



UNIVERSIDADE FEDERAL RURAL DE PERNAMBUCO
UNIDADE ACADÊMICA DO CABO DE SANTO AGOSTINHO
BACHARELADO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



RAÍSSA MARIA LACERDA MAGALHÃES

TÉCNICA DE MODULAÇÃO VETORIAL APLICADA NO ACIONAMENTO DE
MÁQUINAS ELÉTRICAS TRIFÁSICAS COM ENROLAMENTOS ABERTOS PARA
MINIMIZAÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM

CABO DE SANTO AGOSTINHO, PERNAMBUCO
OUTUBRO DE 2020

RAÍSSA MARIA LACERDA MAGALHÃES

**TÉCNICA DE MODULAÇÃO VETORIAL APLICADA NO ACIONAMENTO DE
MÁQUINAS ELÉTRICAS TRIFÁSICAS COM ENROLAMENTOS ABERTOS PARA
MINIMIZAÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM**

Trabalho apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Unidade Acadêmica do Cabo de Santo Agostinho, Universidade Federal Rural de Pernambuco como requisito para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Prof. D.Sc. Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva, orientador.

CABO DE SANTO AGOSTINHO, PERNAMBUCO

OUTUBRO DE 2020

Dados Internacionais de Catalogação
na Publicação Universidade Federal
Rural de Pernambuco
Sistema Integrado de Bibliotecas

Gerada automaticamente, mediante os dados fornecidos
pelo(a) autor(a)

M188t Magalhães, Raíssa Maria Lacerda
Técnica de modulação vetorial aplicada no acionamento de máquinas elétricas trifásicas com enrolamentos abertos para minimização da tensão de modo comum / Raíssa Maria Lacerda Magalhães. - 2020.
50 f. : il.

Orientador: Italo Roger Ferreira Moreno
Pinheiro da Silva. Inclui referências e
apêndice(s).

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação) - Universidade Federal Rural de Pernambuco,
Bacharelado em Engenharia Elétrica, Cabo de Santo Agostinho, 2020.

1. Máquinas elétricas. 2. Conversor de potência. 3. Eletrônica de potência. 4. Modulação - Eletrônica. 5. Modulação de pulso. I. Silva, Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da, orient. II. Título

RAÍSSA MARIA LACERDA MAGALHÃES

**TÉCNICA DE MODULAÇÃO VETORIAL APLICADA NO ACIONAMENTO DE
MÁQUINAS ELÉTRICAS TRIFÁSICAS COM ENROLAMENTOS ABERTOS PARA
MINIMIZAÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM**

**Trabalho apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal Rural
de Pernambuco como requisito para obtenção do grau de Bacharel em Engenharia
Elétrica.**

Data de aprovação: ____/____/____

Banca examinadora

Prof. Dr. Italo Roger Ferreira Moreno Pinheiro da Silva, UFRPE
orientador

Profa. Dra. Amanda Souza de Paula, UFRPE
examinadora

Profa. Dra. Élide Fernanda Xavier Júlio, UFRPE
examinadora

RESUMO

Na eletrônica de potência, o estudo de técnicas de modulação e de topologia de conversores são amplamente utilizadas em aplicações industriais para acionamento de máquinas elétricas. Nesse contexto, as pesquisas buscam sempre melhorias, de modo geral, na qualidade do sistema, seja aumentando a eficiência, o desempenho ou a vida útil da máquina. A topologia de um conversor convencional assim como a técnica de modulação por largura de pulso é base para o desenvolvimento do sistema estudado. Então, suas características e relações foram levadas em consideração para o desenvolvimento do modelo. Com isso, foi realizado o estudo sobre um sistema de acionamento de máquinas elétricas com terminais abertos de enrolamentos a partir de dois conversores convencionais. Para o acionamento, foi proposta uma técnica de modulação baseada na análise vetorial dos estados de chaveamento no intuito de minimizar a tensão de modo-comum. Além disso, foi realizada uma simulação, considerando condições ideais, a fim de validar a técnica descrita. Os resultados apresentaram a minimização da tensão de modo-comum a partir da escolha de determinados estados de chaveamento.

Palavras-chave: Máquinas elétricas. Conversor de potência. Eletrônica de potência. Modulação – Eletrônica. Modulação de pulso.

ABSTRACT

In power electronics, the study of modulation techniques and topology of converters are widely used in industrial applications for driving electrical machines. In this context, research is always looking for improvements, in general, in the quality of the system, whether increasing efficiency, performance or machine life. The topology of a conventional converter as well as the pulsewidth modulation technique is the basis for the development of the studied system. So, its characteristics and relationships were taken in consideration for the development of the model. Thereby, a study was realized on a drive system for electrical machines with open winding terminals from two conventional converters. For the driving, a modulation technique based on the vector analysis of the switching states was proposed to minimize the common-mode voltage. Besides that, a simulation was realized, considering ideal conditions to validate the described technique and the results presented the minimization of the common mode voltage based on the choice of certain switching states.

Keywords: Electrical machine. Power converter. Power electronics. Modulation – Electronics. Pulse modulation.

LISTAS DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1: Sistema de acionamento tradicional baseado em um conversor trifásico convencional.....	12
Figura 2: Sistema de acionamento OEW baseado em dois conversores trifásicos convencionais.	13
Figura 3: Curva da amplitude da tensão de saída <i>versus</i> índice de modulação das técnicas SPWM, SVPWM e operação de seis pulsos.....	14
Figura 4: Plano vetorial dos estados de chaveamento de um conversor trifásico de dois níveis convencional.....	17
Figura 5: Sistema de acionamento elétrico trifásico OEW com barramento compartilhado ...	18
Figura 6: Sistema de acionamento elétrico trifásico OEW com barramentos isolados.....	19
Figura 7: Representação da transformada de Clarke	25
Figura 8: Plano vetorial espacial da técnica SVPWM proposta para o sistema de acionamento OEW estudado.....	27
Figura 9: Geração do padrão de pulso a partir da técnica PWM.....	32
Figura 10: Resultados de simulação da transformação $\alpha\beta$, considerando (a) referências trifásicas v_{ej}^* e (b) referências ortogonais v_{α}^* e v_{β}^* para $m_a = 1$	34
Figura 11: Resultados de simulação da transformação $\alpha\beta$, considerando (a) referências trifásicas v_{ej}^* e (b) referências ortogonais v_{α}^* e v_{β}^* para $m_a = 0,45$	34
Figura 12: Resultados de simulação da trajetória do vetor de referência V^* dentro hexágono externo formado pelo plano vetorial para $m_a = 1$	35
Figura 13: Resultados de simulação da trajetória do vetor de referência V^* dentro hexágono interno formado pelo plano vetorial para $m_a = 0,45$	36
Figura 14: Resultados de simulação dos (a) setores percorridos pelo vetor de referência e (b) ângulo de fase θ para $m_a = 1$	36
Figura 15: Resultados de simulação dos (a) setores percorridos pelo vetor de referência e (b) ângulo de fase θ para $m_a = 0,45$	37
Figura 16: Resultados de simulação da aplicação da técnica PWM na (a) referência v_{10a}^* e (b) referência v_{10b}^* para geração dos pulsos de comando, considerando $m_a = 1$	37
Figura 17: Resultados de simulação da aplicação da técnica PWM na (a) referência v_{10a}^* e (b) referência v_{10b}^* para geração dos pulsos de comando, considerando $m_a = 0,45$	38

Figura 18: Resultados de simulação da sequência de chaveamento no setor 7, durante um período de comutação T_s , para $m_a = 1$	39
Figura 19: Resultados de simulação da sequência de chaveamento no setor 5, durante um período de comutação T_s , para $m_a = 0,45$	40
Figura 20: Resultados de simulação da (a) tensão de saída v_{e1} e (b) tensões v_{DMV} e v_{CMV} para $m_a = 1$	41
Figura 21: Resultados de simulação da (a) tensão de saída v_{e1} e (b) tensões v_{DMV} e v_{CMV} para $m_a = 0,45$	41

LISTA DE TABELAS

Tabela 1: Estados de chaveamento para eliminação da tensão de modo comum.....	23
Tabela 2: Identificação dos setores do plano vetorial espacial.....	28
Tabela 3: Sequência de comutação dos setores.	33
Tabela 4: Todos os estados de chaveamento do sistema de acionamento OEW considerando dois conversores trifásicos convencionais.	44

SUMÁRIO

1 INTRODUÇÃO	11
1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA.....	15
1.2 OBJETIVO GERAL.....	15
1.2.1 Objetivos específicos.....	15
1.3 APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA DE PESQUISA.....	15
1.4 JUSTIFICATIVAS DA PESQUISA.....	16
1.5 HIPÓTESES DA PESQUISA	16
2 MODELO E TÉCNICA DE MODULAÇÃO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO OEW	20
2.1 MODELO DO SISTEMA	20
2.2 TÉCNICA DE MODULAÇÃO	22
2.2.1 Etapa 1. Projeção das referências de tensão em vetores complexos	24
2.2.2 Etapa 2. Determinação dos vetores espaciais e a construção do plano vetorial espacial.....	26
2.2.3 Etapa 3. Identificação dos setores e suas fronteiras	27
2.2.4 Etapa 4. Escolha de aplicação dos estados de chaveamento redundantes (definição da sequência de chaveamento)	28
2.2.5 Etapa 5. Cálculo do tempo de aplicação dos vetores.....	29
2.2.6 Etapa 6. Determinação das tensões de polo normalizadas e obtenção do padrão PWM dos pulsos de comando.....	30
3 RESULTADOS E DISCUSSÕES	33
4 CONCLUSÕES.....	43
4.1 TRABALHOS FUTUROS	43
REFERÊNCIAS	44
APÊNDICES.....	45

1 INTRODUÇÃO

Antes do advento dos dispositivos semicondutores de estado sólido, em meados dos anos 60, as máquinas de corrente contínua (CC) eram mais utilizadas em unidades de velocidade variável. No entanto, máquinas CC apresentam as desvantagens de um elevado custo, elevada inércia do rotor e problemas de manutenção com comutadores e escovas, ademais, não sendo recomendável operá-las em ambientes sujos e explosivos. Em contrapartida, as máquinas de corrente alternada (CA) de modo geral não apresentam tais desvantagens, em especial, as máquinas de indução com rotor gaiola de esquilo e de ímãs permanentes. Portanto, máquinas CC foram substituídas por máquinas CA ao longo das últimas décadas, em virtude, principalmente, do desenvolvimento de modernos dispositivos semicondutores que possibilitou a variação de velocidade em máquinas CA através do uso de inversores de frequência.

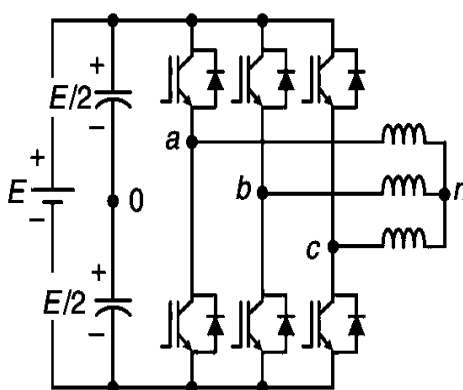
Conforme apresentado em [1], o setor industrial tem consumido cerca de 40% de toda a eletricidade gerada no mundo, segundo a IEA (do inglês *International Energy Agency*). Além disso, aproximadamente 70% de toda a energia elétrica consumida pelas indústrias é usada pelos milhões de motores elétricos instalados em todo o mundo. Nas indústrias, esses motores encontram aplicações como máquinas acionadoras, compressores, ventiladores, bombas e transportadoras, em praticamente todos os setores industriais (as indústrias de cimento, química, ferro e metal são as que mais consomem energia elétrica). Devido à imensa aplicabilidade dos motores elétricos e à quantidade de energia consumida por eles, verifica-se a importância de estudos e pesquisas por sistemas de acionamento mais eficientes e de alto desempenho. Vale destacar também que motores elétricos não são utilizados apenas em aplicações industriais. Atualmente, com a mudança de hábitos da sociedade e avanços tecnológicos nas pesquisas e dos dispositivos semicondutores, os motores elétricos vêm sendo aplicados na eletrificação de transportes (e.g., veículos elétricos e híbridos) e na geração de energia a partir de fontes renováveis (e.g., energia eólica).

Os métodos de acionamento de máquinas elétricas e de controle de conjugado/velocidade mais eficientes, com maior retorno de investimento, são realizados por meio dos conversores estáticos de potência. De modo geral, os conversores de potência são constituídos por elementos armazenadores de energia e dispositivos semicondutores – chaves e diodos de potência. A partir de um padrão de comando das chaves adequado, os conversores transformam um determinado sinal de entrada em um sinal de saída com amplitude e frequência

ajustáveis, possibilitando o controle do fluxo de potência por exemplo. Essas características fazem com que os conversores sejam utilizados em acionamento de máquinas elétricas para o controle da velocidade de motores.

Aplicações industriais geralmente necessitam de um controle preciso e, para isso, utilizam a estratégia de acionamento de frequência variável (do inglês *variable frequency drive* – VFD), por meios dos conversores de potência CC-CA, também conhecidos por inversores. Mediante uma estratégia de controle adequada, o inversor permite o ajuste automático do conjugado e da velocidade de um motor elétrico para determinadas demandas da aplicação. Dessa forma, pode-se aproveitar as características do motor em múltiplas velocidades com conjugado máximo, em vez de limitar a apenas 60 Hz por exemplo. Além disso, pode-se definir a velocidade do equipamento acionado para uma dada exigência de carga mecânica, sendo possível, ademais, limitar o conjugado de saída ou a corrente de alimentação, caso necessário. Na indústria, o conversor de potência mais utilizado é o trifásico de dois níveis de tensão tipo fonte de tensão (denominado neste trabalho de convencional). Além desse, existem também conversores multiníveis, que são caracterizados por possuírem mais de dois níveis de tensão de polo. O conversor trifásico convencional é constituído por seis dispositivos semicondutores, sendo responsável pelo acionamento de máquinas conectadas em estrela ou delta, tal como mostrado na Figura 1.

Figura 1: Sistema de acionamento tradicional baseado em um conversor trifásico convencional.



