

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Dissertação de Mestrado

Estratégias de Modulação PWM para a
Redução da Tensão de Modo Comum em
Máquina Pentafásica



Manoel Severino de Oliveira Neto

João Pessoa, Brasil
Dezembro 2022

Manoel Severino de Oliveira Neto

Estratégias de Modulação PWM para a Redução da Tensão de Modo Comum em Máquina Pentafásica

Dissertação de Mestrado submetida à Coordenação dos Cursos de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Paraíba - Campus I, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Isaac Soares de Freitas

João Pessoa, Brasil

Dezembro 2022

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

O48e Oliveira Neto, Manoel Severino de.
Estratégias de modulação PWM para a redução da
tensão de modo comum em máquina pentafásica / Manoel
Severino de Oliveira Neto. - João Pessoa, 2022.
90 f.

Orientação: Isaac Soares de Freitas.
Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Engenharia elétrica - Inversores. 2. Corrente de
mancal. 3. Tensão de modo comum. 4. PWM - Pulse Width
Modulation. 5. Estratégias de modulação PWM. I.
Freitas, Isaac Soares de. II. Título.

UFPB/BC CDU 621.314.572(043)

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PWM PARA A REDUÇÃO DA TENSÃO DE
MODO COMUM EM MÁQUINA PENTAFÁSICA.**

Elaborada por
MANOEL SEVERINO DE OLIVEIRA NETO

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA



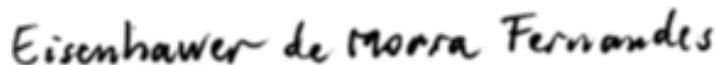
PROF. DR. ISAAC SOARES DE FREITAS
Orientador – UFPB



PROF. DR. VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO
Examinador Interno – UFPB



PROF. DR. NADY ROCHA
Examinador Interno – UFPB



PROF. DR. EISENHAWER DE MOURA FERNANDES
Examinador Externo – UFCG

AGRADECIMENTOS

Em primeiro lugar, Deus, por ter me dado forças para que todos os objetivos dessas dissertação fossem alcançados, por ter permitido que eu tivesse saúde e proposito para não desanimar. A Deus sejam dadas toda honra e toda glória. À virgem Senhora da Conceição, minha madrinha de batismo, que sempre intercedeu nos céus por mim, seu afilhado.

A minha família, principalmente minha Mãe, Maria Júlia Martins de Oliveira Bezerra, meu Pai, Severino Bezerra da Silva e minha noiva, Maria Cecília Soares Correia, pelo apoio e suporte quando mais precisei, foram meu porto seguro. Ao meu padrinho de Crisma, Padre Ronaldo Lopes, pelos conselhos e apoio.

Aos amigos mestrando no qual menciono Sofia Maria Almeida, orientanda do Professor Doutor Nady Rocha, Luana Crispim Santiago, Caio Manguiera do Nascimento, Gilieson Figueredo Paz e João Soares Farias Neto pelo suporte, discussões técnicas e etc.

Por fim e não menos importante, ao meu orientador, Professor Doutor Isaac Soares de Freitas, pelo empenho, dedicado e paciência na elaboração deste trabalho.

*“Até aqui o Senhor nos ajudou”
(Bíblia: 1 Samuel 7:12)*

RESUMO

Com o avanço da eletrônica de potência e das técnicas de controle, os motores de corrente alternada, principalmente os motores de indução, foram substituindo os motores de corrente contínua nos sistemas de acionamentos. A máquina trifásica é a mais utilizada, porém as máquinas de corrente alternada com número de fases superior a três apresentam vantagens frente às máquinas trifásicas, como por exemplo, graus extras de liberdade no sistema de acionamento; aumento do conjugado útil por valor eficaz de corrente; dentre outras. Os conversores estáticos utilizados no acionamento da máquina introduzem componentes de tensão de alta frequência, as quais encontram caminho de baixa impedância para o terra através das capacitâncias parasitas da máquina. Dentre os problemas associados podem-se citar falhas mecânica nos mancais; aumento dos níveis de emissões eletromagnéticas; dentre outros. Uma redução desses problemas pode ser alcançada através da redução da tensão de modo comum no sistema de acionamento, tendo em vista ser esta a tensão de alimentação dos circuitos parasitas da máquina. Dentre as soluções propostas na literatura para redução das tensões de modo comum e circulação das correntes parasitas, podem ser citados a utilização de filtros passivos associados à topologia do inversor e/ou a utilização de estratégias de modulação PWM apropriadas. Neste trabalho são apresentadas algumas estratégias de modulação PWM com redução da tensão de modo comum em máquinas pentafásicas. São propostas duas novas técnicas de mitigação dessa tensão, sendo uma híbrida que obtém reduções significativas da tensão de modo comum, cerca de 80% em relação a estratégia dita como natural ou padrão, e das correntes parasitas, onde se destaca como a estratégia que mais se consegue reduzir essas correntes operando em toda faixa de índice modulação. A confirmação dessas reduções se deu através de simulações utilizando o software MATLAB. Essa estratégia híbrida a técnica proposta principal desta dissertação, ela é composta de duas técnicas já conhecidas na literatura e uma outra técnica que também é proposta nesse trabalho, a CVPWM.

Palavras Chaves: Inversor, Mancal, Tensão de Modo Comum, PWM, Estratégias de Modulação PWM, Corrente de Mancal.

ABSTRACT

With the advancement of power electronics and control techniques, alternating current motors, mainly induction motors, have been replacing direct current motors in drive systems. The three-phase machine is the most used, but alternating current machines with a number of phases greater than three have advantages over three-phase machines, such as, for example, extra degrees of freedom in the drive system; increase in useful torque per effective current value; among others. The static converters used to drive the machine introduce high-frequency voltage components, which find a low-impedance path to ground through the machine's parasitic capacitances. Among the associated problems, mechanical failures in the bearings can be mentioned; increased levels of electromagnetic emissions; among others. A reduction of these problems can be achieved by reducing the common mode voltage in the drive system, considering that this is the supply voltage for the parasitic circuits of the machine. Among the solutions proposed in the literature for reducing common mode voltages and circulating eddy currents, the use of passive filters associated with the topology of the inverter and/or the use of appropriate PWM modulation strategies can be mentioned. In this work some PWM modulation strategies with common-mode voltage reduction in five-phase machines are presented. Two new techniques for mitigating this voltage are proposed, one being a hybrid that obtains significant reductions in common mode voltage, about 80% in relation to the strategy said to be natural or standard, and eddy currents, where it stands out as the strategy that the more it is possible to reduce these currents operating in the entire range of modulation index. The confirmation of these reductions took place through simulations using the MATLAB software. This hybrid strategy is the main technique proposed in this dissertation, it is composed of two techniques already known in the literature and another technique that is also proposed in this work, the CVPWM.

Keywords: Inverter, Bearing, Common Mode Voltage, PWM, PWM Modulation Strategies, Bearing Current.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1.1 – Fluxograma de causa e efeito da tensão de modo comum	19
Figura 2.1 – Sistema de acionamento da máquina pentafásica	26
Figura 2.2 – Planos dq e xy	28
Figura 2.3 – Princípio de geração de correntes de mancal em sistema inversor/máquina	30
Figura 2.4 – Modelo de mancal do motor	30
Figura 2.5 – Causa e efeito das correntes de mancal das máquinas elétricas operadas por inversores	31
Figura 2.6 – Caminho da corrente eletrostática	32
Figura 2.7 – Caminho da corrente de mancal circulante	33
Figura 2.8 – Caminho dos enrolamentos do estator à terra com carga	33
Figura 2.9 – Exemplo de diâmetro médio das crateras na superfície de corrida	34
Figura 2.10–Exemplo de crateras singulares na superfície da pista	35
Figura 2.11–Exemplos de traço cinza na superfície da pista	36
Figura 2.12–Exemplos de (a) canelura e (b) traço cinza na superfície da pista	37
Figura 2.13–Modelo do mancal mostrado em Chen, Lipo e Fitzgerald (1996)	38
Figura 3.1 – SVPWM Convencional, setor I	41
Figura 3.2 – TMC para a estratégia SVWPM convencional, setor I, $\mu = 0,5$	44
Figura 3.3 – 5AZSPWM, setor I	45
Figura 3.4 – TMC para a estratégia 5AZSPWM, setor I, $\mu = 0,5$	46
Figura 3.5 – Para os setores I, III, V, VII e IX	47
Figura 3.6 – Para os setores II, IV, VI, VIII e X	48
Figura 3.7 – TMC para o método 5AVPWM, setores I, III, V, VII, IX	50
Figura 3.8 – TMC para o método 5AVPWM, setores II,IV,VI,VIII,X	50
Figura 3.9 – Para o setor I	52
Figura 3.10–TMC para a estratégia 5NSPWM, setor I	53
Figura 3.11–Para o setor I do SVPWM proposto - CVPWM	55
Figura 3.12–TMC para a estratégia CVPWM, setor I	56
Figura 3.13–Para o setor I - Técnica MSVPWM-I	58
Figura 3.14–TMC para a estratégia MSVPWM-I, setor I	59
Figura 3.15–Para o setor I - Técnica MSVPWM-II	60
Figura 3.16–TMC para a estratégia MSVPWM-I, setor I	62
Figura 3.17–Plano dq para a modulação HIBSVPWM	63
Figura 4.1 – Comparação entre SVPWM convencional, 5AZSPWM, 5NSPWM, CVPWM, MSVPWM-I, MSVPWM-II e HIBSVPWM em relação ao THD das tensões	68
Figura 4.2 – Comparação entre SVPWM convencional, 5AZSPWM, 5NSPWM, CVPWM, MSVPWM-I, MSVPWM-II e HIBSVPWM em relação à corrente do mancal	69
Figura 4.3 – Curva Tensão versus Frequência	70

Figura 4.4 – Diagrama de controle Volts/Hertz malha aberta	70
Figura 4.5 – Velocidade da máquina	71
Figura 4.6 – Simulação da tensão de modo comum	72
Figura 4.7 – Tensão de modo comum - SVPWM	73
Figura 4.8 – Tensão de modo comum - 5AVPWM	73
Figura 4.9 – Tensão de modo comum - CVPWM	74
Figura 4.10–Tensão de modo comum - HIBPWM (5AVPWM+CVPWM)	74
Figura A.1 – Razões cíclicas para a 5AVPWM	83
Figura A.2 – Razões cíclicas para a 5NSPWM	84
Figura A.3 – Razões cíclicas para a 5NSPWM onde d_5 e d_1 tocam o zero	85
Figura A.4 – Razões cíclicas para a CVPWM	87
Figura A.5 – Razões cíclicas para a CVPWM onde d_5 d_1 são negativos	87
Figura A.6 – Razões cíclicas para a MSVPWM-I	89
Figura A.7 – Razões cíclicas para a MSVPWM-II	90

LISTA DE TABELAS

Tabela 1.1 – Análise comparativa da tensão de modo comum das estratégias revisadas para mitigação dessa tensão em conversores conectados em estrela de cinco fases (SVPWM convencional é incorporado para referência)	22
Tabela 3.1 – Vetores de cada Setor para Comutação da estratégia convencional	43
Tabela 3.2 – Vetores de cada Setor para Comutação da estratégia 5AZSPWM	46
Tabela 3.3 – Vetores de cada Setor para Comutação da estratégia 5AVPWM	49
Tabela 3.4 – Vetores de cada Setor para Comutação da estratégia 5NSPWM	53
Tabela 3.5 – Vetores de cada Setor para Comutação e tensões de modo comum da estratégia proposta - CVPWM	56
Tabela 3.6 – Vetores de cada Setor para Comutação e tensões de modo comum da estratégia proposta - MSVPWM-I	59
Tabela 3.7 – Vetores de cada Setor para Comutação e tensões de modo comum da estratégia proposta - MSVPWM-II	61
Tabela 4.1 – Parâmetros de simulação	65
Tabela 4.2 – Parâmetros para o modelo do mancal	66
Tabela 4.3 – Comparativo das amplitudes da TMC (v_{in}) no domínio da frequência	66

LISTA DE SIGLAS

2G4M-HibPWM	2 Vetores Grandes 4 Médios- Hybrid Pulse Width Modulation
3AVPWM	3 Actives Vector Pulse Width Modulation
4G-AZSPWM	4 Vetores Grandes - Active Zero Space Pulse Width Modulation
5AVPWM	5 Actives Vector Pulse Width Modulation
5AZSPWM	5 Active Zero Space Pulse Width Modulation
5AZSPWM-M	5 Active Zero Space Pulse Width Modulation with medium vectors
5DPWM	5 Discontinuous Pulse Width Modulation
5NSPWM	5 Near State Pulse Width Modulation
5L5	5 Large 5
5L6	5 Large 6
AZSPWM	Active Zero Space Pulse Width Modulation
CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CMVR3	Common Mode Voltage Reduction 3
CVPWM	Centered Vector Pulse Width Modulation
EMI	Emissão Eletromagnética
FFT	Fast Fourier Transform
HIBSVPWM	Hybrid Space Vector Pulse Width Modulation
IGBT	Insulated Gate Bipolar Transistor
MOSFET	Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor
MSVPWM-I	Modified Space Vector Pulse Width Modulation - I
MSVPWM-II	Modified Space Vector Pulse Width Modulation - II
NSPWM	Near State Pulse Width Modulation
PWM	Pulse Width Modulation
RMS	Root Mean Square

RPM Rotação por Minuto

SVPWM CONV. Conventional Space Vector Pulse Width Modulation

THD Total Harmonic Distortion

TMC Tensão de Modo Comum

LISTA DE SÍMBOLOS

*	Denota valores de referência
δ	Ângulo do vetor de referência
Δ_{TMC}	Diferença pico a pico dos níveis de Tensão de Modo Comum
$\hat{\lambda}_{sdq}^s$	Vetor dq de fluxo estático no referencial do estator
$\hat{\lambda}_{rdq}^s$	Vetor dq de fluxo rotórico no referencial do estator
$\hat{\lambda}_{sxy}^s$	Vetor xy de fluxo estático no referencial do estator
$\hat{\lambda}_{rxy}^s$	Vetor xy de fluxo rotórico no referencial do estator
ω_{s1}	Velocidade angular do campo girante para a componente fundamental
ω_{s3}	Velocidade angular do campo girante para a componente de terceira harmônica
ω_r	Velocidade angular do rotor
τ	Período de amostragem para, a modulação PWM
μ	Fator de distribuição da roda livre (aplicação dos vetores nulos)
A	Ampere (Medida de Corrente Elétrica)
\bar{A}_s	Matriz de transformação estática no referencial do estator
B	Chave que modela o comportamento do Mancel
C_{Ws}	Capacitâncias parasitas entre o enrolamento e o estator
C_{Wr}	Capacitâncias parasitas entre o enrolamento e o ferro do rotor
C_g	Capacitância parasita do Mancel
C'	Capacitância dos enrolamentos
d_k	Razão cíclica
E	Tensão do barramento CC do Inversor
F_a	Razão entre o modulo do vetor de referencia e a tensão do barramento CC
f	Frequência
f_c	Frequência de chaveamento do inversor

GWh	Gigawatt-hora
Hz	Hertz (Medida de Frequência)
\hat{i}_{sdq}^s	Vetor dq de corrente estatórica no referencial do estator
\hat{i}_{sxy}^s	Vetor xy de corrente estatórica no referencial do estator
\hat{i}_{rdq}^s	Vetor dq de corrente rotórica no referencial do estator
\hat{i}_{rxy}^s	Vetor xy de corrente rotórica no referencial do estator
I_{brg}	Corrente do Mancal
i_{wg}	Corrente de aterramento que passa no mancal
j	$\sqrt{-1}$
J_m	Momento de Inércia
kHz	QuiloHertz
$kV/\mu s$	Quilowatt por micro segundo
l_{s1}	Indutância cíclica do estator para a componente fundamental
l_{r1}	Indutância cíclica do rotor para a componente fundamental
l_{m1}	Indutância mutua para a componente fundamental
l_{s3}	Indutância cíclica do estator para a componente de terceira harmônica
l_{r3}	Indutância cíclica do rotor para a componente de terceira harmônica
l_{m3}	Indutância mutua para a componente de terceira harmônica
L'	Indutância dos enrolamento
L_b	Indutância interna do mancal
MHz	MegaHertz
M	Índice de Modulação
n	Velocidade da máquina por minuto
P	Número de par de pólos da máquina
q_1, q_2	Estado das chaves do conversor
q_3, q_4	Estado das chaves do conversor

q_5	Estado das chaves do conversor
\bar{q}_1, \bar{q}_2	Estado complementar das chaves do conversor
\bar{q}_3, \bar{q}_4	Estado complementar das chaves do conversor
\bar{q}_5	Estado complementar das chaves do conversor
r_s	Resistência do estator
r_r	Resistência do rotor
R'	Resistência do enrolamento
R_b	Resistência interna do mancal
T_e	Conjugado eletromagnético
T_m	Conjugado Mecânico
t_{aL}	Tempo de aplicação de um vetor de tamanho grande
t_{aM}	Tempo de aplicação de um vetor de tamanho médio
t_a, t_b, t_c, t_e, t_h	Tempo de aplicação dos vetores
t_o	Intervalo total de roda livre (vetores nulos)
t_{oi}	Intervalo de roda livre (vetor nulo) no início do período de amostragem
t_{of}	Intervalo de roda, livre (vetor nulo) no final do período de amostragem
V	Volts (Medida de Tensão Elétrica)
\hat{v}_{sdq}^s	Vetor dq de tensão do estator no referencial do estator
\hat{v}_{sxy}^s	Vetor xy de tensão do estator no referencial do estator
v_{jo}	Tensão de polo do braco j
v_{sj}^s	Tensão de fase estatórica da máquina
v_{no}	Tensão entre o neutro da maquina e o ponto central dos capacitores (Barra-mento CC)
v_{sjj+1}	Amplitude das tensões entre fases separadas por 72° elétricos
v_{sjj+2}	Amplitude das tensões entre fases separadas por 144° elétricos
V_s	Amplitude da tensão de fase estatórica

V_{sd}^s, V_{sq}^s	Tensões estatóricas dq no referencial do estator
V_{sx}^s, V_{sy}^s	Tensões estatóricas xy no referencial do estator
$V_{sdqxy(a)}^s$	Vetor qualquer nos planos $dqxy$
V_{sd}^{s*}, V_{sq}^{s*}	Tensões estatóricas dq de referencia no referencial do estator
V_{sx}^{s*}, V_{sy}^{s*}	Tensões estatóricas xy de referencia no referencial do estator
V_p	Vetor dito pequeno
V_m	Vetor dito médio
V_g	Vetor dito grande
V_{Ps}	Valor de pico da tensão fundamental
V_{AO}	Tensão de Modo Comum referente a fase A
V_{brg}	Tensão sobre o Mancal
v_{in}	Tensão de Modo Comum
$v_{s1} \dots v_{s5}$	Tensões de fases
$v_{s10} \dots v_{s50}$	Tensões de pólos
V_a, V_b, V_c, V_e, V_h	Vetores de cada setor
\bar{x}_{12345}	Vetor das variáveis de fase do estator (correntes, tensões ou fluxos)
\bar{x}_{dqxy}	Vetor das variáveis do estator da maquina $dqxy$
Z_{in}	Impedância interna

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	18
1.1	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
1.2	OBJETIVOS	22
1.2.1	Objetivo Geral	22
1.2.2	Objetivo Específico	22
1.3	PUBLICAÇÕES	23
1.4	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	23
2	MODELO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO PENTAFÁSICO E TENSÃO DE MODO COMUM	24
2.1	INTRODUÇÃO	24
2.2	MODELO DA MÁQUINA	24
2.3	SISTEMA DE ACIONAMENTO	25
2.4	MODULAÇÃO PWM UTILIZANDO VETORES ESPACIAIS	27
2.5	TENSÃO DE MODO COMUM E CORRENTES PARASITAS	29
2.5.1	Capacitâncias parasitas	29
2.5.2	Influência do inversor	31
2.5.3	Danos causados pelas correntes parasitas devido à tensão de modo comum	34
2.5.4	Definição da tensão de modo comum	37
2.5.5	Modelo simplificado	38
2.6	CONCLUSÃO	39
3	ESTRATÉGIAS PWM VETORIAIS PARA REDUÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM E CORRENTES PARASITAS	40
3.1	INTRODUÇÃO	40
3.2	ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PWM VETORIAIS	40
3.2.1	Estratégia PWM natural ou SVPWM Conv. - Space Vector Pulse Width Modulation Convencional	40
3.2.2	Estratégia 5AZSPWM - 5 Active Zero Space Pulse Width Modulation .	45
3.2.3	Estratégia 5AVPWM - 5 Actives Vector Pulse Width Modulation	46
3.2.4	Estratégia 5NSPWM - 5 Near State Pulse Width Modulation	51
3.2.5	Estratégia proposta CVPWM - Centered Vector Pulse Width Modulation	54
3.2.6	Estratégia MSVPWM-I - Modified Space Vector Pulse Width Modulation - I	57
3.2.7	Estratégia MSVPWM-II - Modified Space Vector Pulse Width Modulation - II	60

3.2.8	Técnica híbrida proposta - HIBSVPWM - Hybrid Space Vector Pulse Width Modulation	62
3.3	CONCLUSÃO	64
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E ANÁLISE EXPERIMENTAL . . .	65
4.1	INTRODUÇÃO	65
4.2	PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO	65
4.3	RESULTADOS DA SIMULAÇÃO	66
4.3.1	Tensão de modo comum no domínio da frequência	66
4.3.2	Distorção harmônica total e níveis de corrente de mancal de cada estratégia de modulação	67
4.3.3	Controle Volts/Hertz	69
4.3.4	Controle de Velocidade	71
4.4	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	72
4.5	CONCLUSÃO	75
5	CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS	76
5.1	TRABALHOS FUTUROS	76
	REFERÊNCIAS	78

APÊNDICES

	APÊNDICE A – CÁLCULO DO F_a PARA AS ESTRATÉGIAS PWM VETORIAIS	82
A.1	5AVPWM	82
A.2	5NSPWM	83
A.3	SVPWM PROPOSTA - CVPWM	86
A.4	MSVPWM-I	88
A.5	MSVPWM-II	89

1 INTRODUÇÃO GERAL

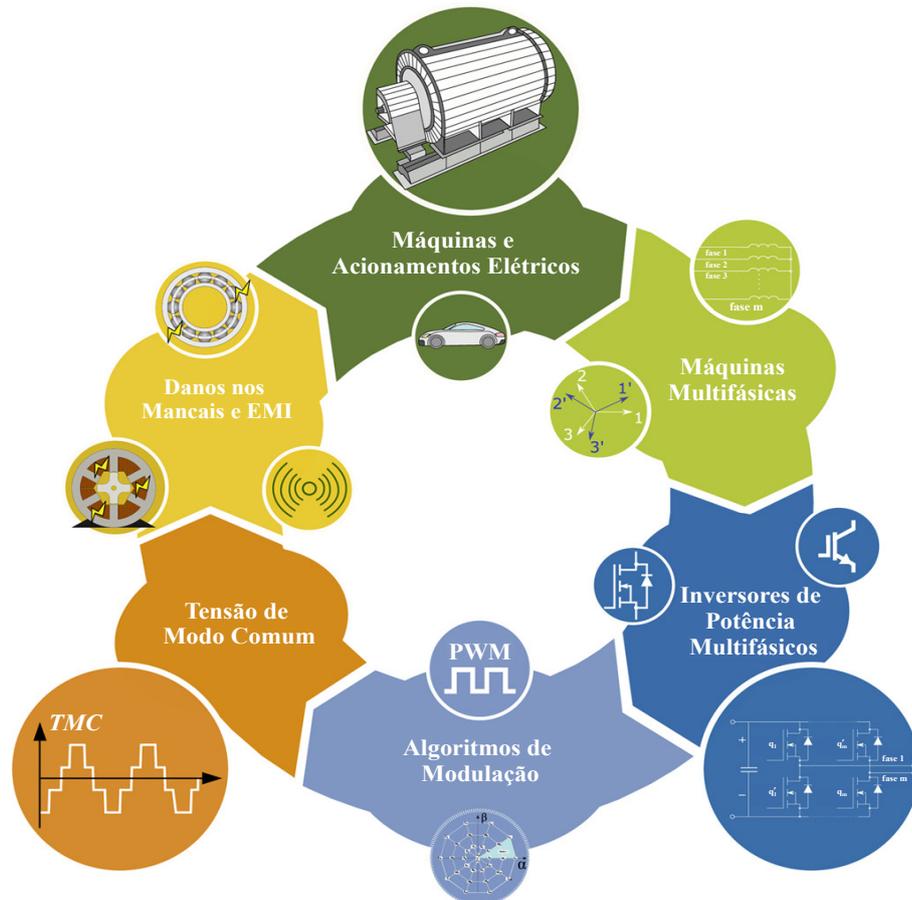
O motor de corrente contínua (CC) foi por muito tempo a principal fonte de força motriz nos sistemas de acionamentos a velocidade variável. Com os avanços da eletrônica de potência, microeletrônica, sistemas microprocessados e das técnicas de controle, os motores de indução CA foram tomando o lugar dos motores CC na área de acionamentos. O acionamento de máquinas trifásicas é o acionamento CA mais usual, porém máquinas com mais de três fases apresentam algumas características superiores às das máquinas trifásicas, como por exemplo,

- a) Diminuição da amplitude e aumento da frequência de pulsação do conjugado;
- b) Diminuição por fase da corrente sem aumento da tensão por fase;
- c) Aumento do conjugado útil por valor eficaz de corrente se comparado a uma máquina de três fases com mesmo volume ferromagnético;
- d) Tolerância a falhas;
- e) Flexibilidade na estimação de parâmetros;
- f) Diminuição das harmônicas de corrente no rotor;
- g) Redução das harmônicas de corrente no barramento CC;
- h) Facilidade no acionamento pelo fato das fases extras proporcionar um grau de liberdade adicional.

Nos sistemas de acionamento, os conversores estáticos utilizados introduzem componentes de tensão de alta frequência, as quais encontram caminho de baixa impedância para o terra através das capacitâncias parasitas da máquina. Dentre os problemas associados podem-se citar falhas mecânica nos mancais; aumento dos níveis de emissões eletromagnéticas; etc. Uma redução desses problemas pode ser alcançada através da redução da tensão de modo comum no sistema de acionamento, tendo em vista ser esta a tensão de alimentação dos circuitos parasitas da máquina. Dentre as soluções propostas na literatura para redução das tensões de modo comum e circulação das correntes parasitas, podem ser citados a utilização de estratégias de modulação PWM apropriadas (MIRANDA, 2007).

Na Figura 1.1 é demonstrado um fluxograma de causas e efeito para os danos nos mancais da máquina e as emissões eletromagnéticas (EMI) em um acionamento de velocidade variável multifásico, ou seja, onde tem-se mais de três fases no sistema. A tensão de modo comum (TMC) é a principal fonte para os danos. Esse fluxograma de efeito e causa se repete ao longo de todo o processo de operação da máquina, o que vai causando desgastes, principalmente no mancal fazendo com que sua vida útil seja reduzida. Esse efeito também causa redução da eficiência do sistema, pois as correntes que são geradas por essa tensão também podem ser consideradas como perdas, por se tratarem de correntes parasitas. Neste trabalho são apresentadas algumas estratégias de modulação PWM com redução da tensão de modo comum em máquinas pentafásicas.

Figura 1.1 – Fluxograma de causa e efeito da tensão de modo comum



Fonte: Adaptado de <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032121012351>>, 2022

1.1 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

A tensão de modo comum (TMC) e as correntes que fluem pelos mancais, mais conhecidas em inglês por "*Bearing Currents*", vêm sendo estudados há décadas. Em Alger e Samson (1923), é visto que essas correntes circulam pelo mancal da máquina causando escurecimento do óleo lubrificante, perfurando o rolamento e marcando o eixo da máquina. E como já foi mencionado, para reduzir os efeitos negativos de alta frequência é necessário reduzir a TMC, como descrito por Mütze (2004). O motivo da geração dessas correntes de rolamento é a tensão de modo comum, que é a tensão sequência de fase zero do inversor que aciona a máquina. O chaveamento do inversor gera aproximadamente um dv/dt que vai de 2 à 10 $kV/\mu s$, e essa tensão interage com as capacitâncias parasitas da máquina.

Sistemas de acionamento com mais de três fases apresentam diversas possibilidades de estratégias de modulação PWM distintas, devido ao elevado número de vetores espaciais de tensão se comparado aos sistemas de acionamento trifásico (KESTELYN; SEMAIL; HAUTIER, 2002). Algumas estratégias PWM para máquinas pentafásicas são discutidas em Freitas, Jacobina e Oliveira (2005), dentre elas aquela denominada pelos autores de "método natural do mínimo

chaveamento", que é a equivalente escalar. Tal estratégia tem por característica possuir no início de cada período de chaveamento, todas as chaves num mesmo estado (condução e/ou bloqueio) e ao final do período de chaveamento todas as chaves encontram-se também em um mesmo estado (se no início estavam todas em bloqueio, no final estarão todas em condução ou vice-versa). Estes estados de chaveamento, que geram vetores nulos no espaço de vetores, são também os responsáveis pelos maiores níveis de tensão de modo comum (AZEVEDO et al., 2001), de sorte que estratégias de modulação com redução de tensão de modo comum, em geral, são soluções que evitam a utilização destes vetores nulos. Também em Freitas, Jacobina e Oliveira (2005) e Silva, Fletcher e Williams (2004), é descrita uma estratégia PWM utilizando vetores espaciais nomeada aqui como a estratégia PWM natural ou SVPWM "*Space Vector Pulse-Width Modulation*" convencional. Essa técnica é obtida pela escolha dos dois vetores de tamanho grande e dois vetores de tamanho médios de tensão dq adjacentes ao vetor de tensão de referência no plano dq . Nessa estratégia natural utilizam-se os vetores nulos para que o período de chaveamento seja constante. Essa modulação, plano dq e o conceito de tamanhos de vetores serão mais detalhados no próximo capítulo.

