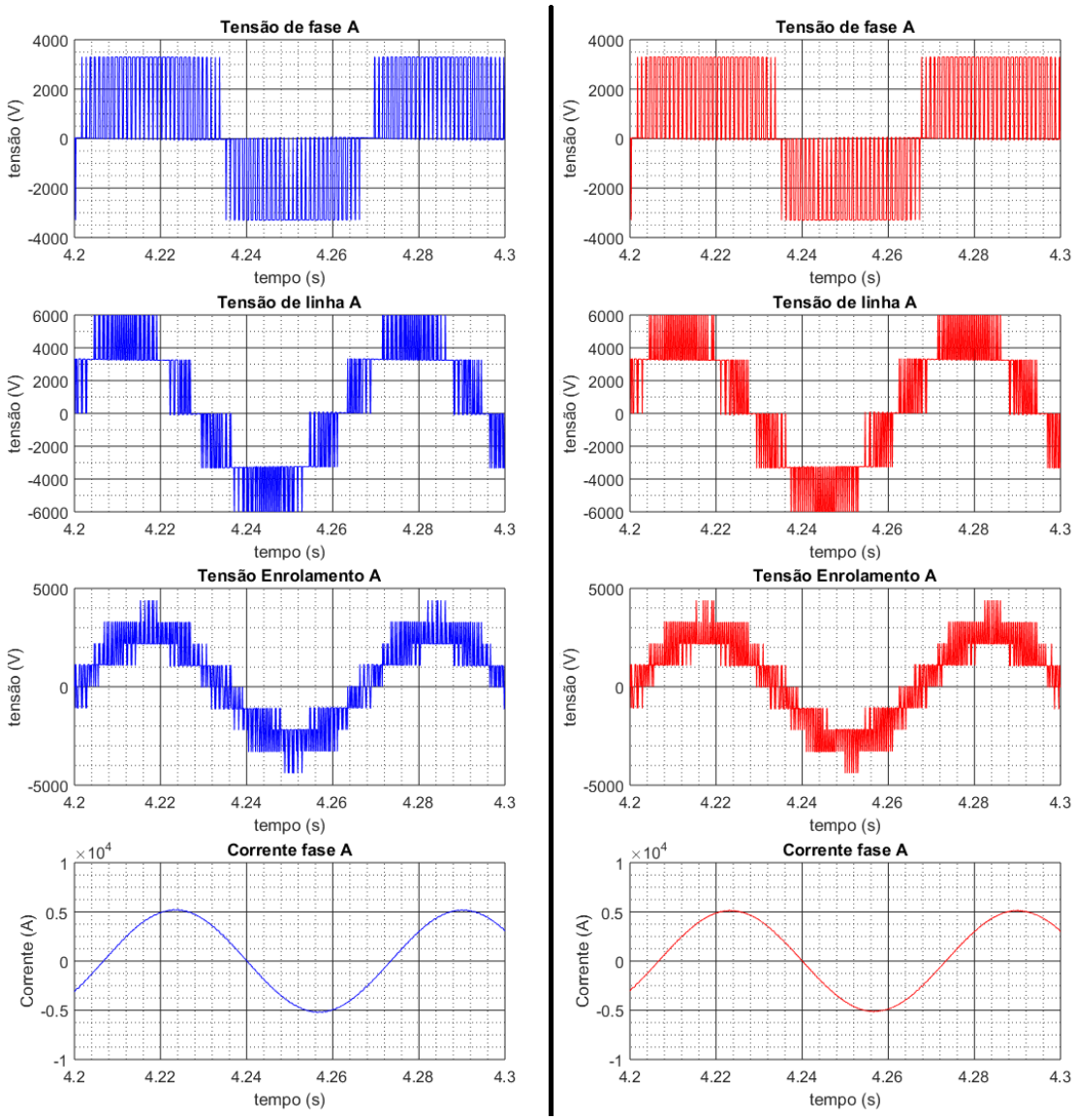


Figura 40 – Tensões e correntes sobre IGBTs no conversor NPC – 3 níveis (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

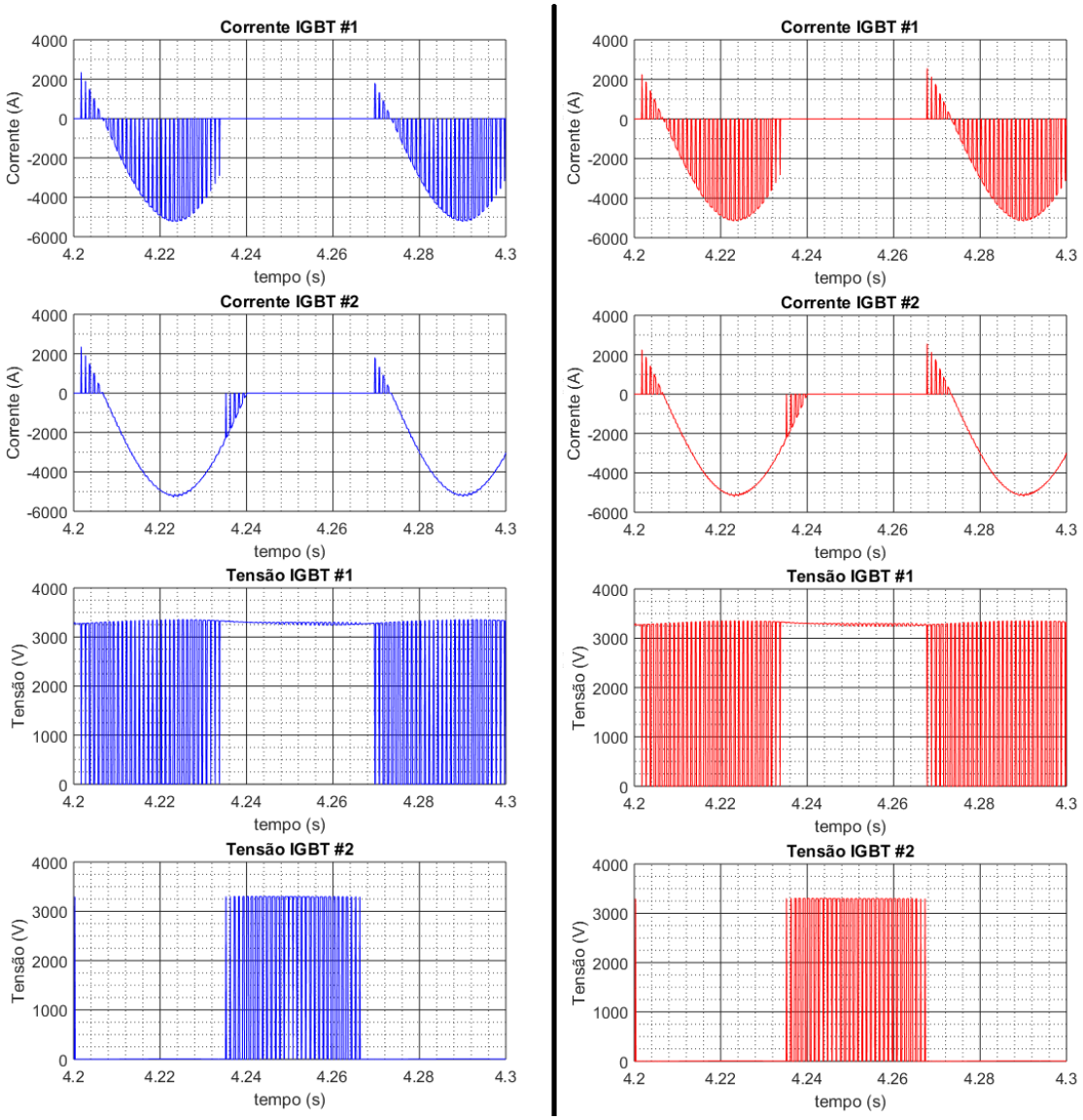


Figura 41 – Rotação e potência demandada do motor com conversor NPC – 3 níveis (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

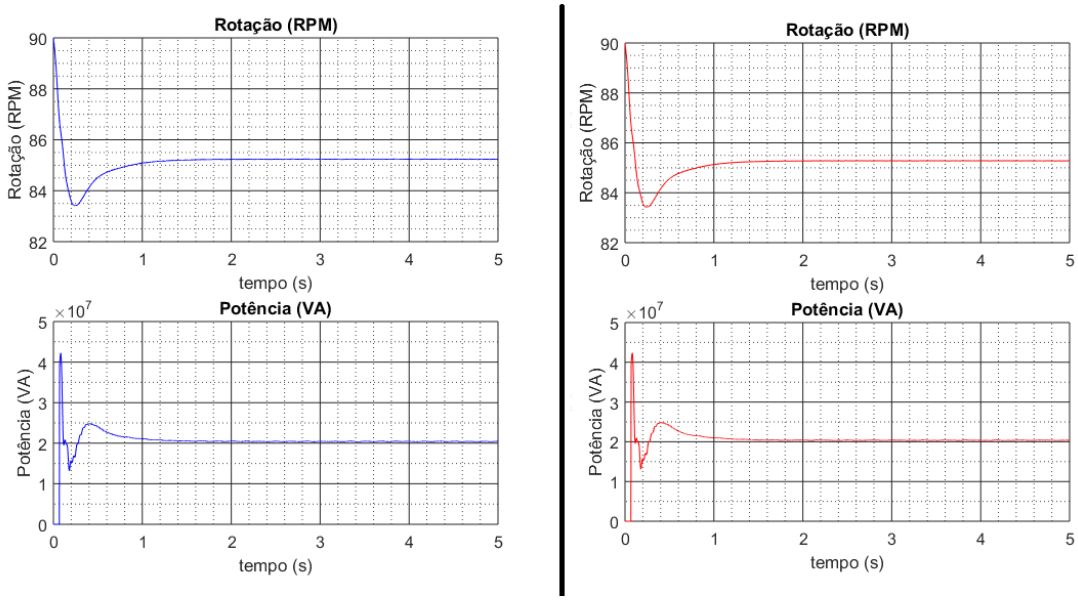
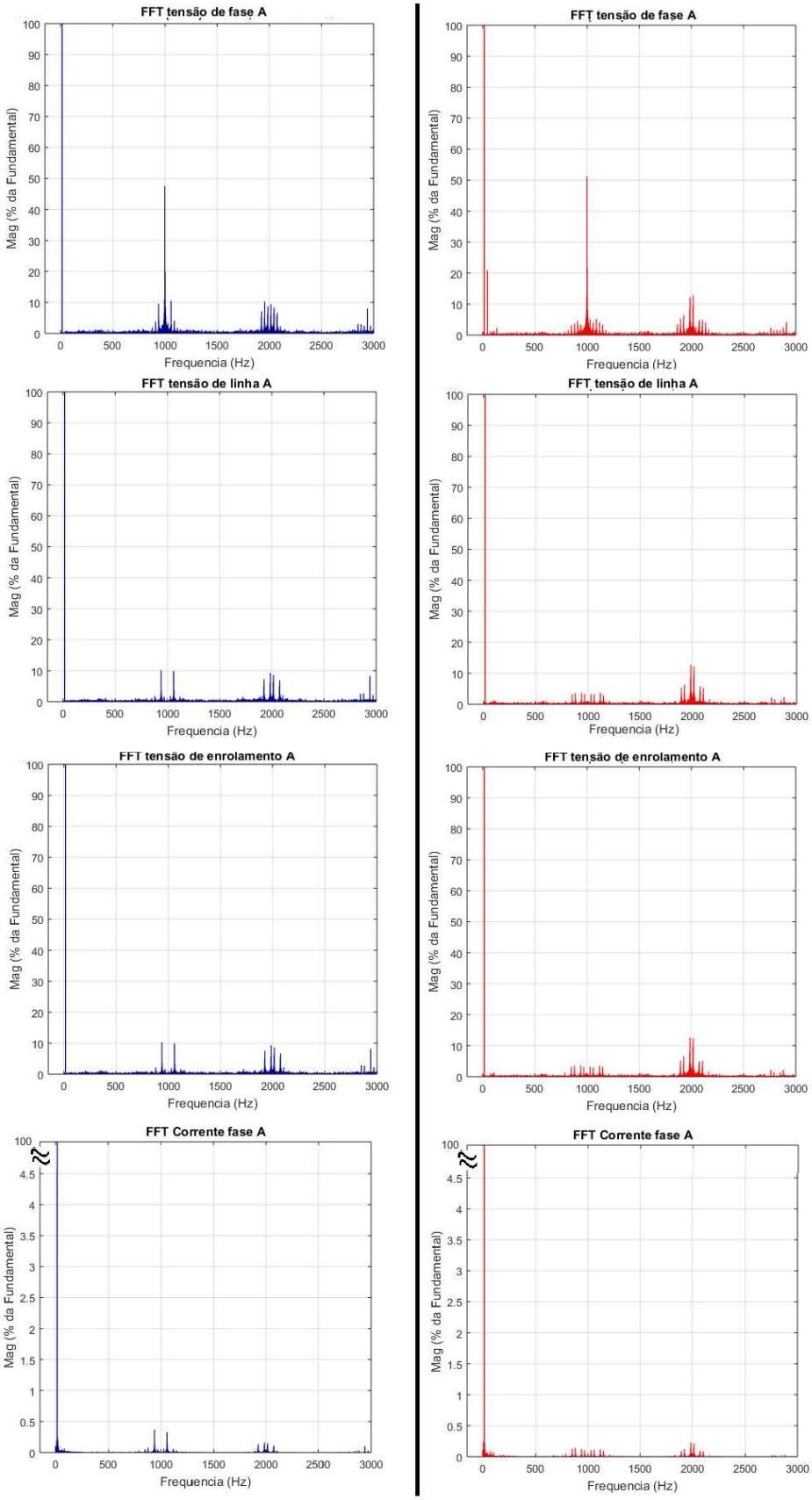


Figura 42 – Espectro de Fourier no conversor NPC – 3 níveis (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

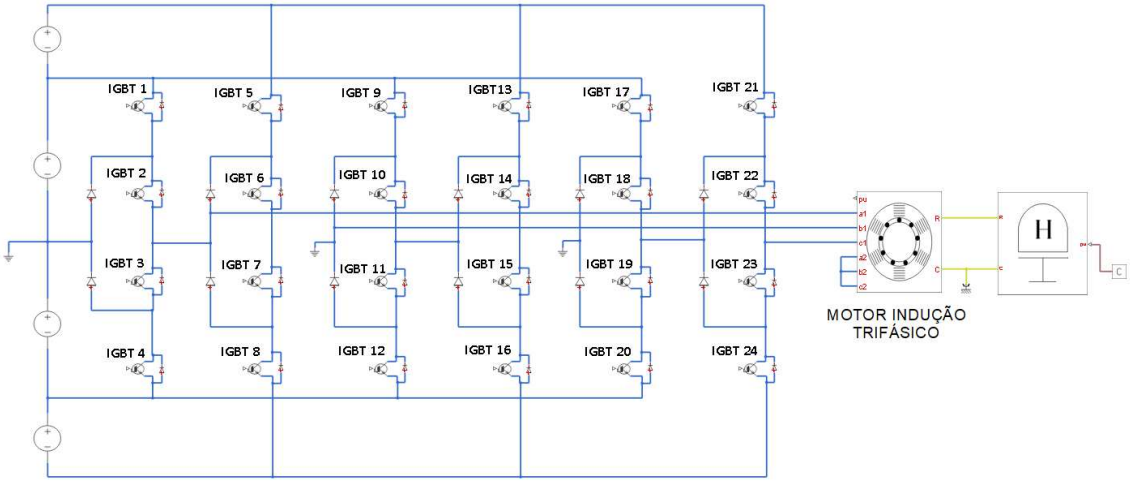


5.2.2 Conversor MLC²

A proposta desta topologia é apresentar um conversor que disponibiliza em sua saída um número maior de níveis de tensão, utilizando as estruturas já amplamente reconhecidas e aplicadas dos conversores NPC de três níveis que atualmente é uma das preferidas do mercado, conforme observado no tópico anterior.

A figura 43 apresenta o modelo a ser simulado. Novamente, o conversor está ligado a um motor em "Y". Cada fonte de tensão fornece a 1650V, formando um barramento CC de 6600 V, conforme informado anteriormente.

Figura 43 – Conversor MLC² - 5 níveis com motor de indução



O circuito foi simulado utilizando chaveamento S-PWM e SVM. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 14. As figuras 44 a 47 apresentam as formas de ondas observadas, tensão de fase, tensão de linha, tensão sobre enrolamento, corrente de fase, potência e rotação.

Não se observa grandes variações nos dados obtidos entre as duas estratégias de modulação. Porém, comparando as simulações realizadas com o conversor NPC-3 níveis, há uma significativa redução nas taxas de distorção harmônicas na ordem de 50%. Isso já é previsto, visto que o número de níveis gerados é maior.

Também, no MLC² - 5 níveis, os IGBT's 1,2 e 6 ficam expostos a uma tensão menor que as observadas no conversor NPC, no entanto o IGBT 5 fica submetido a uma tensão de aproximadamente 75% do barramento CC.

Quanto às correntes sobre os IGBT's, não há grandes variações entre as observadas nos IGBT's 1, 2 e 6 do conversor MLC² com os IGBT's 1 e 2 do conversor NPC. Já o IGBT 5 está sob uma corrente na ordem de 55% do maior valor observado.

A tensão sobre o enrolamento, medida entre a1 e o ponto comum a2, b2 e c2, apresenta 13 níveis de tensão. Isso se deve ao fechamento adotado, "Y".

Analisando o espectro de Fourier, mostrado na figura 48, assim como no NPC-3 níveis, observa-se que as distorções harmônicas em ambas estratégias de modulação são geradas principalmente nas frequências múltiplas de chaveamento. Novamente, no caso da tensão de fase com chaveamento SVM, observa-se também uma grande participação do harmônico de 3ª ordem, que possui magnitude em torno de 20% da frequência fundamental.

Parâmetro	S-PWM	SVM
Tensão RMS de fase	1889 V	1904 V
THD da tensão de fase	35,48%	42,28 %
Tensão de linha RMS	3266 V	3304 V
THD da tensão de linha	17,99 %	17,56 %
Tensão RMS sobre o enrolamento	1886 V	1907 V
THD da tensão sobre o enrolamento	17,97 %	17,45 %
Corrente RMS	3692 A	3742 A
THD da corrente	0,48 %	0,42 %
Tensão máxima sobre IGBT 1, 2, 5 e 6	1650V 1650V 5000V 3000V	1650V 1650V 5000V 3000V
Corrente RMS sobre IGBT 1, 2, 5 e 6	1928 A 2145A 1473A 2603A	2076A 2205A 1455A 2642A
Índice de modulação	0,82	0,72

Tabela 14 – Resultados da simulação do conversor MLC² - 5 níveis

Figura 44 – Tensões e correntes conversor MLC² - 5 níveis (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

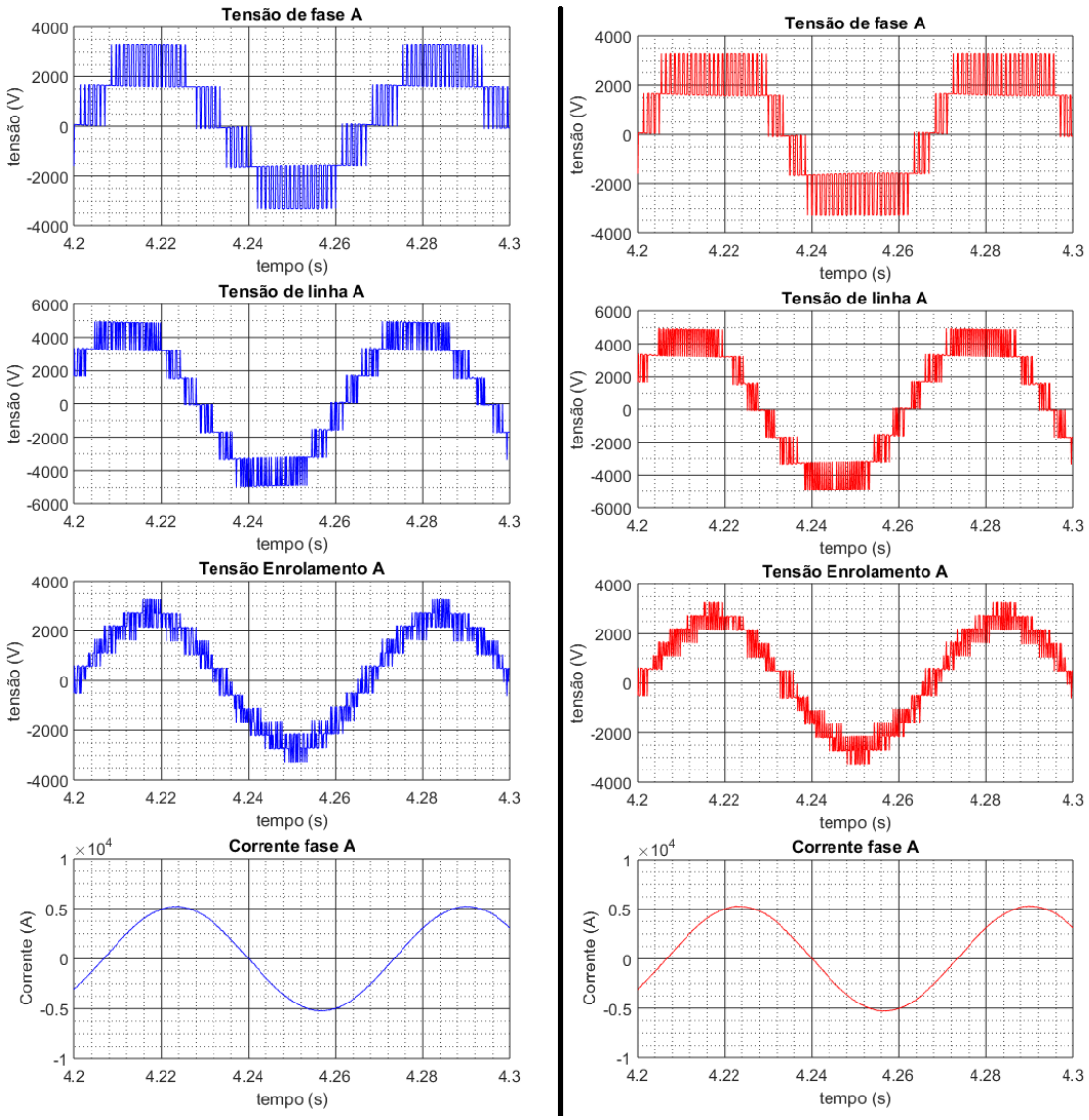


Figura 45 – Tensões sobre IGBTs no conversor MLC² - 5 níveis (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

