



**Universidade Federal da Bahia**  
**Escola Politécnica**  
**Programa de Pós Graduação em**  
**Engenharia Elétrica**



Michael Araújo Santos Teixeira de Jesus

# **Estratégias de Modulação Vetorial para Inversor Fotovoltaico Trifásico sem Transformador H8**

Orientador: Prof. Dr. Filipe Antônio da Costa Bahia

Salvador-BA – Brasil  
10 de janeiro de 2024

Michael Araújo Santos Teixeira de Jesus

## **Estratégias de Modulação Vetorial para Inversor Fotovoltaico Trifásico sem Transformador H8**

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Dr. Filipe Antônio da Costa Bahia

Salvador-BA – Brasil

10 de janeiro de 2024

Ficha catalográfica elaborada pela Biblioteca Bernadete  
Sinay Neves, Escola Politécnica – UFBA.

---

J58 Jesus, Michael Araújo Santos Teixeira de.

Estratégias de modulação vetorial para inversor fotovoltaico trifásico sem transformador H8 / Michael Araújo Santos Teixeira de Jesus. – Salvador, 2024.

143f.: il. color.

Orientador: Prof. Dr. Filipe Antônio da Costa Bahia.

Dissertação (mestrado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, 2024.

1. Sistemas fotovoltaicos. 2. Inversor trifásico. 3. Transformadores. 4. Modulação. Bahia, Filipe Antônio da Costa. II. Universidade Federal da Bahia. III. Título.

---

CDD: 621.313

Michael Araújo Santos Teixeira de Jesus

## Estratégias de Modulação Vetorial para Inversor Fotovoltaico Trifásico sem Transformador H8

Dissertação de Mestrado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal da Bahia como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Salvador-BA – Brasil, 10 de janeiro de 2024:



Documento assinado digitalmente

FILIFE ANTONIO DA COSTA BAHIA

Data: 29/08/2024 15:07:20-0300

Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Orientador: Prof. Dr. Filipe Antônio da Costa  
Bahia



Documento assinado digitalmente

JOAO PAULO RAMOS AGR A MELLO

Data: 29/08/2024 11:43:07-0300

Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Prof. Dr. João Paulo Ramos Agra Mello



Documento assinado digitalmente

FABIANO FRAGOSO COSTA

Data: 29/08/2024 15:12:26-0300

Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

---

Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa

Salvador-BA – Brasil  
10 de janeiro de 2024

*Dedico esse trabalho, primeiramente, à meus pais e a minha irmã, sem o apoio deles eu não teria conseguido chegar onde cheguei. À toda minha família, a minha namorada, a meus amigos, aos professores e a todas as pessoas que contribuíram para a minha formação.*

# Agradecimentos

Agradeço primeiramente a Deus, por me dar forças e ter permitido que eu chegasse até aqui.

Aos meus pais Ana Carla e Romilson pelo apoio durante toda a minha trajetória de vida, por todo suporte na minha vida acadêmica e por sempre estarem comigo quando eu mais precisei.

A minha irmã Maria Eduarda por todos os abraços, todas as palavras de incentivo e por toda a confiança que sempre foi depositada em mim.

A minha namorada Amanda pela sua preocupação, por estar sempre presente e me lembrar pelo que estou batalhando.

Ao meus orientadores pelo norteamento e dedicação.

A esta universidade e todo os professores e funcionários pela dedicação à educação e à ciência.

A toda a minha família pelas palavras de carinho e de apoio que recebi.

A meus amigos por todo o apoio, companheirismo e noites viradas estudando juntos. E menção honrosa para meu amigo Arnaldo por toda disponibilidade, pelos apoios e pelas trocas de conhecimento que tanto auxiliaram na construção deste projeto.

*“Seu futuro não está escrito, o de ninguém está.  
Você pode fazer o que quiser fazer”.  
(Dr. Emmett Brown - De volta para o futuro)*

# Resumo

O crescimento populacional global tem gerado uma demanda crescente por energia, porém, a maioria das fontes energéticas atualmente utilizadas são não renováveis, como o petróleo, gás natural e carvão mineral. Diante dessa realidade, é crucial promover a conscientização sobre o uso responsável desses recursos visando à preservação ambiental, além da urgente busca por alternativas sustentáveis e economicamente viáveis para suprir as necessidades energéticas da sociedade. Nesse contexto, a energia solar fotovoltaica emerge como uma solução promissora, em constante desenvolvimento e expansão. Sistemas fotovoltaicos, compostos por painéis solares e conversores de energia, possibilitam a geração de energia limpa, permitindo inclusive sua implementação em residências de pequeno porte, com a opção de conexão à rede elétrica para compensação na conta de energia, contribuindo assim para a transição rumo a um modelo energético mais sustentável. Um dos problemas comuns a esses sistemas fotovoltaicos é o surgimento de capacitâncias parasitas entre os painéis fotovoltaicos e a terra, gerando assim uma corrente de fuga que contribui para a insegurança elétrica de toda a instalação. Para solucionar esse problema, pode-se empregar o uso de transformadores para realizar o isolamento galvânico entre os painéis e a rede. Entretanto, a adição desse equipamento aumenta as perdas, o custo e o tamanho do sistema. O uso de um inversor trifásico sem transformador em sistemas fotovoltaicos conectados à rede apresenta uma solução econômica e compacta, porém com a presença de uma elevada corrente de fuga. Para resolver este problema, diversas topologias são propostas e combinadas com técnicas de modulação para reduzir a corrente de fuga. O presente trabalho propõe quatro técnicas de modulação vetorial aplicada a uma topologia de inversor trifásico sem transformador para reduzir a corrente de fuga através da atribuição de um novo vetor espacial, onde a tensão de modo comum possui uma variação menor ou nula em determinadas regiões. Resultados de simulação são apresentados para demonstrar o desempenho das novas técnicas de modulação.

**Palavras-chave:** Inversor sem transformador, sistemas fotovoltaicos, conectados à rede, redução de corrente de fuga, vetor de espaço de estados, modulação, tensão de modo comum.

# Abstract

The global population growth has led to an increasing demand for energy, however, most currently used energy sources are non-renewable, such as oil, natural gas, and coal. Faced with this reality, it is crucial to promote awareness of responsible resource usage to preserve the environment, along with an urgent quest for sustainable and economically viable alternatives to meet society's energy needs. In this context, photovoltaic solar energy emerges as a promising solution, continuously developing and expanding. Photovoltaic systems, composed of solar panels and energy converters, enable clean energy generation, allowing for implementation even in small residences, with the option of connecting to the electrical grid for energy bill reduction, thus contributing to a transition toward a more sustainable energy model. One of the common problems with these photovoltaic systems is the emergence of parasitic capacitances between the photovoltaic panels and the ground, thus generating a leakage current that contributes to the electrical insecurity of the entire installation. To solve this problem, transformers can be used to perform galvanic isolation between the panels and the grid. However, the addition of this equipment increases losses, cost and the size of the system. The use of a three-phase transformerless inverter in grid-connected photovoltaic systems presents an economical and compact solution, but with the presence of a high leakage current. To solve this problem, several topologies are proposed and combined with modulation techniques to reduce the leakage current. The present work proposes four space vector modulation techniques applied to a transformerless three-phase inverter topology to reduce the leakage current through the assignment of a new spatial vector, where the common mode voltage will have a smaller or zero variation in certain regions. Simulation results are presented to demonstrate the performance of the new modulation techniques.

**Keywords:** Transformerless inverter, photovoltaic systems, grid connected, leakage current reduction, state space vector, modulation, common mode voltage.

# Lista de ilustrações

Figura 1 – Utilização de fontes renováveis e não renováveis para a geração de energia elétrica no Brasil e no mundo. . . . .	21
Figura 2 – Matriz elétrica brasileira. . . . .	21
Figura 3 – Capacitâncias parasitas presentes dentro de um painel fotovoltaico. . .	23
Figura 4 – Topologia convencional . . . . .	24
Figura 5 – Topologia H8 . . . . .	25
Figura 6 – Topologia H10 . . . . .	26
Figura 7 – Sistema fotovoltaico conectado à rede incluindo as capacitâncias parasitas	29
Figura 8 – Sistema fotovoltaico conectado à rede isolado com Transformador de Baixa Frequência . . . . .	30
Figura 9 – Sistema fotovoltaico conectado à rede isolado com Transformador de Alta Frequência . . . . .	30
Figura 10 – Topologia convencional . . . . .	31
Figura 11 – Estados zero da topologia convencional H6 . . . . .	32
Figura 12 – Topologia H10 . . . . .	33
Figura 13 – Estado ativo Topologia H10 . . . . .	33
Figura 14 – Estado zero Topologia H10 . . . . .	34
Figura 15 – Espaço vetorial da SVPWM aplicada ao inversor H6 . . . . .	37
Figura 16 – Escolha dos vetores para SVPWM com a referência no setor 1 . . . . .	38
Figura 17 – Sequência de aplicação dos vetores para a SVPWM, quando o vetor de referência se encontra no setor 1 . . . . .	38
Figura 18 – Espaço vetorial para a NSPWM aplicada ao inversor H6 . . . . .	39
Figura 19 – Escolha dos vetores para a NSPWM com a referência no setor 2 . . . . .	40
Figura 20 – Sequência de aplicação dos vetores para a NSPWM, quando o vetor de referência se encontra no setor 2 . . . . .	40
Figura 21 – Espaço vetorial para a 3AVPWM aplicada ao inversor H6 . . . . .	41
Figura 22 – Escolha dos vetores para a 3AVPWM com a referência no setor 1 . . . . .	41
Figura 23 – Sequência de aplicação dos vetores para a 3AVPWM, quando o vetor de referência se encontra no setor 1 . . . . .	42
Figura 24 – Escolha dos vetores para a 3AVPWM com a referência no setor 2 . . . . .	42
Figura 25 – Sequência de aplicação dos vetores para a 3AVPWM, quando o vetor de referência se encontra no setor 2 . . . . .	43
Figura 26 – Escolha dos vetores para a AZPWM com a referência no setor 1 . . . . .	43
Figura 27 – Sequência de aplicação dos vetores para a AZPWM, quando o vetor de referência se encontra no setor 1 . . . . .	44

Figura 28 – Escolha dos vetores para a AZPWM com a referência no setor 1 com vetor adjacente servindo como um dos vetores opostos . . . . .	44
Figura 29 – Topologia H8 . . . . .	45
Figura 30 – Estados ativos do inversor H8 . . . . .	46
Figura 31 – Estado zero do inversor H8, [11111100] . . . . .	46
Figura 32 – Modelo simplificado de modo comum para inversor trifásico sem transformador. . . . .	50
Figura 33 – Diagrama de bode do modelo de modo comum. . . . .	51
Figura 34 – Espaço vetorial da topologia H8 . . . . .	53
Figura 35 – Identificação dos segmentos de retas . . . . .	54
Figura 36 – Vetor de referência localizado no setor 1 . . . . .	57
Figura 37 – Variação da CMV de acordo com a sequência de comutação de vetores presente a Tabela 9 . . . . .	59
Figura 38 – Espaço vetorial para a modulação proposta . . . . .	61
Figura 39 – Identificação dos segmentos de retas . . . . .	62
Figura 40 – Vetor de referência no setor 1 para $m_a < 2/3$ . . . . .	64
Figura 41 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 1 . . . . .	65
Figura 42 – Vetor de referência no setor 8 para $m_a < 2/3$ . . . . .	65
Figura 43 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 8 para $m_a < 2/3$ . . . . .	66
Figura 44 – Vetor de referência no setor 7 para $m_a > 2/3$ . . . . .	67
Figura 45 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 7 para $m_a > 2/3$ . . . . .	67
Figura 46 – Vetor de referência no setor 8 para $m_a > 2/3$ . . . . .	68
Figura 47 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 8 para $m_a > 2/3$ . . . . .	68
Figura 48 – Vetor de referência no setor 19 para $m_a > 2/3$ . . . . .	69
Figura 49 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 19 . . . . .	69
Figura 50 – Espaço vetorial . . . . .	72
Figura 51 – Identificação dos segmentos de retas . . . . .	73
Figura 52 – Vetor de referência no setor 1 para $m_a < 2/3$ . . . . .	76
Figura 53 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 1 . . . . .	77
Figura 54 – Vetor de referência no setor 3 para $m_a < 2/3$ . . . . .	77
Figura 55 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 3 . . . . .	78
Figura 56 – Vetor de referência no setor 16 para $m_a > 2/3$ . . . . .	79
Figura 57 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 16 . . . . .	79
Figura 58 – Vetor de referência no setor 22 para $m_a > 2/3$ . . . . .	80
Figura 59 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 16 . . . . .	80
Figura 60 – Vetor de referência no setor 26 para $m_a > 2/3$ . . . . .	81
Figura 61 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 26 . . . . .	81
Figura 62 – Espaço vetorial . . . . .	85
Figura 63 – Identificação dos segmentos de retas . . . . .	85

Figura 64 – Vetor de referência no setor 1 para $m_a < 2/3$ . . . . .	88
Figura 65 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 1 . . . . .	89
Figura 66 – Vetor de referência no setor 11 para $m_a > 2/3$ . . . . .	90
Figura 67 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 11 . . . . .	90
Figura 68 – Vetor de referência no setor 12 para $m_a < 2/3$ . . . . .	91
Figura 69 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 12 . . . . .	91
Figura 70 – Vetor de referência no setor 21 para $m_a > 2/3$ . . . . .	92
Figura 71 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 1 . . . . .	92
Figura 72 – Espaço vetorial . . . . .	95
Figura 73 – Identificação dos segmentos de retas . . . . .	96
Figura 74 – Vetor de referência no setor 1 para $m_a < 2/3$ . . . . .	99
Figura 75 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 1 . . . . .	100
Figura 76 – Vetor de referência no setor 3 para $m_a < 2/3$ . . . . .	100
Figura 77 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 3 . . . . .	101
Figura 78 – Vetor de referência no setor 16 para $m_a > 2/3$ . . . . .	102
Figura 79 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 16 . . . . .	102
Figura 80 – Vetor de referência no setor 22 para $m_a < 2/3$ . . . . .	103
Figura 81 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 22 . . . . .	103
Figura 82 – Vetor de referência no setor 26 para $m_a > 2/3$ . . . . .	104
Figura 83 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 26 . . . . .	104
Figura 84 – Esquema de controle vetorial . . . . .	117
Figura 85 – Bloco PLL . . . . .	118
Figura 86 – Controle em cascata para a corrente $i_d$ . . . . .	118
Figura 87 – Controle em cascata para a corrente $i_q$ . . . . .	118
Figura 88 – Diagrama de Bode da função de malha aberta de corrente sem controlador	120
Figura 89 – Resposta ao degrau unitário da malha aberta de corrente sem controlador	121
Figura 90 – Resposta ao degrau unitário do sistema compensado pelo controlador 1 para $m_a = 0,83$ : $C_i(s) = \frac{0,102s+556,4}{s}$ . . . . .	124
Figura 91 – Resposta ao degrau unitário do sistema compensado pelo controlador 2 para $m_a = 0,73$ : $C_i(s) = \frac{0,091s+494,6}{s}$ . . . . .	124
Figura 92 – Resposta ao degrau unitário do sistema compensado pelo controlador 3 para $m_a = 0,61$ : $C_i(s) = \frac{0,074s+404,7}{s}$ . . . . .	125
Figura 93 – Resultados de simulação da técnica de modulação 1, proposta para a topologia H8 com índice de modulação maior que $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga. . . . .	128

Figura 94 – Resultados de simulação da técnica de modulação 1, proposta para a topologia H8 com índice de modulação menor que $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga. . . . .	129
Figura 95 – Resultados de simulação da técnica de modulação 2, proposta para a topologia H8 com índice de modulação maior que $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga. . . . .	130
Figura 96 – Resultados de simulação da técnica de modulação 2, proposta para a topologia H8 com índice de modulação menor que $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga. . . . .	131
Figura 97 – Resultados de simulação da técnica de modulação 3, proposta para a topologia H8 com índice de modulação maior que $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga. . . . .	132
Figura 98 – Resultados de simulação da técnica de modulação 3, proposta para a topologia H8 com índice de modulação menor que $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga. . . . .	133
Figura 99 – Resultados de simulação da técnica de modulação 4, proposta para a topologia H8 com índice de modulação maior que $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga. . . . .	134
Figura 100 – Resultados de simulação da técnica de modulação 4, proposta para a topologia H8 com índice de modulação menor que $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga. . . . .	135

# Lista de tabelas

Tabela 1 – Estados de comutação da topologia da Figura 10 e suas correspondentes tensões de modo comum. . . . .	32
Tabela 2 – Estados de comutação da topologia da Figura 10 e suas correspondentes tensões de pólo e tensões de modo comum. . . . .	34
Tabela 3 – Estados de comutação da topologia da Figura 10 e suas correspondentes tensões de pólo e tensões de modo comum (valores normalizados pela tensão de barramento CC). . . . .	36
Tabela 4 – Estados de comutação da topologia na Figura 29 e suas respectivas tensões de polo e tensões de modo comum. . . . .	48
Tabela 5 – Estados de comutação da topologia na Figura 29 e suas respectivas tensões de polo, tensões de modo comum e tensões nas coordenadas $\alpha, \beta$ . . . . .	53
Tabela 6 – Equações das retas no espaço vetorial da Figura 35 . . . . .	55
Tabela 7 – Condições para o vetor de tensão em cada setor, em que $\alpha = V_{ref\alpha}$ . . . . .	55
Tabela 8 – Ciclos de trabalho de cada vetor . . . . .	58
Tabela 9 – Ordem de comutação dos vetores para o Inversor H8. . . . .	59
Tabela 10 – Equações das retas no espaço vetorial da Figura 35 . . . . .	62
Tabela 11 – Condições para o vetor de tensão em cada setor . . . . .	63
Tabela 12 – Sequência de vetores para cada setor do espaço vetorial para Modulação 1. . . . .	70
Tabela 13 – Ciclos de trabalho de cada vetor para cada setor do SV . . . . .	71
Tabela 14 – Equações das retas no espaço vetorial da Figura 51 . . . . .	74
Tabela 15 – Condições para o vetor de tensão em cada setor . . . . .	75
Tabela 16 – Sequência de vetores para cada setor do espaço vetorial para Modulação 2. . . . .	82
Tabela 17 – Ciclos de trabalho de cada vetor para cada setor do SV . . . . .	83
Tabela 18 – Equações das retas no espaço vetorial da Figura 63 . . . . .	86
Tabela 19 – Condições para o vetor de tensão em cada setor . . . . .	87
Tabela 20 – Sequência de vetores para cada setor do espaço vetorial para Modulação 3. . . . .	93
Tabela 21 – Ciclos de trabalho de cada vetor para cada setor do SV . . . . .	94
Tabela 22 – Equações das retas no espaço vetorial da Figura 73 . . . . .	97
Tabela 23 – Condições para o vetor de tensão em cada setor . . . . .	98
Tabela 24 – Sequência de vetores para cada setor do espaço vetorial para Modulação 4. . . . .	105
Tabela 25 – Ciclos de trabalho de cada vetor para cada setor do SV para a modulação 4. . . . .	106
Tabela 26 – Parâmetros de projeto utilizados. . . . .	119
Tabela 27 – Parâmetros utilizados em simulação . . . . .	123
Tabela 28 – Parâmetros utilizados em simulação . . . . .	126
Tabela 29 – Faixa do índice de modulação e Variação da tensão de modo comum para cada topologia de inversor e tipo de modulação . . . . .	136

Tabela 30 – Comparação de corrente de fuga e DHT para diferentes técnicas de modulação e diferentes topologias de inversores trifásicos sem transformador. 137

# Lista de abreviaturas e siglas

ANEEL	Agência Nacional de Energia Elétrica
ONS	Operador Nacional de Segurança
CC	Corrente Contínua
CA	Corrente Alternada
CMV	<i>Common Mode Voltage</i>
FV	Fotovoltaico
SVPWM	<i>Space Vector Pulse Width Modulation</i>
3AVPWM	<i>3 Active States PWM</i>
AZVPWM	<i>Active Zeros PWM</i>
NSPWM	<i>Near States PWM</i>
DHT	Distorção Harmônica Total
SV	<i>Space Vector</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
$I_{RP}$	Corrente pela resistência série do painel

# Lista de símbolos

$I_{FV}$	Corrente produzida pelo painel fotovoltaico.
$R_g$	Resistência de aterramento.
$R$	Resistência do filtro de saída do inversor.
$i_{cm}$	Corrente de fuga.
$v_{cm}$	Tensão de modo comum.
$C_1, C_2$	Capacitâncias do barramento CC.
$I_r$	Corrente de saturação reversa.
$q$	Carga do elétron.
$k$	Constante de Boltzman.
$n$	Fator de idealidade.
$T$	Temperatura da célula.
$\alpha_T$	Coefficiente de temperatura da corrente de curto circuito.
$I_{SC}$	Corrente de curto-circuito do painel fotovoltaico.
$S$	Irradiação solar incidente ou chave genérica de um conversor chaveado.
$n_s$	Número de células em série.
$n_p$	Número de células em paralelo.
$W_p$	Potência nominal do painel fotovoltaico.
$V_{MPP}$	Tensão no ponto de máxima potência do painel fotovoltaico.
$I_{MPP}$	Corrente no ponto de máxima potência do painel fotovoltaico.
$P_{MPP}$	Potência máxima do painel fotovoltaico.
$V_{OC}$	Tensão de circuito aberto do painel fotovoltaico.
$D$	Razão cíclica.
$T_s$	Período de chaveamento.