Em Durán et al. (2013) são apresentadas técnicas de estratégias SVPWM capazes de reduzir a tensão de modo comum pico a pico entre 40% e 80% em um sistema de acionamento de cinco fases. Em Freitas et al. (2007) é proposta uma estratégia para máquina de cinco fases na qual os vetores nulos são substituídos por vetores ativos opostos aplicados por iguais períodos de tempo, de forma que a tensão média aplicada é zero. Dessa maneira o nulo é emulado pela utilização de vetores ativos, que por sua vez contribuem com menores valores de tensão de modo comum. Na literatura este tipo de modulação é comumente chamada de AZSPWM "*Active Zero State Pulse-Width Modulation*", a exemplo da solução para máquina trifásica apresentada em Ali, Reddy e Kalavathi (2014). Em Ahmad e Miao (2015) é apresentada a redução da tensão de modo comum e a estabilidade do controle Volts/Hertz (V/F) quando se é aplicado o AZSPWM. Em Duran, Prieto e Barrero (2013) é demonstrado uma modulação para máquina pentafásica baseada na modulação AZSPWM para o acionamento trifásico, nomeada aqui como a estratégia 5AZSPWM-M, essa modulação utiliza dois vetores de tamanhos médios, daí o "M" no final da sigla, esses vetores são opostos e aplicados no mesmo período de tempo. Uma técnica baseada na AZSPWM para o acionamento pentafásico é mais detalhada no terceiro capítulo onde é denominada de 5AZSPWM, ela consiste na substituição dos vetores nulos por dois vetores de tamanho pequenos opostos. Em Robles et al. (2022), é descrita uma modulação para o sistema pentafásico também baseada na AZSPWM, mas diferente da 5AZSPWM essa técnica utiliza só vetores de tamanho grande, sendo dois opostos e quatro defasados de 36° entre si, essa modulação é chamada aqui de 4G-AZSPWM "*4 Vetores Grandes-Active Zero Space Pulse Width Modulation*".

Em Yu, Song e Feng (2019) é apresentado um método de controle preditivo baseado em vetores virtuais que é aplicado no inversor de cinco fases fazendo com que os vetores médio e nulos não existam na aplicação, assim a tensão de modo comum pode ser reduzida em 80%.

Outra solução presente na literatura para sistemas trifásicos é a utilização do vetor ativo mais próximo à referência acompanhado dos dois vetores ativos adjacentes (ÜN; HAVA, 2007) e (ÜN; HAVA, 2009). Tais soluções evitam a utilização de vetores nulos, porém são aplicáveis apenas a altos índices de modulação. Tais estratégias são denominadas nas referências citadas de NSPWM "*Near State Pulse-Width Modulation*". Em Dabour et al. (2019) é demonstrada uma modulação para máquina pentafásica baseada na modulação NSPWM para o acionamento trifásico, nomeada aqui como a estratégia 5NSPWM, a qual modulação é mais detalhada no terceiro capítulo.

Uma outra estratégia presente na literatura para sistemas trifásicos utiliza dois conjuntos com três vetores ativos cada conjunto, defasados entre si por 120° (CACCIATO et al., 1999). Essa estratégia é chamada de 3AVPWM "*Three Active Vectors PWM*" e só se aplicam a baixos índices de modulação. Em Iqbal et al. (2014) é demonstrada uma modulação para máquina pentafásica baseada na modulação 3AVPWM para o acionamento trifásico, nomeada aqui como a estratégia 5AVPWM, a qual é mais detalhada no terceiro capítulo.

Em Silva et al. (2020) uma abordagem híbrida entre a NSPWM e a 3AVPWM permite expandir a utilização para índices de modulação em toda a faixa. Em Fernandez et al. (2020) e Robles et al. (2022) uma modulação híbrida para o acionamento pentafásico é descrita, a técnica híbrida chamada aqui de 2G4M-HibPWM "*2 Vetores Grandes e 4 Médios-Hybrid Pulse Width Modulation*", tem como base as modulações para o acionamento trifásico, AZSPWM e 3AVPWM. Dois vetores grandes defasados de 72° e quatro vetores de tamanhos médios, também defasados de 72° são usados para gerar o vetor de tensão de referência. Com o aumento do número de comutações, também aumentará os níveis das perdas no conversor.

Em Hussain e Toliyat (2012) são descritas quatro técnicas para o acionamento pentafásico com o intuito de reduzir as correntes parasitas que fluem sobre o mancal e a tensão sobre o eixo. Essas estratégias utilizam cinco vetores de tamanhos grandes, quatro desses cinco vetores tem o mesmo defasamento e o outro com defasamento diferente dos quatro. Duas das quatro estratégias são mais detalhada no terceiro capítulo, pois essas duas técnicas apresentam a distorção harmônica total e as perdas no chaveamento menores do que as demais apresentadas.

Em Acosta-Cambranis et al. (2020) são demonstradas algumas estratégias de modulação descontínua para o acionamento da máquina de cinco fases. Dentre essas modulações uma modulação descontínua chamada aqui como 5DPWM "*5 Discontinuous Pulse Width Modulation*" é proposta onde sintetiza o vetor de tensão de saída de referência usando quatro grandes vetores ativos.

A Tabela 1.1 mostra uma análise comparativa da tensão de modo comum das estratégias 5DPWM, 5AZSPWM, 4G-AZSPWM, 5AVPWM, 5NSPWM e 2G4M-HibPWM, tendo como referência a modulação SVPWM convencional. Onde, Δ_{TMC} : diferença pico a pico dos níveis de tensão de modo comum e E : tensão do barramento CC do inversor.

Tabela 1.1 – Análise comparativa da tensão de modo comum das estratégias revisadas para mitigação dessa tensão em conversores conectados em estrela de cinco fases (SVPWM convencional é incorporado para referência)

Modulação	$\Delta_{TMC} [V]$	Redução [%]
SVPWM CONV.	$1E$	-
5DPWM	$0,6E$	40
5AZSPWM-M	$0,6E$	40
4G-AZSPWM	$0,2E$	80
5AVPWM	$0E$	100
5NSPWM	$0,2E$	80
2G4M-HibPWM	$0,4E$	60

Fonte: Adaptado de Robles et al. (2022)

Como visto na Tabela 1.1, as técnicas 5AVPWM, 4G-AZSPWM e 5NSPWM obtiveram a maior redução de tensão de modo comum em relação a modulação PWM natural ou SVPWM convencional.

1.2 OBJETIVOS

1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo geral desta dissertação é desenvolver estratégias de modulação em largura de pulso, utilizando vetores espaciais para o acionamento de máquinas pentafásicas com o intuito de reduzir a tensão de modo comum e por consequência as correntes parasitas.

1.2.2 Objetivo Específico

- Propor novas estratégias vetoriais baseadas no que já existe na literatura para redução da tensão de modo comum;
- Propor uma estratégia de modulação vetorial híbrida;
- Reduzir a corrente parasita que passa pelos mancais proveniente da tensão de modo comum.

As contribuições desse trabalho são sintetizadas como:

- Análises de estratégias de modulação PWM baseadas nas modulações SVPWM convencional, AZSPWM, NSPWM e 3AVPWM no acionamento pentafásico;
- Análise do acionamento vetorial para o sistema pentafásico;
- Novas estratégias de modulação vetorial para o acionamento da máquina de cinco fases;
- Análise do desgaste nos mancais;
- Redução da tensão de modo comum e das correntes parasitas.

1.3 PUBLICAÇÕES

O artigo titulado "*PWM Strategies with Reduced Bearing Currents for Five-Phase Motors*", foi submetido e aprovado na Conferência Brasileira de Eletrônica de potência "*Brazilian Power Electronics Conference- (COBEP)*", no qual foi realizado na cidade de João Pessoa, entre os dias 07 a 10 de novembro de 2021. Este artigo mostra que o problema das correntes parasitas de que fluem pelo mancal em sistemas de acionamento de motores CA podem ser mitigadas por seleção adequada da estratégia PWM

Outro artigo titulado "*PWM Modulation Strategy for Common Mode Voltage reduction in five-phase machines*" foi submetido e aprovado no XXIV Congresso Brasileiro de Automática - (CBA 2022), no foi realizado na cidade de Fortaleza, entre os dias 16 a 19 de outubro de 2022. Este artigo atrás uma das técnicas de modulação vetorial propostas para redução da tensão de modo comum no sistema pentafásico.

1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O trabalho é dividido da seguinte forma:

No capítulo 1 tem-se a introdução geral contendo contexto histórico e energético dos motores elétricos, as vantagens no uso de máquinas polifásicas, problema da tensão de modo comum e a revisão bibliográfica.

No capítulo 2 é demonstrado o modelo da máquina de indução de cinco fases e é apresentado o sistema de acionamento juntamente com a modulação PWM vetorial. Tem-se uma abordagem da sobre a tensão de modo comum e as capacitâncias e correntes parasitas.

No capítulo 3 são expostas as estratégias de modulação para a redução tensão de modo comum e conseqüentemente a mitigação das correntes parasitas que fluem pelo mancal da máquina pelas capacitâncias parasitas. A estratégia vetorial convencional também é descrita.

No capítulo 4 constam os resultados das simulações para as técnicas PWM propostas e já conhecidas. Os resultados tem como objetivos realizar uma análise comparativa e apontar de forma clara os pontos de diferença nas modulações principalmente sobre a tensão de modo comum.

No capítulo 5 apresenta-se uma conclusão geral do trabalho.

2 MODELO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO PENTAFÁSICO E TENSÃO DE MODO COMUM

2.1 INTRODUÇÃO

Nesse capítulo é desenvolvido o modelo da máquina de indução de cinco fases com enrolamento concentrado e a modulação utilizando vetores espaciais. Também é descrita a tensão de modo comum juntamente com o acoplamento das capacitâncias parasitas que criam caminhos para correntes que danificam o mancal da máquina. Cada capacitância parasita é descrita de forma objetiva. O desgaste no mancal na presença das correntes que circulam por essas capacitâncias e o modelo simplificado expresso em circuito elétrico para as correntes parasitas que danificam o mancal da máquina.

2.2 MODELO DA MÁQUINA

Enquanto o modelo vetorial de uma máquina trifásica relacionam vetores no plano, numa máquina de cinco fases os vetores presentes no modelo são de dimensão quatro. Tomando apenas as duas primeiras componentes espaciais de fluxo (fundamental e terceiro harmônico), este modelo de dimensão quatro pode ser decomposto em dois conjuntos de equações desacoplados de dimensão dois, ou seja, dois planos: dq e xy . Em Pereira et al. (2006) é discutida a modelagem de uma máquina pentafásica considerando a presença da terceira harmônica espacial de fluxo. O modelo da máquina obtido similarmente ao apresentado em Pereira et al. (2006) é dado por:

$$\hat{\lambda}_{sdq}^s = l_{s1}\hat{i}_{sdq}^s + l_{m1}\hat{i}_{rdq}^s \quad (2.1)$$

$$\hat{\lambda}_{rdq}^s = l_{r1}\hat{i}_{rdq}^s + l_{m1}\hat{i}_{sdq}^s \quad (2.2)$$

$$\hat{v}_{sdq}^s = r_s\hat{i}_{sdq}^s + j\omega_{s1}\hat{\lambda}_{sdq}^s + \frac{d\hat{\lambda}_{sdq}^s}{dt} \quad (2.3)$$

$$0 = r_r\hat{i}_{rdq}^s + j(\omega_{s1} - \omega_r)\hat{\lambda}_{rdq}^s + \frac{d\hat{\lambda}_{rdq}^s}{dt} \quad (2.4)$$

$$\hat{\lambda}_{sxy}^s = l_{s3}\hat{i}_{sxy}^s + l_{m3}\hat{i}_{rxy}^s \quad (2.5)$$

$$\hat{\lambda}_{rxy}^s = l_{r3}\hat{i}_{rxy}^s + l_{m3}\hat{i}_{sxy}^s \quad (2.6)$$

$$\hat{v}_{sxy}^s = r_s\hat{i}_{sxy}^s + j\omega_{s3}\hat{\lambda}_{sxy}^s + \frac{d\hat{\lambda}_{sxy}^s}{dt} \quad (2.7)$$

$$0 = r_r \hat{i}_{rxy}^s + j(\omega_{s3} - 3\omega_r) \hat{\lambda}_{rxy}^s + \frac{d\hat{\lambda}_{rxy}^s}{dt} \quad (2.8)$$

$$T_e = Pl_{m1} \left[i_{rq}^s i_{sd}^s - i_{sd}^s i_{rq}^s \right] + 3Pl_{m3} \left[i_{ry}^s i_{sx}^s - i_{sx}^s i_{ry}^s \right] \quad (2.9)$$

onde r_s, r_r são as resistências do estator e do rotor. $\hat{\lambda}_{sdq}^s, \hat{\lambda}_{rdq}^s, \hat{\lambda}_{sxy}^s$ e $\hat{\lambda}_{rxy}^s$ são os vetores de fluxos estatóricos e rotóricos no plano $dqxy$.

\hat{v}_{sdq}^s e \hat{v}_{sxy}^s são os vetores de tensão estatórica no plano $dqxy$.

$i_{sdq}^s, \hat{i}_{rdq}^s, i_{sxy}^s, \hat{i}_{rxy}^s$ são os vetores de corrente estatórica e rotórica no plano $dqxy$.

l_{s1}, l_{r1} e l_{m1} são indutâncias cíclicas e mútua do estator e rotor para a componente fundamental.

l_{s3}, l_{r3} e l_{m3} são indutâncias cíclicas e mútua do estator e rotor para a componente de terceira harmônica.

T_e e P são o conjugado e o número de par de pólos da máquina.

ω_{s1}, ω_{s3} e ω_r são as velocidades angulares.

As componentes $dqxy$ podem ser convertidas de e/ou para as variáveis de fases através de:

$$\bar{x}_{12345} = \bar{A}_s \bar{x}_{dqxy} \quad (2.10)$$

e

$$\bar{x}_{dqxy} = \bar{A}_s^T \bar{x}_{12345} \quad (2.11)$$

Em que,

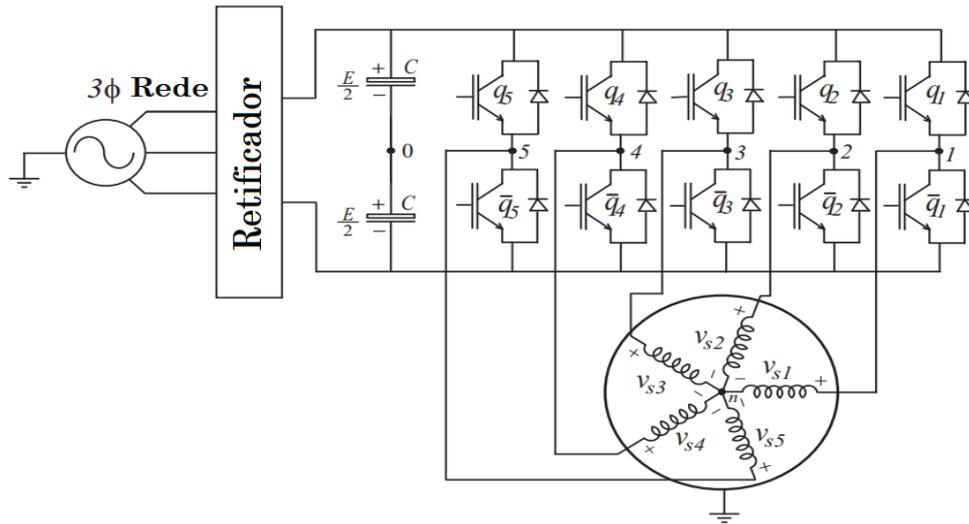
$$\bar{A}_s = \sqrt{\frac{2}{5}} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 & 0 \\ \cos(2\pi/5) & \sin(2\pi/5) & \cos(4\pi/5) & \sin(4\pi/5) \\ \cos(4\pi/5) & \sin(4\pi/5) & \cos(8\pi/5) & \sin(8\pi/5) \\ \cos(6\pi/5) & \sin(6\pi/5) & \cos(12\pi/5) & \sin(12\pi/5) \\ \cos(8\pi/5) & \sin(8\pi/5) & \cos(16\pi/5) & \sin(16\pi/5) \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

Os vetores \bar{x}_{dqxy} e \bar{x}_{12345} correspondem aos vetores de tensão, corrente ou fluxos das variáveis do estator ou do rotor no referencial do estator, pois a matriz de transformação é estacionária, assim são elas: $\bar{\lambda}_{s12345}^s = \left[\lambda_{s1}^s \lambda_{s2}^s \lambda_{s3}^s \lambda_{s4}^s \lambda_{s5}^s \right]^T$, $\bar{\lambda}_{r12345}^s = \left[\lambda_{r1}^s \lambda_{r2}^s \lambda_{r3}^s \lambda_{r4}^s \lambda_{r5}^s \right]^T$, $\bar{i}_{s12345}^s = \left[i_{s1}^s i_{s2}^s i_{s3}^s i_{s4}^s i_{s5}^s \right]^T$, $\bar{i}_{r12345}^s = \left[i_{r1}^s i_{r2}^s i_{r3}^s i_{r4}^s i_{r5}^s \right]^T$.

2.3 SISTEMA DE ACIONAMENTO

O sistema de acionamento utilizando um motor de indução de cinco fases é mostrado na Figura 2.1.

Figura 2.1 – Sistema de acionamento da máquina pentafásica



Fonte: Adaptado de Isaac Soares de Freitas *et al.*, 2007

Conforme mostra a Figura 2.1, as tensões de fase da máquina podem ser expressas por:

$$v_{s1} = v_{s10} - v_{no} \tag{2.13}$$

$$v_{s2} = v_{s20} - v_{no} \tag{2.14}$$

$$v_{s3} = v_{s30} - v_{no} \tag{2.15}$$

$$v_{s4} = v_{s40} - v_{no} \tag{2.16}$$

$$v_{s5} = v_{s50} - v_{no} \tag{2.17}$$

onde $v_{s,j0}$ representa a tensão entre o ponto central do braço e o ponto central do barramento CC, mas conhecida como tensão de pólo, v_{no} é a tensão entre o neutro da máquina e o ponto central do barramento CC.

Como é visto na Figura 2.1, o inversor de cinco braços é composto de dez chaves que são: q_1, q_2, q_3, q_4, q_5 e as chaves de estado complementar, $\bar{q}_1, \bar{q}_2, \bar{q}_3, \bar{q}_4$ e \bar{q}_5 . Essas chaves que podem ser do tipo IGBT "*Insulated Gate Bipolar Transistor*", MOSFET "*Metal Oxide Semiconductor Field Effect Transistor*" ou qualquer chave controlada.

O estado de condução pode ser caracterizado pelas variáveis binárias q_i , em que $q_i = 1$ indica chave fechada e $q_i = 0$ indica chave aberta, com $i = 1$ a 5 . As chaves de um mesmo braço

do inversor são complementares de modo a evitar a ocorrência de curto-circuito no barramento CC.

Desta forma as tensões de polo podem ser escritas como:

$$v_{si0} = v_{si} + v_{no} = (2q_i - 1) \frac{E}{2}, \quad (i = 1 \text{ a } 5) \quad (2.18)$$

onde v_{si}^s é a tensão de fase da máquina pentafásica, E é a tensão contínua do barramento.

Segundo Freitas (2005), Existem dois valores para expressar a tensão de linha de acordo com o ângulo entre as bobinas: $V_{sii+1} = \left[2\text{sen}(\pi/5) \right] V_s$, para fases separadas de 72° , $V_{sii+2} = \left[2\text{cos}(\pi/10) \right] V_s$, para fases separadas de 144° , onde V_s é amplitude da tensão de fase e $i = 1 \text{ a } 5$, $i + 1 = 2$ e $i + 2 = 3 \text{ a } 2$. As tensões entre as fases (V_{sii+1} e V_{sii+2}) criadas pelo inversor estão limitadas a tensão de barramento (E), assim, tem-se que:

$$V_s \leq \frac{E}{2\text{cos}(\pi/10)} \quad (2.19)$$

2.4 MODULAÇÃO PWM UTILIZANDO VETORES ESPACIAIS

A modulação PWM tem por objetivos aplicar às fases da máquina uma determinada tensão desejada. A modulação pode ser da forma escalar, em que cada fase do conversor é individualmente observada, ou na forma vetorial, em que é observado diretamente o vetor de tensão gerado por cada estado de condução de todas as chaves do conversor (JACOBINA, 2005).

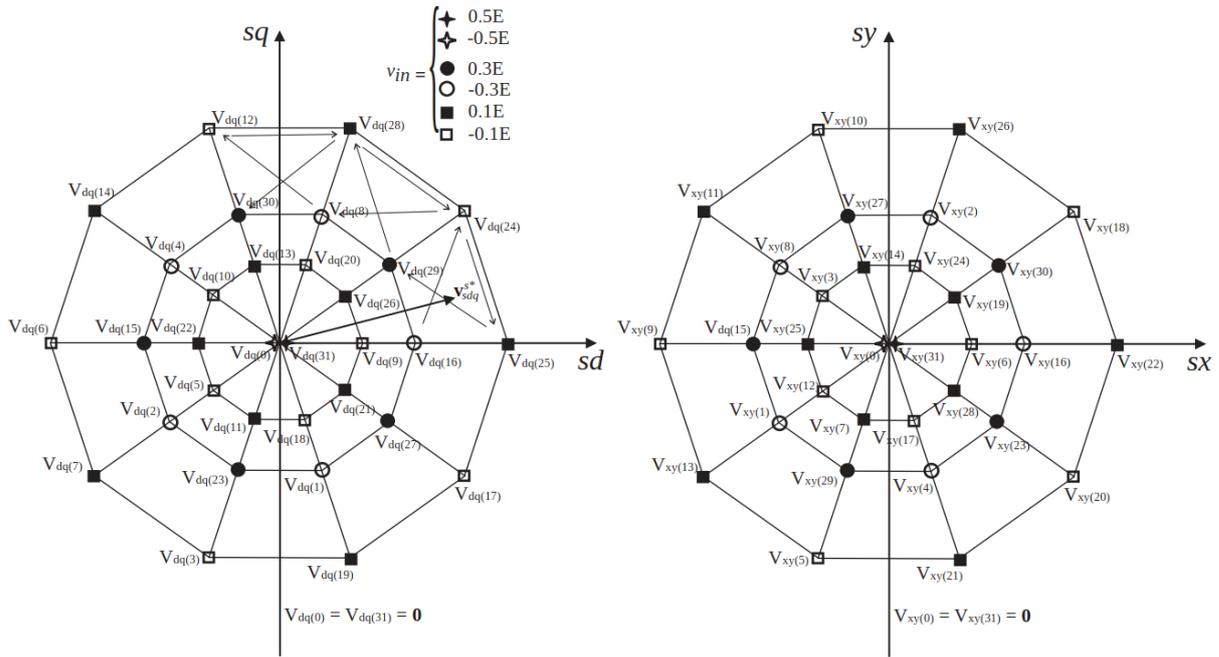
Aplicando a matriz de transformação (2.12) às tensões de fase (2.18) obtém-se

$$\begin{bmatrix} V_{sd}^s \\ V_{sq}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} E \begin{bmatrix} 1 & \text{cos}(2\pi/5) & \text{cos}(4\pi/5) & \text{cos}(6\pi/5) & \text{cos}(8\pi/5) \\ 0 & \text{sin}(2\pi/5) & \text{sin}(4\pi/5) & \text{sin}(6\pi/5) & \text{sin}(8\pi/5) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \\ q_5 \end{bmatrix} \quad (2.20)$$

$$\begin{bmatrix} V_{sx}^s \\ V_{sy}^s \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{5}} E \begin{bmatrix} 1 & \text{cos}(4\pi/5) & \text{cos}(8\pi/5) & \text{cos}(12\pi/5) & \text{cos}(16\pi/5) \\ 0 & \text{sin}(4\pi/5) & \text{sin}(8\pi/5) & \text{sin}(12\pi/5) & \text{sin}(16\pi/5) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} q_1 \\ q_2 \\ q_3 \\ q_4 \\ q_5 \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

Cada combinação de estados de chaveamento cria um vetor de quatro dimensões, cujas projeções nos plano dq e xy estão mostradas na Figura 2.2. São 32 vetores, dos quais dois são nulos ($V_{sdqxy(0)}^s = V_{sdqxy(31)}^s = 0$) e trinta são ativos.

Figura 2.2 – Planos dq e xy



Fonte: Freitas et al. (2007)

O v_{in} é o nível da tensão de modo comum. Os vetores ativos são divididos em três grupos de dez vetores de tamanhos distintos, os vetores de tamanhos pequenos ($V_p = \frac{\sqrt{2}}{10}(5 - \sqrt{5})E$), médios ($V_m = \frac{\sqrt{2}}{20}(3\sqrt{5} + 5)E$) e grandes ($V_g = \frac{\sqrt{2}}{10}(5 + \sqrt{5})E$), onde a relação de tamanho é dada por: $(\frac{V_g}{V_m} = \frac{V_m}{V_p} = (\frac{1}{2} + \frac{1}{5}\sqrt{5})) \cong 1,618$. Os vetores ditos de tamanhos grandes no plano dq são vetores pequenos no plano xy , vetores de tamanhos médios no plano dq correspondem a vetores de mesmo tamanho no plano xy , ou seja, também são médios, vetores de tamanhos pequenos no plano dq são grandes no plano xy .

Quando a máquina é considerada com distribuição senoidal de fluxo, ou seja, só tem a componente fundamental de fluxo, então toda parte ativa da máquina está no plano dq . Se há harmônica espacial de fluxo presente no modelo, ela aparece no plano xy .

Seja um vetor de referencia cujas componentes nos planos dq e xy são dadas por v_{sdq}^{s*} e v_{sxy}^{s*} ($v_{sdq}^{s*} = v_{sd}^{s*} + jv_{sq}^{s*}$ e $v_{sxy}^{s*} = v_{sx}^{s*} + jv_{sy}^{s*}$). A modulação PWM vetorial consiste na seleção apropriada dos vetores a serem usados e a definição do tempo de aplicação destes. O período da tensão de referência é dividido em dez partes iguais de 36° cada, que são denominado de setores para o caso de acionamento senoidal da máquina, ou seja, no caso em que apenas a referência no plano dq é não nula, sendo zero a referência de tensão no plano xy , como mencionado no paragrafo anterior.

Para o sistema pentafásico, a modulação vetorial (PWM vetorial ou SVPWM) pode ser resumida nos seguintes passos:

- Determinar se o acionamento é senoidal ($v_{sxy}^{s*} = 0$) ou não;

- Detectar o setor de 36° onde encontra-se o vetor de referência (v_{sdq}^{s*}) no plano dq pela suas componentes;
- Selecionar os vetores apropriados (V_{sdqxy}^s);
- Determinar o tempo de aplicação dos vetores escolhidos.

Segundo Dabour et al. (2019), o índice de modulação (M) pode ser definido como:

$$M = \frac{2V_{Ps}}{E} \quad (2.22)$$

onde V_{Ps} é o valor de pico da tensão de fase da máquina. O módulo do vetor v_{sdq}^{s*} se relaciona com V_{Ps} por (assumindo $v_{sxy}^{s*} = 0$):

$$v_{sdq}^{s*} = \sqrt{\frac{5}{2}} V_{Ps} \quad (2.23)$$

Portanto, o índice de modulação em termos da magnitude do vetor V_{dq} é dada por:

$$M = \frac{2\sqrt{\frac{2}{5}}v_{sdq}^{s*}}{E} \Rightarrow M = 2\sqrt{\frac{2}{5}}\frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \quad (2.24)$$

Define-se:

$$F_a = \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \quad (2.25)$$

Assim, o índice de modulação pode ser calculado como:

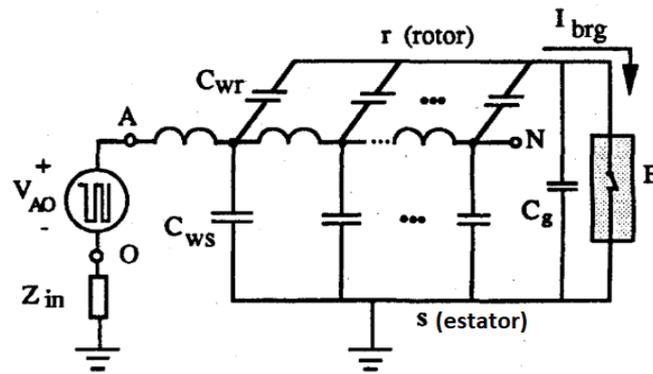
$$M = 2\sqrt{\frac{2}{5}}F_a \quad (2.26)$$

2.5 TENSÃO DE MODO COMUM E CORRENTES PARASITAS

2.5.1 Capacitâncias parasitas

Na Figura 2.3 tem-se um esquemático do acoplamento das capacitâncias parasitas que criam caminhos de baixa impedância para a circulação de correntes pelo o mancal (I_{brg}).

