Centro Federal de Educação Tecnológica
de Minas Gerais
Universidade Federal de São João del-Rei
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

ANÁLISE DO TEMPO MORTO EM ACIONAMENTOS COM TERMINAIS CENTRAIS ABERTOS

Brunno Monteiro Guimarães Ribeiro

Belo Horizonte, MG

2021

Centro Federal de Educação Tecnológica
de Minas Gerais
Universidade Federal de São João del-Rei
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Brunno Monteiro Guimarães Ribeiro

ANÁLISE DO TEMPO MORTO EM ACIONAMENTOS COM TERMINAIS CENTRAIS ABERTOS

Dissertação de Mestrado submetida à banca examinadora designada pelo Colegiado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Associação Ampla entre o Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais e a Universidade Federal de São João del-Rei, como parte dos requisitos necessários à obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa

Coorientador: Prof. Dr. Alex-Sander Amável Luiz

Belo Horizonte, MG

2021

Ribeiro, Brunno Monteiro Guimarães
R484a Análise do tempo morto em acionamentos com terminais centrais abertos / Brunno Monteiro Guimarães Ribeiro. – 2021.
xvi, 119 f.: il., gráfs.

Dissertação de mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica em associação ampla entre a UFSJ e o CEFET-MG.
Orientador: Marcelo Martins Stopa.
Coorientador: Alex-Sander Amável Luiz.
Banca examinadora: Marcelo Martins Stopa, Alex-Sander Amável Luiz, Heverton Augusto Pereira e Clodualdo Venício de Souza.
Dissertação (mestrado) – Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais.

1. Motores elétricos – Enrolamento – Teses. 2. Máquinas – Controle numérico – Programação – Teses. 3. Espectro de frequência – Teses. 4. Fourier, Análise de – Teses. 5. Modulação de duração de pulso – Teses. I. Stopa, Marcelo Martins. II. Luiz, Alex-Sander Amável. III. Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais. IV. Universidade Federal de São João del-Rei. V. Título.

CDD 621.313

Elaboração da ficha catalográfica pela bibliotecária Jane Marangon Duarte, CRB 6º 1592 / Cefet/MG

Centro Federal de Educação Tecnológica
de Minas Gerais
Universidade Federal de São João del-Rei
Programa de Pós-Graduação em
Engenharia Elétrica

Dissertação intitulada **Análise do Tempo Morto em Acionamentos com Terminais Centrais Abertos**, de autoria de Brunno Monteiro Guimarães Ribeiro, submetida à banca examinadora designada pelo colegiado do Programa de Pós-Graduaçao em Engenharia Elétrica do Centro Federal de Educação Tecnológica de Minas Gerais em associação ampla com a Universidade Federal de São João del-Rei.

Aprovada em 14 de janeiro de 2021

_____

Orientador: Prof. Dr. Marcelo Martins Stopa

_____

Coorientador: Prof. Dr. Alex-Sander Amável Luiz

_____

Prof. Dr. Heverton Augusto Pereira

_____

Prof. Dr. Clodualdo Venicio de Sousa

À Ingrid.

Aos meus pais Martha e Milton.

Agradecimentos

Ao longo da trajetória para a elaboração desse trabalho de dissertação e da realização das disciplinas do Mestrado não faltaram pessoas às quais dedico os meus mais profundos agradecimentos. Só de recordar fico completamente tomado de intensas emoções, fato que me traz muito aprendizado, especialmente no fim desse ciclo no qual a racionalidade dominou muitas das minhas ações.

Agradeço imensamente ao meu orientador Prof. Dr. Marcelo Stopa, por quem nutro sincera admiração, respeito e gratidão por todo o apoio e confiança desde o período da graduação.

Agradeço ao meu coorientador Prof. Dr. Alex-Sander por todos os ensinamentos, paciência, apoio e parceria. O ano de 2020 foi muito importante para minha formação acadêmica e o Prof. Alex teve especial contribuição.

Agradeço cada um dos professores do CEFET-MG, em especial do PPGEL, e também a todos os funcionários e colegas. Tenho muito orgulho de toda a minha formação nesta instituição, desde os tempos de Engenharia.

Agradeço ao Prof. Dr. Heverton, com o qual convivi durante a realização das disciplinas e tenho como uma referência de conduta profissional. Agradeço ao Prof. Clodualdo, em especial por sua presteza em disponibilizar recursos e conhecimento para a realização de experimentos, mesmo que as circunstâncias ao longo de 2020 traçaram outros caminhos.

Agradeço às lideranças, amigos e colegas da Fiat Automóveis e GE Power Conversion, por todo apoio, flexibilidade e sacrifício ao longo de todo tempo no qual me dediquei ao mestrado e ao trabalho.

Agradeço aos meus familiares e amigos. Incrível como recebi mensagens de incentivo, solidariedade e energias positivas de todos eles nesse longo caminho. Obrigado por me ouvirem, se sacrificarem por mim e compreenderem as minhas frequentes ausências.

Afirmações que são ainda mais verdadeiras para a Ingrid e os meus pais Martha e Milton. Meus maiores amores, que dedicaram inesgotáveis esforços em meu apoio e foram frequentemente afetados pelos inúmeros sacrifícios. Saibam que nada disso seria possível sem vocês.

Obrigado, obrigado e obrigado. Eu sou vocês!

""One of the basic rules of the universe is that nothing is perfect.

Perfection simply doesn't exist. Without imperfection, neither you nor I would exist."

Stephen Hawking

"The harder your work, the harder it is to surrender."

Vince Lombardi

Resumo

Máquinas elétricas com terminais centrais abertos (OEW – do inglês *Open-end Windings*) e alimentadas por dois conversores distintos, conectados em cada uma das suas extremidades, estão sendo considerados por pesquisadores para diversas aplicações, incluindo em acionamentos elétricos de grande porte em corrente alternada. Devido à ausência de neutro na carga trifásica, esta topologia permite que haja a circulação de correntes de sequência zero, que podem afetar negativamente a operação da máquina. Apesar de diversas estratégias de modulação terem sido propostas para evitar comutações que geram tensões de modo comum nos enrolamentos, as mesmas são também causadas por não-idealidades, como o tempo morto, utilizado para evitar a ocorrência de curtos-circuitos no barramento. Este trabalho apresenta o desenvolvimento de uma modelagem baseada na dupla integral de fourier para extrair analiticamente os coeficientes dos espectros harmônicos de tensão em cargas OEW alimentadas por dois conversores com efeito de tempo morto. Essa abordagem é utilizada para avaliar a qualidade das tensões sintetizadas por diferentes técnicas de modulação em malha aberta e os impactos na operação de motores de indução de alta potência.

Palavras-chave: Efeito de Tempo Morto, Acionamentos com Terminais Centrais Abertos, Espectros de Frequência, Dupla Integral de Fourier, PWM Senoidal.

Abstract

Open-end winding electrical machines with one solid-state converter connected to each end of the stator windings are being considered in recent researches for numerous applications including high-power AC drives. Due to the absence of the neutral point, this topology creates a path for zero-sequence current, which affects the operation of the machine. Although many strategies have been proposed to avoid the application of space vectors that generate common-mode voltage across the windings, zero-sequence current still flows due to nonidealities such as voltage drops in the solid-state switches and the dead time applied to avoid DC link shoot-through. This work presents the use of the double Fourier series adapted to extract symbolically the coefficients of the harmonic spectra of open-end winding loads with dual-inverter subjected to dead-time effect. This approach is used to assess the quality of the voltage synthesized by different modulators in open loop control and its impacts in the performance of high-power open-end winding induction motors.

Keywords: Dead Time Effect, Open-end Winding Drives, Frequency Spectra, Double Fourier Integral, Sinusoidal PWM.

Lista de Ilustrações

Figura 2.1 – (a) Diagrama esquemático de uma MIT OEW alimentada por dois conversores e (b) os vetores espaciais que ela é capaz de sintetizar 36

Figura 2.2 – Arranjos de MITs OEW alimentadas por dois conversores propostas em (STEMMLER e GUGGENBACH, 1993) 37

Figura 2.3 – Topologias OEW com conversores (a) dois e (b) três níveis, com barramentos CC isolados 38

Figura 2.4 -Topologias OEW com conversores realizando funções distintas 39

Figura 2.5 – Arranjos de fontes e barramentos CC aplicados às OEW 40

Figura 2.6 – Vetores espaciais em função da tensão dos barramentos CC 41

Figura 3.1 – Conversor VSI meia-ponte comandado por SPWM com portadora triangular. 51

Figura 3.2 – Célula unitária do conversor VSI meia-ponte comandado por SPWM com portadora triangular 52

Figura 3.3 – (a) Células unitárias e suas interseções com a reta yx, que definem os (b) pulsos gerados através da comparação da referência senoidal com a portadora triangular 52

Figura 3.4 – Conversores VSI em carga OEW com barramento CC compartilhado 54

Figura 3.5 –Conversor VSI comandado por PWM (apenas o braço A é mostrado) 57

Figura 3.6 –Sinais da porta com tempo morto ($B1$ e $B2$) e tensões de saída (vao) correspondetes em função do sentido da corrente 58

Figura 3.7 –(a) Impacto do tempo morto na tensão de saída do conversor e (b) forma de onda do desvio de tensão causado pelo tempo morto 59

Figura 3.8 –Diagrama fasorial das componentes fundamentais das grandezas da Figura 3.7 60

Figura 4.1 – Espectros de frequência téoricos com modulação SPWM 180 e sem efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero 74

Figura 4.2 – Espectros de frequência téoricos para modulação SPWM 180 e com efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero 79

Figura 4.3 – Espectros de frequência (a) téoricos e (b) simulados da tensão Vaa' para modulação SPWM 180 e com efeito de tempo morto 80

Figura 4.4 – WTHD, WTHD0 e THD para a modulação SPWM 180, com e sem efeito de tempo morto, em função da variação proporcional (controle V/f) do índice de modulação e da frequência da referência 83

Figura 4.5 – Diagrama de blocos da simulação da MIT OEW de 6000 hp com barramento CC compartilhado 85

Figura 4.6 – Diagrama de blocos da simulação da MIT OEW de 6000 hp com barramentos CC isolados 86

Figura 4.7 – Tensão Vaa', correntes $Iabc$, tensão $Vseq.0$ e corrente $Iseq.0$ de sequência zero, conjugado $Tmec$ e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e sem tempo morto para a SPWM 180 87

Figura 4.8 – Tensão Vaa', correntes $Iabc$, tensão $Vseq.0$ e corrente $Iseq.0$ de sequência zero, conjugado $Tmec$ e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e com tempo morto para a SPWM 180 88

Figura 4.9 – Tensão Vaa', correntes $Iabc$, tensão $Vseq.0$ e corrente $Iseq.0$ de sequência zero, conjugado $Tmec$ e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramentos CC isolados e com tempo morto para a SPWM 180 89

Figura 4.10 – Espectros de frequência téoricos para a modulação SPWM 120 e sem efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero 92

Figura 4.11 – Espectros de frequência téoricos para a modulação SPWM 120 e com efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero 95

Figura 4.12 – WTHD, WTHD0 e THD para a modulação SPWM 120, com e sem efeito de tempo morto, em função da variação proporcional (controle V/f) do índice de modulação e da frequência da referência 97

Figura 4.13 – Tensão Vaa', correntes $Iabc$, tensão $Vseq.0$ e corrente $Iseq.0$ de sequência zero, conjugado $Tmec$ e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e sem tempo morto para a SPWM 120 99

Figura 4.14 – Tensão Vaa', correntes $Iabc$, tensão $Vseq.0$ e corrente $Iseq.0$ de sequência zero, conjugado $Tmec$ e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e com tempo morto para a SPWM 120 100

Figura 4.15 – Tensão Vaa', correntes $Iabc$, tensão $Vseq.0$ e corrente $Iseq.0$ de sequência zero, conjugado $Tmec$ e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramentos CC isolados e com tempo morto para a SPWM 120 101

Figura 4.16 – Espectros de frequência téoricos para a modulação SPWM 120H3 e sem efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero 104

Figura 4.17 – Espectros de frequência téoricos para a modulação SPWM 120H3 e com efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero 107

Figura 4.18 – WTHD, WTHD0 e THD para a modulação SPWM 120H3, com e sem efeito de tempo morto, em função da variação proporcional (controle V/f) do índice de modulação e da frequência da referência 109

Figura 4.19 – Tensão Vaa', correntes $Iabc$, tensão $Vseq.0$ e corrente $Iseq.0$ de sequência zero, conjugado $Tmec$ e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e sem tempo morto para a SPWM 120H3 111

Figura 4.20 – Tensão Vaa', correntes $Iabc$, tensão $Vseq.0$ e corrente $Iseq.0$ de sequência zero, conjugado $Tmec$ e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e com tempo morto para a SPWM 120H3 112

Figura 4.21 – Tensão Vaa', correntes $Iabc$, tensão $Vseq.0$ e corrente $Iseq.0$ de sequência zero, conjugado $Tmec$ e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramentos CC isolados e com tempo morto para a SPWM 120H3 113

Lista de Tabelas

Tabela 4.1 - Magnitudes e fases das componentes dos espectros dos braços A (VSI 1) e A'(VSI 2) 76

Tabela 4.2 – Magnitudes das componentes do espectro de frequências teórico e simulado da tensão Vaa' com efeito de tempo morto 81

Tabela 4.3 – Dados e parâmetros do circuito equivalente do motor de 6000 hp 85

Lista de Siglas

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	*Cascaded H-Bridge*
CSI	*Current Source Inverter*
DPWM	*Discontinous PWM*
DTC	*Direct Torque Control*
FC	*Flying Capacitor*
FFT	*Fast Fourier Transform*
GTO	*Gate Turn-Off Thyristor*
hp	*Horsepower*
IGBT	*Insulated-Gate Bipolar Transistor*
MIT	Máquina de Indução Trifásica
NPC	*Neutral-Point Clamped*
OEW	*Open-End Windings*
PLECS	*Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation*
PWM	*Pulse-Width Modulation*
RMS	*Root Mean Square*
SPWM 120	*Sinusoidal* PWM (120 graus de defasamento)
SPWM 120H3	*Sinusoidal* PWM (120 graus de defasamento c/ injeção de 3° harmônico)
SPWM 180	*Sinusoidal* PWM (180 graus de defasamento)
SVPWM	*Space Vector* PWM

THD	*Total Harmonic Distortion*
VSI	*Voltage Source Inverter*
WTHD	*Weighted Total Harmonic Distortion*
WTHD0	*Weighted Total Harmonic Distorion 0*

Sumário

Capítulo 1 : Introdução 27

1.1. Introdução 27

1.2. Objetivos 30

1.3. Metodologia 30

1.4. Contribuições 31

1.5. Organização do Texto 31

Capítulo 2 : Revisão Bibliográfica 33

2.1. Introdução 33

2.2. Acionamentos de Motores de Alta Potência 33

2.3. Máquinas com Terminais Centrais Abertos (OEW) 36

2.4. Soluções Analíticas de Espectros de Frequência 43

2.5. Considerações Finais 46

Capítulo 3 : Soluções Analíticas com Tempo Morto 47

3.1. Introdução 47

3.2. Dupla Integral de Fourier 48

3.3. Indicadores de Desempenho Harmônico 49

3.4. Soluções Analíticas sem Tempo Morto 50

3.5. Modelagem do Efeito de Tempo Morto 56

3.6. Soluções Analíticas com Efeito de Tempo Morto (Carga em Estrela) 61

3.7. Soluções Analíticas com Efeito de Tempo Morto (Carga OEW) 64

3.8. Considerações Finais 70

Capítulo 4 : Desempenho de Acionamentos OEW 71

4.1. Introdução 71

4.2. Espectros de Frequência OEW (SPWM 180) 72

4.2.1. Espectros SPWM 180 com Efeito de Tempo Morto 77

4.2.2. Análises para Operação com V/f Constante 82

4.2.3. Desempenho da Máquina de Indução OEW 84

4.3. Espectros de Frequência (OEW SPWM 120) 90

4.3.1. Espectros SPWM 120 com Efeito de Tempo Morto 93

4.3.2. Análises para Operação com V/f Constante 96

4.3.3. Desempenho da Máquina de Indução OEW 98

4.4. Espectros de Frequência OEW (SPWM 120H3) 102

4.4.1. Espectros SPWM 120H3 com Efeito de Tempo Morto 105

4.4.2. Análises para Operação com V/f Constante 108

4.4.3. Desempenho da Máquina de Indução OEW 110

4.5. Considerações Finais 114

Capítulo 5 : Conclusões e Proposta de Continuidade 117

5.1. Considerações Finais 117

5.2. Propostas de Continuidade 118

Capítulo 1: Introdução

1.1. Introdução

Conversores eletrônicos de potência e máquinas elétricas são amplamente utilizadas no acionamento de cargas mecânicas rotativas e em sistemas de geração de energia elétrica. Devido à imensa variedade de aplicações e necessidades existentes, há no mercado múltiplas topologias de conversores e tipos de máquinas elétricas disponíveis. Este tema é alvo de pesquisas científicas há decadas, que tem como objetivo desenvolver aplicações que ofereçam controle das variáveis mecânicas e elétricas das máquinas, associadas ao alto desempenho energético, simplicidade, robustez e baixo custo.

Neste contexto, diversas topologias de conversores multiníveis foram desenvolvidas, viabilizando o aumento da potência do acionamento, a operação em tensões mais elevadas, a redução nas perdas de chaveamento e melhorias na qualidade de energia e na dinâmica das máquinas em relação aos conversores de dois níveis. Essas características, associadas à evolução dos dispositivos semicondutores, tornaram os conversores multiníveis referência para aplicações industriais de alta potência em média tensão, com destaque para as topologias NPC (*Neutral Point Clamped*), FC (*Flying Capacitor*) e CHB (*Cascaded H-Bridge*) - (RODRÍGUEZ, LAI e PENG, 2002), (RODRÍGUEZ, BERNET, *et al.*, 2007), (RODRÍGUEZ, FRANQUELO, *et al.*, 2009), (KOURO, MALINOWSKI, *et al.*, 2010).

Com objetivo principal de atender à demanda por aumento da capacidade dos acionamentos elétricos de alta potência, mantendo as vantagens dos conversores multíniveis, (TAKAHASHI e OHMORI, 1989) e (STEMMLER e GUGGENBACH, 1993) propuseram uma topologia alternativa: realizar a abertura do fechamento trifásico das bobinas de estator da máquina elétrica (OEW – do inglês *Open-End Windings*), tradicionalmente associadas em delta ou estrela, e alimentar cada uma das suas extremidades com um conversor eletrônico. Essa estratégia possibilitou utilizar conversores já existentes para obter 2L-1 níveis de tensão nos enrolamentos da

máquina (sendo 'L' a quantidade de níveis de tensão de cada conversor individualmente) e posicionou a topologia OEW como uma alternativa aos conversores multiníveis tradicionais ao:

- Simplificar o circuito de potência do acionamento (ex.: uso de dois conversores VSI (*Voltage Source Inverter*) trifásicos de dois níveis em cascata ao invés de topologias NPC, FC ou CHB);
- Possibilitar a obtenção de até quatro níveis sem a necessidade de tratar problemas de divisão de tensão entre chaves do mesmo braço;
- Aumentar a flexibilidade das técnicas de comando das chaves estáticas devido ao incremento de redundâncias nas combinações de chaveamento;
- Aumentar a robustez do acionamento, possibilitando a operação com apenas um conversor (com carga reduzida);
- Possibilitar a operação em frequências de chaveamento mais baixas e a consequente redução nas perdas de chaveamento.

Porém, um dos principais desafios na aplicação de acionamentos OEW é causada justamente pela ausência do neutro (ou fechamento em delta), que pode criar um caminho para a circulação de correntes de sequência zero pelos enrolamentos de estator da máquina e nos conversores. Essas correntes impactam negativamente no desempenho do acionamento, pois não produzem conjugado e provocam aumento das perdas e consequentes reduções em relação à sua potência nominal.

Estratégias na arquitetura do circuito de potência, como o uso de barramentos de corrente contínua (CC) independentes para cada conversor, permitem eliminar o caminho para a circulação das correntes de sequência zero. Porém, sua adoção apresenta desvantagens devido aos acréscimos nos custos e no espaço físico necessário para a instalação do acionamento (KAWABATA, EJIOGU, *et al.*, 1997). Estes fatos tornam, ao mesmo tempo, as topologias com barramento CC compartilhado atraentes e desafiadoras.

Neste caso, pode-se utilizar filtros, como reatores de sequência zero, para minimizar a circulação dessas correntes. Ainda assim, haverá perdas associadas e impactos no custo e espaco físico do acionamento. Alternativamente, a circulação de correntes de sequência zero pode ser minimizada através da técnica de modulação PWM (*Pulse-*

Width Modulation) adotada, mesmo em arquiteturas com barramento CC compartilhado e sem filtros (BAIJU, MOHAPATRA, *et al.*, 2004).

Porém, além da técnica de modulação utilizada, as não-idealidades do conversor, como o tempo morto (ex.: necessidade de adoção de intervalor de tempo morto na comutação de chaves complementares do mesmo braço – para evitar curtos-circuitos no barramento CC), influenciam no desempenho do acionamento, especialmente no caso do OEW (SOMANI, GUPTA, *et al.*, 2013), com impacto na capacidade de utilização do barramento CC, na qualidade das tensões sintetizadas e nas perdas em geral. A origem desses fenômenos está diretamente ligada ao conteúdo harmônico gerado pela sequência de chaveamento e à interação desses harmônicos com a carga.

Dada a relevância dos aspectos econômicos e de desempenho dos acionamentos, há nos meios acadêmicos publicações científicas, que apresentam topologias de conversores e técnicas de modulação para acionamentos OEW com objetivo de promover, principalmente, a redução das componentes de sequência zero e das distorções harmônicas dos sinais de saída (SHIVAKUMAR, GOPAKUMAR, *et al.*, 2001), (MOHAPATRA, GOPAKUMAR, *et al.*, 2003), (SRINIVAS e SOMASEKHAR, 2008), (ZHU, PRASANNA, *et al.*, 2014).

Porém, a comparação assertiva das diversas soluções existentes requer a definição de critérios comuns para analisá-las. Neste contexto, a determinação análitica dos espectros de frequência das tensões de saída oferece uma abordagem robusta, pois, por não sofrer a influência de erros de arrendodamento dos métodos númericos, como o uso da FFT (*Fast Fourier Transform*) em simulações, e das imperfeições das implementações físicas, permite determinar com precisão as componentes harmônicas dos sinais sintetizados (HOLMES e LIPO, 2003). Assim, as vantagens intrínsecas de cada técnica de modulação ou topologia podem ser identificadas, especialmente as componentes de sequência zero, que tem impacto direto nas topologias OEW.

1.2. Objetivos

O objetivo principal deste trabalho é oferecer uma contribuição à análise dos efeitos do tempo morto nas tensões sintetizadas por conversores VSI dois níveis, comandados por técnicas de modulação baseadas em portadoras, e aplicados às máquinas de indução trifásicas (MIT) OEW. Para tal, definiu-se os objetivos específicos e parciais abaixo:

- Desenvolver soluções analíticas dos espectros de frequências das tensões sintetizadas por conversores VSI aplicados à sistemas OEW, considerando os efeitos do tempo morto e para as topologias e técnicas de modulação supracitadas, e que sejam aplicáveis em função do índice de modulação, frequência de referência e frequência de chaveamento utilizadas;
- Analisar e comparar os espectros de frequência das tensões de saída dos conversores aplicados à sistemas OEW, para as topologias e técnicas de modulação PWM consideradas, com enfâse no conteúdo de harmônicos de sequência zero e no impacto do tempo morto nos mesmos;
- Analisar a operação da máquina de indução OEW, em regime permanente e nas condições supracitadas, com foco nas correntes nos enrolamentos, em especial a corrente de sequência zero, e seus impactos no conjugado gerado pelo motor.

1.3. Metodologia

A abordagem metodológica utilizada neste trabalho é baseada em pesquisa e revisão bibliográfica acerca dos assuntos-chave, no desenvolvimento de equações que modelam o problema e em simulações computacionais.

A partir de pesquisas na literatura existente, foram desenvolvidas equações para a determinação dos espectros de frequências da tensão de saída de conversores aplicados à sistemas OEW, considerando o efeito de tempo morto. Simulações computacionais foram realizadas para avaliar as soluções analíticas desenvolvidas e para analisar a operação da máquina de indução OEW em regime permanente e nas condições consideradas.

As simulações foram elaboradas nas plataformas MATLAB/Simulink R2015a, da MathWorks, e no PLECS (*Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation - Version* 3.7.3) da Plexim.

1.4. Contribuições

A principal contribuição deste trabalho encontra-se no desenvolvimento de equações que definem os espectros de frequências analíticos das tensões sintetizadas por conversores aplicados à sistemas OEW, considerando o efeito de tempo morto. A partir dessas formulações, foram determinadas as componentes harmônicas para diferentes técnicas de modulação baseadas em portadoras e avaliada a influência delas na operação de acionamentos elétricos com máquinas de indução OEW, com ênfase nas componentes de sequência zero e no efeito de tempo morto. Adicionalmente, foi apresentada uma revisão bibliográfica sobre as pesquisas relacionadas aos conversores e as máquinas elétricas OEW.

Do ponto de vista da produção científica, foi apresentado em congresso internacional um artigo desenvolvido diretamente a partir dos resultados deste trabalho:

- RIBEIRO, B. M. G.; STOPA, M. M.; LUIZ, A-S. A. "Theoretical Solution of the Output Voltage Harmonic Spectra of Dual-Inverter Fed Open-End Winding Loads with Dead Time Effect" In: *2019 IEEE 15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th IEEE Southern Power Electronics Conference and (COBEP/SPEC).* 2019

1.5. Organização do Texto

O texto dessa dissertação é composto por cinco capítulos. Este capítulo introdutório apresenta a contextualização e relevância do tema, os objetivos e a metodologia empregada para alcançá-los e as contribuições deste trabalho.

O Capítulo 2 apresenta a revisão bibliográfica, abordando os acionamentos de alta potência, as topologias OEW e as pesquisas científicas sobre as soluções analíticas dos espectros de frequência de conversores comandados por técnicas PWM.

O Capítulo 3 traz o desenvolvimento das soluções analíticas dos espectros de frequência de conversores VSI, com tempo morto, comandados por técnicas PWM baseadas em portadoras e aplicados aos sistemas OEW, incluindo o referencial teórico utilizado.

No Capítulo 4, as soluções analíticas desenvolvidas são utilizadas para a determinação e análise comparativa da qualidade das tensões de saída dos conversores aplicados à cargas indutivas OEW. Essas análises são feitas para as técnicas de modulação consideradas e com ênfase no conteúdo harmônico de sequência zero e no efeito do tempo morto. Também está inclusa a avaliação dos impactos dos mesmos na operação de um motor de indução trifásico com terminais centrais abertos.

Por fim, no Capitulo 5, são apresentadas considerações finais deste trabalho e propostas de continuidade.

Capítulo 2: Revisão Bibliográfica

2.1. Introdução

Este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica sobre máquinas elétricas com terminais centrais abertos (OEW), que são alimentadas por dois conversores. São apresentadas as bases do assunto, incluindo as pesquisas científicas sobre as soluções analíticas dos espectros de frequência de conversores comandados por técnicas PWM e sobre acionamentos de alta potência.

2.2. Acionamentos de Motores de Alta Potência

Diversos acionamentos elétricos industriais demandam potências elevadas (0,5 a 40 MW), especialmente devido à economia em grande escala, que é direcionada para a redução de custos e aumento das taxas de produção e eficiência. Bombas, compressores, ventiladores/sopradores/exaustores, bobinadores, laminadores e transportadores são exemplos de cargas que demandam potências dessa magnitude, com aplicação em diversos setores industriais como petroquimíco, mineração e metais, cimenteiro e naval (KOURO, RODRIGUEZ, *et al.*, 2012),

Utilizar conversores eletrônicos nestes acionamentos oferece importantes benefícios. Ao aciona-los com velocidades variáveis, importantes ganhos de eficiência, e consequentemente ganhos econômicos e ambientais, podem ser alcançados, especialmente em cargas centrífugas nas quais a velocidade está diretamente ligada à vazão dos fluidos envolvidos e em aplicações de tração/elevação, nas quais pode-se devolver energia à rede durante os ciclos de frenagem. Além disso, a possibilidade de controle de conjugado oferece aumento de produtividade e qualidade do processo em aplicações como laminadores, bobinadores e extrusoras (KOURO, RODRIGUEZ, *et al.*, 2012), (WU, 2006).

Até o início dos anos 2000 as topologias LCI (*Load-Commutated Inverter)* e CSI (*Current Source Inverter)* eram protagonistas em aplicações de potência muito alta (ex.: propulsão naval, aplicações de baixa velocidade e alto conjugado, bombas, ventiladores, compressores e transportadores). Elas apresentam baixo dv/dt e ausência de problema de reflexão de onda nos cabos, têm o circuito de potência simplificado e quantidade de componentes reduzida. Também apresentam facilidade para construção de topologias para operar sem transformador e em quatro quadrantes, além de proteção intrínseca de sobrecorrente e de curto-circuito (KOURO, RODRIGUEZ, *et al.*, 2012). Por outro lado, possuem menor desempenho dinâmico, e podem demandar filtros de modo comum e/ou filtros capacitivos (WU, PONTT, *et al.*, 2008).

Já os conversores VSI de dois níveis são amplamente utilizados em baixa tensão para aplicações de baixa e média potência (WILAMOWSKI e IRWIN, 2011), (KOURO, MALINOWSKI, *et al.*, 2010). No entanto, os IGBTs de alta tensão e a associação de duas ou mais chaves em série colocaram os conversores de dois níveis no rol das aplicações de média tensão e alta potência (WILAMOWSKI e IRWIN, 2011), (RODRÍGUEZ, BERNET, *et al.*, 2007), permitindo aproveitar vantagens dessa topologia, como circuito de potência e técnicas de controle e modulação simples e conhecidos, necessidade de apenas 6 pulsos distintos para o comando dos gate drivers (chaves em série são comandadas como uma única chave) e de apenas um circuito de pré-carga do barramento CC (WU, 2006), (RODRÍGUEZ, FRANQUELO, *et al.*, 2009).

Porém, apesar de aplicações comerciais desta topologia estarem em operação desde o fim da decada de 90 (ex.: em navios de perfuração na indústria de óleo e gás, transportadores e bombas (SHAKWEH, 2000), (LEWIS, 2000), (ALSTOM, 2001), (GIRI, 2013)), a mesma vem sendo descontinuada, especialmente devido ao alto dv/dt gerado, associados à capacidade de sintetizar apenas tensões de dois níveis e dos problemas acarretados pela conexão das chaves em série (KOURO, RODRIGUEZ, *et al.*, 2012), (WU, 2006).

Os conversores multiníveis foram desenvolvidos inicialmente como uma alternativa para o uso de VSIs em tensões mais elevadas, reduzindo, por exemplo, a necessidade de associar chaves em série (conforme descrito acima - para VSIs de dois níveis em média tensão). Para tal, as topologias multiníveis utilizam capacitores adicionais para dividir a tensão total do barramento CC entre as chaves, adequando-a à capacidade de bloqueio

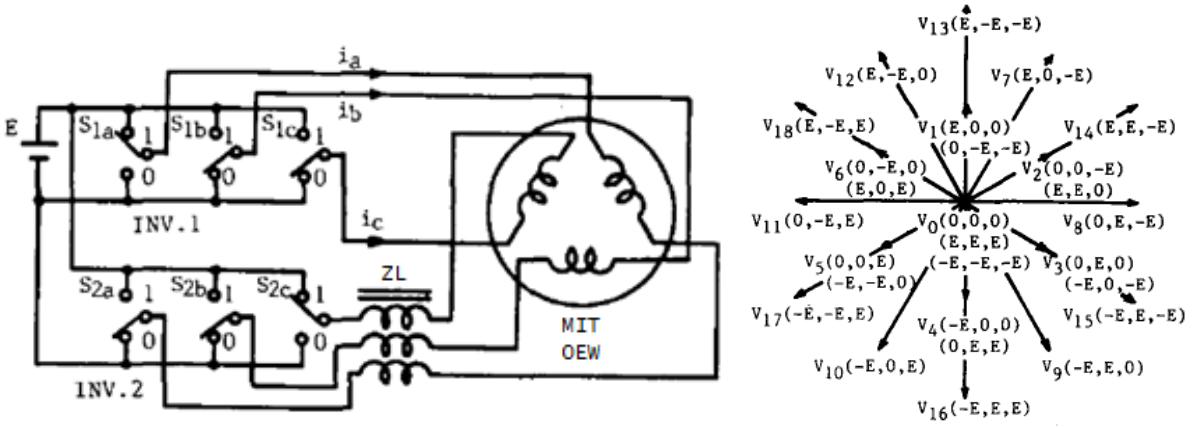
das mesmas. Esses capacitores (fontes CC), são conectados à carga através das diversas combinações de chaveamento dos semicondutores, de modo a possibilitar a aplicação de três ou mais níveis de tensão. Essa característica permite elevar a qualidade das formas de onda sintetizadas, reduzindo a distorção harmônica, além de reduzir o dv/dt em 1/(L-1) vezes em relação ao conversor de dois níveis, para o mesmo nível de tensão do barramento CC, ou aumentar a tensão de saída em L-1 vezes em relação à uma dada capacidade de bloqueio de uma chave condutora – acarretando no aumento da potência nominal do conversor (onde 'L' é a quantidade de níveis do conversor) (WILAMOWSKI e IRWIN, 2011).