$f_s$	Frequência chaveamento.
$t_{on}$	Tempo de condução das chaves.
$t_{off}$	Tempo de corte das chaves.
L	Indutor Genérico.
R	Resistência genérica.
C	Capacitor Genérico.
$i_1$	Corrente do capacitor C1 do barramento CC.
$i_2$	Corrente do capacitor C2 do barramento CC.
$i_a, i_b, i_c$	Correntes das fases a, b e c.
$i_{cm}$	Corrente de fuga.
$i_{cm1}$	Parcela da corrente de fuga que circula através da capacitância parasita existente entre o polo positivo do painel FV e o ponto de aterramento.
$i_{cm2}$	Parcela da corrente de fuga que circula através da capacitância parasita existente entre o polo negativo do painel FV e o ponto de aterramento.
$i_o$	Corrente do ponto intermediário dos capacitores do barramento CC.
kW	Kilowatt.
$L_a, L_b, L_c$	Indutâncias dos filtros das fases a, b e c.
$m_a$	Índice de modulação.
nF	Nanofarad.
$P_{injetada}$	Potência ativa injetada na rede.
$R_a, R_b, R_c$	Resistências dos filtros das fases a, b e c.
$V_o$	Tensão de saída de um sistema genérico.
$V_C$	Tensão em um capacitor de um sistema genérico.
$V_i$	Tensão de entrada de um sistema genérico.
$I_L$	Componente média da corrente no indutor.
$I_o$	Componente de saída no ponto de operação médio do conversor.
$S_{a1}$	Chave 1 do braço a do inversor trifásico.

$S_{a2}$	Chave 2 do braço a do inversor trifásico.
$S_{b1}$	Chave 1 do braço b do inversor trifásico.
$S_{b2}$	Chave 2 do braço b do inversor trifásico.
$S_{c1}$	Chave 1 do braço c do inversor trifásico.
$S_{c2}$	Chave 2 do braço c do inversor trifásico.
$S_7, S_8$	Chaves do lado CC para o inversor H8.
$\Delta i_L$	ripple de corrente no indutor.
$\Delta v_o$	ripple de tensão na saída.
$G_i$	Função de transferência da malha de corrente.
$C_i$	Controlador da malha de corrente.
$f_{ci}$	Frequência de corte da malha de corrente (Hz).
$w_{ci}$	Frequência de corte da malha de corrente (rad/s).
$u$	Função de chaveamento.
$\tilde{d}$	Componente de pequeno sinal da função de chaveamento.
$\tilde{v}_o$	Componente de pequeno sinal da tensão na saída do conversor.
$\tilde{i}_L$	Componente de pequeno sinal da corrente no indutor.
$\tilde{v}_i$	Componente de pequeno sinal da tensão de entrada do conversor.
$T_x$	Período de aplicação do vetor $\vec{V}_x$ .
$T_y$	Período de aplicação do vetor $\vec{V}_y$ .
$T_z$	Período de aplicação do vetor $\vec{V}_z$ .
$v_a, v_b, v_c$	Tensões das fases a, b e c da rede.
$v_{an}$	Tensão da fase a do inversor.
$v_{bn}$	Tensão da fase b do inversor.
$v_{cn}$	Tensão da fase c do inversor.
$v_{aN}$	Tensão de polo do braço a do inversor.
$v_{bN}$	Tensão de polo do braço b do inversor.

$v_{cN}$	Tensão de polo do braço c do inversor.
$v_{ab}$	Tensão de linha entre os braços a e b do inversor.
$v_{bc}$	Tensão de linha entre os braços b e c do inversor.
$v_{ca}$	Tensão de linha entre os braços c e a do inversor.
$V_{CC}$	Tensão do barramento CC.
$v_{nN}$	Tensão entre o ponto neutro da carga e o polo negativo do barramento CC.
$k_p$	Ganho proporcional do controlador PI.
$k_i$	Ganho integral do controlador PI.
$T_i$	Tempo integrador do controlador PI.
$\phi_{PI}$	Contribuição angular do controlador PI por atraso de fase.
CGIA	Função de transferência de malha aberta de corrente.
CGIF	Função de transferências de malha fechada de corrente.
$y_\infty$	Saída em regime permanente presente.

# Sumário

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>21</b>
<b>1.1</b>	<b>Contextualização do tema</b>	<b>21</b>
<b>1.2</b>	<b>Objetivos</b>	<b>27</b>
1.2.1	Objetivo Geral	27
1.2.2	Objetivos Específicos	27
<b>1.3</b>	<b>Organização</b>	<b>27</b>
<b>1.4</b>	<b>Publicações</b>	<b>28</b>
<b>2</b>	<b>REVISÃO BIBLIOGRÁFICA</b>	<b>29</b>
<b>2.1</b>	<b>Topologias de Conversores</b>	<b>29</b>
2.1.1	Topologia Convencional	30
2.1.2	Topologia H10	32
<b>2.2</b>	<b>Modulação Vetorial</b>	<b>35</b>
2.2.1	SVPWM Convencional	35
2.2.2	NSPWM	38
2.2.3	3AVPWM	39
2.2.4	AZPWM	42
<b>3</b>	<b>TOPOLOGIA H8 PARA INVERSORES TRIFÁSICOS SEM TRANS- FORMADOR</b>	<b>45</b>
<b>3.1</b>	<b>Descrição do Inversor</b>	<b>45</b>
<b>3.2</b>	<b>Modelo de Modo Comum</b>	<b>48</b>
<b>3.3</b>	<b>Determinação do Diagrama Vetorial</b>	<b>52</b>
<b>3.4</b>	<b>Escolha e delimitação dos setores</b>	<b>53</b>
<b>3.5</b>	<b>Cálculo dos tempos de aplicação de cada vetor</b>	<b>55</b>
<b>3.6</b>	<b>Escolha da ordem de comutação</b>	<b>58</b>
<b>4</b>	<b>TÉCNICAS DE MODULAÇÃO PROPOSTAS</b>	<b>60</b>
<b>4.1</b>	<b>Modulação 1</b>	<b>60</b>
4.1.1	Escolha e delimitação dos setores	61
4.1.2	Sequência de aplicação dos vetores	64
<b>4.2</b>	<b>Modulação 2</b>	<b>72</b>
4.2.1	Escolha e delimitação dos setores	72
4.2.2	Sequência de aplicação dos vetores	76
<b>4.3</b>	<b>Modulação 3</b>	<b>84</b>
4.3.1	Escolha e delimitação dos setores	84

4.3.2	Sequência de aplicação dos vetores . . . . .	87
<b>4.4</b>	<b>Modulação 4 . . . . .</b>	<b>94</b>
4.4.1	Escolha e delimitação dos setores . . . . .	95
4.4.2	Sequência de aplicação dos vetores . . . . .	99
<b>5</b>	<b>MODELAGEM DO INVERSOR TRIFÁSICO SEM TRANSFORMA-</b>	
	<b>DOR H8 . . . . .</b>	<b>107</b>
<b>6</b>	<b>ESTRATÉGIA DE CONTROLE DO INVERSOR TRIFÁSICO . . . . .</b>	<b>117</b>
<b>7</b>	<b>RESULTADOS DE SIMULAÇÃO . . . . .</b>	<b>126</b>
<b>7.1</b>	<b>Resultado das técnicas propostas . . . . .</b>	<b>127</b>
7.1.1	Modulação 1 . . . . .	127
7.1.2	Modulação 2 . . . . .	129
7.1.3	Modulação 3 . . . . .	131
7.1.4	Modulação 4 . . . . .	133
<b>7.2</b>	<b>Comparação dos resultados . . . . .</b>	<b>135</b>
<b>8</b>	<b>CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS . . . . .</b>	<b>138</b>
<b>8.1</b>	<b>Conclusões . . . . .</b>	<b>138</b>
<b>8.2</b>	<b>Trabalhos Futuros . . . . .</b>	<b>139</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>140</b>

# 1 Introdução

## 1.1 Contextualização do tema

No atual cenário de mudanças constantes em todo o mundo, a humanidade está cada vez mais focada em questões que estão interligadas, abrangendo desde o meio ambiente até a economia global e o fornecimento de energia. Embora esses tópicos possam parecer separados à primeira vista, eles estão profundamente relacionados, e a forma como os países abordam essas questões terá um impacto significativo em seu futuro. Portanto, à medida que a demanda global por energia elétrica continua a crescer e os recursos não renováveis são cada vez menores, surge a necessidade urgente de encontrar soluções sustentáveis. A escolha predominante é adotar fontes de energia renovável, que além de gerar energia de forma sustentável, também alicerçam-se na viabilidade econômica e na proteção do meio ambiente.

Ao contrário da maioria dos países que dependem de fontes não renováveis, como carvão, petróleo e gás natural, o Brasil se destaca pelo compromisso com fontes de energia renovável, como é destacado na Figura 1, que mostra um comparativo entre a porcentagem da utilização de fontes renováveis no Brasil em relação ao mundo. De acordo com Reive Barros, Secretário de Planejamento e Desenvolvimento Energético do Ministério de Minas e Energia, as estatísticas atuais revelam que aproximadamente 83% da energia elétrica produzida no país vem de fontes renováveis, sendo liderada pelas usinas hidroelétricas (61,9%), seguidas pela energia eólica (11,8%), biomassa e biogás (10,8%) e energia solar (4,4%), como visto na Figura 2 (EMPRESA... , 2022).

Figura 1 – Utilização de fontes renováveis e não renováveis para a geração de energia elétrica no Brasil e no mundo.

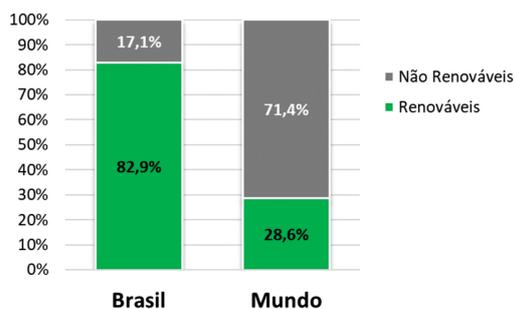
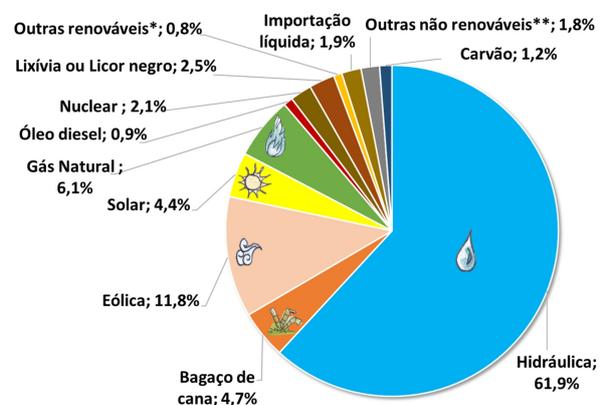


Figura 2 – Matriz elétrica brasileira.



Fonte: (EMPRESA... , 2022), 2022

Devido ao grande potencial hídrico existente no território brasileiro, as usinas

hidrelétricas são responsáveis por grande parte da geração de energia elétrica do país (EMPRESA... , 2022). No entanto, apesar de suprir grande parte da demanda elétrica nacional, a diversificação das fontes de energia mostra-se importante para a redução da vulnerabilidade do sistema, principalmente nas situações em que uma fonte não esteja plenamente disponível, logo outras poderão compensá-la. Dentre as vantagens apresentadas por uma matriz diversificada, tem-se o aumento da eficiência energética do sistema elétrico como um todo, melhoria dos mecanismos de controle, gerenciamento de linhas e a possibilidade de proporcionar ao usuário final maior participação no planejamento e na operação do sistema.

Dentre as alternativas de fontes de energia elétricas presentes, a energia solar é umas das mais promissoras para a humanidade, fornecendo uma solução economicamente viável e não poluente para atender à crescente demanda por eletricidade. O território brasileiro, como um todo, possui um alto potencial para captação solar, pois está localizado próximo à linha do equador, fazendo com que o país receba uma grande quantidade de incidência solar e possua pouca variação climática (ENERGIA... , 2016).

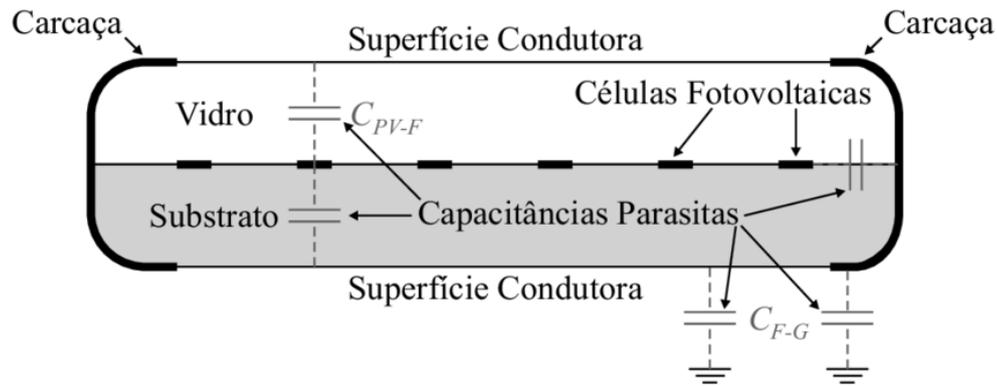
Devido à redução de custos e à facilidade de instalação de sistemas de energia solar em residências, empresas, indústrias e áreas rurais, o mercado de energia solar tem crescido nos últimos anos o que impactou na disparidade da Geração Distribuída no Brasil em comparação à Geração Centralizada (PANORAMA... , 2023).

Nos sistemas de geração distribuída, o gerador fotovoltaico é principalmente composto por painéis solares, responsáveis pela conversão da energia provida do sol em energia elétrica, e inversores responsáveis pela distribuição dessa energia à rede elétrica. Entretanto, quando o sistema é aterrado na rede elétrica, aparecem capacitâncias parasitas ( $C_{PV}$ ) entre os terminais do painel fotovoltaico e o solo. Através dessas capacitâncias parasitas, circula uma corrente indesejada, chamada de corrente de fuga, que leva ao aumento da distorção harmônica, maiores perdas nos dispositivos de comutação e elementos de filtro, além de causar insegurança elétrica, pois partes que deveriam estar eletricamente neutras estarão conduzindo (FREDDY et al., 2014),(ZHANG et al., 2013).

Na Figura 3, é possível observar uma representação das capacitâncias parasitas presentes em um painel fotovoltaico. Essas capacitâncias indesejadas dependem de vários fatores, como os materiais do painel, suas dimensões, a distância em relação ao solo, a presença de resíduos ou água na superfície e a umidade relativa do ar. Devido a essa complexidade, os valores dessas capacitâncias geralmente são determinados por meio de experimentação (YU et al., 2017).

Quando as partes metálicas dos painéis fotovoltaicos são aterradas, conforme determinado pelas normas internacionais (LÓPEZ et al., 2010) e pela norma brasileira NBR 16690 (TÉCNICAS, 2019), as capacitâncias parasitas criam um caminho elétrico que permite a circulação da corrente de fuga. Essa corrente, circula não somente

Figura 3 – Capacitâncias parasitas presentes dentro de um painel fotovoltaico.



Fonte: (BRADASCHIA, 2012)

através da capacitância parasita, mas também através dos condutores de aterramento, dos elementos do filtro, das chaves do conversor e dos capacitores do barramento (KEREKES; TEODORESCU; LISERRE, 2008).

Para atenuar a corrente de fuga presente nos sistemas de geração distribuída, é possível recorrer ao uso de transformadores nas configurações de inversores fotovoltaicos, com o propósito de estabelecer um isolamento galvânico entre os painéis solares e a rede elétrica. No entanto, a incorporação de um transformador no sistema pode tornar o sistema mais pesado, volumoso, caro e com baixa eficiência (RAHIMI et al., 2018).

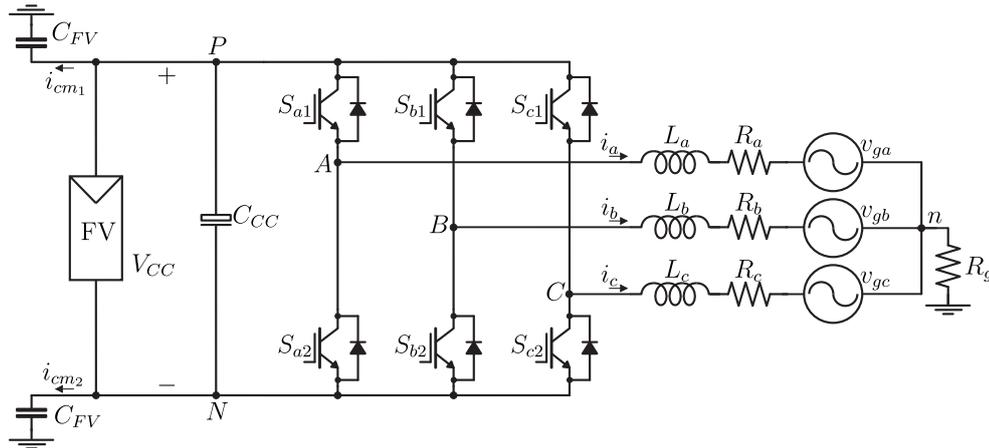
Para contornar essas limitações, as topologias de inversores sem transformador vêm ganhando destaque e se tornando amplamente adotadas. Essas configurações são conhecidas por sua eficiência superior, dimensões compactas e menor peso, sendo projetadas especificamente para a redução da corrente de fuga.

Nesse contexto, observa-se um crescimento significativo no interesse e na pesquisa dedicada ao estudo e desenvolvimento de técnicas aplicadas a inversores trifásicos sem transformador, com o intuito de aprofundar ainda mais a redução da corrente de fuga, chegando até mesmo à sua completa eliminação. Essa abordagem tem se tornado um ponto focal nos últimos anos, evidenciando a importância de avanços nesse campo.

Entre as topologias sem transformador, o inversor trifásico convencional (H6), presente na Figura 4, surge como uma solução interessante devido à sua simplicidade e robustez (ZHOU et al., 2016). Tipicamente, a modulação espacial vetorial por largura de pulso (SVPWM, do inglês *Space Vector Pulse Width Modulation*) é empregada como técnica de modulação para este inversor trifásico, fornecendo várias vantagens em relação à modulação por largura de pulso senoidal convencional (SPWM, do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation*), como menores perdas por comutação, menores taxas de distorções harmônicas e um maior índice de modulação (ma) (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988).

Entretanto, essa topologia de inversor sofre de uma alta variação de frequência na tensão de modo comum (CMV, do inglês *Common Mode Voltage*), que é definida como a média aritmética das tensões de polo e do inversor e pode ser encontrada através da medição da tensão entre o ponto negativo do barramento CC e o ponto neutro da rede. Essa tensão de modo comum, corresponde à excitação que produz a corrente de fuga e uma alta variação dessa grandeza resulta no aumento considerável da corrente de fuga.

Figura 4 – Topologia convencional



Fonte: adaptado de (ZHOU et al., 2016)

A partir dos conceitos apresentados a cerca da tensão de modo comum e realizando a análise do circuito da Figura 4, é possível perceber que os seis vetores ativos, mantêm a tensão de modo comum igual a  $1/3$  ou  $2/3$  da tensão de barramento CC ( $V_{DC}$ ), enquanto os dois vetores nulos produzem uma CMV de 0 ou  $V_{DC}$  e são os principais responsáveis pela alta variação observada.

Para reduzir a corrente de fuga, várias estratégias de software e hardware foram desenvolvidas com base na topologia H6 e na técnica de modulação SVPWM. Essas estratégias visam reduzir a variação da magnitude da CMV evitando a utilização de vetores nulos ou modificando a topologia para criar um estado zero único com magnitude da CMV diferente de 0 ou  $V_{DC}$ .

Entre as estratégias de software, a literatura apresenta várias técnicas de modulação destinadas a evitar estados nulos. Ao eliminar os vetores nulos, essas estratégias reduzem efetivamente a variação da CMV e a corrente de fuga. No entanto, a eliminação dos vetores nulos gera problemas como ripple da tensão de barramento CC e da corrente de saída, aumento da distorção harmônica total (DHT) e aumento da tensão de saída.

O PWM de Estado Próximo (NSPWM, do inglês *Near State Pulse Width Modulation*) (UN; HAVA, 2009) seleciona o vetor de espaço mais próximo ao vetor de tensão de referência, juntamente com os dois vetores adjacentes, para emular o vetor de tensão de referência. No entanto, o NSPWM é limitado a índices de modulação que variam de  $2/3$  a

1 e mantém componentes de alta frequência na tensão de modo comum (CMV).