Figura 2.3 – Princípio de geração de correntes de mancal em sistema inversor/máquina



Fonte: Adaptado de Miranda (2007)

Onde C_{ws} e C_{wr} são as capacitâncias parasitas entre os enrolamentos e o estator e o enrolamento com o ferro do rotor. V_{AO} é a tensão de modo comum referente ao terminal de entrada da fase A do motor. Fechando-se o circuito tem-se a capacitância parasita do barramento CC para o terra, simbolizado pela impedância interna (Z_{in}) da fonte V_{AO} . Note que a tensão de modo comum é a fonte de alimentação dos circuitos formados pelas capacitâncias parasitas. O C_g é a capacitância parasita presente através do mancal e a chave B representa o modelo do mancal abrindo e fechando aleatoriamente devido ao rolamento rotativo do motor e comportamento elétrico. As correntes que causam danos nos mancais são as correntes que fluem pela capacitância C_{wr} e logo depois voltam pela chave B . Esse comportamento se repete para as cinco fases da máquina. Na Figura 2.4 tem-se uma imagem de um mancal de uma máquina elétrica (CHEN; LIPO; FITZGERALD, 1996).

Figura 2.4 – Modelo de mancal do motor



Fonte: Adaptado de Miranda (2007)

O mancal é colado ao eixo do rotor da máquina. Segundo Miranda (2007), quando os mancais giram no funcionamento da máquina, as esferas dentro do lubrificante reduz sua condutividade, ou seja a impedância dos mancais variam de um resistor para um capacitor, pelo fato do filme lubrificante se comportar como um dielétrico. Esse comportamento é modelado pela chave B .

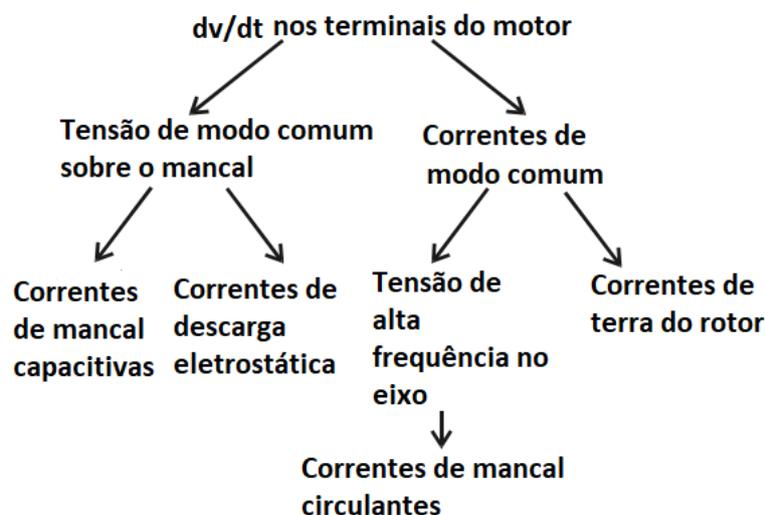
Em outras palavras, quando a máquina opera em baixas velocidade (tipicamente $n \leq 100$ RPM) o filme lubrificante tem apenas nanômetros de espessura. Quando a tensão é aplicada (V_{brg} explicada na próxima seção) nessa distância o filme lubrificante é superado existindo condução de elétrons devido as leis da mecânica quântica (efeito túnel), assim o mancal atua como uma resistência ôhmica. Em altas velocidades de operação da máquina (tipicamente $n > 100$ RPM) o filme lubrificante é 100 vezes mais espesso quando a máquina está parada, devido ao efeito hidrodinâmico, logo esse filme tem propriedades isolantes, assim o mancal atua como um capacitor (C_g) (MÜTZE, 2004).

2.5.2 Influência do inversor

Devido ao rápido chaveamento das chaves eletrônicas do tipo MOSFET ou IGBT em sistemas de acionamento de velocidade variável, acabam induzindo correntes parasitas ao mancal. Essas correntes parasitas são definidas em quatro tipos, as correntes de mancal capacitivas, essa corrente é oriunda da tensão de modo comum que relacionar-se com a tensão do mancal (V_{brg}), essa tensão é gerada devido a própria tensão de modo comum nos terminais da máquina espelhada no mancal por divisor de tensão capacitivo, outra corrente gerada devido a tensão de modo comum com a tensão do mancal são as correntes de descarga eletrostática que também comprometem o mancal. Os outros dois tipos são denominadas correntes de terra ou correntes de modo comum, que são resultados da interação entre a TMC, o alto d_v/d_t e as capacitâncias parasitas entre os enrolamentos do estator e a carcaça da máquina (C_{wr}) (MÜTZE, 2004). Logo fica nítido que o grande causador dos problemas mecânicos do mancal gerados por essas correntes é a tensão de modo comum.

Na Figura 2.5 tem-se um fluxograma dessas correntes que danificam o mancal do motor.

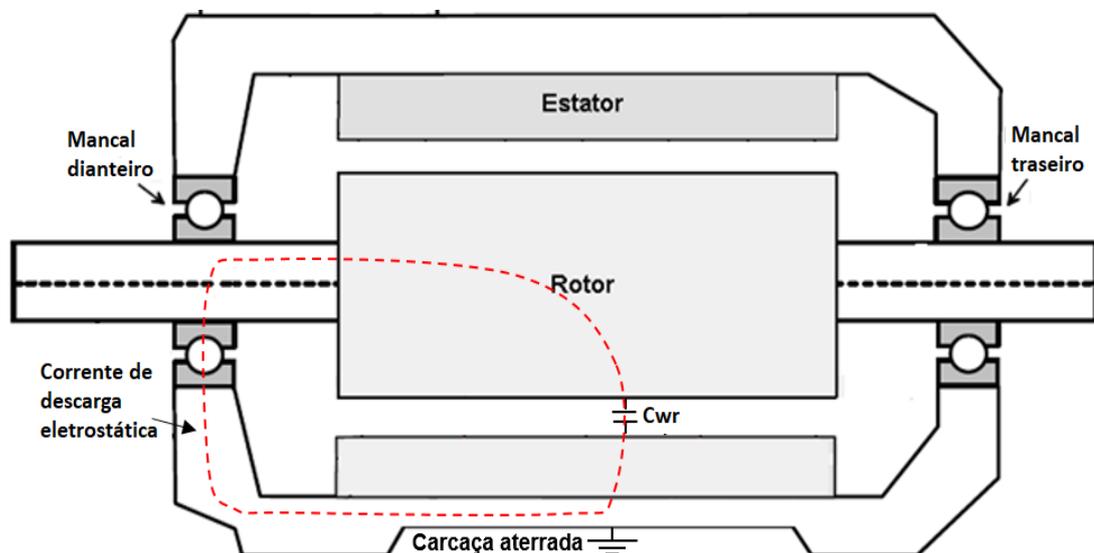
Figura 2.5 – Causa e efeito das correntes de mancal das máquinas elétricas operadas por inversores



Pode-se observar que o dv/dt nos terminais da máquina gera a tensão de modo comum que produz as correntes de mancal capacitivas e as correntes de descarga eletrotática e as correntes de modo comum geram as correntes de mancal circulantes e as correntes de terra do rotor. Segundo Mütze (2004) essas correntes são definidas como:

- **Correntes de mancal capacitivas:** Em baixas temperaturas do mancal, aproximadamente, $25^{\circ}C$, e uma velocidade da máquina de $n \geq 100 \text{ RPM}$, o filme lubrificante e as esferas do mancal formam uma capacitância parasita que interage com o dv/dt sobre o mancal gerando uma corrente na faixa de 5 a 10 mA . O mancal presente em temperaturas de operação que variam na faixa de aproximadamente $7090^{\circ}C$, e uma velocidade da máquina de $n \leq 100 \text{ RPM}$, o filme lubrificante pode não tem mais propriedades isolantes fazendo com que o mancal vire só uma resistência ôhmica deixando as amplitudes dessas correntes maiores que 200 mA .
- **Correntes de descarga eletrotática:** O filme lubrificante carregado eletricamente entre as esferas e a superfície do mancal se rompe com uma tensão no mesmo que supera a faixa de 530 V em uma temperatura de aproximadamente $20^{\circ}C$, e acontece uma descarga do filme gerando essas correntes chamadas de correntes de descarga eletrotática. Na Figura 2.6 é demonstrado o caminho das correntes de descarga eletrostática.

Figura 2.6 – Caminho da corrente eletrostática

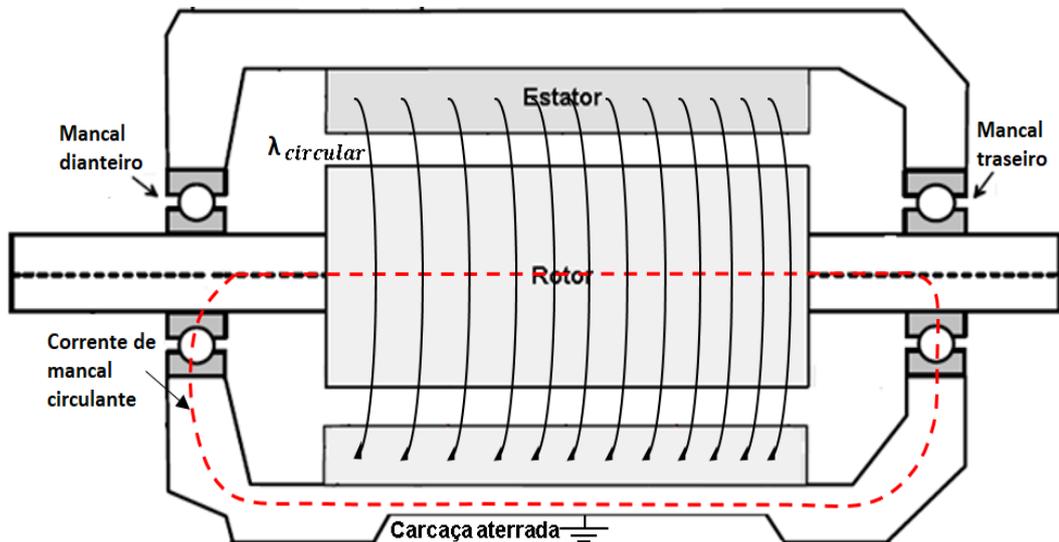


Fonte: Adaptado de Silva (2019)

- **Correntes de mancal circulantes:** A capacitância parasita entre os enrolamento e a carcaça da máquina e o alto dv/dt gera uma corrente de modo comum com frequência na faixa de $f \cong 100 \text{ kHz}$ até f de vários MHz . Essa corrente estimula um fluxo magnético circular ao redor do eixo da máquina induzindo uma tensão no eixo. Se essa tensão for grande o suficiente para perfurar a película lubrificante do mancal e destruir suas

propriedades isolantes, uma corrente é gerada. Essa corrente é chamada de corrente de mancal circulante. A amplitude dessas correntes dependem do tamanho da máquina. Na Figura 2.7 é demonstrado o caminho das correntes de mancal circulantes.

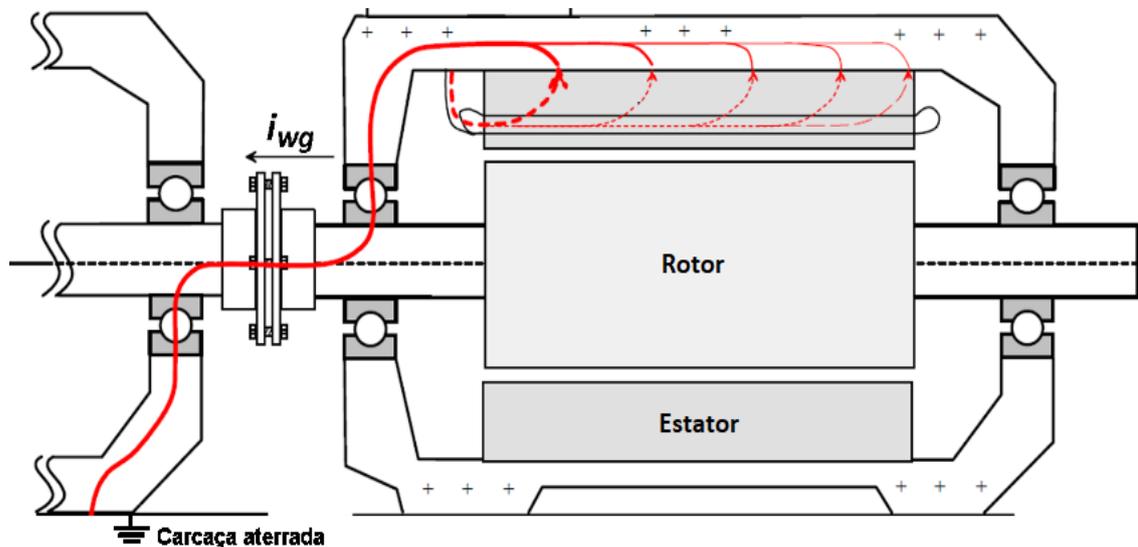
Figura 2.7 – Caminho da corrente de mancal circulante



Fonte: Adaptado de Silva (2019)

- **Correntes de terra do rotor:** Essas correntes são geradas quando a máquina é aterrada por meio de uma carga adicional, de modo que uma parte da corrente de aterramento (i_{wg}) pode passar pelo rotor, passando totalmente pelo mancal da mesma. Essas correntes podem atingir magnitudes significativas dependendo da impedância de aterramento do estator. Na Figura 2.8 é demonstrado o caminho das correntes de terra do rotor.

Figura 2.8 – Caminho dos enrolamentos do estator à terra com carga



Fonte: Adaptado de Silva (2019)

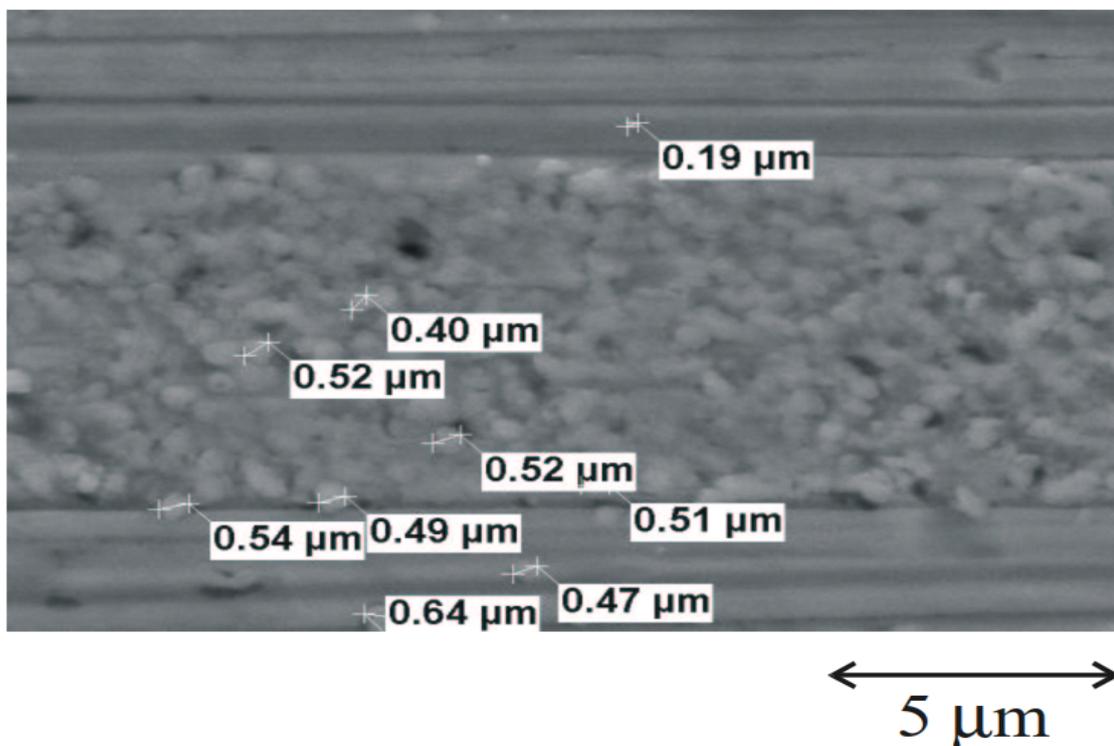
Esses dados de correntes foram obtidos da máquina trifásica. A máquina pentafásica não foge muito desses níveis de correntes parasitas.

2.5.3 Danos causados pelas correntes parasitas devido à tensão de modo comum

Os danos causados na superfície do mancal são: A perfuração do filme lubrificante por essas correntes acaba deixando pequenas crateras na superfície metálica. Estas crateras são formadas pela fusão local do metal. O diâmetro médio dessas crateras é cerca de $0,5 \mu m$, como demonstra a Figura 2.9. Quando as esferas rolam sobre essas crateras, elas são achatadas e desaparecem. Enquanto isso, novas crateras são criadas pelo fluxo de corrente no mancal. Após $50 h$ de operação essas crateras encontram-se no estágio inicial e podem ser vistas na Figura 2.10. Para os olhos humanos as crateras não são visíveis, mas aparenta um traço de cor cinza (Figure 2.11) indicando fluxo de corrente através do mancal. Este traço ainda é visível após mais de $1000 h$ de funcionamento como demonstrado na Figura 2.12b, mas geralmente ocorre uma deterioração da superfície, como mostra na mesma figura (Figura 2.12a). Essa deterioração é chamada de canelura (MÜTZE, 2004).

Na Figura 2.9 tem-se uma imagem retirada de um microscópio eletrônico de varredura onde o mancal teve 200 horas de operação e uma frequência de chaveamento do inversor de $f_c = 10 kHz$.

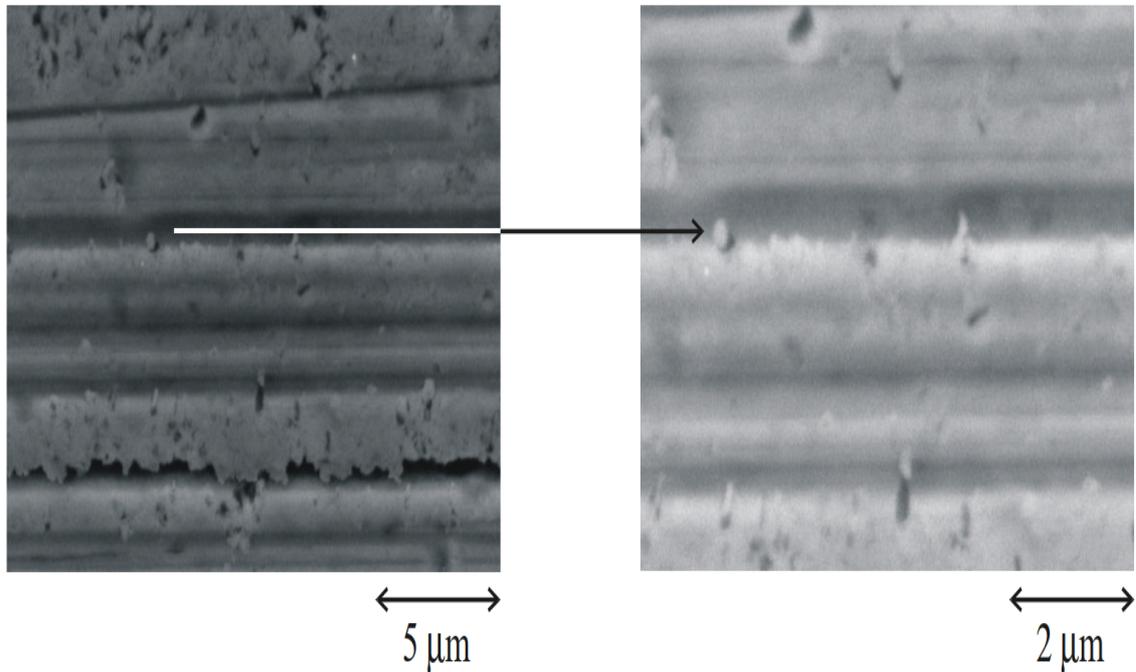
Figura 2.9 – Exemplo de diâmetro médio das crateras na superfície de corrida



Fonte: Adaptado de Mütze (2004)

Na Figura 2.10 demonstra uma imagem retirada de um microscópio eletrônico de varredura onde o mancal teve 50 horas de operação e uma frequência de chaveamento de $f_c = 10$ kHz.

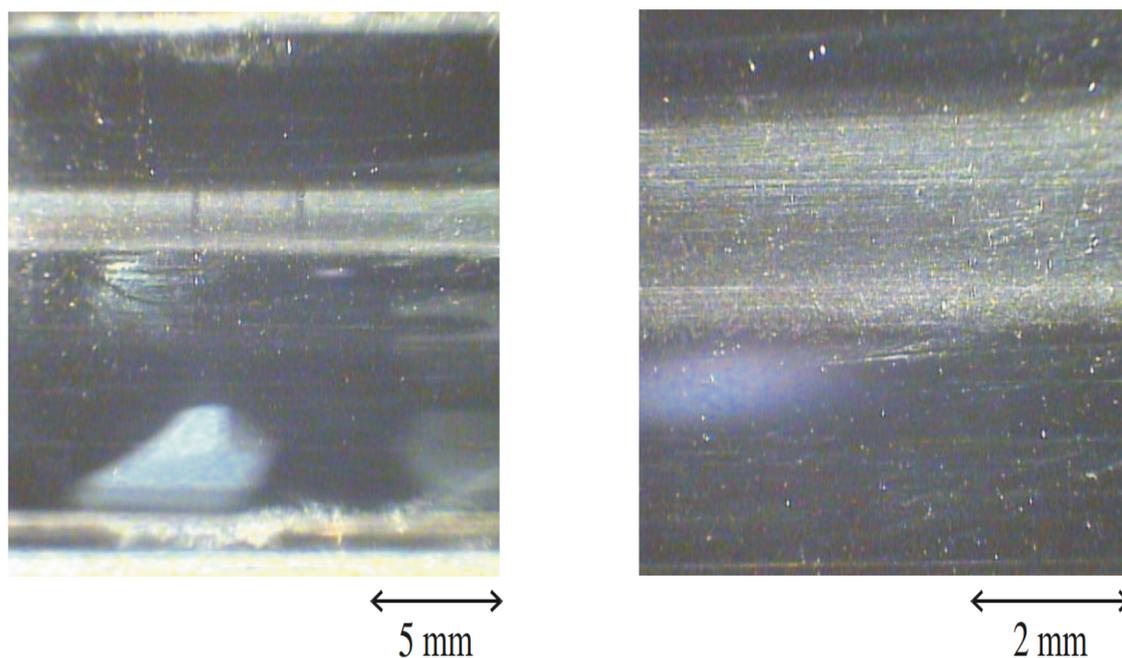
Figura 2.10 – Exemplo de crateras singulares na superfície da pista



Fonte: Adaptado de Mütze (2004)

Na Figura 2.11 observa-se uma imagem retirada de um microscópio eletrônico de varredura onde o mancal passou 50 horas de operação e uma frequência de chaveamento de $f_c = 10$ kHz.

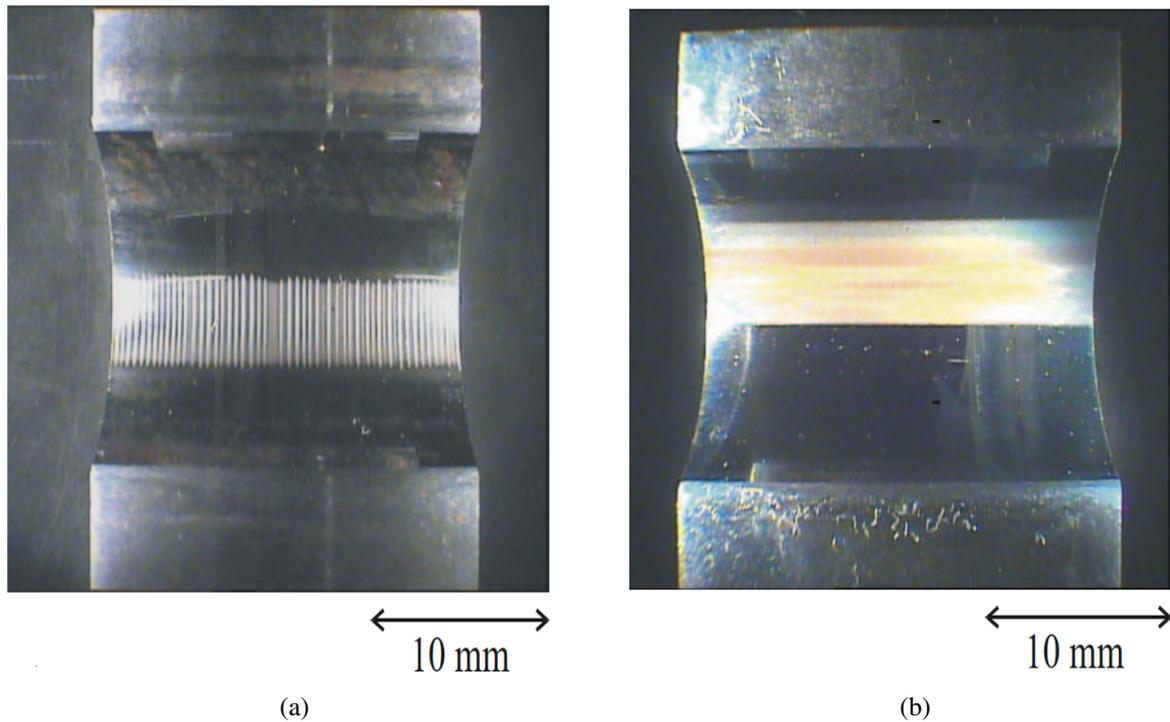
Figura 2.11 – Exemplos de traço cinza na superfície da pista



Fonte: Adaptado de Mütze (2004)

Na Figura 2.12 tem-se novamente uma imagem retirada de um microscópio eletrônico de varredura onde o mancal passou 1275 horas de operação e uma frequência de chaveamento de $f_c = 10 \text{ kHz}$.

Figura 2.12 – Exemplos de (a) canelura e (b) traço cinza na superfície da pista



Fonte: Adaptado de Mütze (2004)

2.5.4 Definição da tensão de modo comum

Em R.F. e M.J. (2004) e Azevedo (2001), uma fonte senoidal de tensão trifásica, simétrica e balanceada, operando em condições normais tem a soma vetorial das três fases igual a zero, então no neutro do circuito terá uma tensão nula também. Mas ao usar um inversor PWM semelhante ao mostrado na Figura 2.1, mas para o sistema trifásico, como fonte de tensão, a tensão resultante no neutro não é igual a zero. Isso acontece devido aos inversores que operam sob modulação PWM usando a tensão do barramento CC nos terminais do motor para gerar uma tensão com componente fundamental e frequência adequadas. Então a tensão de linha do motor é instantaneamente $+E/2$ ou $-E/2$ no que resulta na impossibilidade a somar as três tensões serem zero em todos os instantes de tempo. Essa soma diferente de a zero é chamada de tensão de modo comum. Esta tensão pode ser expressa em termos da tensão do ponto neutro da máquina para o terra. Toda essa descrição se aplica da mesma forma nos sistemas de acionamentos pentafásico, onde a soma vetorial das cinco tensões não é nula.

Portanto:

$$v_{in} = \frac{1}{5}(v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} + v_{s4} + v_{s5}) + v_n \quad (2.27)$$

v_{in} como definido no capítulo anterior é a tensão de modo comum. E v_n é a tensão de neutro da máquina.

Considerando o ponto central do barramento CC (0), como mostra a Figura 2.1, é conectado ao terra, logo tem-se:

$$v_{in} = \frac{1}{5}(v_{s10} + v_{s20} + v_{s30} + v_{s40} + v_{s50}) \quad (2.28)$$

Essa tensão também pode ser representada em função das posições da chaves q_1, q_2, q_3, q_4, q_5 da Figura 2.1:

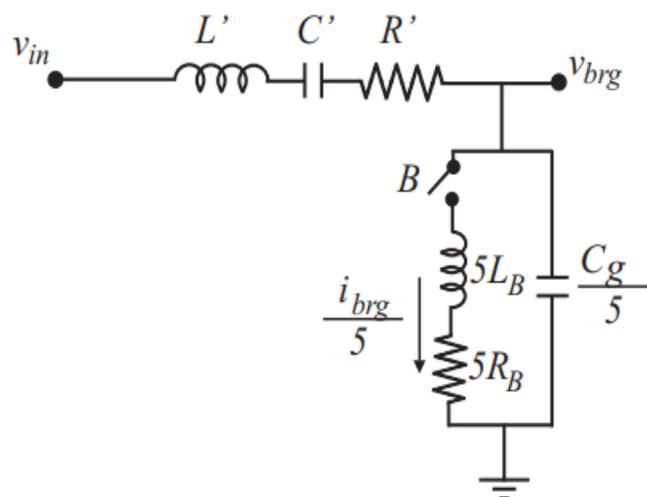
$$v_{in} = \frac{E}{5}(q_1 + q_2 + q_3 + q_4 + q_5) - \frac{E}{2} \quad (2.29)$$

Na Figura 2.2 é mostrada a tensão de modo comum produzida por cada vetor. Pode-se observar que os vetores nulos são responsáveis pelos maiores níveis de tensão de modo comum, com amplitude de 50% da tensão de barramento. Os vetores cujas projeções nos planos dq são as maiores e aqueles cujas projeções são as menores produzem níveis de tensão de modo comum com amplitude de 10% da tensão do barramento, enquanto os dez vetores cujas projeções no plano dq são médias produzem uma amplitude de tensão de modo comum iguais a 30% da tensão do barramento.