Adicionalmente, os conversores multiníveis provocam menos distorções na rede às quais estão conectados, geram menores tensões de modo comum, permitem chavear os dispositivos semicondutores em frequências menores (RODRÍGUEZ, LAI e PENG, 2002) e apresentam melhor desempenho dinâmico. Estas propriedades tornaram os mesmos atrativos para acionamentos de alta potência em média tensão, com alta aderência em diversas aplicações indústriais, sendo as topologias VSI multiníveis de NPC(*Neutral Point Clamped),* FC (*Flying Capacitor*) e CHB (*Cascaded H-Bridge*) as mais consolidadas e com extensa presença nas literaturas técnicas e científicas, além de produzidas e comercializadas pelos principais fabricantes (RODRÍGUEZ, BERNET, *et al.*, 2007), (RODRÍGUEZ, FRANQUELO, *et al.*, 2009), (KOURO, MALINOWSKI, *et al.*, 2010).

Apesar das vantagens mencionadas, os conversores multiníveis são estruturas mais complexas, que apresentam desafios relacionados ao controle e à confiabilidade do conversor. Mais especificamente, a topologia e a técnica de controle e modulação aplicada precisam atender a dois objetivos antagônicos: qualidade das formas de onda sintetizadas e redução da frequência de chaveamento - além de promoverem a adequada divisão de tensão entre os dispositivos semicondutores durante a fase de bloqueio. A confiabilidade, por sua vez, é diretamente afetada pelo aumento da quantidade de componentes, e consequente aumento da probabilidade de falhas, associado à potencial distribuição não uniforme dos esforços térmicos e de tensão nas chaves e nos componentes passivos (KOURO, MALINOWSKI, *et al.*, 2010).

2.3. Máquinas com Terminais Centrais Abertos (OEW)

Com objetivo de aumentar a potência de acionamentos elétricos de grande porte e de diminuir as perdas nos mesmos, mantendo as vantagens dos conversores multíniveis, (TAKAHASHI e OHMORI, 1989) propuseram a topologia OEW. Ela é obtida a partir da abertura do fechamento trifásico (tradicionalmente em delta ou estrela) das bobinas de estator da máquina elétrica e alimentar cada uma das suas extremidades com um conversor trifásico VSI de dois níveis (Figura 2.1a). Uma das características marcantes desse arranjo é o fato de que a soma das tensões de saída dos conversores é aplicada nos enrolamentos da máquina, possibilitando sintetizar tensões em três níveis a partir de conversores VSI de dois níveis já existentes no mercado.



(a) (b)

Figura 2.1 – (a) Diagrama esquemático de uma MIT OEW alimentada por dois conversores e (b) os vetores espaciais que ela é capaz de sintetizar

Fonte: Adaptado de (TAKAHASHI e OHMORI, 1989).

Os 19 vetores espaciais distintos oferecidos por este arranjo são os mesmos dos conversores de três níveis clássicos (Figura 2.1b), porém são gerados a partir de $2^6 = 64$ combinações de chaveamento, ante as 27 combinações do último. Essa característica oferece flexibilidade no comando das chaves dos conversores e permite adotar métodos de modulação que favoreçam a diminuição da frequência de chaveamento e, consequentemente, a diminuição dessas perdas nos conversores (TAKAHASHI e OHMORI, 1989).

É importante ressaltar, porém, que a ausência de fechamento entre os enrolamentos das diferentes fases da MIT e o uso do mesmo barramento CC permite o fluxo de correntes

de sequência zero (expressada por $i_{seq.0} = i_a + i_b + i_c$.). Essas correntes impactam negativamente no desempenho do acionamento, pois não produzem conjugado e provocam aumento das perdas e consequente depreciação de sua capacidade nominal. Por esse motivo, (TAKAHASHI e OHMORI, 1989) utilizaram reatores de sequência zero (Figura 2.1a) em conjunto com uma estratégia específica de modulação, para suprimir a circulação das mesmas.

Também em busca de alternativas para aumentar a faixa de potência e mitigar pontos fracos de acionamentos de grande porte, como baixa eficiência, baixa velocidade máxima e alto conteúdo harmônico, (STEMMLER e GUGGENBACH, 1993) propuseram (e compararam) novos arranjos de conversores aplicados às MITs OEW (Figura 2.2).

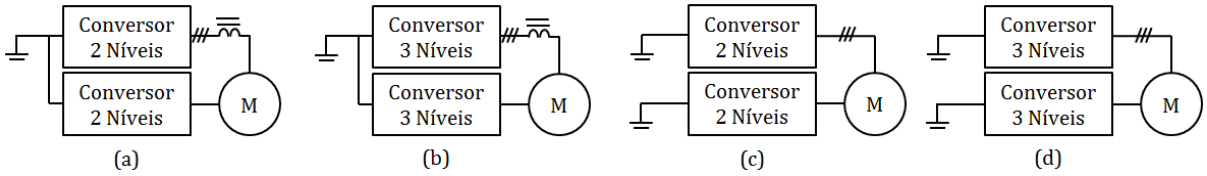
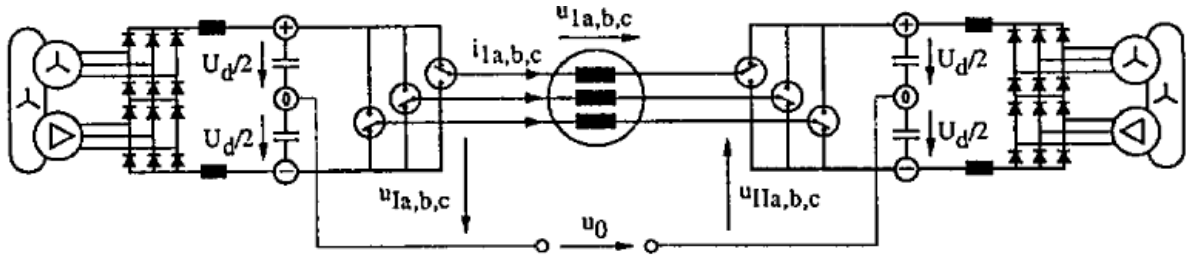


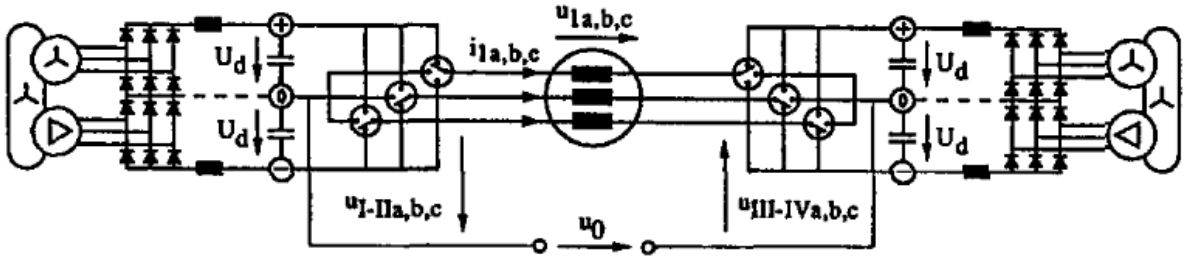
Figura 2.2 – Arranjos de MITs OEW alimentadas por dois conversores propostas em (STEMMLER e GUGGENBACH, 1993)

Fonte: Adaptado de (KAWABATA, EJIOGU, *et al.*, 1997).

Destaca-se a alternativa de supressão da circulação das correntes de sequência zero apresentada, que utiliza barramentos CC isolados, um para cada conversor de dois níveis (Figura 2.2c e Figura 2.3a) ou para cada conversor de três níveis (Figura 2.2d e Figura 2.3b). Essa estratégia se mostrou eficaz, pois a tensão de sequência zero não é aplicada aos enrolamentos do motor, evitando a circulação dessas correntes nos conversores e na máquina, porém com aumento de custo e espaço físico requerido (KAWABATA, EJIOGU, *et al.*, 1997). Além disso, foi demonstrada a possibilidade de se obter, por exemplo, cinco níveis de tensão, através da associação de conversores que já são multiníveis (2L-1 níveis de tensão, sendo 'L' o número de níveis de cada conversor - Figura 2.3b).



(a)



(b)

Figura 2.3 – Topologias OEW com conversores (a) dois e (b) três níveis, com barramentos CC isolados

Fonte: (STEMMLER e GUGGENBACH, 1993).

Diferentemente de (TAKAHASHI e OHMORI, 1989), que utilizaram SVPWM (*Space Vector Pulse-Width Modulation*) e DTC (*Direct Torque Control*) para o controle e comando dos conversores, (STEMMLER e GUGGENBACH, 1993) utilizaram a técnica de chaveamento PWM baseada em portadoras triangulares, para a operação em baixas velocidades, e pulsos definidos na frequência fundamental, para operação em altas velocidades. Adicionalmente, para evitar o desbalanceamento de carga entre os conversores, causada pela estratégia de chaveamento com pulsos definidos, a alocação destes pulsos foi alternada entre os inversores a cada meio ciclo.

A partir desses trabalhos pioneiros, surgiram novas pesquisas sobre OEW alimentadas por dois conversores. (KAWABATA, EJIOGU, *et al.*, 1997) apresentaram e analisaram novas topologias OEW, que utilizam conversores, fontes, barramentos CC e/ou técnicas de controle e modulação distintas em cada extremidade da máquina (Figura 2.4 e Figura 2.5).

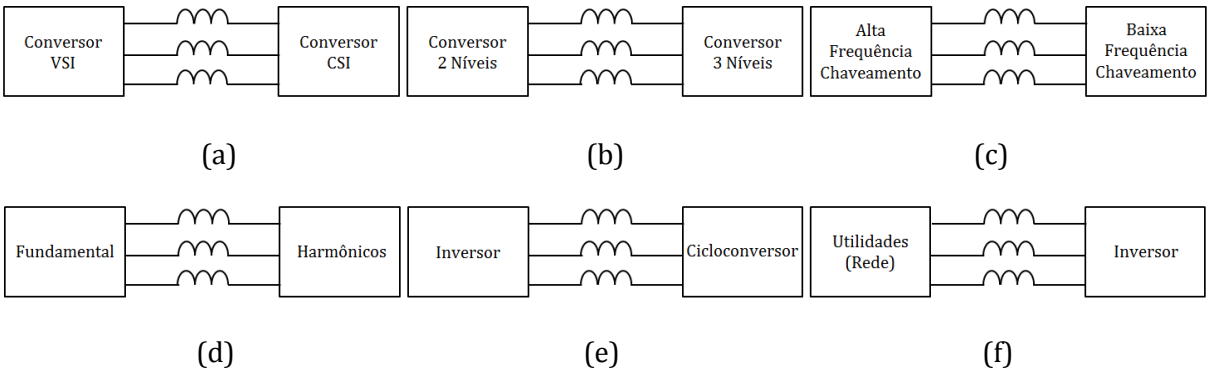


Figura 2.4 -Topologias OEW com conversores realizando funções distintas

Fonte: Adaptado de (KAWABATA, EJIOGU, *et al.*, 1997).

Destaca-se nesses arranjos a utilização de conversores:

- Com topologias distintas alimentando uma mesma máquina OEW (Figura 2.4a, Figura 2.4b, Figura 2.4e);
- Com funções complementares na sintetização das tensões/correntes (Figura 2.4c, Figura 2.4d) e no fornecimento de energia ativa/reativa (Figura 2.4f e Figura 2.5c);
- Com barramentos CC independentes e de tensões diferentes ou interligados por um reator de sequência zero e de volume reduzido, para permitir a circulação de correntes regenerativas através do conversor GTO (*Gate Turn-Off Thyristor)* (Figura 2.5b).

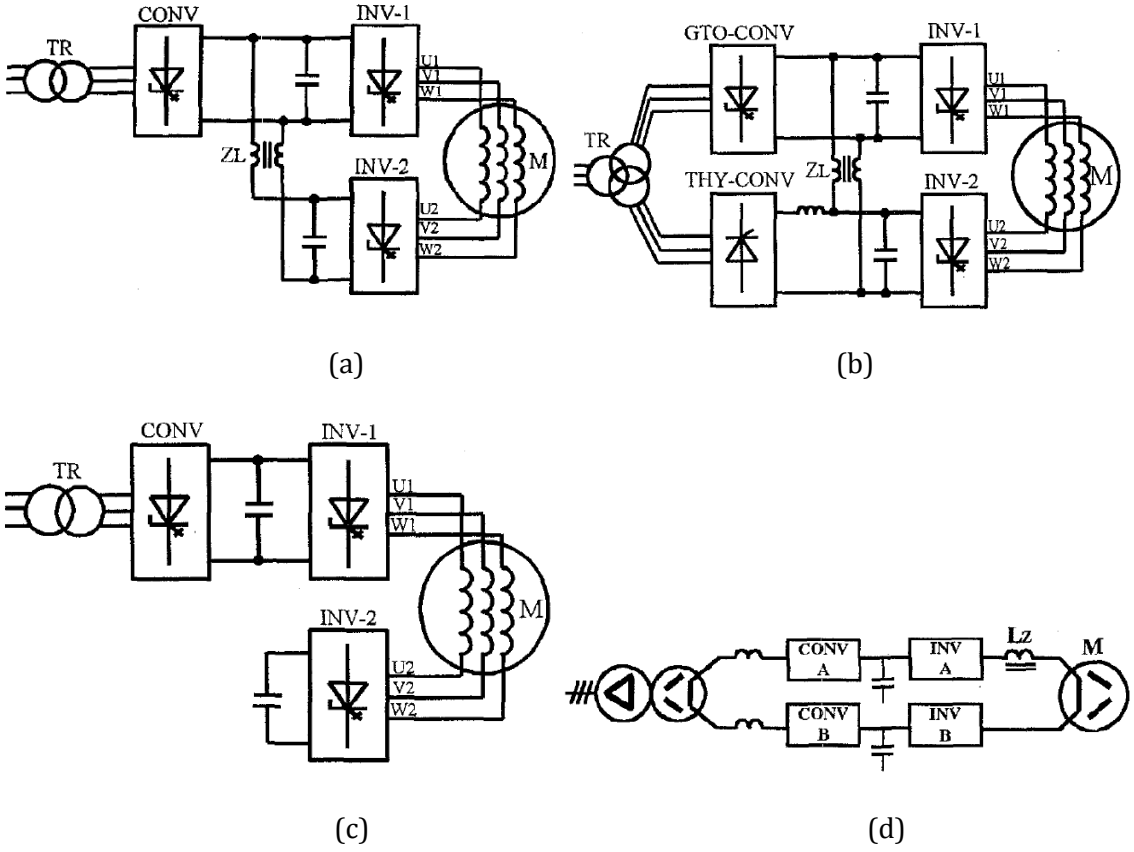
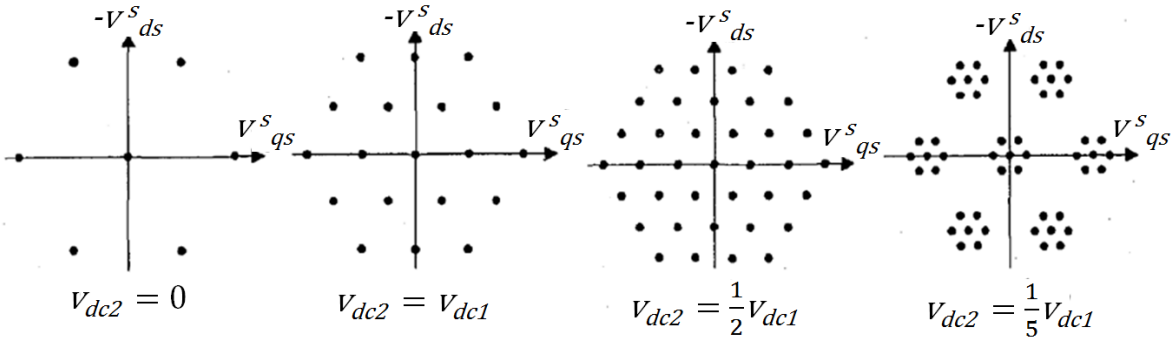


Figura 2.5 – Arranjos de fontes e barramentos CC aplicados às OEW

Fonte: Adaptado de (KAWABATA, EJIOGU, *et al.*, 1997)

Apesar da motivação inicial dos autores de propor soluções para evitar as desvantagens do uso de reatores de sequência zero, como o tamanho, custo, as perdas e os ruídos provocados pelos mesmos, várias das topologias apresentadas foram utilizadas por outros autores em diversas pesquisas para potenciais aplicações da OEW, além dos acionamentos de alta potência (e.g. geradores eólicos e sistemas fotovoltaicos e veículos elétricos– ver seção 2.5).

Utilizando conceitos similares aos apresentados acima, (CORZINE, SUDHOFF e WHITCOMB, 1999) demonstraram que através da variação da relação entre as tensões dos links CC é possível alterar as características dos vetores espaciais das topologias OEW com dois conversores de dois níveis e barramentos CC independentes (Figura 2.6). Destaca-se, entre elas, a configuração da Figura 2.6c. Ela utiliza uma relação 1:2 entre as tensões dos barramentos CC, sendo capaz de sintetizar os mesmos 37 vetores espaciais dos conversores de 4 níveis.



(a) (b) (c) (d)

Figura 2.6 – Vetores espaciais em função da tensão dos barramentos CC

Fonte: Adaptado de (CORZINE, SUDHOFF e WHITCOMB, 1999)

Adicionalmente, através da comparação entre os arranjos tradicionais de três e quatro níveis e os que utilizam dois conversores de dois níveis em máquinas OEW, os autores abordaram os seguintes tópicos:

- Noções de custos de cada topologia, a partir do conceito de fator de estresse de chaveamento e da quantidade de chaves utilizadas;
- Limitações e/ou maiores custos do arranjo de quatro níveis em cascata, devido à necessidade de algumas chaves operarem com o dobro do nível de tensão em relação às demais e a demanda pela a adoção de técnicas de modulação que evitem que um conversor se torne carga do outro;
- Aspectos práticos para a implementação de SVPWM em acionamentos OEW.

A partir das referências citadas acima, nota-se que as topologias OEW são capazes de oferecer o mesmo desempenho harmônico, em comparação com as topologias multiníveis tradicionais, porém com:

- Aumento da capacidade e velocidade de operação do acionamento (STEMMLER e GUGGENBACH, 1993);
- Simplificação no circuito de potência dos conversores, devida, entre outras, à não necessidade de diodos e capacitores de interligação (não há problemas de compartilhamento de tensão entre as chaves de um mesmo braço em conversores de dois níveis (CORZINE, SUDHOFF e WHITCOMB, 1999));
- Redução na quantidade e potência de cada chave individualmente (SHIVAKUMAR, GOPAKUMAR, *et al.*, 2001), apesar do aumento na potência total do acionamento (WELCHKO, LIPO, *et al.*, 2004);

- Tolerância intrínseca à falhas que provoquem a abertura de uma fase de um dos conversores (WELCHKO, LIPO, *et al.*, 2004);

Essas características colocam as topologias OEW como uma potencial alternativa aos conversores multiníveis para aplicações de acionamentos em média tensão (WILAMOWSKI e IRWIN, 2011). Por outro lado, o uso de dois conversores traz novas demandas para os circuitos de controle e para as estratégias de modulação, como a necessidade de desenvolvimento de alternativas para a supressão das correntes de sequência zero, para o compatilhamento de carga entre os conversores e a melhora no desempenho harmônico, dinâmico e energético das mesmas para permitir que os requisitos de desempenho sejam atingidos.

Os trabalhos pioneiros sobre máquinas OEW alimentadas por dois conversores como (STEMMLER e GUGGENBACH, 1993), já abordavam aspectos importantes relacionados ao controle dessa topologia e ao comando das chaves estáticas, como o uso de estratégias PWM senoidal com portadora triangular e a divisão de carga entre os conversores. Por outro lado, (SHIVAKUMAR, GOPAKUMAR, *et al.*, 2001) detalharam a utilização de um SVPWM específico, com controle escalar, para OEW com barramentos CC isolados. A estratégia é baseada na identificação de setores e o uso de tabelas de chaveamento para determinar os pulsos de comando das chaves dos conversores, que alternam entre si o papel de chaveamento e grampeamento, promovendo uma quantidade reduzida de comutações.

Essa abordagem foi expandida em (SHIVAKUMAR, SOMASEKHAR, *et al.*, 2001) para conversores alimentados por barramentos CC independentes assimétricos, com relação 1:2, possibilitando sintetizar 4 níveis de tensão e em (MOHAPATRA, GOPAKUMAR, *et al.*, 2003), com a relação 1:0,366 entre os barramentos CC, associado à proposta de uma técnica de modulação específica, que busca eliminar harmônicos das ordens 6h±1 (para ‘h’ ímpares). De forma complementar e com objetivo de simplificar a implementação das técnicas SVPWM, (SRINIVAS e SOMASEKHAR, 2008) apresentaram duas técnicas que não demandam a identificação de setores e nem o uso de tabelas verdade e avaliaram através de simulações as perdas de condução e chaveamento.

Estratégias na arquitetura do circuito de potência, como o uso de barramentos CC independentes para cada conversor ou adoção de reatores de sequência zero, permitem eliminar o caminho para a circulação das correntes de sequência zero.

Alternativamente, a circulação de correntes de sequência zero pode ser minimizada através da técnica de modulação utilizada, mesmo em arquiteturas com barramento CC compartilhado e sem filtros.

(BAIJU, MOHAPATRA, *et al.*, 2004) apresentaram uma proposta também baseada no SVPWM com controle escalar, mas focada em eliminar as componentes de sequência zero em topologias com barramento CC comum. Mesmo assim, conforme (SOMANI, GUPTA, *et al.*, 2013) além da técnica de modulação em si, as não-idealidades do conversor, especialmente o tempo morto, influenciam diretamente nas tensões sintetizadas, inclusive nas componentes de sequência zero (fato que torna este fenômeno sensível para as topologias OEW)

2.4. Soluções Analíticas de Espectros de Frequência

As literaturas e publicações científicas apresentam diferentes métodos para a determinação analítica das tensões e correntes de saída de inversores PWM e seus respectivos espectros de frequência. A técnica mais utilizada é baseada no trabalho de (BLACK, 1953) e adaptada por (BOWES e BIRD, 1975) para o uso em conversores estáticos. Este método rearranja a integal de Fourier para uma dupla integral de Fourier, viabilizando sua resolução em duas partes, para determinar os coeficientes harmônicos do sinal avaliado (HOLMES, 1998), (AINSLIE-MALIK, 2013).

Baseado nesta abordagem, soluções analíticas para técnicas específicas de modulação, como SVPWM, foram desenvolvidas em (BOYS e HANDLEY, 1990) e (MOYNIHAN, EGAN e MURPHY, 1998), demonstrando precisão quando comparadas com resultados simulados e experimentais. Em busca de fornecer uma solução para comparar assertivamente as diversas topologias de conversores VSI e CSI, (HOLMES, 1998) apresentou um método geral para determinação analítica dos componentes harmônicos das técnicas de modulação baseadas em portadoras, com amostragem natural e amostragem regular, SVPWM, DPWM (*Discontinuous Pulse-Width Modulation*) e outras, consolidando, juntamente com Lipo, os resultados obtidos através deste método, inclusive para conversores polifásicos e multiníveis, na obra (HOLMES e LIPO, 2003). Também baseadas na dupla integral de Fourier, diversas outras contribuições foram dadas como o cálculo do espectro de conversores PWM com a onda de referência com

múltiplas frequências em (ODAVIC, SUMNER, *et al.*, 2010), a determinação do espectro de inversores VSI operando na região de sobremodulação e a consideração do impacto do ripple de tensão no link CC nas componentes harmônicas em (MATHE, CORNEAN, *et al.*, 2011).

Alternativamente, (AINSLIE-MALIK, 2013) apresentou, com base na *Poisson re-sumation formula*, o cálculo das tensões e correntes de saída, da corrente de entrada e seus respectivos espectros de frequência para múltiplas topologias e técnicas de modulação de inversores PWM. O autor aponta que essa abordagem requer menor esforço analítico em comparação com a abordagem da dupla integral de Fourier, viabilizando a execução de cálculos elaborados, sendo, assim, mais adequada para a determinação do espectro de topologias complexas. Outras abordagens presentes nas publicações científicas são apresentadas por:

- (TOOTH, FINNEY e WILLIAMS, 2001), que determinaram e analisaram o espectro de frequências de diversos conversores PWM com base na *Fourier Theory of Jumps*;
- (KOSTIC, AVRAMOVIC e CIRIC, 2013), que utilizaram a serie de Fourier simples e a expansão de Lagrange para determinar os harmônicos de inversores de dois níveis com portadora triangular para diversas ondas de referência;
- (MOUTON, MCGRATH, *et al.*, 2014), que propuseram um método que, ao contrário da abordagem da dupla integral de Fourier, não demanda a construção das células de comutação, obtendo resultados para modulação senoidal, com adição de terceiro harmônico e SVPWM e os compararam com os demais métodos presentes na literatura;
- (FEDELE e FRASCINO, 2010), que identificaram uma relação matemática entre os instantes de chaveamento de um modulador PWM senoidal com portadora triangular e a trajetória de um planeta ao redor do sol, regida pela equação de Kepler, e determinaram estes instantes em termos da Série de Kapteyn para encontrar expressões para o conteúdo harmônico de conversores PWM.

Apesar da quantidade significativa de publicações e métodos propostos para a determinação analítica do espectro de frequência de conversores PWM, o mesmo não se

aplica a modelagens matemáticas que contemplam o efeito do tempo morto. Mesmo assim e apesar da maior complexidade dos modelos, contribuições significativas foram publicadas sobre o tema.

(WU, LAU e CHUNG, 1999) examinaram um inversor VSI monofásico em ponte que alimenta uma carga indutiva e desenvolveram um modelo, com base na abordagem da dupla integral de Fourier e das células de comutação em três dimensões, para determinar de forma analítica o espectro de frequências da tensão de saída com tempo morto para amostragem natural com portadora dente de serra e triangular. Também com base na dupla integral de Fourier e nas células de comutação, (DOLGUNTSEVA, KRISHNA, *et al.*, 2015) apresentaram uma análise numérica e análitica do efeito do tempo morto em inversores VSI trifásicos de três níveis que alimentam cargas indutivas. Os autores apresentaram as expressões para os harmônicos de tensão com amostragem natural, regular simétrica e regular assimétrica para duas modelagens de tempo morto: a primeira apenas com atraso na comutação de ligar das chaves complementares e a segunda com atraso na comutação de ligar de uma chave e retardo na comutação de desligar da outra chave, e as compararam com os resultados de simulação.

(MOORE, ODAVIC e COX, 2014) apresentaram formas fechadas, baseadas na *Poisson re-sumation formula,* para os coeficientes do espectro teórico de frequência de VSIs monofásico com tempo morto, tanto para amostragem natural quanto para amostragem regular, nas mesmas modelagens de tempo morto utilizadas em (DOLGUNTSEVA, KRISHNA, *et al.*, 2015), e as compararam com os resultados de simulação. Ainslie-Malik expandiu em (AINSLIE-MALIK, 2013) essa análise para inversores VSI em ponte e trifásicos. Ambos trabalhos apontam que essa abordagem permite redução na complexidade algébrica das soluçoes, facilitando a avaliação para diferentes técnicas de amostragem e de ondas de referência e sem a necessidade de aproximações utilizadas em (WU, LAU e CHUNG, 1999). (CHIERCHIE, STEFANAZZI, *et al.*, 2014), por sua vez, utilizaram uma expansão em séries de Taylor para determinar os instantes de chaveamento em um braço de um VSI, porém sem determinar expressões analíticas para os coeficientes de Fourier do mesmo.

Do ponto de vista das topologias OEW, (DARIJEVIC, JONES e LEVI, 2013), (KALANTARI e LOPES, 2016) e (AN, LIU, *et al.*, 2016) exploraram o tema efeito de tempo morto nas mesmas. Porém, apesar, das componentes de sequência zero e do tempo morto

provocarem importantes consequência nesta topologia, não foram encontradas referências dedicadas ao estudo e determinação analítica dos seus impactos no espectro de frequências das tensões sintetizadas. Inclusive, apenas na recente publicação (NAGANATHAN e SRINIVAS, 2020) - ainda em versão *early access* do IEEE *Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics* - foi encontrada a utilização de soluções análiticas do espectro de frequências da tensão de saída de conversores aplicados à acionamentos OEW, porém sem a inclusão dos impactos do tempo morto. Essa mesma referência estende a utilização desss espectros para realizar um comparativo entre as oscilações de conjugado em uma MIT OEW, em regime permanente, em função da técnica de modulação utilizada.

2.5. Considerações Finais

A revisão bibliográfica deste capítulo introduziu os conceitos elementares sobre as máquinas OEW, partindo das primeiras publicações sobre o tema. Dentre os desafios para a aplicação desta topologia, foram apresentadas publicações que buscaram alternativas para miminizar ou eliminar a circulação de correntes de sequência zero em topologias com barramento CC compartilhado e destacou-se a impacto do tempo morto nas mesmas. Estas referências, em conjunto com publicações sobre soluções analíticas dos espectros de frequência de conversores comandados por técnicas PWM, formam a base do trabalho apresentado nessa dissertação.

Apesar das primeiras publicações do tema serem focadas na aplicação das OEW como alternativa para acionamentos de alta potência, há, também, diversos trabalhos no meio científico apresentando outras potenciais aplicações das máquinas OEW como:

- Sistemas de energia alternativa: (KWAK e SUL, 2008), (JAIN, THOPUKARA, *et al.*, 2015), (RICARDI, MATOS, *et al.*, 2017), (RICARDI, 2018), (MATOS, MENDES, *et al.*, 2019);
- Veículos elétricos e híbridos: (WELCHKO e NAGASHIMA, 2003), (KIM, JUNG e NAM, 2004), (YI-FAN, LIANG, *et al.*, 2018).
- Eletrificação de aeronaves (JIA, PRASANNA e RAJASHEKARA, 2014), (ROVERE, FORMENTINI, *et al.*, 2019), (HUANG, YANG, *et al.*, 2019)

Capítulo 3: Soluções Analíticas com Tempo Morto

3.1. Introdução

Uma das estratégias mais utilizadas para o controle de conversores eletrônicos de potência é a modulação por largura de pulso (PWM). Esta técnica varia em altas frequências o ciclo de trabalho das chaves do conversor, com o objetivo de sintetizar uma sequência de pulsos de largura variável que tenha a mesma componente fundamental da forma de onda que se deseja produzir, ou seja, com a mesma média volt-segundo - a integral da forma de onda de tensão no tempo - da referência. Porém, os sinais sintetizados por conversores PWM *hard-switching* apresentam também harmônicos indesejáveis, como consequência do processo de modulação (HOLMES e LIPO, 2003). Esses harmônicos podem causar problemas de qualidade de energia e prejuízos ao desempenho operacional e energético das instalações e cargas alimentadas

Dada a importância de se mitigar esses efeitos indesejados, há nos meios acadêmicos estudos e publicações científicas que apresentam topologias de conversores e técnicas de modulação apontando evoluções, principalmente na redução das distorções harmônicas e no aumento da magnitude dos sinais de saída (ver Capítulo 2). Porém, para comparar assertivamente as diversas soluções existentes, é necessário estabelecer critérios comuns. Neste sentido, a determinação análitica do espectro de frequência, que não sofre a influência de erros de arrendondamento dos métodos númericos (e.g. FFT), associada ao uso do mesmo indicador de desempenho e da mesma frequência de chaveamento por braço, permitem determinar com precisão as componentes harmônicas dos sinais sintetizados e identificar as vantagens intrínsecas de cada técnica de modulação e/ou topologia (HOLMES e LIPO, 2003).