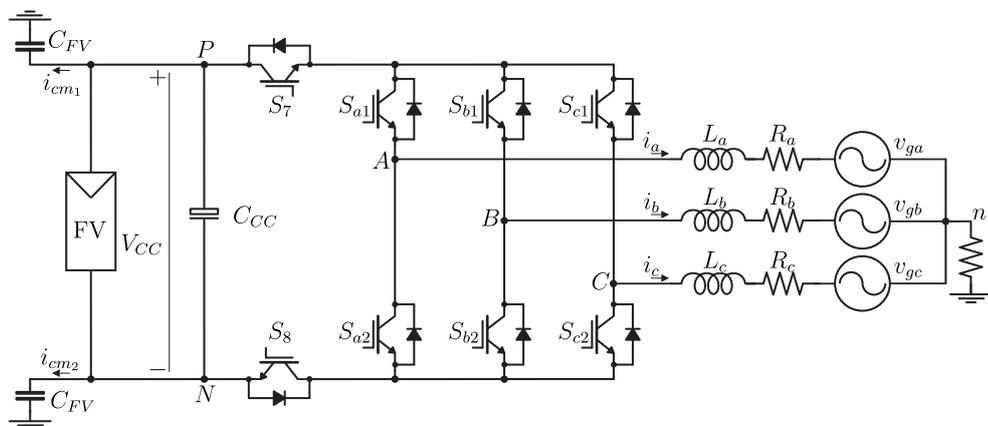
Para índices de modulação abaixo de 2/3, o método PWM com Três Vetores Ativos (3AVPWM, do inglês *Three Active Vectors Pulse Width Modulation*) (CACCIATO et al., 1999) fornece uma abordagem atraente. Ele utiliza três vetores ativos que compartilham a mesma CMV para emular o vetor de tensão de referência, garantindo uma CMV constante para esse vetor.

No contexto de índices de modulação gerais, o método dos zeros ativos (AZPWM, do inglês *Active Zero Pulse Width Modulation*) (HAVA; ÜN, 2011) substitui os vetores nulos por quaisquer dois vetores ativos em direções opostas e combinados com os vetores adjacentes para emular o vetor de tensão de referência. Essa abordagem reduz a variação na magnitude da CMV para um terço. No entanto, a utilização de quatro vetores amplamente espaçados resulta em alta DHT. Para mitigar isso, um dos vetores opostos pode servir como vetor adjacente, reduzindo o número de vetores usados para três.

Além das técnicas de software, abordagens baseadas em hardware foram desenvolvidas para mitigar a corrente de fuga. Inversores trifásicos que empregam técnicas de desacoplamento CC e desacoplamento CA visam reduzir a variação na tensão de modo comum (CMV) introduzindo um estado zero único no circuito.

O inversor trifásico sem transformador H8 (GUO et al., 2020), exibido na Figura 5, propõe a utilização de desacoplamento CC, incorporando duas chaves no lado CC para isolar os módulos fotovoltaicos durante o período de rodagem livre. Essa solução reduz eficazmente a variação de alta frequência da CMV para um terço, introduzindo um estado zero com metade da magnitude da tensão de barramento CC (GUO et al., 2020; GUO; XU; WU, 2015).

Figura 5 – Topologia H8

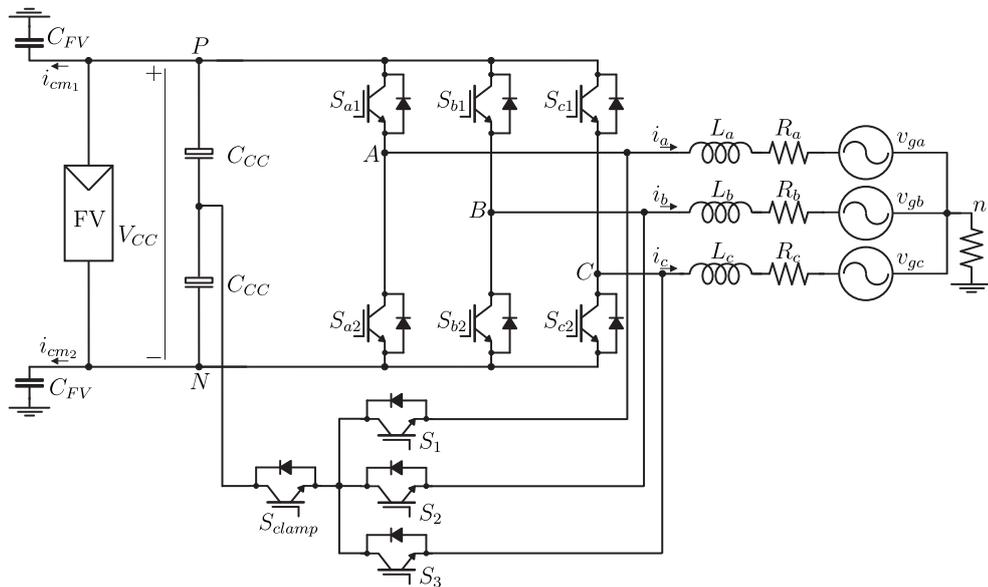


Fonte: adaptado de (GUO et al., 2020)

Em (ZHOU et al., 2016), é proposta uma topologia de inversor trifásico sem transformador que utiliza a técnica de desacoplamento CA com ponto neutro fixado (NPC,

do inglês *Neutral Point Clamped*) ao inserir quatro chaves no lado CA para gerar um estado zero único com tensão de modo comum igual a um terço da tensão do barramento CC. Nessa topologia, presente na Figura 6, três chaves do desacoplamento AC são responsáveis por fornecer um caminho de corrente durante o período de roda livre e isolar o circuito de roda livre do circuito de acionamento. A quarta chave ( $S_{Clamp}$ ), forma um circuito de ponto neutro fixado (NPC) entre o meio dos capacitores CC e o circuito de roda livre do inversor para controlar a tensão de modo comum do estado zero. Essa chave é ligada durante os modos de roda livre para manter uma tensão de saída constante.

Figura 6 – Topologia H10



Fonte: adaptado de (ZHOU et al., 2016)

Embora existam topologias de inversores sem transformador que já apresentam uma corrente de fuga reduzida, até mesmo quando utilizada a modulação escalar, essa corrente pode ser ainda mais mitigada, através da utilização de outras estratégias de modulação. Considerando os aspectos mencionados anteriormente, este trabalho propõe novas técnicas de modulação vetorial espacial para o inversor H8, devido à presença, nesse inversor, de um único estado nulo com tensão de modo comum igual a metade da tensão do barramento CC. Além disso, a topologia de inversor transformador H8 possui um número de chaves extras reduzido, quando comparada com outras topologias de inversor sem transformador, como por exemplo a topologia H10 citada anteriormente. O número reduzido de chaves diminui as perdas por comutação e faz com que menos componentes sejam utilizados para a confecção desse inversor, o que barateia os custos de fabricação e facilita a sua montagem. Dessa forma, atingindo o objetivo de reduzir a corrente de fuga de forma eficaz, sem aumentar as perdas e elevar a distorção harmônica total, essas técnicas de modulação propostas se tornam escolhas interessantes para a aplicação em sistemas fotovoltaicos.

## 1.2 Objetivos

### 1.2.1 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é propor técnicas de modulação vetorial para a topologia de inversor trifásico sem transformador H8, presente na literatura, com o propósito de reduzir eficazmente a corrente de fuga, sem afetar adversamente a funcionalidade do sistema. As modulações propostas exibem uma menor variação na magnitude da tensão de modo comum, introduzindo uma variação de um sexto da tensão do barramento CC ou anulando essa variação, dependendo da região do vetor de referência de tensão. Para essas pequenas variações na magnitude da CMV, a corrente de fuga é reduzida a aproximadamente zero, proporcionando uma melhoria em relação a outras técnicas de modulação. A validação das técnicas propostas é realizada por meio de simulações e comparações com outras estratégias de modulação previamente discutidas na literatura.

### 1.2.2 Objetivos Específicos

- Realizar uma revisão das técnicas de modulação vetorial existentes na literatura;
- Realizar uma revisão da topologia de inversor sem transformador H8, apresentando o seu modelo de modo comum e a aplicação da técnica de modulação vetorial a esse inversor;
- Criar diferentes técnicas capazes de reduzir a corrente de fuga e obter valores dentro dos limites estabelecidos pelas normas internacionais;
- Nas técnicas desenvolvidas, manter o conteúdo harmônico das correntes injetadas em valores próximos aos da técnica de modulação vetorial convencional.
- Validar técnicas desenvolvidas por meio simulações e comparar o desempenho com outras técnicas existentes em termos de níveis de corrente de fuga e DHT das correntes injetadas.

## 1.3 Organização

Os demais capítulos desse trabalho estão organizados da seguinte forma:

No capítulo 2 são citadas diferentes abordagens existentes na literatura para solução do problema da corrente de fuga. Em seguida, são apresentados exemplos de modulações vetoriais e suas implicações sobre a corrente de fuga.

No capítulo 3 é apresentada a topologia de inversor H8 como solução para redução da corrente de fuga. É desenvolvida a análise da tensão de modo comum produzida em cada

estado topológico e em seguida é apresentado o modelo de modo comum de um inversor trifásico conectado à rede considerando as capacitâncias parasitas dos painéis fotovoltaicos. Por fim, é apresentada a metodologia empregada para a obtenção dos vetores de tensão do inversor, geração do espaço vetorial e sintetização de uma tensão de referência.

No capítulo 4 são apresentadas as quatro estratégias de modulação vetorial desenvolvidas neste trabalho, descrevendo os princípios de funcionamento, os espaços vetoriais propostos, a metodologia da escolha dos vetores e sua ordem de comutação.

No capítulo 5 é feita a modelagem do inversor e o projeto do controlador com objetivo de controlar a corrente injetada na rede elétrica.

No capítulo 6 são apresentados e discutidos todos os resultados de simulações das técnicas propostas e das técnicas existentes na literatura citadas neste trabalho. Além disso, é feita uma análise comparativa entre os resultados de todas as simulações.

No capítulo 7 são apresentadas as conclusões sobre as técnicas desenvolvidas neste trabalho e são propostos trabalhos futuros.

## 1.4 Publicações

Durante o desenvolvimento deste trabalho, foi produzido um artigo científico propondo a técnica apresentada na seção 4.1. O artigo intitulado “A Space Vector Modulation Technique for H8 Transformerless Three-Phase Photovoltaic Inverter” foi submetido ao congresso internacional IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2023), tendo como autores: Michael A. S. T. Jesus; Filipe A. da C. Bahia; André P. N. Tahim; José R. Pinheiro e Fabiano F. Costa.

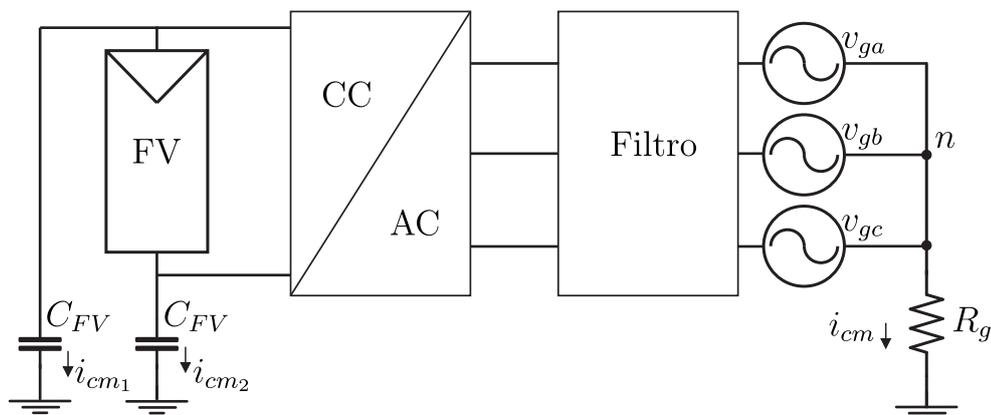
## 2 Revisão Bibliográfica

A fim de abordar de forma eficaz a questão da elevada corrente de fuga em inversores trifásicos sem transformador conectados à rede, a literatura oferece uma gama de estratégias abrangendo tanto aspectos de *software* quanto de *hardware*. No âmbito das estratégias de *software*, as técnicas de modulação emergem como notáveis abordagens que buscam mitigar a corrente de fuga, principalmente através da prevenção de flutuações acentuadas na tensão de modo comum. Por outro lado, no contexto das estratégias de *hardware*, as técnicas de desacoplamento CC e desacoplamento CA têm como objetivo reduzir tais oscilações na tensão de modo comum, inserindo um estado zero singular no circuito. Este capítulo tem por propósito elucidar as principais características destas estratégias, com ênfase particular nas técnicas de modulação e suas repercussões na corrente de fuga.

### 2.1 Topologias de Conversores

Quando as partes metálicas dos painéis fotovoltaicos são aterradas, as capacitâncias parasitas presentes dentro dos painéis formam um caminho para a circulação da corrente de fuga nos sistemas conectados à rede. Na Figura 7, é apresentado um esquema de um sistema fotovoltaico conectado à rede aterrado. Nesta figura, as capacitâncias parasitas são representadas por  $C_{FV}$  e a resistência de aterramento é dada por  $R_g$ . A corrente de fuga total é dada por  $i_{cm}$  e determinada como a soma das parcelas de corrente de fuga que caminha por cada capacitância parasita,  $i_{cm1}$  e  $i_{cm2}$ .

Figura 7 – Sistema fotovoltaico conectado à rede incluindo as capacitâncias parasitas

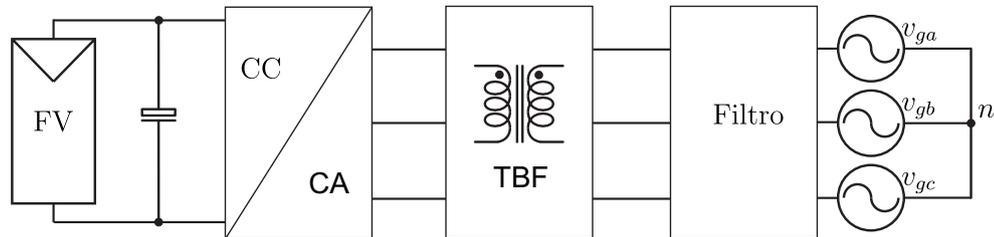


Fonte: o autor

Para desfazer o ramo criado pela capacitância parasita e, assim, contornar o problema da corrente de fuga, pode ser inserido de um transformador isolador entre o conversor e a rede (ZHOU et al., 2016), conforme mostrado na Figura 8. Entretanto, a

presença de um Transformador de Baixa Frequência (TBF) aumenta o peso, o volume e o custo do sistema (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005).

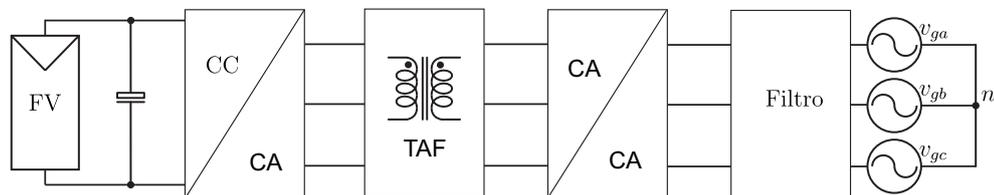
Figura 8 – Sistema fotovoltaico conectado à rede isolado com Transformador de Baixa Frequência



Fonte: o autor

Uma outra possibilidade para o uso de transformadores, são as topologias que possuem Transformador de Alta Frequência (TAF), exibida na Figura 9. Apesar de serem mais baratos, menores e mais leves que os TBF, possuem uma maior quantidade de estágios de conversão de potência e utilizam mais componentes, o que reduz a eficiência global do sistema e o torna mais complexo (KANG et al., 2012).

Figura 9 – Sistema fotovoltaico conectado à rede isolado com Transformador de Alta Frequência



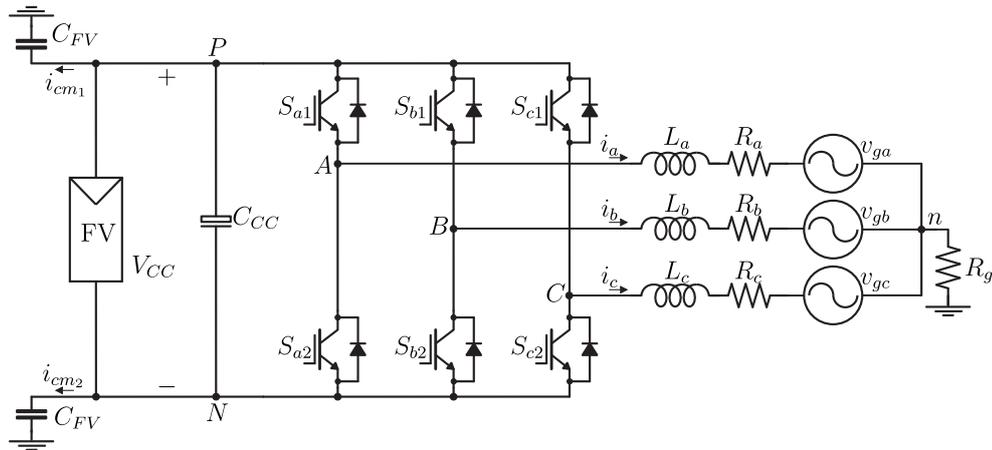
Fonte: o autor

Dessa forma, fica evidente a necessidade da utilização de topologias de inversores sem transformador para a eliminação ou redução da corrente de fuga, sem provocar um aumento excessivo dos custos totais e nas perdas do sistema.

### 2.1.1 Topologia Convencional

Na Figura 10 é apresentada a topologia convencional do inversor trifásico, também conhecida como H6 por ser composta por seis chaves ( $S_{x_1}$ ,  $S_{x_2}$ ) (com x assumindo os índices a, b e c), operando de forma complementar em cada braço de fase do inversor, em alta frequência. Dessa forma, quando a chave superior de um braço estiver ligada, necessariamente a chave inferior desse mesmo braço deverá estar desligada, e vice-versa. Através da análise o circuito da Figura 10, é possível observar que caso as chaves complementares sejam acionadas de forma simultânea, isso irá causar um curto-circuito nos terminais do capacitor  $C_{DC}$ .

Figura 10 – Topologia convencional



Fonte: o autor

Essa topologia apresenta oito estados topológicos, seis estados ativos e dois estados nulos. Cada estado é composto por um sequenciamento das chaves, que são representadas por 0 ou 1. O número 0 indica que a chave em questão se encontra aberta e o número 1 indica que a chave está fechada. A esses estados topológicos, atribuem-se vetores de tensão. Conforme definido anteriormente, a tensão de modo comum ou CMV, é a tensão medida entre o ponto negativo do barramento CC e o ponto neutro da rede que também pode ser obtida através da média aritmética das tensões de polo entre cada braço do inversor e o ponto negativo do barramento CC. Essa CMV corresponde à excitação que produz a corrente de fuga e para a topologia de inversor H6, apresenta valores iguais a  $1/3$  ou  $2/3$  do barramento CC ( $V_{CC}$ ) para os vetores ativos, enquanto os vetores nulos produzem uma CMV de 0 ou  $V_{CC}$ . O estado zero desse inversor ocorre quando todas as chaves superiores estão ligadas, conseqüentemente as chaves inferiores estarão desligadas por serem complementares, ou quando todas as chaves superiores estão desligadas e as chaves inferiores estão ligadas. Os estados de cada vetor e sua tensão de modo comum produzida estão descritas na Tabela 1.

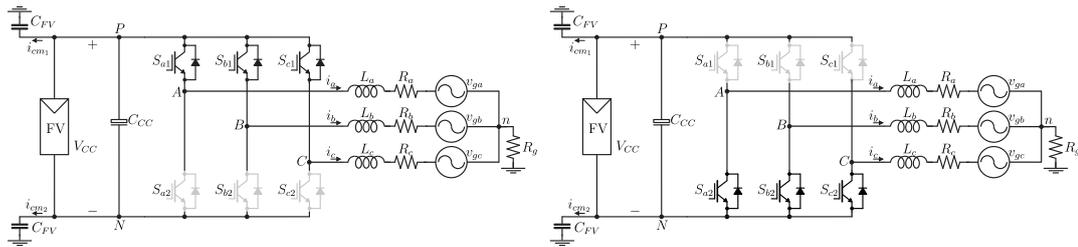
Sem a presença de um transformador na topologia de inversor H6, existe um caminho direto para a corrente de fuga fluir entre os painéis fotovoltaicos e a rede. Isso acontece durante o período de roda livre em que todos os interruptores superiores ligam ou desligam ao mesmo tempo, aplicando o estado zero. Esse caminho direto para a corrente de fuga pode ser vista na Figura 11, em que são ilustrados os dois estados zero para essa topologia de inversor.

A fim de reduzir ou eliminar a variação da CMV, grandeza esta, que corresponde à excitação que produz a corrente de fuga, novas topologias de conversores ou melhorias nas topologias existentes são feitas visando introduzir novos estados de comutação, ou então, promovendo desacoplamentos CC ou CA do sistema. Dentre as topologias presentes na

Tabela 1 – Estados de comutação da topologia da Figura 10 e suas correspondentes tensões de modo comum.