2.5.5 Modelo simplificado

Um modelo para as correntes que fluem no mancal causando desgastes dos mesmos no sistema de acionamento da máquina é discutido em Chen, Lipo e Fitzgerald (1996). O modelo de rolamento é simplificado conforme mostrado na Figura 2.13.

Figura 2.13 – Modelo do mancal mostrado em Chen, Lipo e Fitzgerald (1996)



Fonte: Adaptado de Chen, Lipo e Fitzgerald (1996)

onde R' , L' , C' são a impedância dos enrolamentos da máquina simplificados e L_b , R_b é a indutância e a resistência interna do mancal e C_g é a impedância capacitiva parasita do mancal.

2.6 CONCLUSÃO

Neste capítulo foi exposto, de maneira sucinta, o modelo da máquina de cinco fases considerando a componente fundamental e a terceira harmônica juntamente com o modelamento do sistema de acionamento da mesma através de modulação PWM vetorial. Também foi discutido o acoplamento capacitivo formado pelas capacitâncias parasitas que surgem na máquina entre os enrolamentos e o estator e os enrolamentos e o rotor e a capacitância parasita entre estator e o rotor. No mesmo capítulo são discutidas as correntes e os efeitos das mesmas fluindo por essas capacitâncias passando pelo mancal e o desgastando. O mancal foi modelado de forma simplificada em circuito elétrico para ser utilizado nas simulações.

3 ESTRATÉGIAS PWM VETORIAIS PARA REDUÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM E CORRENTES PARASITAS

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão demonstradas as técnicas de modulação PWM vetoriais para redução da tensão da tensão de modo comum e das correntes que fluem pelo mancal da máquina. Baseando-se em estratégias já conhecidas na literatura, duas estratégias são propostas, uma opera nas faixas de índice de modulação onde as estratégias conhecidas como a 5NSPWM e 5AVPWM que utilizam o mesmo número de vetores não funciona, ou seja, não apresentam soluções. A outra duas tratam-se técnica híbrida contendo tanto a estratégia proposta quanto outras já conhecidas, assim é possível realizar a mitigação da tensão de modo comum e causar a possibilidade de operação em toda faixa de índice de modulação.

3.2 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO PWM VETORIAIS

3.2.1 Estratégia PWM natural ou SVPWM Conv. - Space Vector Pulse Width Modulation Convencional

Essa estratégia de modulação vetorial consiste em utilizar seis vetores por setor no plano dq que são projetados no plano xy dando um total de doze vetores. São usados os quatro vetores ativos "para controlar simultaneamente dq e xy " cujas projeções no plano dq são adjacentes ao vetor de referência naquele plano e cujos módulos são os grandes e médios, ou seja, não são usados os vetores cujas projeções no plano dq são pequenas. Sejam estes quatro vetores ativos os vetores $V_{sdq(a)}^s$, $V_{sdq(b)}^s$, $V_{sdq(c)}^s$ e $V_{sdq(e)}^s$ da Figura 2.2, o cálculo do tempo de aplicação de cada um deles é dado em termos médios por:

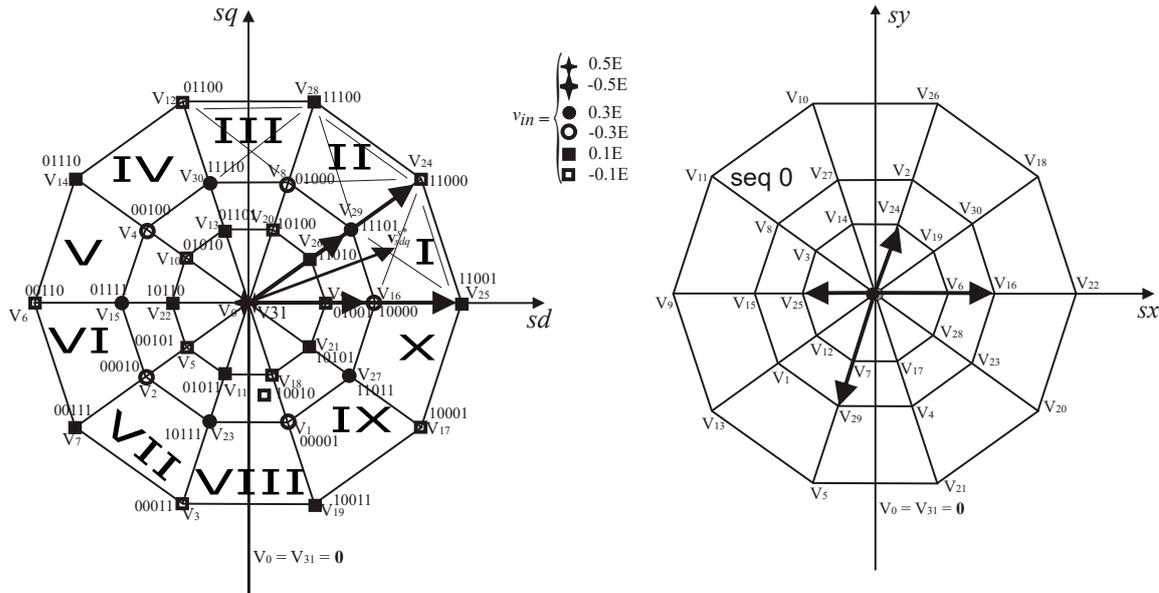
$$\frac{1}{\tau} \int_0^{\tau} v_{sdqxy}^{s*} dt = \frac{1}{\tau} \int_0^{t_a} V_{sdqxy(a)}^s dt + \frac{1}{\tau} \int_0^{t_b} V_{sdqxy(b)}^s dt + \frac{1}{\tau} \int_0^{t_c} V_{sdqxy(c)}^s dt + \frac{1}{\tau} \int_0^{t_e} V_{sdqxy(e)}^s dt \quad (3.1)$$

Assim, tem-se:

$$v_{sdqxy}^{s*} = \frac{t_a}{\tau} V_{sdqxy(a)}^s + \frac{t_b}{\tau} V_{sdqxy(b)}^s + \frac{t_c}{\tau} V_{sdqxy(c)}^s + \frac{t_e}{\tau} V_{sdqxy(e)}^s \quad (3.2)$$

No qual t_a, t_b, t_c e t_e são os tempos de aplicação dos vetores $V_{sdqxy(a)}^s, V_{sdqxy(b)}^s, V_{sdqxy(c)}^s, V_{sdqxy(e)}^s$ respectivamente. Para que o inversor opere com frequência de chaveamento constante no período de amostragem τ os vetores nulos devem aplicados para completar o tempo do período de chaveamento. Na Figura 3.1 é demonstrado a escolha dos vetores no primeiro setor.

Figura 3.1 – SVPWM Convencional, setor I



Fonte: Adaptado de Freitas et al. (2007)

Com tensão de referência nula no plano xy tem-se acionamento senoidal da máquina. Como existem dez setores distintos de 36° cada. O primeiro destes definido pelos vetores $V_{sdq(25)}^s, V_{sdq(24)}^s, V_{sdq(16)}^s$ e $V_{sdq(29)}^s$, como mostrado na Figura 3.1. O tempo de aplicação destes vetores, para uma referência localizada neste setor é calculado a partir da Equação 3.2:

$$v_{sdqxy}^{s*} = \frac{t_{16}}{\tau} V_{dqxy(16)}^s + \frac{t_{24}}{\tau} V_{dqxy(24)}^s + \frac{t_{25}}{\tau} V_{dqxy(25)}^s + \frac{t_{29}}{\tau} V_{dqxy(29)}^s, \quad (3.3)$$

ou separando nas equações em cada plano

$$v_{sdq}^{s*} = \frac{t_{16}}{\tau} V_{sdq(16)}^s + \frac{t_{24}}{\tau} V_{sdq(24)}^s + \frac{t_{25}}{\tau} V_{sdq(25)}^s + \frac{t_{29}}{\tau} V_{sdq(29)}^s \quad (3.4)$$

$$0 = \frac{t_{16}}{\tau} V_{sxy(16)}^s + \frac{t_{24}}{\tau} V_{sxy(24)}^s + \frac{t_{25}}{\tau} V_{sxy(25)}^s + \frac{t_{29}}{\tau} V_{sxy(29)}^s \quad (3.5)$$

Tais equações correspondem a um sistema de equações 4×4 dado por:

$$\begin{bmatrix} V_{sd(16)}^s & V_{sd(24)}^s & V_{sd(25)}^s & V_{sd(29)}^s \\ V_{sq(16)}^s & V_{sq(24)}^s & V_{sq(25)}^s & V_{sq(29)}^s \\ V_{sx(16)}^s & V_{sx(24)}^s & V_{sx(25)}^s & V_{sx(29)}^s \\ V_{sy(16)}^s & V_{sy(24)}^s & V_{sy(25)}^s & V_{sy(29)}^s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{16} \\ t_{24} \\ t_{25} \\ t_{29} \end{bmatrix} = \tau \begin{bmatrix} v_{sd}^{s*} \\ v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

Os tempos de aplicação dos vetores podem ser calculados a partir da equação matricial dada por:

$$\begin{bmatrix} t_{16} \\ t_{24} \\ t_{25} \\ t_{29} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd(16)}^s & V_{sd(24)}^s & V_{sd(25)}^s & V_{sd(29)}^s \\ V_{sq(16)}^s & V_{sq(24)}^s & V_{sq(25)}^s & V_{sq(29)}^s \\ V_{sx(16)}^s & V_{sx(24)}^s & V_{sx(25)}^s & V_{sx(29)}^s \\ V_{sy(16)}^s & V_{sy(24)}^s & V_{sy(25)}^s & V_{sy(29)}^s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tau v_{sd}^{s*} \\ \tau v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.7)$$

Pode-se rescrever a Equação 3.7 de forma mais geral dada por:

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \\ t_c \\ t_e \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd(a)}^s & V_{sd(b)}^s & V_{sd(c)}^s & V_{sd(e)}^s \\ V_{sq(a)}^s & V_{sq(b)}^s & V_{sq(c)}^s & V_{sq(e)}^s \\ V_{sx(a)}^s & V_{sx(b)}^s & V_{sx(c)}^s & V_{sx(e)}^s \\ V_{sy(a)}^s & V_{sy(b)}^s & V_{sy(c)}^s & V_{sy(e)}^s \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tau v_{sd}^{s*} \\ \tau v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (3.8)$$

Para que o inversor opere com frequência de chaveamento constante, o restante do período de chaveamento, τ , é preenchido com os vetores nulos ($V_{sdqxy(0)}^s$ e $V_{sdqxy(31)}^s$) aplicados com o tempo t_o no restante do intervalo de amostragem, assim,

$$\tau = t_o + t_a + t_b + t_c + t_e \quad (3.9)$$

Os vetores nulos são aplicados no início e no final do período de chaveamento τ para minimizar distorção harmônica, logo:

$$t_o = t_{oi} + t_{of} \quad (3.10)$$

Assim, tem-se:

$$\tau = t_{oi} + t_a + t_a + t_c + t_e + t_{of} \quad (3.11)$$

onde t_{oi} e t_{of} são os tempos de aplicação dos vetores nulos no início e no final do período de chaveamento. Para a distribuição desses vetores é utilizado o fator de distribuição de roda livre (μ), onde $\mu = t_{oi}/(t_{oi} + t_{of})$.

Logo,

$$t_{oi} = \mu t_o \tag{3.12}$$

$$t_{of} = (1 - \mu)t_o \tag{3.13}$$

Com, $0 \leq \mu \leq 1$.

A Tabela 3.1 mostra a escolha de chaveamento para cada setor, assim é possível determinar o tempo de aplicação dos vetores pela Equação 3.8.

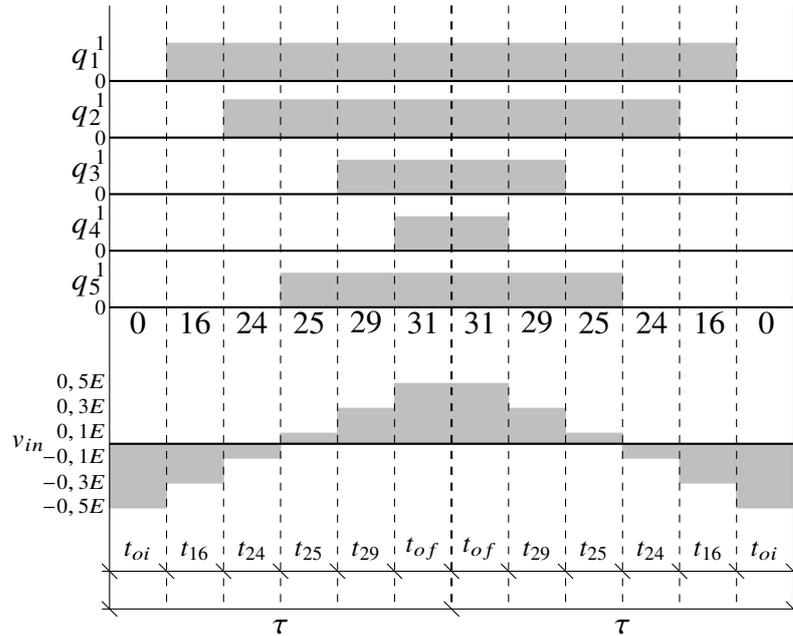
Tabela 3.1 – Vetores de cada Setor para Comutação da estratégia convencional

Setores	$V_{oi}, V_a, V_b, V_c, V_e, V_{of}$
I	$V_0, V_{16}, V_{24}, V_{25}, V_{29}, V_{31}$
II	$V_0, V_{29}, V_{28}, V_{24}, V_8, V_{31}$
III	$V_0, V_8, V_{12}, V_{28}, V_{30}, V_{31},$
IV	$V_0, V_{30}, V_{14}, V_{12}, V_4, V_{31}$
V	$V_0, V_4, V_6, V_{14}, V_{15}, V_{31}$
VI	$V_0, V_{15}, V_7, V_6, V_2, V_{31}$
VII	$V_0, V_2, V_3, V_7, V_{23}, V_{31}$
VIII	$V_0, V_{23}, V_{19}, V_3, V_1, V_{31}$
IX	$V_0, V_1, V_{17}, V_{19}, V_{27}, V_{31}$
X	$V_0, V_{27}, V_{25}, V_{17}, V_{16}, V_{31}$

Autor

Onde $V = V_{sdqxy}^s$, V_{oi} é o vetor nulo aplicado no início e V_{of} é vetor nulo aplicado no final do período de chaveamento. A Figura 3.2 mostra o comportamento da tensão de modo comum para a estratégia convencional.

Figura 3.2 – TMC para a estratégia SVWPM convencional, setor I, $\mu = 0,5$



Fonte: Autor

Esse curva de tensão de modo comum é similar nos demais setores.

Esse trabalho consiste no acionamento senoidal, ou seja, a referência de tensão no plano xy é nula. Assim a partir da Equação 2.19 é possível determinar a magnitude da tensão dq de referência máxima que é dada por:

$$v_{sdq}^{s*} = \sqrt{\frac{5}{2}} \frac{E}{2 \cos(\pi/10)} = 0,83125E \quad (3.14)$$

Assim,

$$F_a = \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} = 0,83125 \quad (3.15)$$

Pela Equação 3.8 colocando E em evidência e após dividindo tudo por τ obtêm-se as razões cíclicas em função de $\frac{v_{sd}^{s*}}{E}$ e $\frac{v_{sq}^{s*}}{E}$. Sabendo que $\frac{v_{sd}^{s*}}{E} = \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \cos(\delta) = F_a \cos(\delta)$ e $\frac{v_{sq}^{s*}}{E} = \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \sin(\delta) = F_a \sin(\delta)$, pode-se variar esse ângulo δ , assim é possível identificar qual valor de F_a tem-se a razão cíclica menor do que zero, ou seja, pode-se identificar regiões onde a estratégia não apresenta soluções e sim uma saturação. Logo para essa técnica esse valor limite de F_a é o valor de $\frac{1}{2} \sqrt{5 - \sqrt{5}} = 0,83125$, exatamente o valor máximo de v_{sdq}^{s*} dado pela Equação 3.14.

Assim, o maior índice de modulação com SVPWM Conv. é dado conforme a Equação (2.26):

$$M = 1,0515 \tag{3.16}$$

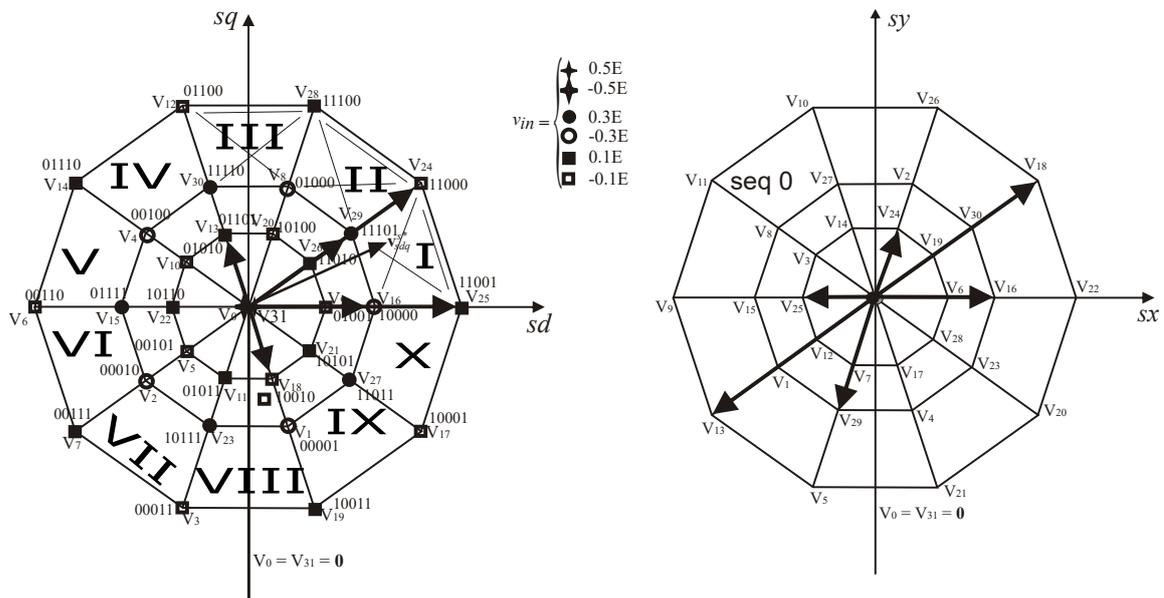
Logo tem-se a faixa de índice de modulação para essa técnica é dada por:

$$0 \leq M \leq 1,0515 \tag{3.17}$$

3.2.2 Estratégia 5AZSPWM - 5 Active Zero Space Pulse Width Modulation

Esse estratégia tem os mesmo equacionamento da modulação natural, ou seja, o cálculo do tempo de aplicação dos vetores é a mesma da Equação 3.6, porém, ao invés de utilizar vetores nulos ($V_{sdqxy(0)}^s$ e $V_{sdqxy(31)}^s$), dois vetores cujas projeções no plano dq são pequenas e opostas são utilizados aplicados por tempos iguais, como por exemplo, os vetores $V_{sdqxy(13)}^s$ e $V_{sdqxy(18)}^s$. A aplicação dos vetores pequenos e não médios é justamente para reduzir a tensão de modo comum. Na Figura 3.3 são mostrados os vetores usados no setor I.

Figura 3.3 – 5AZSPWM, setor I



Fonte: Adaptado de Freitas et al. (2007)

Essa estratégia tem redução da tensão de modo comum em relação a estratégia natural, pois não utiliza os vetores nulos responsáveis pelo maior nível da tensão de modo comum. Essa redução é cerca de 40% ($\Delta_{TMC} = 0,6E$), como pode ser visto na Figura 3.4.

A Tabela 3.2 mostra a escolha de chaveamento para cada setor.

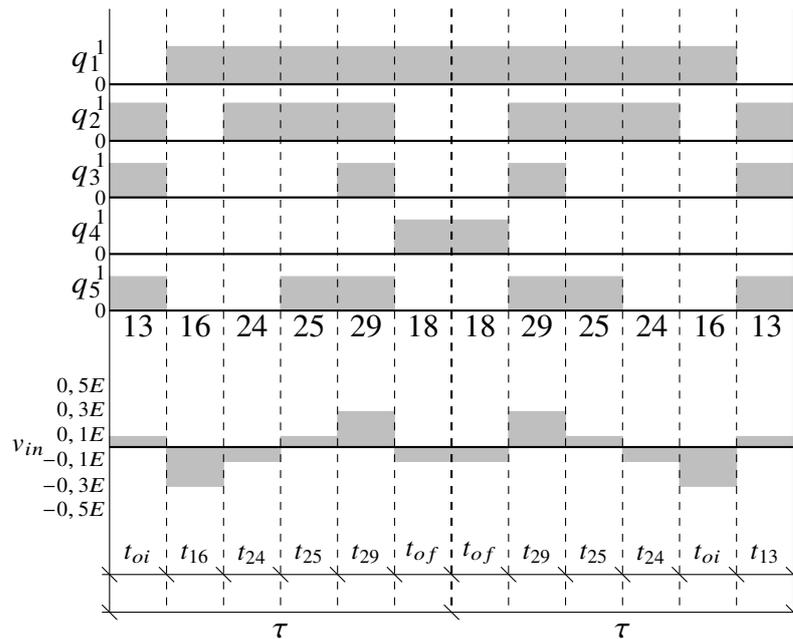
Tabela 3.2 – Vetores de cada Setor para Comutação da estratégia 5AZSPWM

Setores	$V_{oi}, V_a, V_b, V_c, V_e, V_{of}$
I	V13, V16, V24, V25, V29, V18
II	V10, V29, V28, V24, V8, V21
III	V22, V8, V12, V28, V30, V9,
IV	V5, V30, V14, V12, V4, V26
V	V11, V4, V6, V14, V15, V20
VI	V18, V15, V7, V6, V2, V13
VII	V21, V2, V3, V7, V23, V10
VIII	V9, V23, V19, V3, V1, V22
IX	V26, V1, V17, V19, V27, V5
X	V20, V27, V25, V17, V16, V11

Autor

onde V é abreviatura para V_{sdqxy}^s , V_{oi} é o vetor que substitui o vetor nulo aplicado no início e V_{of} é vetor que substitui o vetor nulo aplicado no final do período de chaveamento. A Figura 3.4 mostra o comportamento da tensão de modo comum para a estratégia 5AZSPWM.

Figura 3.4 – TMC para a estratégia 5AZSPWM, setor I, $\mu = 0,5$



Fonte: Autor

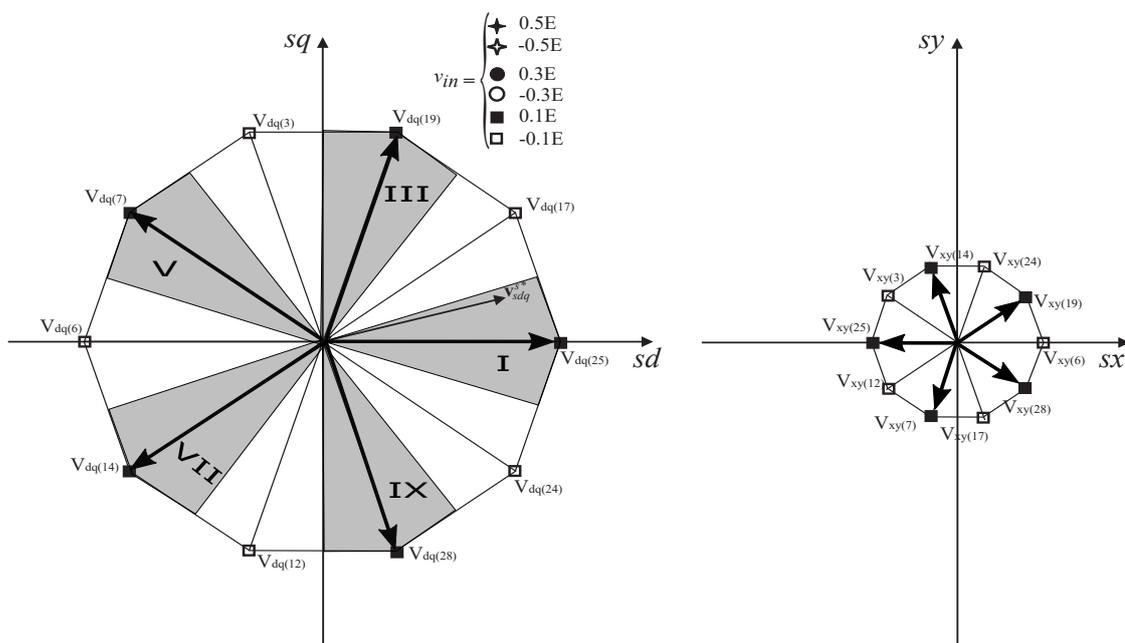
A curva de tensão de modo comum é similar nos demais setores. O F_a é o mesmo da estratégia convencional, portanto a faixa de índice de modulação para essa técnica é dada na Equação (3.17).

3.2.3 Estratégia 5AVPWM - 5 Active Vector Pulse Width Modulation

Em Iqbal et al. (2014) é apresentada uma técnica de modulação para a ativação da máquina de cinco fases baseada no 3AVPWM trifásico, sendo, por esta razão, denominada neste

trabalho de 5AVPWM. Ela consiste na utilização de dois grupos com cinco vetores grandes defasados entre si de 72° . Como já mencionado, é preciso de quatro vetores para controlar dq e xy , utilizando um conjunto de cinco vetores de tamanhos grandes. A dependência de se utilizar os vetores nulos para completar o período de amostragem é resolvido, assim é aplicado só vetores ativos cuje os níveis de tensão de modo comum são os mais baixos. O grupo de cinco vetores será aquele para o qual o vetor de referência tangencia (bem próximo) um dos vetores desse grupo por um ângulo de $\pm 18^\circ$ no plano dq . Os grupos que definem esta estratégia estão mostrados nas Figuras 3.5 e 3.6 os setores estão demarcados de cinza.

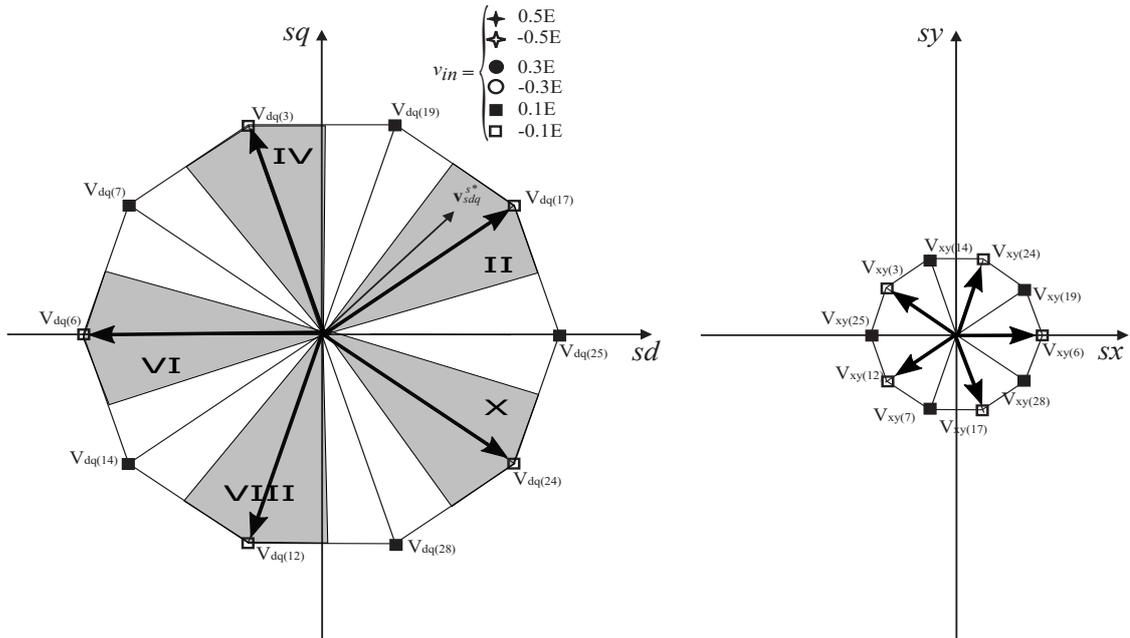
Figura 3.5 – Para os setores I, III, V, VII e IX



Fonte: Autor

Para os demais setores (II, IV, VI, VIII e X) são utilizados os vetores grandes: $V_{sdq(24)}^s$, $V_{sdq(12)}^s$, $V_{sdq(6)}^s$, $V_{sdq(3)}^s$ e $V_{sdq(17)}^s$, como mostra a Figura 3.6, separados de 72° cada.