Este capítulo apresenta a fundamentação teórica básica e as soluções analíticas desenvolvidas, que descrevem matematicamente os espectros de frequência teóricos de conversores em sistemas com terminais centrais abertos (OEW). Essa modelagem desenvolvida se baseia na abordagem e estende o trabalho de (HOLMES e LIPO, 2003)

3.2. Dupla Integral de Fourier

O método analítico mais consolidado para a determinação das componentes harmônicas de um braço de um conversor VSI chaveado com PWM foi desenvolvido por (BOWES e BIRD, 1975) a partir da adaptação da abordagem de (BLACK, 1953) – que foi desenvolvida com foco em sistemas de comunicação (HOLMES e LIPO, 2003). Este método assume a existência de duas funções temporais $x(t) = \omega_0 t + \theta_0$ e $y(t) = \omega_c t + \theta_c$, que aqui representam a onda de referência (baixa frequência) e a portadora (alta frequência), respectivamente, sendo ambas períodicas e independentes e onde: ω_0 é a frequência angular da fundamental, θ_0 é o ângulo de fase; ω_c a frequência angular da portadora e θ_c o ângulo de fase da mesma.

Neste sentido, a determinação da forma de onda modulada $f(t) = f[x(t), y(t)] = f[x, y]$, que representa a tensão de saída de um braço do conversor, pode ser realizada tomando proveito da existência das celulas unitárias, que definem contornos dentros dos quais a onda modulada apresenta valores constantes. Sendo a onda de referência $x(t)$ e a portadora $y(t)$ funções periódicas, o valor de $f(t)$ pode ser representado por sua série de Fourier, que em função de duas variáveis $f(x, y)$ tem a magnitude e fase dos harmônicos definidas pela equação (3.1), na qual 'p' (índice da portadora) e 'q' (índice da banda base) definem a frequência e influenciam na fase de cada componente 'h' ($\omega_h = p\omega_c \pm q\omega_0$).

$$\overline{C_{pq}} = A_{pq} + jB_{pq} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\pi}^{\pi} f(x,y) e^{j(px+qy)} dxdy \tag{3.1}$$

Estes harmônicos podem ser organizados em grupos, facilitando seu uso e interpretação:

- Para $p = q = 0$: componente CC do sinal modulado ($f(x, y)$);
- Para $p = 0$: componente fundamental ($q = 1$) e os harmônicos de banda base, que normalmente devem ser eliminados ou minimizados, preferencialmente pelo próprio processo de modulação;
- Para $q = 0$: harmônicos da portadora, normalmente de alta frequência, pois o harmônico de menor frequência desse grupo ($p = 1$) tem frequência igual à frequência de chaveamento;

- Para p e $q \neq 0$: harmônicos de banda lateral, que são grupos ao redor dos harmônicos da portadora. Eles são formados pelas múltiplas combinações (de soma e diferença) dos mesmos com a componente fundamental e os harmônicos de banda base (e.g. com $p = 1$ e $q = 2$, tem-se a componente de frequência $1\omega_c + 2\omega_0\, rad/s$, que é o segundo o harmônico de banda lateral ao redor do harmônico da portadora);

Com a adaptação dos limites das integrais de (3.1) para considerar o padrão de chaveamento de cada estratégia PWM considerada, as magnitudes e fases de cada componente harmônica do sinal de saída podem ser determinadas através da solução dessas integrais.

3.3. Indicadores de Desempenho Harmônico

Os inversores VSI utilizados para acionar motores elétricos de corrente alternada com velocidade variável são comandados majoritariamente por técnicas PWM que têm como objetivo criar, através de tensões comutadas não senoidais (VSI), correntes tão senoidais quanto possíveis no estator. Apesar da tensão de saída ser a variável controlada nos VSIs, é a corrente que é frequentemente o ponto de interesse, pois as perdas, potência de saída e outros estão diretamente relacionadas à mesma.

Para realizar a comparação de diferentes técnicas de modulação de forma objetiva, é útil ter uma figura de mérito que sintetize o desempenho de cada uma. Neste contexto, a ondulação de corrente em cargas indutivas é um indicador relevante devido à sua relação direta com as perdas e oscilações de conjugado nos motores elétricos. Uma forma prática de representá-la, evitando elaboradas formulações matemáticas, é através da distorção harmônica total ponderada (WTHD) das componentes espectrais de tensão (HOLMES e LIPO, 2003).

Na WTHD as componentes são ponderadas inversamente com a frequência, atribuindo assim maior peso às componentes de menor ordem. Ela é mais adequada do que a THD para formas de onda não senoidais, pois permite prever as distorções de correntes e as consequentes perdas adicionais em uma carga indutiva alimentada por tensões sintetizadas por técnicas PWM em conversores VSI (HOLMES e LIPO, 2003).

Assim como a THD (equação (3.2)), a WTHD é uma grandeza adimensional. Quando a WTHD é normalizada em relação ao valor de pico da componente fundamental da tensão de fase com o índice de modulação (M) em 100%, independentemente do valor dessa componente no sinal avaliado, ela é chamada de WTHD0 (equação (3.3)). Dessa forma, a WTHD0 oferece uma conveniente abordagem para a comparação equalizada do impacto dos harmônicos de tensão produzidos por diferentes estratégias de modulação e que operam em condições nominais e regime permanente. Por outro lado, quando se deseja determinar a significância dos harmônicos em relação a componente fundamental do sinal avaliado (e.g. em conversores VSI operando com V/f constante), basta dividir a WTHD0 por M, obtendo a WTHD (equação (3.4)) (HOLMES e LIPO, 2003).

$$THD = 100\sqrt{\left(\frac{2\overline{|C_0|}}{|C_1|}\right)^2 + \sum_{h=2}^{\infty}\left(\frac{2\overline{|C_h|}}{|C_1|}\right)^2} \tag{3.2}$$

$$WTHD0 = 100\frac{\sqrt{\sum_{h=2}^{\infty}\left(\frac{\overline{|C_h|}}{h}\right)^2}}{|C_1|_{M=1}} \tag{3.3}$$

$$WTHD = \frac{WTHD0}{M} \tag{3.4}$$

3.4. Soluções Analíticas sem Tempo Morto

Em conversores VSI de dois níveis comandados por técnicas SPWM (*Sinusoidal Pulse-Width Modulation*), o controle do estado de cada uma das chaves é resultado da comparação entre uma forma de onda de referência (de baixa frequência) com uma moduladora (de alta frequência). Assim, cada braço é conectado à barra superior do barramento CC quando a onda de referência é maior que a portadora e à barra inferior quando a portadora é maior que a onda de referência (Figura 3.1), gerando em sua saída uma sequência de pulsos que busca sintetizar a componente fundamental da onda de referência, mas também carrega, invariavelmente, harmônicos indesejáveis gerados como consequência do processo de chaveamento.

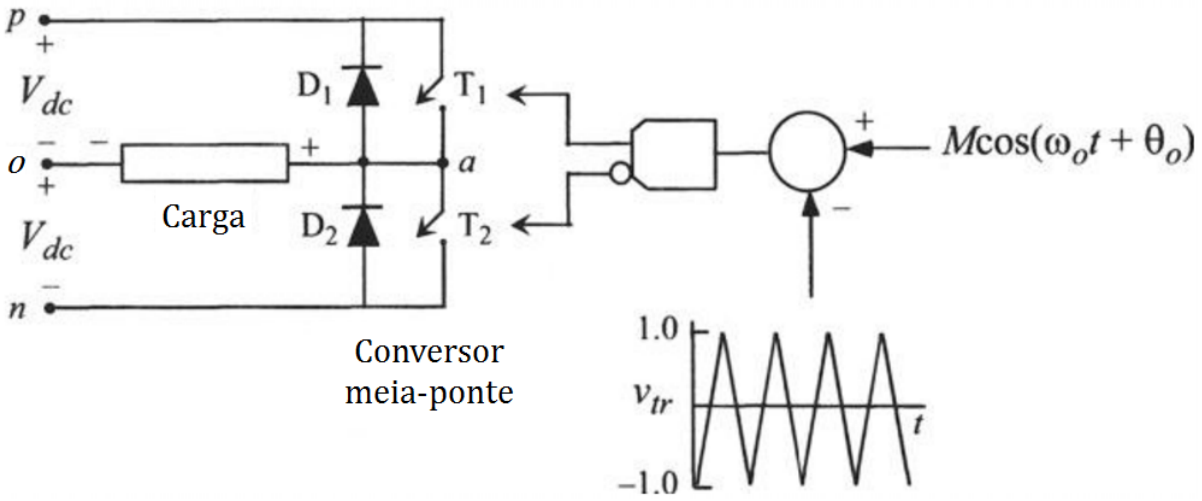


Figura 3.1 – Conversor VSI meia-ponte comandado por SPWM com portadora triangular.

Fonte: Adaptado de (HOLMES e LIPO, 2003)

A fim de obter um sinal de saída senoidal utilizando modulação PWM, a forma de onda de referência é definida pela equação (3.5).

$$v_{xo} = Mcos(\omega_0 t + \theta_x) = Mcos\ y \tag{3.5}$$

onde

M é o índice de modulação (magnitude do pico da tensão de fase fundamental normalizada em relação à metade da tensão do barramento CC), ω_0 é a frequência alvo e θ_x o ângulo de fase, com a portadora triangular com frequência ω_c e amplitude variando de -1 a 1.

A célula de comutação unitária é definida por duas áreas nas quais a tensão de saída ($f(x, y)$) assume o valor de $2V_{dc}$ ou 0. Ela é utilizada com uma das bases para solução analítica e, para essa técnica de modulação (Figura 3.2), representa a tensão do ponto ‘a’ em relação ao ponto ‘n’, conforme os estados das chaves do braço do conversor (Figura 3.1).

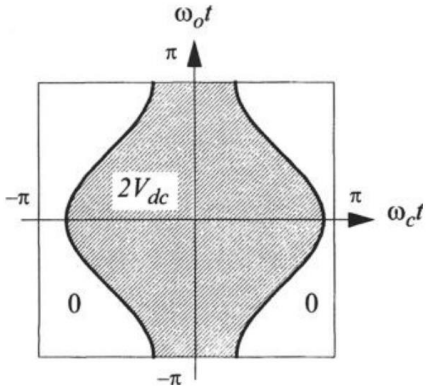


Figura 3.2 – Célula unitária do conversor VSI meia-ponte comandado por SPWM com portadora triangular

Fonte: (HOLMES e LIPO, 2003)

Por ser periódica no tempo a senóide de referência evolui no eixo y de acordo com a sua frequência e se repete ao longo do eixo x conforme os ciclos da portadora (Figura 3.3a). A medida que o tempo se desdobra, x e y definem uma linha reta ao longo do plano xy com inclinação $y/x = \omega_o/\omega_c$ (considerando $\theta_0 = \theta_c = 0$). As interseções da reta ω_0/ω_c com os limites entre as áreas hachuradas e não hachuradas determinam os instantes de comutação entre os dois níveis de tensão ($2V_{dc}$ e 0) e, consequentemente, as larguras e a sequência dos pulsos da forma de onda modulada (Figura 3.3b). Essa forma de determinação dos instantes de comutação é chamada de PWM amostrado naturalmente.

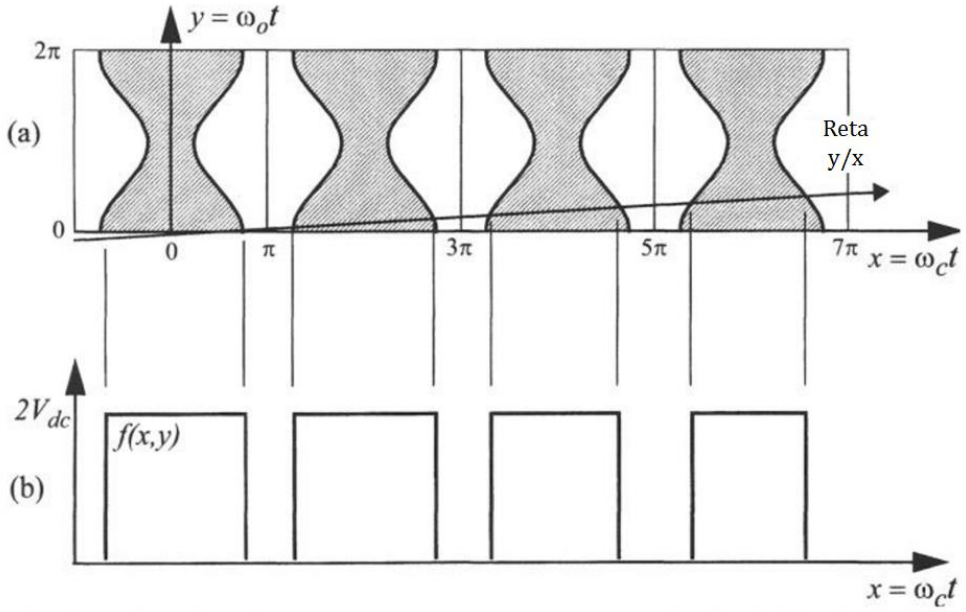


Figura 3.3 – (a) Células unitárias e suas interseções com a reta y/x, que definem os (b) pulsos gerados através da comparação da referência senoidal com a portadora triangular

Fonte: Adaptado de (HOLMES e LIPO, 2003)

Matematicamente os instantes de chaveamento são definidos de modo que $f(x,y)$ alterna de 0 para $2V_{dc}$ quando

$$x = 2\pi j - \frac{\pi}{2}(1 + Mcos(y + \theta_x)) \qquad j = 0, 1, 2, \dots, \infty \tag{3.6}$$

e de $2V_{dc}$ para 0 quando

$$x = 2\pi j + \frac{\pi}{2}(1 + Mcos(y + \theta_x)) \qquad j = 0, 1, 2, \dots, \infty \tag{3.7}$$

onde θ_x é o defasamento entre a fase B ou C e a fase A.

Dessa forma, aplicando as equações (3.6) e (3.7) aos limites da dupla integral de Fourier em (3.1), as magnitudes e fases das componentes harmônicas da modulação seno-triângulo para um conversor VSI meia ponte podem ser determinados através da solução de (3.8).

$$\overline{\mathrm{C}_{\mathrm{v}_{xn_{pq}}}} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+Mcos(y+\theta_x))}^{\frac{\pi}{2}(1+Mcos(y+\theta_x))} 2\mathrm{V_{dc}} \mathrm{e}^{\mathrm{j(px+qy)}} \mathrm{dxdy} \tag{3.8}$$

De forma análoga, pode-se obter a dupla integral de Fourier que determina as componentes harmônicas de um braço do conversor VSI para a modulação com injeção de $1/6$ de terceiro harmônico (equação (3.9))

$$\overline{\mathrm{C}_{\mathrm{v}_{xn_{pq}}}} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}(1+Mcos(y+\theta_x)) - \frac{M}{6}cos(3(y+\theta_x)))}^{\frac{\pi}{2}(1+Mcos(y+\theta_x)) - \frac{M}{6}cos(3(y+\theta_x)))} 2\mathrm{V_{dc}} \mathrm{e}^{\mathrm{j(px+qy)}} \mathrm{dxdy} \tag{3.9}$$

É interessante observar que apesar da abordagem acima considerar as tensões de saída de cada braço do conversor referenciadas ao negativo do barramento CC (assim feita com o objetivo de obter simplificações matemáticas), os resultados podem ser utilizados tendo o ponto médio do mesmo como referência a partir da remoção do *offset* Vdc no resultado final da componente CC (ver Figura 3.1).

A partir do conhecimento das componentes espectrais gerados através do processo de modulação PWM para um braço do conversor VSI, torna-se prático avaliar o desempenho harmônico de conversores que são compostos pela associação de mais de um braço - e que são amplamente utilizados em aplicações reais (e.g conversores VSI

monofásicos e trifásicos). Neste cenário, os espectros de frequências das tensões de saída de conversores trifásicos (tensões de linha) são determinados não só pelos harmônicos produzidos por cada braço, mas também pelos cancelamentos de harmônicos que podem ocorrer através da associação dos mesmos.

Dessa forma , as equações (3.8) e (3.9) formam a base utilizada neste trabalho para a determinação dos espectros harmônicos das tensões de saída sem efeito de tempo morto de técnicas de modulação SPWM aplicadas à conversores VSI de dois níveis.

Para o caso de um conversor VSI dois níveis que alimenta uma carga em estrela, os coeficientes harmônicos das tensões de linha podem ser determinados pelas equações (3.10), (3.11) e (3.12):

$$\overline{C_{v_{ab_{pq}}}} = \overline{C_{v_{an_{pq}}}} - \overline{C_{v_{bn_{pq}}}} \tag{3.10}$$

$$\overline{C_{v_{bc_{pq}}}} = \overline{C_{v_{bn_{pq}}}} - \overline{C_{v_{cn_{pq}}}} \tag{3.11}$$

$$\overline{C_{v_{ca_{pq}}}} = \overline{C_{v_{cn_{pq}}}} - \overline{C_{v_{an_{pq}}}} \tag{3.12}$$

Além da aplicabilidade em conversores tradicionais, as equações (3.8) e (3.9) também permitem avaliar o desempenho harmônico sem tempo morto de acionamentos com terminais centrais abertos, representados na Figura 3.4. pelos conversores VSI 1 e VSI 2, com barramento CC compartilhado e a máquina de indução trifásica OEW como carga.

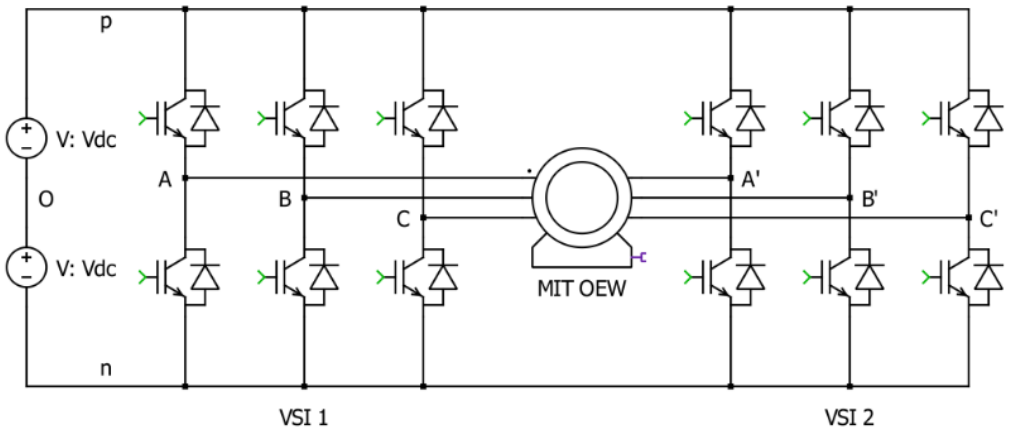


Figura 3.4 – Conversores VSI em carga OEW com barramento CC compartilhado

Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir das mesmas, e utilizando as equações (3.13), (3.14) e (3.15), pode-se determinar as componentes do espectro das tensões de cada fase da carga.

$$\overline{\mathrm{C_{v}}_{aa\prime pq}} = \overline{\mathrm{C_{v}}_{an_{pq}}} - \overline{\mathrm{C_{v}}_{a\prime n_{pq}}} \tag{3.13}$$

$$\overline{\mathrm{C_{v}}_{bb\prime pq}} = \overline{\mathrm{C_{v}}_{bn_{pq}}} - \overline{\mathrm{C_{v}}_{b\prime n_{pq}}} \tag{3.14}$$

$$\overline{\mathrm{C_{v}}_{cc\prime pq}} = \overline{\mathrm{C_{v}}_{cn_{pq}}} - \overline{\mathrm{C_{v}}_{c\prime n_{pq}}} \tag{3.15}$$

Com a ausência do ponto neutro, eventuais tensões de modo comum podem provocar, a depender da topologia utilizada, não apenas a circulação de correntes parasitas, mas também a circulação de correntes de sequência zero no conversor e na carga. Conforme a teoria das componentes simétricas de Fortescue, a equação (3.16) define as componentes de sequência zero da tensão, a partir das componentes espectrais de cada fase.

$$\overline{\mathrm{C_{v}}_{seq.0_{pq}}} = \frac{\overline{\mathrm{C_{v}}_{aa\prime pq}} + \overline{\mathrm{C_{v}}_{bb\prime pq}} + \overline{\mathrm{C_{v}}_{cc\prime pq}}}{3} \tag{3.16}$$

Em situações nas quais as componentes de sequência não são aplicadas a carga (e.g em topologias com barramentos CC isolados - Figura 2.3a - ou em topologias com barramentos CC compartilhado, porém com reator de sequência zero em série com os conversores e a carga - Figura 2.1) o espectro teórico em cada fase pode ser determinado por (3.17), a partir da associação das equações (3.13), (3.14) ou (3.15) com (3.16).

$$\overline{\mathrm{C_{v}}_{xx\prime -s/seq.0_{pq}}} = \overline{\mathrm{C_{v}}_{xx\prime pq}} - \overline{\mathrm{C_{v}}_{seq.0_{pq}}} \tag{3.17}$$

Dada a natureza deste arranjo, com conversores associados em serie com os terminais da carga, esta abordagem possibilita explorar em detalhes as interações entre os harmônicos produzidos pelos pares de braços opostos (e.g. A e A'). Isso permite a análise de pontos relevantes que afetam os conversores e as cargas, como o aproveitamento do barramento CC, o desempenho harmônico e a geração de componentes de sequência zero, que têm alta relevância em OEW, além de oferecer

informações úteis para comparar assertivamente diferentes topologias e esquemas de modulação.

3.5. Modelagem do Efeito de Tempo Morto

Devido às características intrínsecas das chaves semicondutoras, elas não são capazes de comutar instantaneamente, conforme é frequentemente considerado nas modelagens ideais. Essa característica dos semicondutores requer, quando aplicadas aos conversores VSI, a inclusão de um retardo de tempo entre o comando de abertura de uma chave e o comando de fechamento da sua chave complementar, impedindo que ambas conduzam simultaneamente e, consequentemente, causem o curto-circuito do barramento CC. Apesar de permitir a operação segura do conversor, este intervalo de tempo, que é conhecido como tempo morto, resulta na perda momentânea do controle da tensão de saída, provocando desvios na mesma em relação a sequência de pulsos alvo (conforme técnica de modulação utilizada). Estes desvios se tornam relevantes, pois se repetem a cada chaveamento, deteriorando a tensão de saída do mesmo.

A Figura 3.5 mostra um braço de um VSI, no qual transistores que comandados de forma complementar conectam ora o terminal positivo, ora o terminal negativo à saída do braço (ponto A). A fim de evitar que as chaves conduzam simultaneamente, as bordas de subida dos sinais de comando são atrasadas de T_d, em relação ao sinal ideal do modulador PWM. Neste intervalo de tempo, apesar de ambos os transitores estarem em corte, a corrente continua a fluir através dos diodos de roda livre. O diodo que conduzirá e a tensão entre o ponto A e o centro do barramento CC são definidos pela direção do fluxo da corrente.

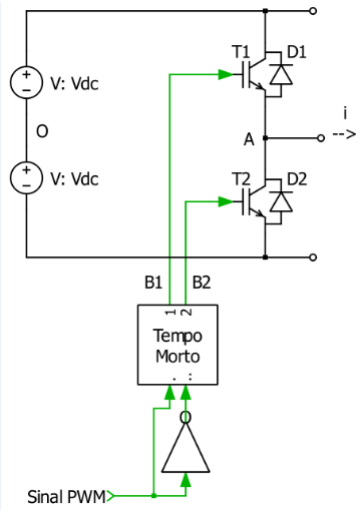


Figura 3.5 –Conversor VSI comandado por PWM (apenas o braço A é mostrado)

Fonte: Adaptado de (JEONG e PARK, 1991)

Quando a mesma flui no sentido da carga, D2 conduz, conectando o barramento negativo à saída do braço e reduzindo a largura do pulso original (tempo no qual T1 está saturado). Quando a corrente flui no sentido do conversor, D1 conduz, conectando o barramento positivo à saída do braço e aumentando a largura do pulso original (tempo no qual D1 está polarizado diretamente - ver Figura 3.6). Assim, durante os intervalos do tempo morto a tensão de saída é determinada pelas condições da carga e não pelo modulador. Conforme descrito acima, e com a convenção utilizada na Figura 3.5 para o sentido da corrente, pode-se concluir que os desvios dos pulsos da tensão de saída se opõem ao sentido de fluxo da corrente, sofrendo acréscimos quando a mesma é negativa e decréscimos quando positiva. Naturalmente, estes desvios promovem o surgimento de harmônicos indejáveis na tensão de saída.

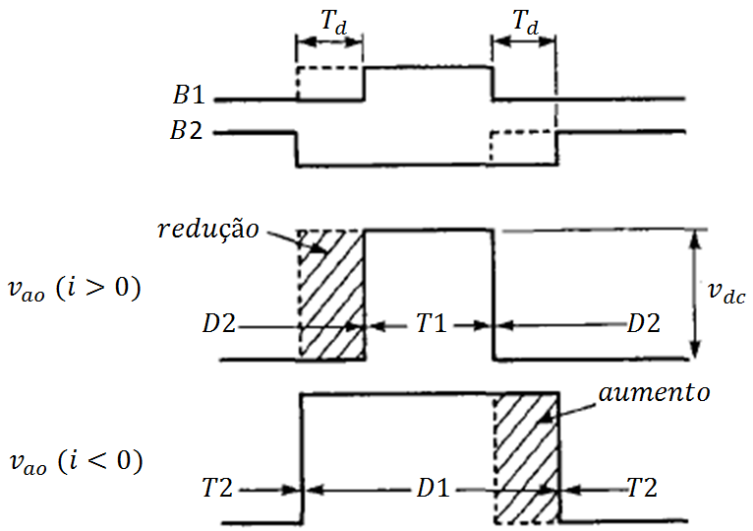


Figura 3.6 –Sinais da porta com tempo morto ($B1$ e $B2$) e tensões de saída (v_{ao}) correspondetes em função do sentido da corrente

Fonte: Adaptado de (JEONG e PARK, 1991)

Para avaliar o efeito de tempo morto quantitativamente (JEONG e PARK, 1991) partiram das seguintes premissas:

- O *reverse storage time* da chave estática é desprezado;
- A frequência de chaveamento é suficientemente maior do que a frequência da onda de referência;
- Os desvios de tensão causados pelo tempo morto ocorrem de forma aproximadamente equidistantes;
- Não há a ocorrência de *short pulse dropping*;
- A corrente de saída do inversor é praticamente senoidal.

Assim, o efeito acumulativo do tempo morto pode ser avaliado a partir da média dos desvios de tensão a cada meio ciclo da onda de corrente. Sendo a área (volt-segundo) desviada em cada pulso e o desvio de tensão médio a cada meio ciclo determinados por (3.18) e (3.19), respectivamente.

$$\Delta e = 2T_d V_{dc} \tag{3.18}$$

$$\Delta V = f_c \Delta e = 2 f_c T_d V_{dc} \tag{3.19}$$

onde:

T_d é o tempo morto, V_{dc} é a metade da tensão do barramento CC e f_cé a frequência de chaveamento

A Figura 3.7a apresenta como estes desvios impactam a tensão de saída de um braço do conversor VSI que alimenta uma carga indutiva, sendo ϕ o ângulo do fator de potência de deslocamento, v_{ref} a componente fundamental sem efeito de tempo morto e V_1 com efeito de tempo morto.

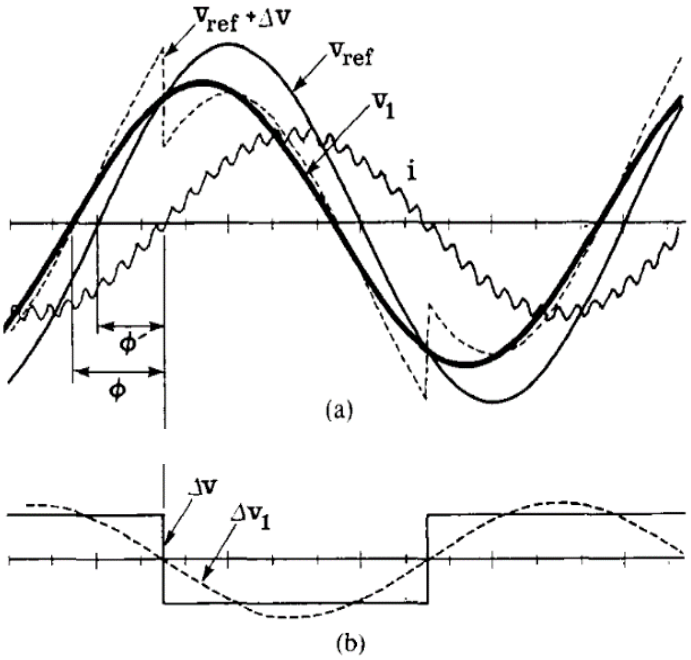


Figura 3.7 –(a) Impacto do tempo morto na tensão de saída do conversor e (b) forma de onda do desvio de tensão causado pelo tempo morto

Fonte: (JEONG e PARK, 1991)

Como o tempo morto provoca o aumento da tensão de saída do conversor durante o semi-ciclo negativo da corrente e a redução durante o semi-ciclo positivo, o desvio médio da tensão é representado por uma onda quadrada de magnitude Δ_v e defasada em 180° em relação à corrente (ver Figura 3.7b). A equação (3.20) representa a componente fundamental (de pico) deste desvio

$$\Delta V_1 = \frac{4}{\pi}\Delta V \tag{3.20}$$

Estes desvios na magnitude e fase da componente fundamental da tensão de saída do inversor em relação a onda de referência estão representados, também, no diagrama fasorial da Figura 3.8 (fasores estão destacados com pontos).

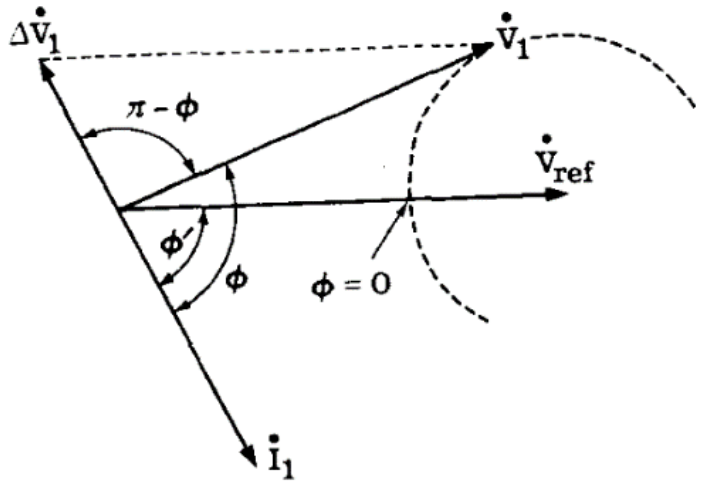


Figura 3.8 –Diagrama fasorial das componentes fundamentais das grandezas da Figura 3.7

Fonte: (JEONG e PARK, 1991)

As grandezas representadas no mesmo estão relacionadas de acordo com a equação quadrática (3.21), obtida a partir da aplicação das identidades trigonométricas no triângulo de catetos $|\Delta\dot{V}_1|$ e $|\dot{V}_1|$ e que tem (3.22) como solução.

$$\left|V_{ref}^{\dot{2}}\right| = |\Delta\dot{V}_1^2| + |\dot{V}_1^2| - 2|\dot{\Delta V}_1||\dot{V}_1|cos(\pi - \phi) \tag{3.21}$$

$$|\dot{V}_1| = \sqrt{\left|V_{ref}^{\dot{2}}\right| - \left(|\Delta\dot{V}_1|\, sen\,\phi\right)^2} - |\Delta\dot{V}_1|\, cos\,\phi \tag{3.22}$$

O diagrama fasorial e a equação (3.22) demonstram o impacto do tempo morto na magnitude da componente fundamental da tensão de sáida de um braço do conversor ($|\dot{V}_1|$), que tem como referência o sinal $\left|V_{ref}^{\dot{}}\right|$. Observa-se que o efeito de tempo morto é altamente dependente do fator de potência da carga.

Além do descréscimo na magnitude e desvio de fase causados na componente fundamental, o tempo morto também adiciona à tensão de saída harmônicos

característicos da onda quadrada. A magnitude de cada um deles é determinada por (3.23)

$$\Delta V_h = \frac{1}{h}\Delta V_1 \tag{3.23}$$

onde:

$$h = 2k - 1 \text{ e } k \geq 2 \text{ e inteiro}$$

3.6. Soluções Analíticas com Efeito de Tempo Morto (Carga em Estrela)

A partir da modelagem de (JEONG e PARK, 1991) apresentada na seção 3.5, foram realizadas adaptações na aplicação da Dupla Integral de Fourier em busca de avaliar com assertividade os impactos quantitativos do efeito do tempo morto na distorção harmônica de conversores VSI. Essas adaptações buscam emular os efeitos do tempo morto através da inclusão dos mesmos nas formas de onda de referência de cada técnica de modulação (utilizadas nos limites de integração das equações (3.8) e (3.9)). Estes efeitos estão diretamente relacionados ao sentido da corrente em cada braço do conversor, de modo que conhecer a relação da mesma com à tensão de referência é condição necessária para a determinar as magnitudes do efeito de tempo morto.