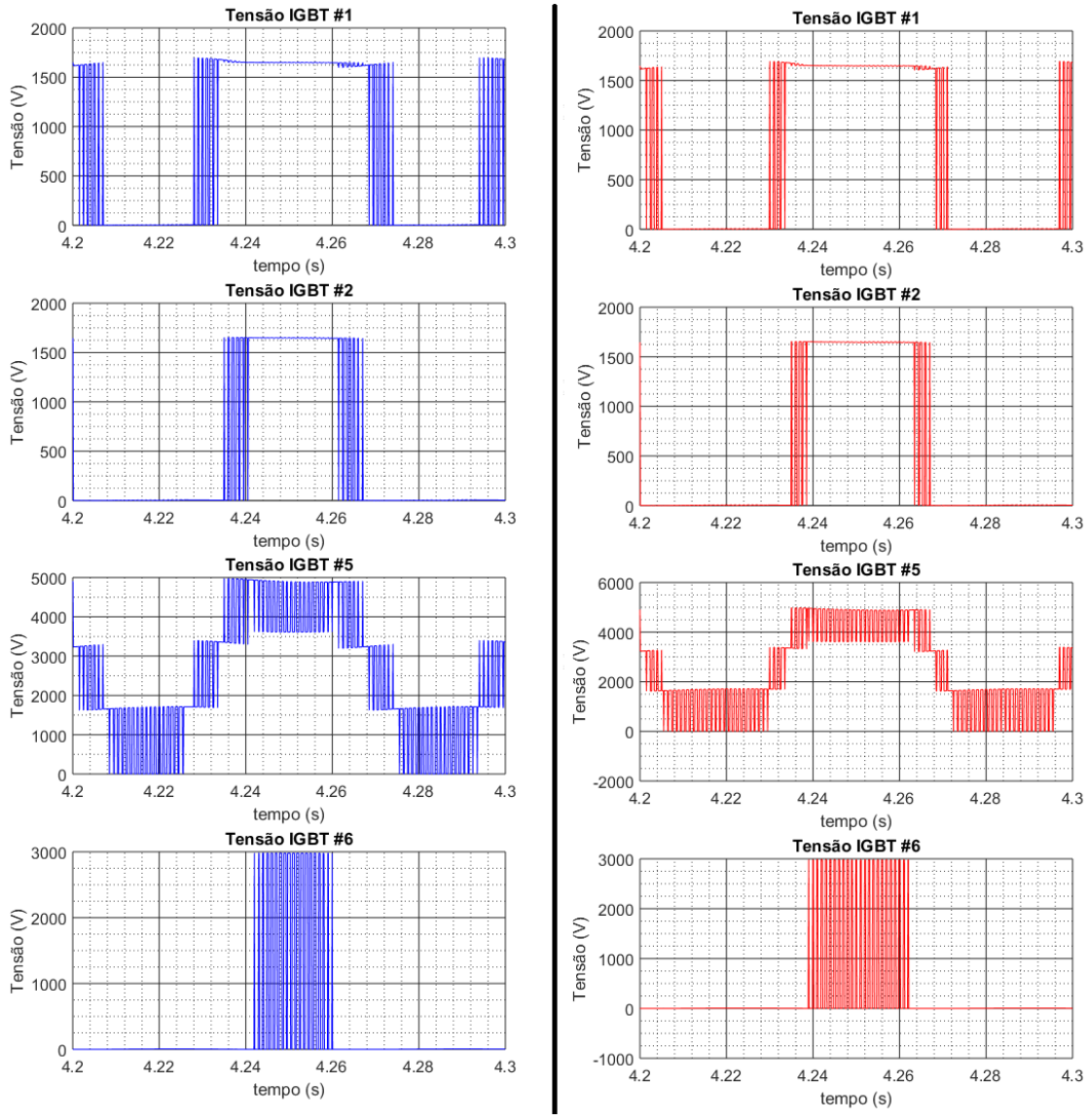


Figura 46 – Correntes sobre IGBTs no conversor MLC² - 5 níveis (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

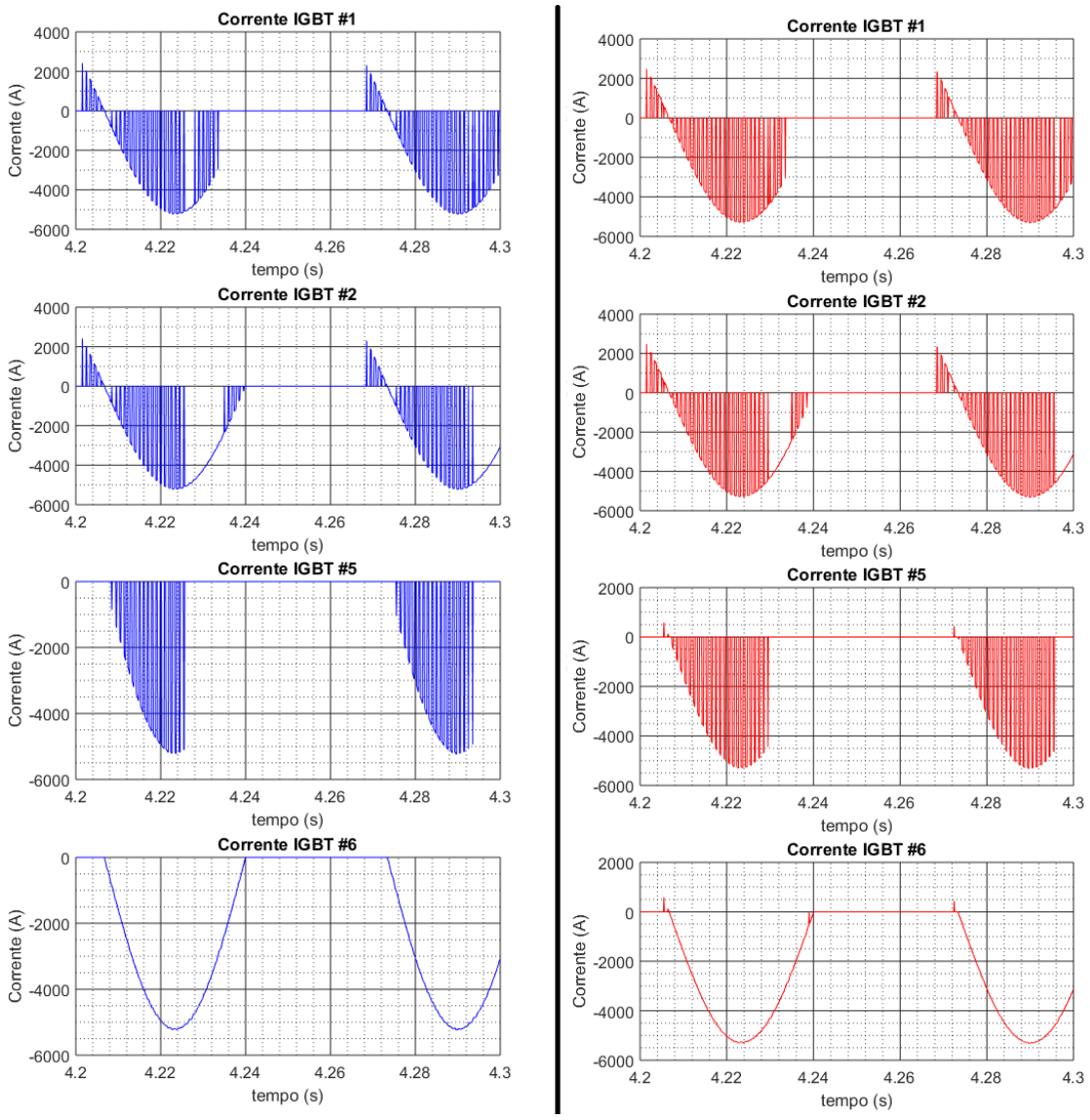


Figura 47 – Rotação e potência demandada do motor com conversor MLC² - 5 níveis (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

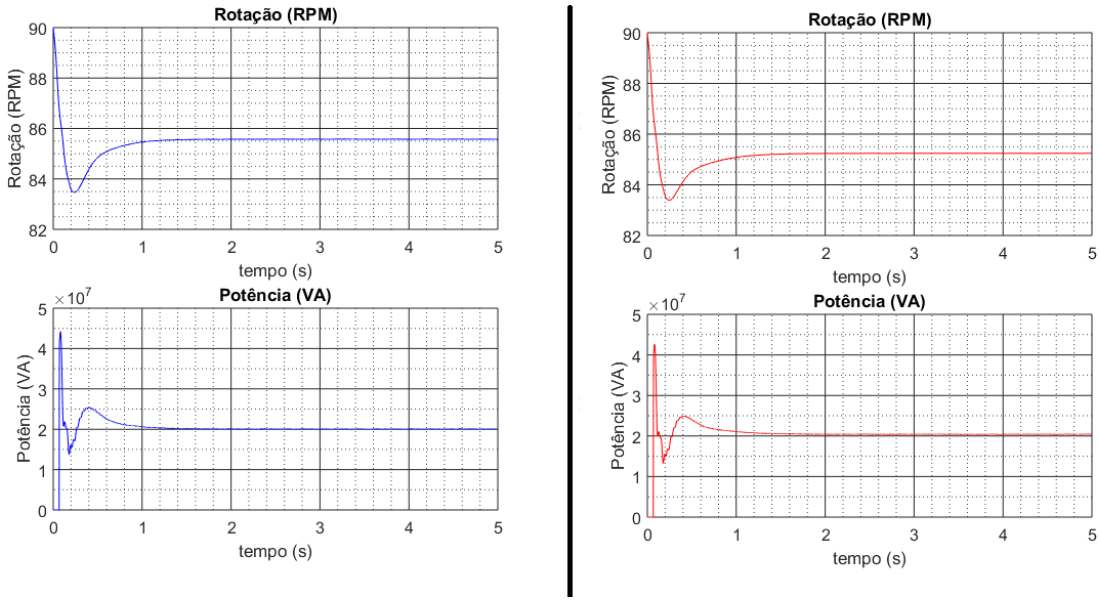
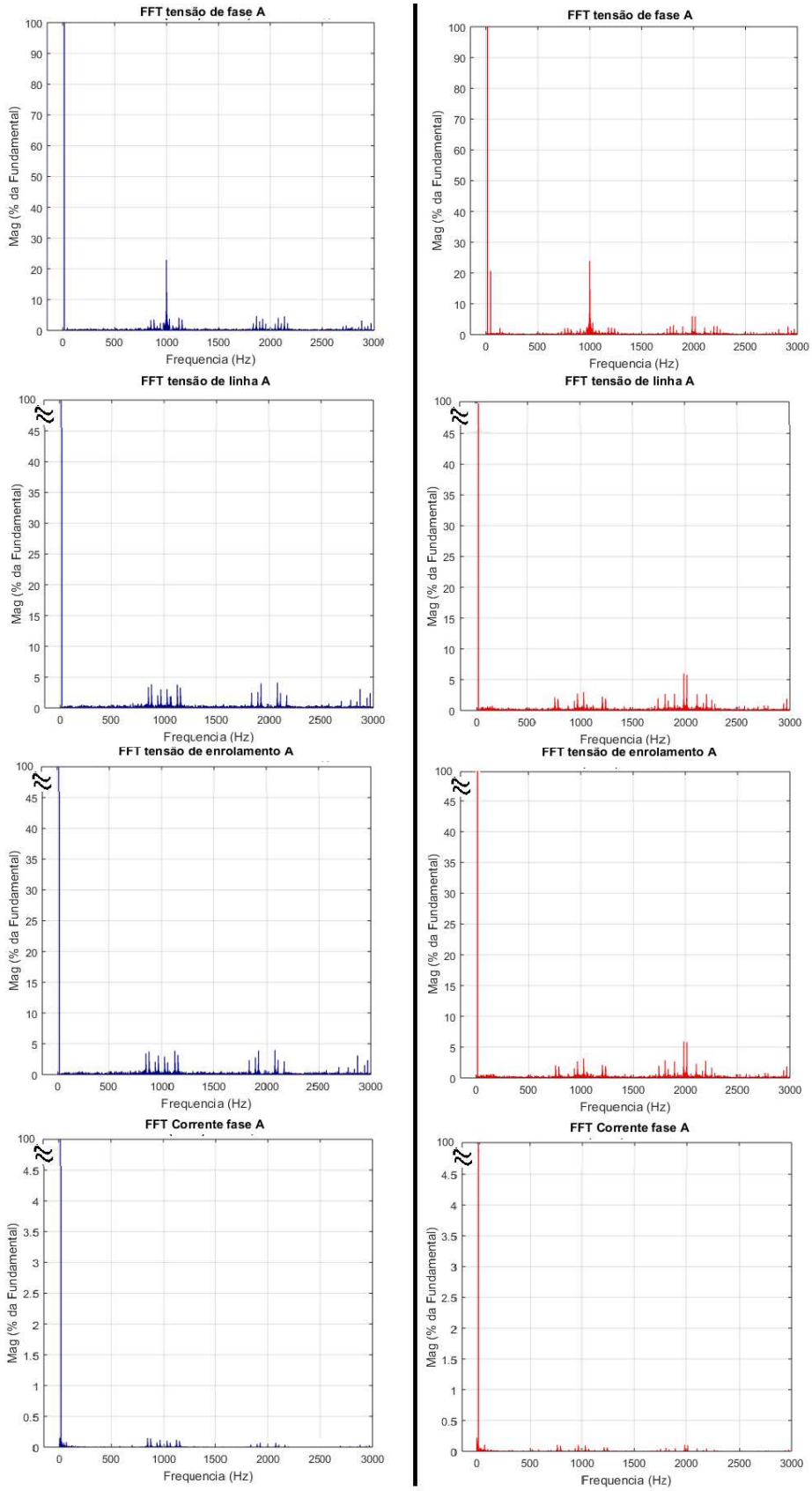


Figura 48 – Espectro de Fourier no conversor MLC² - 5 níveis (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)



5.3 Simulações e análise de resultados dos conversores NPC – 3 níveis e MLC² - 5 níveis em forma dual

Neste tópico serão apresentadas as simulações relativas aos conversores NPC – 3 níveis e MLC² - 5 níveis ligados de forma dual, alimentando um motor de indução de terminais abertos.

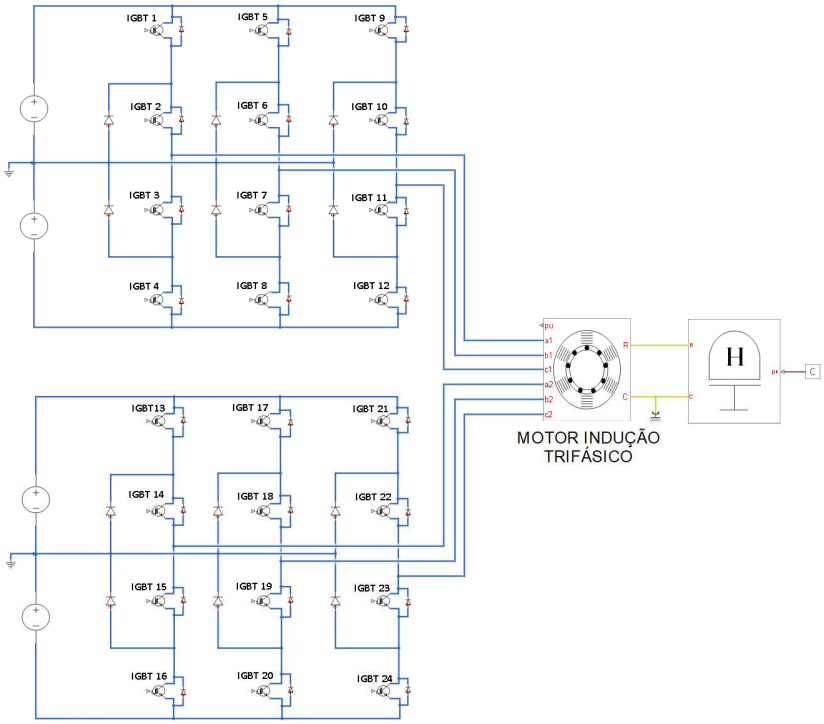
Para estas simulações optou-se pela utilização de dois barramentos CC de 6600V cada isolados.

Conforme visto no capítulo 4, será adotada a estratégia de modulação onde um conversor estará atrasado de um ângulo α em relação ao outro. Foram escolhidos 3 ângulos para simulação, 90º, 120º e 180º. Outros ângulos podem ser analisados em trabalhos futuros.

5.3.1 Conversor NPC - 3 níveis – Dual

O primeiro circuito a ser simulado na forma dual conectado a um motor de terminais abertos é o NPC -3 níveis. A figura 49 apresenta o modelo utilizado para simulação no *Simulink*. Cada fonte de tensão fornece a 3300V, formando dois barramentos CC de 6600 V cada, conforme informado anteriormente.

Figura 49 – Conversor NPC 3 níveis dual com motor de indução com terminais abertos



O circuito foi simulado utilizando chaveamento S-PWM e SVM. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 14. As figuras 50 a 52 apresentam as formas de ondas observadas, tensão de fase, tensão de linha, tensão sobre enrolamento, corrente de fase, potência e rotação relativos a defasagem de 90º entre os conversores. Comparando as estratégias de modulação, verifica-se que a modulação S-PWM apresenta melhores resultados, visto que o taxa de distorção harmônica da modulação SVM para a corrente é na ordem de 40%, o que exigirá a instalação de filtros para eliminação desses harmônicos, enquanto a S-PWM mantem seu THD inferior a 2%. Nesse caso, o harmônico de maior relevância é o de 3ª ordem, conforme mostrado na figura 53.

Na defasagem de 90º, a corrente sobre os IGBTs são 55 a 68% daquela observada no NPC-3 níveis padrão. As tensões não se alteram, mantendo-se a metade do barramento CC.

As figuras 54 a 56 apresentam as formas de ondas observadas, tensão de fase, tensão de linha, tensão sobre enrolamento, corrente de fase, potência e rotação relativos a defasagem de 120º entre os conversores.

Na modulação S-PWM, não há grande diferença nas distorções harmônicas em relação à defasagem de 90º. Porém, as correntes sobre os IGBTs são 47 a 58% daquela observada no NPC-3 níveis padrão, ou seja, apresenta um resultado melhor que o observado na defasagem de 90º.

Na modulação SVM, os resultados são consideravelmente melhores em relação à defasagem de 90º. Enquanto o THD da corrente em 90º é de 43%, na defasagem de 120º, esse cai a 2%, apresentando uma maior qualidade espectral que a observada na modulação S-PWM na mesma defasagem, conforme visto na figura 57. Também, as correntes sobre os IGBTs são reduzidas, sendo 49 a 57% das observadas no NPC-3 níveis padrão nessa modulação.

Na última simulação efetuada com essa configuração, utilizou-se uma defasagem de 180º entre os conversores. As figuras 58 a 60 apresentam as formas de ondas observadas.

Na modulação S-PWM, não há grande diferença nas distorções harmônicas em relação as defasagens de 90º e 120º. Porém, as correntes sobre os IGBTs são 44 a 49% daquela observada no NPC-3 níveis padrão, ou seja, apresenta um resultado melhor que o observado na defasagem de 90º e 120º.

Na modulação SVM, os resultados são os piores apresentados até o momento. O THD da corrente foi de 98%, sendo causado em sua maior parte por harmônicos de 3ª ordem conforme visto no espectro de Fourier demonstrado na figura 61.

Observa-se que a tensão sobre o enrolamento com a defasagem de 180º entre os conversores é praticamente o dobro da tensão de fase, o que está de acordo com o descrito no capítulo 4.

Em todas as defasagens simuladas, a tensão sobre o enrolamento, medida entre a1 e a2, apresenta 5 níveis de tensão, o que também está de acordo com o descrito no capítulo 4 quando adotado barramentos isolados de mesma tensão.

Também, as tensões sobre os IGBTs não se alteram em todos os casos, mantendo-se a metade do barramento CC.