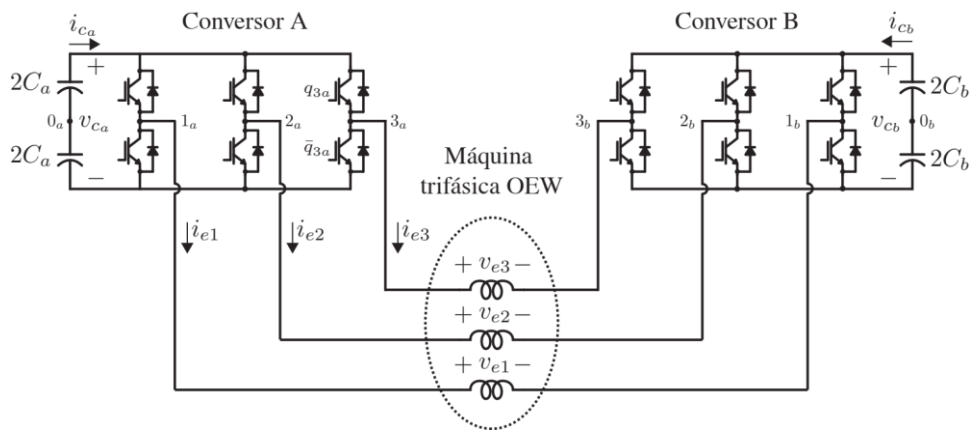
Fonte: SILVA; SANTOS; JACOBINA, 2011.

Sistemas derivados do acionamento elétrico convencional são alternativas interessantes, pois podem prover um melhor desempenho mecânico, rendimento, dentre outras vantagens. Uma dessas alternativas é o acionamento de máquinas elétricas com terminais abertos de

enrolamentos (do inglês *open-end windings* – OEW). Na configuração OEW, conforme mostrado na Figura 2, os enrolamentos do estator permitem a conexão de conversores trifásicos em ambos os lados dos terminais da máquina. Esse tipo de configuração é bastante usual em sistemas de partida estrela-triângulo de máquinas elétricas trifásicas, cujos enrolamentos estatóricos são projetados de modo a permitir o acionamento em delta ou estrela.

Em um sistema de acionamento OEW cada conversor pode ser alimentado por uma fonte CC isolada, cuja tensão nominal pode ser até a metade da requerida por um sistema de acionamento tradicional (e.g., máquina CA em estrela acionada por um único conversor), podendo a entrada de potência pode ser igual em ambos os lados de cada enrolamento. Desse modo, a associação série de conversores concede ao sistema uma capacidade de tolerância a faltas, em virtude da redundância de conversores e uma qualidade superior da forma de onda de saída. Em contrapartida, o sistema fica mais complexo e o custo inicial aumenta devido a maior utilização de dispositivos semicondutores.

Figura 2: Sistema de acionamento OEW baseado em dois conversores trifásicos convencionais.



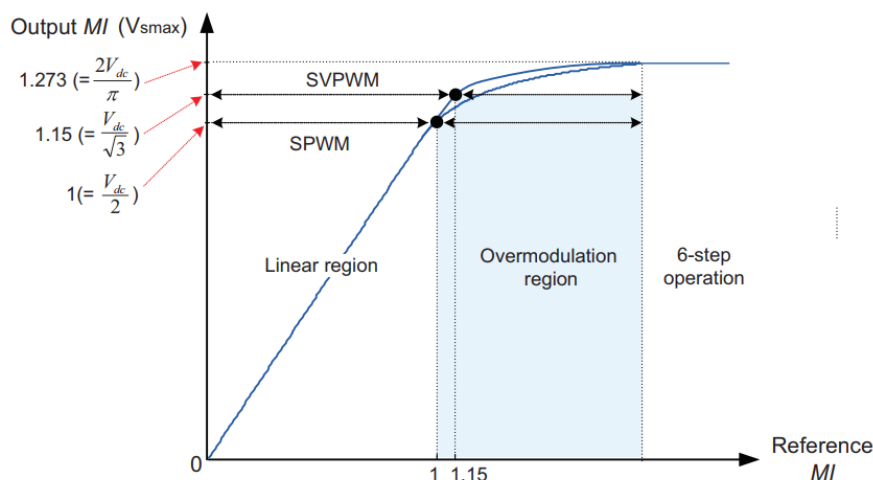
Fonte: Autora

De modo geral, em acionamentos elétricos de máquinas CA, as chaves de potência são controladas em princípio a partir de técnicas de modulação, dentre as mais diversas, tem-se a modulação por largura de pulso (do inglês, *pulsewidth modulation* – PWM) em alta frequência. A partir desse tipo de modulação, pode-se gerar, nos terminais de uma máquina elétrica CA, tensões polifásicas alternadas com amplitude e frequência controláveis. Contudo, em função da modulação em alta frequência, essas tensões de alimentação da máquina possuem componentes de alta frequência que excitam capacitâncias parasitas da máquina, resultando no surgimento de tensões no eixo do rotor e circulação de corrente nos rolamentos da máquina [3].

A principal causa desses efeitos resulta da tensão de modo comum, que, se não controlada adequadamente ou mesmo minimizada, pode causar sérios danos a máquina e consequente redução da vida útil do equipamento. A tensão de modo comum, considerando um conversor convencional, é formada pela tensão entre o neutro da carga e ponto 0 do barramento. Para o sistema proposto, ela é detalhada na seção 2. Para minimizar os efeitos danosos dessa tensão, pode-se avaliar a implementação de novas técnicas de modulação, como o PWM por espaço vetorial (do inglês *space-vector pulsewidth modulation* – SVPWM). Essa estratégia é baseada na análise vetorial de sinais de referência com base nos possíveis estados de chaveamento do conversor. Tipicamente, para sistemas trifásicos, o plano vetorial é obtido a partir da transformação dos sinais trifásicos de referência no plano primitivo (trifásico) para sinais ortogonais em um plano $\alpha\beta$ (bifásico), o qual pode ser representado em um plano complexo.

A técnica SVPWM possui algumas vantagens em comparação a modulação convencional (do inglês *sinusoidal pulsewidth modulation* – SPWM). Em [4], são apresentadas as limitações das tensões de saída para técnicas PWM. Conforme apresentado na Figura 3, a SVPWM possui maior faixa de operação na região linear, cerca de 15% a mais em relação a SPWM, por consequência utiliza-se, para uma mesma aplicação, barramento CC com tensão menor. Além disso, destaca-se a possibilidade de escolher de forma ótima os estados de chaveamento, resultando em um menor nível de conteúdo harmônico na saída.

Figura 3: Curva da amplitude da tensão de saída *versus* índice de modulação das técnicas SPWM, SVPWM e operação de seis pulsos.



Fonte: KIM, 2017.

Tratando-se do sistema de acionamento de máquinas OEW (ou apenas sistema de acionamento OEW), é possível obter 64 possíveis combinações de pulsos para comutação das chaves de potência, resultando, por sua vez, em diversos padrões de sequência de pulsos. A cada combinação de estado de comutação está associado um dado vetor de comando. Esses vetores estão representados no plano $\alpha\beta$ e são utilizados para o cálculo do tempo de comutação das chaves de potência. Dessa forma, pode-se escolher uma sequência de padrão de chaveamento para minimizar a tensão de modo comum.

1.1 OBJETIVO GERAL

- Desenvolver uma metodologia de técnica de modulação SVPWM, a partir da análise do plano vetorial dos estados de chaveamento, para minimizar a tensão de modo comum em motores elétricos trifásicos OEW, acionados por dois conversores estáticos de potência, um em cada lado do terminal da máquina, com barramentos CC isolados e simétricos.

1.1.1 Objetivos específicos

- Estudar a topologia do sistema de acionamento OEW e desenvolver o modelo;
- Estudar e desenvolver uma metodologia para implementação da técnica SVPWM em sistema de acionamento OEW com barramentos CC isolados e simétricos;
- Identificar os estados de chaveamento do sistema para minimizar a tensão de modo comum e representá-los em um plano vetorial;
- Identificar os setores do plano vetorial e calcular o tempo de aplicação dos vetores para construção do padrão de pulsos PWM;
- Realizar simulações para avaliar o desempenho da topologia estudada frente à estratégia SVPWM.

1.2 APRESENTAÇÃO DO PROBLEMA DE PESQUISA

O sinal de comando dos dispositivos semicondutores (e.g., MOSFETs e IGBTs) dos conversores de potência é gerado por meio da PWM, usualmente, realizada em alta frequência de chaveamento para diminuir o conteúdo harmônico das tensões de saída. As tensões de saída de um conversor são formadas pelas tensões de polo e uma componente de sequência zero, denominada tensão de modo comum. Nesse contexto, componentes de alta frequência da tensão de modo comum resultam em tensão no eixo do rotor e fazem circular correntes através das

capacitâncias parasitas presentes na máquina, entre o estator e o rotor. Devido à alta frequência de operação, a impedância associada a essas capacitâncias torna-se pequena e assim é criado um caminho de baixa impedância para correntes. Essas correntes retornam para a terra através dos rolamentos, degradando o motor. Por isso, propõe-se reduzir a tensão de modo comum de um sistema de acionamento OEW, a partir da seleção dos estados de chaveamento dos conversores de potência aplicando a técnica SVPWM.

1.3 JUSTIFICATIVAS DA PESQUISA

O uso de PWM em alta frequência resulta em tensões de saída dos conversores com menor conteúdo harmônico. Por outro lado, componentes de alta frequência na tensão de modo comum são geradas. A tensão de modo comum em alta frequência causa o surgimento de tensão no eixo do rotor e a circulação de corrente nos rolamentos, levando os rolamentos a falhas prematuras e consequente redução da vida útil do motor. Em certos casos, os rolamentos podem ser rompidos, paralisando o funcionamento da máquina. Devido ao aumento do custo de manutenção, a atenção na proteção dos rolamentos do motor aumentou. Entre as soluções conhecidas, como o uso de escovas, rolamentos isolados, blindagem eletrostática e o uso de filtros passivos para redução da tensão de modo comum, porém essas soluções podem não ser tão eficazes se utilizadas por um longo período. Porém, com o avanço dos sistemas digitais é possível utilizar soluções ativas. Então, pode-se implementar estratégias de modulação para reduzir os efeitos danosos dessa tensão.

1.4 HIPÓTESES DA PESQUISA

As tensões de saída de um conversor de potência geradas a partir da modulação em alta frequência, tem uma componente de modo comum que interfere negativamente na integridade das máquinas elétricas. Essa componente está diretamente relacionada com a sequência dos estados de chaveamento do conversor. Portanto, o uso de uma estratégia adequada de modulação permite minimizar os efeitos da tensão de modo comum.

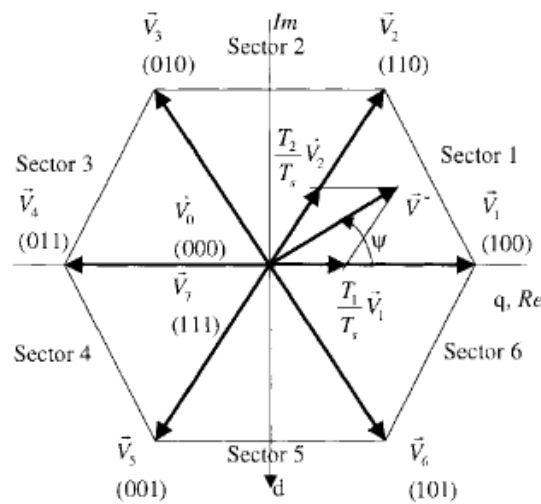
1.5 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A modulação por espaço vetorial – SVPWM – foi desenvolvida nos anos 90, sendo realizada a partir de um plano complexo formado por vetores espaciais e um de referência. Para o conversor trifásico convencional, os vetores espaciais estão divididos em seis setores,

formando um hexágono regular, sendo definidos pelos possíveis estados de comutação do conversor, conforme ilustrado na

Figura 4. Pode-se observar no plano vetorial que esse conversor possui oito estados de comutação, os quais seis são vetores ativos ($\vec{V}_1$ a $\vec{V}_6$) e dois são vetores nulos redundantes ($\vec{V}_0$ a $\vec{V}_7$). Os setores são delimitados pelos vetores espaciais, sendo localizados a partir da trajetória do vetor de referência ($\vec{V}^*$).

Figura 4: Plano vetorial dos estados de chaveamento de um conversor trifásico de dois níveis convencional.



Fonte: BLASKO, 1997.

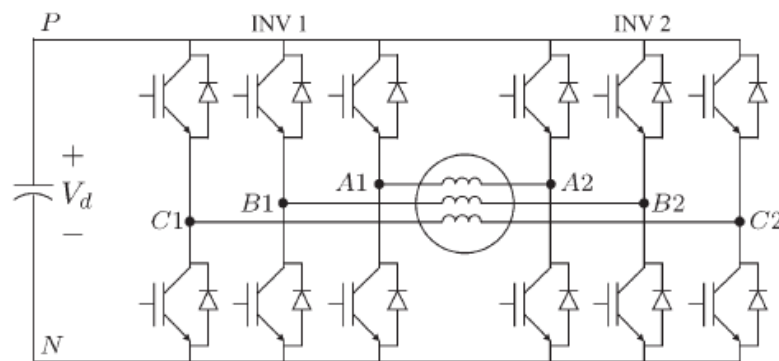
Na literatura, pode-se encontrar diversos trabalhos que exploraram a SVPWM aplicada a conversores trifásicos convencionais [5]–[7]. Por exemplo em [5], foi utilizada a modulação vetorial com um fator variável K_0 (proporcional ao tempo de aplicação dos vetores nulos) na duração de aplicação dos vetores de estado zero em vez de se utilizar o mesmo tempo para esses vetores. Nesse caso, esse fator foi introduzido para estender linearidade e reduzir perdas por comutação. Além disso, a partir da modulação vetorial, pôde-se diminuir a distorção harmônica total (do inglês *total harmonic distortion* – THD), reduzir perdas por comutação e minimizar componentes indesejáveis decorrente da modulação em alta frequência, como as tensões de modo diferencial e de modo comum. Em [6], foi estudada a relação entre SVPWM e o PWM baseado na portadora, utilizando o fator variável K_0 para gerar formas de onda contínuas e descontínuas na região linear da modulação. Em [7], a estratégia foi utilizada para reduzir a tensão de modo comum, utilizando um conjunto de vetores espaciais virtuais construídos a

partir de vetores espaciais estacionários, aplicados à um inversor de dois níveis podendo ser estendida para inversores multiníveis.