O conversor VSI dois níveis trifásico, comandado por SPWM 120 (SPWM com defasamento de 120 graus entre as tensões de referências dos braços do conversor), utiliza como tensão de referência de cada braço a equação (3.24). Para a técnica de modulação SPWM 120H3, além da componente fundamental, a referência também inclui uma componente de terceira ordem com magnitude de 1/6 da fundamental - equação (3.25).

$$v_{xo_{VSI}} = M\cos(y + \theta_x) \tag{3.24}$$

$$v_{h_{3_{VSI}}} = -\frac{M}{6}cos(3(y + \theta_x)) \tag{3.25}$$

onde

θ_x é o defasamento entre v_{xo} e v_{ao}, sendo $\theta_x \mp 2\pi/3$ para θ_be θ_c, respectivamente (condição válida para todos os θ_x dessa seção).

Considerando que o conversor alimenta uma carga indutiva, a corrente fundamental de cada braço (3.26) está atrasada em relação à sua tensão (3.24) conforme o ângulo do fator de potência da carga (ϕ). Esse defasamento tem influência direta no efeito de tempo morto, que, por sua vez, está defasado em 180° em relação à corrente. Como o tempo morto é modelado como uma onda quadrada (Figura 3.7), o mesmo é aqui representado por sua série de fourier (somatório das senóides de todas as ordens ímpares e magnitudes inversamente proporcionais a ordem de cada uma), conforme equações (3.27) e (3.28), sendo a primeira a sua componente fundamental é.

$$i_{x_{1_{VSI}}} = \hat{I}\cos(y + \theta_x - \phi) \tag{3.26}$$

$$\Delta v_{xo_{1_{VSI}}} = \frac{\Delta V_1}{V_{dc}}\, sen(y + \theta_x - \phi - \pi) \tag{3.27}$$

$$\Delta v_{xo_{h_{VSI}}} = \sum_{h=2k-1}^{\infty} \frac{1}{h}\frac{\Delta V_1}{V_{dc}}\, sen(h(y + \theta_x - \phi - \pi)) \tag{3.28}$$

onde

$$k \geq 2 \text{ e inteiro}$$

Vale ressaltar que esse defasamento da corrente (e as consequentes influências no tempo morto) se mantém no SPWM 120H3, pois a corrente não é impactada pelos harmônicos de terceira ordem inclusos na tensão de cada braço - devido ao cancelamento dos mesmos nas tensões de linha.

A partir do conhecimento da componente fundamental da onda quadrada, é possível determinar como as componentes fundamentais das referências (3.29) tem suas magnitudes (3.30), normalizadas em relação à Vdc, reduzidas pelo efeito de tempo morto, conforme (3.22) e Figura 3.8.

$$v_{xo_{1_{VSI}}} = V_1 \cos(y + \theta_x) \tag{3.29}$$

$$V_1 = \sqrt{M^2 - \left(\Delta V_{xo_{1_{VSI}}} \, sen\, \phi\right)^2} - \Delta V_{xo_{1_{VSI}}} \, cos\, \phi \tag{3.30}$$

A partir da aplicação das equações (3.25), (3.28) e (3.29) nos limites das integrais (3.8) e (3.9) obtem-se a equação (3.31). Através da resolução dessa integral dupla, pode-se determinar as magnitudes e fases das componentes espectrais da tensão de saída de cada braço, com efeito de tempo morto, do conversor VSI dois níveis, comandado por SPWM 120 ou SPWM 120H3 – sendo necessário desconsiderar o termo $v_{xo_{3_{VSI}}}$ para o primeiro caso.

$$\overline{C_{v_{xn_{pq_{VSI}}}}} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}\left(1 + v_{xo_{1_{VSI}}} + v_{h_{3_{VSI}}} + \Delta v_{xo_{hVSI}}\right)}^{\frac{\pi}{2}\left(1 + v_{xo_{1_{VSI}}} + v_{h_{3_{VSI}}} + \Delta v_{xo_{hVSI}}\right)} 2V_{dc} e^{j(px+qy)} dx dy \tag{3.31}$$

A observação das expressões acima permite considerações relevantes sobre os impactos do tempo morto:

- Por serem independentes do índice de modulação, quanto menor M for, maiores, proporcionalmente, serão os decréscimos na magnitude da componente fundamental e o impacto dos harmônicos de baixa ordem causados pelo efeito de tempo morto;
- A magnitude do descréscimo de tensão imposto à componente fundamental e a magnitude dos harmônicos de baixa ordem inseridos são fortemente influenciados pelo ângulo da impedância da carga;
- No grupo de harmônicos causados pelo efeito de tempo morto estão todas as componentes de sequência zero (harmônicos triplos e ímpares). A magnitude dos mesmos é inversamente proporcional à sua ordem (conforme equação (3.23)).
-

3.7. Soluções Analíticas com Efeito de Tempo Morto (Carga OEW)

Nas cargas trifásicas em estrela alimentadas por conversores VSI, o defasamento da corrente de cada fase, em relação a tensão dessa mesma fase, é regida pela tensão e pela natureza da carga (conforme equações (3.26) e (3.29)). Nas cargas trifásicas OEW, que são acionadas por conversores distintos conectados a cada uma de suas extremidades (Figura 3.4), a corrente de cada fase também está relacionada à natureza da carga, mas passa a depender diretamente da interação da tensão de cada braço com o seu braço oposto.

O conversor VSI dois níveis trifásicos aplicados às cargas OEW e comandados por SPWM 120, tem como tensão de referência de cada braço a equação (3.32). Para a técnica de modulação SPWM 120H3, além da componente fundamental, a referência também inclui uma componente de terceira ordem com magnitude de 1/6 da fundamental - equação (3.33).

$$v_{xo_{OEW}} = M\cos(y + \theta_x) \tag{3.32}$$

$$v_{h_{3_{OEW}}} = -\frac{M}{6}cos(3(y + \theta_x)) \tag{3.33}$$

onde

θ_x é o defasamento entre v_{xo} e v_{ao} , sendo $\theta_x \mp 2\pi/3$ para θ_b e θ_c , respectivamente (condição válida para todos os θ_x das equações de SPWM 120 e 120H3 dessa seção).

E para o conversor 2 pelas equações (3.34) e (3.35)

$$v_{x'o_{OEW}} = M\cos(y + \theta_{x'}) \tag{3.34}$$

$$v_{h'_{3_{OEW}}} = -\frac{M}{6}cos(3(y + \theta_{x'})) \tag{3.35}$$

onde

$\theta_{x'}$ é o defasamento entre $v_{x'o}$ e $v_{a'o}$, sendo $\theta_{x'} \mp 2\pi/3$ para $\theta_{b'}$ e $\theta_{c'}$, respectivamente (condição válida para todos os $\theta_{x'}$ das equações de SPWM 120 e 120H3 dessa seção).

Neste caso, além do defasamento da corrente fundamental de cada braço do conversor 1 em relação à sua tensão, conforme o ângulo do fator de potência da carga (ϕ), a corrente é adiantada em 30° (3.36) em relação à $i_{x_{1_{VSI}}}$. Isso se dá pois, de forma análoga à relação entre o ângulo da tensão de linha e da tensão de fase em cargas em estrela, $v_{xx'}$ apresenta esse defasamento em relação à v_{xo}.

$$i_{x_{1_{OEW}}} = I\cos(y + \theta_x - \phi\ +\ \pi/6\ ) \tag{3.36}$$

É interessante ressaltar que na topologia OEW, quando a corrente de determinado braço é positiva, a corrente em seu braço oposto será, invariavelmente, negativa. Esse fato está relacionado com a convenção utilizada neste trabalho para a modelagem do efeito de tempo morto, que estabelece que a corrente é positiva quando está saindo de cada braço do conversor. Essa característica é representada matematicamente pela adição do argumento $-\pi$ na equação que determina as correntes nos braços do conversor 2. (3.37) Ele representa o defasamento em relação as correntes nos braços do conversor 1.

$$i_{x'_{1_{OEW}}} = I\cos(y + \theta_x - \phi\ +\ \pi/6 - \pi\ ) \tag{3.37}$$

Essas equações das correntes fundamentais nos braços dos conversores para a modulação SPWM 120 são válidas também para a modulação SPWM 120H3. Adicionalmente, as componentes de terceira ordem injetadas nas referências de tensão de cada braço no SPWM 120H3 para OEW se cancelam nas tensões em cada fase da carga, de modo que essa estratégia de injeção de terceira ordem, por si só, não gera correntes dessa componente harmônica.

Conforme evidenciado na seção 3.6, a direção da corrente durante os intervalos de tempo morto é determinante para a magnitude do efeito do mesmo nas tensões sintetizadas pelos braços dos conversores. Como as correntes são defasadas de forma distinta, em relação às tensões de seus braços, as tensões de saída dos dois conversores são afetadas de forma assimétrica pelo efeito de tempo morto, diferentemente dos conversores tradicionais que alimentam cargas em estrela, nos quais os braços são afetados da mesma forma.

Essa diferença pode ser percebida ao comparar as equações (3.38) e (3.40) e as equações (3.39) e (3.41). Elas apresentam as componentes fundamentais e os

harmônicos das ondas quadradas, que definem, com defasamento de π em relação a corrente de cada braço em (3.36) e (3.37), o efeito de tempo morto nas tensões dos braços dos conversores 1 e 2, respectivamente.

$$\Delta \mathrm{v}_{xo_{1_{OEW}}} = \frac{\Delta V_1}{V_{dc}}\, sen(y + \theta_x - \phi + \pi/6 + \pi) \tag{3.38}$$

$$\Delta \mathrm{v}_{xo_{h_{OEW}}} = \sum_{h=2k-1}^{\infty} \frac{1}{h}\frac{\Delta V_1}{V_{dc}}\, sen(h(y + \theta_x - \phi + \pi/6 + \pi)) \tag{3.39}$$

$$\Delta \mathrm{v}_{x'o_{1_{OEW}}} = \frac{\Delta V_1}{V_{dc}}\, sen(y + \theta_x - \phi + \pi/6 + \pi - \pi) \tag{3.40}$$

$$\Delta \mathrm{v}_{x'o_{h_{OEW}}} = \sum_{h=2k-1}^{\infty} \frac{1}{h}\frac{\Delta V_1}{V_{dc}}\, sen(h(y + \theta_x - \phi + \pi/6 + \pi - \pi)) \tag{3.41}$$

onde

$$k \geq 2 \text{ e inteiro}$$

A partir do conhecimento da componente fundamental da onda quadrada, pode-se determinar como a componente fundamental das ondas de referência (3.42) e (3.44)dos conversores 1 e 2, respectivamente, têm suas magnitudes (3.43) e (3.45) reduzidas pelo efeito de tempo morto. Vale ressaltar aqui as adequações feitas nos argumentos das funções seno e cosseno para considerar o novo defasamento entre as tensões de cada braço (equações (3.32) e (3.36)) em relação às suas respectivas correntes (equações (3.34) e (3.37)).

$$v_{xo_{1_{OEW}}} = V_1 \cos(y + \theta_x) \tag{3.42}$$

$$V_1 = \sqrt{M^2 - \left(\Delta \mathrm{V}_{xo_{1_{OEW}}}\, sen(\phi - \pi/6)\right)^2} - \Delta \mathrm{V}_{xo_{1_{OEW}}}\, cos(\phi - \pi/6) \tag{3.43}$$

$$v_{x'o_{1_{OEW}}} = V'_1 \cos(y + \theta_x) \tag{3.44}$$

$$V'_1 = \sqrt{M^2 - \left(\Delta V_{x'o_{1_{OEW}}} sen(\phi - \pi/6 + \pi - 2\pi/3)\right)^2} - \Delta V_{x'o_{1_{OEW}}} cos(\phi - \pi/6 + \pi - 2\pi/3) \quad (3.45)$$

A partir da aplicação das equações (3.33), (3.39) e (3.42), (3.33), (3.41) e (3.44) nos limites das integrais (3.8) e (3.9), obtém-se as equações (3.46) e (3.47). Através da resolução dessas integrais duplas pode-se determinar as magnitudes e fases das componentes espectrais da tensão de saída de cada braço, com efeito de tempo morto, dos conversores 1 e 2, respectivamente, comandados por SPWM 120 ou SPWM 120H3 – sendo necessário desconsiderar o termo $v_{xo_{3_{OEW}}}$ e $v_{x'o_{3_{OEW}}}$ para o primeiro caso.

$$\overline{C_{v_{xn_{pq_{OEW}}}}} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}\left(1 + v_{xo_{1_{OEW}}} + v_{h_{3_{OEW}}} + \Delta v_{xo_{h_{OEW}}}\right)}^{\frac{\pi}{2}\left(1 + v_{xo_{1_{OEW}}} + v_{h_{3_{OEW}}} + \Delta v_{xo_{h_{OEW}}}\right)} 2V_{dc} e^{j(px+qy)} dxdy \quad (3.46)$$

$$\overline{C_{v_{x'n_{pq_{OEW}}}}} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}\left(1 + v_{x'o_{1_{OEW}}} + v_{h'_{3_{OEW}}} + \Delta v_{x'o_{h_{OEW}}}\right)}^{\frac{\pi}{2}\left(1 + v_{x'o_{1_{OEW}}} + v_{h'_{3_{OEW}}} + \Delta v_{x'o_{h_{OEW}}}\right)} 2V_{dc} e^{j(px+qy)} dxdy \quad (3.47)$$

Para o caso dos conversores VSI dois níveis aplicados às cargas OEW e comandados por SPWM 180, as tensões de referência de cada braço do conversor 1 são definidas pela equação (3.48).

$$v_{xo_{OEW}} = M \cos(y + \theta_x) \quad (3.48)$$

onde:

θ_x é o defasamento entre v_{xo} e v_{ao}, sendo $\theta_x \mp 2\pi/3$ para θ_b e θ_c, respectivamente (condição válida para todos os θ_x das equações de SPWM 180 dessa seção).

E para o conversor 2 pela equação (3.49).

$$v_{x'o_{OEW}} = M\cos(y + \theta_{x'} - \pi) \tag{3.49}$$

onde:

$\theta_{x'}$ é o defasamento entre $v_{x'o}$ e $v_{a'o}$, sendo $\theta_{x'}$ $\mp 2\pi/3$ para θ_b, e θ_c, respectivamente (condição válida para todos os $\theta_{x'}$ das equações de SPWM 180 dessa seção).

Neste caso, a corrente de cada braço não sofre defasamentos em relação à $i_{x_{1_{VSI}}}$, pois $v_{xx'}$ está em fase com v_{xo}. Assim, o desafamento da corrente fundamental de cada braço do conversor 1, em relação a sua tensão, depende apenas do ângulo do fator de potência da carga (ϕ) (3.50).

$$i_{x_{1_{OEW}}} = I\cos(y + \theta_x - \phi\,) \tag{3.50}$$

Da mesma forma que no SPWM 120 e SPWM 120H3 aplicados à OEW, quando a corrente de determinado braço é positiva, a corrente em seu braço oposto será, invariavelmente, negativa (conforme convenção que estabelece que a corrente é positiva quando está saindo de cada braço do conversor). Assim, as correntes nos braços do conversor 2, (3.51) são defasadas em $-\pi$ em relação aos seus braços opostos no conversor 1.

$$i_{x'_{1_{OEW}}} = I\cos(y + \theta_x - \phi - \pi\,) \tag{3.51}$$

Como as correntes são defasadas de forma distinta em relação às tensões de seus braços, as tensões de saída dos dois conversores comandados por SPWM 180 também são afetadas de forma assimétrica pelo efeito de tempo morto. Essa diferença pode ser percebida ao comparar as equações (3.52) e (3.54) e as equações (3.53) e (3.55). Elas apresentam as componentes fundamentais e os harmônicos das ondas quadradas, que definem, com defasamento de $-\pi$ em relação à corrente de cada braço (equações (3.50) e (3.51), o efeito de tempo morto nas tensões dos braços dos conversores 1 e 2, respectivamente.

$$\Delta v_{xo_{1_{OEW}}} = \frac{\Delta V_1}{V_{dc}}\, sen(y + \theta_x - \phi + \pi) \tag{3.52}$$

$$\Delta \mathrm{v}_{xo_{h_{OEW}}} = \sum_{h=2k-1}^{\infty} \frac{1}{h} \frac{\Delta V_1}{V_{dc}} \, sen(h(y + \theta_x - \phi + \pi)) \tag{3.53}$$

$$\Delta \mathrm{v}_{x'o_{1_{OEW}}} = \frac{\Delta V_1}{V_{dc}} \, sen(y + \theta_x - \phi + \pi - \pi) \tag{3.54}$$

$$\Delta \mathrm{v}_{x'o_{h_{OEW}}} = \sum_{h=2k-1}^{\infty} \frac{1}{h} \frac{\Delta V_1}{V_{dc}} \, sen(h(y + \theta_x - \phi + \pi - \pi)) \tag{3.55}$$

onde

$$k \geq 2 \text{ e inteiro}$$

Assim, com a componente fundamental da onda quadrada conhecida, pode-se determinar como a componente fundamental das ondas de referência (3.56) e (3.58) dos conversores 1 e 2, respectivamente, têm suas magnitudes (3.57) e (3.59) reduzidas pelo efeito de tempo morto. Vale ressaltar aqui as adequações feitas nos argumentos das funções seno e cosseno para considerar o novo defasamento entre as tensões de cada braço (equações (3.48) e (3.49)) em relação às suas respectivas correntes (equações (3.50) e (3.51)).

$$v_{xo_{1_{OEW}}} = V_1 \cos(y + \theta_x) \tag{3.56}$$

$$V_1 = \sqrt{M^2 - \left(\Delta \mathrm{V}_{xo_{1_{OEW}}} \, sen \, \phi\right)^2} - \Delta \mathrm{V}_{xo_{1_{OEW}}} \, cos \, \phi \tag{3.57}$$

$$v_{x'o_{1_{OEW}}} = V'_1 \cos(y + \theta_x) \tag{3.58}$$

$$V'_1 = \sqrt{M^2 - \left(\Delta \mathrm{V}_{x'o_{1_{OEW}}} \, sen(\phi + \pi - \pi)\right)^2} - \Delta \mathrm{V}_{x'o_{1_{OEW}}} \, cos(\phi + \pi - \pi) \tag{3.59}$$

A partir da aplicação das equações (3.53) e (3.56), (3.55) e (3.58) nos limites da integral dupla em (3.8) obtém-se as equações (3.60) e (3.61). Através da resolução dessas integrais duplas pode-se determinar as magnitudes e fases das componentes espectrais da tensão de saída de cada braço, com efeito de tempo morto, dos conversores 1 e 2, respectivamente, comandados por SPWM 180.

$$\overline{C_{v_{xn_{pq_{OEW}}}}} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}\left(1 + v_{xo_{1_{OEW}}} + \Delta v_{xo_{h_{OEW}}}\right)}^{\frac{\pi}{2}\left(1 + v_{xo_{1_{OEW}}} + \Delta v_{xo_{h_{OEW}}}\right)} 2V_{dc} e^{j(px+qy)} dxdy \tag{3.60}$$

$$\overline{C_{v_{x'n_{pq_{OEW}}}}} = \frac{1}{2\pi^2} \int_{-\pi}^{\pi} \int_{-\frac{\pi}{2}\left(1 + v_{x'o_{1_{OEW}}} + \Delta v_{x'o_{h_{OEW}}}\right)}^{\frac{\pi}{2}\left(1 + v_{x'o_{1_{OEW}}} + \Delta v_{x'o_{h_{OEW}}}\right)} 2V_{dc} e^{j(px+qy)} dxdy \tag{3.61}$$

3.8. Considerações Finais

Este capítulo apresentou as soluções analíticas desenvolvidas, que descrevem matematicamente os espectros de frequência teóricos das tensões sintetizadas por conversores VSI em sistemas com terminais centrais abertos (OEW), considerando os efeitos do tempo morto, e que podem ser utilizadas em função do índice de modulação, frequência da referência, frequência de chaveamento e tensão do barramento CC escolhidos.

Foi apresentado em detalhes como as correntes de cada braço do conversor influenciam na magnitude do impactos do tempo morto, para três técnicas de modulação baseadas em portadoras, incluindo as diferenças entre o efeito de tempo morto em conversores VSI dois níveis, que alimentam cargas em estrela, e conversores VSI dois níveis que alimentam cargas OEW.

Essas soluções analíticas, são utilizadas no Capítulo 4 para a análise comparativa da qualidade das tensões sintetizadas de topologias e técnicas de modulação baseada em portadoras, com ênfase no efeito de tempo morto e no conteúdo harmônico de sequência zero.

Capítulo 4: Desempenho de Acionamentos OEW

4.1. Introdução

Este capítulo apresenta os espectros de frequência de tensão de conversores VSI dois níveis que alimentam cargas OEW com diferentes técnicas de modulação baseadas em portadoras. Esses espectros foram obtidos através das soluções analíticas desenvolvidas no Capítulo 3, que foram programadas em *scripts* no Matlab para a resolução das integrais duplas. Eles determinam as magnitudes e fases das componentes harmônicas de cada braço dos conversores e nos terminais da carga.

Os espectros das topologias OEW com barramento(s) CC compartilhado e isolados são utilizados na análise comparativa da qualidade das tensões sintetizadas, com ênfase no conteúdo harmônico de sequência zero, no efeito de tempo morto e na capacidade de utilização do barramento CC, para SPWM 180, SPWM 120 e SPWM 120H3. Adicionalmente, é demonstrada, através de simulações no PLECS, a influência das topologias e técnicas de modulação consideradas na operação de uma máquina de indução trifásica OEW de grande porte (6000 hp).

Os espectros extraídos são relacionados aos parâmetros de operação dos conversores descritos abaixo (salvo indicação contrária):

- Modulação PWM senoidal amostrada naturalmente, com as referências dos braços de cada conversor defasadas em 120° e em 180° entre os braços opostos dos conversores (SPWM 180). Para o SPWM 120 e SPWM 120H3 o defasamento entre os braços opostos dos conversores é de 120°, porém com injeção de 3º harmônico no último (com magnitude de 1/6 do índice de modulação – proporção que permite atingir o maior acréscimo na magnitude da fundamental, mas mantendo o modulador em sua região linear (HOLMES e LIPO, 2003));
- Uso da mesma portadora triangular para todos os braços dos dois conversores;
- Índice de modulação em 1(para SPWM 180 e SPWM 120) ou em $2/\sqrt{3}$ (para SPWM 120H3);

- Frequência das referências senoidais em 60 Hz;
- Frequência da portadora em 900 Hz, conforme faixa de frequência de chaveamento tipicamente utilizada em aplicações de alta potência (em busca de um compromisso entre perdas de comutação e qualidade das tensões sintetizadas);
- Tempo morto, quando aplicável, de 20 µS (1,8% do período da portadora), conforme utilizado em acionamentos reais de alta potência em função do *turn-off* e *turn-on delay time* de módulos IGBT de alta tensão (INFINEON, 2020), do *propagation delay* do *gate-driver* e dos fatores de segurança (INFINEON, 2007).

Eles representam os valores de pico das componentes harmônicas das tensões da 1ª à 60ª ordem (contemplando as 4 primeiras portadoras e suas bandas laterais) e são apresentados:

- Em escala logarítimica, de 0,0001 até $2/\sqrt{3}$;
- Normalizados em relação à V_{dc} (metade do barramento CC), para os espectros de tensão de cada braço e em relação à $\sqrt{3}Vdc$ (SPWM 120 e SPWM120H3) ou $2V_{dc}$ (SPWM 180) para os espectros de tensão entre braços opostos dos conversores (conforme (HOLMES e LIPO, 2003));
- Com a WTHD (3.4) e a WTHD0 (3.3) calculadas com as componentes da 1ª à 60ª ordem.

4.2. Espectros de Frequência OEW (SPWM 180)

Os espectros de frequência de cada braço dos conversores VSI comandados por SPWM 180 são representados na Figura 4.1a e Figura 4.1b (são apresentados apenas os espectros de tensão dos braços A e A'– que possuem as mesmas componentes e mesmas magnitudes dos braços das demais fases). Essas componentes espectrais foram calculadas utilizando a equação (3.8), sendo possível observar:

- A componente fundamental da onda de referência (1ª ordem);
- As duas primeiras portadoras ímpares (15ª e 45ª ordens) e seus grupos de bandas laterais pares distribuídos igualmente ao redor da portadora

fundamental (ex.: 13ª e 11ª, 17ª e 19ª ordens) e da terceira portadora (ex.: 43ª e 41ª, 47ª e 49ª ordens);

- Os grupos de bandas laterais ímpares (ex.: 29ª e 31ª, 59ª e 57ª ordens) distribuídas ao redor da segunda (30ª ordem) e da quarta portadora (60ª ordem), respectivamente.

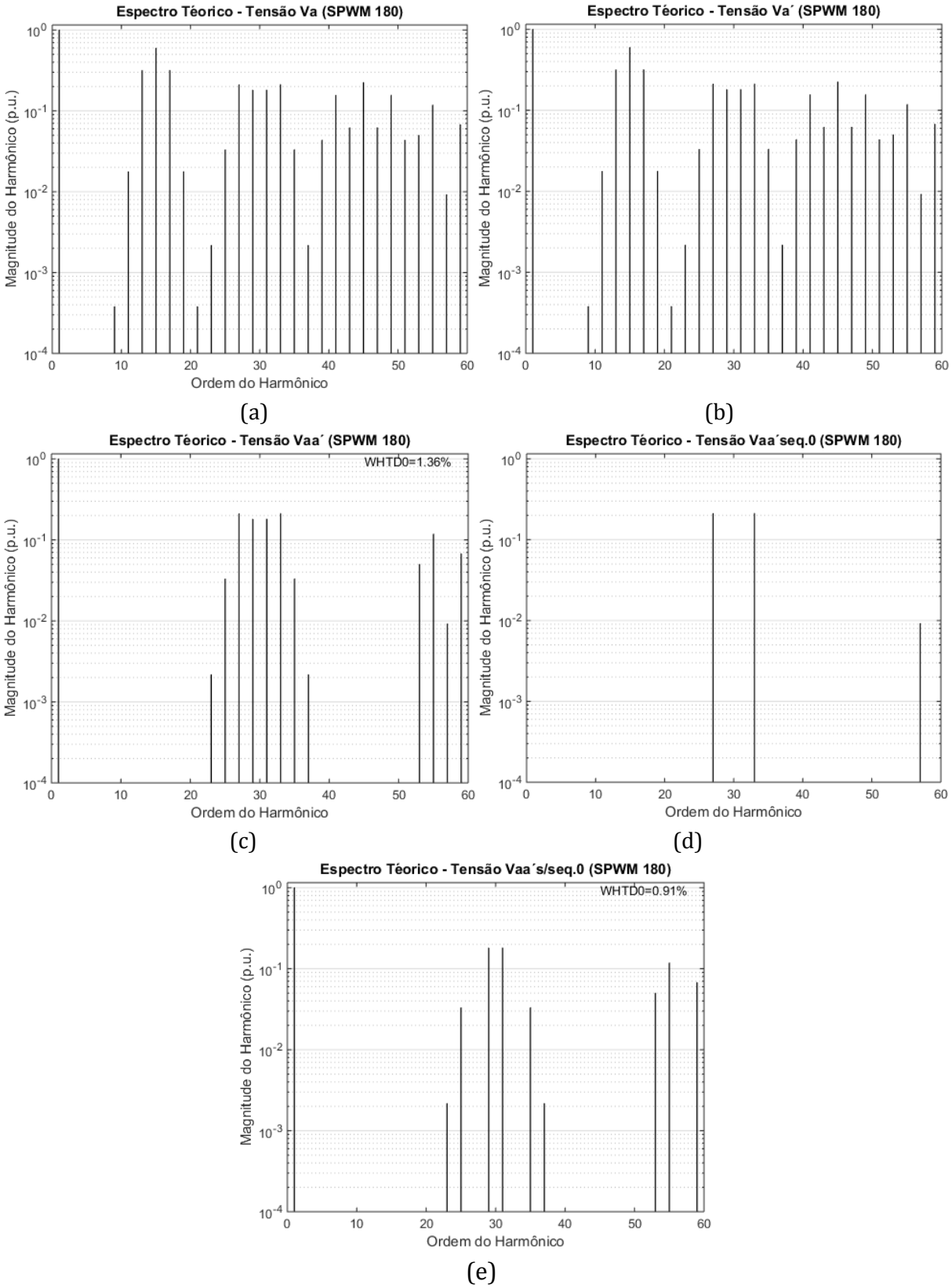


Figura 4.1 – Espectros de frequência téoricos com modulação SPWM 180 e sem efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero

Fonte: Elaborada pelo autor.

Ao associar os braços para alimentar cada fase da carga através das suas duas extremidades, pode-se determinar os espectros harmônicos das tensões entre braços utilizando as equações (3.13), (3.14) e (3.15) (representados pelo espectro da fase A da carga na Figura 4.1c).

O perfil desses espectros depende da relação entre as magnitudes e fases de cada uma das ordens harmônicas sintetizadas pelos conversores VSI 1 e VSI 2. As magnitudes de cada ordem são as mesmas, porém as fases dependem do produto entre o índice de banda de base 'q' e o ângulo 'θ_0' das referências de cada um dos braços opostos($\angle h = q\theta_0$) - a ordem do harmônico é determinada por $h = p\frac{\omega_c}{\omega_o} \pm q$, onde $\frac{\omega_c}{\omega_o} = 15$ (ver seção 3.2). Assim, uma parte dessas componentes estão em fase e uma outra parte está defasada. Esta diferença leva

- Ao cancelamento das portadoras ímpares (15ª e 45ª ordens) e seus harmônicos de banda lateral (ex.: 13ª e 17ª, 43ª e 47ª ordens) - componentes em fase;
- À manutenção das bandas laterais ímpares (ex.: 29ª e 31ª, 59ª e 57ª ordens) em torno das portadoras pares (30ª e 60ª ordens) - componentes que estão defasadas;

As relações, em detalhes, entre as componentes de cada ordem podem ser observadas na Tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Magnitudes e fases das componentes dos espectros dos braços A (VSI 1) e A'(VSI 2)

	VSI 1 e VSI 2		VSI 1			VSI 2		
	Ordem do Harmônico	Magnitude (p.u.)	θ_0 (°)	Índice de banda de base ('q')	Fase do Harmônico $q\theta_0$(°)	Fase do Harmônico $q\theta_0$(°)	Índice de banda de base ('q')	θ_0(°)
	1	1,00000	0	1	0	180	1	180
p = 1	9	0,00038	0	-6	0	0	-6	180
	11	0,01782	0	-4	0	0	-4	180
	13	0,31793	0	-2	0	0	-2	180
	15	0,60097	0	0	0	0	0	180
	17	0,31793	0	2	0	0	2	180
	19	0,01782	0	4	0	0	4	180
	21	0,00038	0	6	0	0	6	180
p = 2	23	0,00218	0	-7	0	-1260	-7	180
	25	0,03319	0	-5	0	-900	-5	180
	27	0,21229	0	-3	0	-540	-3	180
	29	0,18119	0	-1	0	-180	-1	180
	31	0,18119	0	1	0	180	1	180
	33	0,21229	0	3	0	540	3	180
	35	0,03319	0	5	0	900	5	180
	37	0,00218	0	7	0	1260	7	180
p = 3	39	0,04364	0	-6	0	0	-6	180
	41	0,15722	0	-4	0	0	-4	180
	43	0,06210	0	-2	0	0	-2	180
	45	0,22567	0	0	0	0	0	180
	47	0,06210	0	2	0	0	2	180
	49	0,15722	0	4	0	0	4	180
	51	0,04364	0	6	0	0	6	180
p = 4	53	0,05014	0	-7	0	-1260	-7	180
	55	0,11867	0	-5	0	-900	-5	180
	57	0,00927	0	-3	0	-540	-3	180
	59	0,06760	0	-1	0	-180	-1	180

Fonte: Elaborada pelo autor.

Isto demonstra que o espectro harmônico de tensão dos conversores VSI com SPWM 180 e alimentando uma carga com terminais centrais abertos tem o mesmo perfil do espectro de frequências do VSI monofásico ponte completa (ver (HOLMES e LIPO, 2003)).

Em comparação com os conversores VSI trifásicos de dois níveis que alimentam cargas trifásicas associadas em delta ou estrela, o espectro de frequências da tensão entre braços dessa topologia apresenta:

- Reduzido conteúdo harmônico, devido à ausência das portadoras ímpares e suas bandas de base associadas;
- Uso pleno do barramento CC.