Parâmetro	S-PWM			SVM		
	90°	120°	180°	90°	120°	180°
Tensão RMS de fase	1913 V	1919V	1912V	1918V	1935V	1934V
THD da tensão de fase	67,85%	67,43%	67,78%	75,09%	74,01%	74,11%
Tensão de linha RMS	3310 V	3314V	3305V	3323V	3345V	3342V
THD da tensão de linha	34,80%	34,87%	34,78%	35,17%	35,39%	34,72%
Tensão RMS sobre o enrolamento	2677 V	3302	3820V	2716V	3358V	3853V
THD da tensão sobre o enrolamento	38,62%	34,67%	31,51%	47,91%	35,68%	38,93%
Corrente RMS	2566 A	2094A	1812A	2527A	2069A	1779A
THD da corrente	1,83 %	2,41%	2,62%	43,14%	2,07%	98,37%
Tensão máxima sobre IGBT 1 e 2	3300 V 3300 V	3300 V 3300 V	3300 V 3300 V	3300 V 3300 V	3300 V 3300 V	3300 V 3300 V
Corrente RMS sobre IGBT 1 e 2	1110A 1777A	951A 1518A	899A 1284A	1333A 2098A	985A 1466A	1115A 1819A
Índice de modulação	0,82	0,82	0,82	0,72	0,72	0,72

Tabela 15 – Resultados da simulação do conversor NPC - 3 níveis dual

Figura 50 – Tensões e correntes conversor NPC - 3 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

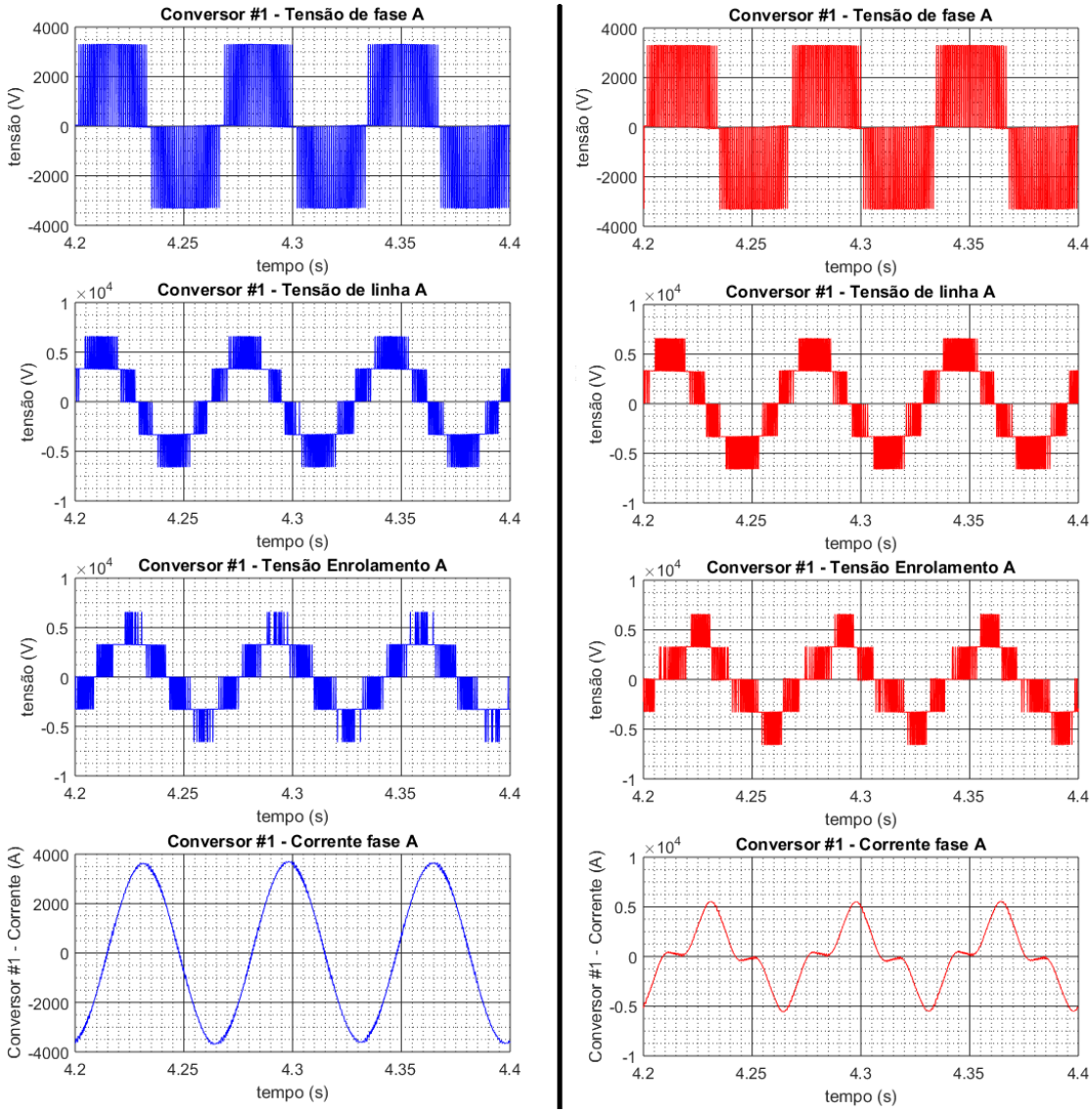


Figura 51 – Correntes e tensão sobre IGBTs no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

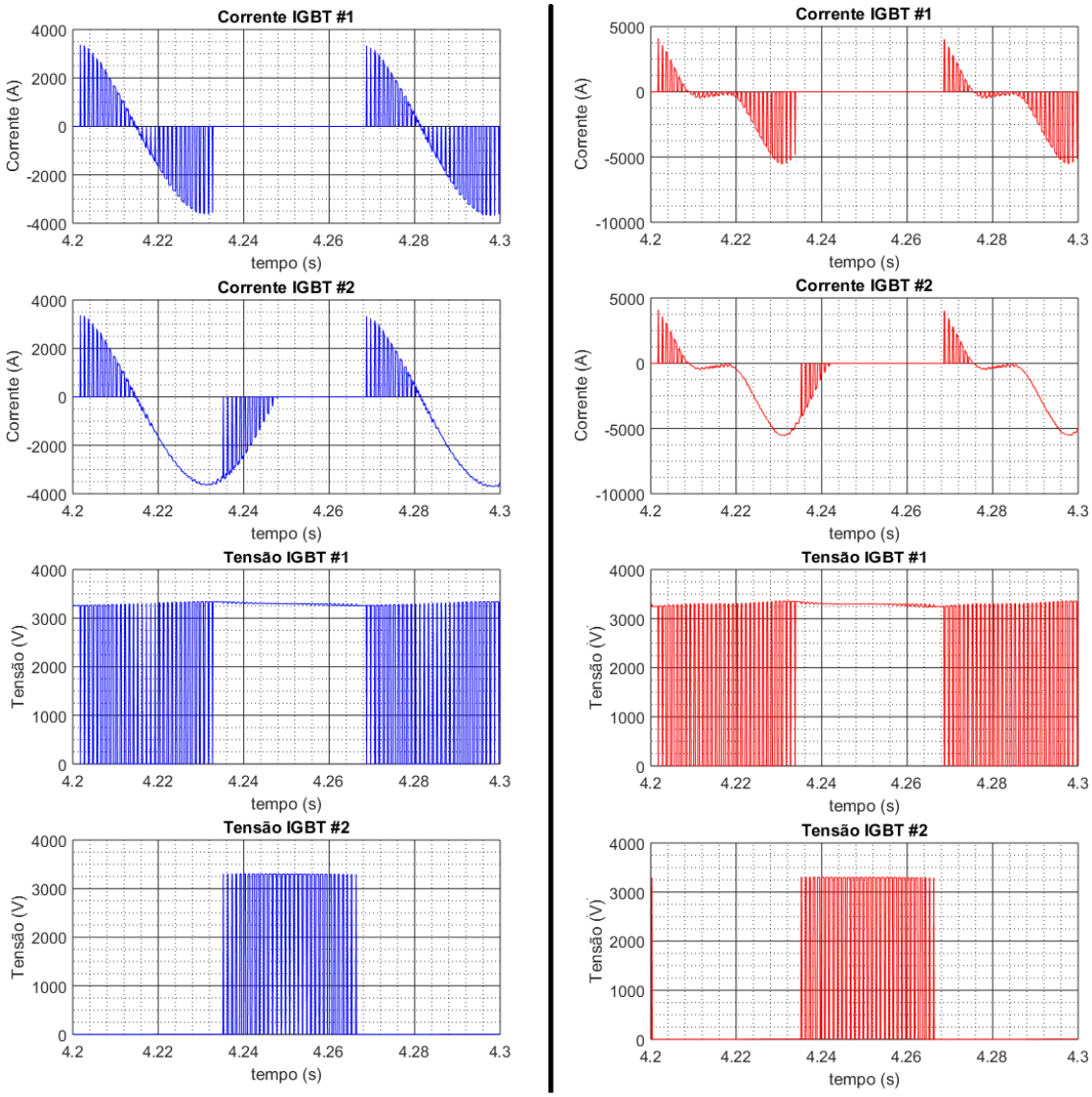


Figura 52 – Rotação e potência demandada do motor com Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

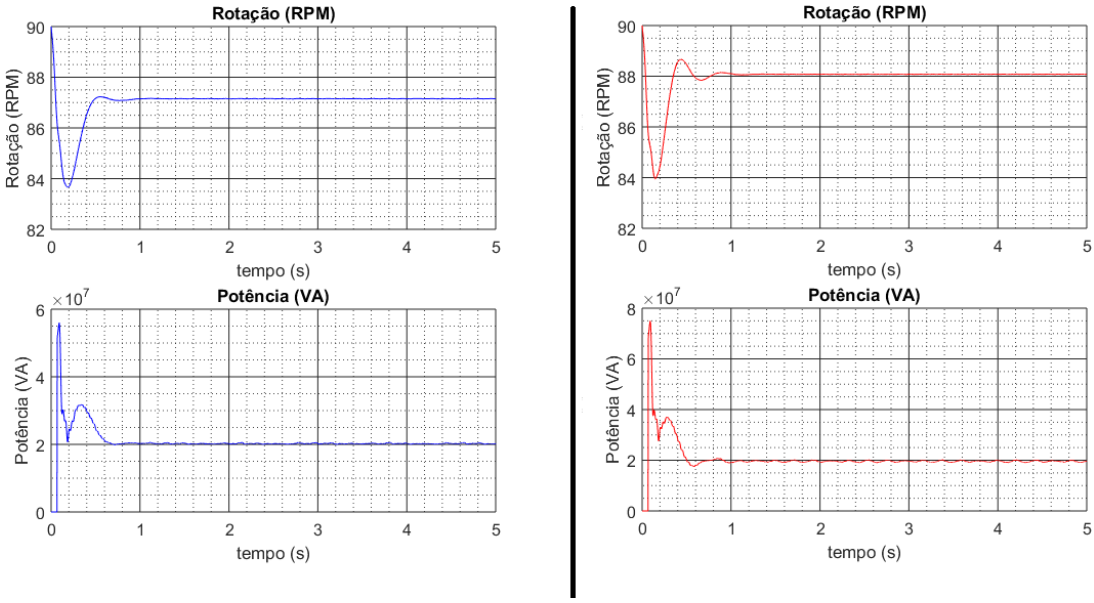


Figura 53 – Espectro de Fourier no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

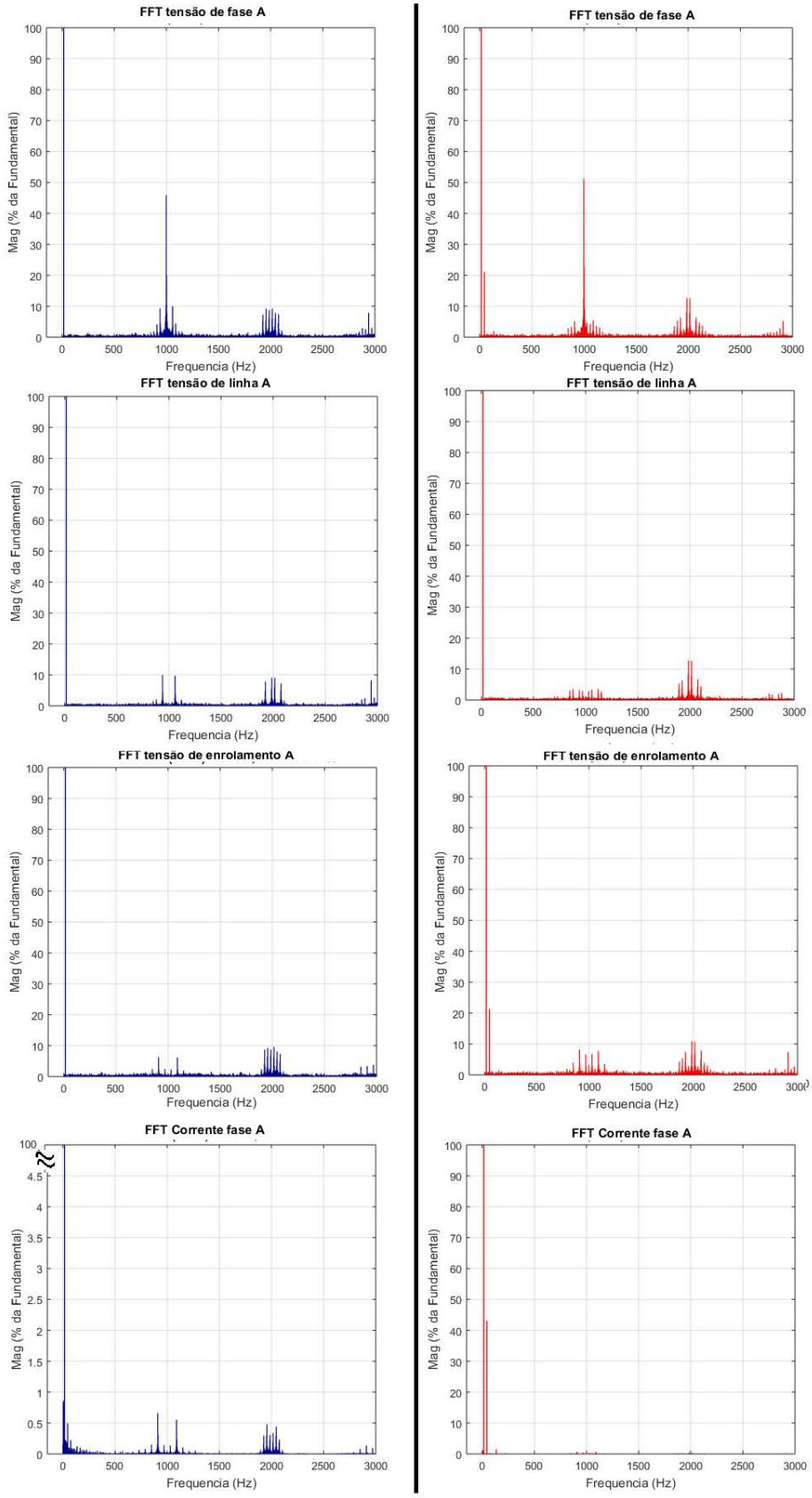


Figura 54 – Tensões e correntes conversor NPC - 3 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

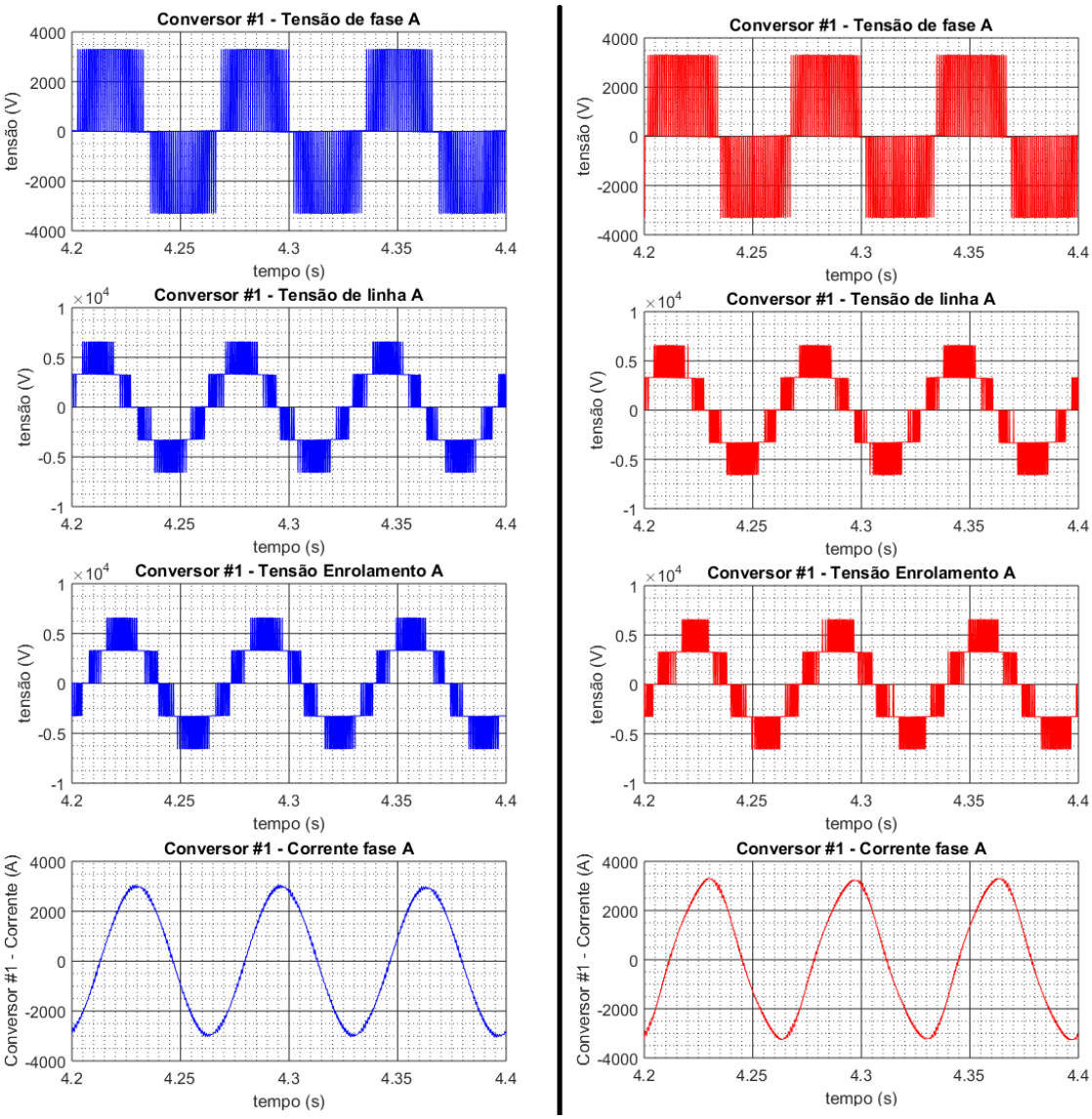


Figura 55 – Correntes e tensão sobre IGBTs no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

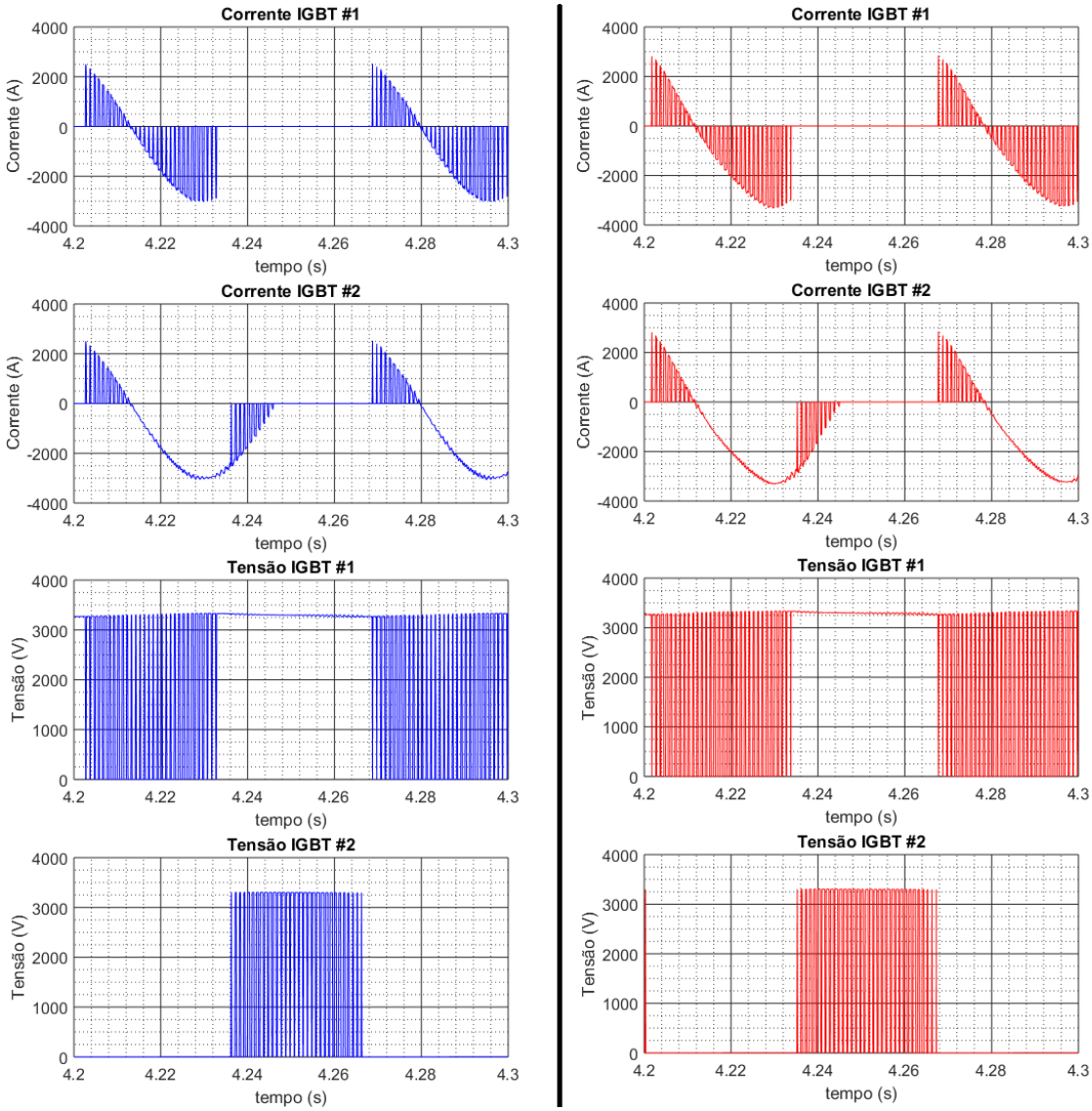


Figura 56 – Rotação e potência demandada do motor com Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