Nos sistemas de acionamento OEW, o desenvolvimento de técnicas baseadas na SVPWM também é bem consolidado na literatura. Devido ao elevado número de estados de comutação, a implementação da modulação aplicada nos sistemas de acionamento OEW baseia-se na extensão do uso da técnica SVPWM clássica. Além disso, a implementação da modulação depende da topologia do sistema de acionamento OEW. Em outras palavras, cada conversor de potência pode ser alimentado por barramentos CC compartilhados e simétricos, barramentos CC isolados ou barramentos CC separados com um barramento isolado e outro flutuante, possuindo ou não o mesmo nível de tensão (ou seja, simétrico ou assimétrico, respectivamente).

Para cada tipo de alimentação existe uma forma de melhor aproveitar as características da SVPWM. Por exemplo, um sistema de acionamento OEW baseado em conversores convencionais com barramento CC compartilhado foi avaliado em [8], conforme se apresenta na Figura 5. Propôs-se uma estratégia SVPWM, a fim de eliminar a tensão de modo diferencial, fazendo com que as tensões de modo comum individual de cada conversor fossem iguais. Nesse caso, implementou-se a modulação dos conversores de forma desacoplada (i.e., isolada), explorando os oito estados de chaveamento de cada conversor.

Figura 5: Sistema de acionamento elétrico trifásico OEW com barramento compartilhado

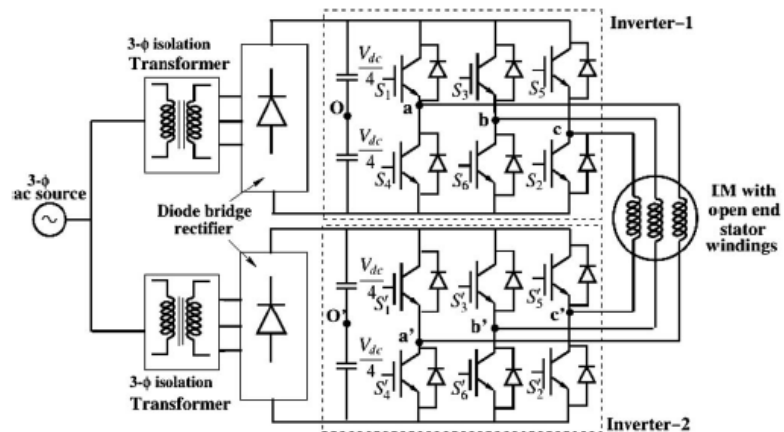


Fonte: SOMANI, 2013.

Em [9], o sistema apresentado na Figura 6 também foi tratado de forma desacoplada, utilizando cinco combinações de comutação para cada um. Porém, nesse caso, o sistema de acionamento OEW era baseado na topologia com barramentos CC isolados. Assim, faz-se necessário minimizar a tensão de modo comum total, que é dada pela média aritmética das

tensões de modo comum individuais. A partir dos resultados obtidos, é possível observar que a SVPWM de forma desacoplada é eficaz em relação a minimização da tensão de modo comum (nos sistemas com barramentos CC isolados) ou quanto à minimização da tensão de modo diferencial (nos sistemas com barramentos CC compartilhados). Porém, quando trabalhamos de forma acoplada, é possível explorar os estados redundantes e obter vantagens como: redução de perdas por comutação e redução do conteúdo harmônico das tensões de saída.

Figura 6: Sistema de acionamento elétrico trifásico OEW com barramentos isolados



Fonte: KALAISELVI; SRINIVAS, 2015.

2 MODELO E TÉCNICA DE MODULAÇÃO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO OEW

O sistema estudado é composto por dois conversores convencionais alimentados por barramentos CC isolados como representado na Figura 2. Nesta configuração do sistema, têm-se dois dispositivos semicondutores em cada braço do conversor que devem comutar de forma complementar, visto que os dispositivos localizados no mesmo braço não podem estar ligados ao mesmo tempo, para evitar um curto-circuito do barramento CC. Assim, cada braço possui, apenas dois estados de comutação, resultando 64 combinações de estados de chaveamento no total. Dessa forma, pode-se sintetizar até nove níveis de tensão de saída, conforme se apresenta na Tabela 4 do Apêndice A, tornando mais vantajosa a aplicação da técnica vetorial, devido a possibilidade de escolher os estados de chaveamento para sintetizar as tensões da melhor forma desejada.

2.1 MODELO DO SISTEMA

Analizando as malhas do circuito da Figura 2, as tensões de fase (v_{ei}) da máquina OEW podem ser determinadas por

$$v_{ei} = v_{ia} - v_{ib} \quad (1)$$

em que $i = \{1, 2, 3\}$ representa a fase do sistema.

As tensões v_{ia} e v_{ib} representam, respectivamente, as tensões de saída dos inversores A e B, e podem ser apresentadas de forma sucinta por v_{ik} considerando $k = a$ em referência ao inversor A e $k = b$ em referência ao inversor B. Além disso, as tensões de polo trifásicas (v_{i0k}) dos inversores podem ser expressas em função das respectivas tensões v_{ik} e da tensão no polo '0k' dos respectivos barramentos CC, tal como segue:

$$v_{i0k} = v_{ik} + v_{0k} \quad (2)$$

Para ambos os inversores A e B, as tensões de polo v_{i0k} possuem dois níveis de tensão e podem ser representadas em função dos estados de comutação das chaves de potência (q_{ik}), em que $q_{ik} = 1$ significa chave ligada e $q_{ik} = 0$ significa chave desligada. Além disso, há o estado de comutação complementar representado por $\bar{q}_{ik} = 1 - q_{ik}$, o qual indica o funcionamento da chave inferior dos conversores. Por exemplo, a tensão v_{30a} assume valor de tensão $+v_{ca}/2$ se $q_{3a} = 1$ e $\bar{q}_{3a} = 0$, e assume valor de tensão $-v_{ca}/2$ se $q_{3a} = 0$ e $\bar{q}_{3a} = 1$. Portanto, tem-se que

$$v_{i0k} = q_{ik} \frac{v_{ck}}{2} - \bar{q}_{ik} \frac{v_{ck}}{2} \quad (3)$$

em que v_{ck} representa as tensões dos barramentos CC. Como $\bar{q}_{ik} = 1 - q_{ik}$, pode-se simplificar (3) para

$$v_{i0k} = (2q_{ik} - 1) \frac{v_{ck}}{2} \quad (4)$$

Portanto, pode-se expressar as tensões v_{ei} , isolando v_{ik} em (2) e substituindo em (1), por

$$v_{ei} = v_{i0a} - v_{i0b} - v_{0ab} \quad (5)$$

em que $v_{0ab} = v_{0a} - v_{0b}$ representa a componente de tensão de modo diferencial (do inglês *differential-mode voltage* – DMV) (v_{DMV}) do sistema.

Para um sistema equilibrado, tem-se que

$$\sum_{i=1}^3 v_{ei} = 0 \quad (6)$$

Logo, de (5) e (6), obtêm-se que

$$v_{0ab} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 v_{i0a} - \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 v_{i0b} \quad (7)$$

$$\Rightarrow v_{DMV} = v_{CMVa} - v_{CMVb} \quad (8)$$

em que $v_{CMVa} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 v_{i0a}$ e $v_{CMVb} = \frac{1}{3} \sum_{i=1}^3 v_{i0b}$.

Nota-se em (7) que a tensão v_{0ab} é a diferença entre o somatório das tensões de polo trifásicas de cada inversor. Ambos os somatórios representam a tensão de modo comum (do inglês *common-mode voltage* – CMV) de cada inversor. Conforme em (8), em um sistema de acionamento OEW, a tensão v_{DMV} é a diferença entre as tensões de modo comum individuais, de maneira que a tensão de modo comum resultante (v_{CMV}) é dada pela soma por

$$v_{CMV} = \frac{1}{2} (v_{CMVa} + v_{CMVb}) \quad (9)$$

Considerando que os barramentos CC são separados e alimentados por fontes isoladas, a distribuição de tensão entre os barramentos CC pode ser assimétrica ou simétrica. Em um cenário assimétrico, o número de níveis de tensão pode ser maximizado utilizando os estados de chaveamento para gerar níveis intermediários.

Vale salientar que cada barramento CC pode ser alimentado por fontes CC isoladas, mas também há a possibilidade de o sistema operar com um barramento CC flutuante. Se por um lado a operação com um barramento CC flutuante reduz o número de fontes CC isoladas, por

outro, o valor máximo do índice de modulação (m_a) é restrito para manter o balanço de tensão do capacitor flutuante.

Em um cenário simétrico, o número de estados redundantes disponíveis é maior que em um cenário assimétrico, podendo ser utilizados, por exemplo, para i) equilibrar tensões de capacitores CC em topologias multiníveis e ii) minimizar correntes de fugas e outros efeitos indesejáveis resultantes de um chaveamento em alta frequência.

Assim, um fator de distribuição de potência (k_0) pode ser introduzido de modo a dividir as tensões dos barramentos de maneira simétrica ($k_0 = 0,5$) ou assimétrica ($k_0 \neq 0,5$), tal que $0 \leq k_0 \leq 1$. Em vista disso, as tensões v_{ca} e v_{cb} podem ser expressas por

$$v_{ca} = k_0 V_{dc} \quad (10)$$

$$v_{cb} = (1 - k_0) V_{dc} \quad (11)$$

em que $V_{dc} = v_{ca} + v_{cb}$ é a tensão total dos barramentos requerida para alimentar uma máquina com amplitude de tensão igual a $V_e = \frac{1}{2} m_a V_{dc}$.

A máxima tensão gerada pelos inversores pode ser calculada, a partir de (5), observando que

$$v_{ei} - v_{e\bar{i}} = (v_{i0a} - v_{\bar{i}0a}) - (v_{i0b} - v_{\bar{i}0b}) \quad (12)$$

com $i = \{1, 2, 3\}$ e $\bar{i} \neq i$. Como v_{ej} faz parte de um sistema trifásico equilibrado, ou seja,

$$v_{ei} = V_e \cos\left(\omega t - (i - 1) \frac{2\pi}{3}\right) \quad (13)$$

a máxima amplitude de $v_{ei} - v_{e\bar{i}}$ é igual a $\sqrt{3}V_e$. Desde que $\max\{(v_{i0a} - v_{\bar{i}0a}) - (v_{i0b} - v_{\bar{i}0b})\} = V_{dc}$ e $\min\{(v_{i0a} - v_{\bar{i}0a}) - (v_{i0b} - v_{\bar{i}0b})\} = -V_{dc}$, para os inversores produzirem uma tensão de amplitude V_e , é necessário utilizar uma tensão de barramento V_{dc} com valor mínimo de $\sqrt{3}V_e$.

2.2 TÉCNICA DE MODULAÇÃO

Neste trabalho, é considerado um sistema com barramentos isolados e simétricos, ou seja, tem-se $k_0 = 0,5$ em (10) e (11). Assim, uma vez desenvolvido o modelo do sistema, pode-se utilizar as possíveis combinações dos estados de chaveamento para melhorar o desempenho do sistema, como minimizar a tensão de modo comum (v_{CMV}) por exemplo. Para essa finalidade, pode-se reescrever (9) em função dos estados de chaveamento utilizando (4), resultando em

$$v_{CMV} = \frac{1}{2} \frac{V_{dc}}{12} [(2q_{1a} + 2q_{2a} + 2q_{3a} - 3) + (2q_{1b} + 2q_{2b} + 2q_{3b} - 3)] \quad (14)$$

Simplificando (14), obtém-se

$$v_{\text{CMV}} = \frac{V_{dc}}{12}(q_{1a} + q_{2a} + q_{3a} + q_{1b} + q_{2b} + q_{3b} - 3) \quad (15)$$

A partir de (15), pode-se observar que para eliminar a tensão v_{CMV} , é necessário que três chaves de potência estejam acionadas e três sem conduzir. Desse modo, o total de possibilidades de estados de chaveamento utilizado é reduzido para 20, conforme se apresenta na Tabela 1. Destaca-se que se tratando de um sistema OEW com barramentos CC isolados, é de interesse para um melhor desempenho do sistema minimizar a tensão v_{CMV} . Por outro lado, no caso de um sistema OEW com barramento CC compartilhado, poder-se-ia adotar metodologia similar, delimitando as combinações de estados de chaveamento para minimizar a tensão de modo diferencial v_{DMV} .

Tabela 1: Estados de chaveamento para eliminação da tensão de modo comum.

Vetor	q_{1a}	q_{2a}	q_{3a}	q_{1b}	q_{2b}	q_{3b}	v_{CMVa}	v_{CMVb}	v_{DMV}	v_{CMV}	v_{e1}
$\mathbf{V}_{07}$	0	0	0	1	1	1	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0
$\mathbf{V}_{11}$	0	0	1	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{13}$	0	0	1	1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{14}$	0	0	1	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{19}$	0	1	0	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{21}$	0	1	0	1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{22}$	0	1	0	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{25}$	0	1	1	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{26}$	0	1	1	0	1	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{28}$	0	1	1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{35}$	1	0	0	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{37}$	1	0	0	1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{38}$	1	0	0	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{41}$	1	0	1	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$

V_{42}	1	0	1	0	1	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_{44}	1	0	1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V_{49}	1	1	0	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_{50}	1	1	0	0	1	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$
V_{52}	1	1	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V_{56}	1	1	1	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0

Fonte: Autora.

Ao reduzir as possibilidades de chaveamento, reduz-se também o número máximo de níveis da tensão de saída v_{e1} . Comparando a Tabela 4, que contém todos os 64 estados, com a Tabela 1, observa-se que o número máximo de níveis da tensão v_{e1} foi reduzido de nove para sete níveis de tensão.

Assim, diante dos 20 possíveis estados de chaveamento que eliminam a tensão de modo comum, propõe-se aplicar a técnica SVPWM para geração de padrão de pulsos de comandos para as chaves de potência dos conversores. Para isso, apresenta-se uma metodologia para implementação da técnica de modulação vetorial para o sistema de acionamento OEW com base nas seguintes etapas:

1. Projeção das referências de tensão em vetores complexos;
2. Determinação dos vetores espaciais (estacionários) e a construção do plano vetorial espacial;
3. Identificação dos setores e suas fronteiras
4. Escolha de aplicação dos estados de chaveamento redundantes (definição da sequência de chaveamento);
5. Cálculo do tempo de aplicação dos vetores;
6. Determinação das tensões de polo normalizadas e obtenção do padrão de pulso PWM.