Vetor	$[s_{a1}, s_{b1}, s_{c1}, s_{a2}, s_{b2}, s_{c2}]$	$v_{aN}$	$v_{bN}$	$v_{cN}$	$v_{cm}$
$\vec{V}_0$	[000111]	0	0	0	0
$\vec{V}_1$	[100011]	$V_{CC}$	0	0	$\frac{V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_2$	[110001]	$V_{CC}$	$V_{CC}$	0	$\frac{2V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_3$	[010101]	0	$V_{CC}$	0	$\frac{V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_4$	[011100]	0	$V_{CC}$	$V_{CC}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_5$	[001110]	0	0	$V_{CC}$	$\frac{V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_6$	[101010]	$V_{CC}$	0	$V_{CC}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_7$	[111000]	$V_{CC}$	$V_{CC}$	$V_{CC}$	$V_{CC}$

Figura 11 – Estados zero da topologia convencional H6



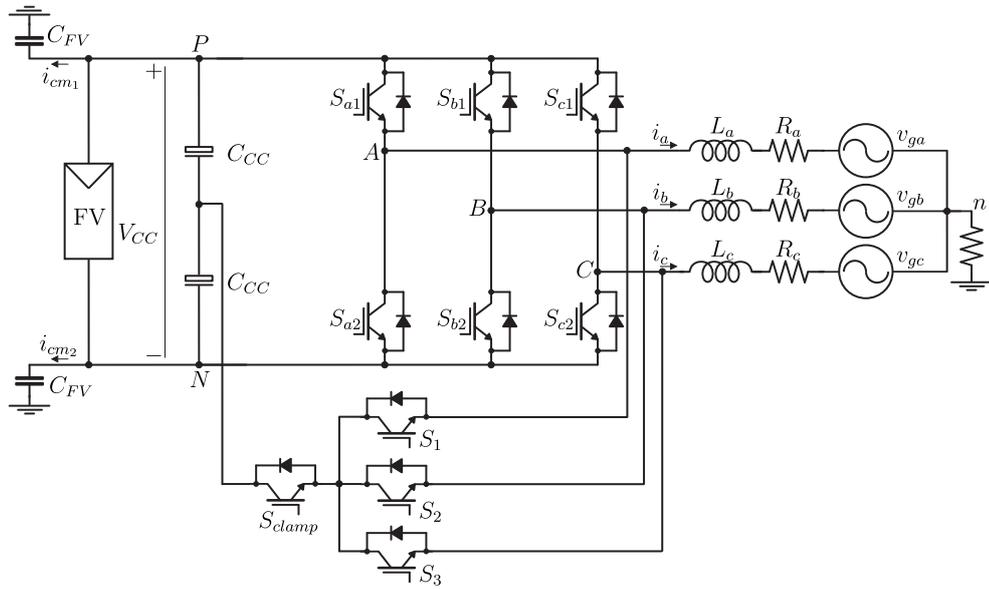
Fonte: o autor

literatura, as topologias H10 e H8 ganham destaque na literatura por apresentarem um único estado nulo com baixa amplitude de tensão de modo comum e por apresentarem menos dispositivos extras, o que barateia os custos de implementação e projeto e não acrescentam perdas maiores para o sistema.

### 2.1.2 Topologia H10

A topologia de inversor H10, proposta em (ZHOU et al., 2016) e exibida em 12, apresenta um aprimoramento do inversor trifásico convencional através da introdução de um estado zero único por meio da adição de uma ponte com ponto neutro fixado na metade do barramento CC, responsável por desacoplar a rede CA durante o estado zero. Para essa topologia, as chaves centrais  $S_{clamp}$ ,  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  serão mantidas abertas durante a aplicação dos vetores de tensão ativos, o que irá manter a tensão de modo comum igual a  $1/3$  ou  $2/3$  do barramento CC ( $V_{CC}$ ), como na topologia de inversor H6. Na Figura 13, é aplicado o vetor de tensão  $\vec{V}_1$ , ligando a chave  $S_{a1}$  e desligando as chaves  $S_{b1}$  e  $S_{c1}$ , conseqüentemente, por serem complementares, a chave  $S_{a2}$  é desligada e as chaves  $S_{b1}$  e

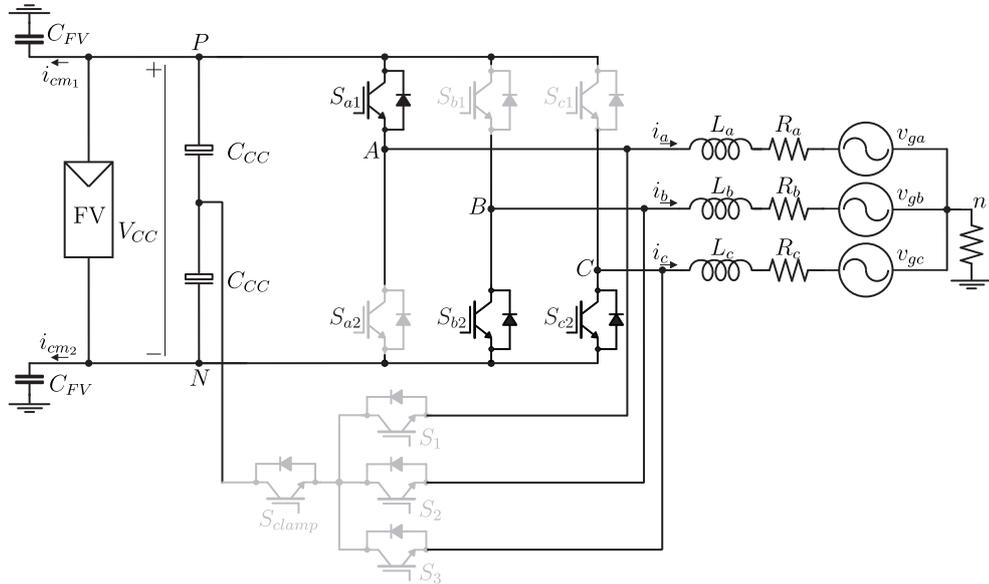
Figura 12 – Topologia H10



Fonte: o autor

$S_{c1}$  são ligadas.

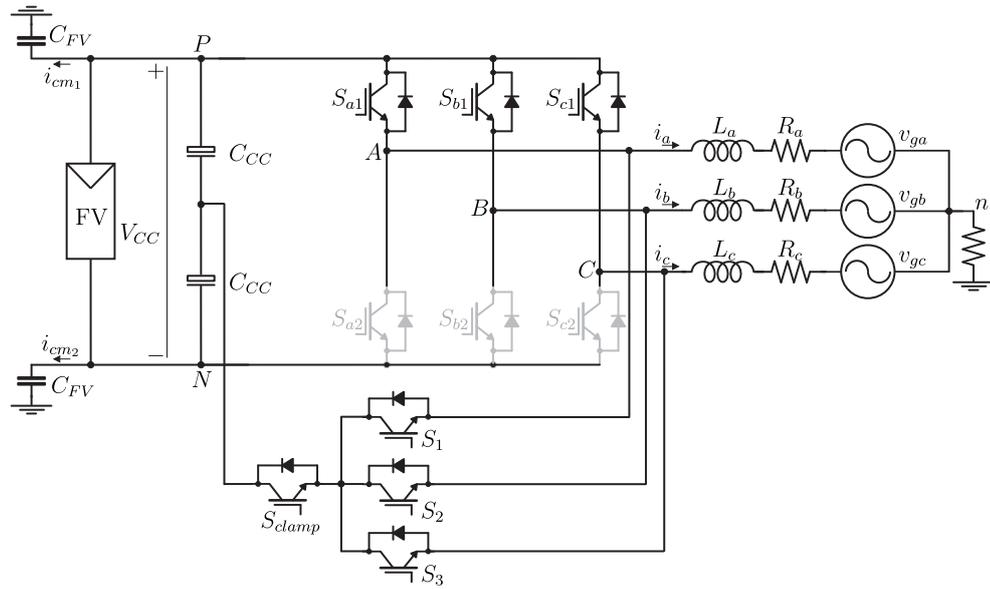
Figura 13 – Estado ativo Topologia H10



Fonte: o autor

Na aplicação do vetor nulo, as chaves superiores são ligadas, e conseqüentemente as inferiores são desligadas, e as chaves centrais são, então, ativadas para realizar o desacoplamento CA enquanto produz uma CMV de  $V_{CC}/2$ , por conta do ponto neutro acoplado à metade do barramento CC. A representação do estado nulo pode ser vista na Figura 14 e os estados de cada vetor e sua tensão de modo comum produzida estão descritas na Tabela 2.

Figura 14 – Estado zero Topologia H10



Fonte: o autor

Tabela 2 – Estados de comutação da topologia da Figura 10 e suas correspondentes tensões de pólo e tensões de modo comum.

Vetor	$[s_{a1}, s_{b1}, s_{c1}, s_{a2}, s_{b2}, s_{c2}, s_{clamp}, s_1, s_2, s_3]$	$v_{aN}$	$v_{bN}$	$v_{cN}$	$v_{cm}$
$\vec{V}_0$	[1110001111]	$\frac{V_{CC}}{2}$	$\frac{V_{CC}}{2}$	$\frac{V_{CC}}{2}$	$\frac{V_{CC}}{2}$
$\vec{V}_1$	[1000110000]	$V_{CC}$	0	0	$\frac{V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_2$	[1100010000]	$V_{CC}$	$V_{CC}$	0	$\frac{2V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_3$	[0101010000]	0	$V_{CC}$	0	$\frac{V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_4$	[0111000000]	0	$V_{CC}$	$V_{CC}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_5$	[0011100000]	0	0	$V_{CC}$	$\frac{V_{CC}}{3}$
$\vec{V}_6$	[1010100000]	$V_{CC}$	0	$V_{CC}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$

A vantagem desta topologia está no fato de conseguir evitar as grandes amplitudes que surgem na CMV durante a aplicação dos estados nulos no inversor convencional. Já a sua desvantagem, se encontra no fato da necessidade de se utilizar 4 chaves extras para realizar o desacoplamento CA, o que aumenta os custos para produção desse inversor e aumenta as perdas por chaveamento.

Para contornar o problema da corrente de fuga, através da introdução de um único estado nulo igual a metade da tensão do barramento CC, sem aumentar de forma significativa os custos de produção e sem aumentar as perdas por comutação, é proposta na literatura a topologia H8. No trabalho de (RAHIMI et al., 2018), os resultados da corrente de fuga apresentados, mostram-se promissores apenas com a aplicação da modulação

escalar. Por apresentar um único estado nulo com baixa amplitude de tensão de modo comum, essa topologia permite a utilização da modulação espacial vetorial tradicional para garantir que a CMV assuma apenas os valores de  $V_{CC}/3$  e  $2V_{CC}/3$ , reduzindo a corrente de fuga sem comprometer a DHT do inversor. Apesar de conseguir reduzir a corrente de fuga, conforme desejado, essa corrente pode ser reduzida ainda mais quando técnicas de *software*, que não exigem a modificação do circuito existente, são aplicadas juntamente à topologia trabalhada. No capítulo 3, é feita uma análise profunda a cerca dessa topologia de inversor.

## 2.2 Modulação Vetorial

Neste tipo de abordagem não existe a adição ou modificação dos circuitos existentes, o que a torna desejável em termos de custos. A modulação empregada em um conversor implica diretamente nos níveis presentes na CMV, e conseqüentemente na corrente de fuga gerada (como será visto em detalhes no capítulo 3). Diante disso, diversos trabalhos foram produzidos com o intuito de propor soluções para reduzir ou eliminar as variações da CMV a partir da escolha adequada dos vetores e suas redundâncias. Muitas das técnicas propostas são altamente eficientes na redução da corrente de fuga. Em contrapartida, algumas delas não possuem a capacidade de assegurar o balanceamento dos capacitores, ou então, diminuem a capacidade de aproveitamento do barramento CC, ou ainda, provocam a degradação da qualidade de energia. A seguir, serão apresentadas as técnicas de modulação vetorial convencionais aplicadas a inversores trifásicos de dois níveis e multiníveis, e em seguida, serão apresentadas técnicas de modulação voltadas para redução de corrente de fuga presentes na literatura.

### 2.2.1 SVPWM Convencional

A modulação espacial vetorial (SVPWM), é uma técnica de modulação que pode ser aplicada a diversos conversores (inversores, retificadores e filtros ativos) e possibilita a redução do número de comutação dos interruptores, a minimização do conteúdo harmônico das correntes de entrada dos retificadores e a utilização de maiores índices de modulação, entre outras características (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988). A implementação dessa modulação resulta em alta corrente de fuga quando aplicada à topologia convencional de inversor sem transformador (H6), devido à significativa variação na magnitude da CMV.

Nessa modulação, cada estado topológico de um inversor sintetiza um vetor de tensão com determinado módulo e fase. O conjunto de todos os vetores existentes em uma determinada topologia forma o chamado espaço vetorial (SV, do inglês *Space Vector*), que é dividido em setores. Uma determinada tensão de referência pode ser sintetizada utilizando uma combinação de dois ou mais vetores, que são escolhidos de acordo com

o setor em que o vetor de referência se encontra (PINHEIRO et al., 2005). A sequência de comutação escolhida para aplicação dos estados topológicos agrega mais um grau de liberdade à SVPWM, e pode ser definida a fim de atingir um objetivo específico, como por exemplo, reduzir perdas por comutação, melhorar a DHT ou equilibrar as tensões dos capacitores do barramento CC em topologias multiníveis (DOVAL-GANDOY et al., 1999).

Uma vez que as tensões do inversor estão representadas em um sistema de coordenadas com três eixos ortogonais, para simplificar a montagem do espaço vetorial, faz-se necessário realizar uma transformação para um plano bidimensional. Para tanto, é utilizada a Transformação de Clarke e os vetores estão posicionados no espaço vetorial de acordo com o eixo de coordenadas  $\alpha\beta$ . A Transformada de Clarke é expressa em (2.1).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

A partir dos dados obtidos na tabela 4, é possível encontrar as coordenadas  $\alpha\beta$  de cada vetor utilizando (2.1) e obtém-se a seguinte tabela:

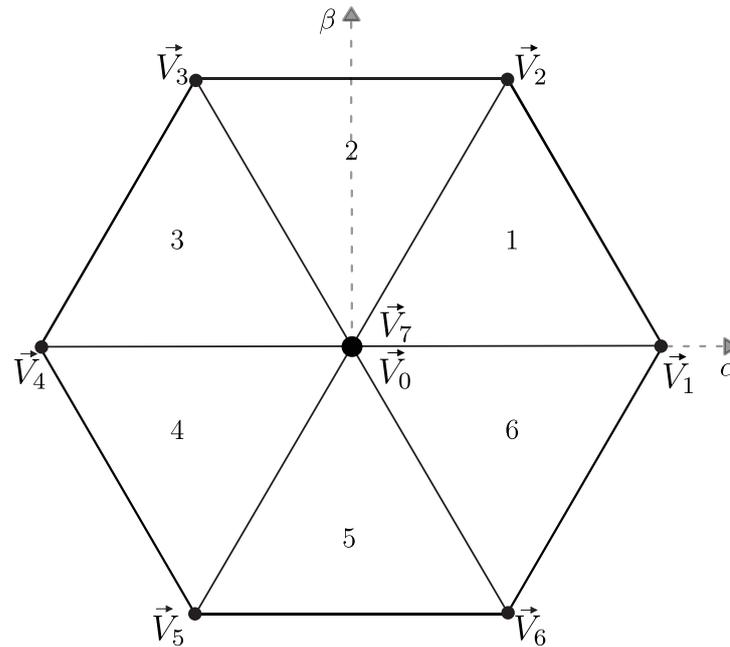
Tabela 3 – Estados de comutação da topologia da Figura 10 e suas correspondentes tensões de pólo e tensões de modo comum (valores normalizados pela tensão de barramento CC).

Vetor	$[s_{a1}, s_{b1}, s_{c1}, s_{a2}, s_{b2}, s_{c2}]$	$v_{aN}$	$v_{bN}$	$v_{cN}$	$v_{cm}$	$v_\alpha$	$v_\beta$
$\vec{V}_0$	[000111]	0	0	0	0	0	0
$\vec{V}_1$	[100011]	1	0	0	$\frac{1}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0
$\vec{V}_2$	[110001]	1	1	0	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$
$\vec{V}_3$	[010101]	0	1	0	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$
$\vec{V}_4$	[011100]	0	1	1	$\frac{2}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	0
$\vec{V}_5$	[001110]	0	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$
$\vec{V}_6$	[101010]	1	0	1	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$
$\vec{V}_7$	[111000]	1	1	1	1	0	0

A partir desses valores, é obtido o espaço vetorial representado na Figura 15, em que cada vetor de tensão pode ser decomposto em suas coordenadas  $(\alpha, \beta)$ .

Esse espaço vetorial está dividido em seis setores e cada setor está delimitado por retas que ligam os vetores nulos aos vetores ativos e ligam os vetores ativos adjacentes entre si. Para sintetizar a tensão de referência dentro do SV, é utilizada uma combinação de dois vetores ativos adjacentes e os dois vetores nulos, conforme exibido na Figura 16.

Figura 15 – Espaço vetorial da SVPWM aplicada ao inversor H6



Fonte: o autor

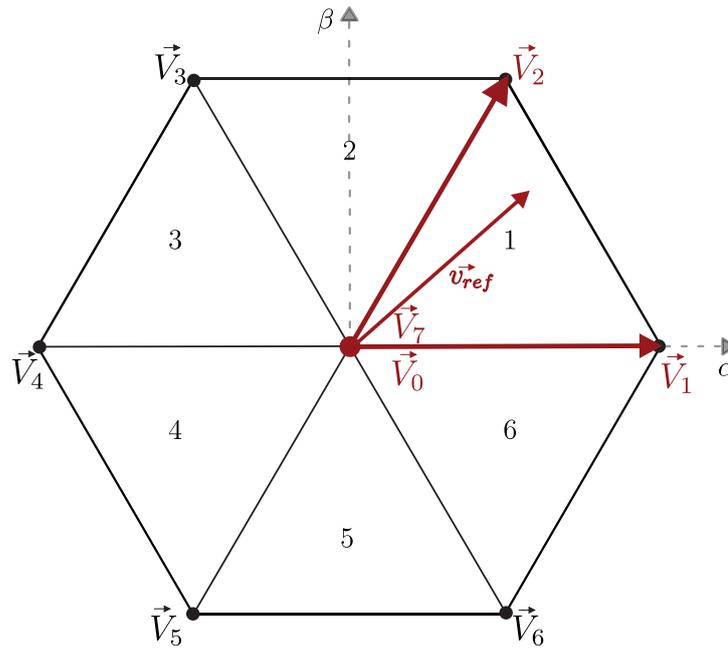
Analisando a Tabela 3, é possível perceber que para os vetores ativos adjacentes, a tensão de modo comum assumirá valores de  $1/3$  do barramento CC, caso o vetor seja ímpar, ou dois terços do barramento CC, caso o vetor seja par. Para os vetores nulos, a tensão de modo comum será nula caso o vetor  $\vec{V}_0$  seja utilizado, ou a tensão de modo comum será igual à tensão do barramento CC, caso seja utilizado o vetor  $\vec{V}_7$ . Dessa forma, ao sintetizar o vetor de tensão de referência, a tensão de modo comum possuirá uma amplitude de pico a pico igual a  $V_{CC}$  dentro de um período de chaveamento.

Na Figura 17, é exibido a sequência de aplicação dos vetores para a tensão de referência no setor 1. Nesta figura, percebe-se a variação da tensão de modo comum de 0 a  $V_{CC}$ , tensão do barramento CC.

Para reduzir a amplitude da tensão de modo comum, é sugerida a utilização de apenas um único vetor nulo para sintetizar a tensão de referência (ZHOU et al., 2016). Dessa forma, os níveis presentes da CMV assumirá apenas três valores, reduzindo assim a sua magnitude dentro de um período de chaveamento. A utilização de apenas um vetor nulo, por si só, é capaz de reduzir a corrente de fuga gerada para o inversor H6, porém ainda não é o suficiente.

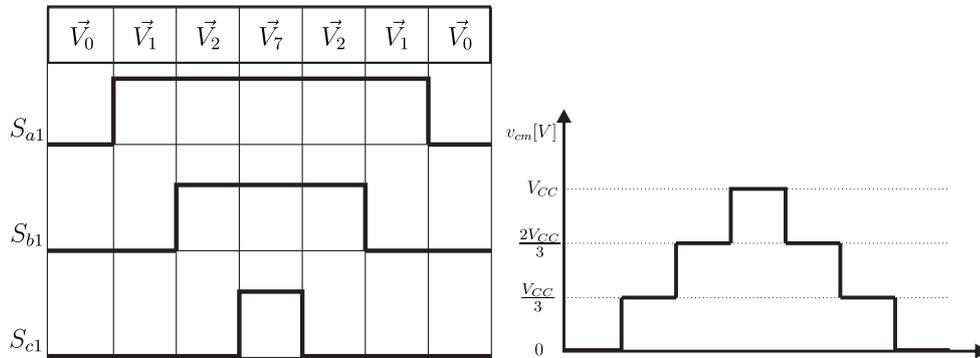
Para mitigar ainda mais a corrente de fuga, outras técnicas de modulação têm sido propostas na literatura para evitar os estados nulos, que contribuem para a alta variação da CMV. No entanto, a eliminação dos estados nulos leva ao aumento da distorção harmônica total (DHT). Para contornar esse problema, a exploração de técnicas de modulação vetorial aplicadas a outras topologias de inversor com estado nulo único e com baixa amplitude

Figura 16 – Escolha dos vetores para SVPWM com a referência no setor 1



Fonte: o autor

Figura 17 – Sequência de aplicação dos vetores para a SVPWM, quando o vetor de referência se encontra no setor 1



Fonte: o autor

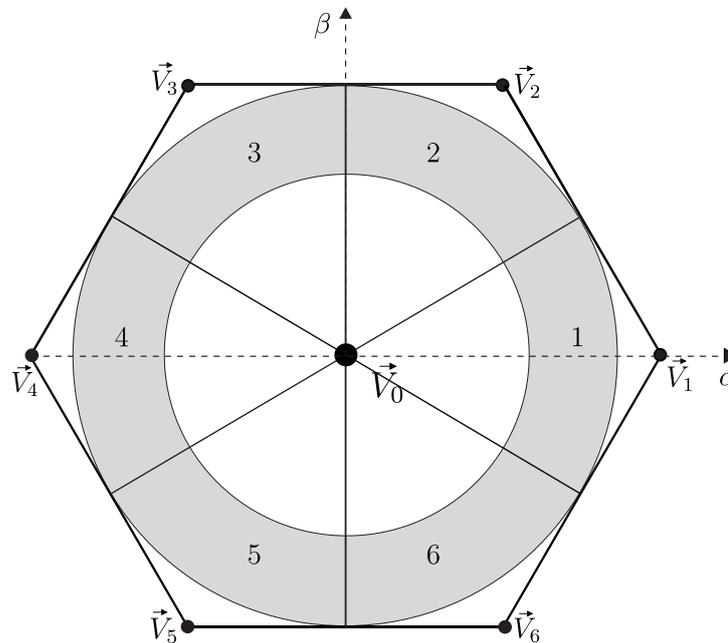
de tensão de modo comum torna-se necessária no intuito de reduzir a corrente de fuga, sem afetar a o rendimento do inversor e sem aumentar a corrente a taxa de distorção harmônica total.