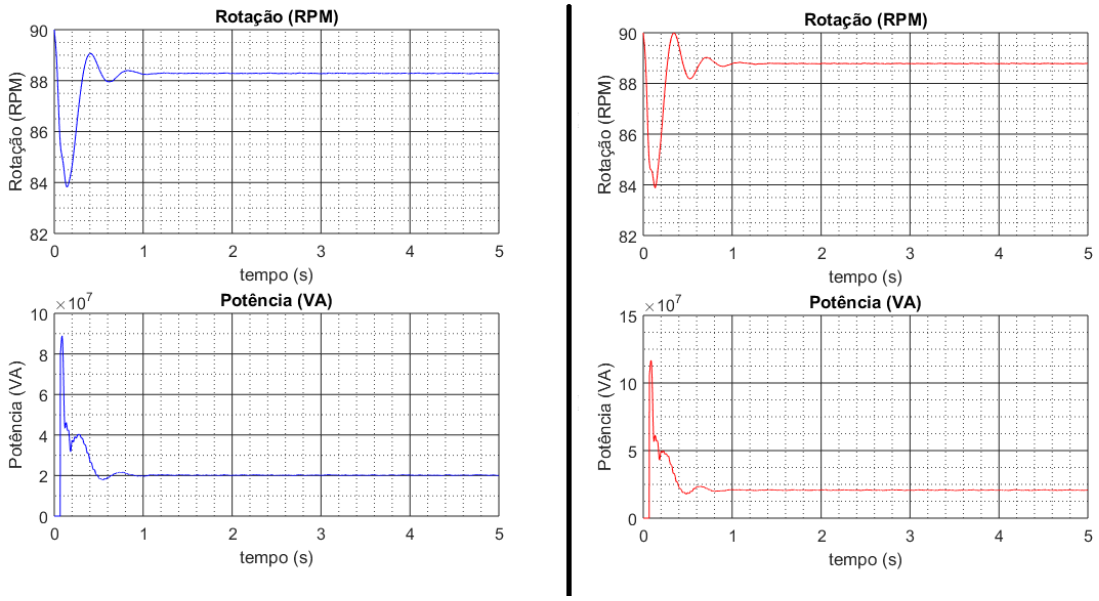


Figura 57 – Espectro de Fourier no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

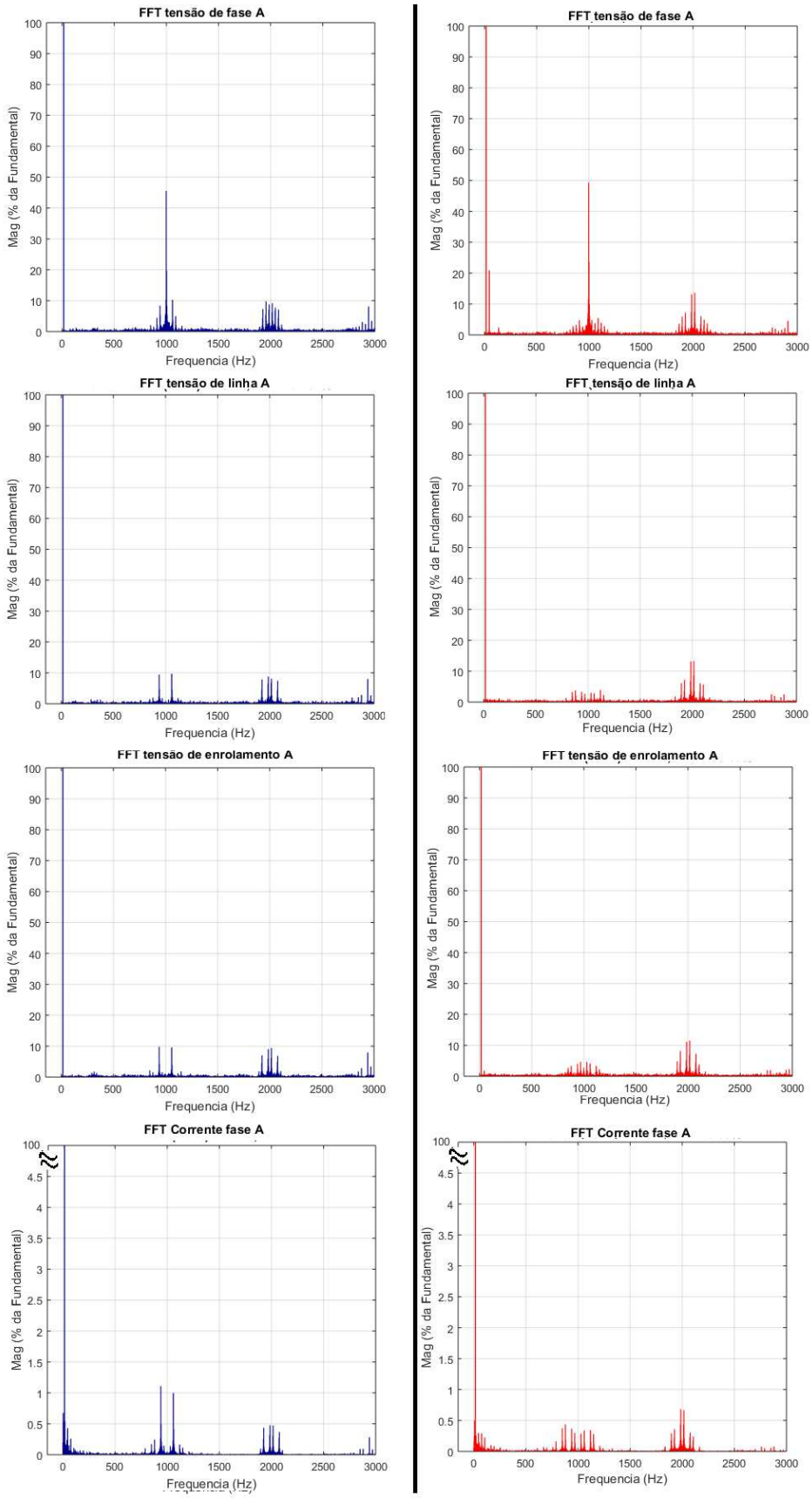


Figura 58 – Tensões e correntes conversor NPC - 3 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

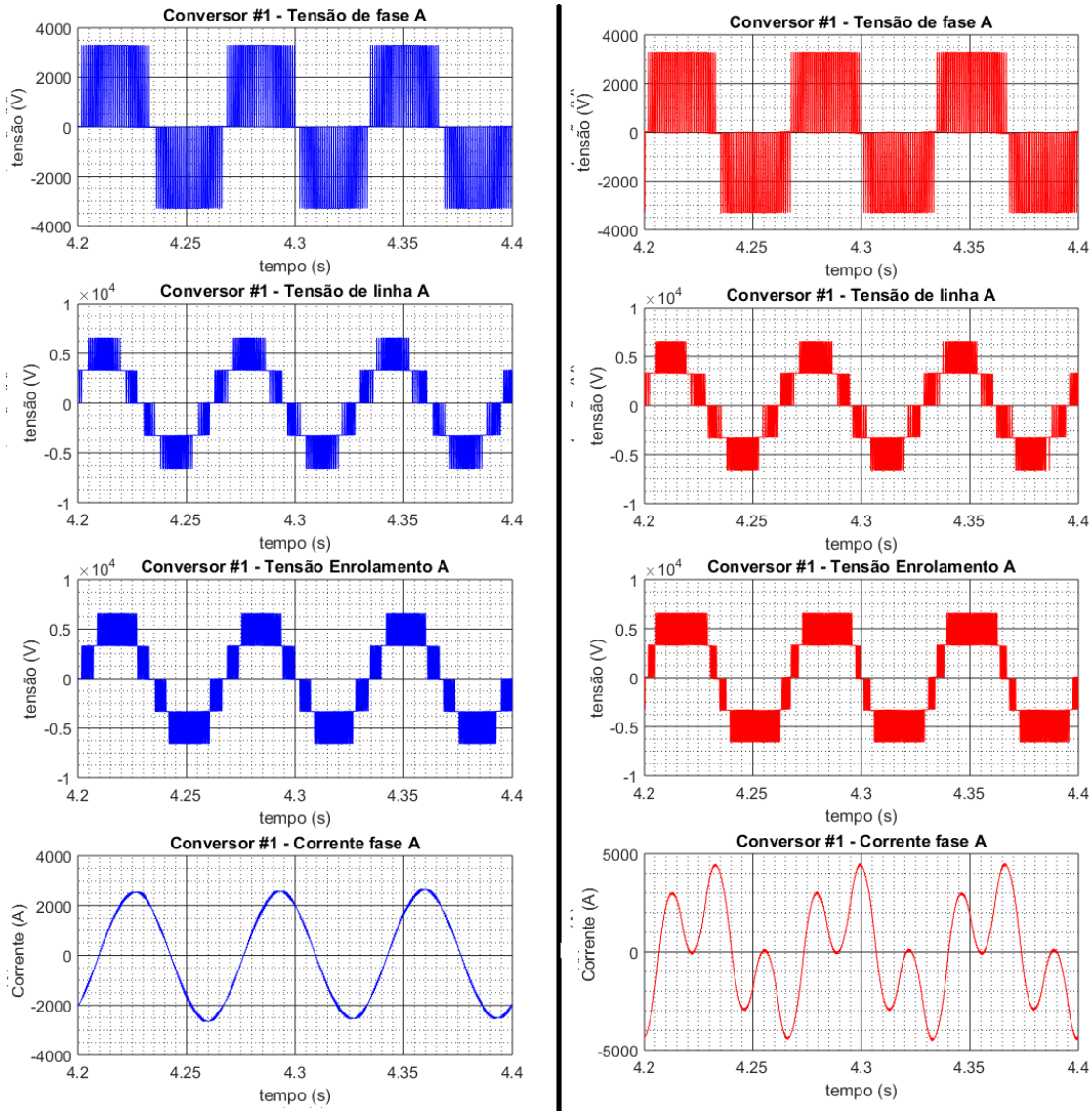


Figura 59 – Correntes e tensão sobre IGBTs no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

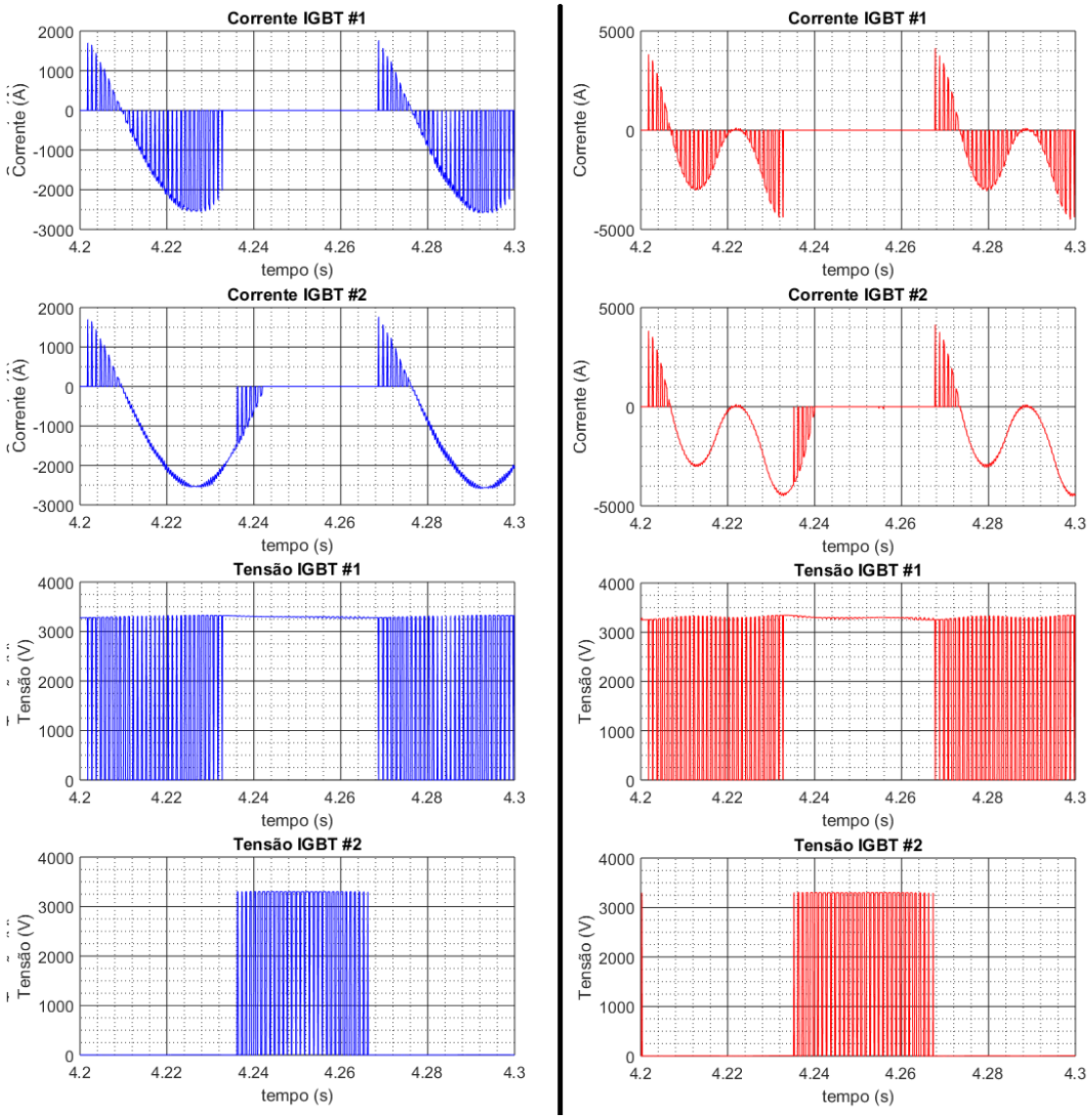


Figura 60 – Rotação e potência demandada do motor com Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

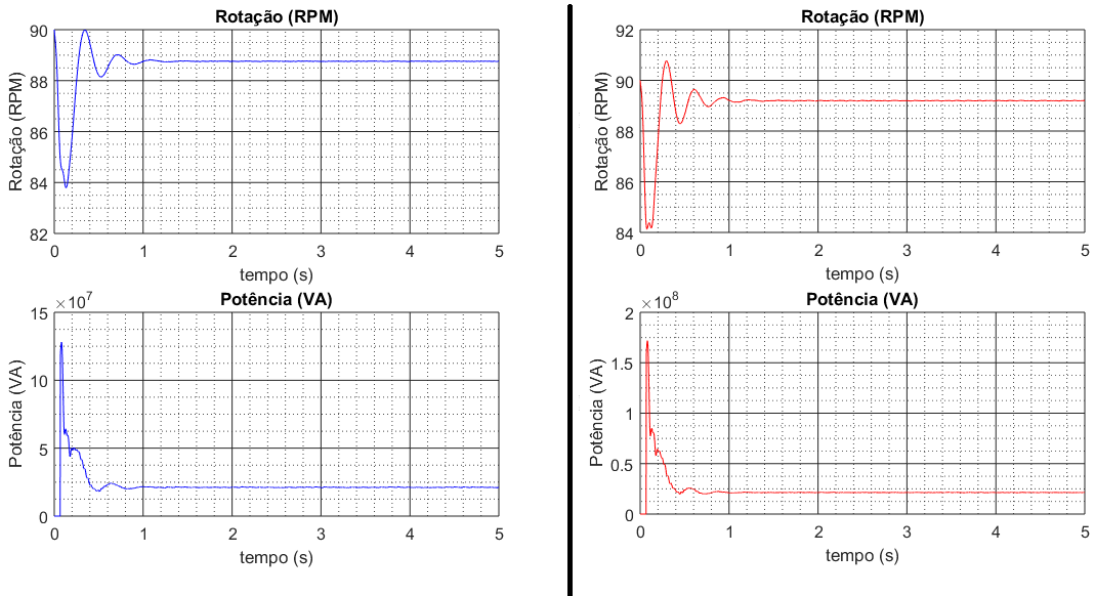
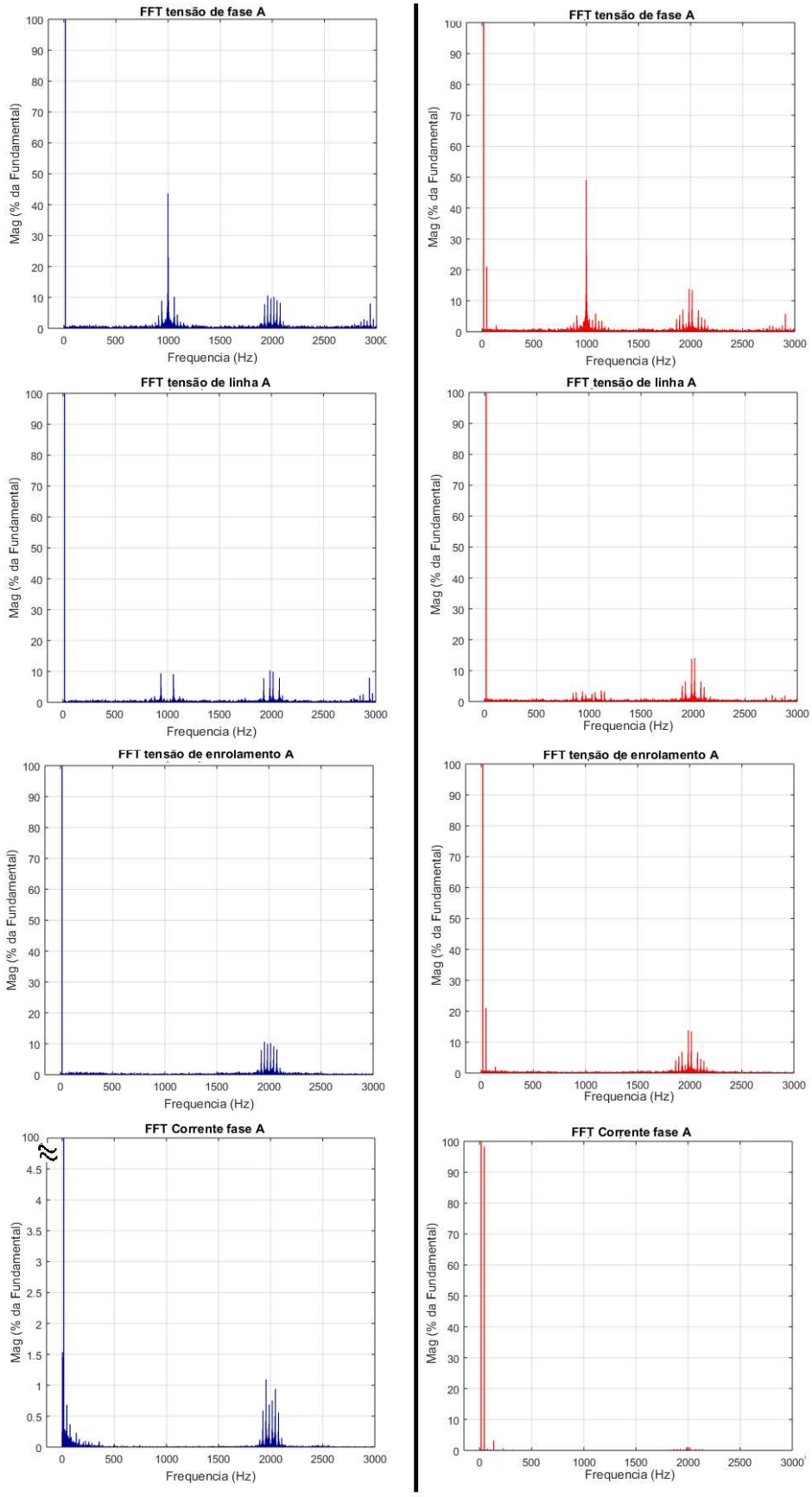


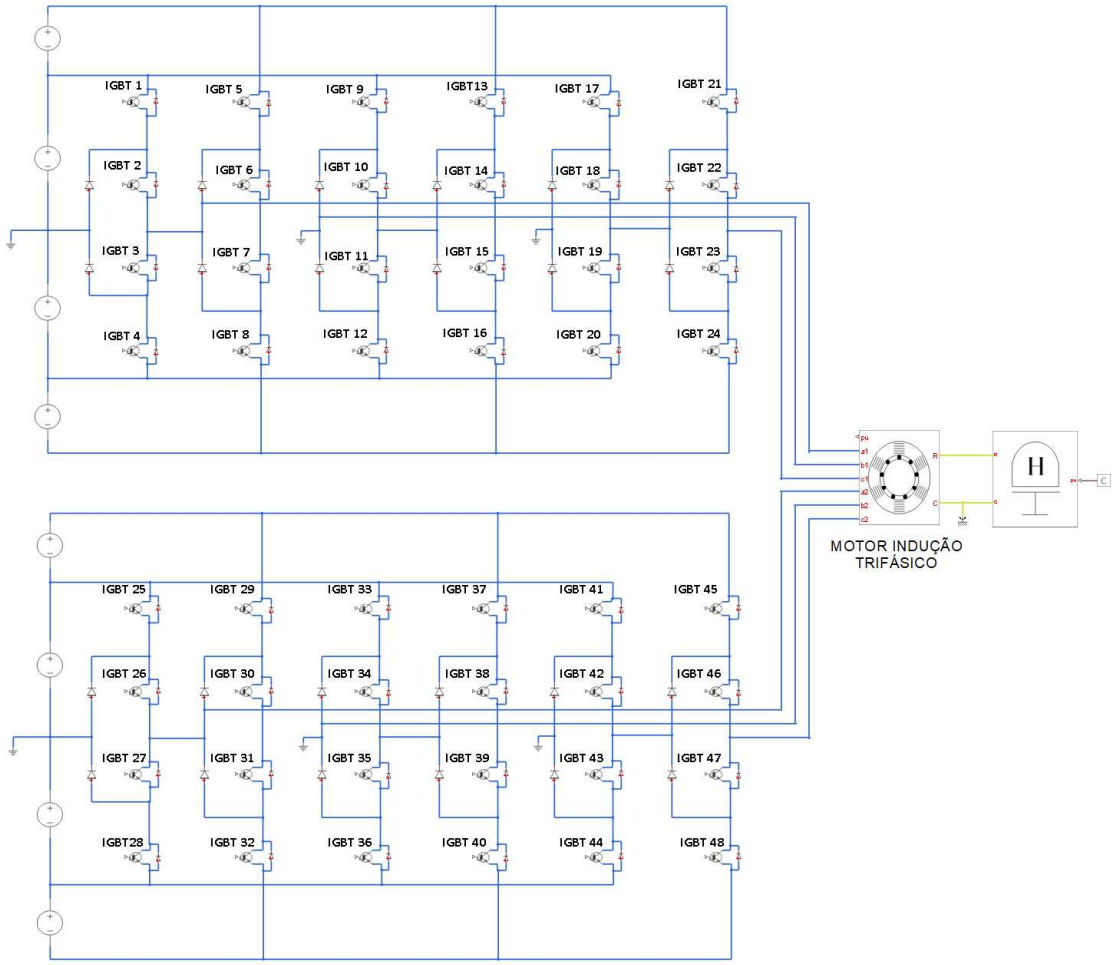
Figura 61 – Espectro de Fourier no Conversor NPC - 3 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)



5.3.2 Conversor MLC² - 5 níveis – Dual

A figura 62 apresenta o modelo utilizado para simulação no *Simulink* do conversor MLC² 5 níveis conectado na forma dual com um motor de terminais abertos Cada fonte de tensão fornece a 1650V, formando dois barramentos CC de 6600 V cada, conforme informado anteriormente.