2.2.1 Etapa 1. Projeção das referências de tensão em vetores complexos

Diante da etapa 1, considerando o sistema de acionamento OEW trifásico, pode-se definir as referências de tensões de fase (v_{ej}^*) da máquina elétrica, tal como segue:

$$v_{e1}^* = V_e^* \cos(\omega_e^* t) \quad (16)$$

$$v_{e2}^* = V_e^* \cos(\omega_e^* t - 2\pi/3) \quad (17)$$

$$v_{e3}^* = V_e^* \cos(\omega_e^* t - 4\pi/3) \quad (18)$$

em que ω_e^* é a referência da frequência angular estatórica da máquina e V_e^* é a referência da amplitude de tensão cujo valor em regime permanente é $V_e^* = \frac{1}{2} m_a V_{dc}$ para um dado valor de m_a . Assim, de acordo com (2), expressam-se, então, as tensões v_{i0k}^* por

$$v_{i0k}^* = v_{ik}^* + v_{0k}^* \quad (19)$$

Assim, o sistema trifásico pode ser representado como três componentes independentes no plano em um eixo separado de 120° cada um. Para que esse sistema seja representado em um sistema vetorial pode-se utilizar a Transformada de Clarke. Essa transformada decompõe as componentes trifásicas em componentes ortogonais, mais uma componente de sequência zero, em um referencial estacionário $\alpha\beta$ da seguinte forma:

$$\begin{bmatrix} v_0^* \\ v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{e1}^* \\ v_{e2}^* \\ v_{e3}^* \end{bmatrix} \quad (20)$$

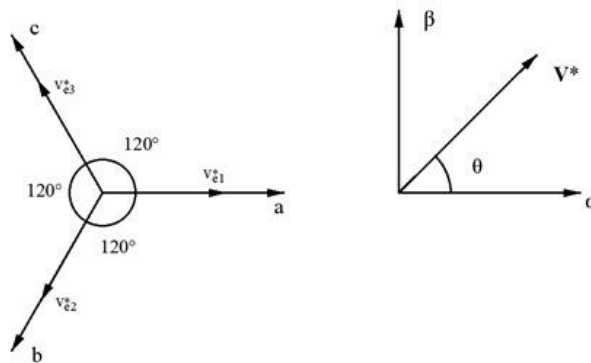
Para tensões trifásicas equilibradas, tem-se $v_0^* = 0$, então, as componentes ortogonais $\alpha\beta$ podem ser representadas por um único vetor complexo tal como segue

$$\mathbf{V}^* = v_\alpha^* + jv_\beta^* \quad (21)$$

Essa representação pode ser observada a partir dos planos ilustrados na

Figura 7. Neste caso, o vetor de tensão $\mathbf{V}^*$ é um vetor complexo que representa as referências trifásicas v_{ei}^* .

Figura 7: Representação da transformada de Clarke



Fonte: Autora.

2.2.2 Etapa 2. Determinação dos vetores espaciais e a construção do plano vetorial espacial

Partindo do raciocínio da etapa 1, pode-se determinar os vetores espaciais para construção do plano vetorial espacial tendo em conta (1) e (2), sendo v_{ei} representado por (5). Dessa forma, obtêm-se

$$\begin{bmatrix} v_0 \\ v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} v_{10a} - v_{10b} \\ v_{20a} - v_{20b} \\ v_{30a} - v_{30b} \end{bmatrix} \quad (22)$$

Substituindo (4) em (22), obtêm-se

$$v_\alpha = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{2} \left[\left(q_{1a} - \frac{1}{2} q_{2a} - \frac{1}{2} q_{3a} \right) - \left(q_{1b} - \frac{1}{2} q_{2b} - \frac{1}{2} q_{3b} \right) \right] \quad (23)$$

$$v_\beta = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{2} \left[\left(\frac{\sqrt{3}}{2} q_{2a} - \frac{\sqrt{3}}{2} q_{3a} \right) - \left(\frac{\sqrt{3}}{2} q_{2b} - \frac{\sqrt{3}}{2} q_{3b} \right) \right] \quad (24)$$

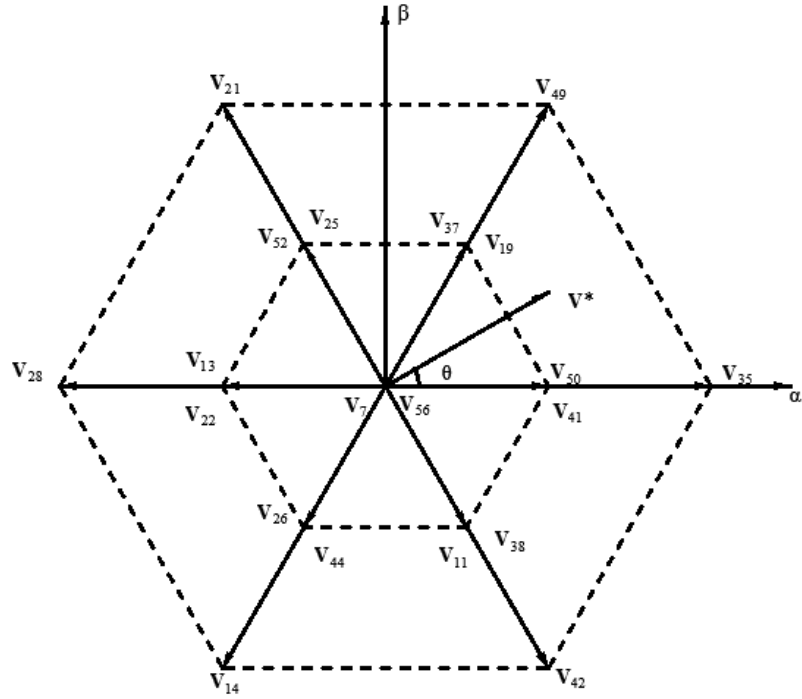
Portanto, tal como em (21), pode-se determinar os vetores espaciais por

$$\mathbf{V} = v_\alpha + jv_\beta \quad (25)$$

Por exemplo, aplicando a combinação $[q_{1a}, q_{2a}, q_{3a}, q_{1b}, q_{2b}, q_{3b}] = [0, 0, 1, 1, 1, 0]$ em (22) e (23) é obtido o vetor ativo $\mathbf{V}_{14}$ que possui módulo $\frac{2}{3} V_{dc}$ e ângulo de $\frac{4}{3}\pi$. Desse modo, o procedimento é realizado para todos os estados de chaveamento descritos na Tabela 1. Como resultado, obtêm-se os 20 vetores espaciais, dentre eles 18 ativos igualmente separados por 60° , formando dois hexágonos regulares, e dois vetores nulos que estão no centro do plano vetorial espacial, conforme ilustrado na Figura 8.

Em [9], a técnica SVPWM proposta busca minimizar a tensão v_{CMV} a partir da análise individual dos planos vetoriais espaciais de cada conversor, ou seja, a partir de planos desacoplados. Dessa forma, contudo, é necessário analisar dois planos considerando as 64 possibilidades para se obter o resultado desejado. Neste trabalho, nota-se que a técnica SVPWM é desenvolvida reduzindo as 64 combinações em apenas 20 a partir do modelo do sistema. Assim, apenas um plano vetorial é construído, no qual todos os seus estados de chaveamento, para qualquer sequência, resultam em v_{CMV} nulo.

Figura 8: Plano vetorial espacial da técnica SVPWM proposta para o sistema de acionamento OEW estudado.



Fonte: Autora.

2.2.3 Etapa 3. Identificação dos setores e suas fronteiras

Após a construção do plano vetorial, é possível observar a disposição de setores e limites do plano, de modo a definir quais vetores espaciais utilizar na representação do vetor referência $\mathbf{V}^*$ durante sua trajetória. Para a identificação dos setores, visto que há dois hexágonos no plano, é necessário conhecer a amplitude (ρ) e o ângulo (θ) do vetor $\mathbf{V}^*$ a partir de (21). Desse modo, obtêm-se

$$\rho = \sqrt{v_{\alpha}^{*2} + v_{\beta}^{*2}} \quad (26)$$

$$\theta = \tan^{-1} \left(\frac{v_{\beta}^*}{v_{\alpha}^*} \right) \quad (27)$$

A partir de (26) e (27), definem-se os setores conforme descritos na Tabela 2, bem como os vetores ativos $\mathbf{V}_x$ e $\mathbf{V}_y$, que denotam genericamente os vetores espaciais de cada setor. Por exemplo, no setor 7, o vetor referência $\mathbf{V}^*$ deve ser reproduzido a partir dos vetores ativos $\mathbf{V}_x = 35$ e $\mathbf{V}_y = 49$ (i.e., $\mathbf{V}_{35}$ e $\mathbf{V}_{49}$, respectivamente) e dos vetores nulos ($\mathbf{V}_{07}$ e $\mathbf{V}_{56}$). Os vetores

nulos são omitidos da Tabela 2, pois eles encontram-se centrados no plano, fazendo parte de todos os setores.

Tabela 2: Identificação dos setores do plano vetorial espacial.

Ângulo	Amplitude	Setor	Vetores	
			V_x	V_y
$0 \leq \theta < \frac{\pi}{3}$	$\rho \leq (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	1	41; 50	19; 37
	$\rho > (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	7	35	49
$\frac{\pi}{3} \leq \theta < \frac{2\pi}{3}$	$\rho \leq (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	2	19; 37	25; 52
	$\rho > (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	8	49	21
$\frac{2\pi}{3} \leq \theta < \pi$	$\rho \leq (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	3	25; 52	13; 22
	$\rho > (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	9	21	28
$\pi \leq \theta < \frac{4\pi}{3}$	$\rho \leq (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	4	13; 22	26; 44
	$\rho > (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	10	28	14
$\frac{4\pi}{3} \leq \theta < \frac{5\pi}{3}$	$\rho \leq (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	5	26; 44	11; 38
	$\rho > (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	11	14	42
$\frac{5\pi}{3} \leq \theta < 2\pi$	$\rho \leq (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	6	11; 38	41; 50
	$\rho > (\sqrt{3}/6) V_{dc}$	12	42	35

Fonte: Autora.

2.2.4 Etapa 4. Escolha de aplicação dos estados de chaveamento redundantes (definição da sequência de chaveamento)

Nesta etapa, é possível escolher as redundâncias a partir do setor no qual o vetor está inserido. Caso o vetor esteja no setor 3, pode-se utilizar os vetores ativos $V_x = 25$ e $V_y = 13$ ou $V_x = 52$ e $V_y = 22$, além dos vetores nulos, V_{07} e V_{56} . No entanto, considerando a setorização realizada na etapa 3, se o vetor estiver no setor 8, pode-se utilizar apenas a combinação $V_x = 49$ e $V_y = 21$ e os vetores nulos. Neste trabalho, foi arbitrada a sequência $V_{07} \rightarrow V_x \rightarrow V_y \rightarrow V_{56} \rightarrow V_y \rightarrow V_x \rightarrow V_{07}$, dada em período de comutação T_s , para validar a técnica proposta.

2.2.5 Etapa 5. Cálculo do tempo de aplicação dos vetores

Após a definição da sequência de chaveamento, é necessário calcular o tempo de aplicação médio dos vetores espaciais V_x e V_y . No caso de amplitude constante, o vetor de

referência percorre uma trajetória circular no hexágono, passando por cada setor que são delimitados genericamente por $\mathbf{V}_x$ e $\mathbf{V}_y$. Desse modo, é possível calcular os tempos de aplicação dos vetores $\mathbf{V}_x$ e $\mathbf{V}_y$ (T_x e T_y , respectivamente), determinando a média do vetor referência $\mathbf{V}^*$ em um período de comutação T_s tal como segue:

$$\frac{1}{T_s} \int_0^{T_s} \mathbf{V}^* dt = \frac{1}{T_s} \int_0^{T_x} \mathbf{V}_x dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_x}^{T_x+T_y} \mathbf{V}_y dt + \frac{1}{T_s} \int_{T_x+T_y}^{T_s-T_x-T_y} \mathbf{V}_0 dt \quad (28)$$

em que $\mathbf{V}_0$ representa o(s) vetor(es) nulo(s). Sabendo que $\mathbf{V}_0$ assume valor nulo, a partir de (28), obtém-se

$$\mathbf{V}^* = \mathbf{V}_x \frac{T_x}{T_s} + \mathbf{V}_y \frac{T_y}{T_s} \quad (29)$$

Para determinar o tempo de aplicação dos vetores ativos, (29) pode ser expressa separando a parte real e imaginária, resultando em

$$\begin{bmatrix} T_x \\ T_y \end{bmatrix} = T_s M^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha^* \\ v_\beta^* \end{bmatrix} \quad (30)$$

em que M é a representação matricial das componentes reais e imaginárias de $\mathbf{V}_x$ e $\mathbf{V}_y$ tal como segue:

$$M = \begin{bmatrix} \text{Re}(\mathbf{V}_x) & \text{Re}(\mathbf{V}_y) \\ \text{Imag}(\mathbf{V}_x) & \text{Imag}(\mathbf{V}_y) \end{bmatrix} \quad (31)$$

Calculados os tempos de aplicação T_x e T_y , o tempo de aplicação dos vetores nulos é dado por

$$T_0 = T_s - T_x - T_y \quad (32)$$

Além disso, considerando que há dois vetores nulos, é possível distribuir o tempo de aplicação restante por meio de um fator de distribuição (μ) por

$$T_{0i} = T_0 \mu \quad (33)$$

$$T_{0f} = T_0 (1 - \mu) \quad (34)$$

Logo, o tempo de aplicação de $\mathbf{V}_{07}$ e $\mathbf{V}_{56}$ é expresso respectivamente por

$$T_{0i} = \mu(T_s - T_x - T_y) \quad (35)$$

$$T_{0f} = (1 - \mu)(T_s - T_x - T_y) \quad (36)$$

Uma vez determinados os tempos de aplicações dos vetores ativos (T_x e T_y), bem como dos vetores nulos (T_{0i} e T_{0f}), pode-se expressar (28) a partir dos vetores ativos, nulos e tempos de aplicação, da seguinte forma:

$$\mathbf{V}^* = \mathbf{V}_x \frac{T_x}{T_s} + \mathbf{V}_y \frac{T_y}{T_s} + \mathbf{V}_{07} \frac{T_{0i}}{T_s} + \mathbf{V}_{56} \frac{T_{0f}}{T_s} \quad (37)$$

Conforme (37), é possível determinar o padrão de pulsos PWM associando os tempos de aplicação aos respectivos vetores. No entanto, essa solução pode ser complexa a depender do sistema físico que implementa a modulação (tipicamente um sistema digital, por exemplo, microcontrolador ou processador digital de sinais). Como alternativa, após o cálculo do tempo de aplicação e a escolha dos vetores, pode-se determinar as seis referências das tensões de polo e implementar uma solução equivalente à técnica PWM clássica para geração dos pulsos de comando.