Porém, não há o cancelamento dos harmônicos triplos (determinados por (3.16)) e os mesmos, neste caso as componentes de 27ª, 33ª e 57ª ordens (Figura 4.1d), são aplicados em cada fase da carga - nas topologias com barramento CC compartilhado e sem reator de sequência zero. Em topologias com cada conversor alimentado por barramento CC independente ou que utilizam reator de sequência zero em série com os conversores e a carga, estes harmônicos triplos não são aplicados às fases da carga, conforme equação (3.17) e Figura 4.1e.

Essas componentes de sequência zero não produzem campo girante e, portanto, não contribuem para a geração de conjugado nas máquinas de indução. A circulação desses harmônicos de sequência zero nos enrolamentos da máquina provocam o aumento da distorção harmônica, que pode ser resumido pela redução da WTHD0 de 1,36% para 0,91% quando essas componentes não estão presentes, conforme espectros da Figura 4.1c e Figura 4.1e, respectivamente .

4.2.1. Espectros SPWM 180 com Efeito de Tempo Morto

Ao incluir o tempo morto de 20 μS entre a comutação de chaves do mesmo braço e considerando uma carga indutiva com fator de potência de 0,9, as componentes do espectro da tensão de cada braço são afetadas e também passam a apresentar harmônicos de baixa ordem (Figura 4.2a e Figura 4.2b). Esse impacto do tempo morto ocorre de forma assimétrica nos braços dos conversores 1 e 2, conforme determinado pelas equações (3.53) e (3.55).

Assim, os espectros das tensões entre os braços (Figura 4.2c) continuam sem as portadoras ímpares (15ª e 45ª ordens), mas os mesmos apresentam harmônicos de baixa ordem, que por terem diferenças de magnitudes entre os braços opostos, não se cancelam totalmente. Dessa forma, observa-se além da manutenção dos harmônicos de sequência zero preexistentes (27ª, 33ª e 57ª ordens - Figura 4.1d), a presença das componentes de sequência zero que foram adicionadas pelo efeito de tempo morto (3ª, 9ª, 15ª, 21ª, 39ª, 45ª e 51ª ordens - Figura 4.2d). Essas distorções adicionais provocam o

aumento da WTHD0 para 1,59%, em comparação com os 1,36% do espectro sem tempo morto (Figura 4.1c).

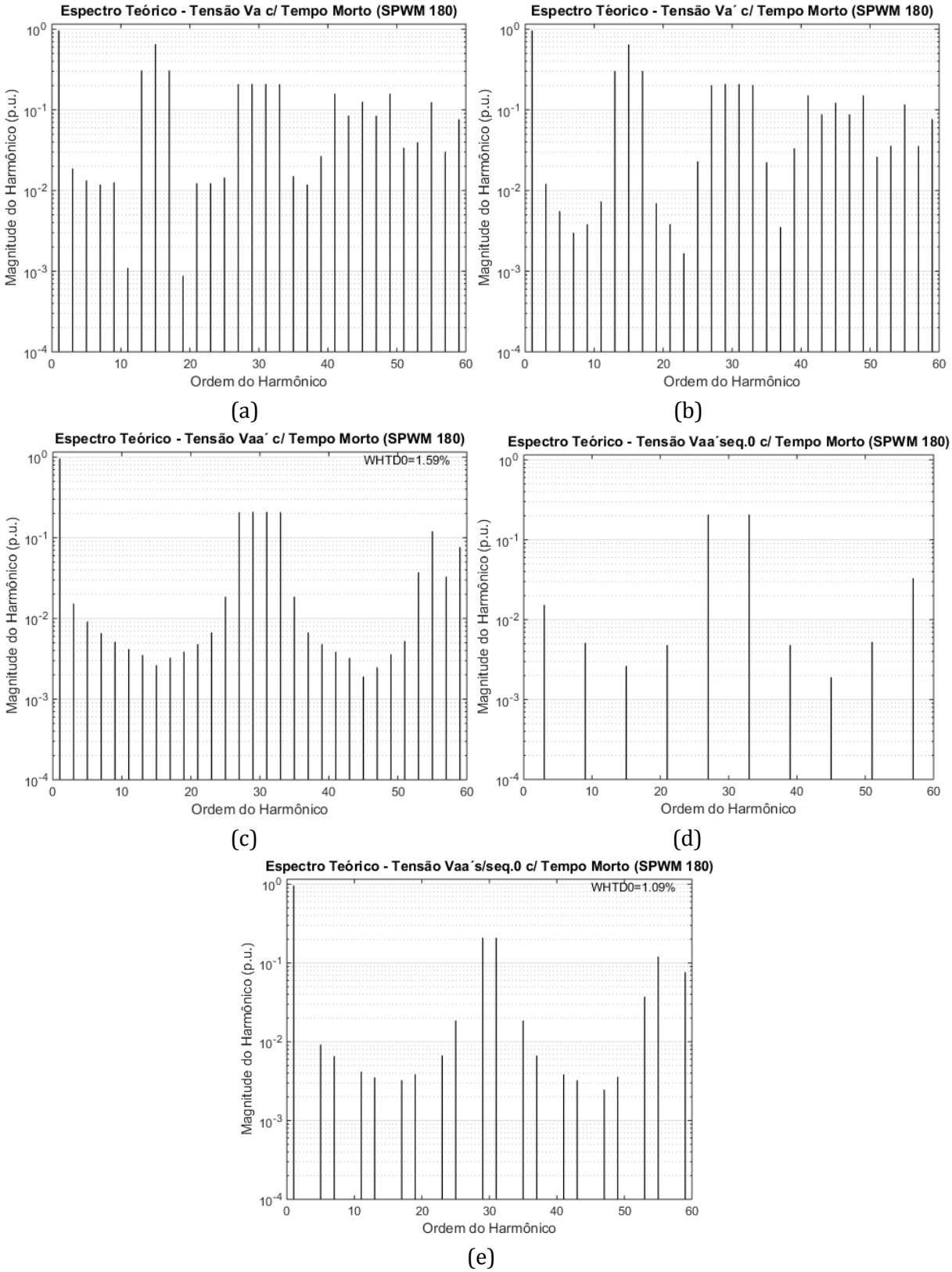
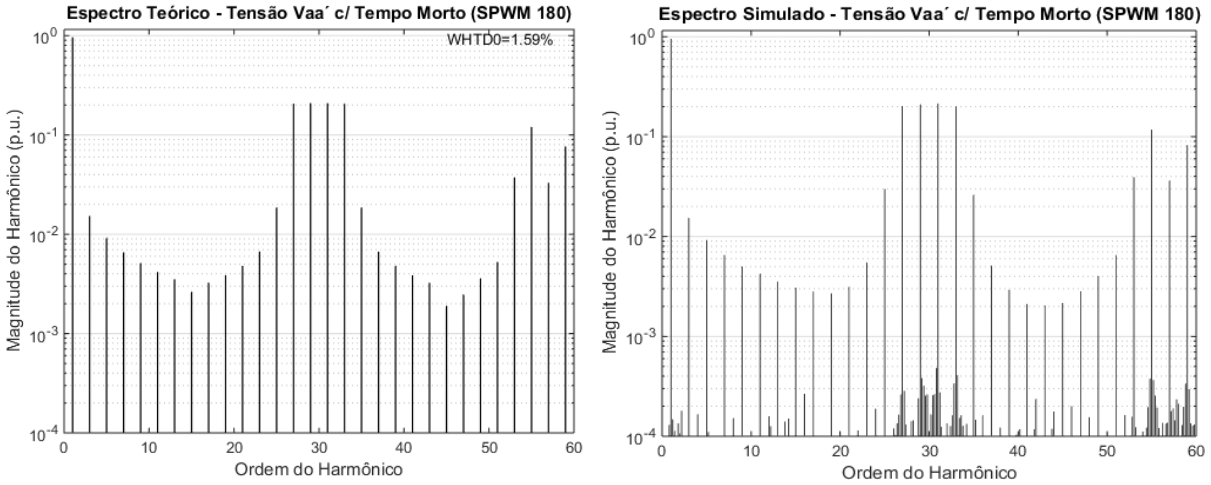


Figura 4.2 – Espectros de frequência téoricos para modulação SPWM 180 e com efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero

Fonte: Elaborada pelo autor.

O espectro sem os harmônicos de sequência zero, por sua vez, apresenta também aumento da WTHD0 para 1,09% (Figura 4.2e), em comparação com os 0,91% do espectro sem tempo morto (Figura 4.1c). Além disso, a magnitude da componente fundamental é afetada pelo tempo morto, sendo, neste caso, reduzida para 95,85% do seu valor nominal (com M=1), conforme modelado pelas equações (3.57) e (3.59).

Com o objetivo de avaliar a modelagem feita na Seção 3.6 e os espectros de frequência apresentados, simulações utilizando os mesmos parâmetros foram realizadas no Simulink. O espectro entre braços foi determinado utilizando a ferramenta FFT da biblioteca SimPowerSystems. Ele está representado na Figura 4.3b, ao lado do espectro teórico (Figura 4.3a – repetida aqui, conforme Figura 4.2c, para favorecer a comparação entre os mesmos). Adicionalmente, a Tabela 4.2 apresenta os valores de pico das componentes calculadas de forma téorica e simulada até a 60ª ordem.



(a) (b)

Figura 4.3 – Espectros de frequência (a) téoricos e (b) simulados da tensão Vaa' para modulação SPWM 180 e com efeito de tempo morto

Fonte: Elaborada pelo autor.

Tabela 4.2 – Magnitudes das componentes do espectro de frequências teórico e simulado da tensão Vaa' com efeito de tempo morto

Ordem do Harmônico	Magnitude Espectro Teórico (p.u.)	Magnitude Espectro Simulado c/ FFT (p.u.)	Ordem do Harmônico	Magnitude Espectro Teórico (p.u.)	Magnitude Espectro Simulado c/ FFT (p.u.)
1	0.95850	0.95680	31	0.20850	0.21570
3	0.01528	0.01533	33	0.20550	0.20060
5	0.00917	0.00919	35	0.01860	0.02611
7	0.00655	0.00652	37	0.00670	0.00508
9	0.00509	0.00500	39	0.00479	0.00292
11	0.00417	0.00425	41	0.00386	0.00211
13	0.00353	0.00355	43	0.00325	0.00205
15	0.00263	0.00308	45	0.00189	0.00216
17	0.00325	0.00282	47	0.00246	0.00284
19	0.00386	0.00270	49	0.00358	0.00402
21	0.00479	0.00312	51	0.00526	0.00653
23	0.00670	0.00548	53	0.03728	0.03920
25	0.01860	0.02996	55	0.12020	0.11750
27	0.20550	0.20240	57	0.03284	0.03642
29	0.20850	0.21090	59	0.07637	0.08226
			WTHD0	**1.5918%**	**1.6023%**

Fonte: Elaborada pelo autor.

Ao analisar os espectros de frequência da Figura 4.3 percebe-se que ambos possuem o mesmo perfil. Eles apresentam diminuição da componente fundamental em relação ao espectro sem tempo morto de aproximadamente 4,2% e presença de harmônicos de baixas ordens, conforme previsto na Seção 3.6.

Observa-se que, apesar da diferença absoluta ser pequena, os espectros teórico e simulado apresentaram discrepâncias relativas significativas em algumas ordens harmônicas (ex.:19ª, 21ª, 39ª, 41ª, 43ª). Essas diferenças estão associadas com alguns elementos, entre eles:

- As limitações da modelagem teórica (Seção 3.5) como a consideração de que os desvios de tensão provocados pelo tempo morto são equidistantes e que a corrente da carga é puramente senoidal;
- A imposição de limites práticos: na resolução das integrais duplas para o somatório das contribuições das bandas laterais das portadoras em cada componente harmônica e para a quantidade de componentes que compõem a

série de Fourier da onda quadrada (computada considerando as componentes ímpares até à 59ª ordem);

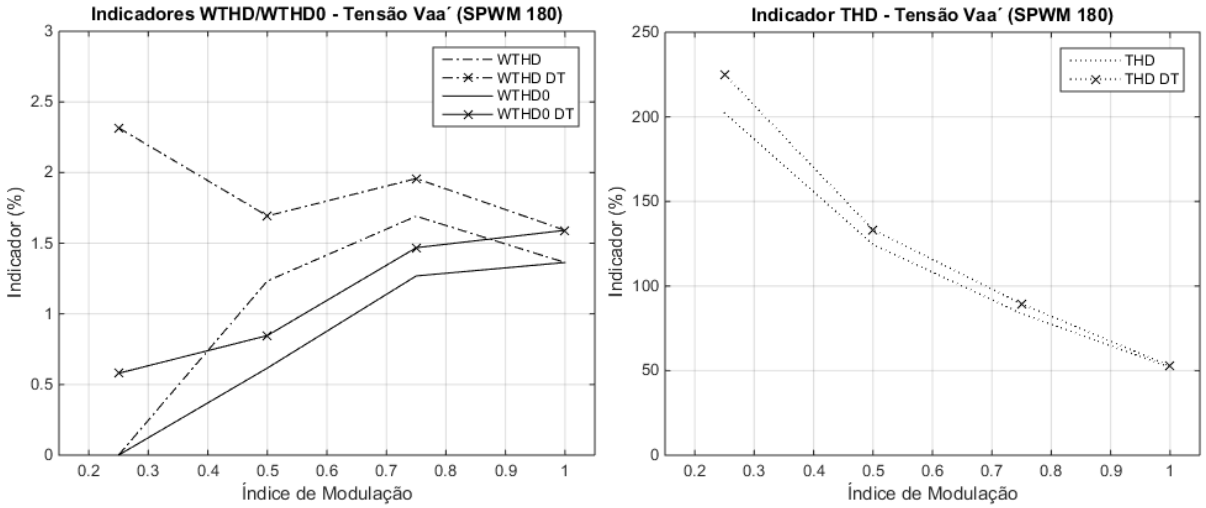
- O uso da FFT nas simulações, que é sujeita à influência de erros de arrendondamento dos métodos numéricos.

4.2.2. Análises para Operação com V/f Constante

De forma simplificada, a operação com V/f constante é uma estratégia de controle de acionamentos elétricos na qual a velocidade é controlada a partir da variação proporcional da tensão do estator e de sua frequência, de modo que o fluxo no entreferro da máquina permaneça constante, permitindo que o conjugado não dependa da frequência de alimentação da máquina. Assim, quando se deseja , por exemplo, acelerar a máquina, a tensão deve ser aumentada na mesma proporção da frequência, mantendo a relação V/f constante (TEXAS INSTRUMENTS INC., 2013).

Apesar de seu comportamento dinâmico não ser ideal, o controle escalar é capaz de atingir desempenho satisfatório em regime permanente, podendo, inclusive ser implementado em malha aberta para aplicações nas quais a precisão na dinâmica da velocidade não é crítica, como em sistema HVAC, ventiladores e sopradores (TEXAS INSTRUMENTS INC., 2013).

Nessa estratégia de operação para os conversores VSIs acionando a MIT OEW, a WTHD0 sofre redução à medida que a frequência e a tensão fundamental da referência descrescem. Isso se dá, pois não há alteração na frequência de chaveamento e a diminuição da frequência fundamental provoca o aumento do índice de modulação de frequência, deslocando os harmônicos intrinsecos dessa técnica de modulação para ordens maiores, reduzindo a WTHD0 (que tem a magnitude de cada harmônico ponderada em relação à sua ordem). Além disso, este efeito é potencializado pela redução da magnitude de cada uma das componentes harmonicas, devido à diminuição do índice de modulação de forma proporcional à frequência (Figura 4.4a). Essas componentes reduzidas são normalizadas em relação à componente fundamental quando $M = 1$, independentemente do índice de modulação utilizado, conforme definição da WTHD0 (representada em sua percentual conforme equação (3.3)).



(a) (b)

Figura 4.4 – WTHD, WTHD0 e THD para a modulação SPWM 180, com e sem efeito de tempo morto, em função da variação proporcional (controle V/f) do índice de modulação e da frequência da referência

Fonte: Elaborada pelo autor.

A WTHD0 com efeito de tempo morto é maior, devido a presença de componentes de baixa ordem, conforme discutido acima. Sob as mesmas influências citadas acima, a WTHD0 com tempo morto também descresce na operação V/f à medida que a frequência e a tensão fundamental são reduzidas.

O aumento indireto do índice de modulação de frequência e a redução da magnitude das componentes na operação V/f também afetam diretamente a WTHD. Neste caso, porém, estes efeitos são contrabalanceados pelo fato de que na WTHD a normalização é feita em relação à componente fundamental, que está diretamente relacionada ao índice de modulação aplicado e que decresce proporcionalmente com a frequência de operação. Essa característica torna o perfil da WTHD (em função da variação proporcional do índice de modulação e da frequência de operação) diferente da WTHD0, conforme demonstrado na Figura 4.4a. Analogamente, a WTHD também sofre aumento sob o efeito de tempo morto, devido a presença de componentes de baixa ordem, conforme discutido acima, apresentando tendência de aumento em baixas modulações devido à normalização pela componente fundamental.

A THD, por sua vez aumenta à medida que o índice de modulação e a frequência de operação são reduzidos proporcionalmente. Este perfil está associado ao fato de que na THD todos os harmônicos têm o mesmo peso no cálculo do indicador, sendo cada um deles normalizados em relação à componente fundamental, que decresce na operação

V/f quanto menor for a frequência da onda de referência. Sob efeito de tempo morto, com a presença dos harmônicos de baixa ordem, a THD se torna tão maior quanto menor for índice de modulação (Figura 4.4b).

4.2.3. Desempenho da Máquina de Indução OEW

As seções anteriores apresentaram os espectros harmônicos teóricos das tensões de saída das topologias OEW para a SPWM180 e buscaram, através de indicadores de desempenho, apontar os impactos dos mesmos nas correntes (para cargas indutivas). A fim de analisar a influência dos harmônicos de tensão nas características operacionais de uma máquina de indução OEW de grande porte, foram realizadas simulações conforme os detalhes listados abaixo (válidas para todos os cenários analisados, salvo indicação contrária).

- Índice de modulação: $M = 1$ (SPWM 180 e SPWM 120) e $M = 2/\sqrt{3}$ (SPWM 120H3)
- Frequência das ondas de referência: $f_o = 60\ Hz$;
- Frequência de chaveamento: $f_c = 900\ Hz$;.
- Tempo morto (quando aplicável): 20 μs
- Barramento(s) CC: modelado(s) por fontes de tensão ideais;
- Dispositivos semicondutores: IGBTs ideais com diodos de roda livre;
- Máquina elétrica: motor de indução trifásico (características e parâmetros do circuito equivalente na Tabela 4.3)
- Condições operacionais: regime permanente, em malha aberta, com carga nominal no eixo do motor;

Tabela 4.3 – Dados e parâmetros do circuito equivalente do motor de 6000 hp

Parâmetro	Valor
Resistência de Estator (Rs)	0,022 Ω
Indutância de Dispersão do Estator (Lls)	0,0008 H
Indutância de Magnetização (Lm)	0,0589 H
Resistência de Rotor (Rr')	0,022 Ω
Indutância de Dispersão do Rotor (Llr')	0,0008 H
Momento de Inércia* (J)	674,97 kg.m²
Coeficiente de Fricção (F)	2,444 N.m.s
Velocidade Nominal	1787 rpm
Tensão	4160 V
Potência	6000 hp

* Inclui a inércia da carga (considerada igual a do motor)
Grandezas do rotor estão referenciadas ao estator

Fonte: (CATHEY, CALVIN e AYOUB, 1973).

A Figura 4.5 e a Figura 4.6 apresentam os diagramas de blocos das simulações da MIT OEW alimentada por conversores com o barramento(s) CC compartilhado e isolados, respectivamente. Os diagramas dos blocos “Modulador VSI 1”, “Modulador VSI 2” e “Medições” de cada uma das topologias estão no Apêndice A.

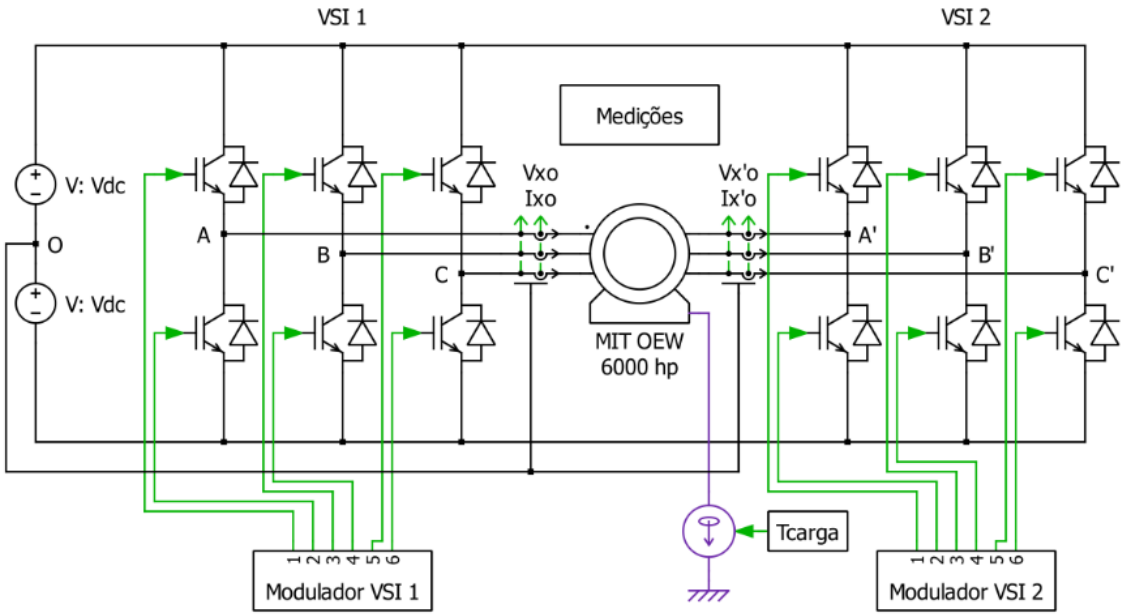


Figura 4.5 – Diagrama de blocos da simulação da MIT OEW de 6000 hp com barramento CC compartilhado

Fonte: Elaborada pelo autor.

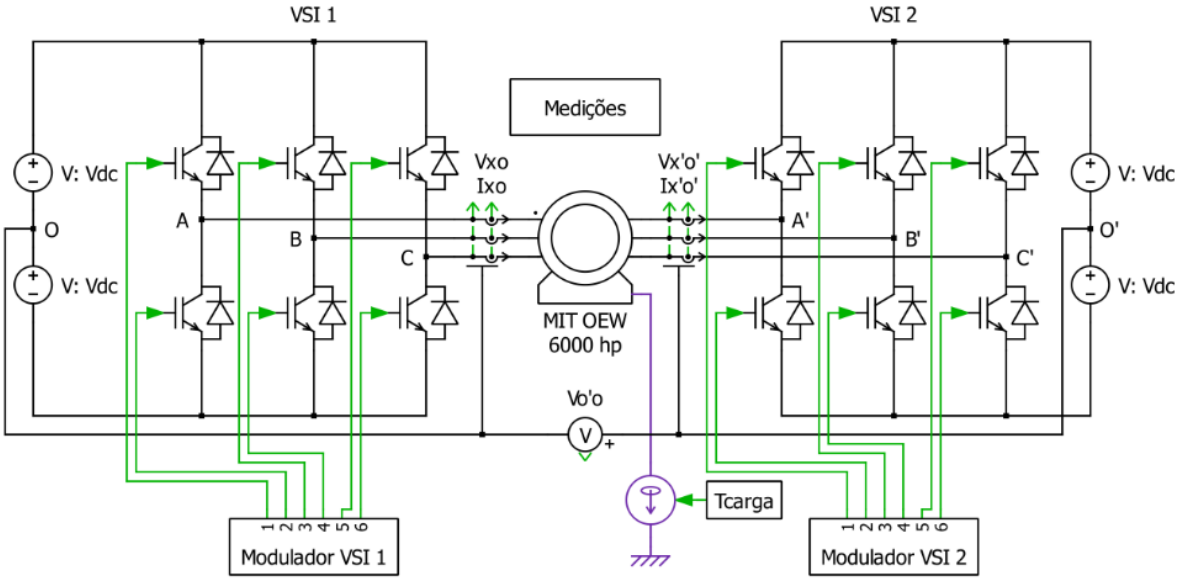


Figura 4.6 – Diagrama de blocos da simulação da MIT OEW de 6000 hp com barramentos CC isolados

Fonte: Elaborada pelo autor.

A tensão do barramento CC foi definida de modo que os conversores, comandados pela SPWM 180, sejam capazes de sintetizar a tensão fundamental nominal (RMS) em cada enrolamento da máquina. Para tal, utilizou-se em (4.1) as equações (3.48) e (3.49) para calcular o valor de pico da tensão entre braços (4.2). De posse da mesma, e a partir do conhecimento da sua relação com a tensão RMS (equação (4.3)) e da tensão alvo para cada enrolamento (equação (4.4)), determinou-se a tensão necessária para o barramento CC completo ($2V_{dc}$) através da equação (4.5).

Essa última expressão demonstra, através de um exemplo prático, a capacidade dos acionamentos OEW com dois VSI 2 níveis de alimentar os enrolamentos da máquina a partir de um barramento CC com tensão $\sqrt{3}$ vezes menor (em comparação com um VSI 2 níveis com a carga em Y).

$$v_{xx'} = v_{xo_{OEW}} - v_{x'o_{OEW}} = MV_{dc}\cos(y + \theta_x) - MV_{dc}\cos(y + \theta_{x'} - \pi) \tag{4.1}$$

$$V_{xx'_1} = M\ 2V_{dc} \tag{4.2}$$

$$V_{xx'_{1_{rms}}} = \frac{V_{xx'_1}}{\sqrt{2}} = \frac{M\ 2V_{dc}}{\sqrt{2}} \tag{4.3}$$

$$2V_{dc} = \frac{V_{xx'_{1rms}}\sqrt{2}}{M} \tag{4.4}$$

$$2V_{dc} = \frac{4160}{\sqrt{3}}\frac{\sqrt{2}}{1} = 3396{,}63\ V \tag{4.5}$$

Nessas condições, foram colhidas das simulações as formas de onda das grandezas operacionais da MIT OEW, para os casos nos quais ela é alimentada por conversores VSI:

- Com barramento CC compartilhado, sem tempo morto (Figura 4.7) e com tempo morto (Figura 4.8);
- Com barramentos CC isolados, sem e com (Figura 4.9) tempo morto (formas de onda sem tempo morto foram omitidas, pois apresentam apenas diferenças quase imperceptíveis nas formas de onda e não serem foco das análises desenvolvidas)

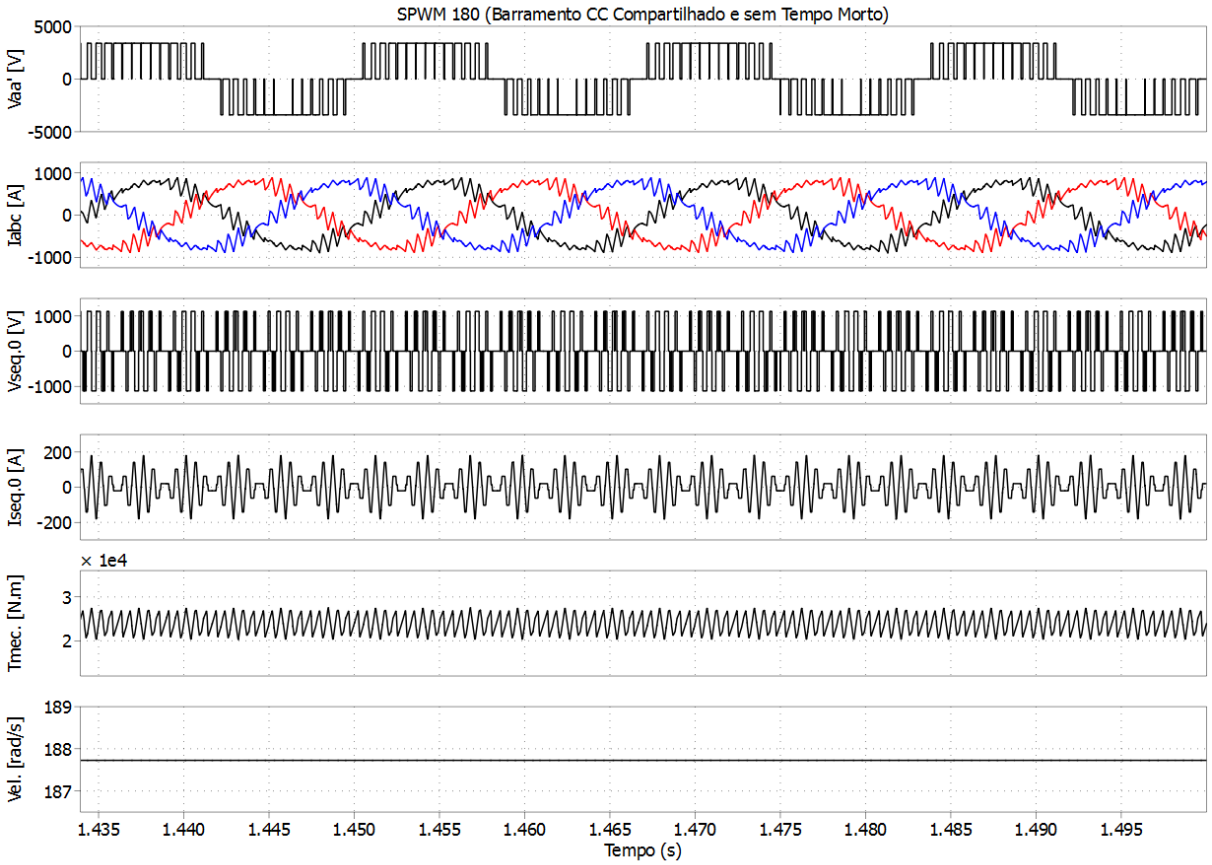


Figura 4.7 – Tensão Vaa', correntes I_{abc}, tensão $Vseq.0$ e corrente $I_{seq.0}$ de sequência zero, conjugado T_{mec} e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e sem tempo morto para a SPWM 180

Fonte: Elaborada pelo autor.

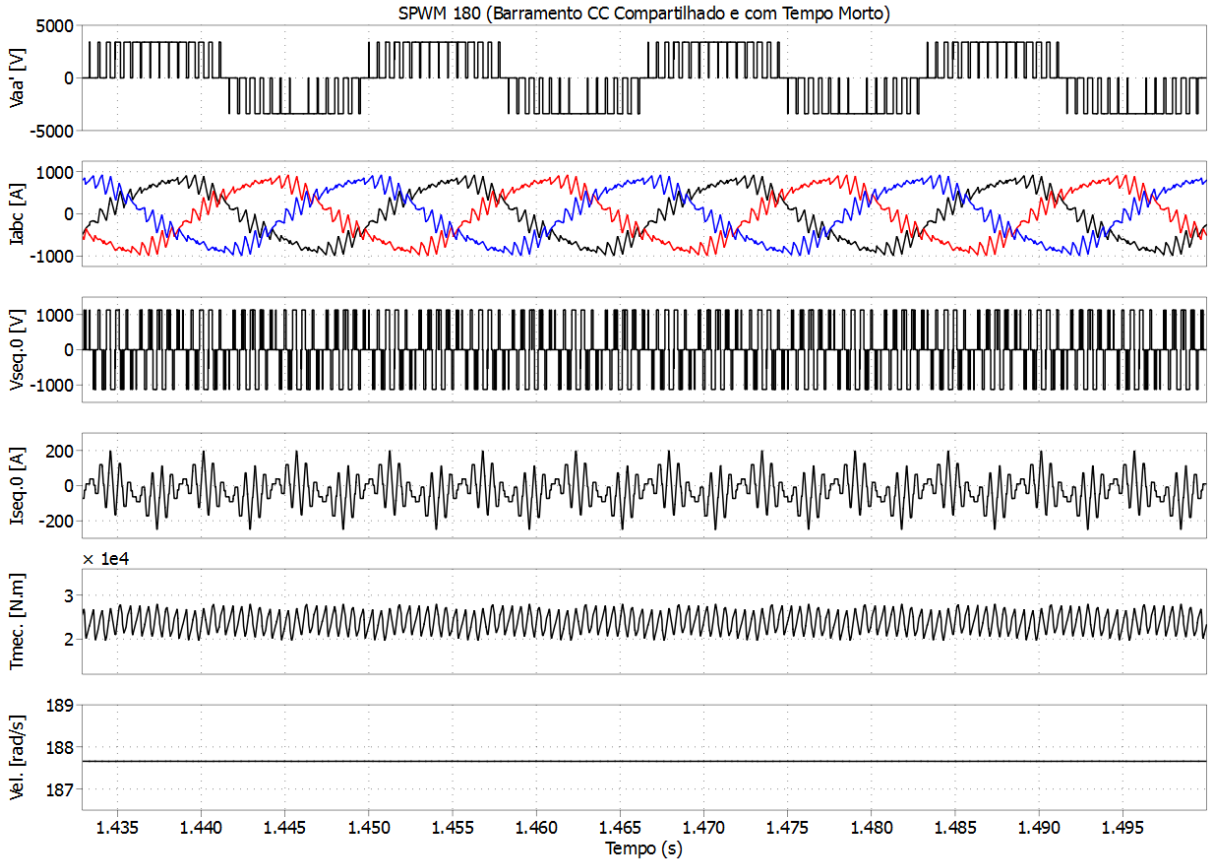


Figura 4.8 – Tensão Vaa', correntes I_{abc}, tensão $Vseq.0$ e corrente $I_{seq.0}$ de sequência zero, conjugado T_{mec} e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e com tempo morto para a SPWM 180

Fonte: Elaborada pelo autor.