Figura 3.6 – Para os setores II, IV, VI, VIII e X



Fonte: Autor

Com cinco vetores é possível encontrar uma solução para o cálculo do tempo de aplicação que usa todo período de chaveamento, não sendo necessária a utilização de vetores nulos. Por outro lado, esta estratégia utiliza apenas vetores grandes que produzem menor nível possível de tensão de modo comum no sistema pentafásico (10% da tensão do barramento CC). Tomando por exemplo um vetor de referência cuja projeção no plano dq esteja a $\pm 18^\circ$ do vetor $V_{sdq}^s(25)$, ou seja, o vetor de referência se encontra no setor I. O sistema de equações para cálculo do tempo é dado por:

$$\begin{bmatrix} V_{sd}^s(25) & V_{sd}^s(19) & V_{sd}^s(7) & V_{sd}^s(14) & V_{sd}^s(28) \\ V_{sq}^s(25) & V_{sq}^s(19) & V_{sq}^s(7) & V_{sq}^s(14) & V_{sq}^s(28) \\ V_{sx}^s(25) & V_{sx}^s(19) & V_{sx}^s(7) & V_{sx}^s(14) & V_{sx}^s(28) \\ V_{sy}^s(25) & V_{sy}^s(19) & V_{sy}^s(7) & V_{sy}^s(14) & V_{sy}^s(28) \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{25} \\ t_{19} \\ t_7 \\ t_{14} \\ t_{28} \end{bmatrix} = \tau \begin{bmatrix} v_{sd}^{s*} \\ v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.18)$$

No qual foi introduzida a última linha garantindo que a soma de todos os intervalos seja igual ao período de chaveamento ($\tau = t_{25} + t_{19} + t_7 + t_{14} + t_{28}$).

Para um vetor de referência cuja projeção no plano dq esteja a $\pm 18^\circ$ do vetor $V_{sdq}^s(17)$, ou seja quando o vetor de referência se encontra no setor II. O sistema de equações para cálculo do tempo é dado por:

$$\begin{bmatrix} V_{sd(17)}^s & V_{sd(3)}^s & V_{sd(6)}^s & V_{sd(12)}^s & V_{sd(24)}^s \\ V_{sq(17)}^s & V_{sq(3)}^s & V_{sq(6)}^s & V_{sq(12)}^s & V_{sq(24)}^s \\ V_{sx(17)}^s & V_{sx(3)}^s & V_{sx(6)}^s & V_x(12) & V_{sx(24)}^s \\ V_{sy(17)}^s & V_{sy(3)}^s & V_{sy(6)}^s & V_{sy(12)}^s & V_{sy(24)}^s \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{17} \\ t_3 \\ t_6 \\ t_{12} \\ t_{24} \end{bmatrix} = \tau \begin{bmatrix} v_{sd}^{s*} \\ v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.19)$$

Os tempos de aplicação dos vetores podem ser calculados a partir da equação matricial dada de forma geral por:

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \\ t_c \\ t_e \\ t_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd(a)}^s & V_{sd(b)}^s & V_{sd(c)}^s & V_{sd(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ V_{sq(a)}^s & V_{sq(b)}^s & V_{sq(c)}^s & V_{sq(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ V_{sx(a)}^s & V_{sx(b)}^s & V_{sx(c)}^s & V_{sx(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ V_{sy(a)}^s & V_{sy(b)}^s & V_{sy(c)}^s & V_{sy(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tau v_{sd}^{s*} \\ \tau v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ \tau \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

A Tabela 3.3 mostra a escolha de chaveamento para cada setor, logo é possível determinar o tempo de aplicação dos vetores pela Equação 3.20.

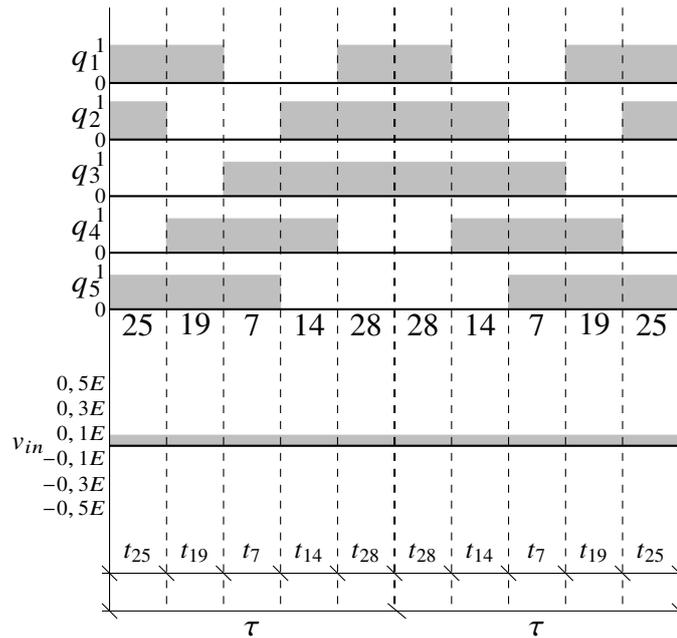
Tabela 3.3 – Vetores de cada Setor para Comutação da estratégia 5AVPWM

Setores	V_a, V_b, V_c, V_e, V_h
I, III, V, VII, IX	V25, V19, V7, V14, V28
II, IV, VI, VIII, X	V17, V3, V6, V12, V24

Autor

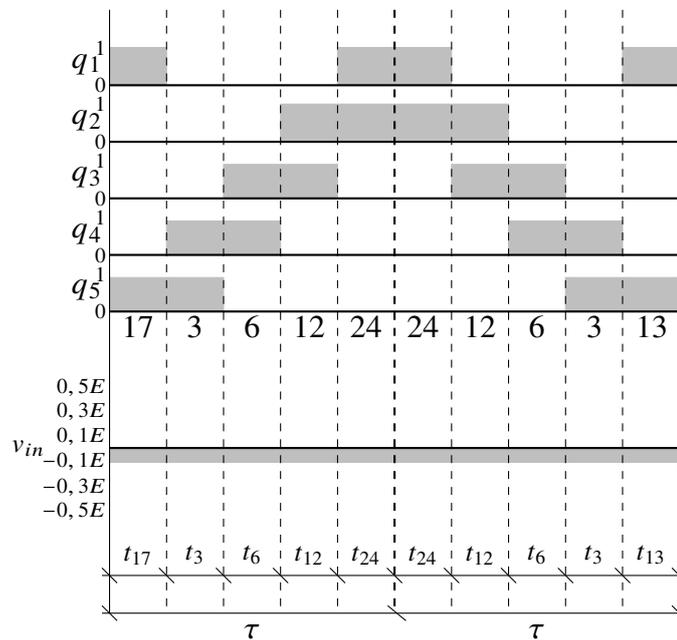
onde V é abreviatura para V_{sdqxy}^s . As Figuras 3.7 e 3.8 mostram o comportamento da tensão de modo comum para a estratégia 5AZSPWM.

Figura 3.7 – TMC para o método 5AVPWM, setores I, III, V, VII, IX



Fonte: Autor

Figura 3.8 – TMC para o método 5AVPWM, setores II,IV,VI,VIII,X



Fonte: Autor

Essa estratégia apresenta um F_a na faixa de:

$$F_a = \frac{1}{5} \sqrt{\sqrt{5} + 5} = 0,53800 \quad (3.21)$$

Assim tem-se:

$$0 \leq \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \leq 0,53800 \quad (3.22)$$

O cálculo de F_a dessa estratégia se encontra no Apêndice A.

O método reduz a tensão de modo comum mais significativamente ($\Delta_{TMC} = 0$) do que a modulação 5AZSPWM, mas possui uma limitação no índice de modulação em comparação com as estratégias de modulação vetorial natural e 5AZSPWM, essa técnica não consegue atender toda faixa de índice de modulação, mas conforme a Equação (2.26), tem-se:

$$M = 0,68052 \quad (3.23)$$

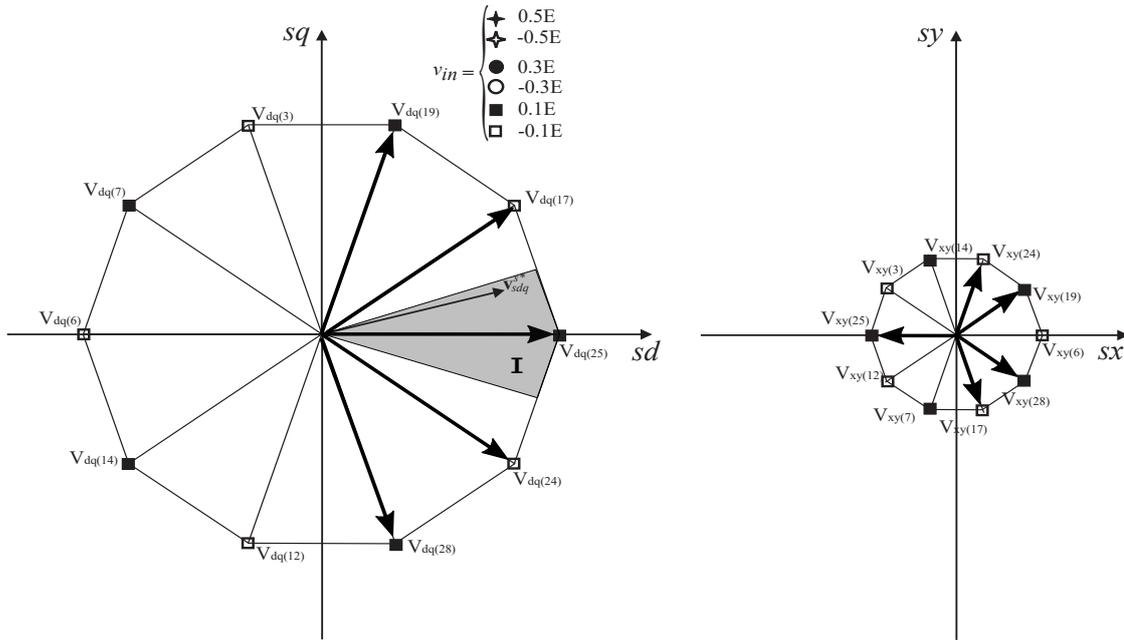
Logo,

$$0 \leq M \leq 0,68052 \quad (3.24)$$

3.2.4 Estratégia 5NSPWM - 5 Near State Pulse Width Modulation

Em Dabour et al. (2019) é apresentada uma estratégia de modulação para acionar a máquina de cinco fases baseada no NSPWM trifásico chamada de CMVR3 "*Common Mode Voltage Reduction Three*" para redução de tensão em modo comum, denominada neste trabalho de 5NSPWM. Ela também consiste em utilizar os cinco vetores adjacentes para gerar o vetor de referência que se encontre a $\pm 18^\circ$ do vetor ativo do centro do conjunto. Por exemplo, na Figura 3.9 estão mostrados os cinco vetores ativos usados para sintetizar um vetor de referência que esteja a $\pm 18^\circ$ do vetor $V_{sdq(25)}^s$. Podemos chamar este setor de 36° de setor I. Neste caso, teremos um total de dez setores em todo o plano dq .

Figura 3.9 – Para o setor I



Fonte: Autor

Assim como no caso anterior, a solução para o cálculo do tempo de aplicação dos vetores consiste em:

$$\begin{bmatrix} V_{sd(19)}^s & V_{sd(17)}^s & V_{sd(25)}^s & V_{sd(24)}^s & V_{sd(28)}^s \\ V_{sq(19)}^s & V_{sq(17)}^s & V_{sq(25)}^s & V_{sq(24)}^s & V_{sq(28)}^s \\ V_{sxd(19)}^s & V_{sx(17)}^s & V_{sx(25)}^s & V_{sx(24)}^s & V_{sx(28)}^s \\ V_{sy(19)}^s & V_{sy(17)}^s & V_{sy(25)}^s & V_{sy(24)}^s & V_{sy(28)}^s \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{19} \\ t_{17} \\ t_{25} \\ t_{24} \\ t_{28} \end{bmatrix} = \tau \begin{bmatrix} v_{sd}^{s*} \\ v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.25)$$

Os tempos de aplicação dos vetores podem ser calculados a partir da equação matricial dada de forma geral por:

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \\ t_c \\ t_e \\ t_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd(a)}^s & V_{sd(b)}^s & V_{sd(c)}^s & V_{sd(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ V_{sq(a)}^s & V_{sq(b)}^s & V_{sq(c)}^s & V_{sq(e)}^s & V_{sq(h)}^s \\ V_{sx(a)}^s & V_{sx(b)}^s & V_{sx(c)}^s & V_{sx(e)}^s & V_{sx(h)}^s \\ V_{sy(a)}^s & V_{sy(b)}^s & V_{sy(c)}^s & V_{sy(e)}^s & V_{sy(h)}^s \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tau v_{sd}^{s*} \\ \tau v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ \tau \end{bmatrix} \quad (3.26)$$

A Tabela 3.4 mostra a escolha de chaveamento para cada setor, logo é possível determinar o tempo de aplicação dos vetores pela Equação 3.26.

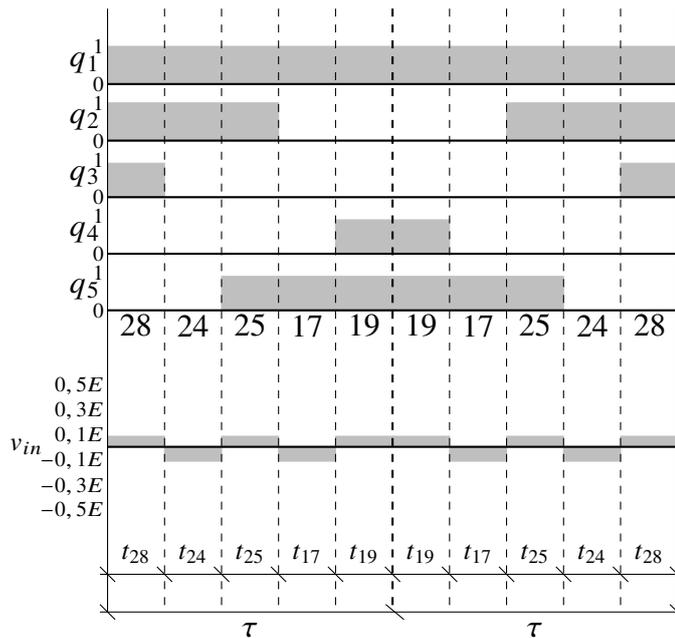
Tabela 3.4 – Vetores de cada Setor para Comutação da estratégia 5NSPWM

Setores	V_a, V_b, V_c, V_e, V_h
I	V28,V24,V25,V17,V19
II	V24,V25,V17,V19,V3
III	V25,V17,V19,V3,V7
IV	V17,V19,V3,V7,V6
V	V19,V3,V7,V6,V14
VI	V3,V7,V6,V14,V12
VII	V7,V6,V14,V12,V28
VIII	V6,V14,V12,V28,V24
IX	V14,V12,V28,V24,V25
X	V12,V28,V24,V25,V17

Autor

Onde $V = V_{sdqxy}^s$. A Figura 3.10 mostra o comportamento da tensão de modo comum para a estratégia 5NSPWM.

Figura 3.10 – TMC para a estratégia 5NSPWM, setor I



Fonte: Autor

A curva de tensão de modo comum é similar nos demais setores. Essa técnica apresenta um F_a na faixa que varia de:

$$F_a = \frac{1}{11} \sqrt{2} \sqrt{2\sqrt{5} + 25} = 0,69796 \tag{3.27}$$

até:

$$F_a = \frac{1}{2} \sqrt{5 - \sqrt{5}} = 0,83126 \tag{3.28}$$

Assim tem-se:

$$0,69795 \leq \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \leq 0,83126 \quad (3.29)$$

Os cálculos de F_a dessa estratégia se encontra no Apêndice A.

Esse método também reduz a tensão de modo comum mais significativamente ($\Delta_{TMC} = 0,2E$), que é uma redução de 80% em relação a modulação convencional). Entretanto, esta estratégia possui uma limitação em relação ao índice de modulação em comparação com as estratégias de modulação vetorial natural e 5AZPWM. Embora essa técnica não consegue atender toda faixa de índice de modulação, mas conforme a Equação (2.26) tem-se:

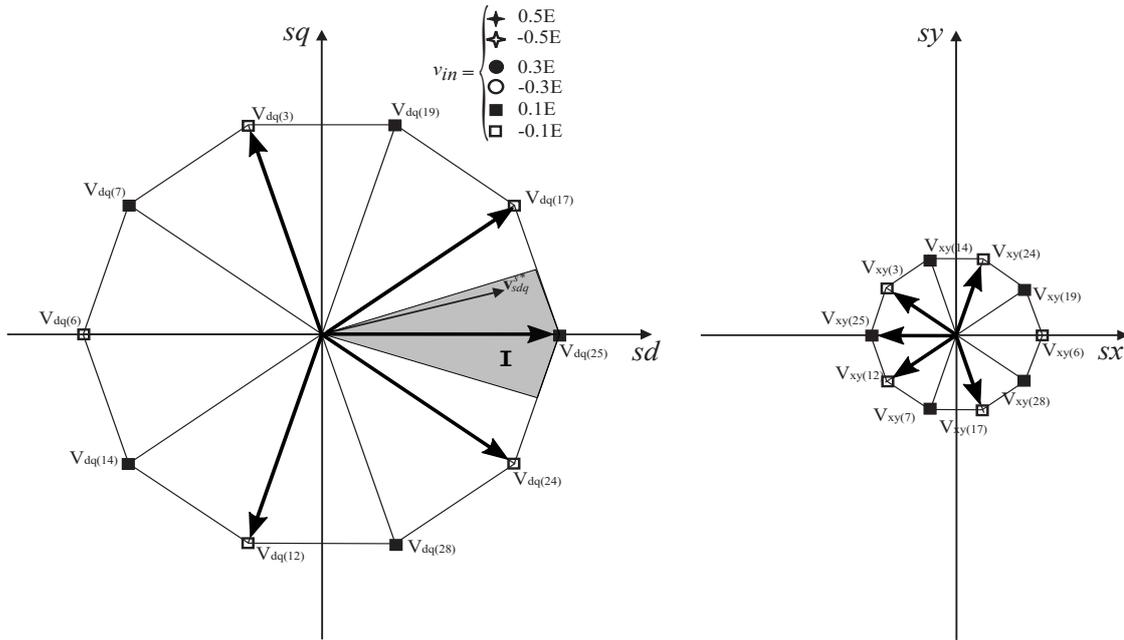
$$0,88285 \leq M \leq 1,0515 \quad (3.30)$$

A estratégia conseguiu operar onde a estratégia anterior (5AVPWM) saturava mais se limita na faixa de F_a descrita acima.

3.2.5 Estratégia proposta CVPWM - Centered Vector Pulse Width Modulation

Esta estratégia é baseada nas técnicas 5AVPWM e 5NSPWM. Essa estratégia utiliza três vetores próximos defasados de 36° e dois vetores nas extremidades defasados 72° do vetor mais próximo como mostrado na Figura 3.11. Essa técnica também consiste em dividir os setores em $\pm 18^\circ$ do vetor ativo do centro do conjunto, então serão dez setores de 36° cada. O setor I está demarcado em cinza.

Figura 3.11 – Para o setor I do SVPWM proposto - CVPWM



Fonte: Autor

A solução para o cálculo do tempo de aplicação dos vetores consiste em:

$$\begin{bmatrix} V_{sd(12)}^s & V_{sd(24)}^s & V_{sd(25)}^s & V_{sd(17)}^s & V_{sd(3)}^s \\ V_{sq(12)}^s & V_{sq(24)}^s & V_{sq(25)}^s & V_{sq(17)}^s & V_{sq(3)}^s \\ V_{sxd(12)}^s & V_{sxd(24)}^s & V_{sxd(25)}^s & V_{sxd(17)}^s & V_{sxd(3)}^s \\ V_{sy(12)}^s & V_{sy(24)}^s & V_{sy(25)}^s & V_{sy(17)}^s & V_{sy(3)}^s \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{12} \\ t_{24} \\ t_{25} \\ t_{17} \\ t_3 \end{bmatrix} = \tau \begin{bmatrix} v_{sd}^{s*} \\ v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Assim como nas estratégias anteriores (5AVPWM e 5NSPWM) o τ é dado por: $\tau = t_{12} + t_{24} + t_{25} + t_{17} + t_3$

Os tempos de aplicação dos vetores podem ser calculados a partir da equação matricial dada de forma geral por:

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \\ t_c \\ t_e \\ t_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd(a)}^s & V_{sd(b)}^s & V_{sd(c)}^s & V_{sd(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ V_{sq(a)}^s & V_{sq(b)}^s & V_{sq(c)}^s & V_{sq(e)}^s & V_{sq(h)}^s \\ V_{sx(a)}^s & V_{sx(b)}^s & V_{sx(c)}^s & V_{sx(e)}^s & V_{sx(h)}^s \\ V_{sy(a)}^s & V_{sy(b)}^s & V_{sy(c)}^s & V_{sy(e)}^s & V_{sy(h)}^s \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tau v_{sd}^{s*} \\ \tau v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ \tau \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

A Tabela 3.5 mostra os vetores escolhidos para cada setor, logo é possível determinar o tempo de aplicação dos vetores pela Equação 3.32.

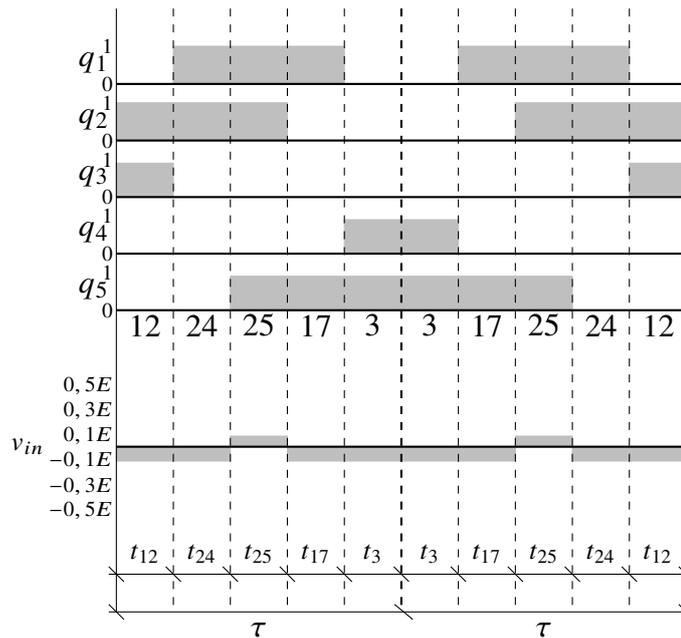
Tabela 3.5 – Vetores de cada Setor para Comutação e tensões de modo comum da estratégia proposta - CVPWM

Setores	V_a, V_b, V_c, V_e, V_h
I	V12,V24,V25,V17,V3
II	V28,V25,V17,V19,V7
III	V24,V17,V19,V3,V6
IV	V25,V19,V3,V7,V14
V	V17,V3,V7,V6,V12
VI	V19,V7,V6,V14,V28
VII	V3,V6,V14,V12,V24
VIII	V7,V14,V12,V28,V25
IX	V6,V12,V28,V24,V17
X	V14,V28,V24,V25,V19

Autor

Onde $V = V_{sdqxy}$. A Figura 3.12 mostra o comportamento da tensão de modo comum para a estratégia CVPWM.

Figura 3.12 – TMC para a estratégia CVPWM, setor I



Fonte: Autor

Assim como na estratégia anterior, essa curva de tensão de modo comum é similar nos demais setores. Essa técnica reduz a tensão de modo comum em 80% ($\Delta_{TMC} = 0,2E$) em relação a SVPWM convencional.

Essa estratégia apresenta um F_a na faixa que varia de:

$$F_a = \frac{1}{5} \sqrt{\sqrt{5} + 5} = 0,53800 \tag{3.33}$$

até:

$$F_a = \frac{1}{11} \sqrt{2} \sqrt{2\sqrt{5} + 25} = 0,69796 \quad (3.34)$$

Assim tem-se:

$$0,53800 \leq \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \leq 0,69796 \quad (3.35)$$

Os cálculos de F_a dessa estratégia se encontra no Apêndice A.

Essa técnica não consegue atender toda faixa de índice de modulação, mas conforme a Equação (2.26) tem-se:

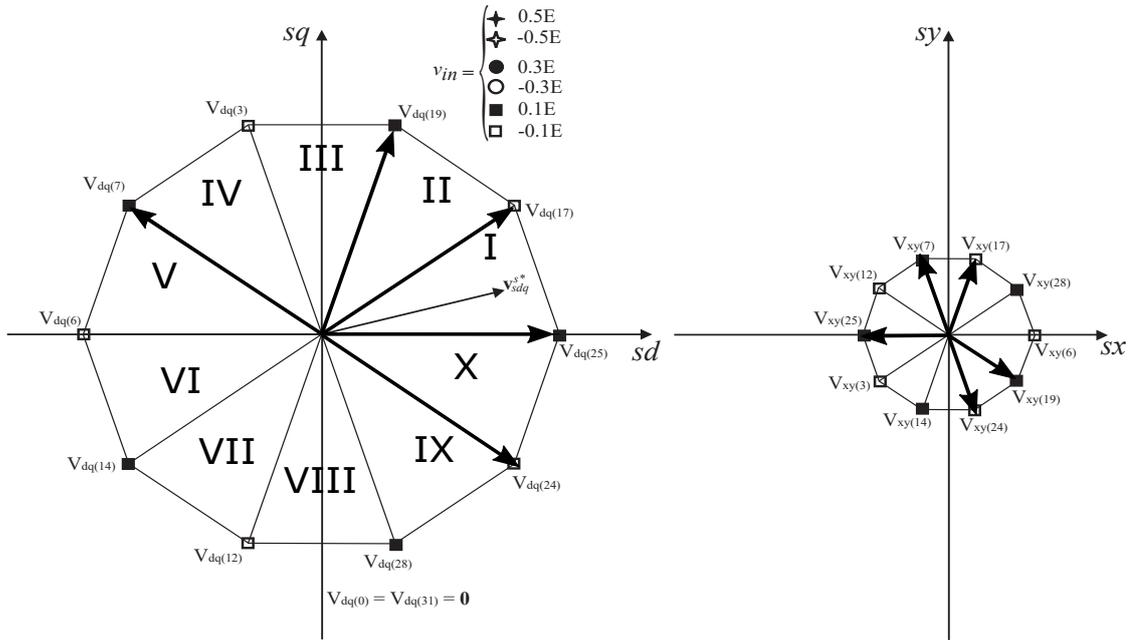
$$0,68052 \leq M \leq 0,88285 \quad (3.36)$$

Essa estratégia opera exatamente onde as estratégias 5AVPWM e 5NSPWM saturam. Logo é uma opção para se utilizar nas faixas de índice de modulação onde as técnicas 5AVPWM e 5NSPWM não apresentam solução.

3.2.6 Estratégia MSVPWM-I - Modified Space Vector Pulse Width Modulation - I

Em Hussain e Toliyat (2012) é apresentada uma estratégia chamada 5L5 "5 Large 5". Essa técnica é denominada neste trabalho de MSVPWM-I, ela utiliza cinco vetores de tamanho grande, sendo quatro defasados de 36° e um defasado de 72° do vetor mais próximo como mostra a Figura 3.13. A setorização é similar as estratégias SVPWM convencional e 5AZSPWM, de modo que são dez setores divididos em 36° . A seleção dos vetores para o setor I e a distribuição dos setores está demonstrado na figura abaixo.

Figura 3.13 – Para o setor I - Técnica MSVPWM-I



Fonte: Autor

A solução para o cálculo do tempo de aplicação dos vetores consiste em:

$$\begin{bmatrix} V_{sd(24)}^s & V_{sd(25)}^s & V_{sd(17)}^s & V_{sd(19)}^s & V_{sd(7)}^s \\ V_{sq(24)}^s & V_{sq(25)}^s & V_{sq(17)}^s & V_{sq(19)}^s & V_{sq(7)}^s \\ V_{sxd(24)}^s & V_{sxd(25)}^s & V_{sxd(17)}^s & V_{sxd(19)}^s & V_{sxd(7)}^s \\ V_{sy(24)}^s & V_{sy(25)}^s & V_{sy(17)}^s & V_{sy(19)}^s & V_{sy(7)}^s \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{24} \\ t_{25} \\ t_{17} \\ t_{19} \\ t_7 \end{bmatrix} = \tau \begin{bmatrix} v_{sd}^{s*} \\ v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.37)$$

Assim como nas estratégias anteriores (5AVPWM, 5NSPWM e CVPWM) o τ é dado por:

$$\tau = t_{24} + t_{25} + t_{17} + t_{19} + t_7.$$

Os tempos de aplicação dos vetores podem ser calculados a partir da equação matricial dada de forma geral por:

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \\ t_c \\ t_e \\ t_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd(a)}^s & V_{sd(b)}^s & V_{sd(c)}^s & V_{sd(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ V_{sq(a)}^s & V_{sq(b)}^s & V_{sq(c)}^s & V_{sq(e)}^s & V_{sq(h)}^s \\ V_{sx(a)}^s & V_{sx(b)}^s & V_{sx(c)}^s & V_{sx(e)}^s & V_{sx(h)}^s \\ V_{sy(a)}^s & V_{sy(b)}^s & V_{sy(c)}^s & V_{sy(e)}^s & V_{sy(h)}^s \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tau v_{sd}^{s*} \\ \tau v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ \tau \end{bmatrix} \quad (3.38)$$

A Tabela 3.6 mostra os vetores escolhidos para cada setor da técnica MSVPWM-I, logo é possível determinar o tempo de aplicação dos vetores pela Equação 3.38.