2.2.6 Etapa 6. Determinação das tensões de polo normalizadas e obtenção do padrão PWM dos pulsos de comando

Diante da etapa anterior, para se obter as seis referências das tensões de polo, pode-se associar o vetor espacial $\mathbf{V}$ aos estados de chaveamento, a partir de (23), (24) e (25), isolando as partes real e imaginária, tal como segue:

$$\begin{aligned} \mathbf{V} = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{2} & \left[\left(q_{1a} - \frac{1}{2} q_{2a} - \frac{1}{2} q_{3a} \right) + j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} q_{2a} - \frac{\sqrt{3}}{2} q_{3a} \right) \right. \\ & \left. - \left(q_{1b} - \frac{1}{2} q_{2b} - \frac{1}{2} q_{3b} \right) - j \left(\frac{\sqrt{3}}{2} q_{2b} - \frac{\sqrt{3}}{2} q_{3b} \right) \right] \end{aligned} \quad (38)$$

A equação (38) pode ser reescrita como

$$\mathbf{V} = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 & -1 & -a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_{1a} \\ q_{2a} \\ q_{3a} \\ q_{1b} \\ q_{2b} \\ q_{3b} \end{bmatrix} \quad (39)$$

em que $a = 1 \angle 120^\circ$. Assim, os vetores ativos $\mathbf{V}_x$ e $\mathbf{V}_y$ podem ser representados por

$$\mathbf{V}_x = \frac{2}{3} \frac{V_{dc}}{2} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 & -1 & -a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_{1ax} \\ q_{2ax} \\ q_{3ax} \\ q_{1bx} \\ q_{2bx} \\ q_{3bx} \end{bmatrix} \quad (40)$$

$$\mathbf{V}_y = \frac{2V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 & -1 & -a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_{1ay} \\ q_{2ay} \\ q_{3ay} \\ q_{1by} \\ q_{2by} \\ q_{3by} \end{bmatrix} \quad (41)$$

em que q_{ikx} e q_{iky} , lembrando que $i = \{1, 2, 3\}$ e $k = \{a, b\}$, denotam os estados de chaveamentos dos respectivos vetores ativos $\mathbf{V}_x$ e $\mathbf{V}_y$.

Adotando procedimento similar, pode-se expressar o vetor de referência $\mathbf{V}^*$ em função das tensões de polo de referência por

$$\mathbf{V}^* = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 & -1 & -a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{10a}^* \\ v_{20a}^* \\ v_{30a}^* \\ v_{10b}^* \\ v_{20b}^* \\ v_{30b}^* \end{bmatrix} \quad (42)$$

$$\mathbf{V}^* = \frac{2V_{dc}}{3} \begin{bmatrix} 1 & a & a^2 & -1 & -a & a^2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \hat{v}_{10a} \\ \hat{v}_{20a} \\ \hat{v}_{30a} \\ \hat{v}_{10b} \\ \hat{v}_{20b} \\ \hat{v}_{30b} \end{bmatrix} \quad (43)$$

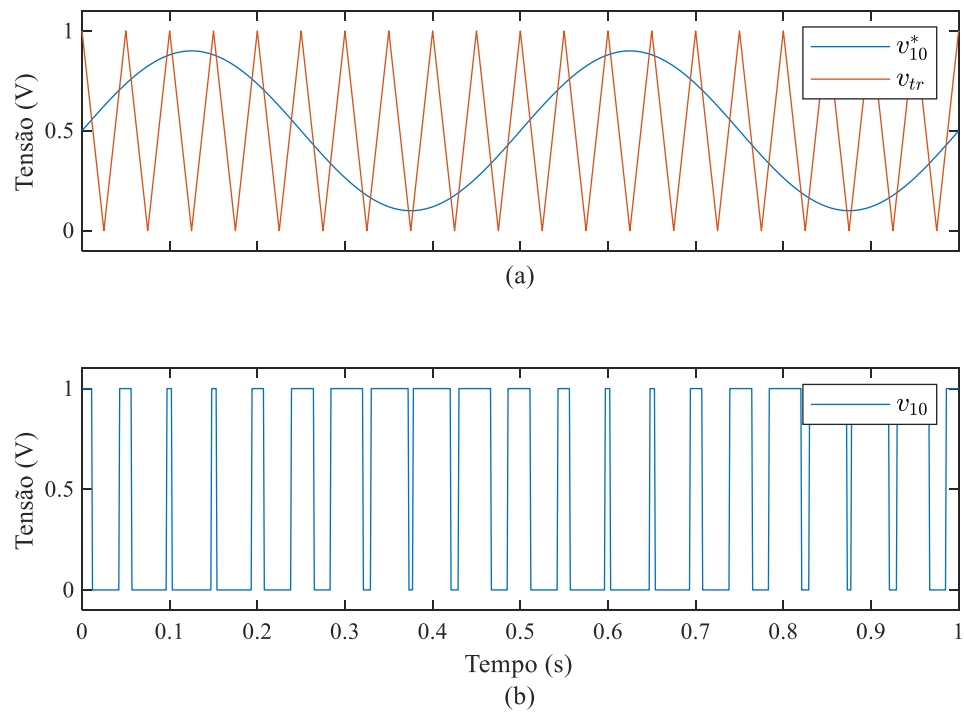
em que $\hat{v}_{i0k}$ são as referências normalizadas das tensões de polo.

Dessa forma, substituindo (40), (41) e (43) em (37), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} \hat{v}_{10a} \\ \hat{v}_{20a} \\ \hat{v}_{30a} \\ \hat{v}_{10b} \\ \hat{v}_{20b} \\ \hat{v}_{30b} \end{bmatrix} = \frac{T_x}{T_s} \begin{bmatrix} q_{1ax} \\ q_{2ax} \\ q_{3ax} \\ q_{1bx} \\ q_{2bx} \\ q_{3bx} \end{bmatrix} + \frac{T_y}{T_s} \begin{bmatrix} q_{1ay} \\ q_{2ay} \\ q_{3ay} \\ q_{1by} \\ q_{2by} \\ q_{3by} \end{bmatrix} + \frac{T_{0i}}{T_s} \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 0 \\ 1 \\ 1 \\ 1 \end{bmatrix} + \frac{T_{0f}}{T_s} \begin{bmatrix} 1 \\ 1 \\ 1 \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (44)$$

Após a determinação das referências das tensões de polo ser realizada, pode-se empregar a técnica de PWM baseado em portadora, conforme apresentado na Figura 9. Na Figura 9(a), observa-se que o sinal modulante v_{10}^* (de baixa frequência) e a portadora v_{tr} (de alta frequência) são comparadas, resultando no sinal modulado v_{10} , cf. Figura 9(b), que é espelho dos pulsos de comando com frequência fixa e largura de pulso variável. Para geração dos pulsos, aplica-se a seguinte lógica de comparação: se a modulante for maior que a portadora, gera-se um sinal de nível alto de modo que a chave de potência feche, caso contrário, gera-se um sinal de nível baixo e chave é aberta.

Figura 9: Geração do padrão de pulso a partir da técnica PWM.



Fonte: Autora.

3 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Para validar a técnica SVPWM, apresentada na seção anterior, o sistema estudado foi simulado no *software* MATLAB, cuja rotina encontra-se descrita no Apêndice B. Para a simulação, considerou-se uma frequência de chaveamento de 5 kHz, barramentos CC separados e simétricos com um total de 540 V e uma frequência elétrica de 50 Hz. Além disso, foram utilizados índices de modulação distintos (i.e., $m_a = 1$ e $m_a = 0,45$) para observar a trajetória do vetor de referência $\mathbf{V}^*$ em ambos os hexágonos. Desta forma, para $m_a \leq \frac{1}{\sqrt{3}}$, o vetor percorre o hexágono interno, caso contrário até $m_a \leq \frac{2}{\sqrt{3}}$, o vetor percorre o hexágono externo. Na Tabela 3, é apresentada a sequência de comutação utilizada para ambos os hexágonos, em que os setores 1 a 6 são aplicados no hexágono interno e os demais no externo.

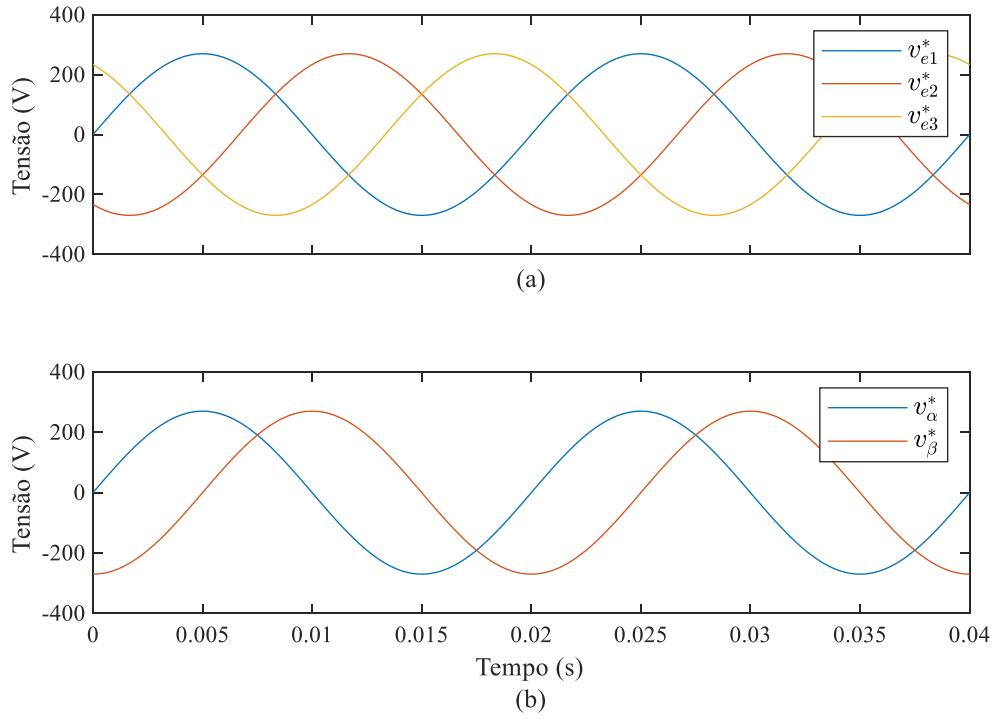
Tabela 3: Sequência de comutação dos setores.

Setor	Sequência de comutação
1	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{50} \rightarrow \mathbf{V}_{19} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{19} \rightarrow \mathbf{V}_{50} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
2	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{19} \rightarrow \mathbf{V}_{25} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{25} \rightarrow \mathbf{V}_{19} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
3	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{25} \rightarrow \mathbf{V}_{13} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{13} \rightarrow \mathbf{V}_{25} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
4	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{13} \rightarrow \mathbf{V}_{44} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{44} \rightarrow \mathbf{V}_{13} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
5	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{44} \rightarrow \mathbf{V}_{38} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{38} \rightarrow \mathbf{V}_{44} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
6	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{38} \rightarrow \mathbf{V}_{50} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{50} \rightarrow \mathbf{V}_{38} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
7	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{35} \rightarrow \mathbf{V}_{49} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{49} \rightarrow \mathbf{V}_{35} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
8	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{49} \rightarrow \mathbf{V}_{21} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{21} \rightarrow \mathbf{V}_{49} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
9	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{21} \rightarrow \mathbf{V}_{28} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{28} \rightarrow \mathbf{V}_{21} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
10	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{28} \rightarrow \mathbf{V}_{14} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{14} \rightarrow \mathbf{V}_{28} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
11	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{14} \rightarrow \mathbf{V}_{42} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{42} \rightarrow \mathbf{V}_{14} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$
12	$\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{42} \rightarrow \mathbf{V}_{35} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{35} \rightarrow \mathbf{V}_{42} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$

Fonte: Autora

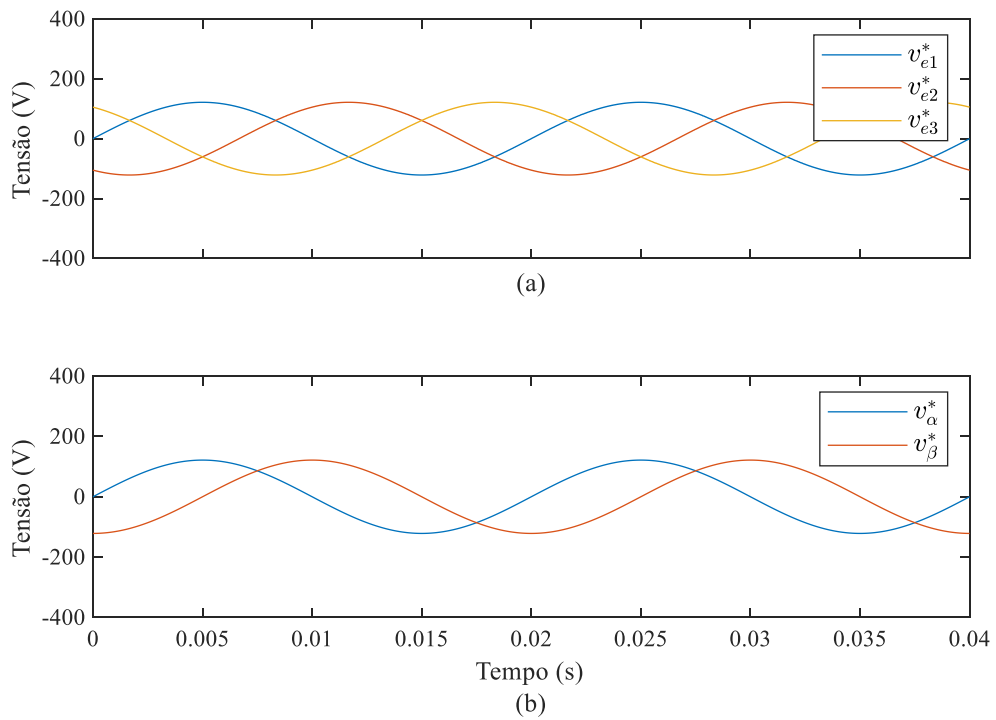
Na Figura 10, observam-se as curvas para $m_a = 1$. Similarmente, na Figura 11 observam-se os mesmos sinais para $m_a = 0,45$. Considerando a matriz de transformação de Clarke dada em (20), verifica-se que, em ambos os cenários, a amplitude das referências no referencial $\alpha\beta$ é a mesma do referencial primitivo.