### 2.2.2 NSPWM

O NSPWM é uma das técnicas de modulação espacial vetorial que não utiliza os vetores nulos para sintetizar a tensão de referência do inversor. O espaço vetorial para essa técnica de modulação, é exibido na Figura 18 e nela, é possível perceber que os setores agora são delimitados por novas retas e pelo índice de modulação, que deve variar apenas entre 2/3 a 1, diferente do espaço vetorial da SVPWM convencional, que é aplicada para

qualquer índice de modulação variando de 0 a 1 (UN; HAVA, 2009).

Figura 18 – Espaço vetorial para a NSPWM aplicada ao inversor H6



Fonte: o autor

Para sintetizar a tensão de referência, são utilizados três vetores de tensão ativos, sendo um deles o vetor de espaço mais próximo ao vetor de tensão de referência e os outros dois, os vetores adjacentes. Dessa forma, para um vetor de tensão de referência no setor 2, por exemplo, são escolhidos os vetores  $\vec{V}_2$  (vetor mais próximo ao de referência) e os vetores adjacentes  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_3$ . Essa escolha é ilustrada na Figura 19.

Por não utilizar os vetores nulos, essa técnica possui uma amplitude de pico a pico da tensão de modo comum de apenas  $1/3$  da tensão do barramento CC, assumindo os valores de  $V_{CC}/3$  e  $2V_{CC}/3$ . Para o vetor de tensão de referência no setor 2, a sequência dos vetores escolhidos e a sequência de comutação das chaves, juntamente com a forma de onda da variação da tensão de modo comum, pode ser vista na Figura 20.

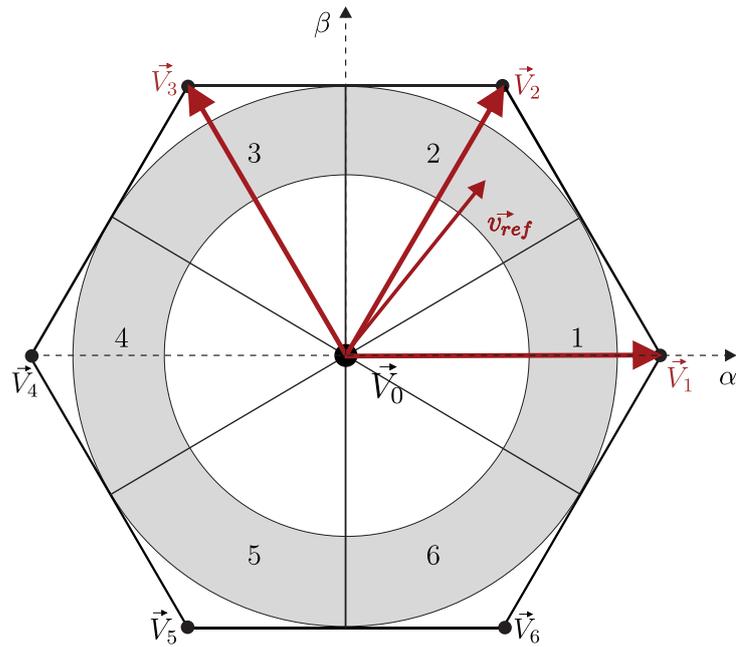
Por conta da sua aplicação somente para altos índices de modulação, essa técnica mantém componentes de alta frequência na tensão de modo comum (CMV).

### 2.2.3 3AVPWM

Para índices de modulação abaixo de  $2/3$ , o método 3AVPWM fornece uma abordagem atraente. Ele utiliza três vetores ativos que compartilham a mesma CMV para emular o vetor de tensão de referência, garantindo uma CMV constante para esse vetor (CACCIATO et al., 1999).

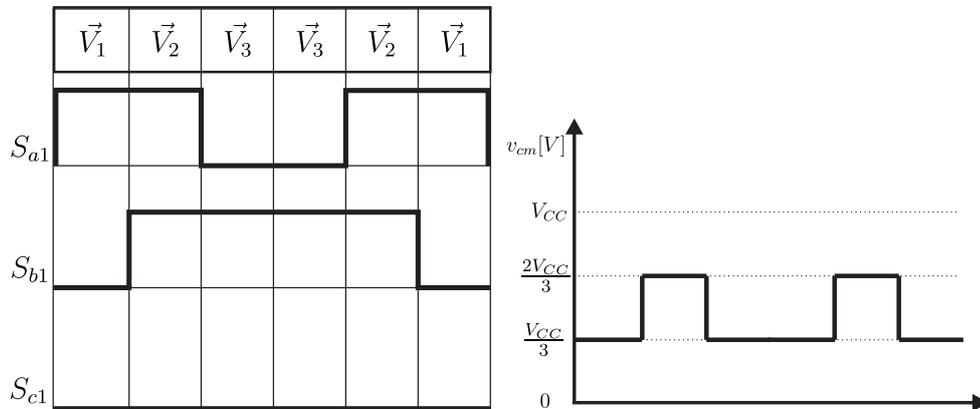
A técnica de modulação vetorial 3AVPWM também não utiliza os vetores nulos

Figura 19 – Escolha dos vetores para a NSPWM com a referência no setor 2



Fonte: o autor

Figura 20 – Sequência de aplicação dos vetores para a NSPWM, quando o vetor de referência se encontra no setor 2



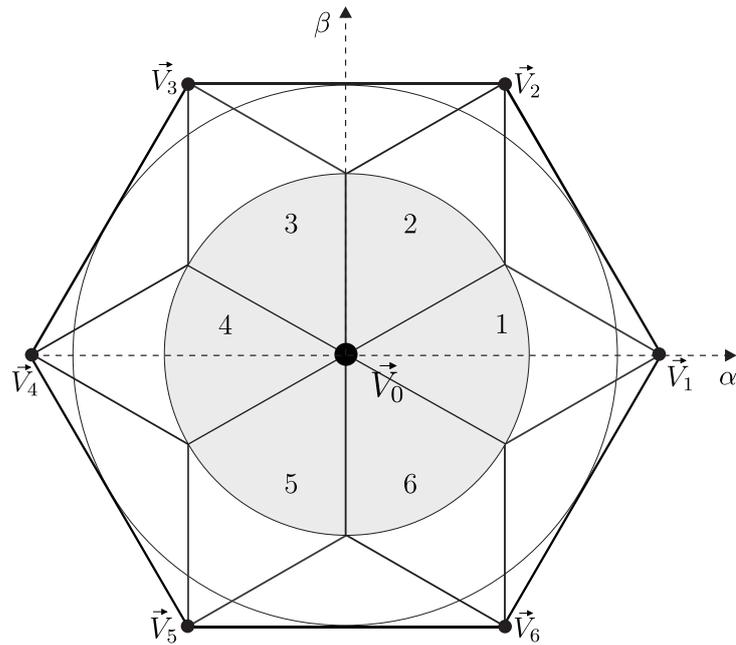
Fonte: o autor

da topologia H6 para sintetizar a tensão de referência do inversor. Para aplicação dessa técnica, o espaço vetorial é mais uma vez modificado, sendo apresentado na Figura 21. Nessa figura, é possível perceber que os setores agora são delimitados por novas retas e pelo índice de modulação, que deve variar apenas entre 0 a 2/3 (CACCIATO et al., 1999).

Para emular a tensão de referência, são utilizados três vetores de tensão ativos adjacentes entre si, que possuem a mesma amplitude de tensão de modo comum. Dessa forma, essa técnica de modulação garante uma tensão de modo comum constante em  $V_{CC}/3$  para vetores ímpares ou constante em  $2V_{CC}/3$  para vetores pares.

Por exemplo, para um vetor de referência no setor 1, são utilizados os vetores

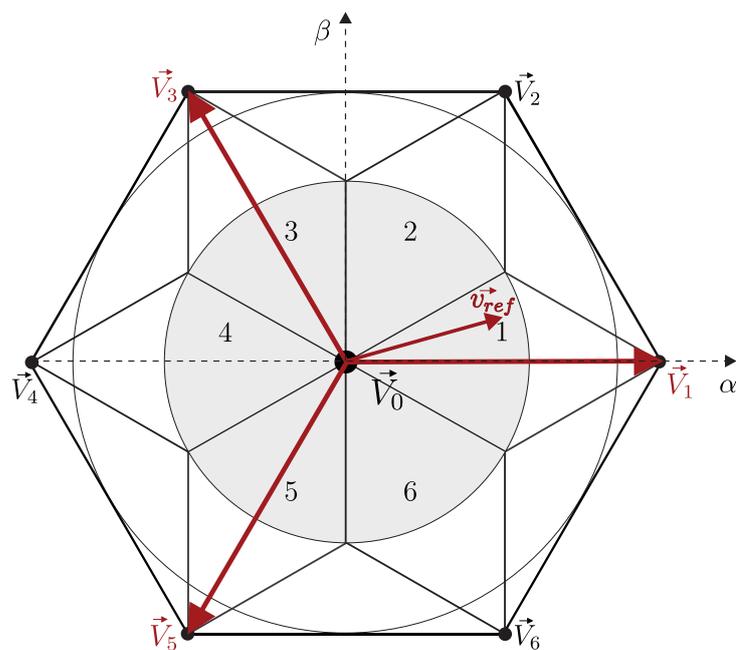
Figura 21 – Espaço vetorial para a 3AVPWM aplicada ao inversor H6



Fonte: o autor

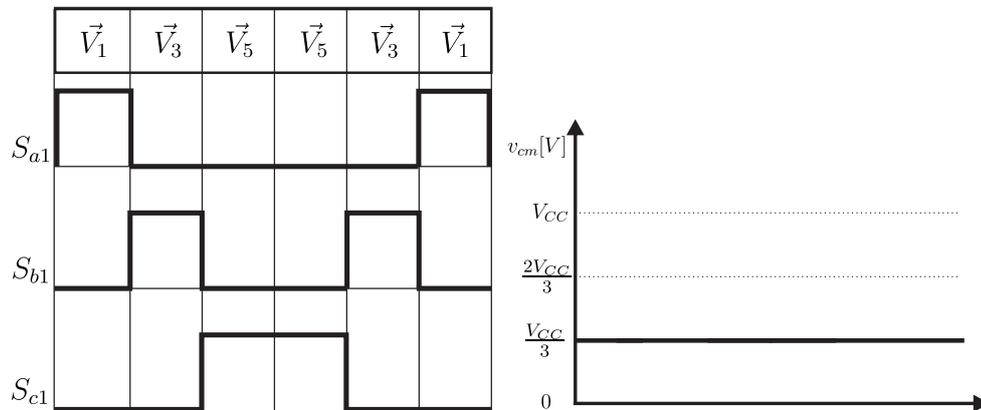
ímpares  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_5$ , conforme exibido na Figura 22. Segundo a Tabela 1, para a referência nesse setor, a tensão de modo comum será mantida constante em  $V_{CC}/3$ , como ilustrado na Figura 23, que apresenta a sequência dos vetores escolhidos e a sequência de comutação das chaves, juntamente com a forma de onda da variação da tensão de modo comum.

Figura 22 – Escolha dos vetores para a 3AVPWM com a referência no setor 1



Fonte: o autor

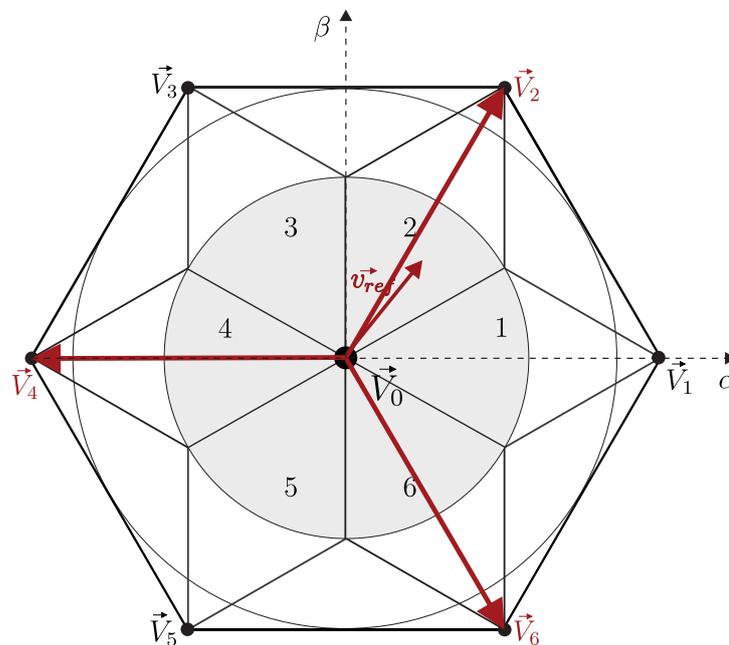
Figura 23 – Sequência de aplicação dos vetores para a 3AVPWM, quando o vetor de referência se encontra no setor 1



Fonte: o autor

Para um vetor de referência no setor 2, são utilizados os vetores pares  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_4$  e  $\vec{V}_6$ , conforme exibido na Figura 24. Segundo a tabela 1, para a referência nesse setor, a tensão de modo comum será mantida constante em  $2V_{CC}/3$ , como ilustrado na Figura 25, que apresenta a sequência dos vetores escolhidos e a sequência de comutação das chaves, juntamente com a forma de onda da variação da tensão de modo comum.

Figura 24 – Escolha dos vetores para a 3AVPWM com a referência no setor 2

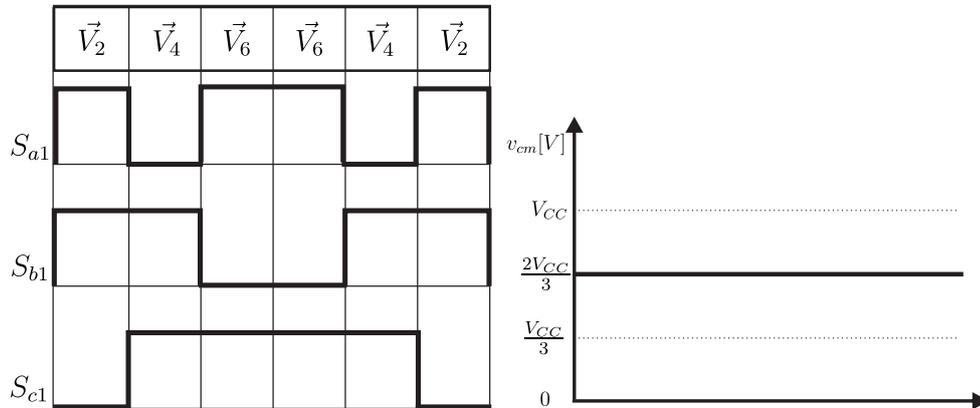


Fonte: o autor

### 2.2.4 AZPWM

A técnica AZPWM (HAVA; ÜN, 2011) não possui restrição do índice de modulação e o seu espaço vetorial é o mesmo da SVPWM, apresentada anteriormente na Figura

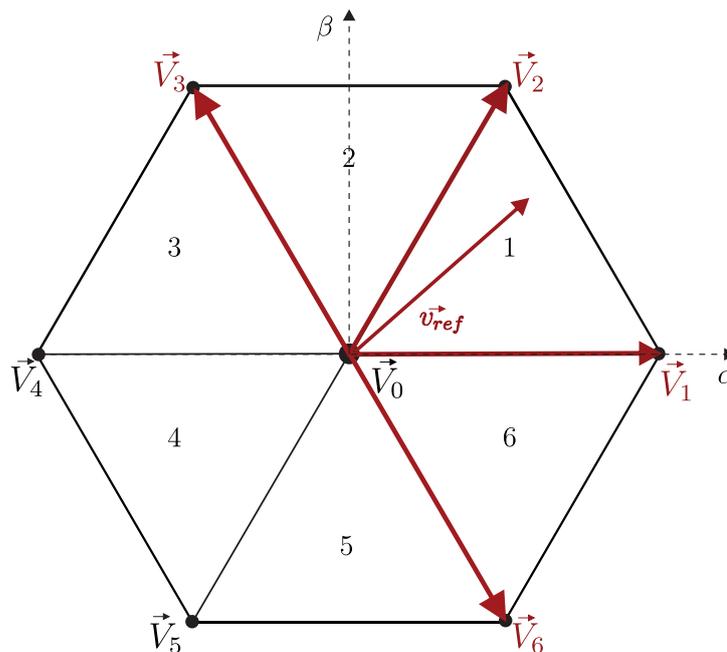
Figura 25 – Sequência de aplicação dos vetores para a 3AVPWM, quando o vetor de referência se encontra no setor 2



Fonte: o autor

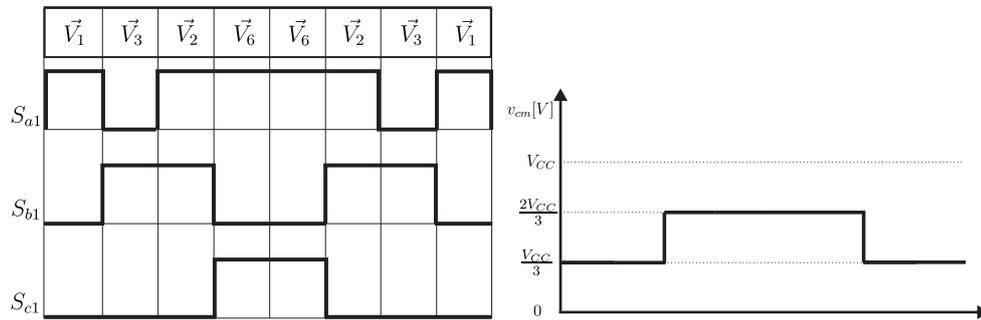
15. Para sintetizar o vetor de tensão de referência, os vetores nulos são substituídos por quaisquer dois vetores ativos em direções opostas (com o intuito de se anularem), combinados com dois vetores adjacentes, sendo um deles o mais próximo ao vetor de tensão de referência. Na Figura 26, é exibido a escolha de vetores aplicados para sintetizar um vetor de referência que se encontra no setor 1. Nessa imagem, percebe-se a escolha dos vetores  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_6$ , com a variação da magnitude da CMV sendo reduzida a  $1/3$  da tensão do barramento CC, como mostra a Figura 27. A vantagem da utilização dessa técnica se encontra na possibilidade de aplicação para qualquer índice de modulação.

Figura 26 – Escolha dos vetores para a AZPWM com a referência no setor 1



Fonte: o autor

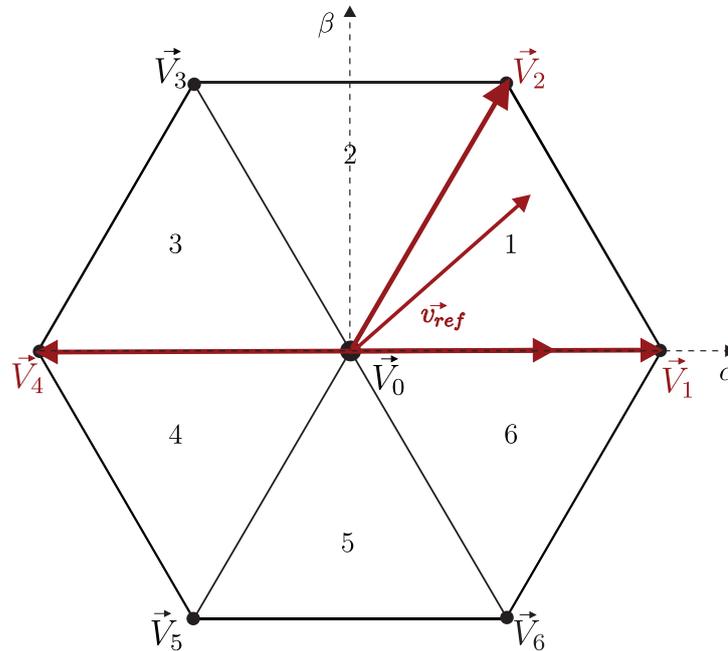
Figura 27 – Sequência de aplicação dos vetores para a AZPWM, quando o vetor de referência se encontra no setor 1



Fonte: o autor

Entretanto, a quantidade de vetores totais utilizados, aumenta o número da quantidade de comutações, levando ao aumento das perdas. Além disso, a utilização de quatro vetores amplamente espaçados entre si resulta em alta DHT. Para mitigar esse problema, um dos vetores opostos pode ser utilizado como vetor adjacente, reduzindo o número de vetores usados para três, conforme exibido na Figura 28.