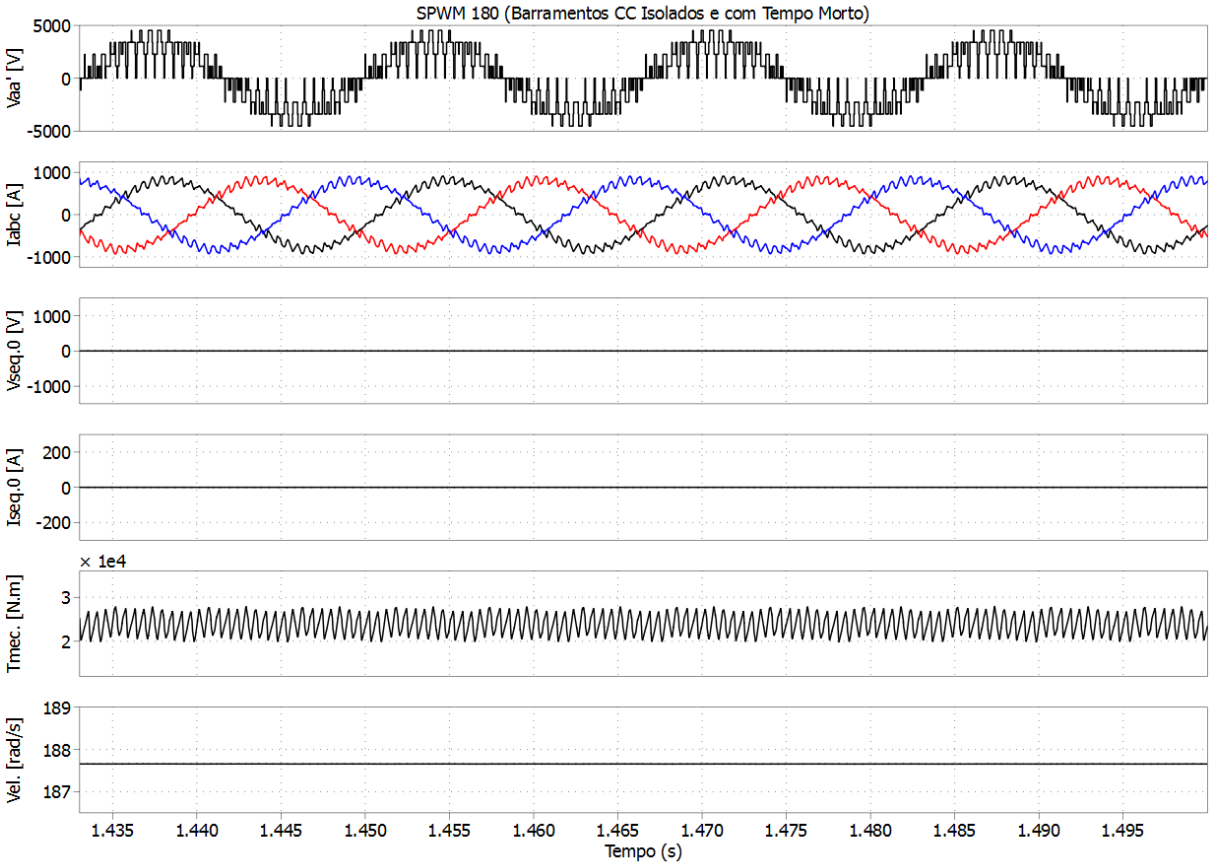


Figura 4.9 – Tensão Vaa', correntes I_{abc}, tensão $Vseq.0$ e corrente $I_{seq.0}$ de sequência zero, conjugado T_{mec} e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramentos CC isolados e com tempo morto para a SPWM 180

Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir destes resultados destaca-se as seguintes características operacionais da MIT OEW, para cada uma das grandezas envolvidas.

Tensão ($V_{aa'}$) -representa tambem as tensões nos demais enrolamentos:

- Sofre redução no valor da fundamental para 96,06% da sua magnitude, na comparação entre a simulação com barramento CC compartilhado com tempo morto e sem tempo morto;
- Sofre redução em sua distorção harmônica, na comparação entre as topologias com barramento CC compartilhado e barramento CC isolado (ambas com tempo morto), devido à ausência da $V_{seq.0}$ nos terminais da MIT.

Correntes (I_{abc}):

- Distorções são reduzidas com barramentos CC isolados, devido a ausência das componentes de sequência zero;

- Sofre aumento de 1,15% em seu valor RMS na comparação entre barramento CC compartilhado e isolado (ambos com tempo morto), devido às componentes de sequência zero na primeira topologia.

Tensão de sequência zero ($V_{seq.0}$);

- Com os terminais o e o' isolados, não há caminho para a circulação da $I_{seq.0}$ e a $V_{seq.0}$ se estabelece entre os mesmos.

Corrente de sequência zero ($I_{seq.0}$) na MIT;

- Está presente na topologia com barramento CC compartilhado mesmo sem tempo morto (devido a presença intrínseca de componentes de $V_{seq.0}$ nas tensões sintetizadas pela SPWM 180);
- Sofre aumento quando há tempo morto, devido à adição de mais componentes de ordens triplas;
- Ausente na topologia com barramentos CC separados.

Conjugado ($T_{mec.}$) no eixo da MIT

- Apresenta oscilações relacionadas às correntes harmônicas, sofrendo alterações com tempo morto (em ambas topologias) devido ao acréscimo de componentes de corrente de baixas ordens;
- Não sofre alterações com as componentes de sequência zero na corrente, que, em fase, não produzem campo girante no entreferro da MIT.

Velocidade ($Vel.$) no eixo da MIT;

- Mesmo com as oscilações de conjugado, permanece estável em todas as situações consideradas, especialmente devido à alta inércia do conjunto rotor-carga.

4.3. Espectros de Frequência (OEW SPWM 120)

Os espectros de frequência de cada braço dos conversores VSI comandados por SPWM 120, calculados utilizando a equação (3.8), são representados na Figura 4.10a e Figura 4.10b (por simplificação, apenas os espectros de tensão dos braços A e A'– que possuem as mesmas componentes e mesmas magnitudes dos braços das demais fases). Esses espectros também têm as mesmas componentes (com as mesmas magnitudes) do

espectro de cada braço na modulação SPWM 180 da Figura 4.1a, porém apresentam diferenças importantes ao serem associados seus braços opostos (conforme equações (3.13), (3.14) e (3.15)), pois neste caso possuem diferenças de fase que são inerentes ao defasamento de 120° entre os braços, e não mais de 180°.

Assim, observa-se as seguintes características no espectro entre braços para o SPWM 120 (Figura 4.10c):

- Cancelamento dos harmônicos triplos (Figura 4.10d)– (ex.: 9ª, 15ª, 21ª, 27ª, 33ª ordens)
- Manutenção das bandas laterais (ex.: 13ª e 17ª, 43ª e 47ª) em torno das portadoras ímpares, à exceção das componentes de sequência zero.

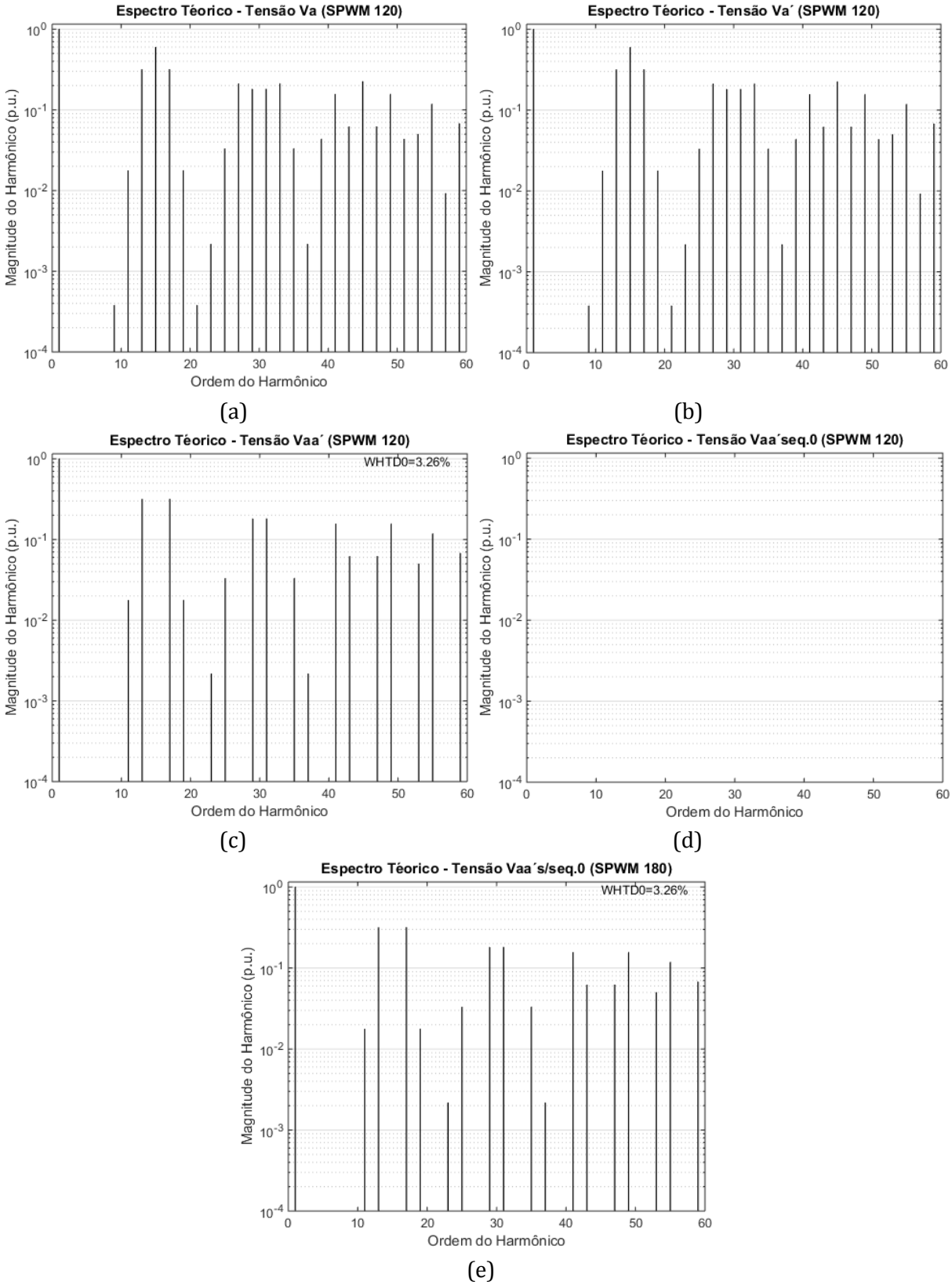


Figura 4.10 – Espectros de frequência téoricos para a modulação SPWM 120 e sem efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero

Fonte: Elaborada pelo autor.

A possibilidade de promover o cancelamento dos harmônicos triplos é uma importante característica intrínseca dessa estratégia de modulação, especialmente quando aplicada a cargas OEW. Como elas não possuem neutro, a adoção de técnicas de modulação que não produzem componentes de sequência zero faz com que os conversores não contribuam (idealmente) para a circulação das mesmas pelas fases da carga. Isso favorece a utilização de barramento CC compartilhado entre os conversores e sem reator de sequência zero em serie com a carga.

Por outro lado, mesmo se tratando de uma carga com terminais centrais abertos, a adoção de um defasamento de 120 graus faz com que o espectro da tensão entre braços tenha o mesmo perfil do espectro da tensão de linha de um conversor VSI trifásico de dois níveis que alimenta uma carga trifásica em delta ou estrela. Em comparação com o SPWM 180, isso acarreta as seguintes desvantagens:

- Aumento do conteúdo harmônico devido ao não cancelamento de bandas laterais de baixa ordem ao redor da primeira portadora (11ª, 13ª, 17ª e 19ª ordens), levando o WTHD0 a 3,26% em comparação com 1,36% do SPWM 180;
- Necessidade de utilizar barramento CC com tensão $2/\sqrt{3}$ vezes maior para sintetizar a mesma tensão rms fundamental.

4.3.1. Espectros SPWM 120 com Efeito de Tempo Morto

Ao incluir um tempo morto de 20 μS entre a comutação de chaves do mesmo braço e considerando uma carga indutiva com fator de potência de 0,9, o espectro da tensão de cada braço dos conversores passa a apresentar harmônicos de baixa ordem (Figura 4.11a e Figura 4.11b).

Conforme determinado pelas equações (3.39) e (3.41) os braços do conversor 1 e 2 são afetados de forma diferente pelo tempo morto. Assim, os harmônicos de baixa ordem produzidos nos braços opostos não se cancelam complemetamente nos espectros das tensões entre os braços (Figura 4.11c). Apesar de não gerarem (idealmente) harmônicos de sequência zero (Figura 4.10d) ele passa a apresentar as componentes de sequência zero que foram adicionados pelo efeito de tempo morto (ex.: 3ª, 9ª , 15 ª – ver Figura

4.11d). Essas distorções adicionais provocam o aumento da WTHD0 para 3,31% em comparação com os 3,26% do espectro sem tempo morto (Figura 4.10c).

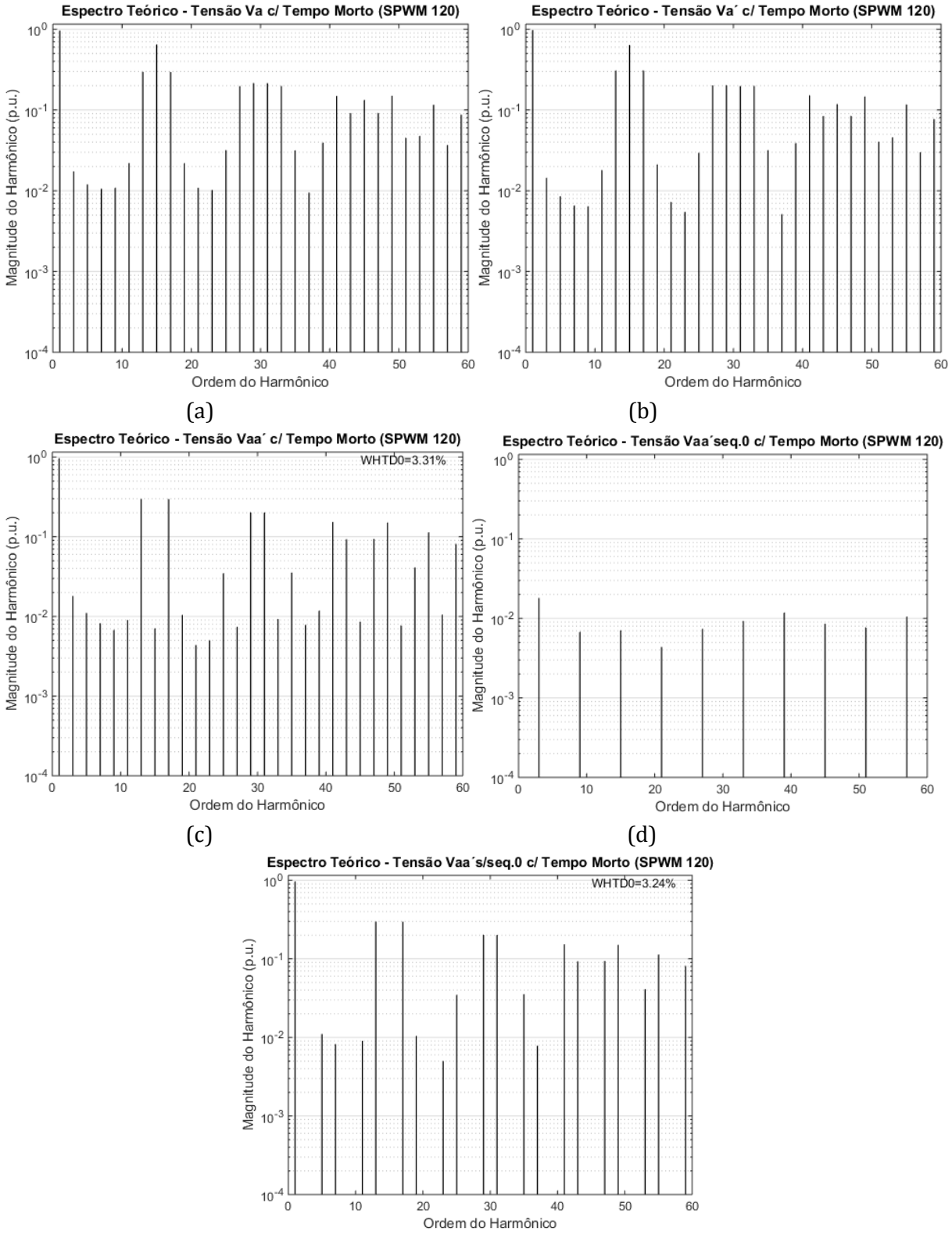


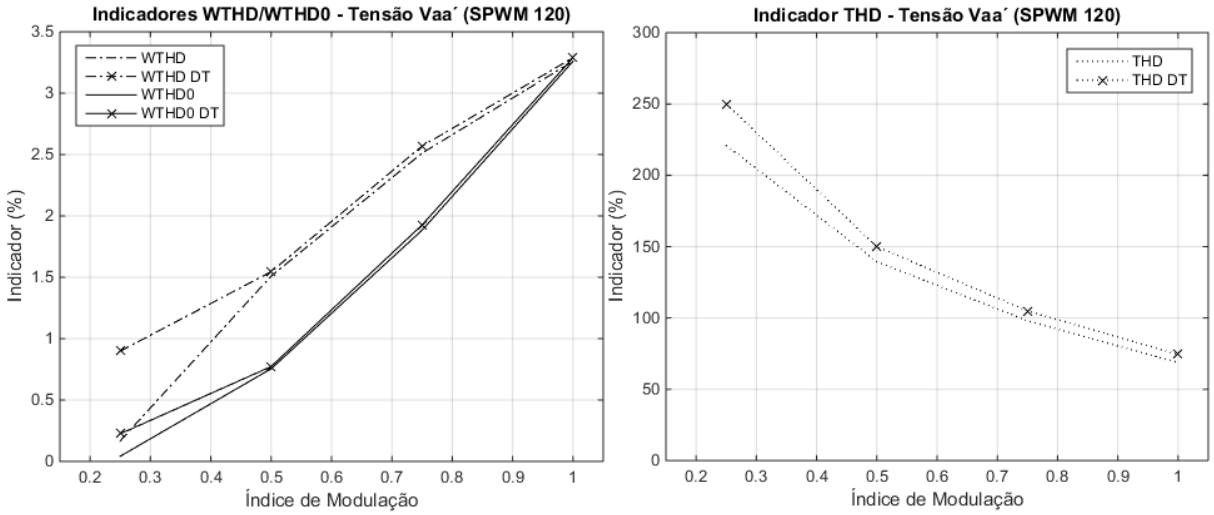
Figura 4.11 – Espectros de frequência téoricos para a modulação SPWM 120 e com efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero

Fonte: Elaborada pelo autor.

Por sua vez, o espectro sem os harmônicos de sequência zero apresenta redução na WTHD0 para 3,24% (Figura 4.11e), se tornando ligeiramente menor do que a WTHD0 do espectro ideal entre braços (3,26%), devido às pequenas reduções em cada componente harmônica causadas pelo tempo morto. Além disso, a magnitude da componente fundamental também é afetada, sendo reduzida para 96,44% do seu valor nominal (com M=1), conforme modelado pelas equações (3.43) e (3.45).

4.3.2. Análises para Operação com V/f Constante

Na operação com V/f constante, a WTHD0 sofre forte redução a medida que a frequência e a tensão fundamental da referência descrescem. Isso se dá, pois não há alteração na frequência de chaveamento e a diminuição da frequência fundamental provoca o aumento do índice de modulação de frequência, deslocando os harmônicos intrinsecos dessa técnica de modulação e topologia para ordens maiores, reduzindo a WTHD0, que tem a magnitude de cada harmônico ponderada em relação à sua ordem. Além disso, este efeito é potencializado pela redução da magnitude de cada uma das componentes harmonicas, devido à diminuição do índice de modulação de forma proporcional à frequência. Essas componentes reduzidas são normalizadas em relação à componente fundamental quando M=1, independentemente do índice de modulação utilizado, conforme definição da WTHD0 (equação (3.3)). Sob às mesmas influências a WTHD0 com tempo morto também descresce na operação V/f à medida que frequência e a tensão fundamental são reduzidas (Figura 4.12a).



(a) (b)

Figura 4.12 – WTHD, WTHD0 e THD para a modulação SPWM 120, com e sem efeito de tempo morto, em função da variação proporcional (controle V/f) do índice de modulação e da frequência da referência

Fonte: Elaborada pelo autor.

O aumento indireto do índice de modulação de frequência e a redução da magnitude das componentes na operação V/f também afetam diretamente a WTHD. Mesmo com estes efeitos sendo contrabalanceados pela normalização feita em relação à componente fundamental, que está diretamente relacionada ao índice de modulação aplicado e que decresce proporcionalmente com a frequência de operação, a WTHD descresce em função da variação proporcional do índice de modulação e da frequência de operação, conforme demonstrado na Figura 4.12a. Analogamente, a WTHD também sofre aumento sob o efeito de tempo morto.

A THD, por sua vez aumenta a medida que o índice de modulação e a frequência de operação são reduzidas proporcionalmente. Este perfil está associado ao fato de que na THD todos os harmônicos têm o mesmo peso no cálculo do indicador, sendo cada um deles normalizados em relação à componente fundamental, que decresce na operação V/f quanto menor for a frequência da onda de referência. Sob efeito de tempo morto, com a presença dos harmônicos de baixa ordem, a THD se torna tão maior quanto menor for índice de modulação(Figura 4.12b).

4.3.3. Desempenho da Máquina de Indução OEW

Com objetivo de analisar as características operacionais de uma MIT OEW comandada por SPWM120, foram realizadas simulações com base nas condições utilizadas com a SPWM 180 (seção 4.2.3), realizando apenas as devidas alterações nas fases das referências do conversores na tensão do barramento CC

Esta última foi definida de modo que os conversores, comandados pela SPWM 120, sejam capazes de sintetizar a tensão fundamental nominal (RMS) em cada enrolamento da máquina (conforme realizado na seção 4.2.3). Assim, utilizou-se em (4.6) as equações (3.32) e (3.34), em conjunto com a definição de que nesta técnica de modulação $\theta_{x'}$ é sempre defasado de θ_x em 120 graus, para calcular o valor de pico da tensão entre braços (4.7). De posse da mesma, e a partir do conhecimento da sua relação com a tensão RMS (equação (4.8)) e da tensão alvo para cada enrolamento (equação (4.9)), determinou-se a tensão necessária para o barramento CC completo ($2V_{dc}$) através da equação (4.10).

$$v_{xx'} = v_{xo_{OEW}} - v_{x'o_{OEW}} = MV_{dc}\cos(y+\theta_x) - MV_{dc}\cos(y+\theta_{x'}) \tag{4.6}$$

$$V_{xx'_1} = M\sqrt{3}V_{dc} \tag{4.7}$$

$$V_{xx'_{1rms}} = \frac{V_{xx'_1}}{\sqrt{2}} = \frac{M\sqrt{3}V_{dc}}{\sqrt{2}} \tag{4.8}$$

$$2V_{dc} = \frac{V_{xx'_{1rms}}\sqrt{2}}{M}\frac{2}{\sqrt{3}} \tag{4.9}$$

$$2V_{dc} = \frac{4160}{\sqrt{3}}\frac{\sqrt{2}}{1}\frac{2}{\sqrt{3}} = 3922{,}08\ V \tag{4.10}$$

Nessas condições, foram colhidas das simulações as formas de onda das grandezas operacionais da MIT OEW para os casos em que ela é alimentada pelos conversores VSI:

- Com barramento CC compartilhado, sem (Figura 4.13) e com (Figura 4.14) tempo morto;

- Com barramentos CC isolados, sem e com (Figura 4.15) tempo morto (formas de onda sem tempo morto foram omitidas, pois apresentam apenas diferenças quase imperceptíveis nas formas de onda e por não serem foco das análises desenvolvidas).

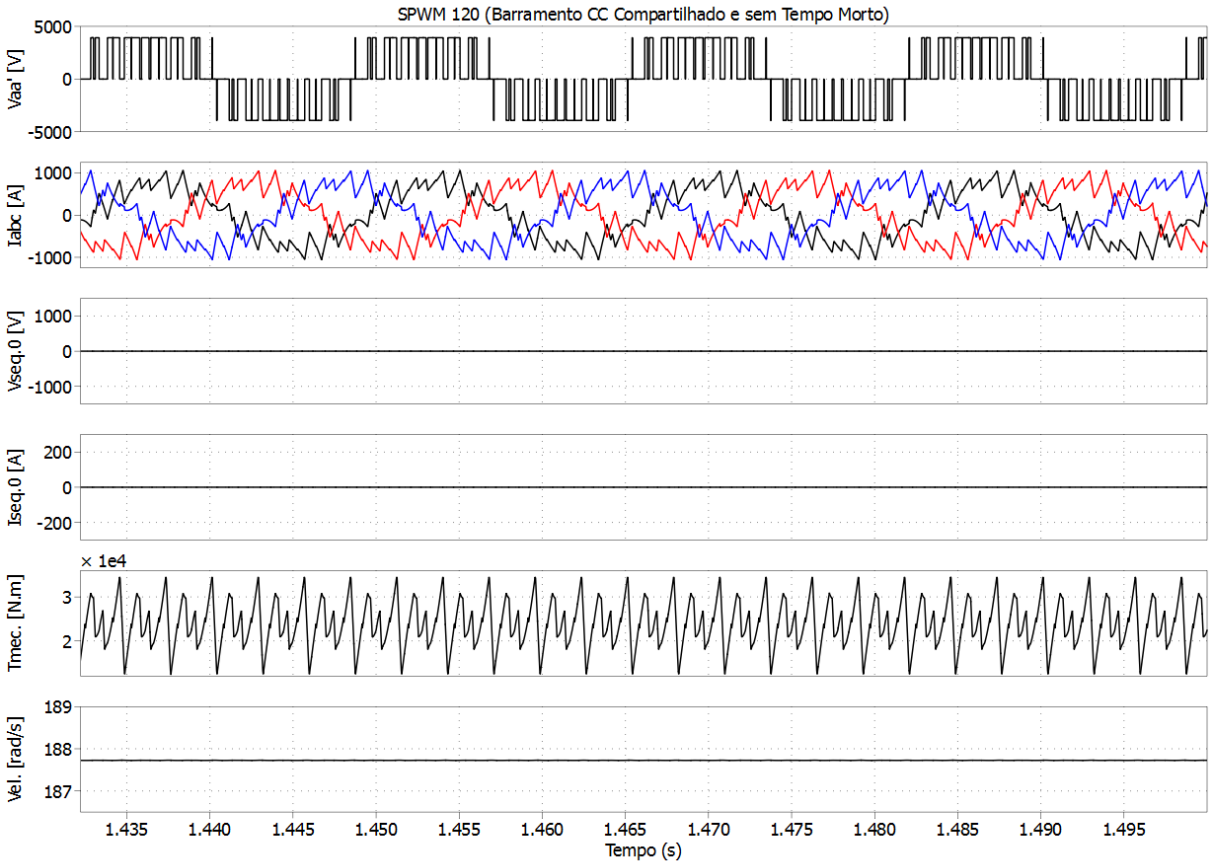


Figura 4.13 – Tensão Vaa', correntes I_{abc}, tensão $Vseq.0$ e corrente $I_{seq.0}$ de sequência zero, conjugado T_{mec} e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e sem tempo morto para a SPWM 120

Fonte: Elaborada pelo autor.

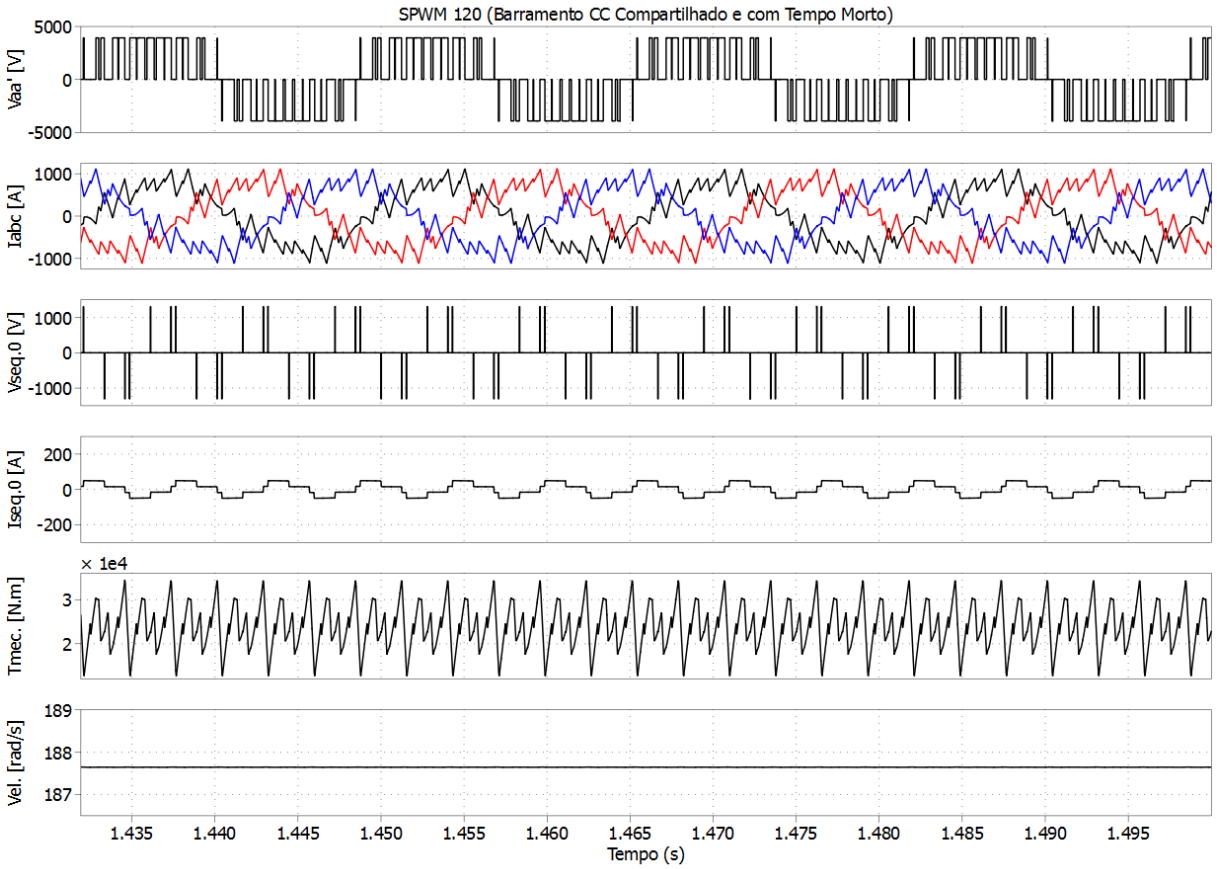


Figura 4.14 – Tensão Vaa', correntes I_{abc}, tensão $Vseq.0$ e corrente $I_{seq.0}$ de sequência zero, conjugado T_{mec} e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e com tempo morto para a SPWM 120

Fonte: Elaborada pelo autor.