Figura 62 – Conversor MLC² - 5 níveis dual com motor de indução com terminais abertos



O circuito foi simulado utilizando chaveamento S-PWM e SVM. Os resultados obtidos são apresentados na tabela 16.

As figuras 63 a 66 apresentam as formas de ondas observadas durante a simulação quando os conversores estão defasados de 90º, são elas: tensão de fase, tensão de linha, tensão sobre enrolamento, corrente de fase, potência, rotação, tensão e corrente sobre os IGBTs. Comparando as estratégias de modulação para essa defasagem, verifica-se que a modulação S-PWM apresenta melhores

resultados, visto que o taxa de distorção harmônica da modulação SVM para a corrente é na ordem de 50%, enquanto a S-PWM mantem seu THD inferior a 2%. Nesse caso, o harmônico de maior relevância é o de 3ª ordem, conforme mostrado na figura 67.

Na defasagem de 90º, a corrente sobre os IGBTs são 40 a 85% daquela observada no MLC²- 5 níveis padrão. As tensões não se alteram, mantendo-se a metade do barramento CC. O THD para modulação S-PWM, apesar de baixo, é o dobro do apresentado na configuração padrão.

Em comparação ao inversor NPC-3 níveis dual, os THDs da configuração MLC² - 5 níveis foram relativamente melhores para ambas as estratégias de modulação, com exceção feita ao THD da corrente onde o conversor NPC apresentou uma distorção menor.

As figuras 68 a 71 apresentam as formas de ondas observadas durante a simulação quando os conversores estão defasados de 120º e a figura 72 apresenta o espectro de Fourier para essa defasagem.

Na modulação S-PWM, as distorções harmônicas apresentam variações inferiores a 2% em relação a defasagem de 90º. Porém, as correntes sobre os IGBTs são 36 a 65% daquela observada no MLC² -5 níveis padrão, ou seja, apresenta um resultado melhor que o observado na defasagem de 90º. Nesse caso, as variações para os valores obtidos também estão na ordem de 2% entre a modulação S-PWM e SVM.

Em comparação ao inversor NPC- 3 níveis dual, os THDs da configuração MLC² - 5 níveis foram relativamente melhores para ambas as estratégias de modulação.

Na última simulação efetuada com essa configuração, utilizou-se uma defasagem de 180º entre os conversores. As figuras 73 a 76 apresentam as formas de ondas observadas.

Na modulação S-PWM, as distorções harmônicas apresentam variações inferiores a 2% em relação as defasagens de 90º e 120º. Porém, as correntes sobre os IGBTs são 43 a 48% daquela observada no MLC² -5 níveis padrão, ou seja, apresenta um resultado melhor que o observado na defasagem de 90º e 120º.

Na modulação SVM, os resultados, assim como o observado no conversor NPC-3 níveis dual, são os piores apresentados. O THD da corrente foi de 97%,

sendo causado em sua maior parte por harmônicos de 3ª ordem conforme visto no espectro de Fourier demonstrado na figura 77.

Observa-se que a tensão sobre o enrolamento com a defasagem de 180º entre os conversores é praticamente o dobro da tensão de fase, o que está de acordo com o descrito no capítulo 4.

Ao se trabalhar com as defasagens de 90º e 120º, a tensão sobre o enrolamento, medida entre a1 e a2, apresenta 7 níveis de tensão, o que também está de acordo com o descrito no capítulo 4 quando adotado barramentos isolados de mesma tensão. Porém ao simular a defasagem de 180º com modulação S-PWM, observou-se 9 níveis de tensão sobre o enrolamento.

Também, as tensões sobre os IGBTs não se alteram em todos os casos, mantendo-se a metade do barramento CC.

Parâmetro	S-PWM			SVM		
	90°	120°	180°	90°	120°	180°
Tensão RMS de fase	1928V	1930V	1929V	1938V	1927V	1929V
THD da tensão de fase	34,02%	34,27%	34,19%	41,41%	41,47%	41,53%
Tensão de linha RMS	3343V	3346V	3346V	3349V	3344	3340V
THD da tensão de linha	14,48%	16,94%	16,91%	17,02%	17,12%	17,26%
Tensão RMS sobre o enrolamento	2695V	3326V	3859A	2667V	3322V	3853V
THD da tensão sobre o enrolamento	18,05%	17,26%	14,25%	30,01%	17,61%	25,42%
Corrente RMS	2503A	2097	1791A	2447A	2096A	1789A
THD da corrente	1,64%	1,56%	2,06%	51,02%	1,39%	97,31%
Tensão máxima sobre IGBT 1, 2, 5 e 6	1250V 1250V 3750V 2250V	1250V 1250V 3750V 2250V	1250V 1250V 3750V 2250V	1650V 1650V 5000V 3000V	1650V 1650V 5000V 3000V	1650V 1650V 5000V 3000V
Corrente RMS sobre IGBT 1, 2, 5 e 6	1456A 1832A 612A	1121A 1409A 539A	934A 1097A 647A	1481A 1853A 624A	1157A 1340A 619A	1285A 1667A 668A

	1950A	1506A	1277A	1961A	1477A	1793A
Índice de modulação	0,85	0,85	0,85	0,72	0,72	0,72

Tabela 16 – Resultados da simulação do conversor MLC² - 5 níveis dual

Figura 63 – Tensões e correntes Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

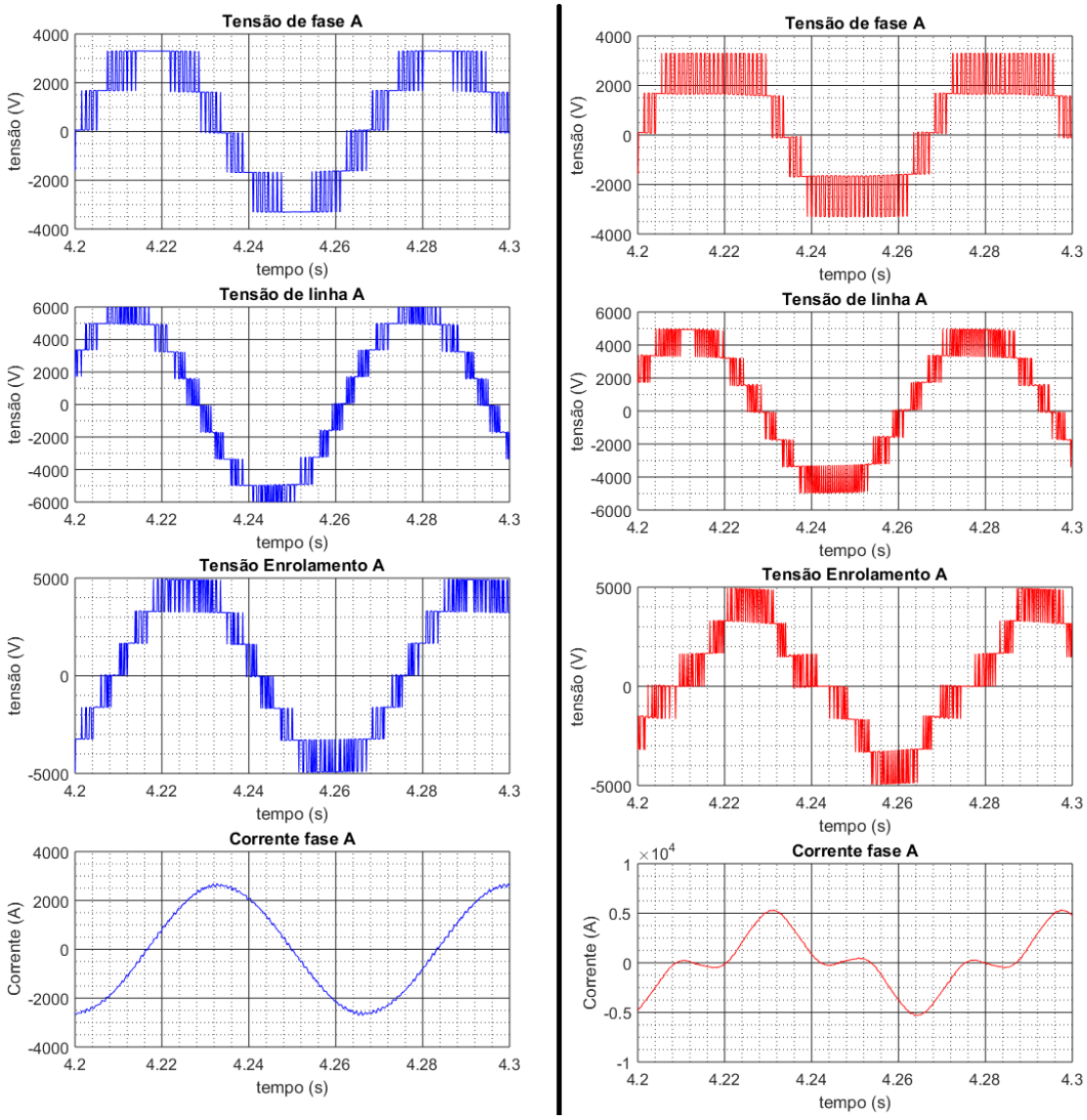


Figura 64 – Tensões sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

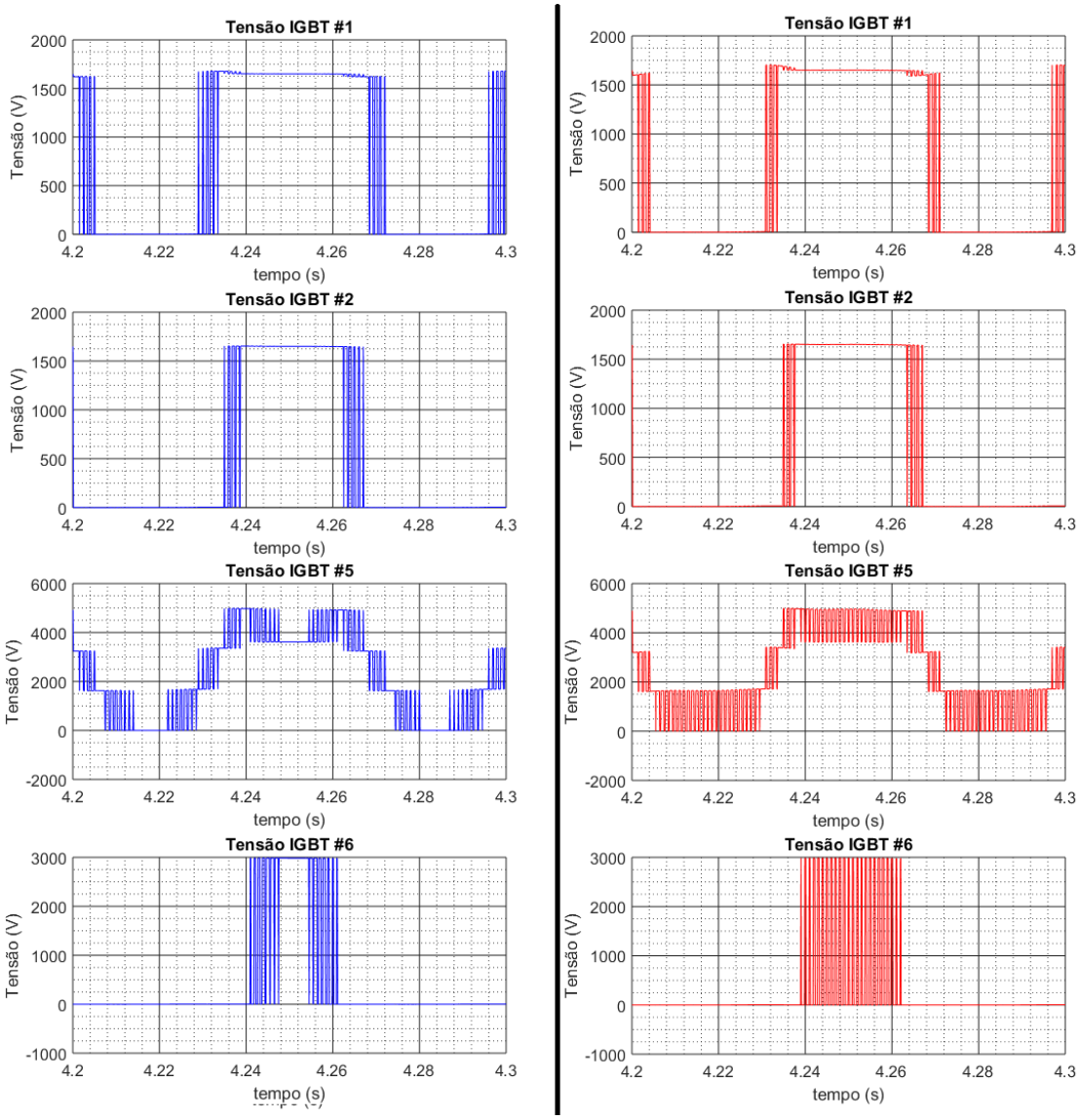


Figura 65 – Correntes sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

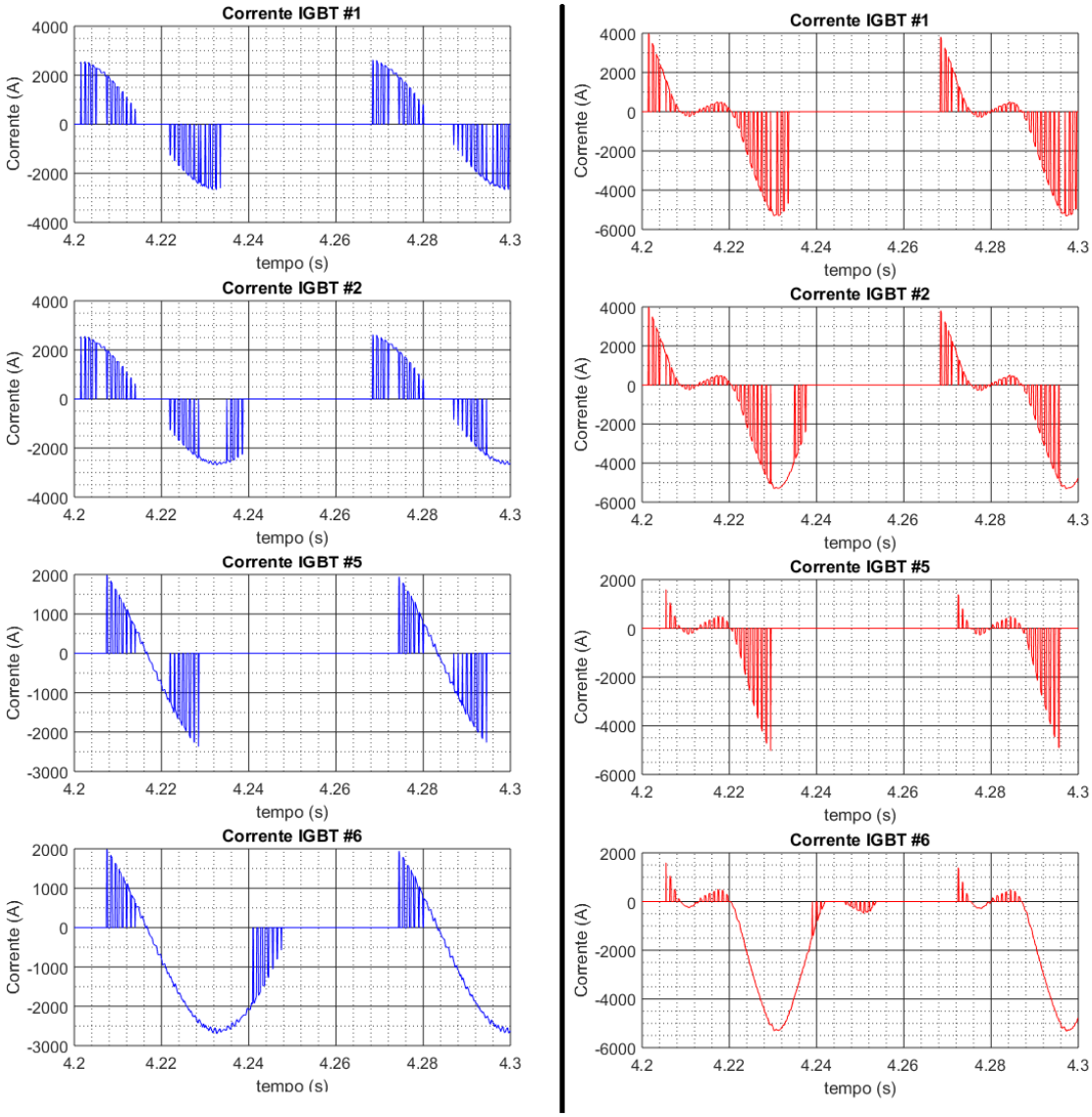


Figura 66 – Rotação e potência demandada do motor com Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

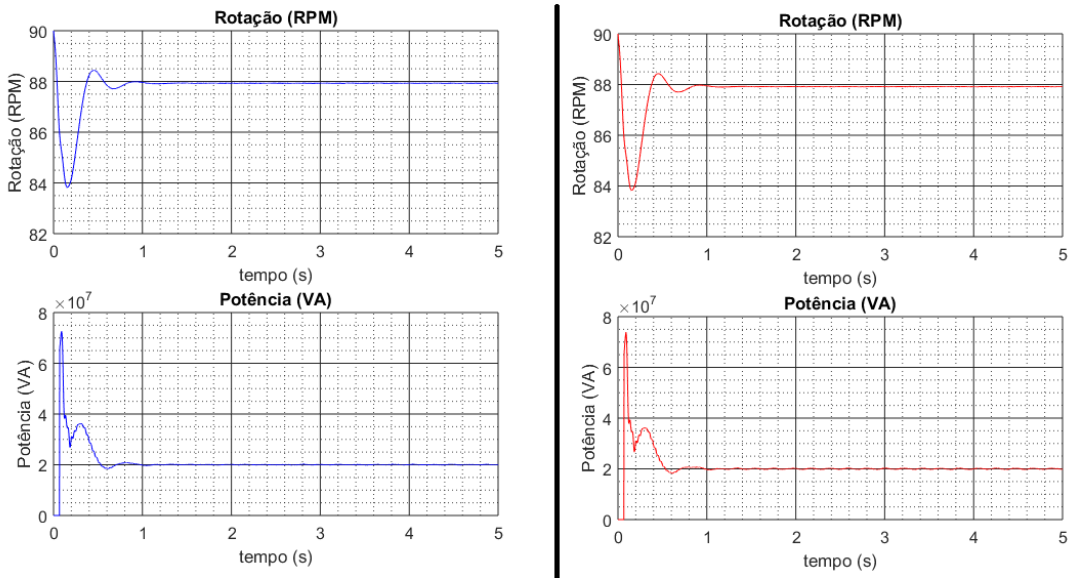


Figura 67 – Espectro de Fourier no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 90º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