Figura 28 – Escolha dos vetores para a AZPWM com a referência no setor 1 com vetor adjacente servindo como um dos vetores opostos



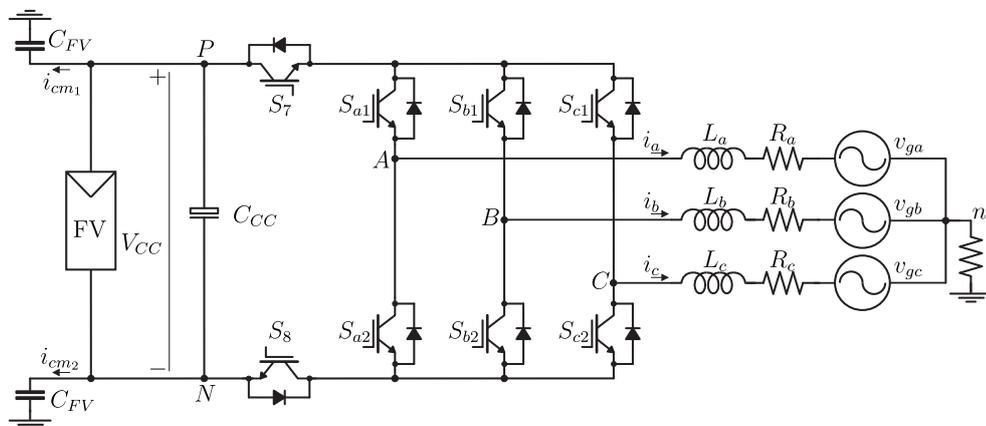
Fonte: o autor

## 3 Topologia H8 para Inversores Trifásicos sem Transformador

### 3.1 Descrição do Inversor

Na topologia H6, a ausência de um transformador para garantir o isolamento galvânico entre os painéis fotovoltaicos (FV) e a rede elétrica cria um caminho direto para a corrente de fuga durante o período de roda livre. Isso ocorre quando todas as chaves superiores são acionadas ou desligadas simultaneamente, aplicando o estado zero conforme demonstrado na Figura 11. Para superar esse desafio e garantir o isolamento galvânico necessário, o inversor H8 sem transformador, proposto no trabalho de (GUO et al., 2020), utiliza duas chaves adicionais posicionadas no lado CC do conversor. Essas chaves proporcionam o isolamento galvânico entre os painéis fotovoltaicos e a rede durante o período de roda livre. O circuito esquemático dessa topologia de inversor é apresentado na Figura 29.

Figura 29 – Topologia H8

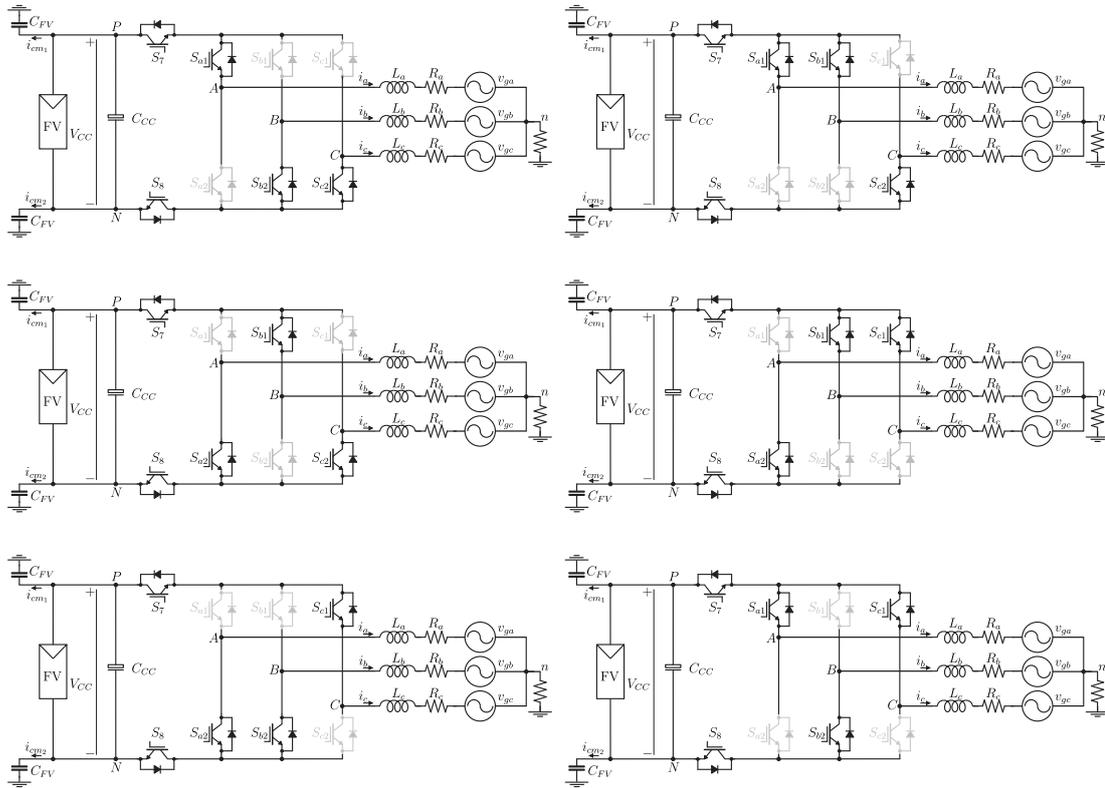


Fonte: o autor

Analisando o circuito da Figura 29, é possível perceber que essa topologia tem a capacidade de sintetizar dois níveis ( $V_{CC}$  e 0) e haverá tensão entre uma fase e o terminal do painel (ponto N) quando a primeira chave de cada braço estiver ligada, com a segunda desligada, de forma complementar, com ambas as chaves do lado CC ligadas. Dessa forma, para os estados ativos as chaves do lado CC devem permanecer ligadas e as chaves de cada braço devem ser ligadas e desligadas de forma complementar. A tensão entre uma fase e o ponto N é definida como tensão de polo do inversor. A Figura 30 representa um dos estados ativos do inversor H8.

Para alcançar o estado zero do inversor ambas as chaves do lado CC devem ser

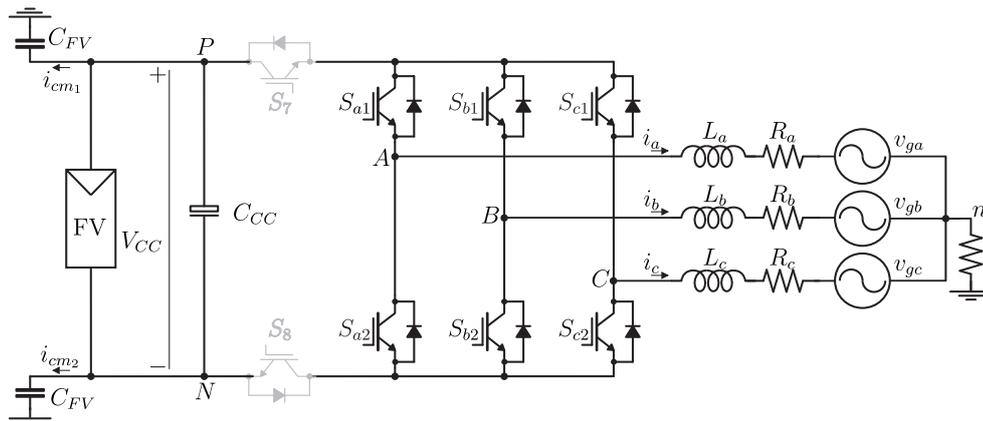
Figura 30 – Estados ativos do inversor H8



Fonte: o autor

desligadas, para realizar o desacoplamento CC. Dessa forma, todas as demais chaves devem ser ligadas, havendo tensão nos três braços, igual à metade da tensão do barramento CC. O estado zero do inversor H8 é exibido na Figura 31

Figura 31 – Estado zero do inversor H8, [11111100]



Fonte: o autor

É possível expressar a tensão de polo desse inversor através de (3.1), em que  $x$  é correspondente ao braço em que se deseja encontrar a tensão de polo,  $x = a, b$  ou  $c$ .

$$v_{xN} = \left( s_{x1} + \frac{(s_7 \cdot s_8 - 1)}{2} \right) V_{CC} \quad (3.1)$$

A partir da análise do circuito, a tensão de fase de um inversor trifásico pode ser expressa como uma função da tensão do polo e da tensão entre o ponto neutro (n) e o ponto N, terminal negativo dos painéis fotovoltaicos, conforme expresso em (3.2).

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{aN} - v_{nN} \\ v_{bn} &= v_{bN} - v_{nN} \\ v_{cn} &= v_{cN} - v_{nN} \end{aligned} \quad (3.2)$$

A tensão de linha do circuito pode ser expressa em função das tensões de polo ou das tensões de fase de cada braço:

$$\begin{aligned} v_{ab} &= v_{aN} - v_{bN} = v_{an} - v_{bn} \\ v_{bc} &= v_{bN} - v_{cN} = v_{bn} - v_{cn} \\ v_{ca} &= v_{cN} - v_{aN} = v_{cn} - v_{an} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Por definição, a CMV é a média das tensões dos polos do inversor (ZHOU et al., 2016), (LI et al., 2019), (GUO; YANG; ZHU, 2018). Como a rede é equilibrada ( $v_a + v_b + v_c = 0$ ) e os valores das indutâncias e resistências dos filtros são iguais ( $L_a = L_b = L_c = L$  e  $R_a = R_b = R_c = R$ ), coincidirá que a tensão entre os pontos n e N será igual ao CMV.

$$V_{cm} = v_{nN} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (3.4)$$

Substituindo (3.4) em (3.2), é possível determinar as tensões de fase em função apenas das tensões de polo, como segue:

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{aN} - \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \\ v_{bn} &= v_{bN} - \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \\ v_{cn} &= v_{cN} - \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \end{aligned} \quad (3.5)$$

A equação acima ainda pode ser reescrita na sua forma matricial, como segue:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} \quad (3.6)$$

A Tabela 4 apresenta os estados que sintetizam cada vetor, juntamente com suas respectivas tensões de polo e tensões de modo comum (CMV), calculadas usando as fórmulas mencionadas. A tabela consiste em sete combinações, compreendendo seis vetores ativos ( $\vec{V}_1$  a  $\vec{V}_6$ ) e um vetor nulo ( $\vec{V}_0$ ), indicados pelos números entre colchetes que representam os estados dos interruptores. Esses vetores formam o vetor espacial (SV) e, como o CMV varia com cada SV diferente, é possível escolher a ordem dos vetores para cada setor, a fim de gerar uma forma de onda que minimize o CMV pico a pico dentro de um período de comutação. Essa flexibilidade é crucial para a técnica de modulação proposta discutida neste artigo.

Tabela 4 – Estados de comutação da topologia na Figura 29 e suas respectivas tensões de polo e tensões de modo comum.

$[s_{a1}, s_{b1}, s_{c1}, s_{a2}, s_{b2}, s_{c2}, s_7, s_8]$	Vetor	$v_{aN}$	$v_{bN}$	$v_{cN}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_{cm}$
[10001111]	$\vec{V}_1$	$V_{CC}$	0	0	$\frac{2V_{CC}}{3}$	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$-\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$
[11000111]	$\vec{V}_2$	$V_{CC}$	$V_{CC}$	0	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$-\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$
[01010111]	$\vec{V}_3$	0	$V_{CC}$	0	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$
[01110011]	$\vec{V}_4$	0	$V_{CC}$	$V_{CC}$	$-\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$
[00111011]	$\vec{V}_5$	0	0	$V_{CC}$	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$
[10101011]	$\vec{V}_6$	$V_{CC}$	0	$V_{CC}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$-\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$
[11111100]	$\vec{V}_0$	$\frac{V_{CC}}{2}$	$\frac{V_{CC}}{2}$	$\frac{V_{CC}}{2}$	0	0	0	$\frac{V_{CC}}{2}$

Através do conjunto de (3.1), (3.10) e (3.12), é possível determinar todas as tensões do inversor multinível apresentado na Figura 24 apenas em função dos estados das suas chaves.

## 3.2 Modelo de Modo Comum

A partir dos conceitos de capacitância parasita e corrente de fuga vistos, é possível desenvolver um modelo para o inversor fotovoltaico trifásico conectado à rede que incorpore a presença da capacitância parasita. Esse modelo é estabelecido por meio de uma relação matemática que vincula a corrente de fuga à tensão de modo comum.

Aplicando a Lei das Tensões de Kirchhoff no lado da rede elétrica do circuito representado na Figura 29, obtém-se (3.7).

$$\begin{cases} v_{an} &= L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + v_{ga} \\ v_{bn} &= L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b + v_{gb} \\ v_{cn} &= L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c + v_{gc} \end{cases} \quad (3.7)$$

Incorporando a relação expressa em (3.2) obtém-se as equações das tensões de polo desse circuito em função das tensões de fase e da tensão  $v_{nN}$  em (3.8).

$$\begin{cases} v_{aN} &= L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + v_{ga} + v_{nN} \\ v_{bN} &= L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b + v_{gb} + v_{nN} \\ v_{cN} &= L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c + v_{gc} + v_{nN} \end{cases} \quad (3.8)$$

Com a soma das tensões de polo derivadas da Lei de Kirchhoff, e considerando que os valores das indutâncias e resistências dos filtros são iguais, obtém-se (3.9).

$$\begin{aligned} v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} &= L \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + R(i_a + i_b + i_c) \\ &+ (v_{ga} + v_{gb} + v_{gc}) + 3v_{nN} \end{aligned} \quad (3.9)$$

A corrente de fuga é definida como a soma das correntes que fluem através das capacitâncias parasitas em cada polo do painel fotovoltaico.

$$i_{cm} = i_{cm1} + i_{cm2} \quad (3.10)$$

Quando a rede está equilibrada, a corrente de fuga é igual à soma das correntes em cada fase da rede (3.11) e a soma das tensões da rede é igual a 0 (3.12).

$$i_{cm} = i_a + i_b + i_c \quad (3.11)$$

$$v_{ga} + v_{gb} + v_{gc} = 0 \quad (3.12)$$

Uma vez definida as mesmas condições de (3.4), (3.9) pode ser simplificada para (3.13).

$$3V_{cm} = L \frac{di_{cm}}{dt} + R(i_{cm}) + 3v_{nN} \quad (3.13)$$

Examinando o circuito na Figura 29, é possível observar que a tensão  $v_{nN}$  pode ser representada pelas malhas criadas por cada uma das capacitâncias  $C_{FV}$ , como visto em (3.14). e (3.15). Somando essas duas equações,  $v_{nN}$  pode ser reescrito da seguinte forma:

$$v_{nN} = \frac{1}{C_{FV}} \int i_{cm1} dt + R_g i_{cm} + V_{CC} \quad (3.14)$$

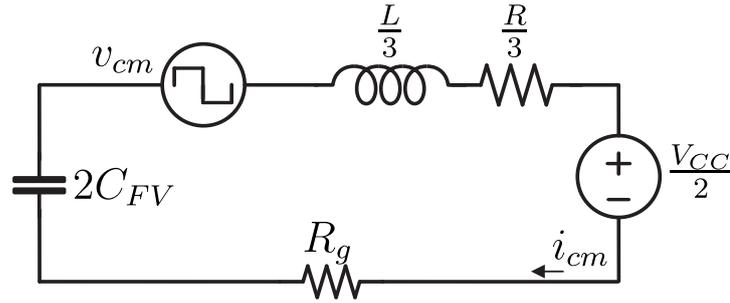
$$v_{nN} = \frac{1}{C_{FV}} \int i_{cm2} dt + R_g i_{cm} \quad (3.15)$$

$$v_{nN} = \frac{1}{2C_{FV}} \int i_{cm} dt + R_g i_{cm} + \frac{V_{CC}}{2} \quad (3.16)$$

Substituindo (3.4) e (3.16) em (3.13), a tensão de modo comum (CMV) pode ser expressa como mostrado em (3.17). Como demonstrado por (LI et al., 2019), essa equação pode ser usada para definir um circuito equivalente, também conhecido como modelo de modo comum, que é mostrado na Figura 32.

$$V_{cm} = \frac{L}{3} \frac{di_{cm}}{dt} + \frac{R}{3} i_{cm} + \frac{1}{2C_{FV}} \int i_{cm} dt + R_g i_{cm} + \frac{V_{CC}}{2} \quad (3.17)$$

Figura 32 – Modelo simplificado de modo comum para inversor trifásico sem transformador.



Fonte: o autor

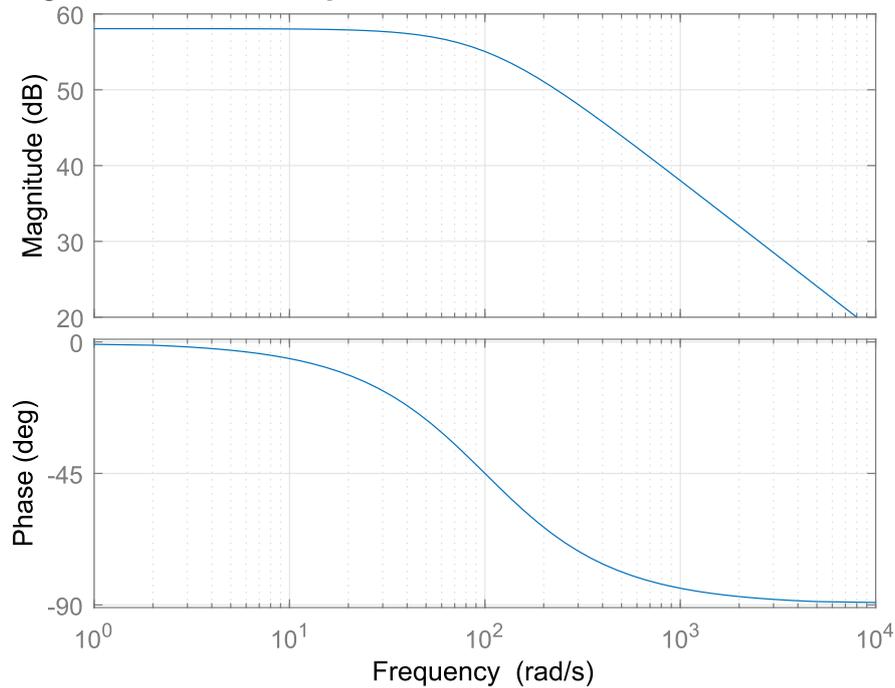
Na análise de regime permanente do circuito da Figura 32, é possível perceber que a influência da fonte de tensão  $V_{CC}/2$  sob a corrente de fuga pode ser ignorada, uma vez que o elemento capacitivo em série  $2C_{pv}$  em regime permanente atua como um circuito aberto para essa fonte de corrente. Dessa forma, (3.17) pode ser reescrita como (3.18) para obter a função de transferência da corrente de fuga em relação à tensão de modo comum (3.19).

$$V_{cm} = \frac{L}{3} \frac{di_{cm}}{dt} + \frac{R}{3} (i_{cm}) + \frac{1}{2C_{FV}} \int i_{cm} dt + R_g i_{cm} \quad (3.18)$$

$$G_{cm}(s) = \frac{i_{cm}(s)}{v_{cm}(s)} = \frac{6C_{pv}s}{2LC_v s^2 + 2C_v(R + 3R_g)s + 3} \quad (3.19)$$

O diagrama de Bode para a função de transferência (3.19), pode ser visto na Figura 33 e serve para verificar o comportamento frequencial da corrente de fuga em resposta às variações na tensão de modo comum. Para traçar esse gráfico, foram definidos os seguintes parâmetros dos elementos do inversor:  $L = 5mH$ ,  $R = 0,5 \Omega$ ,  $R_g = 12 \Omega$  e  $C_{pv} = 100nF$ .

Figura 33 – Diagrama de bode do modelo de modo comum.

**Diagrama de bode da função de Malha Aberta de Corrente sem controlador**

Fonte: o autor

No diagrama de Bode, destacam-se duas frequências importantes: a frequência de ressonância do circuito de modo comum e a frequência de chaveamento do inversor. A frequência de ressonância, representada como  $\omega_{res}$ , é o ponto crítico onde a corrente de fuga atinge seu valor máximo. Quando a tensão de modo comum oscila próximo da frequência de ressonância, o sistema ganha mais amplificação, resultando em uma maior corrente de fuga.

Normalmente, a tensão de modo comum possui uma componente na frequência de chaveamento em topologias que não mantêm uma tensão de modo comum constante. Portanto, é crucial escolher uma frequência de chaveamento que esteja bem afastada da frequência de ressonância para evitar o aumento da corrente de fuga. Neste estudo, determinou-se que a frequência de chaveamento do inversor trifásico deve ser de 125,66 k.rad/s (20 kHz), após a frequência de ressonância.