Figura 10: Resultados de simulação da transformação $\alpha\beta$, considerando (a) referências trifásicas v_{ej}^* e (b) referências ortogonais v_α^* e v_β^* para $m_a = 1$.



Fonte: Autora.

Figura 11: Resultados de simulação da transformação $\alpha\beta$, considerando (a) referências trifásicas v_{ej}^* e (b) referências ortogonais v_α^* e v_β^* para $m_a = 0,45$.

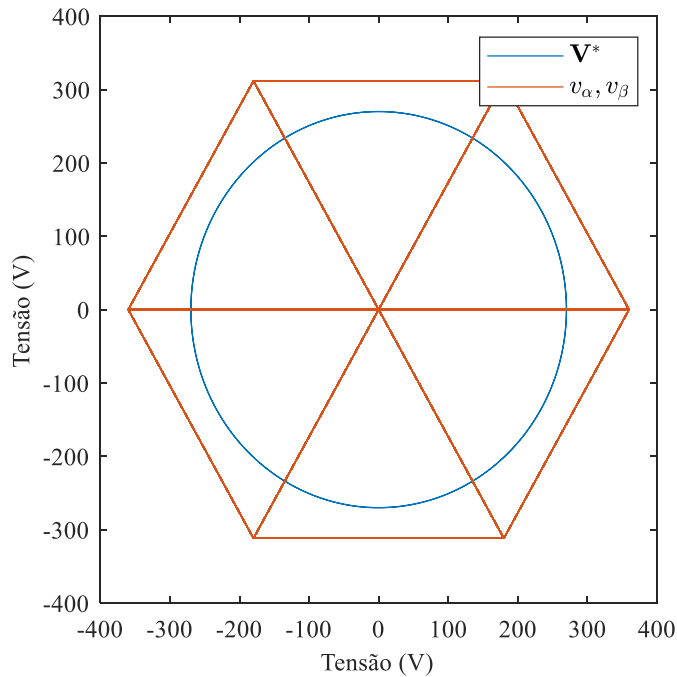


Fonte: Autora

Na Figura 12, a trajetória circular percorrida por $\mathbf{V}^*$ é plotada, bem como os limites de tensão de v_α e v_β para $m_a = 1$ são destacados pelo plano vetorial espacial. Similarmente, na Figura 13, observa-se a trajetória de $\mathbf{V}^*$ para $m_a = 0,45$, porém com um nível de tensão menor devido ao seu índice de modulação. Em seguida, na Figura 14, observa-se em qual setor o vetor $\mathbf{V}^*$ está inserido, a partir da sua posição angular, considerando $m_a = 1$. Quando ocorre a modulação por meio dos vetores do hexágono externo, o vetor $\mathbf{V}^*$ percorre os setores 7 a 12, cf. Figura 14(a), como é esperado, em função do ângulo θ conforme ilustrado na Figura 14(b). De forma análoga ocorre considerando $m_a = 0,45$, cf. Figura 15, em que os setores percorridos são de 1 a 6.

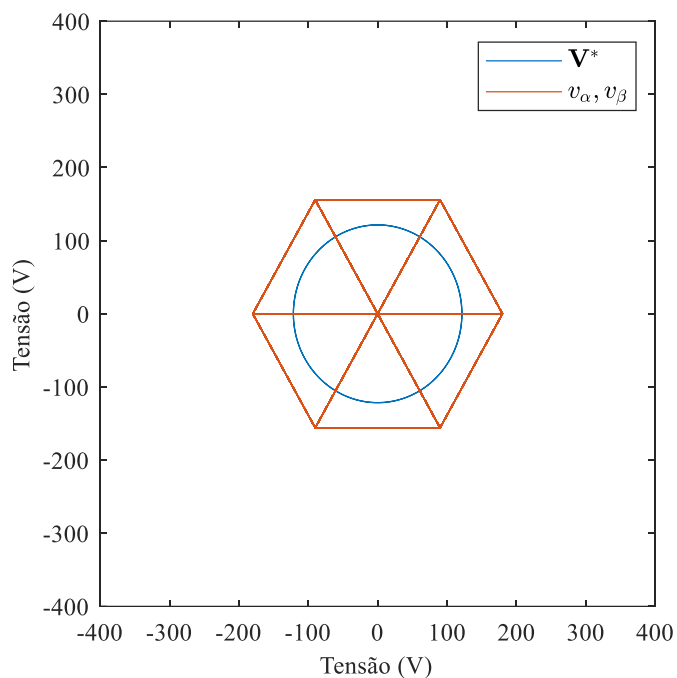
Na Figura 16 e Figura 17, para $m_a = 1$ e $m_a = 0,45$, respectivamente, observa-se a modulação das referências, v_{10a}^* e v_{10b}^* . Nota-se que o índice de modulação está associado à amplitude do vetor de referência $\mathbf{V}^*$ e à amplitude dos vetores espaciais, tendo em vista que os sinais estão normalizados. A partir da modulação desses sinais, comparados com a curva da portadora v_{tr} , gera-se o padrão de pulso PWM.

Figura 12: Resultados de simulação da trajetória do vetor de referência $\mathbf{V}^*$ dentro hexágono externo formado pelo plano vetorial para $m_a = 1$.



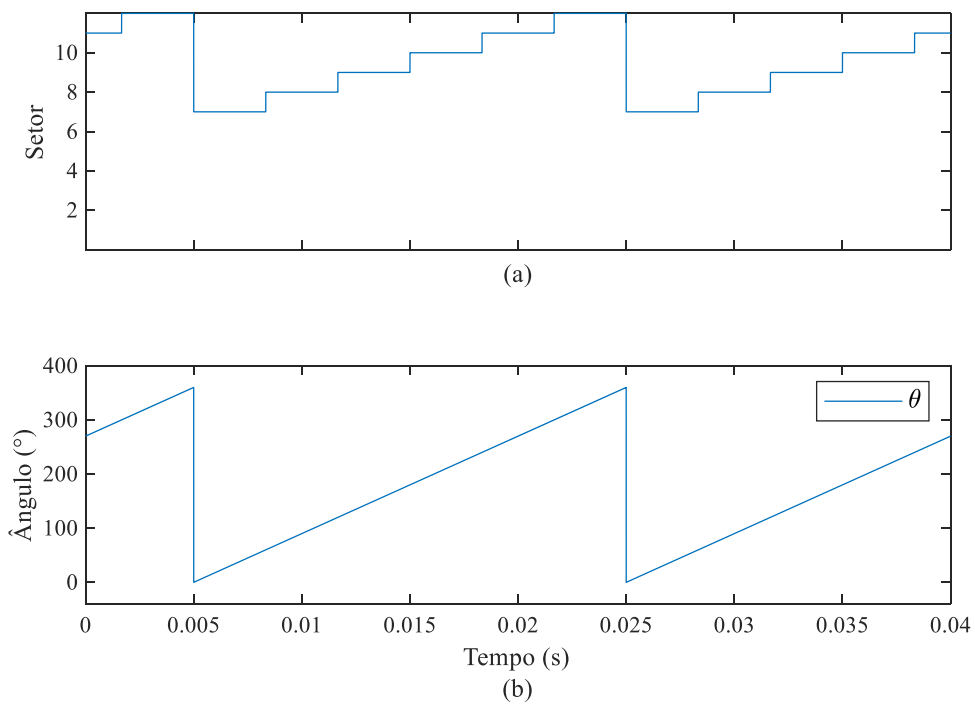
Fonte: Autora.

Figura 13: Resultados de simulação da trajetória do vetor de referência $\mathbf{V}^*$ dentro hexágono interno formado pelo plano vetorial para $m_a = 0,45$.



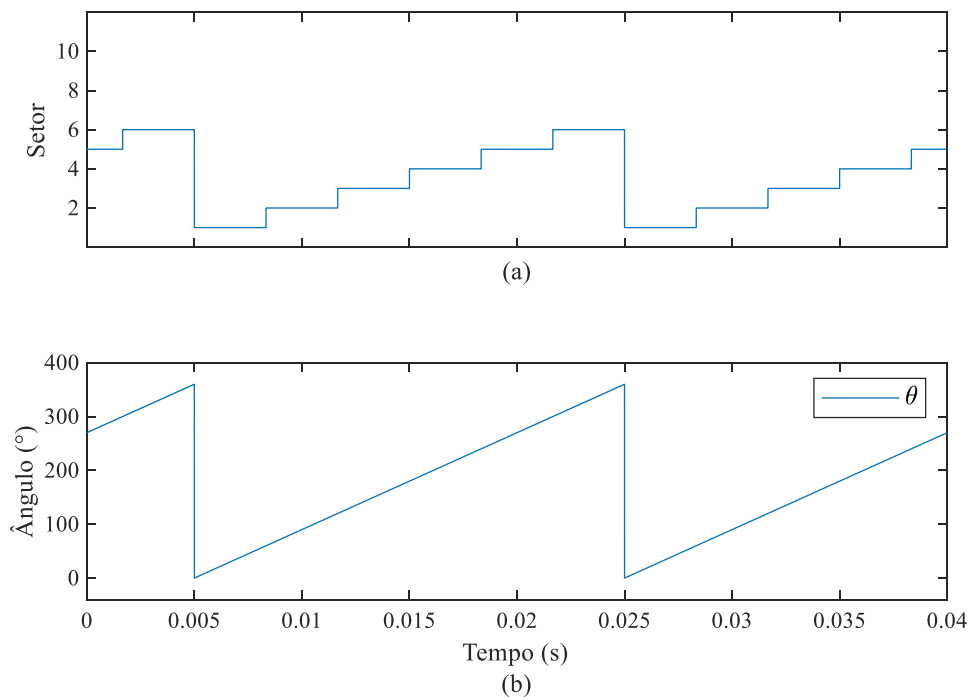
Fonte: Autora.

Figura 14: Resultados de simulação dos (a) setores percorridos pelo vetor de referência e (b) ângulo de fase θ para $m_a = 1$.



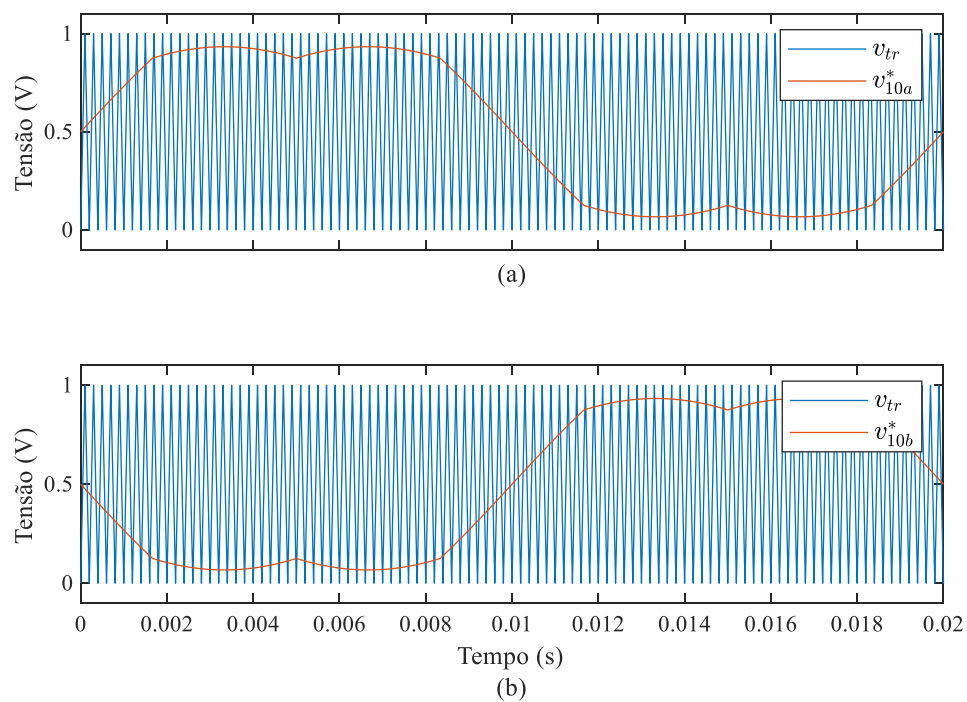
Fonte: Autora.

Figura 15: Resultados de simulação dos (a) setores percorridos pelo vetor de referência e (b) ângulo de fase θ para $m_a = 0,45$.



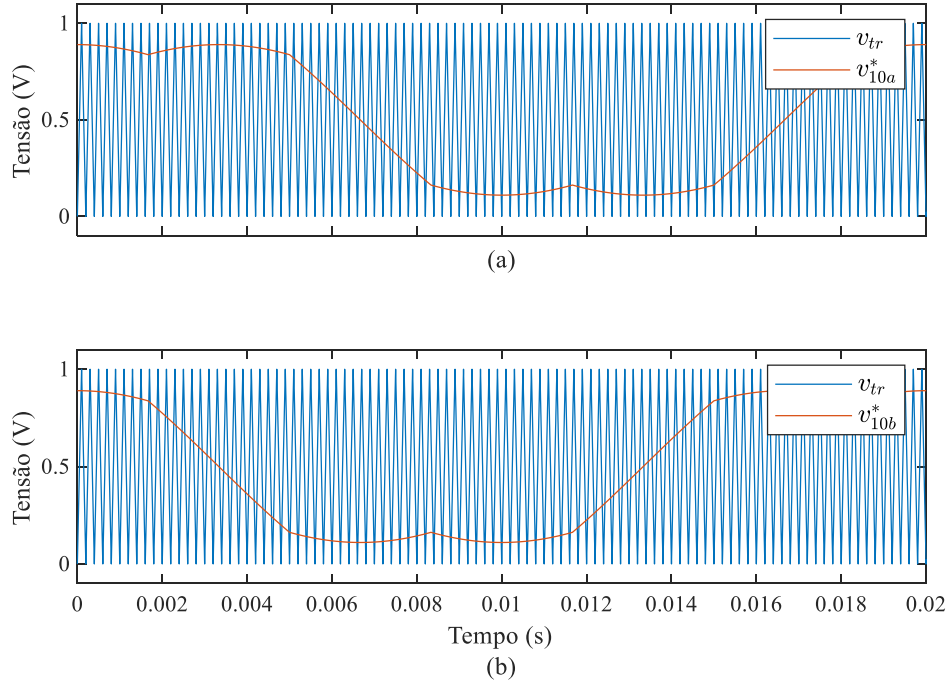
Fonte: Autora.

Figura 16: Resultados de simulação da aplicação da técnica PWM na (a) referência v_{10a}^* e (b) referência v_{10b}^* para geração dos pulsos de comando, considerando $m_a = 1$.