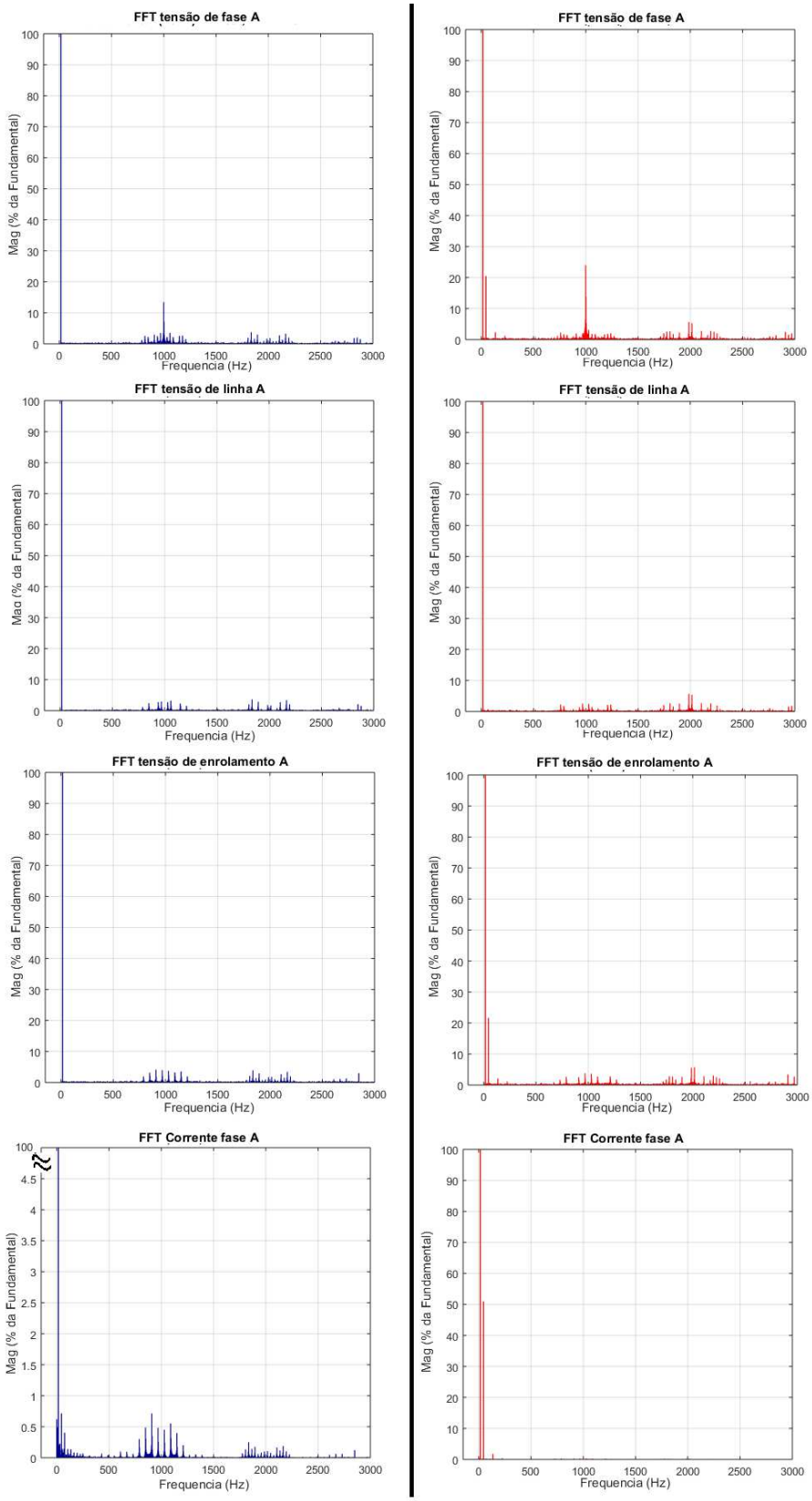


Figura 68 – Tensões e correntes Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

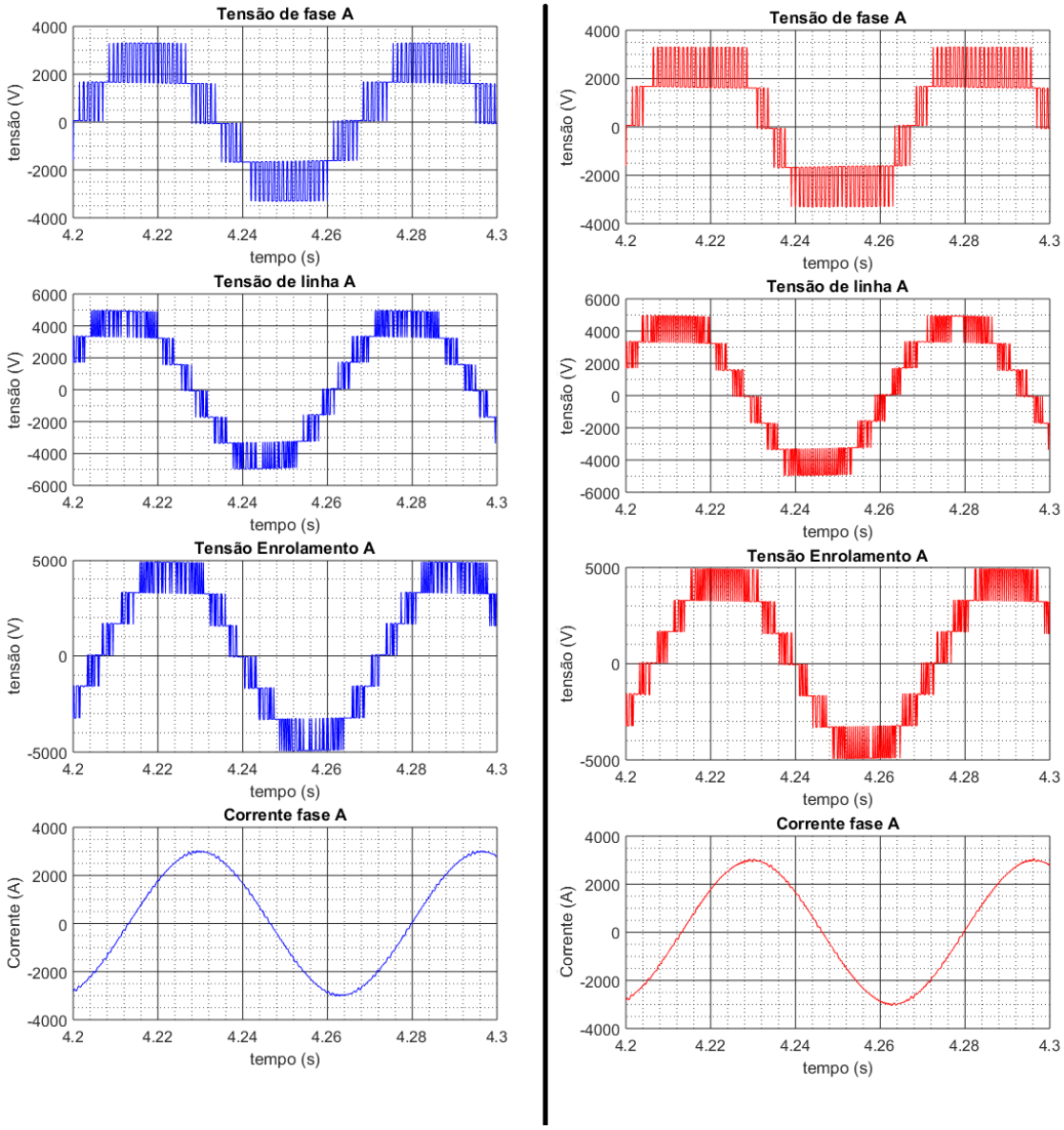


Figura 69 – Tensões sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

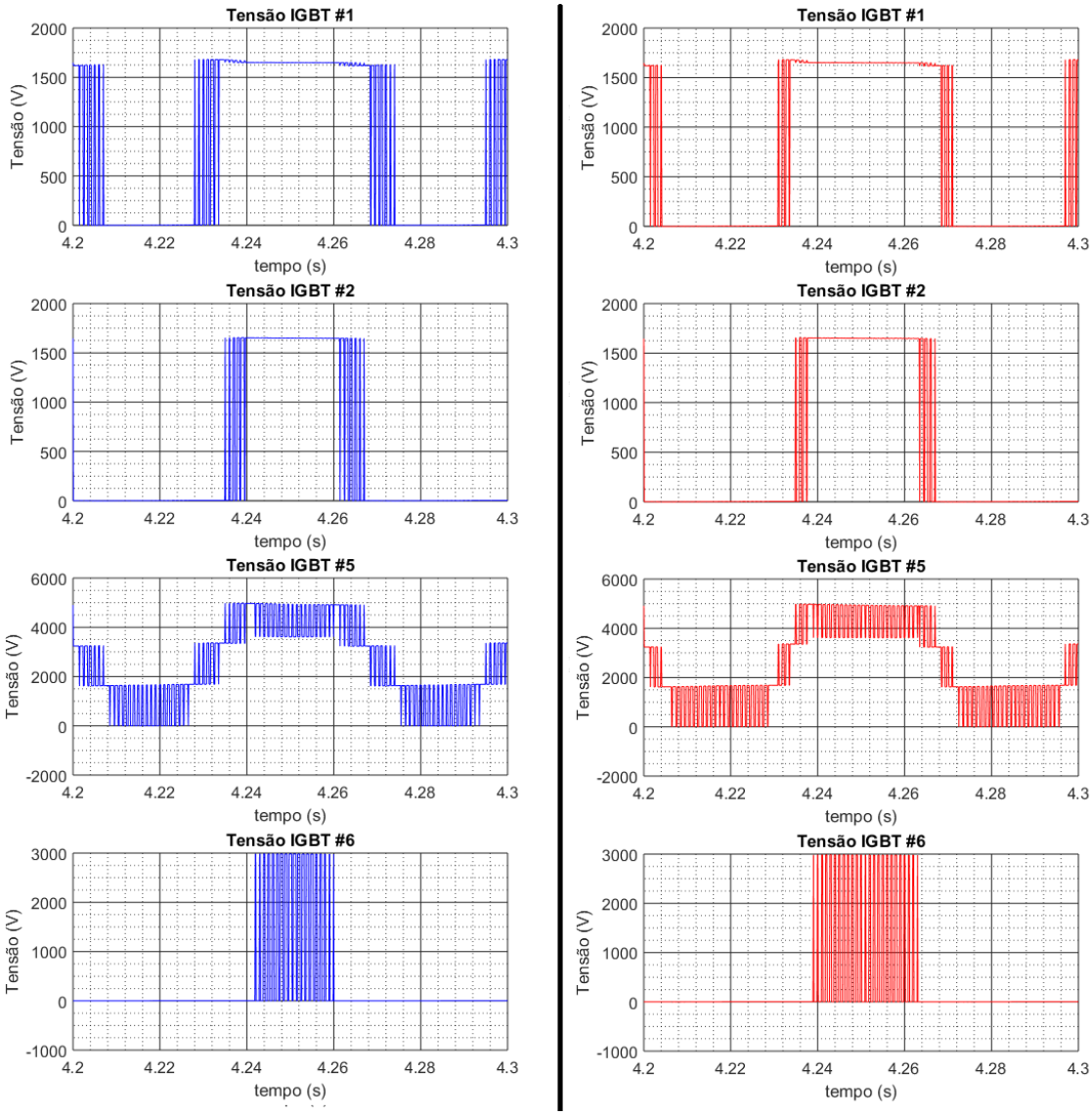


Figura 70 – Correntes sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

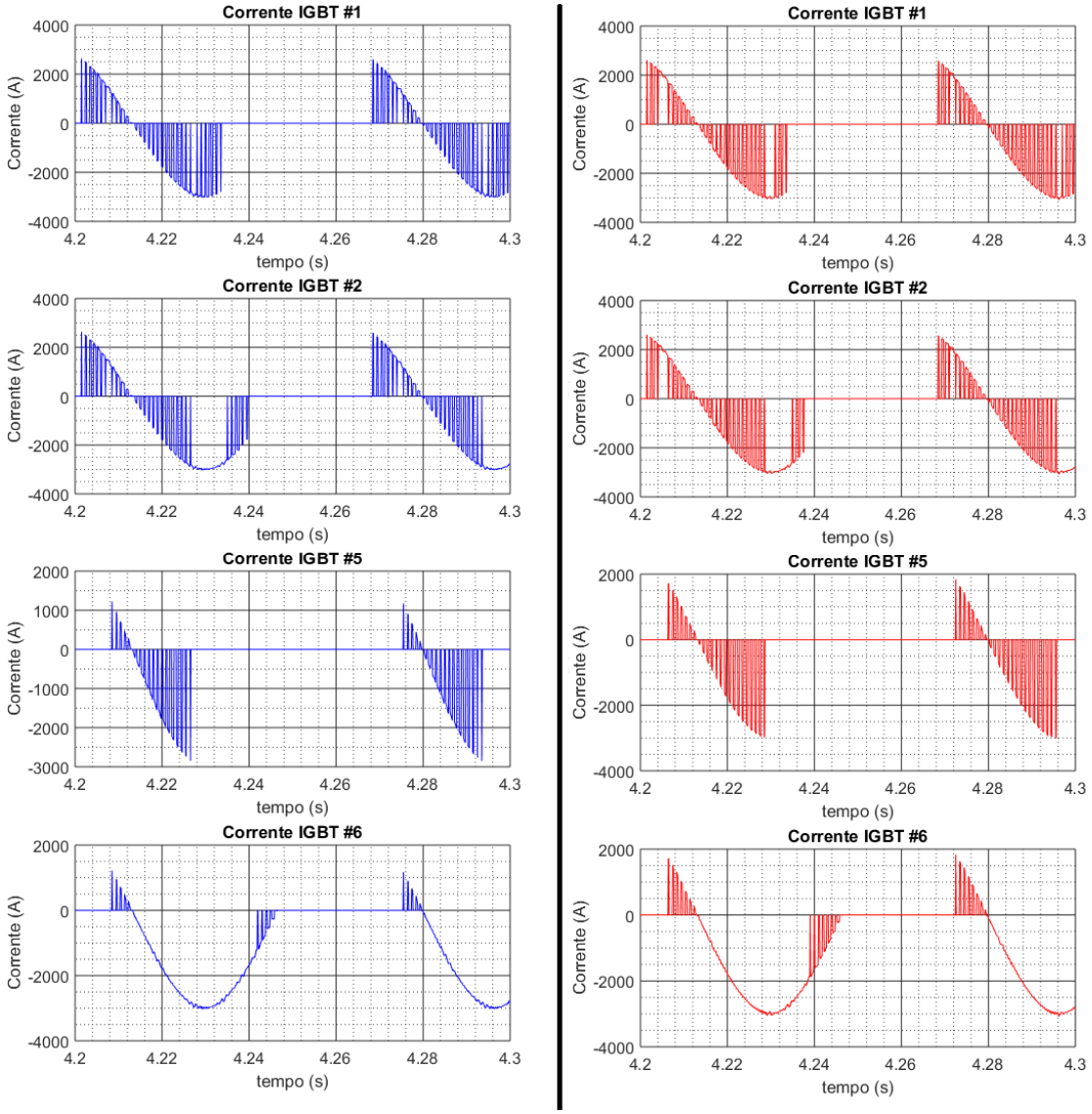


Figura 71 – Rotação e potência demandada do motor com Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

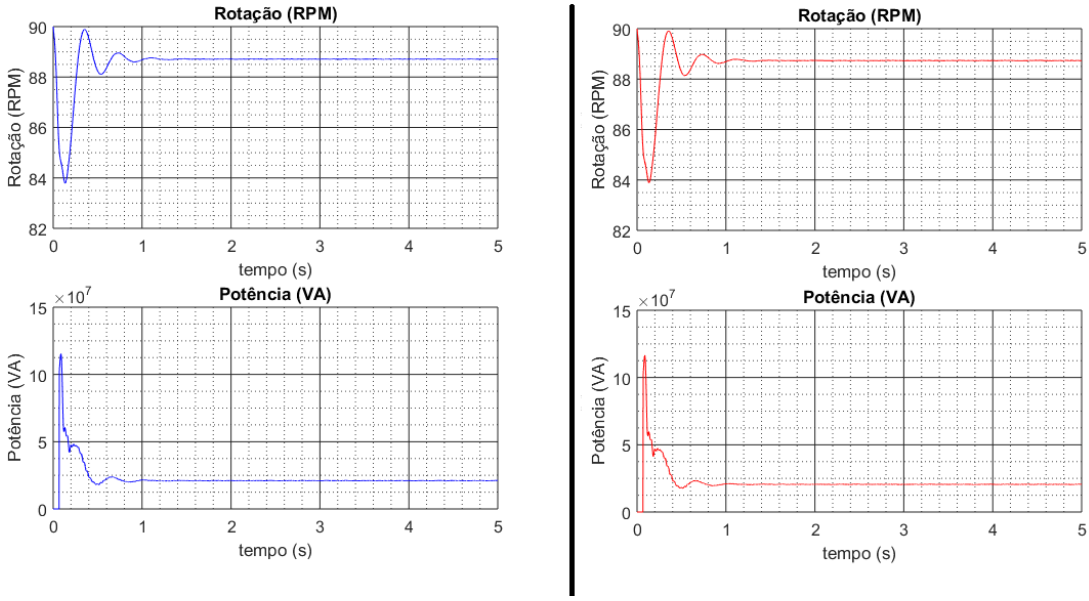


Figura 72 – Espectro de Fourier no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 120º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

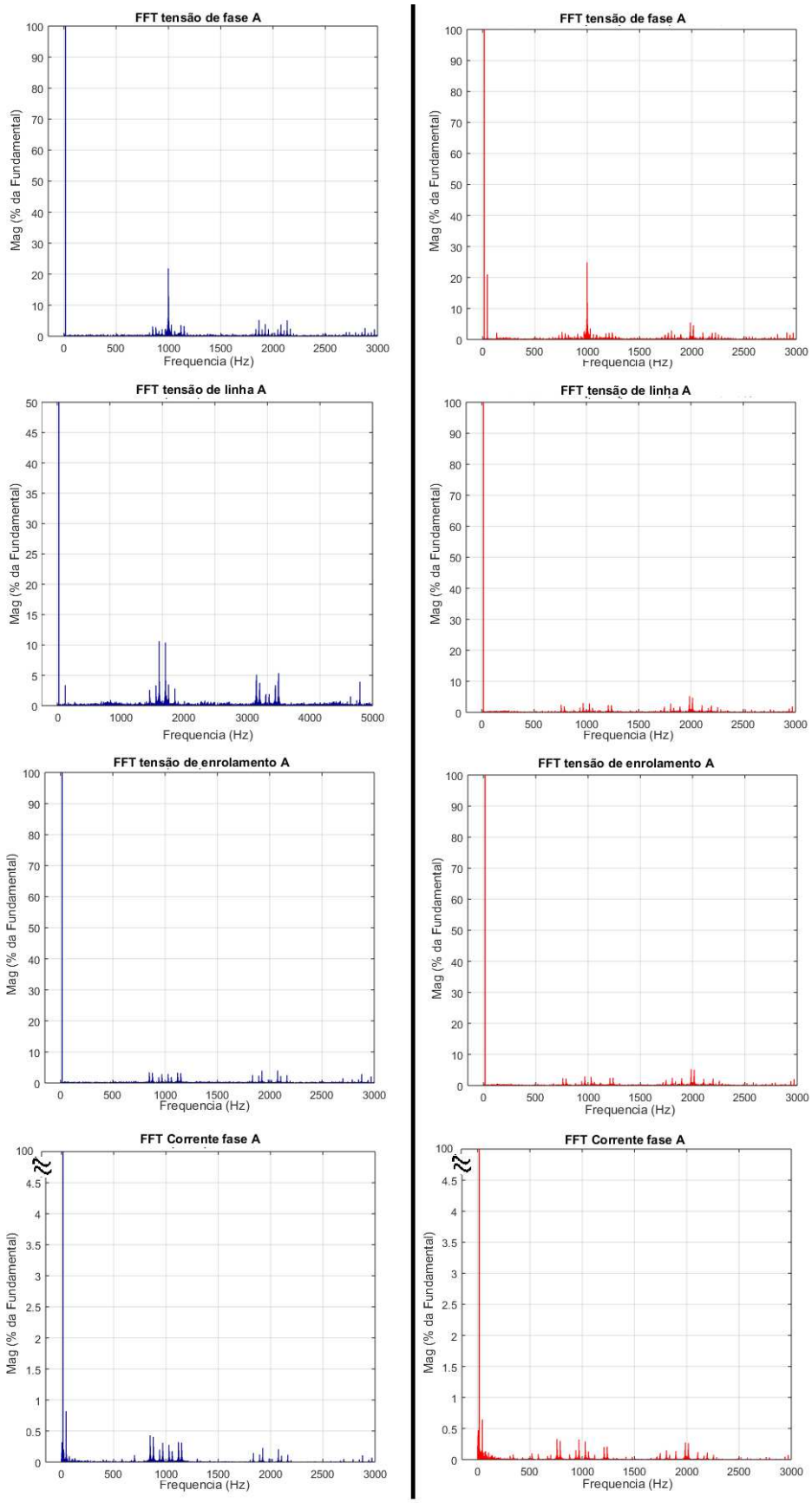


Figura 73 – Tensões e correntes Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