A inclusão de um elemento capacitivo no modelo de modo comum, como mostrado na Figura 32, faz com que a corrente de fuga seja zero para uma tensão de modo comum constante. Isso é evidenciado no diagrama de Bode da Figura 33, onde o ganho do sistema se aproxima de menos infinito à medida que a frequência se aproxima de zero. Portanto, a principal preocupação em relação à tensão de modo comum está relacionada à sua variação e ao espectro de frequência. Quanto maiores forem as amplitudes de pico a pico e a amplitude dos degraus na forma de onda da tensão de modo comum, maior será a corrente de fuga.

A estratégia adotada neste trabalho para controlar a corrente de fuga envolve a redução das amplitudes de pico a pico e dos tamanhos dos degraus na tensão de modo comum. Isso é feito com o objetivo de diminuir a corrente de fuga em um inversor fotovoltaico, considerando valores de filtro, potência de saída e frequência de chaveamento pré-determinados. Portanto, este trabalho não aborda metodologias de projeto de filtros ou seleção de frequência de chaveamento otimizadas especificamente para redução da corrente de fuga, pois esses aspectos estão além do escopo deste estudo.

### 3.3 Determinação do Diagrama Vetorial

As técnicas de modulação vetorial aplicadas à topologia de inversor trifásico H8 permitem a síntese de menores variações na tensão de modo comum. Isso ocorre porque, nessa topologia, o estado zero resulta em uma tensão de modo comum igual à metade da tensão do barramento CC. Portanto, a divisão em setores, a escolha dos vetores e a estratégia de comutação têm um impacto direto na redução ou aumento da corrente de fuga.

As três tensões de saída linearmente independentes do inversor são representadas em um sistema de coordenadas com três eixos, abc, criando um espaço vetorial tridimensional. Para simplificar os cálculos e a interpretação, utilizamos um plano bidimensional  $\alpha\beta$  por meio da Transformação de Clarke, conforme mostrado em (3.20) (PINHEIRO et al., 2005).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} \quad (3.20)$$

Uma vez que as tensões de polo, tensões de fase e tensões de modo comum de cada estado topológico, juntamente com seus vetores de tensão correspondentes, já foram encontradas e estão disponíveis na Tabela 4, resta agora determinar as tensões bidimensionais ( $v_\alpha$  e  $v_\beta$ ). A tabela completa com os valores das tensões normalizadas em relação à tensão do barramento ( $V_{CC}$ ) pode ser encontrada na Tabela 5.

A partir dos valores de  $v_\alpha$  e  $v_\beta$ , presentes na Tabela 5, é possível derivar uma expressão geral que caracteriza os vetores no plano bidimensional, conforme (3.21):

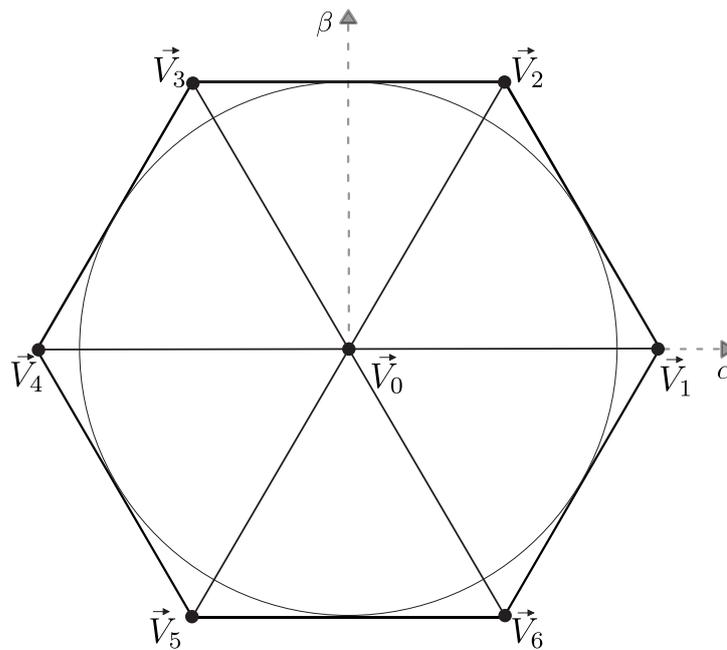
$$\vec{V}_i = \begin{cases} \sqrt{\frac{2}{3}} e^{j\frac{\pi}{3}(i-1)} & , \text{ se } i=1,2,3,4,5,6 \\ 0 & , \text{ se } i=0 \end{cases} \quad (3.21)$$

A partir desses valores, podemos representar o espaço vetorial em que cada vetor de tensão pode ser decomposto em suas coordenadas ( $\alpha,\beta$ ), como ilustrado na Figura 34.

Tabela 5 – Estados de comutação da topologia na Figura 29 e suas respectivas tensões de polo, tensões de modo comum e tensões nas coordenadas  $\alpha, \beta$ .

$[s_{a1}, s_{b1}, s_{c1}, s_{a2}, s_{b2}, s_{c2}, s_7, s_8]$	Vetor	$v_{aN}$	$v_{bN}$	$v_{cN}$	$v_{an}$	$v_{bn}$	$v_{cn}$	$v_{cm}$	$v_{\alpha}$	$v_{\beta}$
[10001111]	$\vec{V}_1$	1	0	0	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\sqrt{\frac{2}{3}}$	0
[11000111]	$\vec{V}_2$	1	1	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$
[01010111]	$\vec{V}_3$	0	1	0	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$
[01110011]	$\vec{V}_4$	0	1	1	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\sqrt{\frac{2}{3}}$	0
[00111011]	$\vec{V}_5$	0	0	1	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$
[10101011]	$\vec{V}_6$	1	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$
[11111100]	$\vec{V}_0$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	0	$\frac{1}{2}$	0	0

Figura 34 – Espaço vetorial da topologia H8



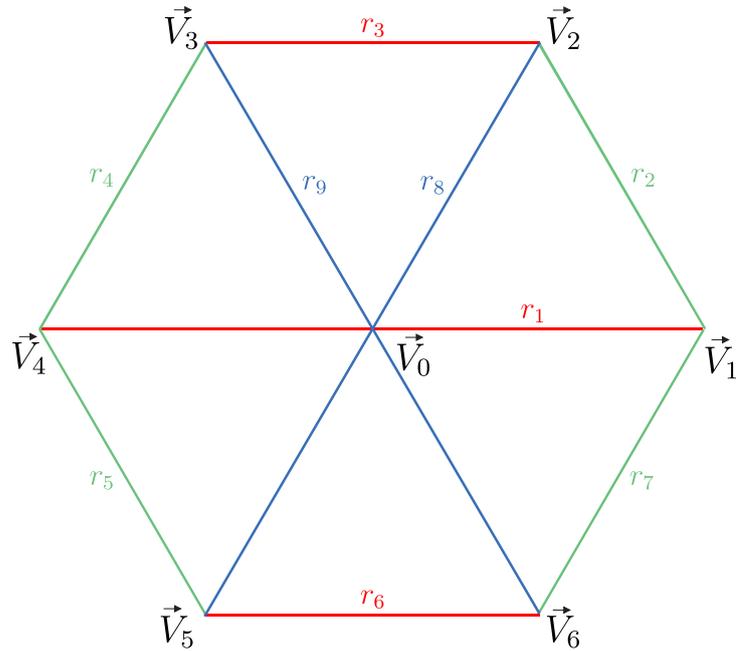
Fonte: o autor

### 3.4 Escolha e delimitação dos setores

Na Figura 34, percebe-se que o espaço vetorial traçado pode ser dividido em seis setores distintos, todos limitados pelas retas que ligam um determinado vetor com o seu adjacente e o vetor nulo. Esses limites foram determinados usando cálculos de retas. As equações que definem as retas que delimitam os setores podem ser encontradas na Tabela 6.

Para calcular cada reta traçada, foi encontrada a equação da reta  $\beta = a.\alpha + b$ , utilizando dois vetores com seus respectivos pontos do plano bidirecional a fim de obter

Figura 35 – Identificação dos segmentos de retas



Fonte: o autor

o segmento de reta que liga esses vetores. Nessa equação,  $a$  é o coeficiente angular e  $b$  é o coeficiente linear da reta. Para encontrar o coeficiente angular e o coeficiente linear, utiliza-se o método mostrado em (3.22) para o cálculo da reta  $r_2$  que cruza os vetores  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_2$ .

$$\begin{cases} \vec{V}_1 = (\sqrt{\frac{2}{3}}, 0) \\ \vec{V}_2 = (\frac{1}{\sqrt{6}}, \frac{\sqrt{2}}{2}) \\ a = \frac{\beta_2 - \beta_1}{\alpha_2 - \alpha_1} = \frac{\frac{\sqrt{2}}{2} - 0}{\frac{1}{\sqrt{6}} - \sqrt{\frac{2}{3}}} \rightarrow a = -\sqrt{3} \\ 0 = -\sqrt{3} \cdot \sqrt{\frac{2}{3}} + b \rightarrow b = \sqrt{2} \\ \beta = -\sqrt{3} \cdot \alpha + \sqrt{2} \end{cases} \quad (3.22)$$

A Tabela 6 apresenta as equações que definem cada uma das 9 retas representadas na Figura 35.

A partir das equações das retas encontradas, é possível identificar em qual setor se encontra um vetor de tensão de referência desejado  $\vec{V}_{ref}$ . Por exemplo, para a referência localizada no setor 1, o vetor precisa estar abaixo da reta  $r_8$ , abaixo da reta  $r_2$  e acima da reta  $r_1$ .

O vetor de referência pode ainda ser sintetizado como uma combinação de 2 ou mais vetores dentro de um determinado setor do espaço vetorial. O vetor de referência pode ainda ser decomposto como a soma de 2 vetores  $\vec{u}_\alpha$  e  $\vec{u}_\beta$ , orientados respectivamente

Tabela 6 – Equações das retas no espaço vetorial da Figura 35

Reta	Equação	Limite do segmento
$r_1$	$\beta = 0$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_2$	$\beta = -\sqrt{3}\alpha + \sqrt{2}$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_3$	$\beta = \frac{\sqrt{2}}{2}$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_4$	$\beta = \sqrt{3}\alpha + \sqrt{2}$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4$
$r_5$	$\beta = -\sqrt{3}\alpha - \sqrt{2}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5$
$r_6$	$\beta = -\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_7$	$\beta = \sqrt{3}\alpha - \sqrt{2}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_8$	$\beta = \sqrt{3}\alpha$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_9$	$\beta = -\sqrt{3}\alpha$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_6$

 Tabela 7 – Condições para o vetor de tensão em cada setor, em que  $\alpha = V_{ref\alpha}$ 

Setor	Condições
1	$V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\beta} < r_2, V_{ref\beta} > r_1$
2	$V_{ref\beta} > r_8, V_{ref\beta} < r_3, V_{ref\beta} > r_9$
3	$V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\beta} > r_1, V_{ref\beta} < r_4$
4	$V_{ref\beta} < r_1, V_{ref\beta} > r_8, V_{ref\beta} > r_5$
5	$V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\beta} > r_6, V_{ref\beta} < r_9$
6	$V_{ref\beta} < r_1, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} > r_7$

segundo os eixos alfa e beta do plano, multiplicados pelas suas respectivas amplitudes  $V_{ref\alpha}$  e  $V_{ref\beta}$ , como mostra (3.23).

$$\vec{V}_{ref} = V_{ref\alpha}\vec{u}_\alpha + V_{ref\beta}\vec{u}_\beta \quad (3.23)$$

### 3.5 Cálculo dos tempos de aplicação de cada vetor

Convencionalmente, nas técnicas de modulação vetorial, o vetor de referência  $\vec{V}_{ref}$  é decomposto como a combinação vetorial de três ou mais vetores. Por exemplo, na SVPWM, o vetor de referência é sintetizado combinando dois vetores ativos adjacentes com o vetor nulo, enquanto na NSPWM e na 3AVPWM, são utilizados três vetores ativos para sintetizar esse vetor de referência. Na AZPWM, quatro vetores ativos podem ser empregados.

Para a síntese do vetor desejado, a amplitude de cada vetor será multiplicada pelo seu período de aplicação, como mostra (3.24). O período de aplicação de cada vetor é

dado pela média ponderada pelos intervalos de aplicação dos vetores não nulos, em relação ao período de comutação  $T_S$ . A soma dos períodos de aplicação de cada vetor é igual ao período total de comutação, visto em (3.25).

$$T_S \vec{V}_{ref} = \vec{V}_i T_i + \vec{V}_j T_j + \vec{V}_k T_k + \dots, \text{ onde } i,j,k=0,1,\dots,6 \quad (3.24)$$

$$T_S = T_i + T_j + T_k + \dots, \text{ onde } i,j,k=0,1,\dots,6 \quad (3.25)$$

Os ciclos de trabalho de cada vetor podem ser calculados através da divisão do período de aplicação do vetor pelo período de comutação. Dessa forma, tem-se as razões cíclicas calculadas como em (3.26).

$$\begin{aligned} D_i &= \frac{T_i}{T_S} \\ D_j &= \frac{T_j}{T_S} \\ D_k &= \frac{T_k}{T_S} \end{aligned} \quad (3.26)$$

Dessa forma, (3.24) pode ser reescrita em função da razão cíclica de cada vetor.

$$\vec{V}_{ref} = \vec{V}_i D_i + \vec{V}_j D_j + \vec{V}_k D_k + \dots, \text{ onde } i,j,k=0,1,\dots,6 \quad (3.27)$$

É possível ainda decompor os vetores em seus termos no plano  $\alpha\beta$  e reescrever (3.27) na sua forma matricial:

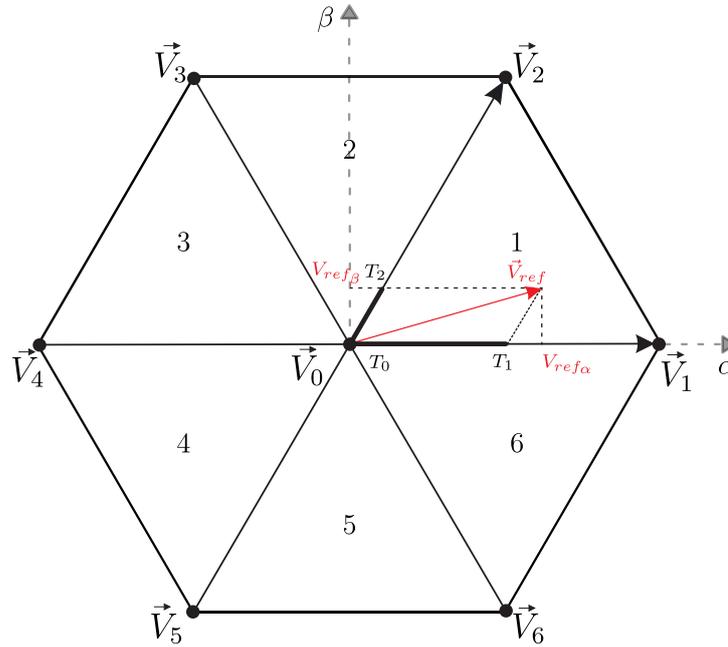
$$\begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{i\alpha} & V_{j\alpha} & V_{k\alpha} \\ V_{i\beta} & V_{j\beta} & V_{k\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_k \end{bmatrix} \quad (3.28)$$

(3.29) foi obtida reorganizando (3.28) para escrever a razão cíclica em função da matriz dos vetores do espaço vetorial e do vetor da tensão de referência.

$$\begin{bmatrix} D_i \\ D_j \\ D_k \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_{i\alpha} & V_{j\alpha} & V_{k\alpha} \\ V_{i\beta} & V_{j\beta} & V_{k\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.29)$$

Dessa forma, é possível calcular as razões cíclicas para sintetizar qualquer vetor de referência dentro do espaço vetorial, uma vez que todos os elementos de (3.29) são conhecidos.

Figura 36 – Vetor de referência localizado no setor 1



Fonte: o autor

Como exemplo, para o vetor de referência no setor 1, como mostra a Figura 36, os vetores utilizados para a sua síntese serão os vetores ativos adjacentes 1 e 2, juntamente com o vetor nulo 0. Dessa forma, tem-se:

$$T_S \vec{V}_{ref} = \vec{V}_1 T_1 + \vec{V}_2 T_2 + \vec{V}_0 T_0 \quad (3.30)$$

Utilizando (3.29), obtém-se os ciclos de trabalho em função do vetor de referência:

$$\begin{bmatrix} D_1 \\ D_2 \\ D_3 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{2}{3}} & \frac{1}{\sqrt{6}} & 0 \\ 0 & \frac{\sqrt{2}}{2} & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_{ref\alpha} \\ V_{ref\beta} \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.31)$$

Resolvendo a matriz (3.31), tem-se os seguintes ciclos para o setor 1.

$$\begin{aligned} D_1 &= \sqrt{\frac{3}{2}} V_{ref\alpha} - \frac{\sqrt{2}}{2} V_{ref\beta} \\ D_2 &= \sqrt{2} V_{ref\beta} \\ D_0 &= 1 - \sqrt{\frac{3}{2}} V_{ref\alpha} - \frac{\sqrt{2}}{2} V_{ref\beta} \end{aligned} \quad (3.32)$$

Utilizando-se o mesmo procedimento para os demais setores, podem-se encontrar as relações dos intervalos de aplicação dos vetores para outros setores, em função dos

parâmetros  $\alpha\beta$  do vetor de referência. A Tabela 8 mostra o intervalo de aplicação dos vetores em cada setor.

Tabela 8 – Ciclos de trabalho de cada vetor

Setor	Ciclos de trabalho		
1	$D_1 = \sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} - \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$	$D_2 = \sqrt{2}V_{ref\beta}$	$D_0 = 1 - \sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} - \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$
2	$D_2 = \sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} + \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$	$D_3 = -\sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} + \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$	$D_0 = 1 - \sqrt{2}V_{ref\beta}$
3	$D_3 = \sqrt{2}V_{ref\beta}$	$D_4 = \sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} - \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$	$D_0 = 1 + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} - \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$
4	$D_4 = -\sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} + \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$	$D_5 = -\sqrt{2}V_{ref\beta}$	$D_0 = 1 + \sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} - \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$
5	$D_5 = -\sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} - \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$	$D_6 = \sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} - \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$	$D_0 = 1 + \sqrt{2}V_{ref\beta}$
6	$D_6 = -\sqrt{2}V_{ref\beta}$	$D_1 = \sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} + \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$	$D_0 = 1 - \sqrt{\frac{3}{2}}V_{ref\alpha} + \frac{\sqrt{2}}{2}V_{ref\beta}$

### 3.6 Escolha da ordem de comutação

Após estabelecer os limites de cada setor e calcular os ciclos de trabalho de cada vetor para a criação da tensão de referência, a etapa final envolve a determinação da sequência de comutação dos vetores. A modulação espacial vetorial apresenta um grau de liberdade adicional, que é a escolha da distribuição dos vetores de comutação ao longo de  $T_S$ , o que resulta em inúmeras sequências de comutação possíveis (PINHEIRO et al., 2005).

Esta sequência influencia a distribuição dos vetores durante o ciclo de controle e podem ser escolhidas para minimizar uma grandeza adicional que pode incluir perdas de comutação e distorção harmônica total (DOVAL-GANDOY et al., 1999) (GRIGOLETTO, 2009). É interessante que os vetores escolhidos sejam os mais próximos dentro de determinado setor, o que diminui as ondulações sobre as variáveis de interesse, gerando assim menor DHT (PINHEIRO et al., 2005).

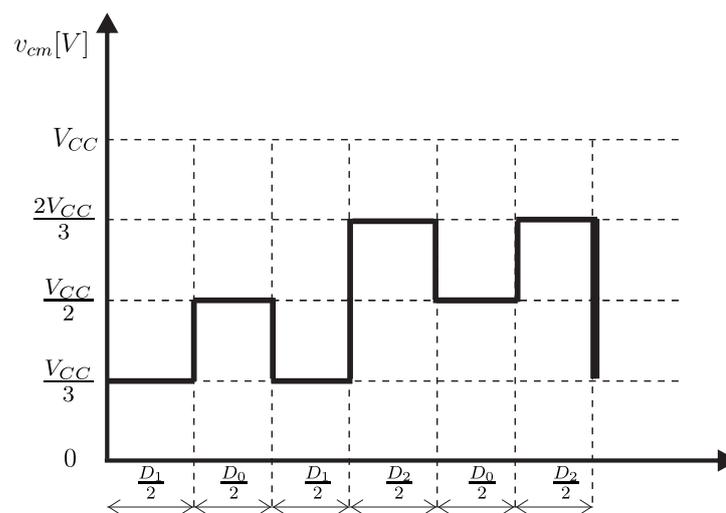
Em (PINHEIRO et al., 2005), é proposta a utilização de uma sequência de comutação dos vetores de forma a manter uma simetria na variação da tensão de modo comum, com o intuito de manter o sinal centralizado no período e como resultado disso, diminuir a DHT.

Entretanto, em (GUO et al., 2020), foi proposta uma sequência de comutação para o inversor H8, que veio a se tornar comumente utilizada por apresentar uma redução ainda maior no valor eficaz da corrente de fuga. Por essa técnica, os vetores ativos e nulos são aplicados duas vezes cada, sem simetria entre si, conforme exibido na Tabela 9. A largura de pulso da tensão de modo comum e sua variação ao longo de um período  $T_S$  pode ser vista na Figura 37.

Tabela 9 – Ordem de comutação dos vetores para o Inversor H8.