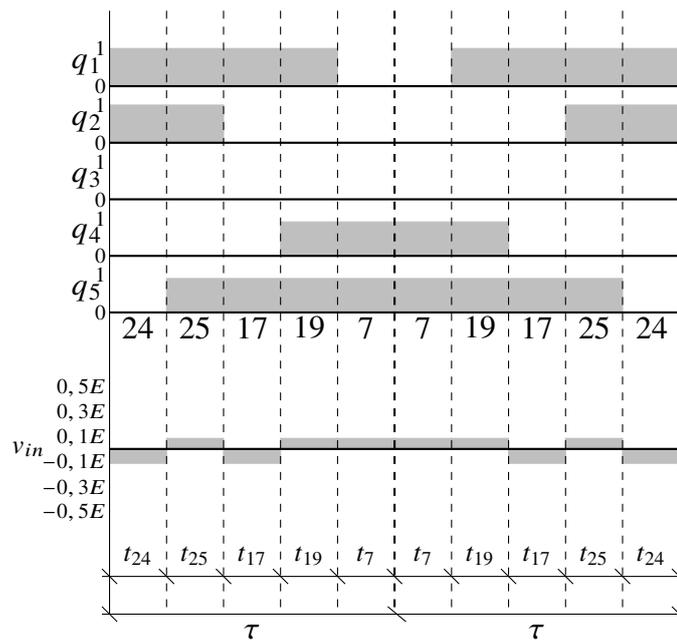
Tabela 3.6 – Vetores de cada Setor para Comutação e tensões de modo comum da estratégia proposta - MSVPWM-I

Setores	V_a, V_b, V_c, V_e, V_h
I	V24,V25,V17,V19,V7
II	V25,V17,V19,V3,V6
III	V17,V19,V3,V7,V14
IV	V19,V3,V7,V6,V12
V	V3,V7,V6,V14,V28
VI	V7,V6,V14,V12,V24
VII	V6,V14,V12,V28,V25
VIII	V14,V12,V28,V24,V17
IX	V12,V28,V24,V25,V19
X	V28,V24,V25,V17,V3

Autor

onde V é abreviatura para V_{sdqxy}^s . A Figura 3.14 mostra o comportamento da tensão de modo comum para a estratégia MSVPWM-I.

Figura 3.14 – TMC para a estratégia MSVPWM-I, setor I



Fonte: Autor

A curva de tensão de modo comum é similar nos demais setores. Com $\Delta_{TMC} = 0,2E$ tem-se uma redução de 80% da tensão de modo comum em relação a SVPWM natural.

Essa estratégia tem F_a semelhante as técnicas SVPWM convencional e 5AZSPWM, ou seja, com ela é possível operar em toda faixa de índice de modulação. No Apêndice A é visto que nenhuma razão cíclica entre $F_a = 0$ e $F_a = 0,83126$, assim tem-se:

$$0 \leq \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \leq 0,83126 \tag{3.39}$$

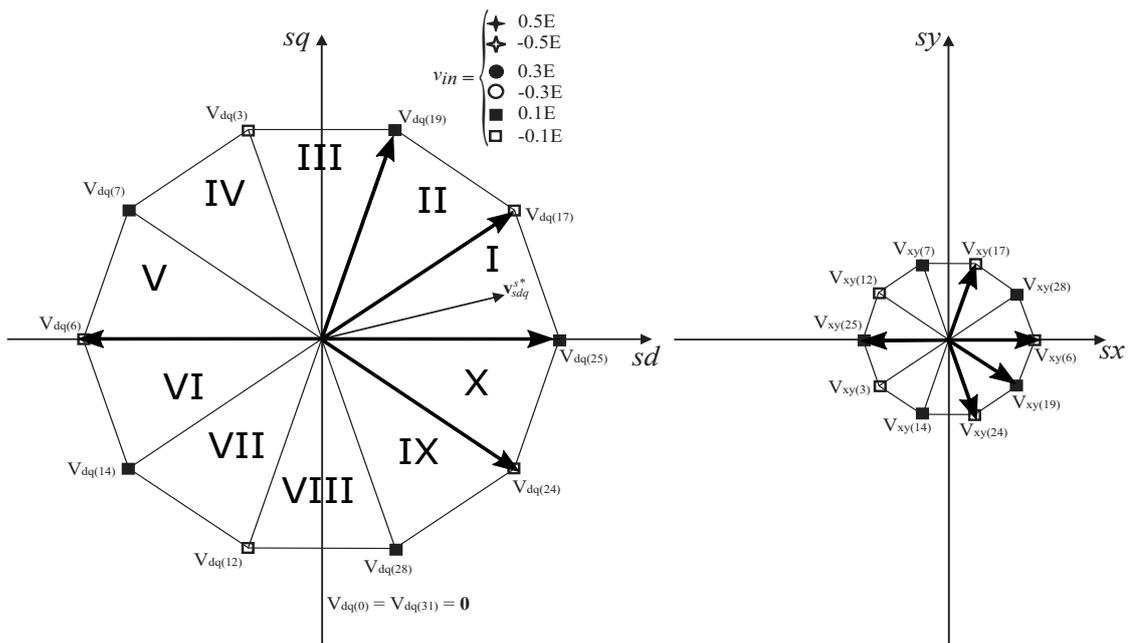
Estar abaixo de zero, ou seja, a técnica tem solução dentro da faixa mostrada na Equação 3.39. Assim, conforma a Equação (2.26), a faixa de índice de modulação é mesma dada por SVPWM Conv. e 5AZSPWM:

$$0 \leq M \leq 1,0515 \tag{3.40}$$

3.2.7 Estratégia MSVPWM-II - Modified Space Vector Pulse Width Modulation - II

Em Hussain e Toliyat (2012) é apresentada uma estratégia chamada 5L5 "5 Large 6". Essa técnica é denominada neste trabalho de MSVPWM-II, Também se utiliza cinco vetores grandes defasados de 36° e um defasado de 108° como mostra a Figura 3.15. A setorização é também é similar as estratégias SVPWM convencional e 5AZSPWM, são dez setores divididos em 36°. A seleção dos vetores para o setor I dessa técnica e a distribuição dos setores está demonstrado na figura abaixo.

Figura 3.15 – Para o setor I - Técnica MSVPWM-II



Fonte: Autor

A solução para o cálculo do tempo de aplicação dos vetores consiste em:

$$\begin{bmatrix} V_{sd(24)}^s & V_{sd(25)}^s & V_{sd(17)}^s & V_{sd(19)}^s & V_{sd(6)}^s \\ V_{sq(24)}^s & V_{sq(25)}^s & V_{sq(17)}^s & V_{sq(19)}^s & V_{sq(6)}^s \\ V_{sx(24)}^s & V_{sx(25)}^s & V_{sx(17)}^s & V_{sx(19)}^s & V_{sx(6)}^s \\ V_{sy(24)}^s & V_{sy(25)}^s & V_{sy(17)}^s & V_{sy(19)}^s & V_{sy(6)}^s \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} t_{24} \\ t_{25} \\ t_{17} \\ t_{19} \\ t_6 \end{bmatrix} = \tau \begin{bmatrix} v_{sd}^{s*} \\ v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \tag{3.41}$$

Assim como nas estratégias anteriores (5AVPWM, 5NSPWM, CVPWM e MSVPWM-I) o τ é dado por: $\tau = t_{24} + t_{25} + t_{17} + t_{19} + t_6$.

Os tempos de aplicação dos vetores podem ser calculados a partir da equação matricial dada de forma geral por:

$$\begin{bmatrix} t_a \\ t_b \\ t_c \\ t_e \\ t_h \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{sd(a)}^s & V_{sd(b)}^s & V_{sd(c)}^s & V_{sd(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ V_{sq(a)}^s & V_{sq(b)}^s & V_{sq(c)}^s & V_{sq(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ V_{sx(a)}^s & V_{sx(b)}^s & V_{sx(c)}^s & V_{sx(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ V_{sy(a)}^s & V_{sy(b)}^s & V_{sy(c)}^s & V_{sy(e)}^s & V_{sd(h)}^s \\ 1 & 1 & 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} \tau v_{sd}^{s*} \\ \tau v_{sq}^{s*} \\ 0 \\ 0 \\ \tau \end{bmatrix} \quad (3.42)$$

A Tabela 3.7 mostra os vetores escolhidos para cada setor da técnica MSVPWM-I, logo é possível determinar o tempo de aplicação dos vetores pela Equação 3.42.

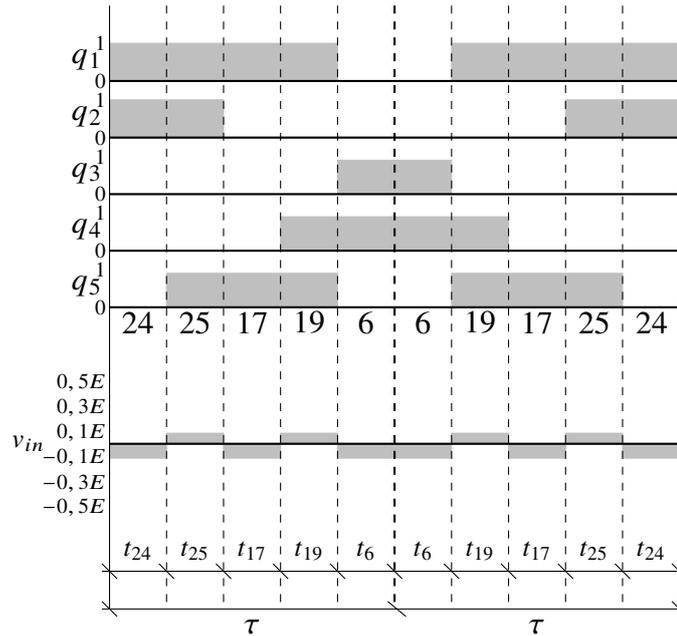
Tabela 3.7 – Vetores de cada Setor para Comutação e tensões de modo comum da estratégia proposta - MSVPWM-II

Setores	V_a, V_b, V_c, V_e, V_h
I	V24, V25, V17, V19, V7
II	V25, V17, V19, V3, V14
III	V17, V19, V3, V7, V12
IV	V19, V3, V7, V6, V28
V	V3, V7, V6, V14, V24
VI	V7, V6, V14, V12, V25
VII	V6, V14, V12, V28, V17
VIII	V14, V12, V28, V24, V19
IX	V12, V28, V24, V25, V3
X	V28, V24, V25, V17, V7

Autor

Onde $V = V_{sdqxy}$. A Figura 3.16 mostra o comportamento da tensão de modo comum para a estratégia MSVPWM-I.

Figura 3.16 – TMC para a estratégia MSVPWM-I, setor I



Fonte: Autor

A curva de tensão de modo comum é similar nos demais setores.

Assim como na técnica exterior (MSVPWM-I), nesta estratégia tem F_a semelhante as técnicas SVPWM convencional e 5AZSPWM, ou seja, com ela é possível operar em toda faixa de índice de modulação. No Apêndice A é visto que nenhuma razão cíclica entre $F_a = 0$ e $F_a = 0.83126$, logo:

$$0 \leq \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \leq 0,83126 \quad (3.43)$$

Estar abaixo de zero, ou seja, a técnica tem solução dentro da faixa mostrada na Equação 3.43. Assim, conforme a Equação (2.26), a faixa de índice de modulação é mesma dada por SVPWM Conv. e 5AZSPWM:

$$0 \leq M \leq 1,0515 \quad (3.44)$$

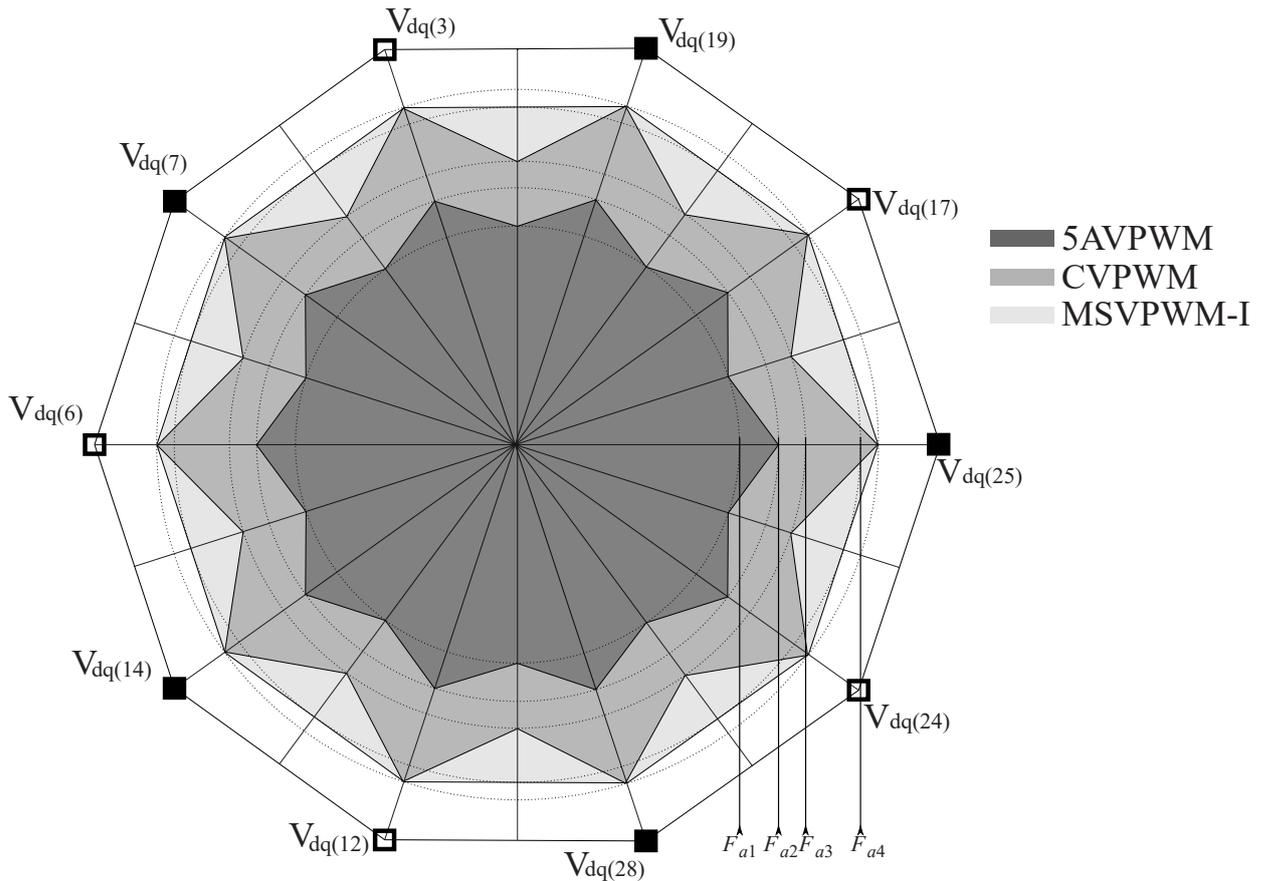
Além disso tem-se redução da tensão de modo comum tanto na MSVPWM-I quanto em MSVPWM-II de 80% ($\Delta_{TMC} = 0,2E$).

3.2.8 Técnica híbrida proposta - HIBSVPWM - Hybrid Space Vector Pulse Width Modulation

Essa técnica propõe utilizar as estratégias 5AVPWM, CVPWM e MSVPWM-I, técnicas discutidas anteriormente, só que de uma forma composta gerando assim uma modulação híbrida chamada HIBSVPWM que pode operar na região linear. Essa estratégia aplica as três técnicas

citadas de acordo com as faixas de F_a , a partir de quando F_a atinge o limite de cada estratégia. Assim, uma verificação no F_a é feita selecionando qual estratégia usar, mas irá existir regiões onde ao passar do limite estabelecido (F_a) as razões cíclicas não se saturam, e é aí onde uma das três técnicas pode ser usada alternando-se com a outra dependendo da região e de quanto é esse limite exigido. Para melhor entendimento, a Figura 3.17 mostra o plano dq para essa estratégia HIBSVPWM.

Figura 3.17 – Plano dq para a modulação HIBSVPWM



Fonte: Autor

Onde, $F_{a1} = 0,53800$, $F_{a2} = 0,63246$, $F_{a3} = 0,69796$ e $F_{a4} = 0,83126$.

Pela figura acima observa-se que se o índice de modulação que é em função de F_a , obtiver o mesmo entre $0 \leq F_a \leq F_{a1}$, só é aplicada a técnica 5AVPWM, ao passa desse limite e cair entre $F_{a1} \leq F_a \leq F_{a2}$ nessa faixa existem regiões onde ainda é possível aplicar a 5AVPWM pelo fato das razões cíclicas não saturarem, mas dentro da mesma faixa também existem regiões onde há saturação da 5AVPWM, então nessas regiões a técnica aplicada é a CVPWM gerando assim uma estratégia híbrida entre a 5AVPWM e a CVPWM onde as duas se alternam. E da mesma forma quando estiver entre $F_{a2} \leq F_a \leq F_{a3}$ se aplica só a CVPWM, entre $F_{a3} \leq F_a \leq F_{a4}$ tem-se a aplicação da CVPWM e da MSVPWM-I de forma alternada dependendo da região que se encontra o vetor de referência. Dessa forma é possível reduzir a tensão de modo comum e as correntes parasitas em toda faixa do índice de modulação.

3.3 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram apresentadas algumas estratégias PWM vetoriais e duas estratégias propostas para redução de modo comum e das correntes parasitas no acionamento pentafásico. As estratégias 5NSPWM e 5AVPWM, assim como suas equivalentes trifásicas, possuem limitações no índices de modulação que podem ser empregados de forma a manter-se linearidade do PWM. A estratégia proposta CVPWM também apresenta limitação no índice de modulação, mas completa as estratégias 5NSPWM e 5AVPWM, ou seja, a estratégia proposta CVPWM opera nas faixas de índice de modulação onde essas duas citadas não apresentam soluções. Sabendo que as técnicas 5NSPWM, 5AVPWM e CVPWM se complementam foi realizado no primeiro momento uma junção das três estratégias (5NSPWM, 5AVPWM e CVPWM) fazendo com que esse limite de índice de modulação não seja mais um problema, mas visando obter níveis de correntes geradas pela tensão de modo comum mais baixas, a técnica híbrida foi criada utilizando as estratégias 5AVPWM, CVPWM e MSVPWM-I, gerando assim uma técnica híbrida chamada de HIBSVPWM. Com essa estratégia híbrida é possível operar em todas as faixas de índice de modulação e ainda ter baixos níveis de corrente que passam pelo mancal que são caudadas pela tensão de modo comum.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO E ANÁLISE EXPERIMENTAL

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo serão demonstrados os resultados obtidos a partir de simulações numéricas, realizadas através do software MATLAB e os resultados a partir da análise experimental. No início serão mostrados os parâmetros da simulação, depois os resultados da simulações de todas as técnicas vistas no capítulo anterior que são: SVPWM Conv., 5AZSPWM, 5AVPWM, 5NSPWM, MSVPWM-I, MSVPWM-II, CVPWM e HIBSVPWM. As técnicas propostas (CVPWM e HIBSVPWM) é realizada uma análise comparativa em relação a tensão de modo comum no domínio da frequência das estratégias, SVPWM Conv., 5AZSPWM, 5AVPWM, 5NSPWM, MSVPWM-I, MSVPWM-II, CVPWM e HIBSVPWM, ou seja, todas técnicas apresentadas nesses trabalho usando a FFT "*Fast Fourier Transform*". Depois nesse capítulo, novamente é feito uma análise comparativa com todas as estratégias descritas neste trabalho em relação a distorção harmônica total (THD) das tensões de fase e dos níveis da corrente parasita que passa pelo mancal (I_{brg}). E por fim, tem-se uma simulação aplicando a estratégia híbrida em uma máquina pentafásica com o controle Volts/Hertz e os resultados experimentais.

4.2 PARÂMETROS DA SIMULAÇÃO

Toda simulação foi feita no software MATLAB. As estratégias SVPWM convencional, 5AZSPWM, 5AVPWM, 5NSPWM, CVPWM, MSVPWM-I, MSVPWM-II e HIBSVPWM junto coma máquina de cinco fases foram simuladas conforme demonstra a Tabela 4.1.

Tabela 4.1 – Parâmetros de simulação

Parâmetros	Valores
τ	100 μs
f_c	10 kHz
E	300 V
f	60 Hz
l_{s1}	0,3554 H
l_{s3}	0,0657 H
l_{r1}	0,0110 H
l_{r3}	0,0109 H
l_{m1}	0,3346 H
l_{m3}	0,0449 H
r_s	7,2289 Ω
r_{r1}	2,2123 Ω
r_{r3}	2,1936 Ω
J_m	0,00914 kgm^2

Autor

Onde τ é o período de chaveamento que resultando em uma frequência de chaveamento de $f_c = 10 \text{ kHz}$. E é a tensão de barramento CC e f é a frequência da rede. Os parâmetros da máquina mencionados no Capítulo 2, foram obtidos por informações repassadas pela Weg e através de ensaios seguindo o passo a passo dado por, Silva (2020). O circuito utilizado para modelar a tensão de modo comum, tensão sobre o mancal, correntes parasitas é o citado no Capítulo 2 na Figura 2.13.

A Tabela 4.2 mostra os valores dos elementos do circuito.

Tabela 4.2 – Parâmetros para o modelo do mancal

$R' = 200 \Omega$	$L' = 300 \mu H$	$C' = 20 \text{ pF}$
$L_b = 150 \text{ nH}$	$R_b = 6.5 \Omega$	$C_g = 800 \text{ pF}$

Fonte: Adaptado de Chen, Lipo e Fitzgerald (1996)

4.3 RESULTADOS DA SIMULAÇÃO

4.3.1 Tensão de modo comum no domínio da frequência

Em alta frequência têm-se as componentes formadas pela onda chaveada, em aproximadamente 5 kHz , 10 kHz , 15 kHz e 20 kHz

A Tabela 4.3 mostra uma análise comparativa dos espectros das tensões de modo comum obtidas via software MATLAB.

Tabela 4.3 – Comparativo das amplitudes da TMC (v_{in}) no domínio da frequência

Técnicas	5, 25kHz	10, 25kHz	15, 25kHz	20, 25kHz
SVPWM Conv.	74,906	16,913	7,758	18,041
5AZSPWM	74,3806	16,912	7,288	18,042
5AVPWM	2,667	1,366	0,918	0,691
5NSPWM	3,301	13,759	27,710	21,333
CVPWM	3,896	13,378	8,001	8,467
MSVPWM-I	4,059	15,851	28,237	18,092
MSVPWM-II	3,022	16,944	27,838	17,204
HIBSVPWM	3,658	16,281	28,175	17,104

Autor

Pode-se observar que a estratégia 5AVPWM teve os melhores resultados na faixa de alta frequência para a tensão de modo comum. Isso se dá pelo fato de não ter variações da tensão de modo comum dentro do setor ($\Delta_{TMC} = 0$) como mostrado as Figuras 3.7 e 3.8 e são diferentes das demais técnicas nas quais existem variações, ou seja, $\Delta_{TMC} \neq 0$. Dentro das estratégias propostas, a CVPWM foi que obteve as mais baixas amplitudes de tensão de modo comum, com valores melhores do que a 5NSPWM.

4.3.2 Distorção harmônica total e níveis de corrente de mancal de cada estratégia de modulação

As técnicas propostas para redução do TMC, denominadas de CVPWM, MSVPWM-I, MSVPWM-II e HIBSVPWM mais as 5AVPWM, 5NSPWM, 5AZPWM e SVPWM convencional, foram simuladas e aplicadas ao circuito da Figura 2.13 com os parâmetros dados na Tabela 4.2 retirados de Chen, Lipo e Fitzgerald (1996). Esta simulação teve como objetivo mostrar a redução de corrente devido às capacitâncias parasitas como pode ser visto na Figura 4.2 para os métodos propostos citados acima, comparando-as com os métodos convencional, 5AZPWM, 5AVPWM e da estratégia 5NSPWM. Para simulação de modelo do mancal, a chave B foi considerada permanentemente fechada na simulação das correntes do mancal/rolamento. Embora essa suposição introduza um erro significativo na corrente que passa pelo mancal em comparação com os valores reais devido à característica de comutação de B , este erro é igualmente introduzido em todas as simulações das estratégias. Portanto, para comparação entre as diferentes estratégias, esta suposição é adequada. Sendo assim, será simulada a I_{brg} que passa no mancal quando a chave está fechada. Essa corrente para análise comparativa representa os diferentes tipos de correntes descritas no Capítulo 2, provenientes da influência do inversor.

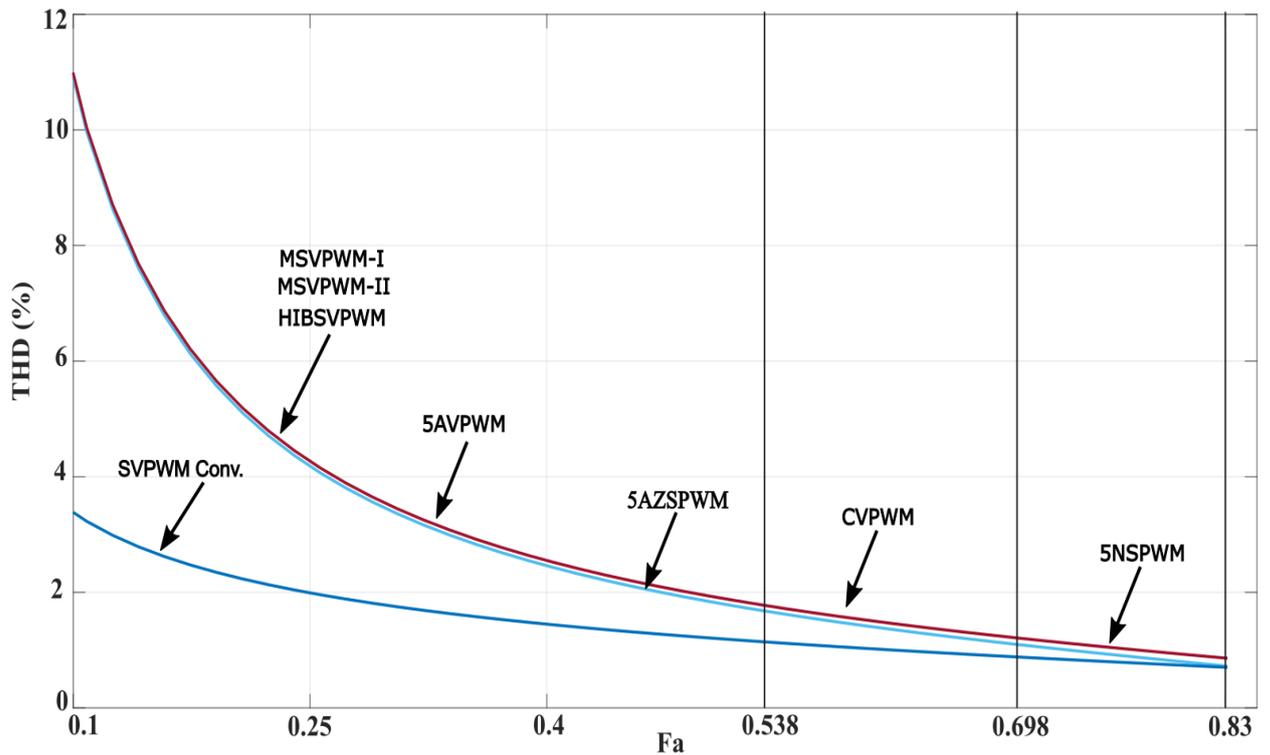
A distorção harmônica total das tensões pode ser obtida a através da equação abaixo:

$$THD = 100\% \frac{\sqrt{\sum_{h=2}^h Y_h^2}}{Y_1} \quad (4.1)$$

onde Y_h é a magnitude dos harmônicos, Y_1 é a magnitude da frequência fundamental e h é o número de harmônicos.

Dessa forma através do software MATLAB é possível obter a distorção harmônica total das tensões de fase para cada técnica como mostra a Figura 4.1, fazendo assim uma análise comparativa.