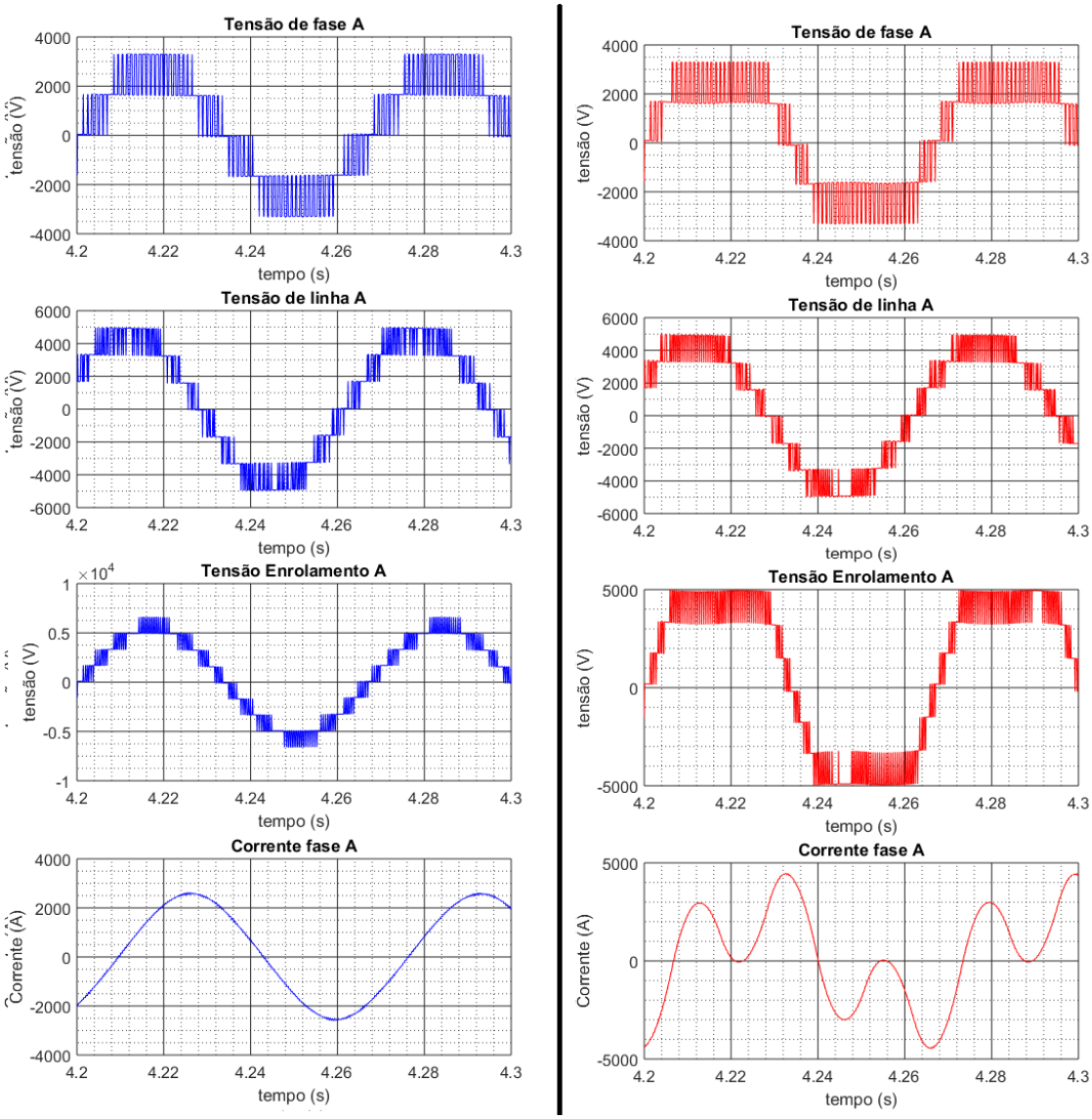


Figura 74 – Tensões sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

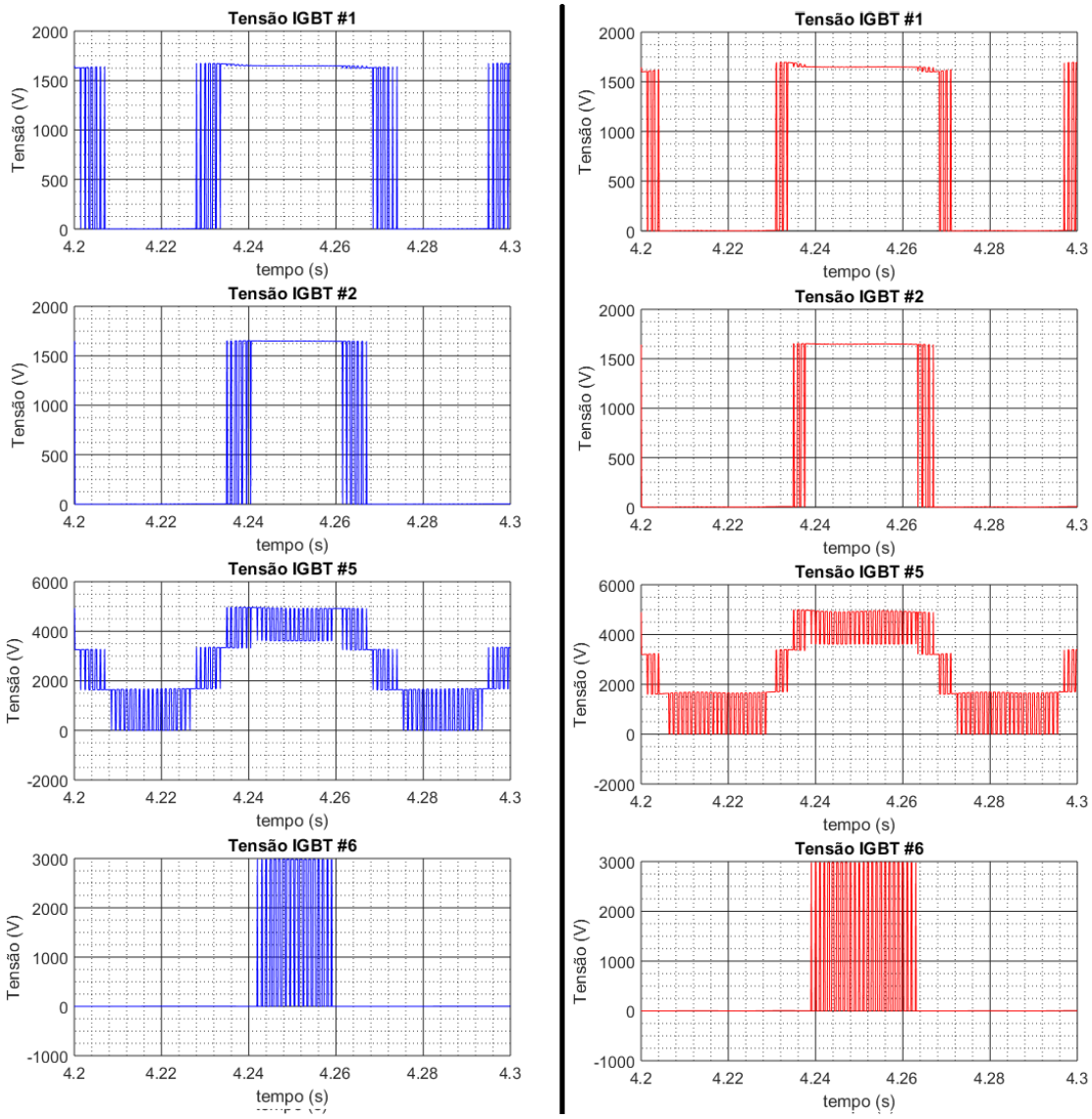


Figura 75 – Correntes sobre IGBTs no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

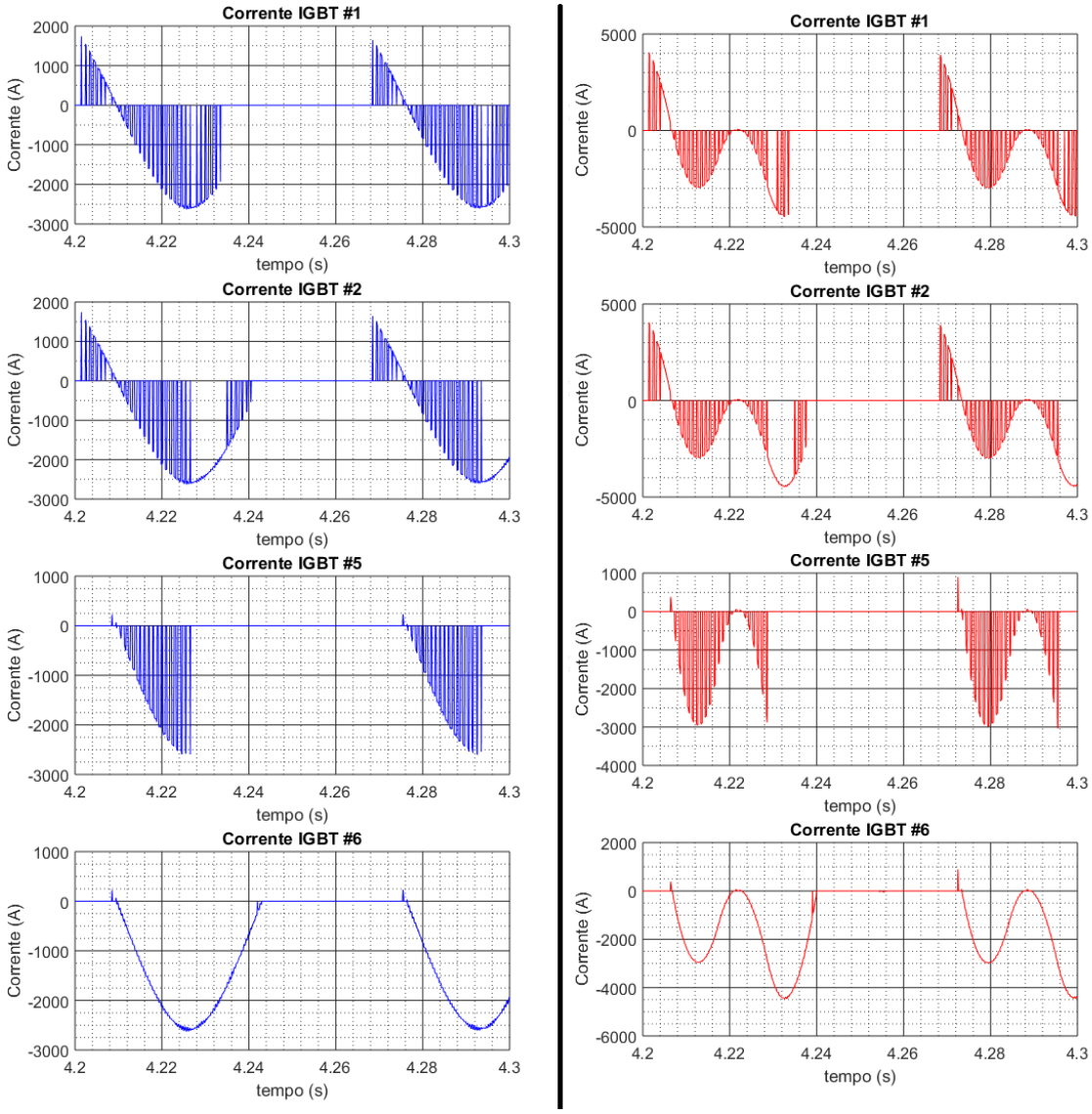


Figura 76 – Rotação e potência demandada do motor com Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)

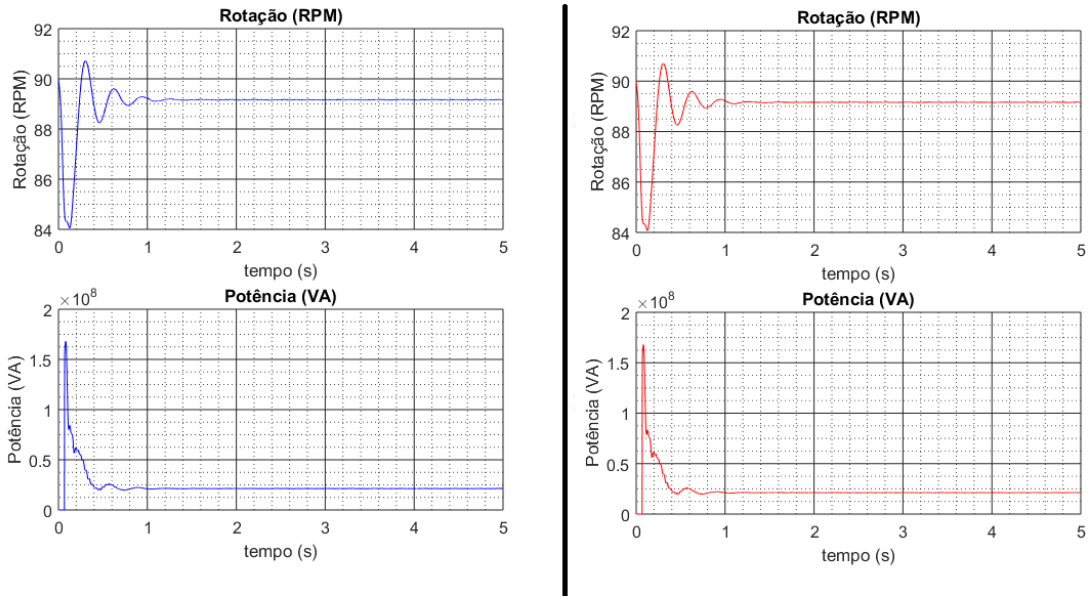
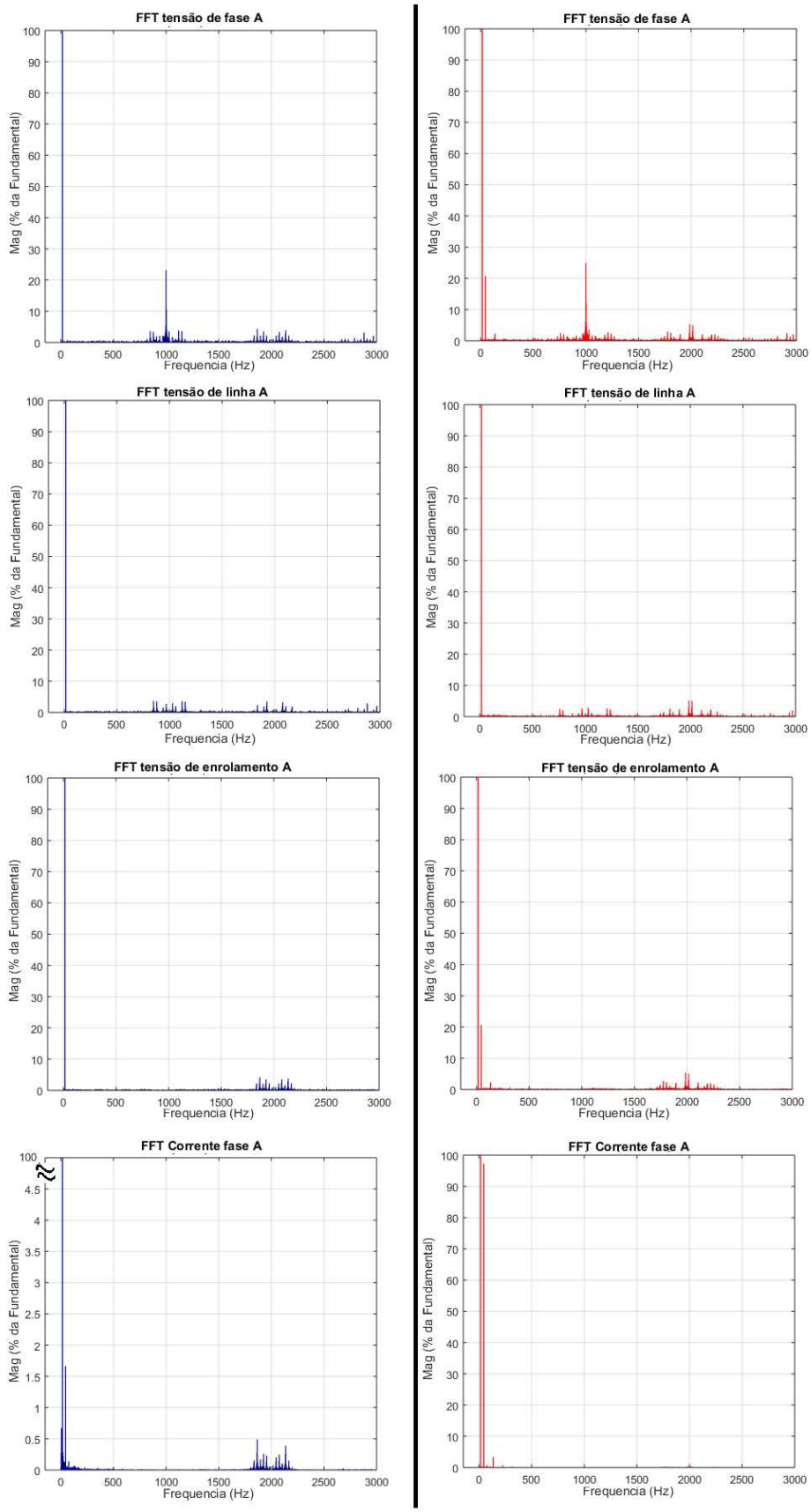


Figura 77 – Espectro de Fourier no Conversor MLC² - 5 níveis dual defasados 180º (à esquerda, chaveamento S-PWM e à direita, SVM)



5.4 Conclusões parciais

O presente capítulo apresentou os resultados das simulações efetuadas para as topologias NPC-3 níveis e MLC²-5 níveis, alimentando um motor padrão, com fechamento em Y, e na forma dual, onde dois inversores acionam um motor de indução com seus terminais abertos.

Ao simular os conversores em sua topologia padrão, não se observam grandes alterações entre os níveis de THD gerados em virtude da estratégia de modulação adotada. A diferença mais acentuada é o índice de modulação, onde a estratégia SVM possui índice de modulação menor que a S-PWM. Conclui-se então que o aproveitamento do barramento CC é maior na estratégia SVM.

Ao comparar os resultados obtidos entre o NPC-3 níveis e o MLC-5 níveis, há uma redução acentuada nos níveis de THD apresentados no segundo. Isso é esperado pois há a formação de um número maior de níveis de tensão nesta topologia.

Em relação à tensão a que os IGBTs estão submetidos, o conversor NPC-3 níveis mantém seus dispositivos sob a metade da tensão do barramento CC, enquanto o MLC² - 5 níveis tem os seus IGBTs submetidos a tensões entre 25% a 75% do barramento CC. Isso se repete na forma dual.

Para as topologias duais, adotou-se três defasagens para comparação: 90º, 120º e 180º.

Na topologia dual, os resultados mais atraentes foram localizados no conversor MLC² - 5 níveis com modulação S-PWM com conversores defasados de 180º e no conversor MLC² - 5 níveis com modulação SVM com conversores defasados de 120º. Em ambos, observa-se um THD baixo e as correntes sobre os IGBTs são amplamente reduzidas.

A modulação SVM mostrou-se mais suscetível a distorções harmônicas quando utilizada a estratégia de defasar os conversores. Isso deve-se a circulação de correntes de sequência zero que geram harmônicos de terceira ordem presentes quando os conversores estão defasados em 90º e 180º. Apenas a defasagem de 120º apresentou resultados satisfatórios para utilização em sistemas.

A modulação S-PWM mostrou-se satisfatória para todas as defasagens e topologias utilizadas.

Ao analisar todos os dados obtidos, considera-se viável tecnicamente a aplicação de ambos os conversores multiníveis duais abordados nesse projeto para

acionamento de motores com terminais abertos de grande porte, que são os aplicados em sistemas de propulsão naval, sendo necessário estudos para verificar a viabilidade financeira de um projeto.

CONCLUSÕES

No capítulo 1 foi apresentada a evolução dos sistemas de propulsão naval, sendo a propulsão elétrica a nova tendência das grandes marinhas, tanto mercantes como de guerra. Foi visto que o conceito *All-electric Ship* é uma realidade nos dias atuais e a adoção desse conceito trará grandes vantagens como a redução do consumo de combustível, flexibilidade no design de projetos e velocidade de resposta na mitigação de avarias. Baseado nesse conceito o
uso de conversores capazes de acionar potências elevadas, tais como os motores elétricos voltados a propulsão, tornou-se imperativo.

No mercado atual, grandes fabricantes já oferecem conversores capazes de operar nas faixas de potência demandadas e a topologia que mais se destaca é o conversor multinível com grampeamento a diodos.

O capítulo 2 disserta sobre o estado da arte no tocante aos conversores multiníveis, apresentando as principais topologias existentes na bibliografia, sendo elas a NPC, com capacitor flutuante, módulos em cascata. São descritos seu princípio de funcionamento, características, vantagens e desvantagens. Outras topologias também são apresentadas como o conversor modular multinível, conversor multinível com células generalizadas, conversor multinível com módulos híbridos de múltiplos Níveis (*Mixed-Level*), conversor multinível com módulos híbridos assimétricos. Ao final, apresentou-se o topologia MLC^2 - 5 níveis ao qual foi utilizada nas simulações posteriores nesse trabalho.

Na topologia NPC, destaca-se sua funcionalidade já testada e consagrada junto à indústria. Tanto que, no caso de motores de grande potência utilizados em propulsão naval, são os mais empregados, como mostrado na pesquisa junto aos fabricantes resumida no capítulo 1.