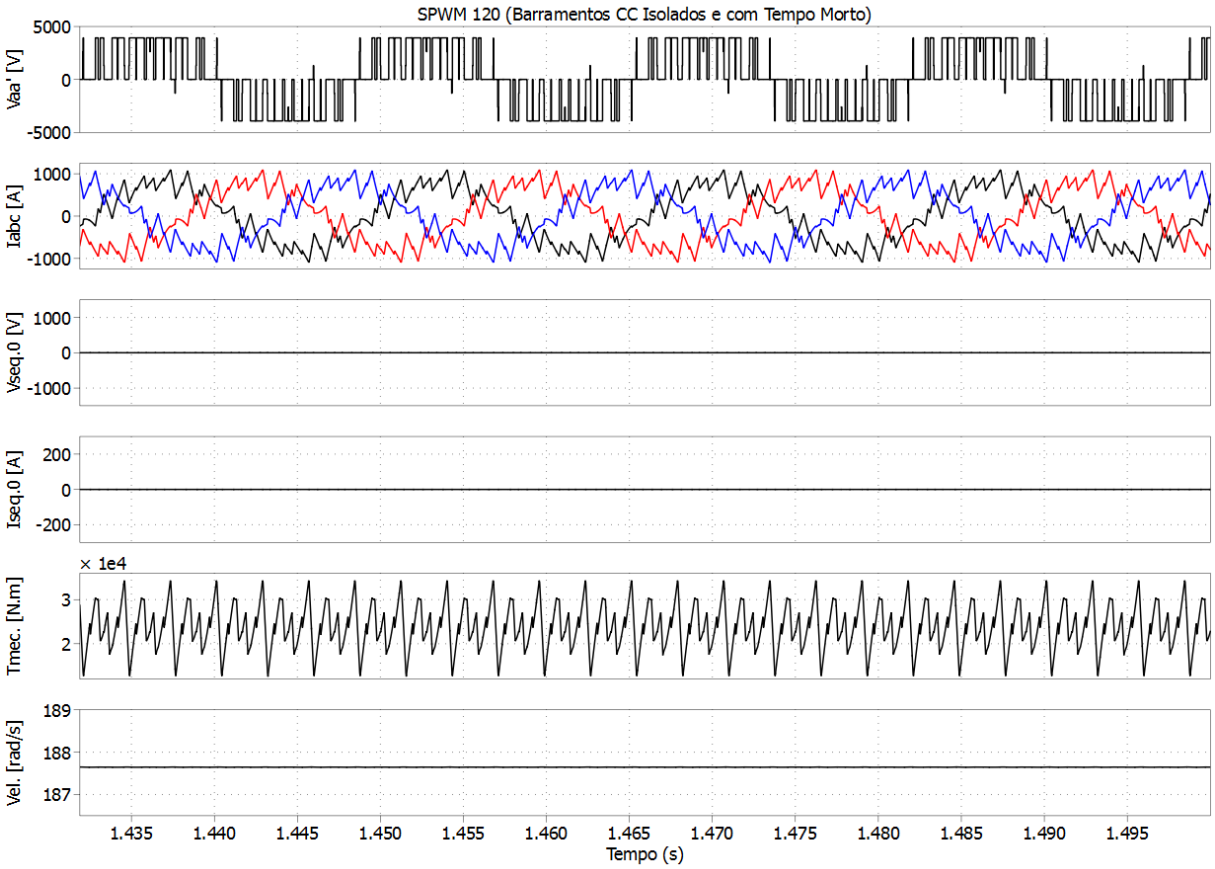


Figura 4.15 – Tensão Vaa', correntes I_{abc}, tensão $Vseq.0$ e corrente $I_{seq.0}$ de sequência zero, conjugado T_{mec} e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramentos CC isolados e com tempo morto para a SPWM 120

Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir destes resultados destaca-se as seguintes características operacionais da MIT OEW, para cada uma das grandezas envolvidas.

Tensão ($V_{aa'}$) -representa tambem as tensões nos demais enrolamentos

- Sofre redução no valor da fundamental para 95,36% da sua magnitude, na comparação entre a simulação com barramento CC compartilhado com tempo morto e sem tempo morto;

Correntes (I_{abc})

- Sofre aumento de 0,17% em seu valor RMS na comparação entre barramento CC compartilhado e isolado (ambos com tempo morto), devido à baixa magnitude das componentes de sequência zero na primeira topologia.

Tensão de sequência zero ($V_{seq.0}$);

- Com os terminais o e o' isolados, não há caminho para a circulação da $I_{seq.0}$ e a $V_{seq.0}$ se estabelece entre os mesmos (Figura 4.6).

Corrente de sequência zero ($I_{seq.0}$) na MIT;

- Está ausente na topologia com barramento CC compartilhado sem tempo morto (devido ao cancelamento das componentes de sequência zero com o defasamento de 120 graus entre as tensões dos braços) e também na topologia com barramentos CC separados;
- Na topologia com barramento CC compartilhado com tempo morto, apresenta magnitude consideravelmente inferior em relação à SPWM 180, pois não possui componente de ordens triplas geradas pela estratégia de modulação em si.

Conjugado ($T_{mec.}$) no eixo da MIT

- Apresenta aumento das oscilações em relação à SPWM 180 devido à presença das bandas laterais ao redor da primeira portadora nos harmônicos de corrente;
- Não sofre alterações com as componentes de sequência zero na corrente, que, em fase, não produzem campo girante no entreferro da MIT.

Velocidade ($Vel.$) no eixo da MIT;

- Mesmo com as oscilações de conjugado, permanece estável em todas as situações consideradas, especialmente devido à alta inércia do conjunto rotor-carga.

4.4. Espectros de Frequência OEW (SPWM 120H3)

Os espectros são relacionados aos parâmetros de operação dos

Os espectros de frequência de cada braço dos conversores VSI comandados por SPWM 120H3 são representados na Figura 4.16a e Figura 4.16b (por simplificação, apenas os espectros de tensão dos braços A e A'– que possuem as mesmas componentes e mesmas magnitudes dos braços das demais fases). Esses espectros, extraídos conforme.(3.9), apresentam importantes diferenças em comparação com os espectros de cada braço na modulação SPWM 120 (Figura 4.10a e Figura 4.10b):

- Presença da componente de 3ª ordem, inclusa intencionalmente nas ondas de referência, e
- Redução na magnitude do primeiro par de bandas laterais da primeira portadora (13ª e 17ª ordens), com distribuição da energia harmônica delas para as demais bandas laterais ao redor da primeira portadora (ex.: 11ª e 19ª, 9ª e 21ª ordens) - conforme também ocorre nos conversores VSI que alimentam cargas em estrela com SPWM 120 H3 (HOLMES e LIPO, 2003).

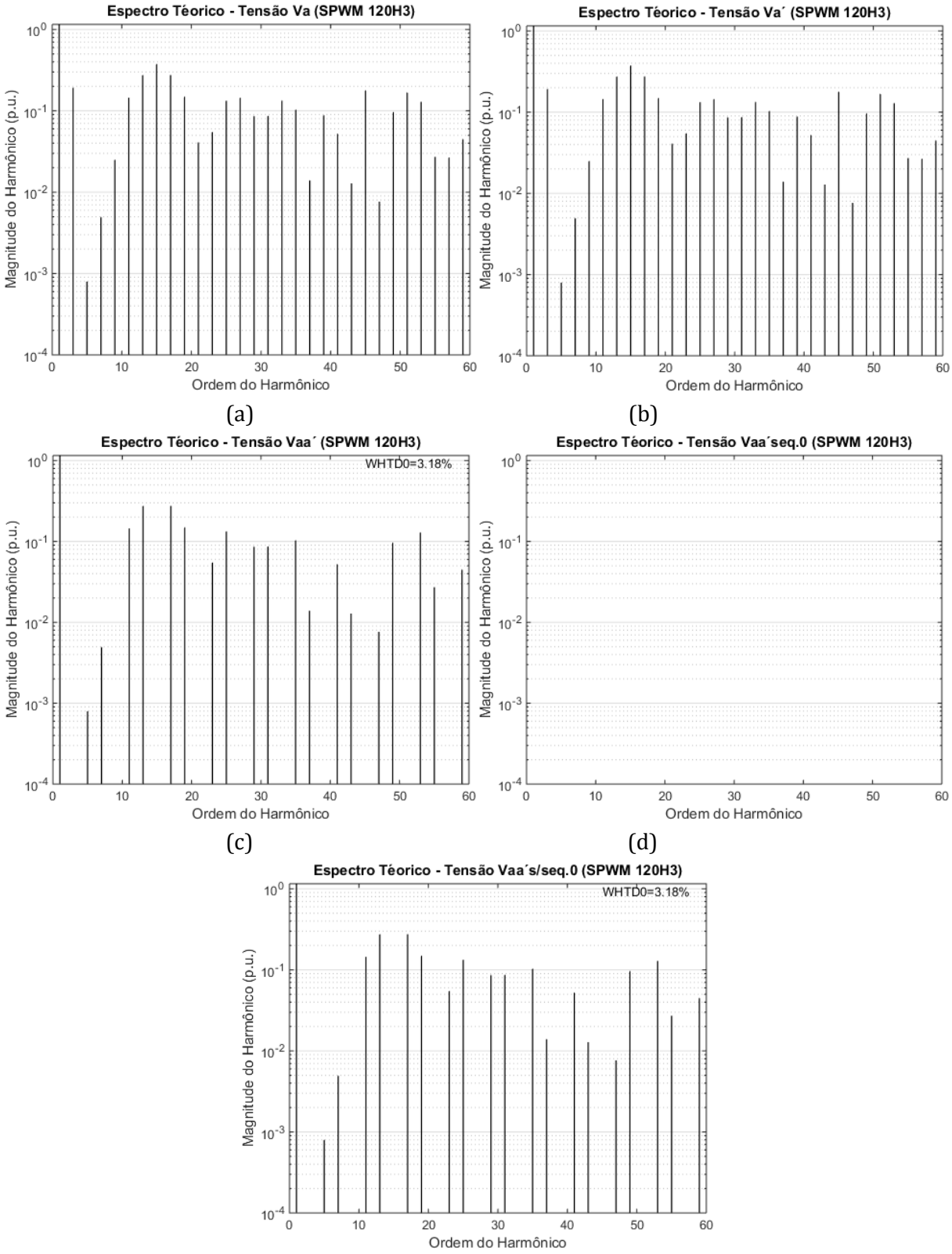


Figura 4.16 – Espectros de frequência téoricos para a modulação SPWM 120H3 e sem efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero

Fonte: Elaborada pelo autor.

Ao associar cada braço com o braço oposto (através de (3.13), (3.14) e (3.15)), ocorrem, devido ao defasamento de 120º entre os braços, os mesmos efeitos que ocorrem no SPWM 120 (Figura 4.16c)

- Cancelamento dos harmônicos triplos - Figura 4.16d (ex.: 9ª, 15ª, 21ª, 27ª, 33ª ordens)
- Manutenção das bandas laterais (ex.: 13ª e 17ª, 43ª e 47ª) em torno das portadoras ímpares, à exceção das componentes de sequência zero.

Para o SPWM 120H3, além da manutenção das importantes vantagens trazidas pelo cancelamento dos harmônicos triplos, as diferenças provocadas pela injeção de terceiro harmônico no espectro de cada braço permitem eliminar ou diminuir desvantagens do SPWM 120, ao promover o:

- Maior aproveitamento do barramento CC, devido à possibilidade de manter o modulador na sua região linear de operação com índices de modulação de até $2/\sqrt{3}$;
- Redução da distorção harmônica (e consequente redução da WTHD0 – neste de 3,26% para 3,18%), devido à distribuição mais igualitária da energia entre as componentes de banda lateral (apesar deste efeito ser menos pronunciado na comparação aqui apresentada, pois há o aumento da magnitude das componentes harmônicas provocado pela utilização do índice de modulação em $2/\sqrt{3}$– associada à forma de cálculo da WTHD0, que é sempre normalizado em relação à fundamental quando M = 1, independentemente do índice de modulação utilizado).

4.4.1. Espectros SPWM 120H3 com Efeito de Tempo Morto

Ao incluir um tempo morto de 20 μS entre a comutação de chaves do mesmo braço e considerando uma carga indutiva com fator de potência de 0,9, o espectro da tensão de cada braço dos conversores passa a apresentar harmônicos de baixa ordem (Figura 4.17a e Figura 4.17b).

Da mesma forma que no SPWM 120 (conforme equações (3.39) e (3.41)) os braços do conversor 1 e 2 são afetados de forma diferente pelo tempo morto. Assim, os

harmônicos de baixa ordem produzidos nos braços opostos não se cancelam complemetamente nos espectros das tensões entre os braços (Figura 4.17c). Apesar de não gerarem (idealmente) harmônicos triplos (Figura 4.17d) ele passa a apresentar as componentes de sequência zero que foram adicionados pelo efeito de tempo morto (ex.: 3ª, 9ª, 15ª ordens - Figura 4.17d). Essas distorções adicionais provocam o aumento da WTHD0 para 3,20% em comparação com os 3,18% do espectro sem tempo morto (Figura 4.16c).

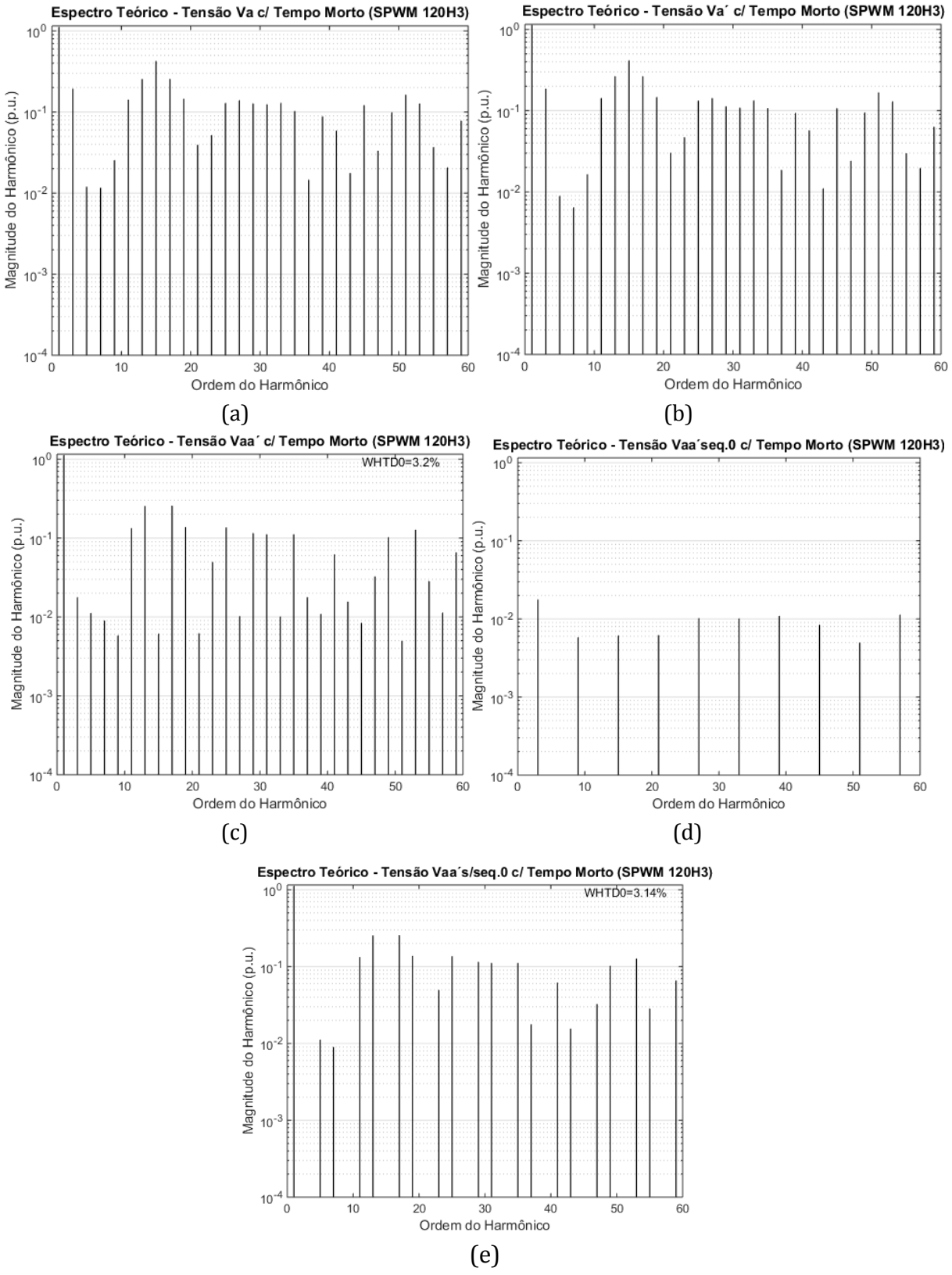


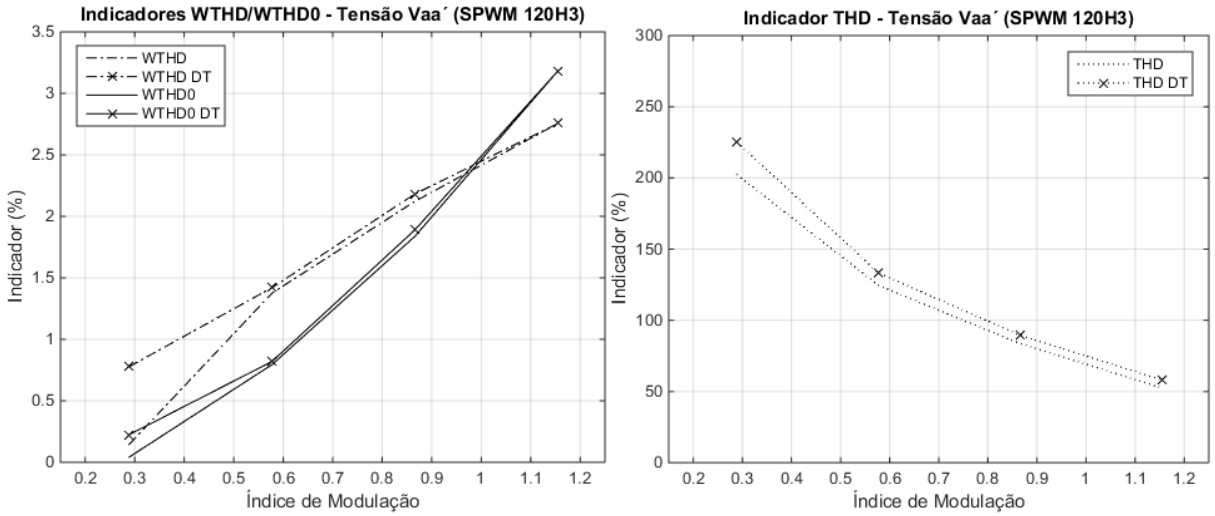
Figura 4.17 – Espectros de frequência téoricos para a modulação SPWM 120H3 e com efeito de tempo morto: (a)tensão Vao; (b)tensão Va'o; (c) tensão Vaa'; (d) componentes de sequência zero da tensão Vaa' e (e) tensão Vaa' sem as componentes de sequência zero

Fonte: Elaborada pelo autor.

Por sua vez, o espectro sem os harmônicos de sequência zero apresenta redução na WTHD0 para 3,14% (Figura 4.17e), se tornando ligeiramente menor do que a WTHD0 do espectro ideal entre braços (3,18%), devido às pequenas reduções em cada componente harmônica causadas pelo tempo morto. Além disso, a magnitude da componente fundamental é afetada pelo tempo morto, sofrendo um decréscimo para 96,91% do seu valor nominal (com $M = 2/\sqrt{3}$), conforme equações (3.43) e (3.45).

4.4.2. Análises para Operação com V/f Constante

Na operação com V/f constante, a WTHD0 sofre forte redução a medida que a frequência e a tensão fundamental da referência descrescem. Isso se dá, pois não há alteração na frequência de chaveamento e a diminuição da frequência fundamental provoca o aumento do índice de modulação de frequência, deslocando os harmônicos intrinsecos dessa técnica de modulação e topologia para ordens maiores, reduzindo a WTHD0, que tem a magnitude de cada harmônico ponderada em relação à sua ordem. Além disso, este efeito é potencializado pela redução da magnitude de cada uma das componentes harmonicas, devido à diminuição do índice de modulação de forma proporcional à frequência. Essas componentes reduzidas são normalizadas em relação à componente fundamental quando $M = 1$, independentemente do índice de modulação utilizado, conforme definição da WTHD0 (equação (3.3)). Sob às mesmas influências a WTHD0 com tempo morto também descresce na operação V/f à medida que frequência e a tensão fundamental são reduzidas (Figura 4.18a).



(a) (b)

Figura 4.18 – WTHD, WTHD0 e THD para a modulação SPWM 120H3, com e sem efeito de tempo morto, em função da variação proporcional (controle V/f) do índice de modulação e da frequência da referência

Fonte: Elaborada pelo autor.

O aumento indireto do índice de modulação de frequência e a redução da magnitude das componentes na operação V/f também afetam diretamente a WTHD. Mesmo com estes efeitos sendo contrabalanceados pela normalização feita em relação à componente fundamental, que está diretamente relacionada ao índice de modulação aplicado e que decresce proporcionalmente com a frequência de operação, a WTHD descresce em função da variação proporcional do índice de modulação e da frequência de operação, conforme demonstrado na Figura 4.18a. Analogamente, a WTHD também sofre ligeiro aumento sob o efeito de tempo morto. Em $M = 2/\sqrt{3}$, a WTHD é inferior a WTHD0, devido à normalização em relação à magnitude da fundamental (e não em relação à magnitude da fundamental quando $M = 1$ – caso da WTHD0).

A THD, por sua vez aumenta à medida que o índice de modulação e a frequência de operação são reduzidas proporcionalmente. Este perfil está associado ao fato de que na THD todos os harmônicos têm o mesmo peso no cálculo do indicador, sendo cada um deles normalizados em relação à componente fundamental, que decresce na operação V/f quanto menor for a frequência da onda de referência. Sob efeito de tempo morto, com a presença dos harmônicos de baixa ordem, a THD se torna tão maior quanto menor for índice de modulação(Figura 4.18b).

4.4.3. Desempenho da Máquina de Indução OEW

Com objetivo de analisar as características operacionais de uma MIT OEW comandada por SPWM120H3, foram realizadas simulações com base nas condições utilizadas com a SPWM 180 e a SPWM 120 (seções 4.2.3 e 4.3.3, respectivamente), inserindo a componente de terceira ordem e realizando as devidas alterações nas fases das componentes fundamentais das referências dos conversores, além da adequação da tensão do barramento CC

Da mesma forma que nas demais técnicas de modulação, esta última foi definida de modo que os conversores, comandados pela SPWM 120H3, sejam capazes de sintetizar a tensão fundamental nominal (RMS) em cada enrolamento da máquina (conforme realizado na seção 4.2.3). Assim como na SPWM 120, utilizou-se na equação (4.6) as equações (3.32) e (3.34), em conjunto com a definição de que nesta técnica de modulação θ_x, é sempre defasado de θ_x em 120 graus, para calcular o valor de pico da tensão entre braços opostos (4.7). De posse da mesma, e a partir do conhecimento da sua relação com a tensão RMS (equação (4.8)) e da tensão alvo para cada enrolamento (equação (4.9)), determinou-se a tensão necessária para o barramento CC completo ($2V_{dc}$) através da equação (4.11). Observa-se que a possibilidade de utilizar índices de modulação de até $2/\sqrt{3}$, mantendo o modulador ainda em sua região linear de operação, permitiu adotar o mesmo nível de tensão utilizado no SPWM 180.

$$2V_{dc} = \frac{4160}{2/\sqrt{3}}\frac{\sqrt{2}}{1}\frac{2}{\sqrt{3}} = 3396{,}63\ V \tag{4.11}$$

Nessas condições, foram colhidas das simulações as formas de onda das grandezas operacionais da MIT OEW para os casos em que ela é alimentada pelos conversores VSI:

- Com barramento CC compartilhado, sem (Figura 4.19) e com (Figura 4.20) tempo morto;
- Com barramentos CC isolados, sem e com (Figura 4.21) tempo morto (formas de onda sem tempo morto foram omitidas, pois apresentam apenas diferenças quase imperceptíveis nas formas de onda e não serem foco das análises desenvolvidas).

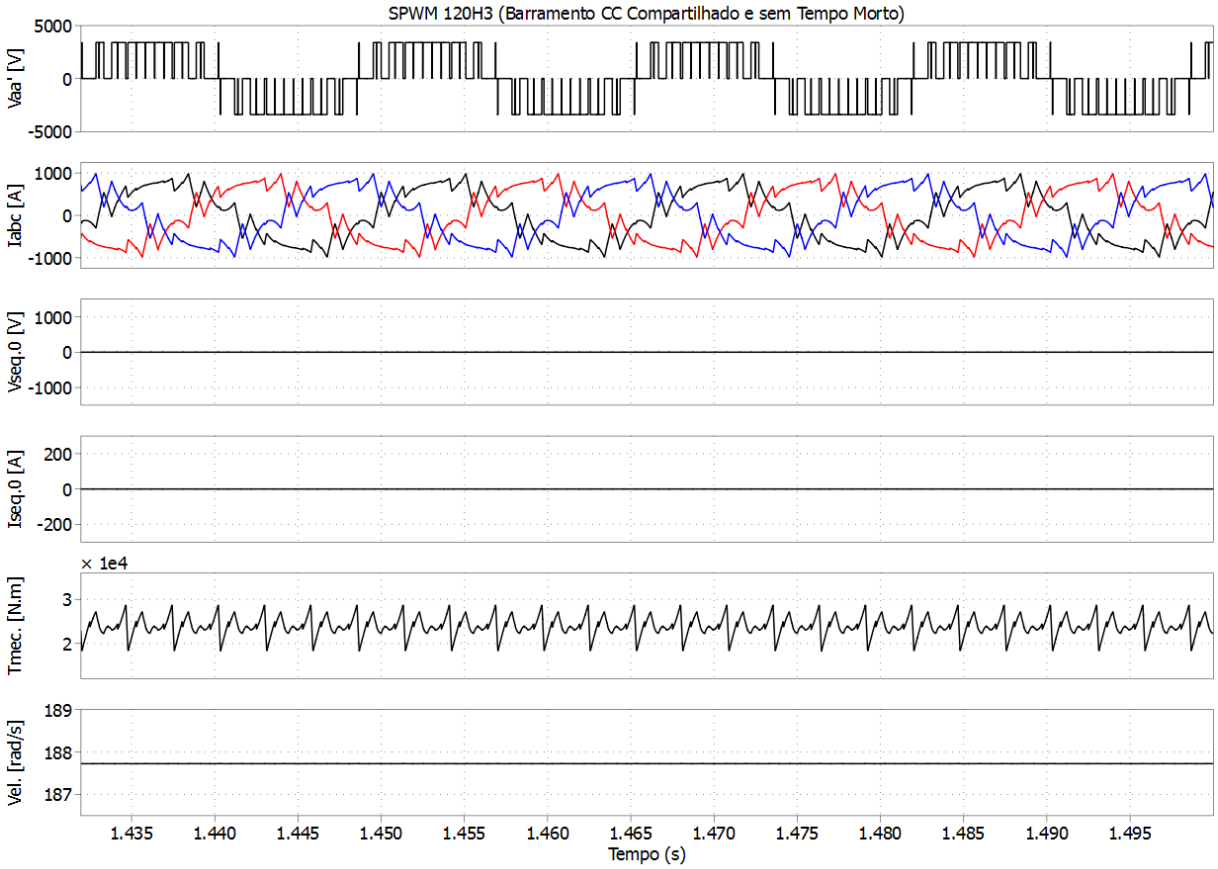


Figura 4.19 – Tensão Vaa', correntes I_{abc}, tensão $Vseq.0$ e corrente $I_{seq.0}$ de sequência zero, conjugado T_{mec} e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e sem tempo morto para a SPWM 120H3

Fonte: Elaborada pelo autor.

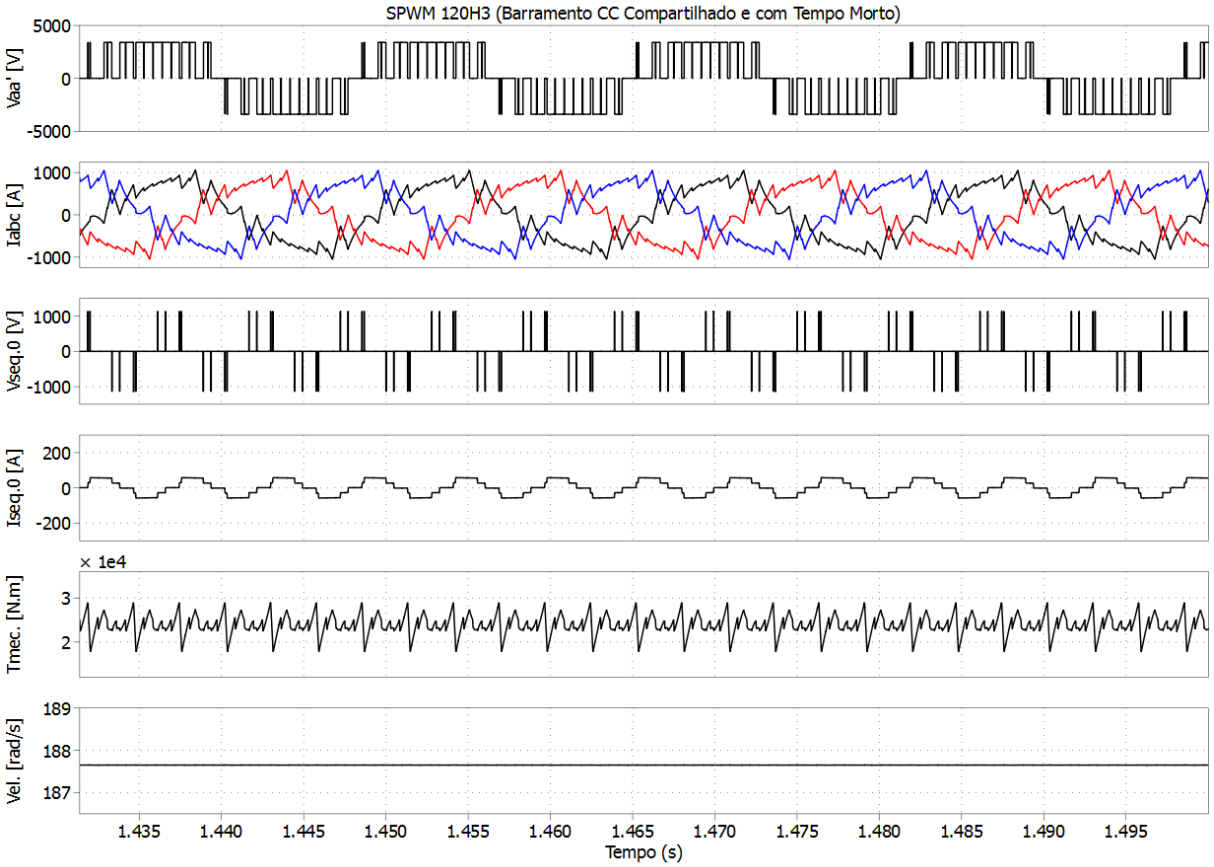


Figura 4.20 – Tensão Vaa', correntes I_{abc}, tensão $Vseq.0$ e corrente $I_{seq.0}$ de sequência zero, conjugado T_{mec} e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramento CC compartilhado e com tempo morto para a SPWM 120H3

Fonte: Elaborada pelo autor.