Fonte: Autora.

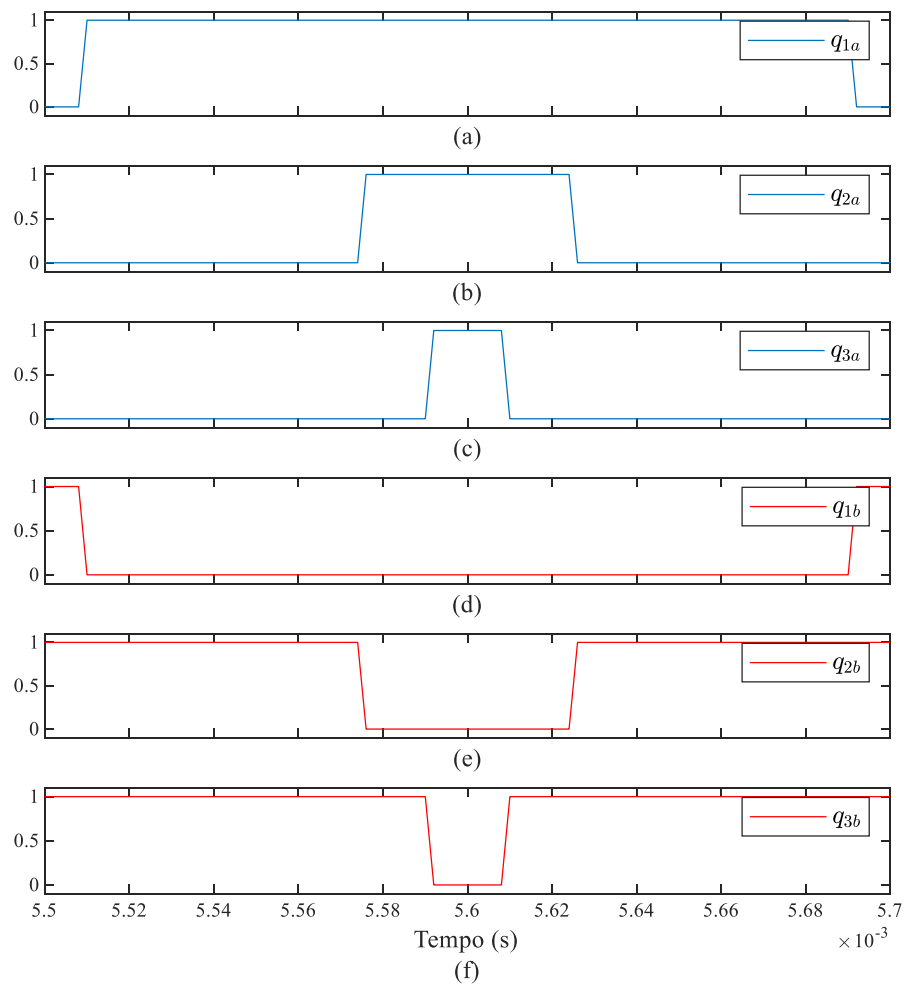
Figura 17: Resultados de simulação da aplicação da técnica PWM na (a) referência v_{10a}^* e (b) referência v_{10b}^* para geração dos pulsos de comando, considerando $m_a = 0,45$.



Fonte: Autora.

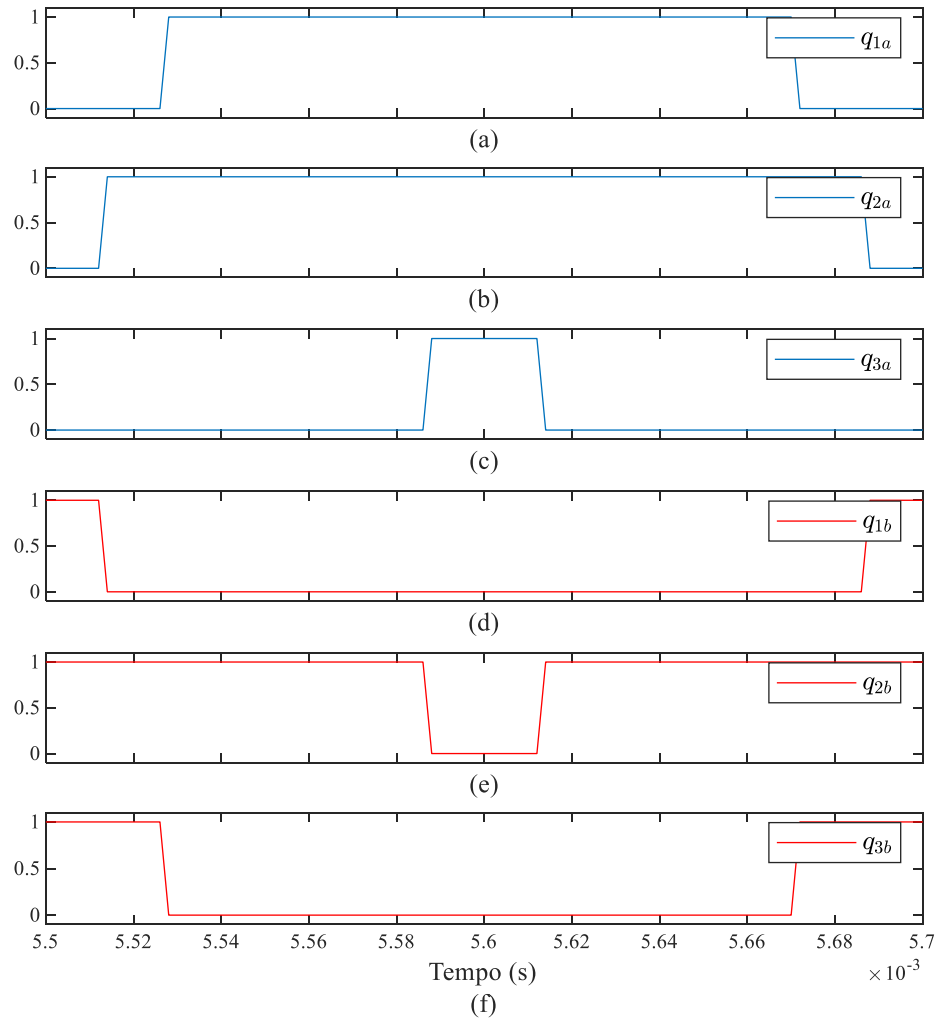
Nos gráficos da Figura 18 e da Figura 19, apresentam-se os pulsos de comandos para cada braço dos conversores do sistema estudado, considerando $m_a = 1$ e $m_a = 0,45$, respectivamente. Na Figura 18, o vetor de referência $\mathbf{V}^*$ encontra-se no setor 7 e, analisando os gráficos, podem ser identificadas as combinações binárias de cada vetor espacial aplicado na modulação. Nesse setor, aplicou-se a sequência $\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{35} \rightarrow \mathbf{V}_{49} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{49} \rightarrow \mathbf{V}_{35} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$. Assim, observando as curvas, partindo da superior para inferior, é possível identificar a combinação $[q_{1a}, q_{2a}, q_{3a}, q_{1b}, q_{2b}, q_{3b}] = [0, 0, 0, 1, 1, 1]$ referente ao vetor $\mathbf{V}_{07}$, seguidamente, $[q_{1a}, q_{2a}, q_{3a}, q_{1b}, q_{2b}, q_{3b}] = [1, 0, 0, 0, 1, 1]$ do vetor $\mathbf{V}_{35}$ e assim por diante. Seguindo esse mesmo raciocínio, pode-se verificar a sequência $\mathbf{V}_{07} \rightarrow \mathbf{V}_{44} \rightarrow \mathbf{V}_{38} \rightarrow \mathbf{V}_{56} \rightarrow \mathbf{V}_{38} \rightarrow \mathbf{V}_{44} \rightarrow \mathbf{V}_{07}$ adotada para o setor 5, conforme ilustrado na Figura 19.

Figura 18: Resultados de simulação da sequência de chaveamento no setor 7, durante um período de comutação T_s , para $m_a = 1$.



Fonte: Autora

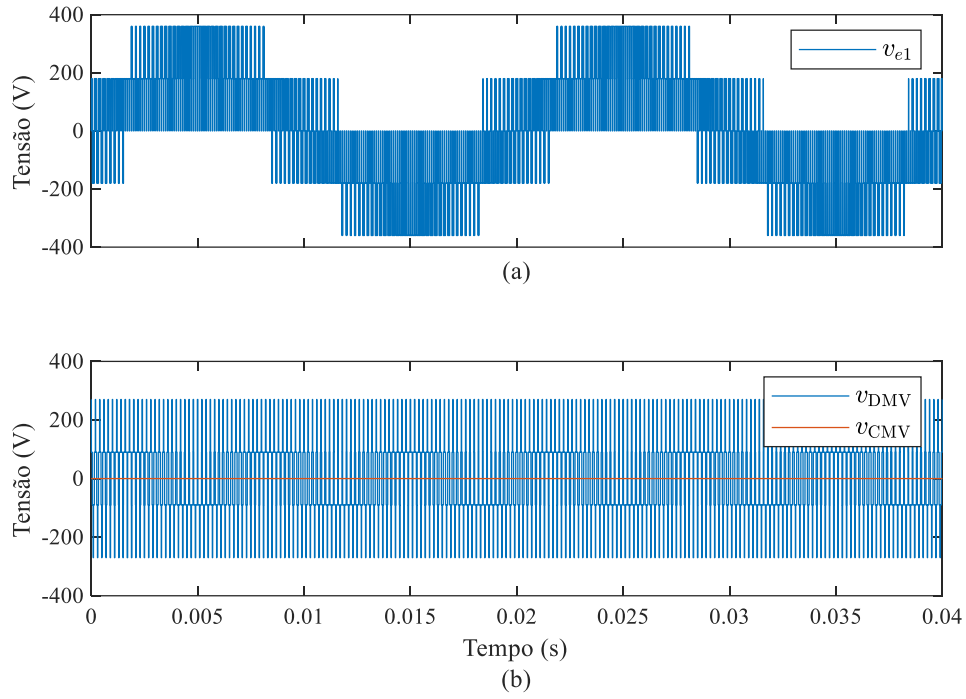
Figura 19: Resultados de simulação da sequência de chaveamento no setor 5, durante um período de comutação T_s , para $m_a = 0,45$.



Fonte: Autora

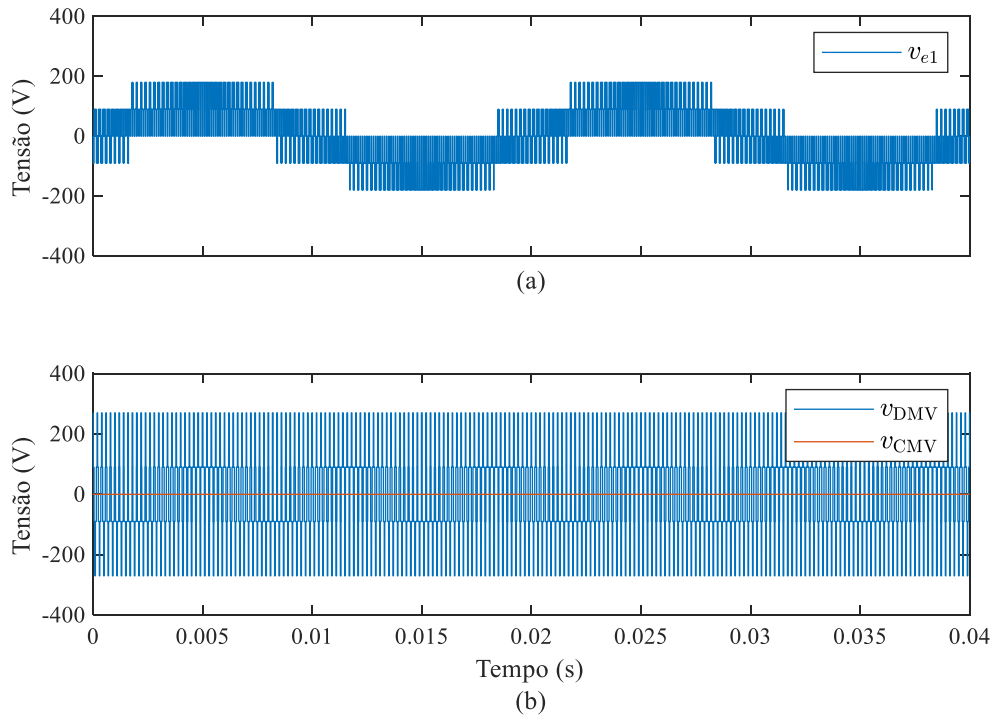
As formas de onda da tensão de saída v_{e1} , bem como das componentes v_{DMV} e v_{CMV} , são ilustradas na Figura 20 e na Figura 21, considerando $m_a = 1$ e $m_a = 0,45$, respectivamente. Pode-se verificar que a tensão v_{e1} , em ambos os cenários apresentou cinco níveis de tensão na saída. Contudo, considerando que o nível de tensão de saída está associado a localização do vetor de referência, a amplitude de v_{e1} é reduzida à metade para $m_a = 0,45$ na Figura 21(a), pois o vetor de referência percorre o hexágono interno. Além disso, destaca-se que, de acordo com os estados de comutação definidos para a técnica SVPWM, para qualquer combinação de comutação, e conseqüentemente qualquer setor, tem-se idealmente v_{CMV} nulo.

Figura 20: Resultados de simulação da (a) tensão de saída v_{e1} e (b) tensões v_{DMV} e v_{CMV} para $m_a = 1$.



Fonte: Autora

Figura 21: Resultados de simulação da (a) tensão de saída v_{e1} e (b) tensões v_{DMV} e v_{CMV} para $m_a = 0,45$.



Fonte: Autora

4 CONCLUSÕES

No estudo do sistema de acionamento OEW associado à implementação da técnica de modulação vetorial, foi observada a eliminação da tensão de modo-comum, em condições ideais. Entretanto, em condições reais, existem não idealidades (tempo morto, tempo de resposta das chaves de potência etc.) que podem interferir na eliminação dessa tensão. Verificou-se também que sua redução está diretamente associada a escolha dos estados de chaveamento e a geração da tensão multinível, resultando em cinco níveis de tensão de saída para os cenários explorados. Entretanto, devido à disposição dos vetores no espaço e sua setorização, não foi possível maximizar os números de níveis de tensão na saída. Apesar disso, a técnica de modulação proposta é eficaz e apresenta um resultado satisfatório. Pois, eliminou a tensão de modo comum do sistema e ainda reproduz uma forma de onda de saída de alta qualidade, tendo em vista a geração de uma tensão multinível na saída dos conversores.