A topologia MLC^2 é baseado na estrutura NPC-3 níveis, mantendo sua estrutura relativamente simples, facilitando sua fabricação, porém aumentando o número de níveis para 5. Assim como nos conversores NPC, todas as fases do conversor MLC^2 utilizam o mesmo barramento CC.

O capítulo 3 dedica-se as principais estratégias de modulação por largura de pulso. Este trabalho utilizou em suas simulações as estratégias S-PWM e SVM, com isso estas foram destrinchadas em maiores detalhes. Outras estratégias também foram apresentadas, tais como SHE-PWM e modulação sigma-delta.

Dentre as estratégias abordadas, a S-PWM é a de mais fácil implementação, não necessitando de grandes esforços para comparação dos sinais. Seu princípio de operação é a comparação de um sinal de controle triangular de frequência f_{ch} com um sinal modulante senoidal de frequência, f_{Ref} , e os pontos de intersecção destes sinais corresponde aos pontos de chaveamentos dos dispositivos semicondutores.

A modulação SVM exige maior esforço em sua construção. Esta estratégia se baseia na determinação dos períodos em que as chaves do conversor estarão ativadas ou não em função da posição instantânea do vetor de referência. Para definição do vetor de referência é necessário a transformação de coordenas de um plano *a-b-c* para um plano *d-q* ou, como apresentado nesse trabalho, nas componentes de *Clarke*, $\alpha\beta$.

Assim como descrito nos objetivos deste trabalho, o capítulo 4 apresenta a topologia de acionamento de motores utilizando conversores duais, onde dois conversores operam um motor de indução com seus terminais abertos. Essa topologia apresenta uma série de vantagens entre elas a tolerância a falhas e capacidade de se adaptar a um cenário de avaria, sendo assim, de grande interesse para sistemas embarcados em meios navais, principalmente no acionamento de máquinas primordiais, tais como os motores voltados a propulsão.

A utilização de conversores duais possibilita a especificação de chaves de menor capacidade, aumentando a eficiência e reduzindo custos. Também, dependendo das relações de tensão entre os barramentos CC é possível o aumento dos níveis de tensão sobre o enrolamento do motor, melhorando a qualidade do espectro harmônico dos sinais envolvidos. Nas simulações efetuadas no capitulo posterior, usou-se barramentos de mesma tensão. Não foi possível executar simulações com barramentos isolados galvanicamente, pois a simulação apresenta erros em diversos pontos devido a divisões por zero ao longo da execução dos algoritmos internos do software utilizado.

As simulações descritas no capitulo 5 foram efetuadas utilizando conversores NPC-3 níveis e MLC²- 5 níveis tanto na sua forma padrão, alimentando um motor com fechamento em Y, como duais, acionando um motor com terminais abertos.

No caso dos conversores duais, foi utilizado a estratégia de chavear um dos conversores atrasados em relação ao outro, aplicando um sinal modulante atrasado de um ângulo α. Foram realizadas simulações com os seguintes ângulos de defasagem: 90º, 120º e 180º. Conforme apresentado no capítulo 4, na equação 4.11,

a tensão sobre o enrolamento será o dobro quando o ângulo for 180º, isso foi comprovado no decorrer das simulações.

Concluiu-se com as simulações que, no caso dos conversores padrões, não há grandes alterações entre os níveis de THD gerados em virtude da estratégia de modulação adotada. A diferença mais acentuada é o índice de modulação, onde a estratégia SVM possui índice de modulação menor que a S-PWM. Conclui-se então que o aproveitamento do barramento CC é maior na estratégia SVM. Também há uma melhor qualidade espectral no conversor MLC²-5 níveis perante o NPC-3 níveis, o que era esperado em virtude do maior número de níveis de tensão fornecidos.

No caso das topologias duais, os resultados mais atraentes foram localizados no conversor MLC² - 5 níveis com modulação S-PWM com conversores defasados de 180º e no conversor MLC² - 5 níveis com modulação SVM com conversores defasados de 120º. Em ambos, observa-se um THD baixo e as correntes sobre os IGBTs são amplamente reduzidas.

A modulação SVM mostrou-se mais suscetível a distorções harmônicas quando utilizada a estratégia de defasar os conversores. Apenas a defasagem de 120º apresentou resultados satisfatórios para utilização em sistemas. Já a modulação S-PWM mostrou-se satisfatória para todas as defasagens e topologias utilizadas.

Tanto na topologia padrão como na dual, o conversor NPC-3 níveis mantém seus dispositivos de chaveamento submetidos a tensão igual à metade da tensão do barramento CC, enquanto o MLC² - 5 níveis submete-os a tensões entre 25% a 75% do barramento CC.

Ao analisar todos os dados obtidos, considera-se viável tecnicamente a aplicação de ambos os conversores multiníveis duais abordados nesse projeto para acionamento de motores com terminais abertos de grande porte, que são os aplicados em sistemas de propulsão naval.

Propostas para trabalhos futuros

Como trabalho futuro, será importante a determinação da viabilidade financeira na execução dessas topologias, assim como o estudo de outras estratégias de modulação como por exemplo a SHE-PWM.

A simulação do circuito utilizando barramentos isolados galvanicamente é necessária para verificação de ângulos que apresentem resultados

Para aplicações navais, também há a necessidade de estudar o comportamento dessas topologias em consenso com os demais sistemas de bordo, verificando as possíveis interferências que possam ocorrer, tais como a utilização do barramento CC por outros usuários e componentes harmônicas geradas, gerando, assim, uma análise de confiabilidade do sistema.

REFERÊNCIAS

[1] Holloway, A. G.; "The Batle of Hampton Roads", The USS Monitor Center. Disponível em: <http://www.monitorcenter.org>. Acesso em: 09Jul.2018.

[2] Pinheiro, M. L.; “Acionamento de Motor Síncrono de Ímãs Permanentes (Msip) em Embarcações com Sistema de Propulsão Elétrica”. Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica – COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Março 2013.

[3] "História da Energia Nuclear". CNEN Comissão de Energia Nuclear. Disponível em: <http://www.cnen.gov.br>. Acesso em: 09Jul. 2018.

[4] "History of USS Nautilus (SSN 571)", Submarine Force Museum. Disponível em: <http://www.submarinemuseum.org>. Acesso em: 09Jul.2018.

[5] Freire, P. E. M.; Ferreira, C. L.; "Propulsão Elétrica - Histórico e Perspectivas Futuras". 20º Congresso Nacional de Transportes Marítimos, Construção Naval e Offshore, 2004.

[6] MCPherson, D. M. "US Navy photo # NH 69825 from the collections of the US Naval Historical Center", US Naval Historical Center. Disponível em: <http://www.navsource.org>. Acesso em: 09Jul.2018.

[7] Ådnanes, A. K.; "Maritime Electrical Installations And Diesel Electric Propulsion". ABB AS Marine, April 2003.

[8] Burnell, B.; "HMS -Daring (D32)", Disponível em: <https:// commons.wikimedia.org/wiki/File:HMS_Daring1.jpg#/media/File:HMS_Daring-1.jpg> licence: CC BY-SA 3.0. Acesso em: 09Jul 2018.

[9] Wilson, J.R. “All-electric Ships”. Military and Aerospace Electronics, Julho 2003.

[10] Venkata R. B.; Amitava D. "All Electric Ship - The Super Platform for Tomorrow's Naval Warfare". Second International Seminar and Exhibition on Naval Armaments, January 2010.

[11] Zahedi B.; Norum L. E. "Modeling and Simulation of All-electric Ships With Low-Voltage DC Hybrid Power Systems". IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 28, No. 10, pp. 4525 – 4537, October 2013.

[12] Hodge, C. G.; Mattick, DJ. "The Electric Warship". International Maritime Engineering Conference (Trans IMarE), Vol 108, Part 2, pp 109–125, 1995.

[13] Patel, M. P. Shipboard Propulsion, Power Electronics and Ocean Energy, 1Ed., Boca Raton, FL: CRC Press, 2012.

[14] Rathore, A. K.; Panda, S. K.; Thantirige K. "Medium Voltage Multilevel Converters for Ship Electric Propulsion Drives", International Conference on Electrical Systems for Aircraft, Railway, Ship Propulsion and Road Vehicles (ESARS), Aachen, Germany, pp. 1 – 7, March 2015.

[15] ABB Ltd. "ACS6000 Medium Voltage Drive", Rev. G, 2015. Disponível em: <https://new.abb.com>. Acesso em: 09Jul2018.

[16] General Electric. "MV7000 Reliable, high performance medium voltage drive", 2013. Disponível em: <http://www.gepowerconversion.com>. Acesso em: 09Jul 2018.

[17] Siemens AG. "SINAMICS GM150, SINAMICS SM150 Medium-Voltage Converters Catalog D 12", 2009. Disponível em: <https://www.siemens.com>. Acesso em: 09Jul 2018.

[18] Gonçalves, L. G. O. "Projeto De Um Inversor Multiníveis Híbrido Para Média Tensão Industrial". Dissertação de Mestrado, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, Outubro 2011.

[19] Luiz, A. A. "Tensões e Correntes senoidais em conversores para média tensão industrial". Tese de Doutorado, Programa de Pós-Graduação em Engernharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, 2007.

[20] Jih-Sheng L.; Fang Z. P.. "Multilevel converters–A new breed of power converters". IEEE Transactions on Industry Applications, Orlando, FL, USA, USA, vol. 3, pp. 2348 – 2356, October 1995.

[21] Rodríguez J.; Jih-Sheng L.; Fang Z. P. "Multilevel Inverters: A Survey of Topologies, Controls, and Applications", IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 49, no. 4, pp. 724 – 738, August 2002.

[22] E. Cengelci et al. "A New Medium Voltage PWM Inverter Topology for Adjustable Speed Drives". IEEE 33rd Industry Applications Conference (IAS), St. Louis, MO, USA, vol.2, pp. 1416 - 1423, October 1998.

[23] Alishah R. S.; Hosseini S. H. "A New Multilevel Inverter Structure For High-Power Applications using Multi-carrier PWM Switching Strategy". International Journal of Power Electronics and Drive System (IJPEDS), vol.6, no. 2, pp. 318 – 325, June 2015.

[24] Kouro S.; Malinowski M.; K. Gopakumar; ; Pou J.; Franquelo L. G.; Wu B.; Rodríguez J.; Pérez M. A.; Leon J. I. “Recent Advances and Industrial Applications of Multilevel Converters”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 57, no. 8, pp. 2553 – 2580, August 2010.

[25] Rodriguez, P.; Bellar, M. D.; Muñoz-Aguilar, R. S. “Multilevel-Clamped Multilevel Converters (MLC2) – An Alternative Approach for Multilevel Power Conversion” IECON 2011 - 37th Annual Conference on IEEE Industrial Electronics Society, Melbourne, VIC, Australia, pp. 4433 – 4438, November 2011.

[26] Nabae, A.; Takahashi, I; Akagi, H. "A New Neutral-Point-Clamped PWM Inverter". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-17, no. 5, pp. 518 - 523 September 1981.

[27] Santos, L. P. C. "Conversor de três níveis com ponto neutro grampeado a diodo". Monografia de Graduação, Universidade Federal do Ceará. Dezembro, 2010.

[28] Benaboud, A." Convertisseur de Fréquence Indirect à Rapport de Tension Fixe: Interface entre Turbo-Alternateurs à Haute Vitesse et Réseau Électrique". Thèse du Grade de Docteur ès Sciences, École Polytechnique Fédérale de Lauseanne. Lausanne, EPFL, Mars 2007.

[29] Merçon, A. G. "Filtros Ativos para Estações Conversoras de Corrente Contínua em Alta Tensão". Dissertação de mestrado, Programa de Pós-graduação em Engenharia Elétrica – COPPE, Universidade Federal do Rio de Janeiro, Março 2007

[30] Marchesoni, M.; Mazzucchelli, M.; Tenconi, S. “A non conventional power converter for plasma stabilization”. Power Electronics Specialists Conference, Kyoto, Japan, vol. 1, pp. 122-129, April 1988.

[31] Rashid, M. H., Power Electronics Handbook, 3Ed., Burlington, MA: Elsevier, 2011.

[32] Wu, B.; Narimani, M. High-power converters and AC drives (IEEE Press Series on Power Engineering), 2Ed., New Jersey: Wiley Intrescience, 2017.

[33] Spichartz, M.; Staudt V.; Steimel, A. "Modular Multilevel Converter for Propulsion System of Electric Ships". IEEE Electric Ship Technologies Symposium (ESTS), Arlington, VA, USA, pp. 237 – 242, June 2013.

[34] Fang, Z. P."A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing". IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 37, no. 2, pp. 611 – 618, April 2001.

[35] Hill, W. A.; Harbourt, C. D. “Performance of medium voltage multilevel inverters”. Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting, Phoenix, AZ, USA, vol. 2, pp. 1186 - 1192, Octpber 1999.

[36] Manjrekar, M. D.; Steimer, P. K.; Lipo, T. A. “Hybrid multilevel power conversion system: a competitive solution for high-power applications IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 36, no. 3, pp. 834 - 841, May 2000.

[37] Lund, R.; Manjrekar, M.; Steimer, P.; Lipo T. A. “Control strategy for a hybrid seven-level inverter” European Power Electronics Conference, Lausanne, Switzerland, 1999.

[38] Lipo, T. A.; Holmes, D. G. Pulse Widht Modulation for Power Converters, Piscataway, NJ: Wiley-Interscience, 2003.

[39] Bose, B. K. Modern Power Electronics and AC drives. Upper Saddle River, NJ: Prentice Hall, 2002.

[40] Patel, D.; Saravanakumar, R.; Ray, K. K. “A Review of Various Carrier based PWM Methods for Multilevel Inverter”. India International Conference on Power Electronics (IICPE), New Delhi, India, pp. 1 - 6, January 2011.

[41] Mohan, M.; Underland; T. M., Robbins, W. P. Power Electronics: Converters, applications and design, 3Ed, Hoboken, NJ: Wiley, 2003.

[42] Astrom, K. J.; Wittenmark, B. Computer-Controlled Systems-Theory and Design, 3Ed, Mineola, NY: Dover Publications, 2011.

[43] Carrara, G.;Gardella, S.; Marchesoni M. “A new multilevel PWM method: a theoretical analysis”. IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 7, no. 3, pp. 497 - 505, July 1992.

[44] Choi, N.; Cho, J.; Cho, G. H. “A general circuit topology of multilevel inverter”. PESC '91 Record 22nd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference, Cambridge, MA, USA, pp. 85 - 103, June 1991.

[45] Wang, F., “Sine-triangle vs. space vector modulation for three-level PWM voltage source inverters”. Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World

Conference on Industrial Applications of Electrical Energy, Rome, Italy, vol. 4, pp. 2482 - 2488, October 2000.

[46] Tolunay, B. "Space Vector Pulse Width Modulation for Three-Level Converters-a LabVIEW Implementation". Masters Dissertation, Master Programme in Electrical Engineering, Uppsala Universitet, February 2012.

[47] Turnbull, F. G. “Selected harmonic reduction in static dc-ac inverters”. IEEE Transactions Communitty Electronics, July 1964.

[48] Enjeti, P. N.; Ziogas, P. D.; Lndsay, J. F. “Programmed PWM techniques to eliminate harmonics: A critical evaluation”. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 26, no. 2, pp. 302 - 316, March 1990.

[49] dos Santos,E.; da Silva, E. R. Advanced Power Electronics Converters:PWM Converters Processing AC Voltages , Ed1, , Hoboken, NJ: Wiley-IEEE Press, 2014.

[50] Stemmler, H.; Guggenbach, P. “Configurations of high-power voltage source inverter drives”. 1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications, Brighton, UK, vol. 5, pp. 7 - 14, September 1993.

[51] Shivakumar, E. G.; Somasekhar, V. T.; Mohapatra, K. K.; Gopakumar, K.; Umanand, L. "A Multilevel Space-phasor based PWM Strategy for an Open-End Winding Induction Motor Drive using two Inverters with Different DC Link Voltages". 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems. IEEE PEDS 2001 - Indonesia. Proceedings, Denpasar, Indonesia, vol. 1, pp. 169 - 175, October 2001.

[52] Wang, Y.; Lipo, T. A.; Pan, D. “Robust operation of double-output AC machine drive”. 8th International Conference on Power Electronics - ECCE Asia, Jeju, South Korea, pp. 140 - 144, May 2011.

[53] Meinguet F.; Nguyen, N. K.; Sandulescu, P.; Kestelyn X.; Semail, E. “Fault-tolerant operation of an open-end winding five-phase PMSM drive with inverter faults”. IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society, Vienna, Austria, pp. 5191 - 5196, November 2013.

[54] Pires, V. F.; Foito, D.; Silva, J. F. “Fault Tolerant Multilevel Topology Based on Three-Phase HBridge Inverters for Open-End Winding Induction Motor Drives”. IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 32, no. 3, pp. 895 - 902, September 2017.

[55] Mondal, G.; Sivakumar K., Ramchand, R.; Gopakumar, K.; Levi, E. "A Dual Seven-Level Inverter Supply for an Open-End Winding Induction Motor Drive". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 56, no. 5, pp. 1665 - 1673, May 2009.

[56] Corzine, K. A.; Sudhoff, S. D.; Whitcomb, C. A. "Performance characteristics of a cascaded two-level converter". IEEE Transactions on Energy Conversion, vol. 14, no. 3, pp. 433 - 439, September 1999.

[57] Sadiku, M. N. O., Alexander, C. K. Fundamentals of Electric Circuits, 5Ed., New York, NY: The McGraw-Hill Companies, 2013.

[58] Welchko, B.; Nagashima, J. “The influence of topology selection on the design of EV/HEV propulsion systems”. IEEE Power Electronics Letters, vol. 1, no. 2, pp. 36 - 40, June 2003.

[59] Welchko, B. “A double-ended inverter system for the combined propulsion and energy management functions in hybrid vehicles with energy storage 31st Annual Conference of IEEE Industrial Electronics Society, Raleigh, NC, USA, pp. 6, November 2005.

[60] Padmanaban, S. "Analysis and Implementation of Multiphase-Multilevel Inverter for Open-Winding Loads". Dissertation for Doctor of Philosophy Degree, Department of Electrical Engineering , Alma Mater Studiorum Università di Bologna, 2012.

[61] Narendra, K. G; Srinivas, S. "Carrier Phase Shifted SPWM for CMV reduction In a three-level inverter using Open-end winding induction motor drive" 2016 IEEE Region 10 Conference (TENCON), Singapore, Singapore, pp. 707 - 712, November 2016.

[62] Yongheng, L.; Yongdong, L.; Xuan, H.; Pengsheng, S."SPWM strategy for an open-end winding induction motor drive using two-level inverters with separate DC supplies" The 4th International Power Electronics and Motion Control Conference, IPEMC, Xi'an, China, vol. 2, pp. 636 - 639, August 2004.

[63] Chowdhury, S.; Wheeler, P.; Patel, C.; Gerada, C. “A multilevel converter with a floating bridge for open-ended winding motor drive applications IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 63, no. 9, pp. 5366 - 5375, September 2016.

[64] Reddy, B. V.; Somasekhar V. T. "A Dual Inverter Fed Four-Level Open-End Winding Induction Motor Drive With a Nested Rectifier-Inverter". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 9, no. 2, pp. 938 - 946, May 2013.

[65] Kaarthik, R. S.; Gopakumar, K.; Mathew, J. Undeland, T."Medium-Voltage Drive for Induction Machine With Multilevel Dodecagonal Voltage Space Vectors With Symmetric Triangles". IEEE Transactions on Industrial Electronics, vol. 62, no. 1, pp. 79 - 87, January 2015.

[66] Kumar, S.; Agarwal, P. "A Nine-Level Inverter For Open-end Induction Motor". 2014 Recent Advances in Engineering and Computational Sciences (RAECS), Chandigarh, India, pp. 1 - 6, March 2014.

[67] Zhu, B.;Jia, Y.;Prasanna, U. R.; Rajashekara K.; Kubo; H. "An Input Switched Multilevel Inverter for Openend Winding Induction Motor Drive". 2014 International Power Electronics Conference, Hiroshima, Japan, pp. 1564 - 1600, May 2014.

[68] Somasekhar, V.T.; Gopakumar, K.;Pittet, A.; Ranganathan, V.T. "A Novel PWM Inverter Switching Strategy for a Dual Two-level Inverter Fed Open-end Winding Induction Motor Drive". 4th IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems, Denpasar, Indonesia, , vol. 1, pp. 196 - 202, October 2001.

[69] Somasekhar, V.T.; Baiju, M.R.; Gopakumar, K. "Dual two-level inverter scheme for an open-end winding induction motor drive with a single DC power supply and improved DC bus utilisation" IEE Proceedings - Electric Power Applications, vol. 151, no. 2, pp. 230 - 238, MArch 2004.

[70] Bassham, B. A. " An evaluation of electric motors for ship propulsion", Masters Dissertation, Naval Postgraduate School, Monterey, California. June, 2006.

[71] Thongam, J. S.; Tarbouchi, M.; Okou, A. F; Bouchard, D.; Beguenane, R. "Trends in Naval Ship Propulsion Drive Motor Technology" 2013 IEEE Electrical Power & Energy Conference, Halifax, NS, Canada, pp. 1 - 5, August 2013.

[72] Bebiano, B; Santos, C. A. R.; Maciel, K. V.; Coelho, T. P. R.; Ouverney, Y. U. "O Programa PROSUB: Uma análise sobre a sua importância para soberania do Estado Brasileiro", XIV Congresso Acadêmico sobre Defesa Nacional, Julho 2017.