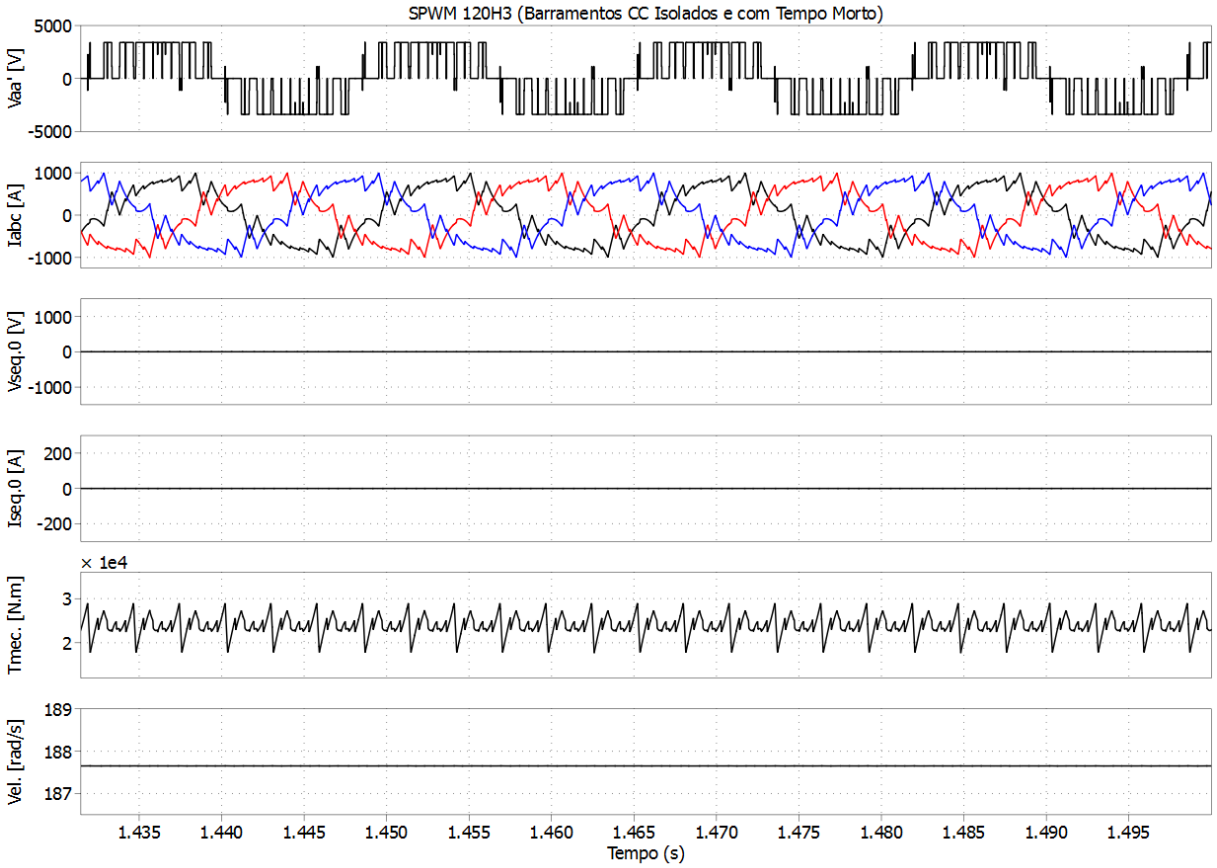


Figura 4.21 – Tensão Vaa', correntes I_{abc}, tensão $Vseq.0$ e corrente $I_{seq.0}$ de sequência zero, conjugado T_{mec} e velocidade $Vel.$ de saída do motor com barramentos CC isolados e com tempo morto para a SPWM 120H3

Fonte: Elaborada pelo autor.

A partir destes resultados destaca-se as seguintes características operacionais da MIT OEW, para cada uma das grandezas envolvidas.

Tensão ($V_{aa'}$) -representa tambem as tensões nos demais enrolamentos

- Sofre redução no valor da fundamental para 95,66% da sua magnitude, na comparação entre a simulação com barramento CC compartilhado com tempo morto e sem tempo morto;

Correntes (I_{abc})

- Sofre aumento de 0,27% em seu valor RMS na comparação entre barramento CC compartilhado e isolado (ambos com tempo morto), devido à baixa magnitude das componente de sequência zero na primeira topologia.
- Apresenta distorção inferior à SPWM 120 devido à característica da SPWM 120H3 de redução na magnitude do primeiro par de bandas laterais da primeira

portadora, com distribuição da energia harmônica delas para as suas demais bandas laterais

Tensão de sequência zero ($V_{seq.0}$);

- Com os terminais o e o' isolados, não há caminho para a circulação da $I_{seq.0}$ e a $V_{seq.0}$ se estabelece entre os mesmos.

Corrente de sequência zero ($I_{seq.0}$) na MIT;

- Está ausente na topologia com barramento CC compartilhado sem tempo morto (devido ao cancelamento das componentes de sequência zero com o defasamento de 120 graus entre as tensões dos braços) e também na topologia com barramentos CC separados;
- Na topologia com barramento CC compartilhado com tempo morto, apresenta magnitude inferior em relação à SPWM 180, pois não possui componente de ordens triplas geradas pela estratégia de modulação em si.

Conjugado ($T_{mec.}$) no eixo da MIT

- Sofre redução nas oscilações em relação à SPWM 120 devido à redistribuição da energia harmônica nas bandas laterais ao redor da primeira portadora;
- Não sofre alterações com as componentes de sequência zero na corrente, que, em fase, não produzem campo girante no entreferro da MIT.

Velocidade ($Vel.$) no eixo da MIT;

- Mesmo com as oscilações de conjugado, permanece estável em todas as situações consideradas, especialmente devido à alta inércia do conjunto rotor-carga.

4.5. Considerações Finais

Este capítulo apresentou os espectros de frequência de tensão de conversores VSI dois níveis que alimentam cargas OEW com diferentes técnicas de modulação baseadas em portadoras.

Os espectros das topologias OEW com barramento(s) CC compartilhado e isolados foram utilizados na análise comparativa da qualidade das tensões sintetizadas, com ênfase no

conteúdo harmônico de sequência zero, no efeito de tempo morto e na capacidade de utilização do barramento CC, para SPWM 180, SPWM 120 e SPWM 120H3. Adicionalmente, foi demonstrada, através de simulações no PLECS, a influência das topologias e técnicas de modulação consideradas na operação de uma máquina de indução trifásica OEW de grande porte.

Capítulo 5: Conclusões e Proposta de Continuidade

5.1. Considerações Finais

Este trabalho de mestrado apresentou análises do impacto do tempo morto em acionamentos com terminais centrais abertos, utilizando espectros de frequência teóricos, extraídos a partir de equações que foram desenvolvidas neste trabalho, e de simulações computacionais , tendo como base uma aplicação de acionamento OEW de alta potência.

Dentre as análises realizadas, destaca-se:

- As diferenças do efeito de tempo morto nas tensões sintetizadas por cada braço dos conversores OEW (e consequentemente na tensões nos enrolamentos da carga), devido às características distintas de defasamento entre tensões e correntes de cada braço nas topologias OEW;
- As vantagens da utilização da técnica SPWM 180, especialmente com barramentos CC isolados, permitindo o uso pleno do barramento CC, a diminuição das componentes harmônicas de corrente de baixa ordem e os consequente impactos no conjugado, associados ao bloqueio da circulação das correntes de sequência zero;
- A possibilidade de obter a mesma tensão de saída fundamental RMS com barramentos CC com tensões $\sqrt{3}$ menores, em comparação com os conversores VSI 2 níveis para cargas em estrela (fato que pode, por exemplo, facilitar a aplicação de dois conversores VSI 2 níveis para aplicações com OEW em média tensão sem a necessidade de associar chaves em série como nos acionamentos comerciais demonstrados em (SHAKWEH, 2000), (LEWIS, 2000), ou utilizar as topologias multiníveis clássicas).

Adicionalmente, foi apresentada as bases do desenvolvimento das equações que definem os espectros de frequências teóricos das tensões sintetizadas por conversores aplicados à sistemas OEW, considerando o efeito de tempo morto. Essas formulações

permitem determinar as componentes harmônicas sintetizadas pelas técnicas de modulação SPWM 180, SPWM 120 e SPWM 120H3 em topologias OEW com barramento CC compartilhado ou isolado e podem ser utilizadas em função do índice de modulação, frequência da referência, frequência de chaveamento e tensão do barramento CC escolhidos.

5.2. Propostas de Continuidade

As análises e resultados apresentados e as reflexões feitas durante elaboração deste trabalho mostram que há pontos que podem ser explorados sobre as correntes de sequência zero, efeito de tempo morto e soluções analíticas de espectros de frequência de conversores aplicados à acionamentos com terminais centrais abertos, destacando-se:

- Realização de experimentos para aprofundar e validar as equações desenvolvidas e os fenômenos práticos que envolvem as correntes de sequência zero e o efeito de tempo morto;
- Uso das formulações desenvolvidas para expansão dos resultados com diferentes índices de modulação, frequências de chaveamento e tempo morto, especialmente para aplicações de OEW com potência e níveis de tensão diferentes das aplicações de típicas de acionamento de grande porte (ex.: veículos elétricos);
- Desenvolvimento da modelagem analítica para outras técnicas de modulação, em especial a SVPWM;
- Estudos sobre a influência da força contraeletromotriz no tempo morto e em sua modelagem (ver (KUBO, KONDO, *et al.*, 2016), (ZHAN, ZHU e ODAVIC, 2016), (KORHONEN, HONKANEN, *et al.*, 2017))
- Aprofundamento das análises dos impactos da circulação de corrente de sequência zero na operação de máquinas de indução, envolvendo estudos detalhados das perdas provocadas pela mesma.

Referências Bibliográficas

AINSLIE-MALIK, G. R. **Mathematical Analysis of PWM Processes**. [S.l.]: University of Nottingham, 2013. Tese de Doutorado.

ALSTOM. **ALSPA Drive Range - Drive Solutions for All Applications**. Alstom Power Conversion. [S.l.]. 2001.

AN, Q. et al. Dual-Space Vector Control of Open-End Winding Permanent Magnet Synchronous Motor Drive Fed by Dual Inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 12, p. 8329-8342, December 2016.

BAIJU, M. R. et al. A Dual Two-Level Inverter Scheme With Common Mode Voltage Elimination for an Induction Motor Drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 19, n. 3, p. 794-805, May 2004.

BLACK, H. S. **Modulation Theory**. [S.l.]: Van Nostrand, 1953.

BOWES, S. R.; BIRD, B. M. Novel Approach to the Analysis and Synthesis of Modulation Processes in Power Convertors. **Proceedings of the Institution of Electrical Engineers**, v. 122, n. 5, p. 507-513, May 1975.

BOYS, J. T.; HANDLEY, P. G. Harmonic Analysis of Space Vector Modulated PWM Waveforms. **IEE Proceedings B - Electric Power Applications**, v. 137, n. 4, p. 194-204, July 1990.

CATHEY, J. J.; CALVIN, R. K.; AYOUB, A. K. Transient Load Model of an Induction Motor. **IEEE Transactions on Power Apparatus and Systems**, v. PAS-92, n. 4, p. 1399 - 1406, July 1973.

CHIERCHIE, F. et al. Frequency Analysis of PWM Inverters With Dead-Time for Arbitrary Modulating Signals. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 6, p. 2850-2860, June 2014.

CORZINE, K. A.; SUDHOFF, S. D.; WHITCOMB, C. A. Performance Characteristics of a Cascaded Two-level Inverter. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 14, n. 3, p. 433-439, September 1999.

DARIJEVIC, M.; JONES, M.; LEVI, E. **Analysis of Dead-Time Effects in a Five-Phase Open-End Drive with Unequal DC Link Voltages**. IECON 2013 - 39th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Vienna, Austria: IEEE. 2013. p. 5136-5141.

DOLGUNTSEVA, I. et al. Contour-Based Dead-Time Harmonic Analysis in a Three-Level Neutral-Point-Clamped Inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 1, p. 203-210, January 2015.

FEDELE, G.; FRASCINO, D. Spectral Analysis of a Class of DC-AC PWM Inverters by Kapteyn Series. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 4, p. 839-849, April 2010.

GIRI, F. (Ed.). **AC Electric Motors Control - Advanced Design Techniques and Applications**. [S.l.]: Wiley, 2013.

HOLMES, D. G. **A General Analytical Method for Determining the Theoretical Harmonic Components of Carrier Based PWM Strategies**. 1998 IEEE Industry Applications Conference 33rd IAS Annual Meeting. St. Louis, MO, USA: IEEE. 1998. p. 1207-1214.

HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. **Pulse Width Modulation for Power Converters - Principles and Practice**. [S.l.]: IEEE Press, 2003.

HUANG, Z. et al. An Active Modulation Scheme to Boost Voltage Utilization of the Dual Converter With a Floating Bridge. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 7, p. 5623-5633, July 2019.

INFINEON. **How to Calculate and Minimize the Dead Time Requirement for IGBTs Properly**. Infineon Technologies AG. München, p. 1-16. 2007. (AN2007-04).

INFINEON. **FZ750R665KE3 High-Voltage IGBT Datasheet**. Infineon Technologies AG. München, p. 1-9. 2020. (FZ750R65KE3).

JAIN, S. et al. A Single-Stage Photovoltaic System for a Dual-Inverted-Fed Open-End Winding Induction Motor Drive. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 9, p. 4809-4818, 2015.

JEONG, S.-G.; PARK, M.-H. The Analysis and Compensation of Dead-Time Effects in PWM Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 38, n. 2, p. 108-114, April 1991.

JIA, Y.; PRASANNA, U. R.; RAJASHEKARA, K. **An Open-end Winding Induction Generation System for Frequency Insensitive AC Loads in More Electric Aircraft**. IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Dallas, TX, USA: IEEE. 2014. p. 410-416.

KALANTARI, N.; LOPES, L. A. C. **Reduction of dead-time effect on the common mode voltage of an open-end winding machine**. 2016 IEEE 25th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE). Santa Clara, CA, USA: IEEE. 2016. p. 836-841.

KAWABATA, T. et al. **New Open-Winding Configurations for High-Power Inverters**. IEEE ISIE'97. Guimarães, Portugal: [s.n.]. 1997.

KIM, J.; JUNG, J.; NAM, K. Dual-Inverter Control Strategy for High-Speed Operation of EV Induction Motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 2, p. 312-320, April 2004.

KORHONEN, J. et al. **Modulation and Control Methods to Reduce Zero Sequence Current in Open-End Winding Motors**. 2017 IEEE International Electric Machines and Drives Conference (IEMDC). Miami, FL, USA: IEEE. 2017.

KOSTIC, D. J.; AVRAMOVIC, Z. Z.; CIRIC, N. T. A New Approach to Theoretical Analysis of Harmonic Content of PWM Waveforms of Single- and Multiple-Frequency Modulators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 10, p. 4557-4567, October 2013.

KOURO, S. et al. Recent Advances and Industrial Application of Multilevel Converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2553-2580, August 2010.

KOURO, S. et al. Powering the Future of Industry: High-power Adjustable Speed Drive Topologies. **IEEE Industry Applications Magazine**, p. 26-39, July/August 2012.

KUBO, H. Y. Y. et al. **Zero-Sequence Current Suppression for Open-End Winding Induction Motor Drive with Resonant Controller**. 2016 IEEE Applied Power

Electronics Conference and Exposition (APEC). Long Beach, CA, USA: IEEE. 2016. p. 2788-2793.

KWAK, M.-S.; SUL, S.-K. Control of an Open-Winding Machine in a Grid-Connected Distributed Generation System. **IEEE Transactions on Industry Applications**, p. 1259-1267, 2008.

LEWIS, E. A. **Power Convertor Building Blocks for Multi-megawatt PWM VSI Drives**. IEE Seminar PWM Medium Voltage Drives. Birmingham, UK: IET. 2000.

MATHE, L. et al. **Unified Analytical Equation for Theoretical Determination of the Harmonic Components of Modern PWM Strategies**. IECON 2011 - 37th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society. Melbourne, Australia: IEEE. 2011. p. 1648-1653.

MATOS, F. F. V. et al. A Multilevel Wind Power Conversion System with an Open Winding Squirrel Cage Induction Generator. **IEEE**, 2015.

MATOS, F. F. V. et al. A Generalized Open-end Winding Conversion System Using Flying Capacitor Cells. **Electric Power Systems Research**, v. 169, p. 174-183, Apr. 2019.

MOHAPATRA, K. K. et al. A Harmonic Elimination and Supression Scheme for an Open-End Winding Induction Motor Drive. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 50, n. 6, p. 1187 - 1198, December 2003.

MOORE, D. C.; ODAVIC, M.; COX, S. M. Dead-time Effects on the Voltage Spectrum of a PWM Inverter. **IMA Journal of Applied Mathematics**, v. 79, n. 6, p. 1061-1076, 2014.

MOUTON, H. D. T. et al. One-Dimensional Spectral Analysis of Complex PWM Waveforms Using Superposition. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 12, p. 6762-6778, December 2014.

MOYNIHAN, J. F.; EGAN, M. G.; MURPHY, J. M. D. Theoretical Spectra of Space-Vector Modulated Waveforms. **IEE Proceedings - Electric Power Applications**, v. 145, n. 1, p. 17-24, January 1998.

NAGANATHAN, P.; SRINIVAS, S. Voltage Injected PWM Variants for a Dual Two-Level Inverter fed Open-End Winding Induction Motor Drive. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. (Early Access), February 2020.

ODAVIC, M. et al. A Theoretical Analysis of The Harmonic Content of PWM Waveforms for Multiple-Frequency Modulators. **IEEE Transactions on Power Electronicas**, v. 25, n. 1, p. 131-141, January 2010.

RICARDI, V. **Acionamento de Geradores Síncronos a Imâs Permanentes com Bobinas Abertas em Sistemas de Conversão de Energia Eólica**. Belo Horizonte: Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - UFMG, 2018.

RICARDI, V. et al. Control and Operation of Open-end Winding Permanent Magnet Synchronous Wind Generator, 2017.

RODRÍGUEZ, J. et al. Multilevel Voltage-Source-Converter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives. **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, v. 54, n. 6, p. 2930-2945, December 2007.

RODRÍGUEZ, J. et al. Multilevel Converters An Enabling Technology for High-Power Applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 97, n. 11, p. 1786-1817, November 2009.

RODRÍGUEZ, J.; LAI, J.-S.; PENG, F. Z. Multilevel Inverters - A Survey of Topologies, Controls and Applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 724-738, August 2002.

ROVERE, L. et al. Zero-Sequence Voltage Elimination for Dual-Fed Common DC-Link Open-End Winding PMSM High-Speed Starter–Generator—Part I: Modulation. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 55, n. 6, p. 7804-7812, Nov-Dec 2019.

SHAKWEH, Y. New Breed of Medium Voltage Converters. **Power Engineering Journal**, v. 14, n. 1, p. 12-20, February 2000.

SHIVAKUMAR, E. G. et al. **A Multi Level Space Phasor Based PWM Strategy for an Open-End Winding Induction Motor Drive Using Two Inverters with Different DC Link Voltages**. Power Electronics and Drive Systems. Denpasar, Indonesia: IEEE. 2001. p. 169-175.

SHIVAKUMAR, E. G. et al. **Space Vector PWM Control of Dual Inverter Fed Open-End Winding Induction Motor Drive**. Applied Power Electronics Conference and Exposition. Anaheim, CA, USA: IEEE. 2001. p. 399-405.

SOMANI, A. et al. On the Causes of Circulating Currents in PWM Drives With Open-End Winding AC Machines. **IEEE TRANSACTIONS ON INDUSTRIAL ELECTRONICS**, v. 60, n. 9, p. 3670-3678, September 2013.

SRINIVAS, S.; SOMASEKHAR, V. T. Space-Vector-Based PWM Switching Strategies for a Three-Level Dual-Inverter-Fed-Open-End Winding Induction Motor Drive and Their Comparative Evaluation. **IET Electr. Power Appl.**, p. 19-31, 2008.

STEMMLER, H.; GUGGENBACH, P. Configuration of High-Power Voltage Source Inverter Drives. **European Power Electronics Association**, 1993.

TAKAHASHI, I.; OHMORI, Y. High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor. **IEEE Transactions on Industry Application**, v. 25, n. 2, March/April 1989.

TEXAS INSTRUMENTS INC. **Scalar (V/f) Controle of 3-Phase Induction Motors**. Texas Instruments Inc. [S.l.], p. 1-25. 2013. (SPRABQ8).

TOOTH, D. J.; FINNEY, S. J.; WILLIAMS, B. Fourier Theory of Jumps Applied to Converter Harmonic Analysis. **IEEE Transactions on Aerospace and Electronic Systems**, v. 37, n. 1, p. 109-122, January 2001.

WELCHKO, B. A. et al. Fault Tolerant Three-Phase AC Motor Drive Topologies: A Comparison of Features, Cost, and Limitations. **IEEE Transactions on Power Electronics**, Madison, WI, v. 19, n. 4, p. 1108-1116, 2004.

WELCHKO, B. A.; NAGASHIMA, J. M. **The Influence of Topology Selection on The Design of EV/HEV Propulsion Systems**. IEEE International Symposium on Industrial Electronics. Rio de Janeiro: [s.n.]. 2003. p. 36-40.

WILAMOWSKI, B. M.; IRWIN, J. D. (Eds.). **The Industrial Electronics Handbook - Pòwer Electronics and Motor Drives**. 2nd. ed. [S.l.]: CRC Press, 2011.

WU, B. **High-Power Converters and AC Drives**. [S.l.]: IEEE Press, 2006.

WU, B. et al. Current-Source Converter and Cycloconverter Topologies for Industrial Medium-Voltage Drives. **IEEE Transaction on Industrial Electronics**, v. 55, n. 7, p. 2786-2797, July 2008.

WU, C. M.; LAU, W.-H.; CHUNG, H. S.-H. Analytical Technique for Calculating the Output Harmonics of an H-Bridge Inverter with Dead Time. **IEEE Transactions on Circuits and Systems-I: Fundamental Theory and Applications**, v. 46, n. 5, p. 617-627, May 1999.

YI-FAN, J. et al. Power Sharing and Voltage Vector Distribution Model of a Dual Inverter Open-End Winding Motor Drive System for Electric Vehicles. **Applied Sciences - MDPI**, February 2018.

ZHAN, H.; ZHU, Z. Q.; ODAVIC, M. **Analysis and suppression of zero sequence circulating current in open winding PMSM drives with common DC bus**. 2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE). Milwaukee, WI, USA: IEEE. 2016.

ZHU, B. et al. **Comparative Study of PWM Strategies for Three Phase Open-End Winding Induction Motor Drives**. International Power Electronics Conference. [S.l.]: IEEE. 2014. p. 395 - 402.

Apêndice A

Este Apêndice apresenta os diagramas de blocos dos moduladores e das medições das simulações do Capítulo 4.

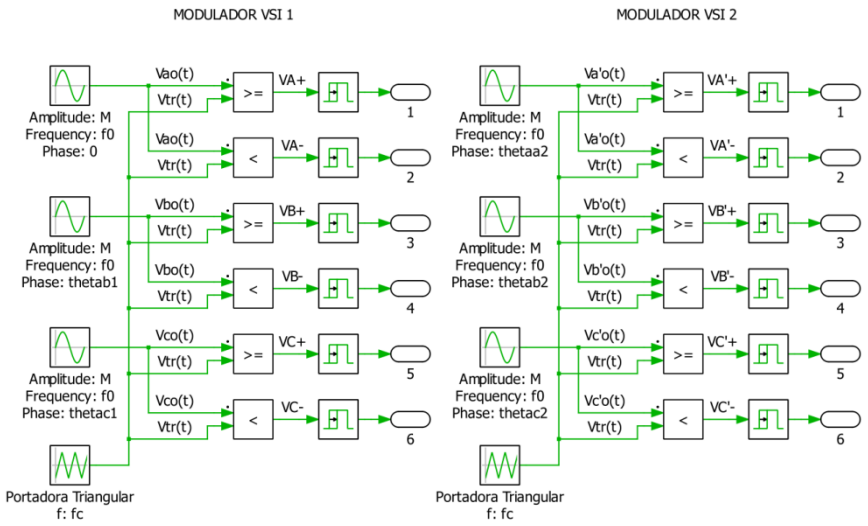


Figura A.1 – Diagrama de blocos dos Moduladores 1 e 2 para SPWM 180 e SPWM 120 nas topologias com barramento(s) CC compartilhado e isolados

Fonte: Elaborada pelo autor.

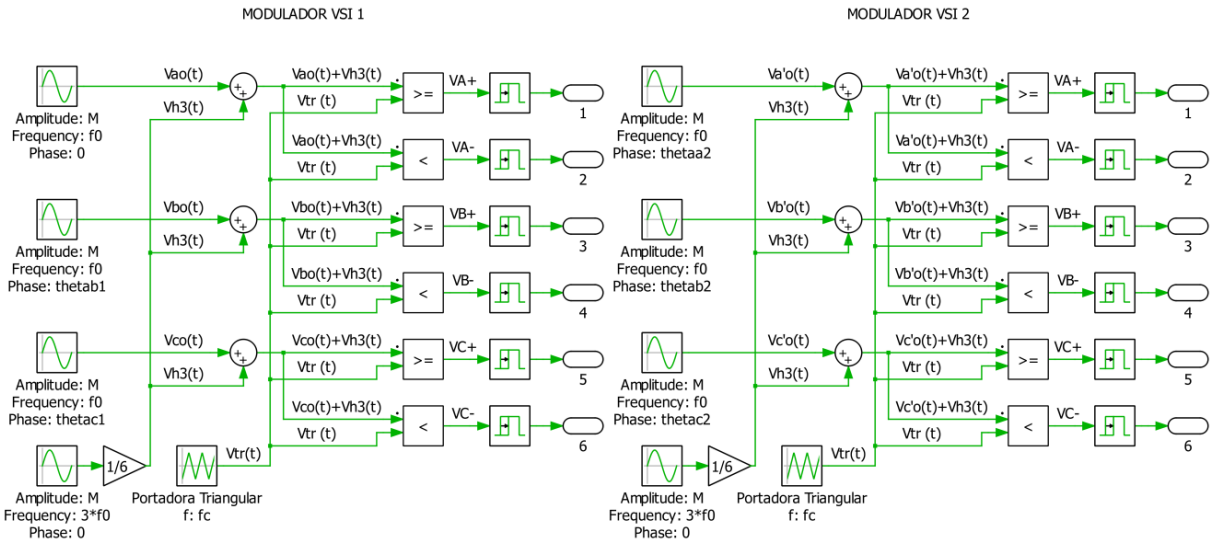


Figura A.2 – Diagrama de blocos dos Moduladores 1 e 2 para SPWM 120H3 nas topologias com barramento(s) CC compartilhado e isolados

Fonte: Elaborada pelo autor.

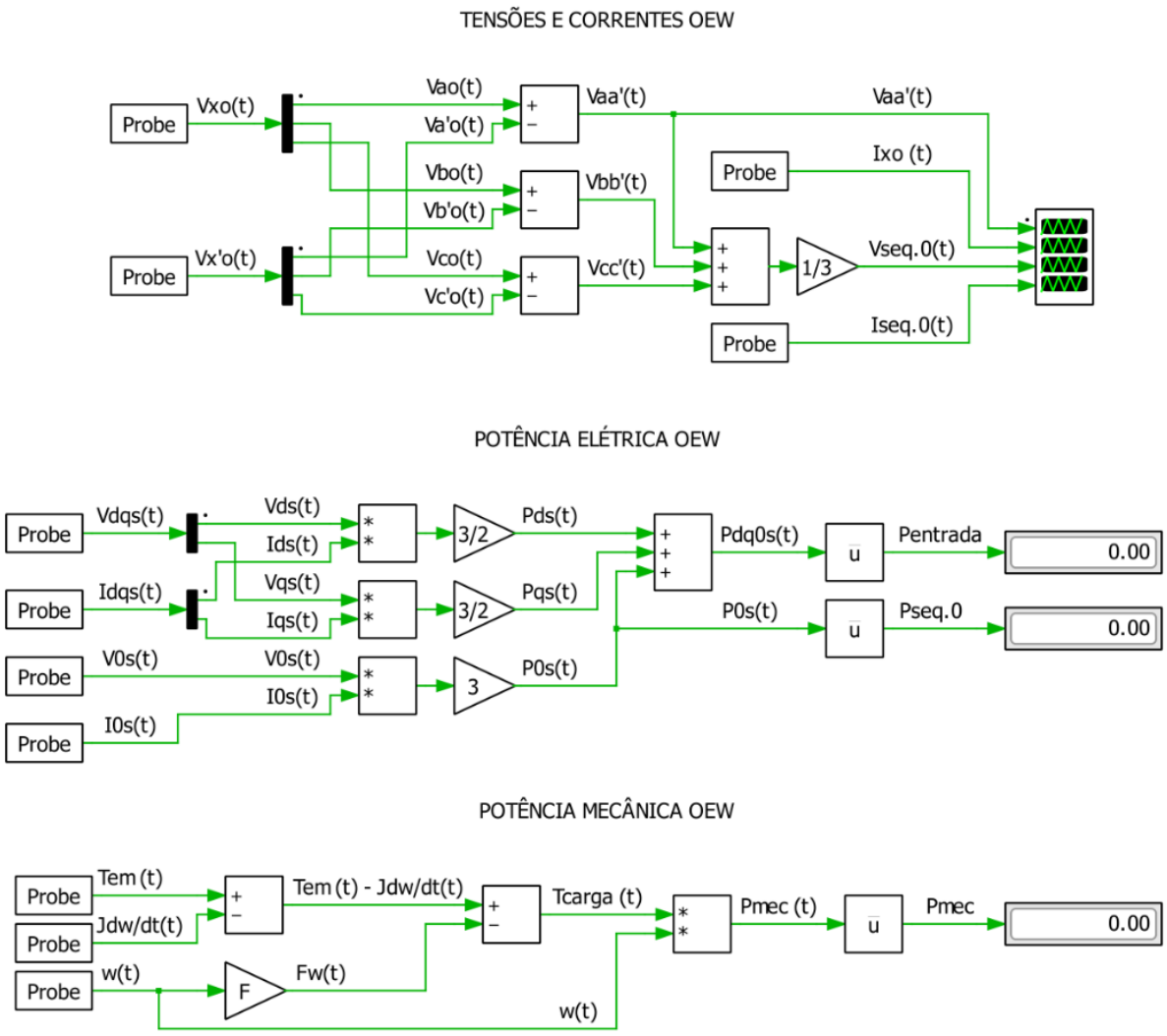


Figura A.3 – Diagrama de blocos das Medições na topologia com barramento CC compartilhado para a SPWM 180, SPWM 120 e SPWM 120H3

Fonte: Elaborada pelo autor.

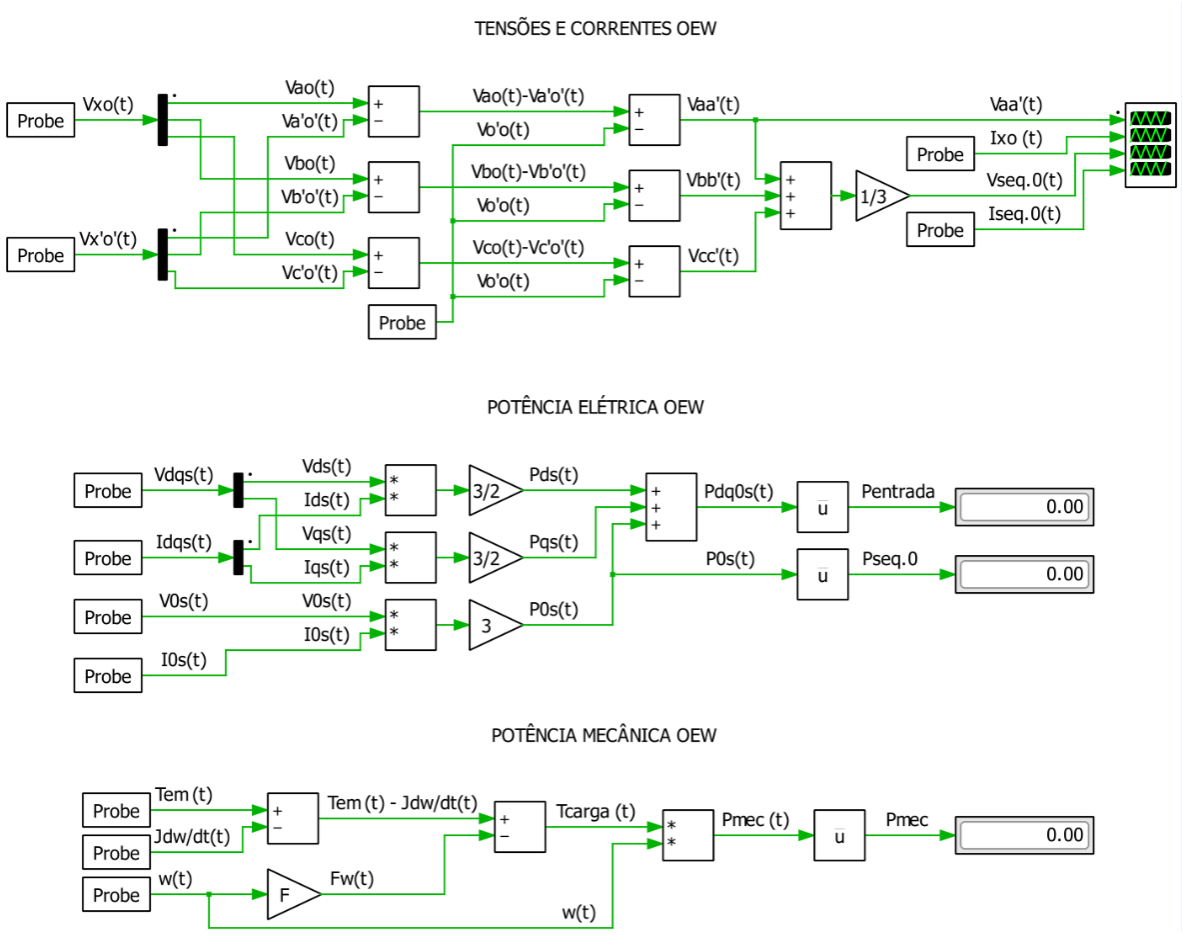


Figura A.4 – Diagrama de blocos das Medições na topologia com barramentos CC isolados para a SPWM 180, SPWM 120 e SPWM 120H3

Fonte: Elaborada pelo autor.