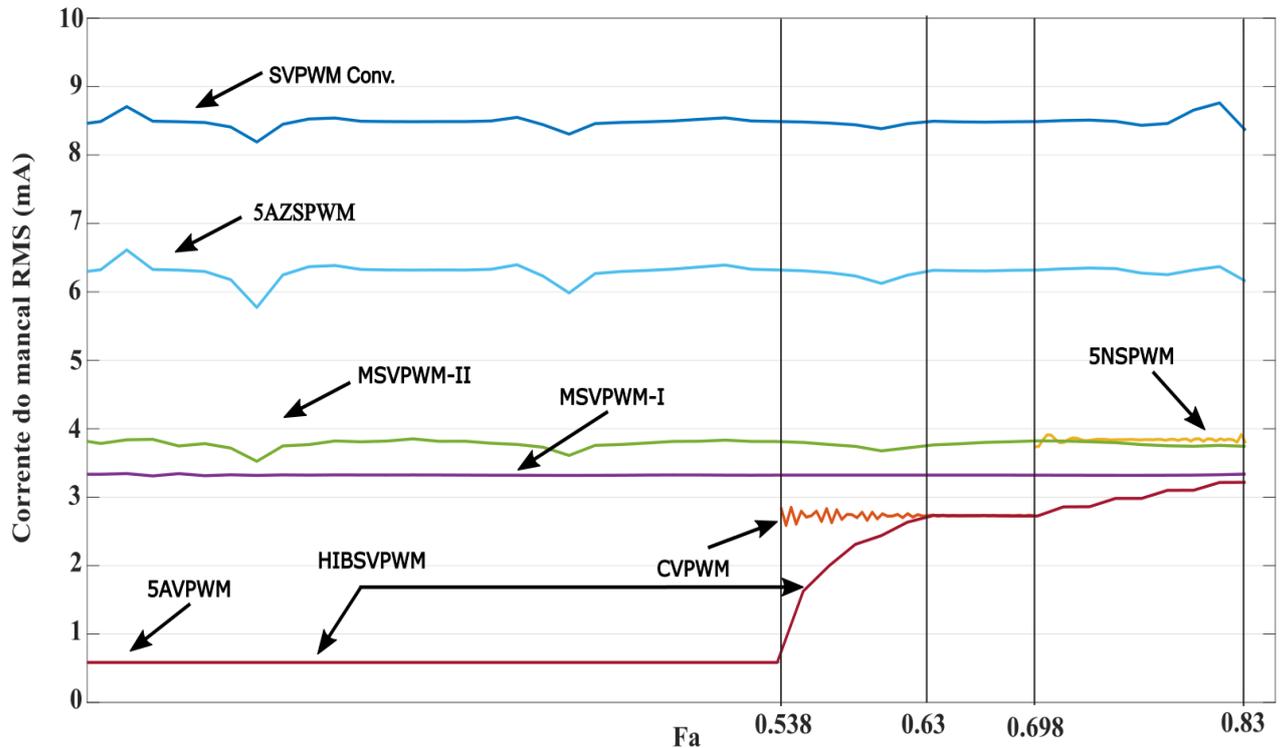
Figura 4.1 – Comparação entre SVPWM convencional, 5AZSPWM, 5NSPWM, CVPWM, MSVPWM-I, MSVPWM-II e HIBSVPWM em relação ao THD das tensões



Fonte: Autor

As estratégias SVPWM convencional e 5AZSPWM obtiveram os valores de THD mais baixos em relação as demais estratégias. Um dos motivos para isso tem haver com comutação das chaves simultaneamente, essas técnicas praticamente não tem chaves abrindo e fechando ao mesmo tempo. Já as estratégias propostas e as demais tem essa simultaneidade no chaveamento, ou seja, chaves abrindo ou fechando ao mesmo tempo. Dentre as propostas a CVPWM obteve o menor THD do que a 5AVPWM, mas pior que a 5NSPWM, a MSVPWM-I, MSVPWM-II e HIBSVPWM tiveram resultados similares.

Figura 4.2 – Comparação entre SVPWM convencional, 5AZSPWM, 5NSPWM, CVPWM, MSVPWM-I, MSVPWM-II e HIBSVPWM em relação à corrente do mancal



Fonte: Autor

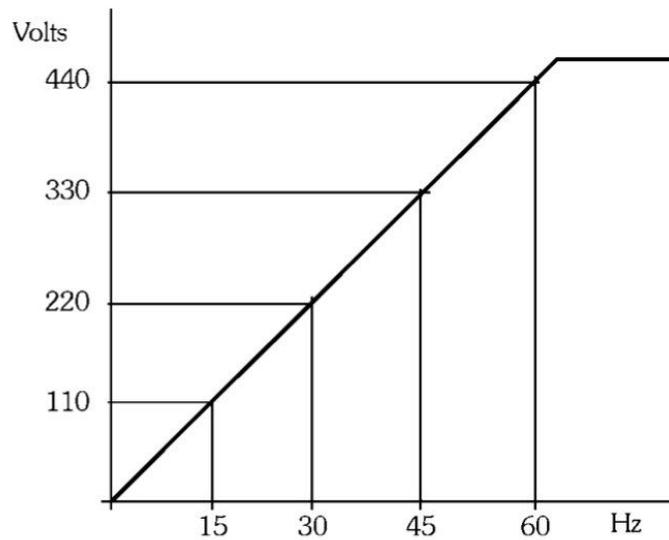
Na Figura 4.2 é observa-se aos valores em RMS da corrente que passa pelo mancal. Nota-se que a técnica HIBSVPWM gera um valor RMS de corrente de mancal inferior quando comparado a outras técnicas propostas e já conhecidas na literatura, obtendo aproximadamente $0,174 \text{ mA}$ entre 0 e $0,538$ de F_a e um valor máximo de $0,814 \text{ mA}$ depois de $0,698$ de F_a .

Na técnica híbrida é notório que quando a estratégia 5AVPWM está sendo aplicada, ela conseguem manter a magnitude do vetor de referência muito pouco depois de $F_a = 0,538$. Já quando a híbrida está operando com a técnica CVPWM também acontece o mesmo, depois muito pouco depois de $F_a = 0,698$, a estratégia consegue ainda manter a magnitude do vetor de referência, não em todo 360° do ângulo do vetor de referência, mas em partes.

4.3.3 Controle Volts/Hertz

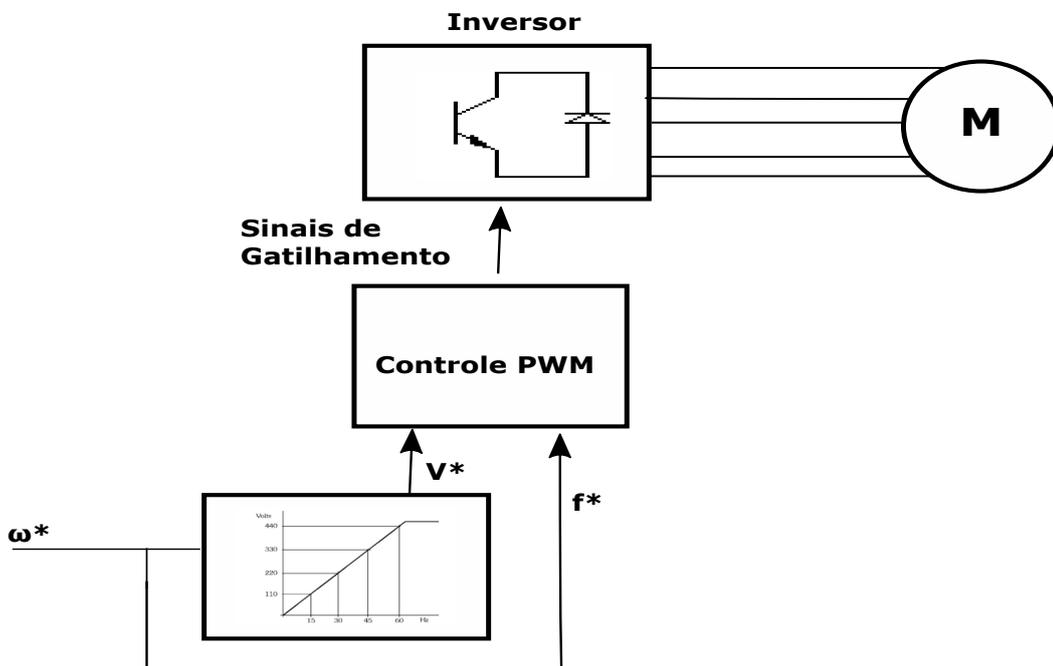
Para a simulação com a máquina de cinco fases foi implementado um controle do tipo Volts/Hertz malha aberta conforme o diagrama de controle da Figura 4.4 mostra. Segundo Franchi (2009), esse controle determina uma tensão/frequência ao motor com o intuito de manter a relação $\frac{\text{Volts}}{\text{Hz}}$ constante e assim ser possível controlar a velocidade da máquina. A Figura 4.3 demonstra um exemplo que é possível observar essa relação tensão/frequência.

Figura 4.3 – Curva Tensão versus Frequência



Fonte: Franchi (2009)

Figura 4.4 – Diagrama de controle Volts/Hertz malha aberta



Fonte: Adaptado de Marcelino, Silva e Grandinetti (2009)

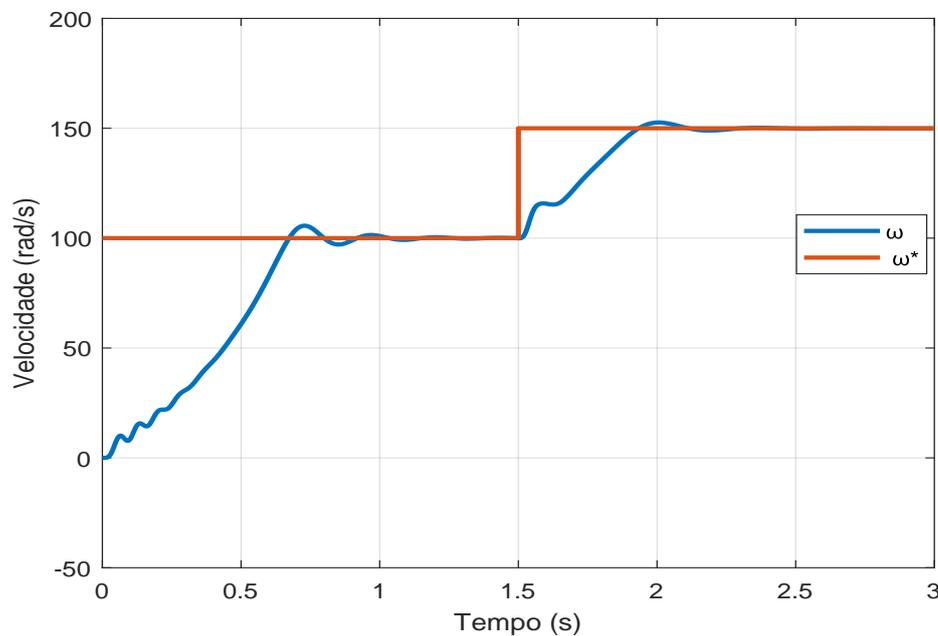
Pela figura acima observa-se que pela velocidade de referência é possível obter a frequência de referência e ao passar pelo bloco Volts/Hertz é gerada a tensão de referência, tendo essa tensão e a frequência de referência vão para o bloco de controle PWM, é nesse bloco que a

estratégia híbrida se encontra. Como esse dados de tensão e frequência vindas da velocidade de referência os sinais de gatilhamento são gerados e a máquina é acionada pelo inversor.

4.3.4 Controle de Velocidade

A Figura 4.5 mostra o controle de velocidade da máquina que antes de 1,5 s a velocidade de referência é 100 rad/s e em 1,5 s por diante a velocidade de referência muda para 150 rad/s . Como observar-se, o controle funcionou bem com a técnica HIBSVPWM demorando um tempo de aproximadamente 0,7 s para atender a velocidade de referência.

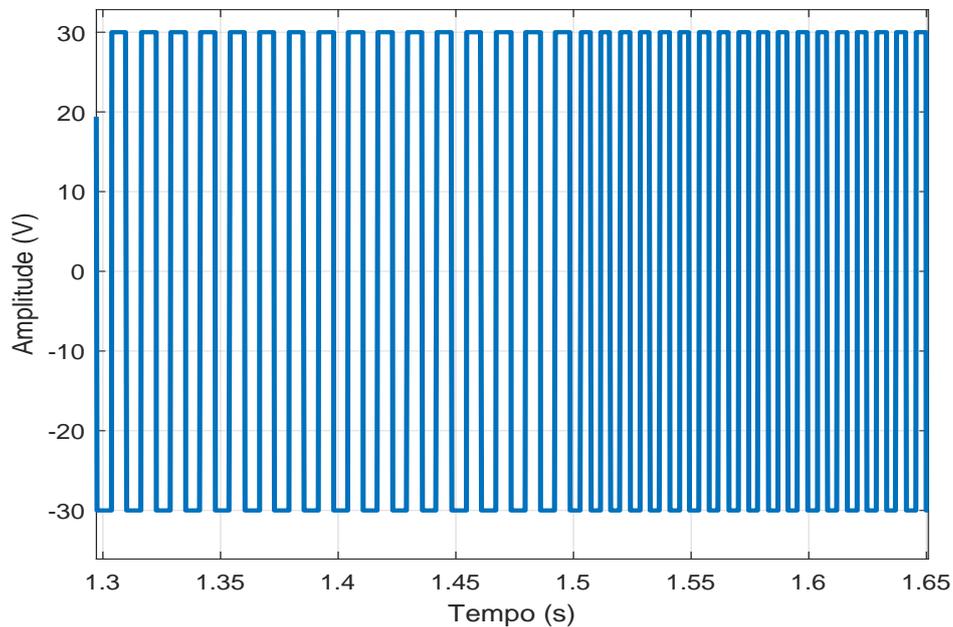
Figura 4.5 – Velocidade da máquina



Fonte: Autor

Pela velocidade de referência é possível determinar a tensão de referência pelo controle e por esse tensão pode-se definir o índice de modulação e consequentemente o F_a . Para a velocidade de 100 rad/s tem-se um F_a que coloca a técnica híbrida para aplicar a 5AVPWM e CVPWM de forma alternada dependendo das regiões. Em 1,5 s um degrau de velocidade é aplicado passando para 150 rad/s , logo tem-se um F_a que leva a estratégia híbrida a operar com CVPWM e MSVPWM-I de forma alternada. Com isso, é possível observar um aumento da frequência e uma diminuição na largura dos pulsos da tensão de modo comum após o tempo de 1,5 s como demonstra a Figura 4.6, esse comportamento é esperado, pois como visto no Capítulo 3 a 5AVPWM tem uma forma de onda de tensão de modo comum mais uniforme e a CVPWM e MSVPWM-I tem-se uma variação maior na amplitude que varia entre $-0,1E$ e $0,1E$.

Figura 4.6 – Simulação da tensão de modo comum



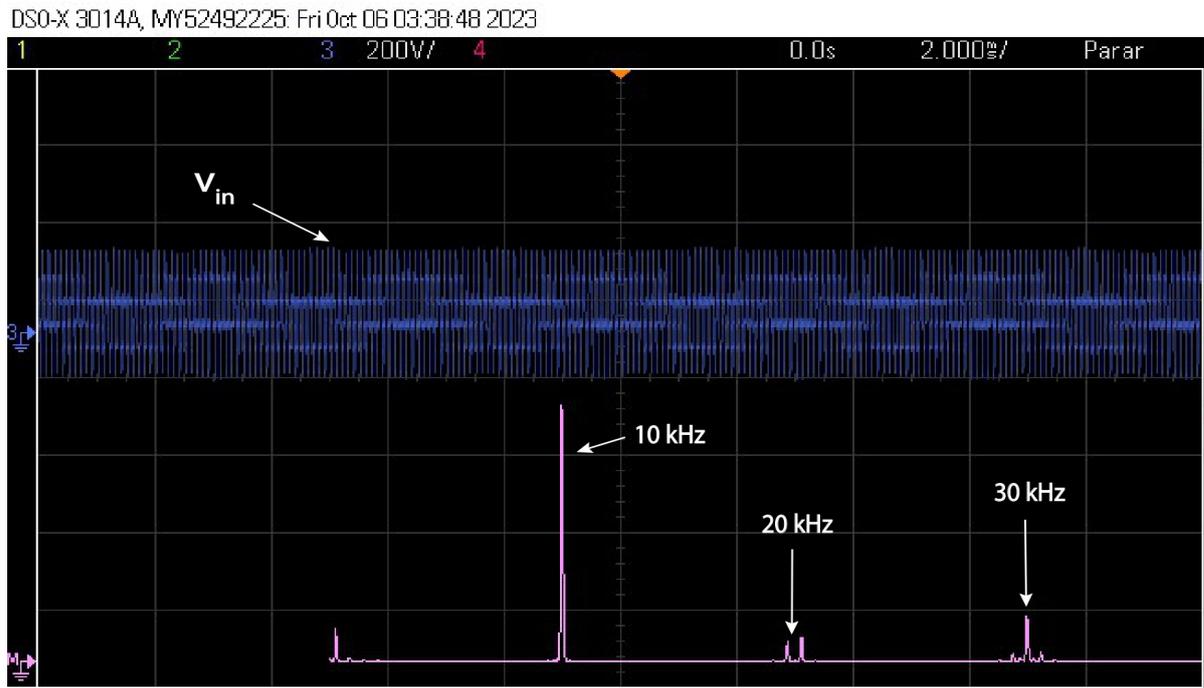
Fonte: Autor

A amplitude varia exatamente em $-0,1E = -30 V$ e $0,1E = 30 V$.

4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

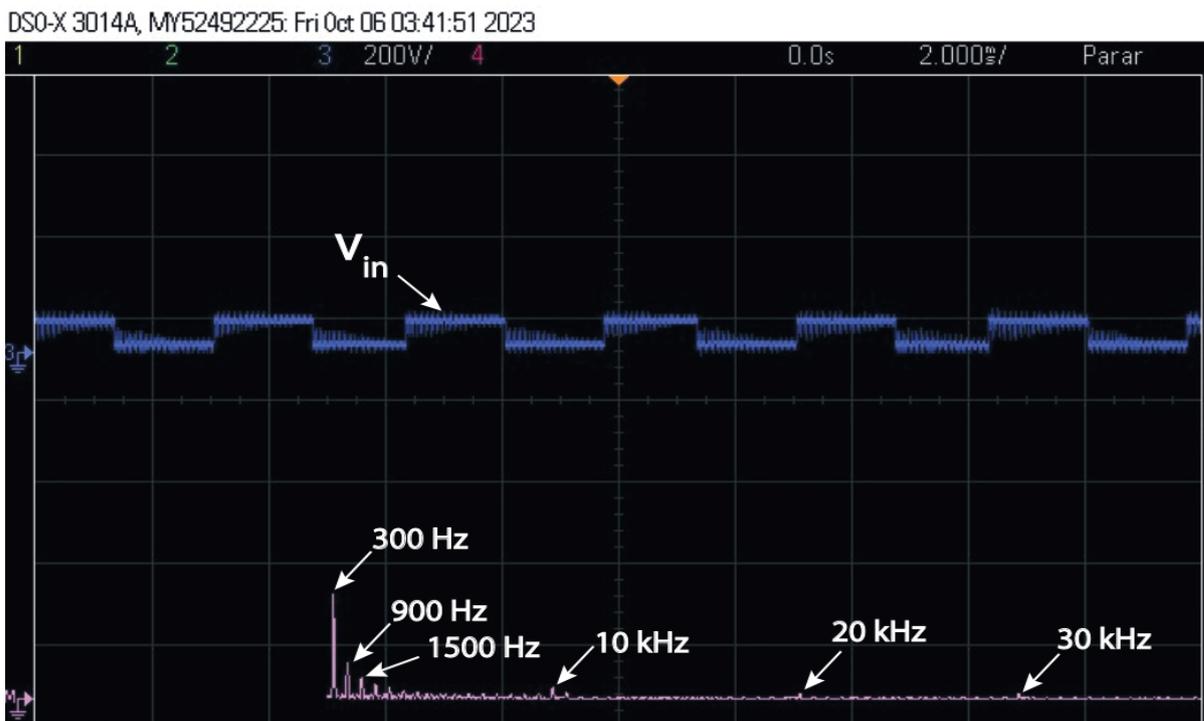
As técnicas SVPWM (Convencional), 5AVPWM, CVPWM e a híbrido (5AVPWM+CVPWM) foram realizados experimentalmente. A tensão de modo comum v_{in} do ponto neutro da máquina até o meio de tensão do barramento CC ponto foi medido em cada caso. A tensão de modo comum e seu espectro para cada uma das estratégias de modulação são mostradas nas Figuras 4.7, 4.8, 4.9 e 4.10.

Figura 4.7 – Tensão de modo comum - SVPWM



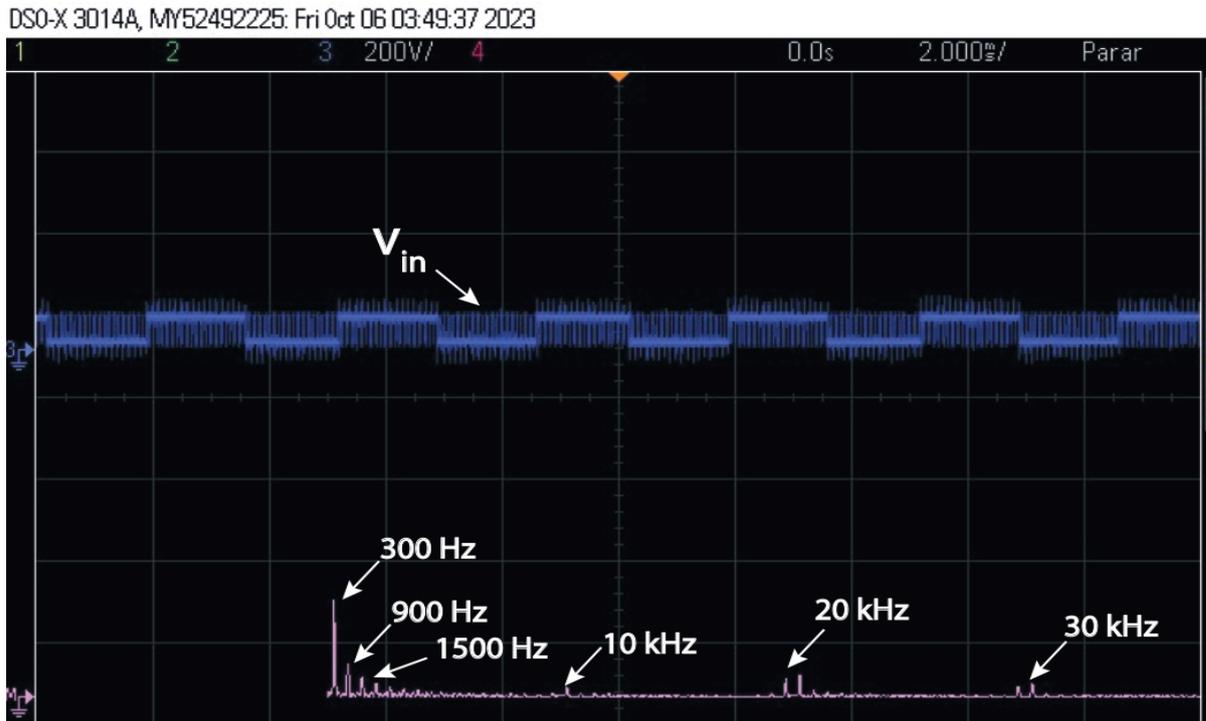
Fonte: Autor

Figura 4.8 – Tensão de modo comum - 5AVPWM



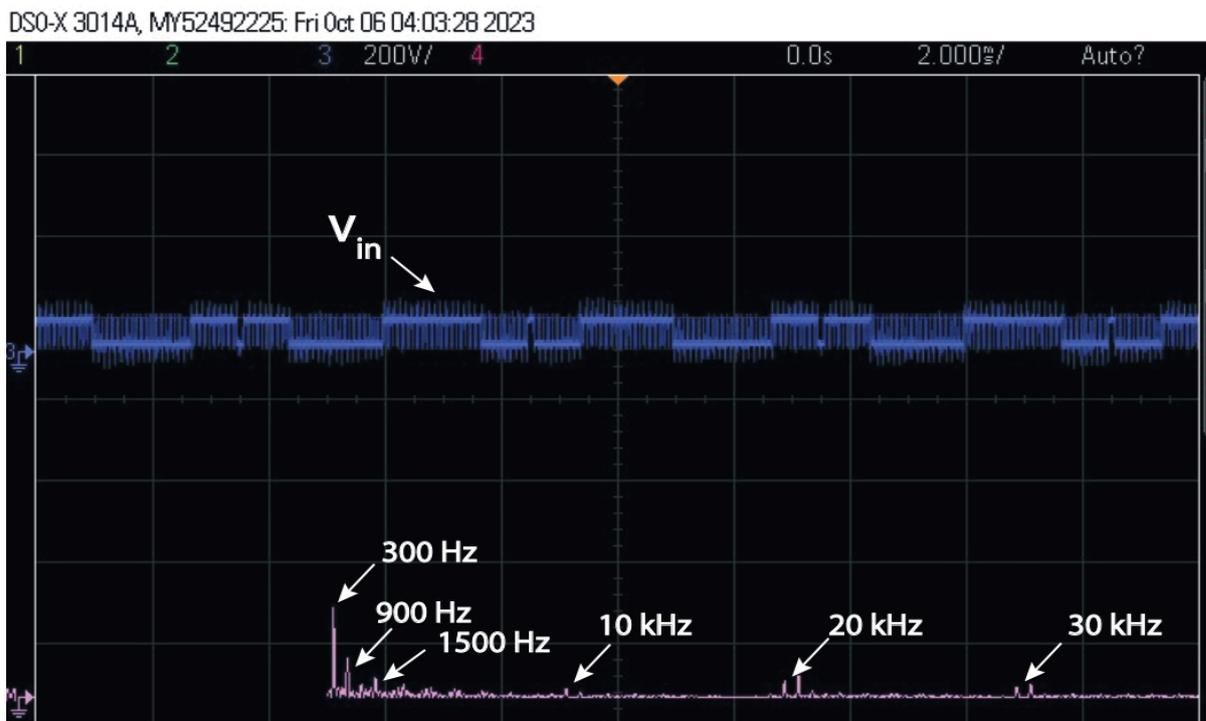
Fonte: Autor

Figura 4.9 – Tensão de modo comum - CVPWM



Fonte: Autor

Figura 4.10 – Tensão de modo comum - HIBPWM (5AVPWM+CVPWM)



Fonte: Autor

Observe que as modulações 5AVPWM, CVPWM e a abordagem híbrida reduzem fortemente a alta frequência na tensão de modo comum se comparadas com a SVPWM.

4.5 CONCLUSÃO

Neste capítulo foram discutidas as simulações e experimentos dos métodos conhecidos na literatura mais as técnicas propostas nesse trabalho chamadas de CVPWM e HIBPWM. Foram obtidas via simulação utilizando o software MATLAB. A simulação do espectro de frequência da tensão de modo comum deu-se através via simulação da Equação 2.28, as correntes que passam pelo mancal foram simuladas através do circuito da Figura 2.13, também foram obtidos a THD das tensões de fase de cada técnica. A parte experimental foi realizada com uma máquina de cinco fases e seus parâmetros obtidos por ensaio, nota-se que dentro das técnicas propostas, que a estratégia CVPWM e a HIBPWM obtiveram os melhores resultados, CVPWM a amplitude do espectro de frequência da tensão de modo comum e HIBSVPWM no nível de corrente que passa pelo mancal causando desgastes mecânicos. A simulação e o experimento com a máquina mostrou que a depender da velocidade o índice de modulação muda, assim a técnica híbrida além de reduzir a tensão de modo comum, pode reduzir a frequência dessa tensão a depender da região onde se encontra o vetor de referência.

5 CONCLUSÃO GERAL E TRABALHOS FUTUROS

Neste trabalho, foi abordado o assunto que envolve a modulação PWM para o acionamento de máquinas elétricas de cinco fases com mitigação da tensão de modo comum sendo o principal objetivo. O desenvolvimento se deu a partir da análise bibliográfica do material que envolve a modelagem matemática da máquina, a modelagem do inversor, as principais estratégias de modulação PWM para a redução da tensão de modo comum nas máquinas elétricas. A partir disso, foram elaboradas duas estratégias de modulação PWM que utilizam apenas vetores gerados pelo inversor com menor nível de tensão de modo comum.

Como mencionado, são propostas duas técnicas utilizando modulação vetorial, a primeira chamada de CVPWM permite a minimização da tensão de modo comum em 80% com relação a modulação SVPWM natural. Além disso, existe uma redução das correntes que fluem pelos mancais obtendo melhor resultado do que operando com a técnica 5NSPWM. Ela consegue operar em regiões onde as técnicas 5AVPWM e 5NSPWM saturam. E por fim é obtida uma técnica híbrida com as estratégias 5AVPWM, CVPWM e MSVPWM-I, com a mesma é possível obter uma redução de 80% da tensão de modo comum. Essa é a técnica híbrida para o sistema pentafásico que até agora, tem-se a maior redução da tensão de modo comum, já que na literatura existe uma técnica híbrida para o sistema pentafásico que obtém uma redução dessa tensão em 60%. É comparada ao SVPWM convencional, 5AZSPWM, 5AVPWM e 5NSPWM, as técnicas propostas apresentadas, a segunda com a menor amplitude de tensão de modo comum é a estratégia proposta CVPWM quando comparada às demais, obtendo um valor menor em faixas de frequência do que as técnicas conhecidas (SVPWM convencional, 5AZSPWM e 5NSPWM). A simulação do THD também foi satisfatória, novamente a técnica CVPWM ficou alcançando a terceira posição entre as estratégias. A modulação vetorial híbrida obteve a melhor redução de níveis de corrente parasitas em toda faixa de F_a . A análise experimental com máquina ajudou a confirmar que realmente tanto a técnica híbrida e a CVPWM reduzem bem a tensão de modo comum se comparadas com a SVPWM convencional.

5.1 TRABALHOS FUTUROS

A sugestão para trabalhos futuros se dá pelas muitas possibilidades de se determinar novas estratégias para o acionamento pentafásico utilizando vetores de tamanhos grandes. Com isso teremos baixos níveis de tensão de modo comum e por consequência existirá reduções das correntes parasitas que fluem pelos mancais causando desgastes.

Outra sugestão se dá na forma de chaveamento, é possível realizar a mudança de chaveamento sem existir variações da tensão de modo comum, isso faz com que aconteça uma redução muito significativa das correntes parasitas. A técnica que não apresenta variações da tensão de modo comum no chaveamento é 5AVSPWM. Também dentro da questão do

chaveamento, é importante que as novas técnicas tenham chaveamentos simultâneos baixos para reduzir perdas e melhorar o THD.