4.1 TRABALHOS FUTUROS

Como possíveis trabalhos futuros, sugere-se:

- Explorar os estados redundantes para, além de minimizar a tensão de modo-comum, reduzir as perdas por chaveamento;
- Explorar os estados redundantes para melhorar a distorção harmônica das tensões de saída do conversor, maximizando o número de níveis de tensão de cinco para sete níveis;
- Avaliar o efeito do tempo morto na técnica de modulação proposta;
- Aplicar a metodologia de implementação da técnica de modulação proposta em outras topologias de sistema de acionamento OEW, por exemplo, com barramento CC compartilhado.

REFERÊNCIAS

- [1] ABB. **Boosting industrial profitability with energy efficient drives and motors**. [S. l.]: ABB, 2016. 11 p. Disponível em: https://library.e.abb.com/public/2e734441d8744490867b941e74949d85/EN_Energy_efficiency_brochure_3AUA0000087517_REVC.pdf . Acesso em: 20/09/2020
- [2] SILVA, E. R. C. da; SANTOS, E. C dos.; JACOBINA, C. B. Pulsewidth modulation strategies. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 5, n. 2, p. 37–45, 2011. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/5876633>. Acesso em: 15 de set. de 2020
- [3] MIRANDA, R. S. Sistemas de Acionamentos CA Multifases com Estratégias de Controle Tolerante à Faltas e Redução da Tensão de Modo Comum. 2007. Disponível em: <http://dspace.sti.ufcg.edu.br:8080/xmlui/bitstream/handle/riufcg/9436/REGINALDO%20SOUSA%20MIRANDA%20%20TESE%20PPGEE%202007..pdf?sequence=1&isAllowed=y>. Acesso em 29 de set. de 2020
- [4] KIM, S.-H. Pulse width modulation inverters. Em: KIM, S.-H. **Electric Motor Control**, 2017. p. 265–340. Disponível em: <https://www.elsevier.com/books/electric-motor-control/kim/978-0-12-812138-2>. Acesso em: 18 de out. de 2020.
- [5] BLASKO, V. Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 33, n. 3, p. 756–784, 1997. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/560197>. Acesso em: 12 de set. de 2020.
- [6] ZHOU, K.; WANG, D. Relationship between space-vector modulation and three-phase carrier-based PWM: A comprehensive analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 1, p. 186–196, 2002 Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/982262>. Acesso em: 01 de out. 2020.
- [7] TIAN, K. et al. A virtual space vector modulation technique for the reduction of common-mode voltages in both magnitude and third-order component. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 839–848, 2016. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/7056498>. Acesso em: 24 de set. de 2020.
- [8] 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, 2013. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6238343>. Acesso em: 24 de ago. de 2020.
- [9] KALAISELVI, J.; SRINIVAS, S. Bearing currents and shaft voltage reduction in dual-inverter-fed open-end winding induction motor with reduced CMV PWM methods. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 1, p. 144–152, 2015. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/6850069>. Acesso em: 21 de set. de 2020.

APÊNDICE - A – ESTADOS DE CHAVEAMENTO

Na Tabela 4, encontram-se todas as 64 possibilidades de chaveamento do sistema de acionamento OEW, considerando dois conversores trifásicos convencionais.

Tabela 4: Todos os estados de chaveamento do sistema de acionamento OEW considerando dois conversores trifásicos convencionais.

Vetor	q_{1a}	q_{2a}	q_{3a}	q_{1b}	q_{2b}	q_{3b}	v_{CMVa}	v_{CMVb}	v_{DMV}	v_{CMV}	v_{e1}
V₀	0	0	0	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{4}$	0	$-\frac{V_{dc}}{4}$	0
V₀₁	0	0	0	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V₀₂	0	0	0	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V₀₃	0	0	0	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V₀₄	0	0	0	1	0	0	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V₀₅	0	0	0	1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V₀₆	0	0	0	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V₀₇	0	0	0	1	1	1	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$	0	0
V₀₈	0	0	1	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0
V₀₉	0	0	1	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0
V₁₀	0	0	1	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0
V₁₁	0	0	1	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$
V₁₂	0	0	1	1	0	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
V₁₃	0	0	1	1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V₁₄	0	0	1	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V₁₅	0	0	1	1	1	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V₁₆	0	1	0	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V₁₇	0	1	0	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0

$\mathbf{V}_{18}$	0	1	0	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0
$\mathbf{V}_{19}$	0	1	0	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{20}$	0	1	0	1	0	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
$\mathbf{V}_{21}$	0	1	0	1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{22}$	0	1	0	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{23}$	0	1	0	1	1	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{24}$	0	1	1	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{25}$	0	1	1	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{26}$	0	1	1	0	1	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{27}$	0	1	1	0	1	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	0
$\mathbf{V}_{28}$	0	1	1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{2V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{29}$	0	1	1	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
$\mathbf{V}_{30}$	0	1	1	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
$\mathbf{V}_{31}$	0	1	1	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{32}$	1	0	0	0	0	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{33}$	1	0	0	0	0	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
$\mathbf{V}_{34}$	1	0	0	0	1	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{2}$
$\mathbf{V}_{35}$	1	0	0	0	1	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{2V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{36}$	1	0	0	1	0	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	0
$\mathbf{V}_{37}$	1	0	0	1	0	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{38}$	1	0	0	1	1	0	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{39}$	1	0	0	1	1	1	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
$\mathbf{V}_{40}$	1	0	1	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
$\mathbf{V}_{41}$	1	0	1	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$

V₄₂	1	0	1	0	1	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$
V₄₃	1	0	1	0	1	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
V₄₄	1	0	1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V₄₅	1	0	1	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	0
V₄₆	1	0	1	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	0
V₄₇	1	0	1	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V₄₈	1	1	0	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V₄₉	1	1	0	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$
V₅₀	1	1	0	0	1	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$\frac{V_{dc}}{3}$
V₅₁	1	1	0	0	1	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{2}$
V₅₂	1	1	0	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	0	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V₅₃	1	1	0	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	0
V₅₄	1	1	0	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	0	$\frac{V_{dc}}{12}$	0
V₅₅	1	1	0	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V₅₆	1	1	1	0	0	0	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{2}$	0	0
V₅₇	1	1	1	0	0	1	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V₅₈	1	1	1	0	1	0	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$
V₅₉	1	1	1	0	1	1	$\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{3}$
V₆₀	1	1	1	1	0	0	$\frac{V_{dc}}{4}$	$-\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{3}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$-\frac{V_{dc}}{3}$
V₆₁	1	1	1	1	0	1	$\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V₆₂	1	1	1	1	1	0	$\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{12}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$\frac{V_{dc}}{6}$	$-\frac{V_{dc}}{6}$
V₆₃	1	1	1	1	1	1	$\frac{V_{dc}}{4}$	$\frac{V_{dc}}{4}$	0	$\frac{V_{dc}}{4}$	0

Fonte: Autora.

APÊNDICE - B – ROTINA DE SIMULAÇÃO

Neste apêndice, apresenta-se a rotina de simulação da técnica SVPWM, realizada no *software* MATLAB®, proposta neste trabalho.

```
clear all, close all, clc

ma = 1.0;                %limite: 2/sqrt(3)
Vdc = 540;
fs = 50;
Vca = Vdc/2;
Vcb = Vdc/2;

Ns = 100;
Ts = (1/fs)/Ns;
Vm = ma*Vdc/2;
pi23=2*pi/3;
rq33=sqrt(3)/3;

ts = 0:Ts/100:2/fs;
ve1_ref = Vm*sin(2*pi*fs*ts);
ve2_ref = Vm*sin(2*pi*fs*ts-pi23);
ve3_ref = Vm*sin(2*pi*fs*ts+pi23);
Vs = [ve1_ref; ve2_ref; ve3_ref];

kt = 1-Ts;
vtr = (0.5-2*(kt)*asin(sin(2*pi*ts/Ts+pi/2))/(2*pi));
L = length(ts);

Ps = (2/3)*[1 -1/2 -1/2; 0 sqrt(3)/2 -sqrt(3)/2; 1/2 1/2 1/2];

a1 = exp(1j*pi23);
a2 = exp(-1j*pi23);

for i=1:L,

    ual_ref(i) = Ps(1,:)*Vs(:,i);
    ube_ref(i) = Ps(2,:)*Vs(:,i);
    %uo_ref(i) = Ps(3,:)*Vs(:,i);

    thetr(i)= atan2(ube_ref(i),ual_ref(i));
    rho(i) = abs(ual_ref(i)+1j*ube_ref(i));
    if thetr(i) >= 0
        theta(i)=thetr(i);
    else
        theta(i)=2*pi+thetr(i);
    end
end
```

```

if theta(i)>=0 && theta(i)<pi/2
    if rho(i) > rq33*Vdc/2
        Sn(i)=7;
    elseif rho(i) <= rq33*Vdc/2
        Sn(i)=1;
    end
elseif theta(i)>=pi/2 && theta(i)<pi
    if rho(i) > rq33*Vdc/2
        Sn(i)=8;
    elseif rho(i) <= rq33*Vdc/2
        Sn(i)=2;
    end
elseif theta(i)>=pi && theta(i)<3/2*pi
    if rho(i) > rq33*Vdc/2
        Sn(i)=9;
    elseif rho(i) <= rq33*Vdc/2
        Sn(i)=3;
    end
elseif theta(i)>=3/2*pi && theta(i)<2*pi
    if rho(i) > rq33*Vdc/2
        Sn(i)=10;
    elseif rho(i) <= rq33*Vdc/2
        Sn(i)=4;
    end
elseif theta(i)>=2*pi && theta(i)<5/2*pi
    if rho(i) > rq33*Vdc/2
        Sn(i)=11;
    elseif rho(i) <= rq33*Vdc/2
        Sn(i)=5;
    end
else
    if rho(i) > rq33*Vdc/2
        Sn(i)=12;
    elseif rho(i) <= rq33*Vdc/2
        Sn(i)=6;
    end
end

switch Sn(i)
case 1
    Bx=50; %41
    By=19; %37
case 2
    Bx=19; %37
    By=25; %52
case 3
    Bx=25; %52

```

```

        By=13; %22
    case 4
        Bx=13; %22
        By=44; %26
    case 5
        Bx=44; %26
        By=38; %11
    case 6
        Bx=38; %11
        By=50; %41

    case 7
        Bx=35;
        By=49;
    case 8
        Bx=49;
        By=21;
    case 9
        Bx=21;
        By=28;
    case 10
        Bx=28;
        By=14;
    case 11
        Bx=14;
        By=42;
    case 12
        Bx=42;
        By=35;
end
Ux = de2bi(Bx,6,'left-msb')';
Uy = de2bi(By,6,'left-msb')';
U07 = de2bi(7,6,'left-msb')';
U56 = de2bi(56,6,'left-msb')';

Vx = (2/3)*Vdc/2*[1 a1 a2 -1 -a1 -a2]*Ux;
Vy = (2/3)*Vdc/2*[1 a1 a2 -1 -a1 -a2]*Uy;

M = [real(Vx) real(Vy); imag(Vx) imag(Vy)];
Txy = Ts*inv(M)*[ual_ref(i); ube_ref(i)];

Tx = Txy(1);
Ty = Txy(2);

u = 0.5;
T0i = u*(Ts-Tx-Ty);
T0f = (1-u)*(Ts-Tx-Ty);

Txy0=[T0i; Tx; Ty; T0f];
Vxy0=[U07 Ux Uy U56];

```

```

vj0r(:,i)      = Vxy0*Txy0./Ts;
v10ar(i)       = vj0r(1,i);
v20ar(i)       = vj0r(2,i);
v30ar(i)       = vj0r(3,i);
v10br(i)       = vj0r(4,i);
v20br(i)       = vj0r(5,i);
v30br(i)       = vj0r(6,i);

vCMVar(i)      = (v10ar(i)+v20ar(i)+v30ar(i))/3;
vCMVbr(i)      = (v10br(i)+v20br(i)+v30br(i))/3;

vDMVr(i)       = vCMVar(i)-vCMVbr(i);
vCMVr(i)       = 0.5*(vCMVar(i)+vCMVbr(i));

if v10ar(i)>= vtr(i),      q1a(i)=1;      end
if v10ar(i)<= vtr(i),      q1a(i)=0;      end

if v20ar(i)>= vtr(i),      q2a(i)=1;      end
if v20ar(i)<= vtr(i),      q2a(i)=0;      end

if v30ar(i)>= vtr(i),      q3a(i)=1;      end
if v30ar(i)<= vtr(i),      q3a(i)=0;      end

if v10br(i)>= 1-vtr(i),    q1b(i)=1;      end
if v10br(i)<= 1-vtr(i),    q1b(i)=0;      end

if v20br(i)>= 1-vtr(i),    q2b(i)=1;      end
if v20br(i)<= 1-vtr(i),    q2b(i)=0;      end

if v30br(i)>= 1-vtr(i),    q3b(i)=1;      end
if v30br(i)<= 1-vtr(i),    q3b(i)=0;      end

v10a(i) = (2*q1a(i)-1)*Vca/2;
v20a(i) = (2*q2a(i)-1)*Vca/2;
v30a(i) = (2*q3a(i)-1)*Vca/2;

v10b(i) = (2*q1b(i)-1)*Vcb/2;
v20b(i) = (2*q2b(i)-1)*Vcb/2;
v30b(i) = (2*q3b(i)-1)*Vcb/2;

vCMVa(i) = (v10a(i)+v20a(i)+v30a(i))/3;
vCMVb(i) = (v10b(i)+v20b(i)+v30b(i))/3;

ual0(i) = Ps(1,:)*[v10a(i)-v10b(i); v20a(i)-v20b(i);
v30a(i)-v30b(i)];
ube0(i) = Ps(2,:)*[v10a(i)-v10b(i); v20a(i)-v20b(i);
v30a(i)-v30b(i)];

```

```

        uo0(i) = Ps(3,:) * [v10a(i)-v10b(i); v20a(i)-v20b(i);
v30a(i)-v30b(i)];

        vCMV(i) = 1/2*(vCMVa(i)+ vCMVb(i));
        vDMV(i) = vCMVa(i) - vCMVb(i);

        ve1(i) = v10a(i)-v10b(i)-vDMV(i);
        ve2(i) = v20a(i)-v20b(i)-vDMV(i);
        ve3(i) = v30a(i)-v30b(i)-vDMV(i);
end

```