REFERÊNCIAS

- ACOSTA-CAMBRANIS, F. et al. Comparative analysis of svm techniques for a five-phase vsi based on sic devices. *Energies*, v. 13, n. 24, p. 1996–1073, 2020. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/13/24/6581>>.
- AHMAD, T.; MIAO, Z. Common mode voltage reduction schemes for voltage source converters in an autonomous microgrid. *North American Power Symposium (NAPS)*, p. 1–5, 2015.
- ALGER, P. L.; SAMSON, H. W. Shaft currents in electric machines. *Journal of the American Institute of Electrical Engineers*, v. 42, n. 12, p. 1325–1334, 1923.
- ALI, S. M.; REDDY, V. V.; KALAVATHI, M. S. Simplified active zero state pwm algorithms for vector controlled induction motor drives for reduced common mode voltage. *International Conference on Recent Advances and Innovations in Engineering (ICRAIE-2014)*, p. 1–7, 2014.
- AZEVEDO, C. C. de. *Sistema de Acionamento de Máquina de Indução: Controle Indireto Orientado pelo Campo Independente da Velocidade e da Constante de Tempo Rotórica e Eliminação da Tensão de Modo Comum*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2001.
- AZEVEDO, C. C. de et al. Eliminating the common-mode voltage in ac drive systems using a four-phase machine. *Conference Record of the 2001 IEEE Industry Applications Conference. 36th IAS Annual Meeting (Cat. No.01CH37248)*, v. 2, p. 859–866, 2001.
- CACCIATO, M. et al. Reduction of common-mode currents in pwm inverter motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 35, n. 2, p. 469–476, 1999.
- CHEN, S.; LIPO, T. A.; FITZGERALD, D. Modeling of motor bearing currents in pwm inverter drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 32, p. 1365–11370, 1996.
- DABOUR, S. M. et al. Analysis of scalar pwm approach with optimal common-mode voltage reduction technique for five-phase inverters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 7, p. 1854–1871, 2019.
- DURÁN, M. J. et al. Space-vector pwm with reduced common-mode voltage for five-phase induction motor drives. *IEEE Transactions On Industrial Electronics*, v. 60, n. 10, p. 4159–4168, 2013.
- DURAN, M. J.; PRIETO, J.; BARRERO, F. Space vector pwm with reduced common-mode voltage for five-phase induction motor drives operating in overmodulation zone. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 8, p. 4030–4040, 2013.
- FERNANDEZ, M. et al. New modulation technique to mitigate common mode voltage effects in star-connected five-phase ac drives. *Energies*, v. 13, n. 3, p. 1996–1073, 2020. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/13/3/607>>.
- FRANCHI, C. M. *Inversores de Frequência Teoria e Aplicação*. 2. ed. [S.l.]: Érica, 2009.
- FREITAS, I. S. et al. A pwm strategy with reduced bearing currents for five-phase motors. *2007 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference*, v. 5, n. 4, p. 354–358, 2007.

- FREITAS, I. S. de. *Sistemas de Acionamento Estático Usando Máquinas de Indução Polifásicas*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2005.
- FREITAS, I. S. de; JACOBINA, C. B.; OLIVEIRA, T. M. Estratégias pwm para o acionamento de um motor ca de cinco fases. *Eletrônica de Potência*, v. 10, n. 2, p. 41–48, 2005.
- HUSSAIN, H. A.; TOLIYAT, H. A. Reduction of shaft voltages and bearing currents in five-phase induction motors. *2012 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, p. 3309–3316, 2012.
- IQBAL, A. et al. Finite set model predictive current control with reduced and constant common mode voltage for a five-phase voltage source inverter. *2014 IEEE 23rd International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*, p. 479–484, 2014.
- JACOBINA, C. B. *Sistemas de Acionamento Estático de Máquina Elétrica*. [S.l.: s.n.], 2005.
- KESTELYN, X.; SEMAIL, E.; HAUTIER, J. Vectorial multi-machine modeling for a five-phase machine. *International Congress on Electrical Machines (ICEM'02)*, 2002.
- MARCELINO, M. A.; SILVA, G. B. S.; GRANDINETTI, F. J. Controle de velocidade de motor de indução trifásico usando pic. *THE 8th LATIN-AMERICAN CONGRESS ON ELECTRICITY GENERATION AND TRANSMISSION - CLAGTEE 2009*, 2009.
- MIRANDA, R. S. *Sistemas de Acionamentos CA Multifases com Estratégias de Controle Tolerante à Faltas e Redução da Tensão de Modo Comum*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Campina Grande, 2007.
- MÜTZE, A. *Bearing Currents in Inverter-fed AC-motors*. Dissertação (Mestrado) — Universitaet Darmstadt, 2004.
- PEREIRA, L. A. et al. General model of a five-phase induction machine allowing for harmonics in the air gap field. *IEEE Transactions On Energy Conversion*, v. 21, n. 4, p. 891–899, 2006.
- R.F., S.; M.J., M. Bearing current remediation options. *IEEE Industry Applications Magazine*, v. 10, n. 4, p. 40–50, 2004.
- ROBLES, E. et al. Common-mode voltage mitigation in multiphase electric motor drive systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, v. 157, p. 111971, 2022. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1364032121012351>>.
- SILVA, A. G. F. da. *IFOC para uma Máquina de Indução Eneafásica com Injeção de Harmônico de Corrente*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal da Paraíba, 2020.
- SILVA, A. G. F. da et al. Svpwm technique with reduced common mode voltage for three-phase voltage source inverter. *IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, p. 2499–2505, 2020.
- SILVA, L. G. da. *Estudo de Fenômenos Relacionados às Correntes em Mancais de Máquinas Elétricas Assíncronas Trifásicas*. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, 2019.
- SILVA, P. S. N. de; FLETCHER, J. E.; WILLIAMS, B. W. Development of space vector modulation strategies for five phase voltage source inverters. *Second International Conference on Power Electronics, Machines and Drives (PEMD 2004)*, v. 2, p. 650–655, 2004.

YU, B.; SONG, W.; FENG, J. A virtual voltage vectors based model predictive current control to reduce common-mode voltage for five-phase voltage source inverters. *2019 IEEE International Symposium on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics (PRECEDE)*, p. 1–6, 2019.

ÜN, E.; HAVA, A. M. A near state pwm method with reduced switching frequency and reduced common mode voltage for three-phase voltage source inverters. *IEEE International Electric Machines Drives Conference*, p. 235–240, 2007.

_____. A near-state pwm method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 2, p. 782–793, 2009.

APÊNDICES

APÊNDICE A – CÁLCULO DO F_a PARA AS ESTRATÉGIAS PWM VETORIAIS

A.1 5AVPWM

Em termos das razões cíclicas ($d_1 = t_{25}/\tau$, $d_2 = t_{19}/\tau$, $d_3 = t_7/\tau$, $d_4 = t_{14}/\tau$ e $d_5 = t_{28}/\tau$), obtemos para (3.19):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \\ d_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,39088 & 0 & -1,0233 & 0 & 0,2 \\ 0,12079 & 0,37175 & 0,82790 & 0,6015 & 0,2 \\ -0,31623 & 0,22975 & -0,31623 & -0,97325 & 0,2 \\ -0,31623 & -0,22975 & -0,31623 & 0,97325 & 0,2 \\ 0,12079 & -0,37175 & 0,82790 & -0,6015 & 0,2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_{sd}^{s*}}{E} \\ \frac{v_{sq}^{s*}}{E} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.1})$$

De maneira a ser fisicamente possível, todas as razões cíclicas devem obedecer a

$$0 \leq d_k \leq 1 \quad (\text{A.2})$$

com $k = 1, 2, 3, 4, 5$.

Na Figura A.1 são traçadas as razões cíclicas para o vetor de referência variando entre -18° e 18° . Observa-se que a depender da magnitude dos vetores de referência, as razões cíclicas d_3 e d_4 podem se tornar negativas. Como Definido o equivalente ao índice de modulação é dado por:

$$F_a = \frac{v_{sdq}^{s*}}{E}. \quad (\text{A.3})$$

Tomando a solução para d_3 em (A.1), podemos encontrar para qual valor de F_a tem-se $d_3=0$.

$$d_3 = \begin{bmatrix} -0.31623 & 0.22975 & -0.31623 & -0.97325 & 0.2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \cos\left(\frac{-18\pi}{180}\right) \\ F_a \sin\left(\frac{-18\pi}{180}\right) \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = 0$$

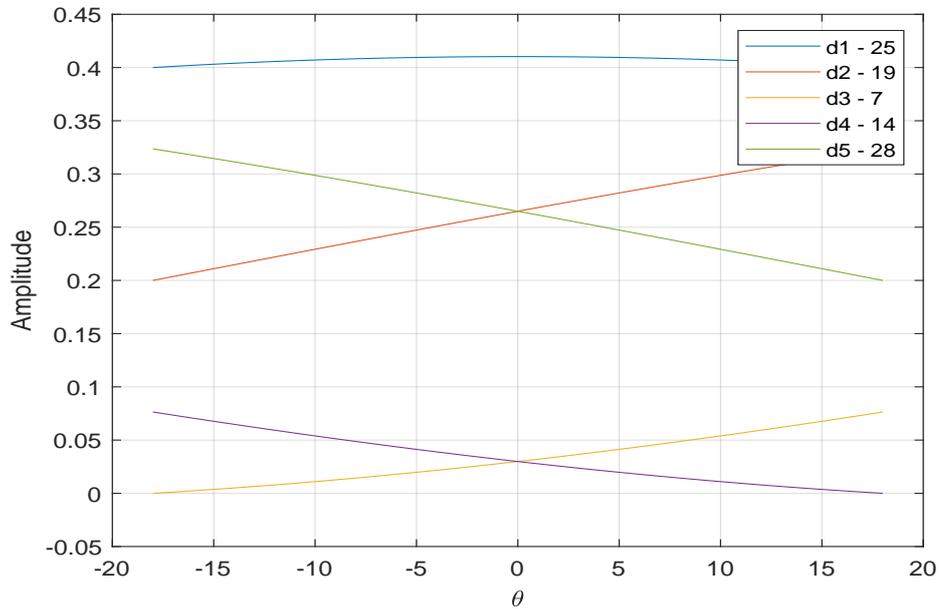
obtem:

$$F_a = 0,53800 \quad (\text{A.4})$$

Portanto, a modulação 5AVPWM só se aplica para baixos índices de modulação:

$$0 \leq \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \leq 0.53800 \quad (\text{A.5})$$

Figura A.1 – Razões cíclicas para a 5AVPWM



Fonte: Autor

Para valores de F_a acima de 0,538 tem-se a saturação do PWM comprovadas por simulação.

A.2 5NSPWM

Em termos das razões cíclicas ($d_1 = t_{28}/\tau$, $d_2 = t_{24}/\tau$, $d_3 = t_{25}/\tau$, $d_4 = t_{17}/\tau$ e $d_5 = t_{19}/\tau$), obtemos para (3.25):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \\ d_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -1,1441 & -0,37175 & -0,43702 & -0,6015 & 1,0 \\ 1,5811 & -0,22975 & 1,5811 & 0,97325 & -1,0 \\ -0,87403 & 0 & -2,2882 & 0 & 1,0 \\ 1,5811 & 0,22975 & 1,5811 & -0,97325 & -1,0 \\ -1,1441 & 0,37175 & -0,43702 & 0,6015 & 1,0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_{sd}^{s*}}{E} \\ \frac{v_{sq}^{s*}}{E} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.6})$$

Na Figura A.2 são traçadas as razões cíclicas para o vetor de referência variando entre -18° e 18° . Observa-se que a depender da magnitude dos vetores de referência, as razões cíclicas d_2 e d_4 podem se tornar negativas. Tomando a solução para d_4 em (A.6), podemos encontrar

para qual valor de F_a tem-se $d_4=0$

$$d_4 = \begin{bmatrix} 1.5811 & 0.22975 & 1.5811 & -0.97325 & -1.0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \cos\left(\frac{-18\pi}{180}\right) \\ F_a \sin\left(\frac{-18\pi}{180}\right) \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A.7})$$

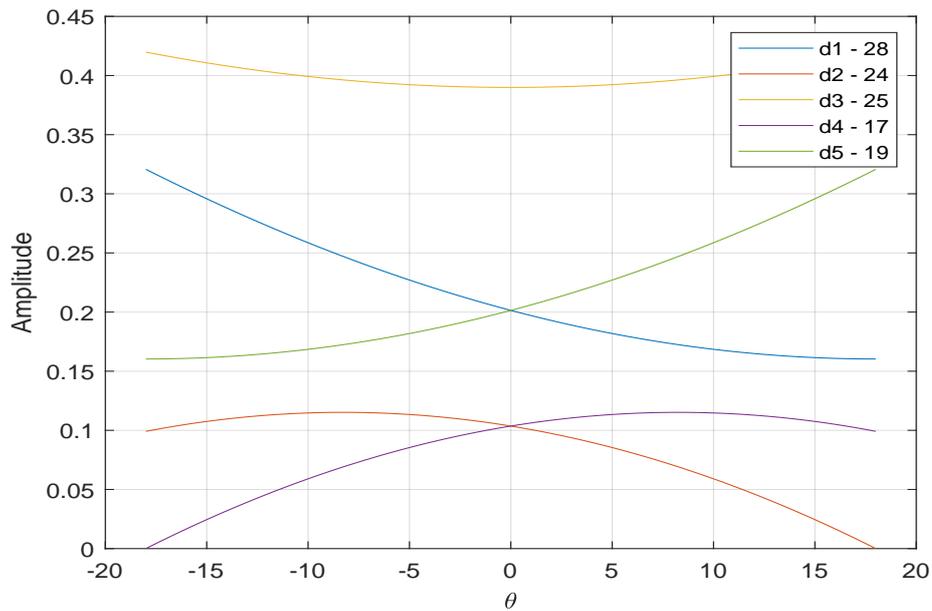
Cuja solução é:

$$F_a = 0,69796 \quad (\text{A.8})$$

Para $F_a \leq 0,69798$ temos $d_4 \leq 0$, ou seja, temos saturação do PWM.

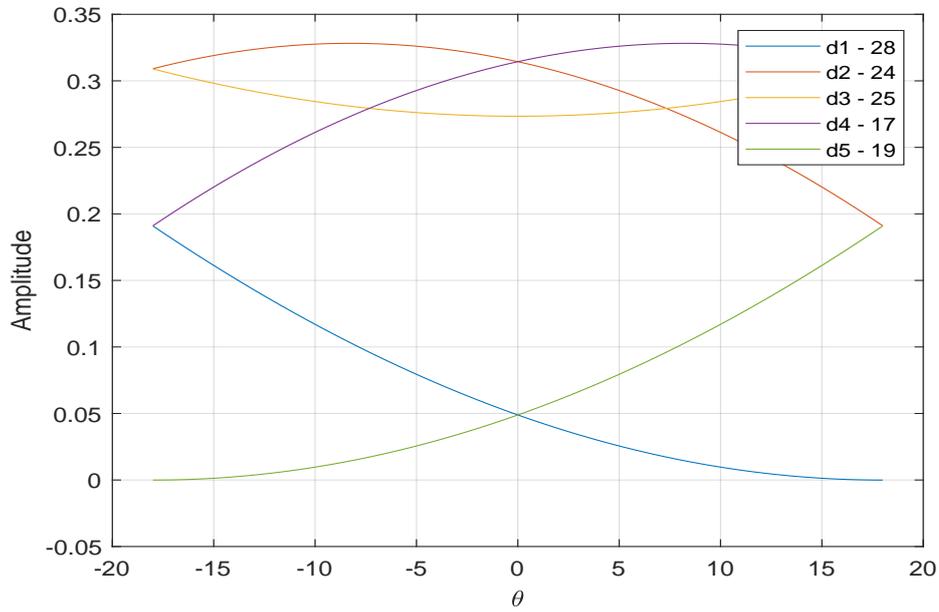
Além disso, podemos observar da Figura A.3 que para altos valores de F_a as razões cíclicas d_1 e d_5 tornam-se negativas.

Figura A.2 – Razões cíclicas para a 5NSPWM



Fonte: Autor

Figura A.3 – Razões cíclicas para a 5NSPWM onde d_5 e d_1 tocam o zero



Fonte:Autor

Tomando a solução para o d_5 , podemos observar para qual valor de F_a este torna-se negativo, ou seja,

$$d_5 = \begin{bmatrix} -1.1441 & 0.37175 & -0.43702 & 0.6015 & 1.0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \cos\left(\frac{-18\pi}{180}\right) \\ F_a \sin\left(\frac{-18\pi}{180}\right) \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A.9})$$

O que corresponde a:

$$F_a = 0,83126 \quad (\text{A.10})$$

Portanto, a modulação NSPWM só se aplica para índices de modulação

$$0,69798 \leq \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \leq 0,83126 \quad (\text{A.11})$$

A.3 SVPWM PROPOSTA - CVPWM

Em termos das razões cíclicas ($d_1 = t_{12}/\tau$, $d_2 = t_{24}/\tau$, $d_3 = t_{25}/\tau$, $d_4 = t_{17}/\tau$ e $d_5 = t_3/\tau$), obtemos para (3.31):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \\ d_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,3814 & -0,3717 & -0,1457 & -0,6015 & 0,3333 \\ 0,0556 & -0,2298 & 0,9985 & 0,9732 & 0,3333 \\ 0,6515 & 0 & -1,7056 & 0 & -0,3333 \\ 0,0556 & 0,2298 & 0,9985 & -0,9732 & 0,3333 \\ -0,3814 & 0,3717 & -0,1457 & 0,6015 & 0,3333 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_{sd}^{s*}}{E} \\ \frac{v_{sq}^{s*}}{E} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.12})$$

Na Figura A.4 são traçadas as razões cíclicas para o vetor de referência variando entre -18° e 18° . Observa-se que a depender da magnitude dos vetores de referência, a razão cíclica d_3 pode se tornar negativa. Tomando a solução para d_3 em (A.12), podemos encontrar para qual valor de F_a tem-se $d_3=0$

$$d_3 = \begin{bmatrix} 0,0556 & 0,2298 & 0,9985 & -0,9732 & 0,3333 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \cos\left(\frac{-18\pi}{180}\right) \\ F_a \sin\left(\frac{-18\pi}{180}\right) \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A.13})$$

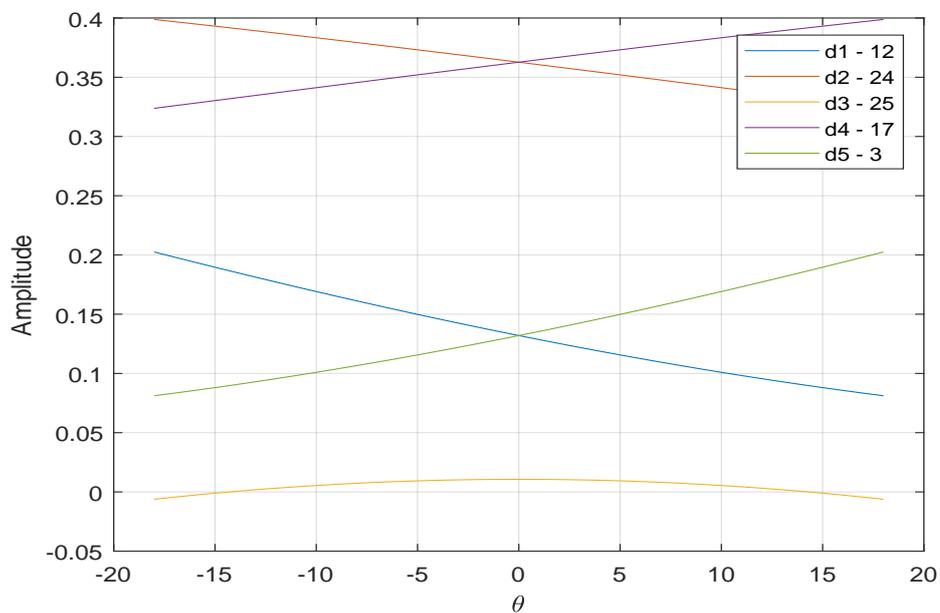
Cuja solução é:

$$F_a = 0,53800 \quad (\text{A.14})$$

Para $F_a \leq 0,5380$ temos $d_3 \leq 0$, ou seja, temos saturação do PWM proposto.

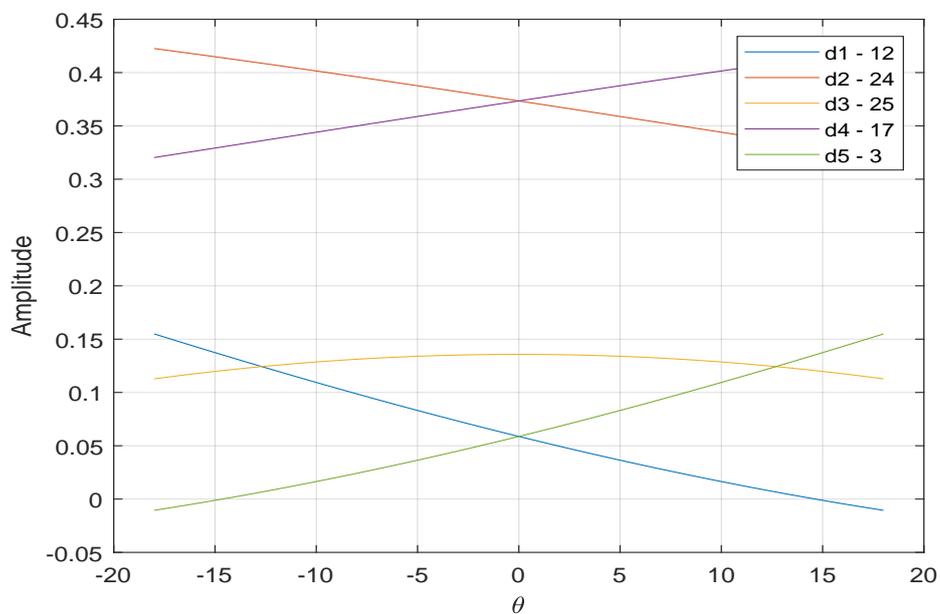
Além disso, podemos observar da Figura A.5 que para altos valores de F_a as razões cíclicas d_1 e d_5 dentem a se tornarem negativas.

Figura A.4 – Razões cíclicas para a CVPWM



Fonte Autor

Figura A.5 – Razões cíclicas para a CVPWM onde d_5 d_1 são negativos



Fonte: Autor

Tomando a solução para o d_5 , podemos observar para qual valor de F_a este torna-se igual a zero, ou seja,

$$d_5 = \begin{bmatrix} 0,3814 & 0,3717 & -0,1457 & 0,6015 & 0,3333 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} F_a \cos\left(\frac{-18\pi}{180}\right) \\ F_a \sin\left(\frac{-18\pi}{180}\right) \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = 0 \quad (\text{A.15})$$

O que corresponde a

$$F_a = 0,69796 \quad (\text{A.16})$$

Portanto, a modulação SVPWM proposto só se aplica para índices de modulação

$$0,53800 \leq \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \leq 0,69796 \quad (\text{A.17})$$

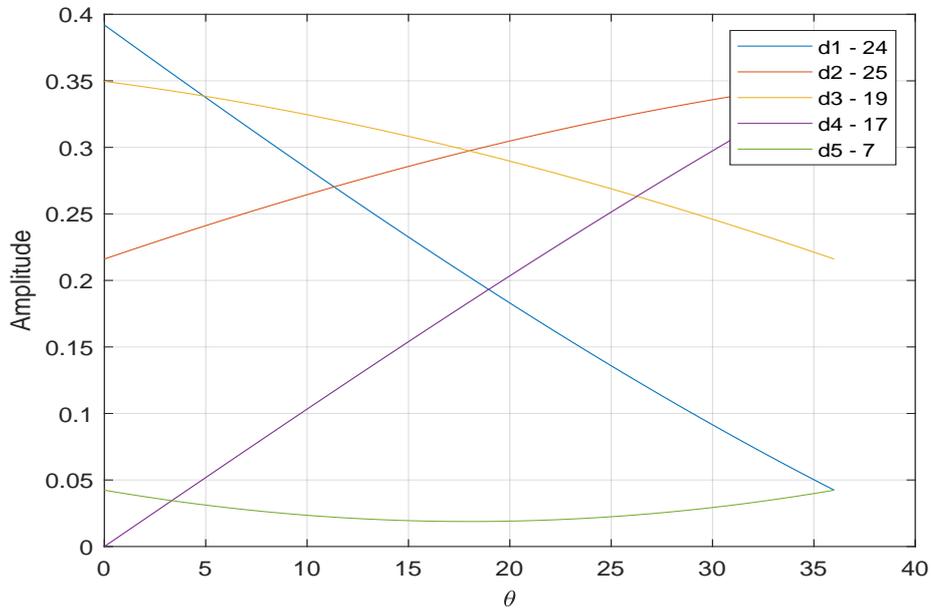
A.4 MSVPWM-I

Acerca de termos das razões cíclicas ($d_1 = t_{24}/\tau$, $d_2 = t_{25}/\tau$, $d_3 = t_{17}/\tau$, $d_4 = t_{19}/\tau$ e $d_5 = t_7/\tau$), obtemos para (3.37):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \\ d_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -0,1350 & -0,7874 & 0,9256 & 0,0710 & 0,5000 \\ 0,2701 & 0,3717 & -1,8512 & 0,6015 & 0 \\ 0,4370 & -0,1420 & 1,1441 & -1,5747 & 0 \\ 0 & 0,7435 & 0 & 1,2030 & 0 \\ -0,5721 & -0,1859 & -0,2185 & -0,3008 & 0,5000 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_{sd}^{s*}}{E} \\ \frac{v_{sq}^{s*}}{E} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.18})$$

Na Figura A.6 são traçadas as razões cíclicas para o vetor de referência variando entre 0° e 36° . Observa-se que a depender da magnitude dos vetores de referência, as razões cíclicas não são negativas.

Figura A.6 – Razões cíclicas para a MSVPWM-I



Fonte: Autor

Assim pode-se concluir que,

$$0 \leq \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \leq 0,83126 \Rightarrow 0 \leq F_a \leq 0,83126 \quad (\text{A.19})$$

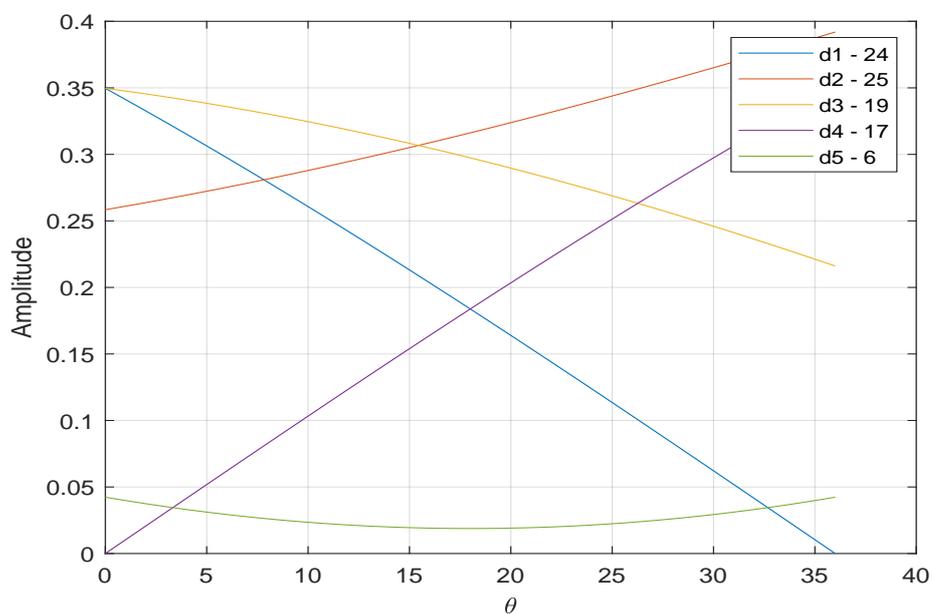
A.5 MSVPWM-II

Para esse estratégia o cálculo é similar a técnica anterior (MSVPWM-I). Em termos das razões cíclicas ($d_1 = t_{24}/\tau$, $d_2 = t_{25}/\tau$, $d_3 = t_{17}/\tau$, $d_4 = t_{19}/\tau$ e $d_5 = t_6/\tau$), obtemos para (3.41):

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \\ d_4 \\ d_5 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,4370 & -0,6015 & 1,1441 & 0,3717 & 0 \\ -0,3020 & 0,1859 & -2,0697 & 0,3008 & 0,5000 \\ 0,4370 & -0,1420 & 1,1441 & -1,5747 & 0 \\ 0 & 0,7435 & 0 & 1,2030 & 0 \\ -0,5721 & -0,1859 & -0,2185 & -0,3008 & 0,5000 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \frac{v_{sd}^{s*}}{E} \\ \frac{v_{sq}^{s*}}{E} \\ 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} \quad (\text{A.20})$$

Na Figura A.7 são traçadas as razões cíclicas também para o vetor de referência variando entre 0° e 36° . Observa-se que novamente a depender da magnitude dos vetores de referência, as razões cíclicas não são negativas.

Figura A.7 – Razões cíclicas para a MSVPWM-II



Fonte: Autor

Logo pode-se concluir que,

$$0 \leq \frac{v_{sdq}^{s*}}{E} \leq 0,83126 \Rightarrow 0 \leq F_a \leq 0,83126 \quad (A.21)$$