Setor	Sequência de vetores
1	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$
2	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$
3	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$
4	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$
5	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$
6	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$

Figura 37 – Variação da CMV de acordo com a sequência de comutação de vetores presente a Tabela 9



Fonte: o autor

## 4 Técnicas de Modulação Propostas

Como visto na seção 3.3 a topologia H8, estudada neste trabalho, permite a utilização da técnica de modulação vetorial tradicional para garantir uma redução na corrente de fuga do sistema sem comprometer a distorção harmônica do inversor. A SVM aplicada à topologia H8 permite uma variação de amplitude da CMV de 1/3 da tensão do barramento CC, com a tensão de modo comum assumindo apenas os valores de  $V_{CC}/3$  e  $2V_{CC}/3$ .

Para reduzir ainda mais as correntes de fuga sem comprometer o desempenho do inversor ou aumentar a distorção harmônica total, serão apresentadas quatro novas técnicas de modulação vetorial que utilizam as vantagens da topologia H8 para reduzir ainda mais a corrente de fuga. Os resultados das simulações de todas estas técnicas podem ser vistos no capítulo 7.

### 4.1 Modulação 1

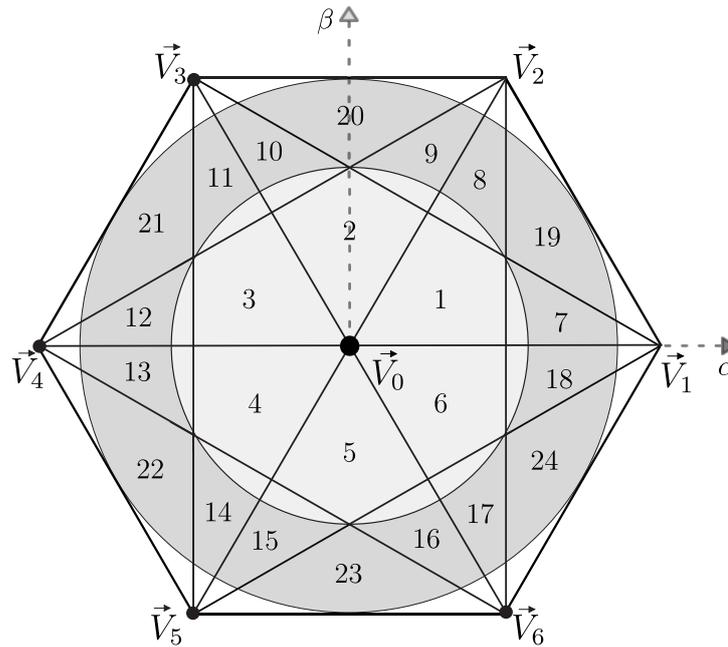
Ao contrário dos métodos convencionais para redução da amplitude de variação da CMV aplicáveis para a topologia convencional H6, vista na seção 2.2, a técnica de modulação proposta utiliza tanto vetores ativos quanto o vetor nulo no plano  $\alpha\beta$  para sintetizar a tensão de referência. Essa abordagem envolve a divisão do espaço vetorial visto na Figura 15, que inicialmente está dividido em 6 setores para a SVM convencional, em 24 novos setores para formar o espaço vetorial para a modulação proposta, como ilustrado na Figura 38.

Para essa técnica de modulação, é feita uma análise pela divisão entre setores aplicáveis quando o índice de modulação é inferior a 2/3 e aplicáveis quando o índice de modulação é maior ou igual a 2/3. Essa divisão, pode ser visualizada na Figura 38 pelas regiões sombreadas, uma mais escura indicando  $2/3 < m_a < 1$  e uma mais clara indicando  $m_a < 2/3$ . O índice de modulação pode ser calculado em função das referências de tensão  $\alpha$  e  $\beta$  e da tensão do barramento CC, conforme dado em (4.1).

$$m_a = \frac{\sqrt{2}}{V_{CC}} \cdot \sqrt{(v_\alpha)^2 + (v_\beta)^2} \quad (4.1)$$

O objetivo desta técnica é reduzir ainda mais a corrente de fuga através da redução da variação da amplitude da tensão de modo comum. Ao utilizar essa técnica na topologia de inversor trifásico sem transformador H8, a variação máxima de tensão será de 1/3 da tensão do barramento CC e a mínima variação de tensão será de 1/6 da tensão desse barramento. Para sintetizar essa variação de 1/6, uma técnica foi desenvolvida utilizando 2

Figura 38 – Espaço vetorial para a modulação proposta



Fonte: o autor

vetores com níveis iguais de CMV em conjunto com o vetor zero, permitindo que a tensão de modo comum assuma valores iguais a  $1/3$  e  $1/2$  ou  $2/3$  e  $1/2$  da tensão de barramento CC. Quando a variação da tensão de modo comum for igual a  $1/6$  do barramento CC, a corrente de fuga será reduzida para aproximadamente zero, como será visto na seção de resultados.

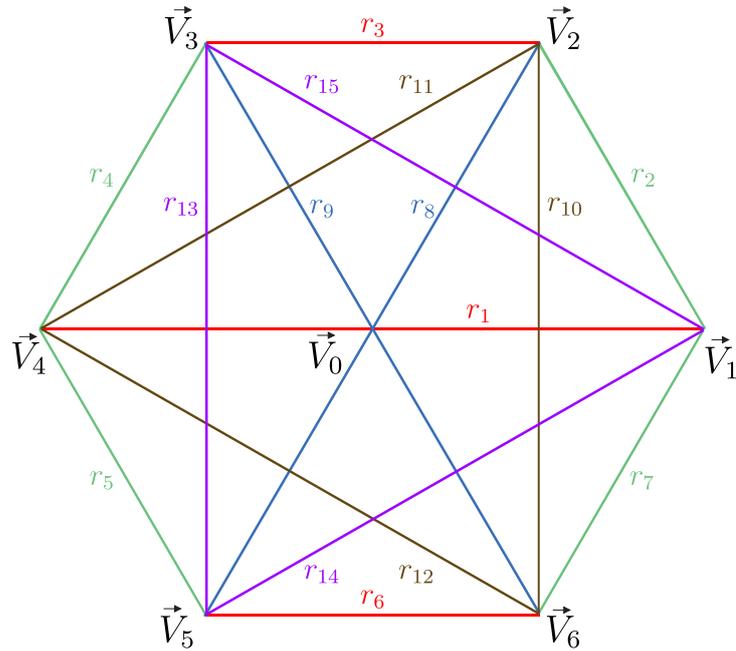
#### 4.1.1 Escolha e delimitação dos setores

Para que seja possível sintetizar uma variação de tensão de modo comum igual a  $1/6$ , o espaço vetorial será novamente formado com os mesmos vetores e coordenadas da Tabela 4, porém a sua divisão setorial será modificada para possibilitar a aplicação da técnica desejada. Dessa forma, faz-se necessário traçar novas retas, destacadas na Figura 39, para encontrar as regiões em que cada sequência de vetores é aplicada.

Para calcular cada nova reta traçada, foi encontrada a equação da reta  $\beta = a.\alpha + b$ , como feito anteriormente em (3.22), utilizando dois vetores com seus respectivos pontos do plano bidirecional a fim de obter o segmento de reta que liga esses vetores.

A Tabela 10 apresenta as equações que definem cada uma das 9 retas representadas na Figura 39.

Figura 39 – Identificação dos segmentos de retas



Fonte: o autor

Tabela 10 – Equações das retas no espaço vetorial da Figura 35

Reta	Equação	Limite do segmento
$r_1$	$\beta = 0$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_2$	$\beta = -\sqrt{3}\alpha + \sqrt{2}$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_3$	$\beta = \frac{\sqrt{2}}{2}$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_4$	$\beta = \sqrt{3}\alpha + \sqrt{2}$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4$
$r_5$	$\beta = -\sqrt{3}\alpha - \sqrt{2}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5$
$r_6$	$\beta = -\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_7$	$\beta = \sqrt{3}\alpha - \sqrt{2}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_8$	$\beta = \sqrt{3}\alpha$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_9$	$\beta = -\sqrt{3}\alpha$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_{10}$	$\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_{11}$	$\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}\alpha + \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_4$
$r_{12}$	$\beta = -\frac{\sqrt{3}}{3}\alpha - \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_{13}$	$\alpha = -\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_{14}$	$\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}\alpha - \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_{15}$	$\beta = -\frac{\sqrt{3}}{3}\alpha + \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_3$

A partir das equações das retas encontradas, é possível identificar em qual setor se encontra um vetor de tensão de referência desejado a partir das condições expostas na Tabela 11. Nessa Tabela, foram utilizadas as posições nas coordenadas  $\alpha\beta$  do vetor de referência para determinar essas condições.

Tabela 11 – Condições para o vetor de tensão em cada setor

Setor	Condições
1	$V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\beta} < r_{15}, V_{ref\beta} > r_1, V_{ref\alpha} < r_{10}$
2	$V_{ref\beta} > r_8, V_{ref\beta} < r_{11}, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} < r_{15}$
3	$V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\beta} > r_1, V_{ref\beta} < r_{11}, V_{ref\alpha} > r_{13}$
4	$V_{ref\beta} < r_1, V_{ref\beta} > r_8, V_{ref\beta} > r_{12}, V_{ref\alpha} > r_{13}$
5	$V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\beta} > r_{14}, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\beta} > r_{12}$
6	$V_{ref\beta} < r_1, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} > r_{14}, V_{ref\alpha} < r_{10}$
7	$V_{ref\alpha} > r_{10}, V_{ref\beta} < r_{15}, V_{ref\beta} > r_1$
8	$V_{ref\alpha} < r_{10}, V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\beta} > r_{15}$
9	$V_{ref\beta} > r_8, V_{ref\beta} < r_{11}, V_{ref\beta} > r_{15}$
10	$V_{ref\beta} < r_{15}, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} > r_{11}$
11	$V_{ref\alpha} > r_{13}, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\beta} > r_{11}$
12	$V_{ref\alpha} < r_{13}, V_{ref\beta} < r_{11}, V_{ref\beta} > r_1$
13	$V_{ref\alpha} < r_{13}, V_{ref\beta} > r_{12}, V_{ref\beta} < r_1$
14	$V_{ref\alpha} > r_{13}, V_{ref\beta} < r_{12}, V_{ref\beta} > r_8$
15	$V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\beta} > r_{14}, V_{ref\beta} < r_{12}$
16	$V_{ref\beta} < r_{14}, V_{ref\beta} > r_{12}, V_{ref\beta} < r_9$
17	$V_{ref\alpha} < r_{10}, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} < r_{14}$
18	$V_{ref\alpha} > r_{10}, V_{ref\beta} > r_{14}, V_{ref\beta} < r_1$
19	$V_{ref\alpha} > r_{10}, V_{ref\beta} < r_2, V_{ref\beta} > r_{15}$
20	$V_{ref\beta} < r_3, V_{ref\beta} > r_{15}, V_{ref\beta} > r_{11}$
21	$V_{ref\alpha} < r_{13}, V_{ref\beta} > r_{11}, V_{ref\beta} < r_4$
22	$V_{ref\alpha} < r_{13}, V_{ref\beta} < r_{12}, V_{ref\beta} > r_5$
23	$V_{ref\beta} < r_{14}, V_{ref\beta} < r_{12}, V_{ref\beta} > r_6$
24	$V_{ref\alpha} > r_{10}, V_{ref\beta} < r_{14}, V_{ref\beta} > r_7$

Dessa forma, o espaço vetorial foi dividido setorialmente conforme mostrado na Figura 38.

### 4.1.2 Sequência de aplicação dos vetores

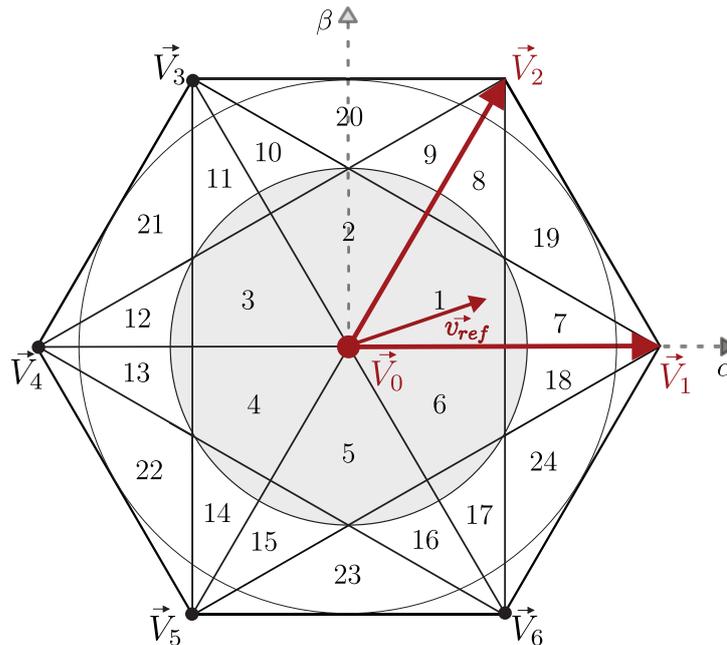
Conforme informado anteriormente, essa técnica de modulação proposta possui aplicação tanto para índices de modulação abaixo de  $2/3$  quanto para índice de modulação acima de  $2/3$ , com a utilização do vetor nulo em todas as sequências de vetores escolhidas para cada índice de modulação.

A análise da sequência de aplicação dos vetores para sintetizar o vetor de tensão de referência em um dado setor, é feita de acordo com o seu índice de modulação. O espaço vetorial traçado para essa técnica de modulação, conforme exposto na Figura 38, foi analisado em duas regiões, para índice de modulação menor que  $2/3$  e para índice de modulação maior que  $2/3$ .

Se o índice de modulação for inferior a  $2/3$ , as regiões sombreadas mais claras, indicadas na Figura 38 são utilizadas. Se o vetor de tensão de referência estiver nos setores de 1 a 6, o SVPWM tradicional é aplicado utilizando dois vetores ativos e adjacentes juntamente com o vetor nulo para emular o vetor de referência.

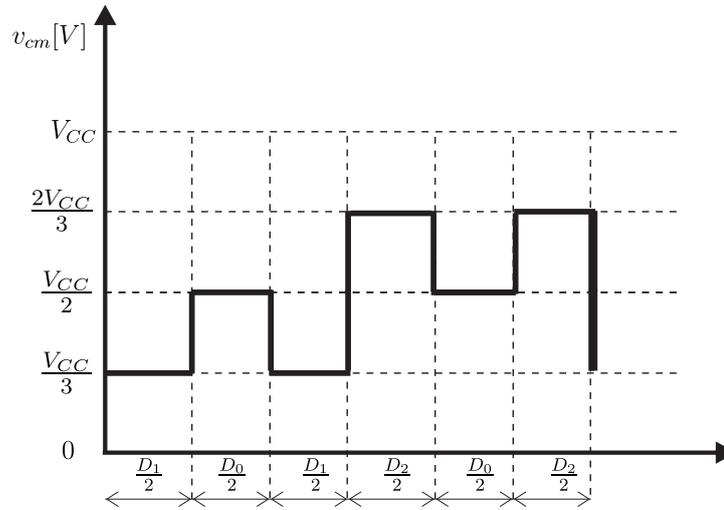
Na Figura 40, o vetor de referência se encontra no setor 1, dessa forma os vetores  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_2$  e  $\vec{V}_0$  são utilizados para sintetizar a referência desejada. Para essas regiões, a CMV terá uma variação na magnitude de  $1/3$  do barramento CC, como mostra a Figura 41.

Figura 40 – Vetor de referência no setor 1 para  $m_a < 2/3$



Fonte: o autor

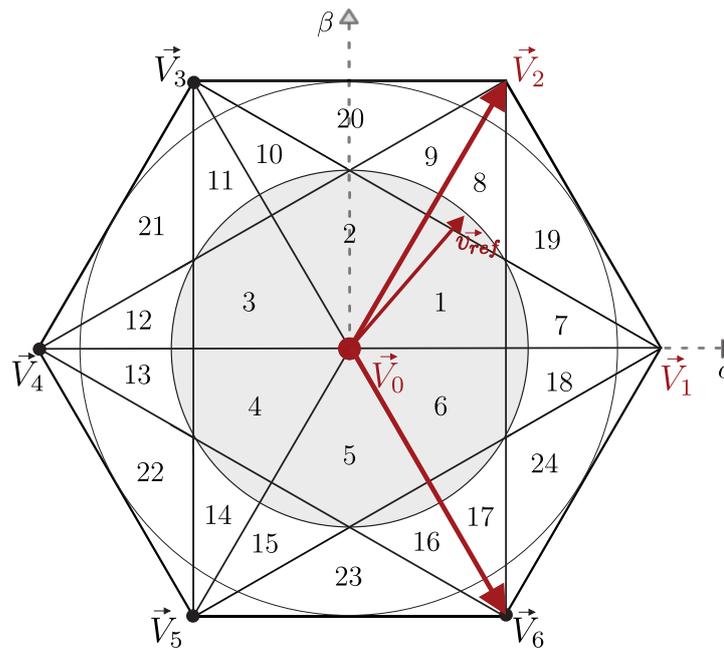
Figura 41 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 1



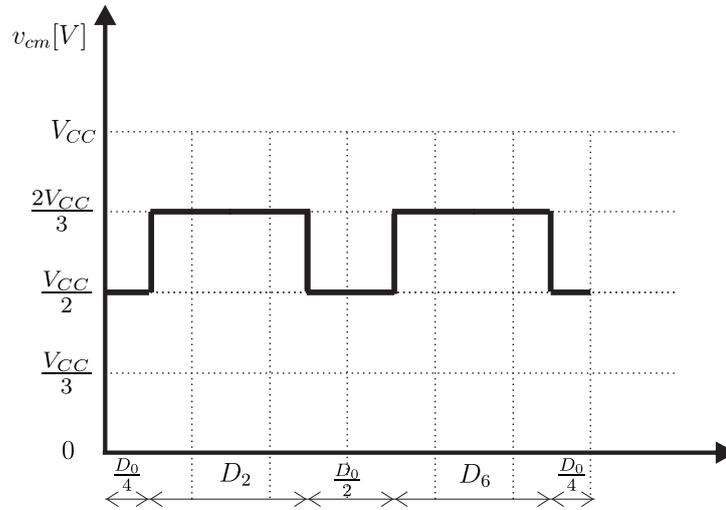
Fonte: o autor

No entanto, se o vetor de tensão de referência estiver nos setores de 7 a 18, os dois vetores ativos, ambos ímpares ou pares, juntamente com o vetor nulo, são empregados para emular o vetor de tensão de referência. Um dos vetores ativos é adjacente ao vetor de referência, como ilustrado na Figura 42, onde  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_6$  e  $\vec{V}_0$  são aplicados e  $\vec{V}_2$  é adjacente ao vetor de referência. Para essas regiões, a CMV terá uma variação na magnitude de  $1/6$  do barramento CC, conforme Figura 43

Figura 42 – Vetor de referência no setor 8 para  $m_a < 2/3$



Fonte: o autor

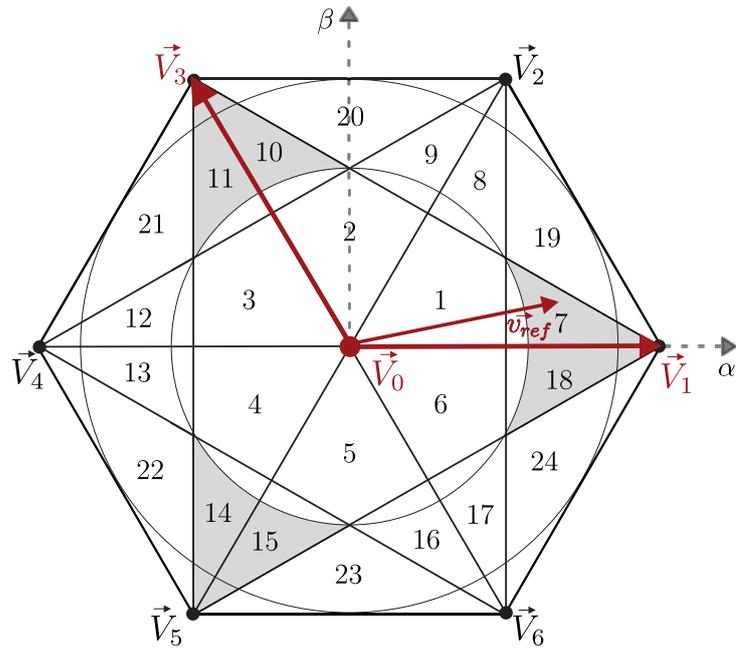
Figura 43 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 8 para  $m_a < 2/3$ 

Fonte: o autor

Para um índice de modulação superior a  $2/3$ , a CMV terá variação na magnitude de  $1/6$  ou  $1/3$  da tensão do barramento CC, dependendo do setor dentro da região sombreada mais escura da Figura 38. Se o vetor de tensão de referência estiver em um dos setores de 7 a 18 desse espaço vetorial, serão utilizados dois vetores ativos de mesma amplitude de CMV juntamente com o vetor nulo para produzir uma variação na magnitude da tensão de modo comum de  $1/6$  do barramento CC. No entanto, quando o vetor de tensão de referência estiver na região dos setores 19 a 24, o SVPWM tradicional é aplicado para emular o vetor de tensão de referência e a CMV terá uma variação na magnitude de  $1/3$ .

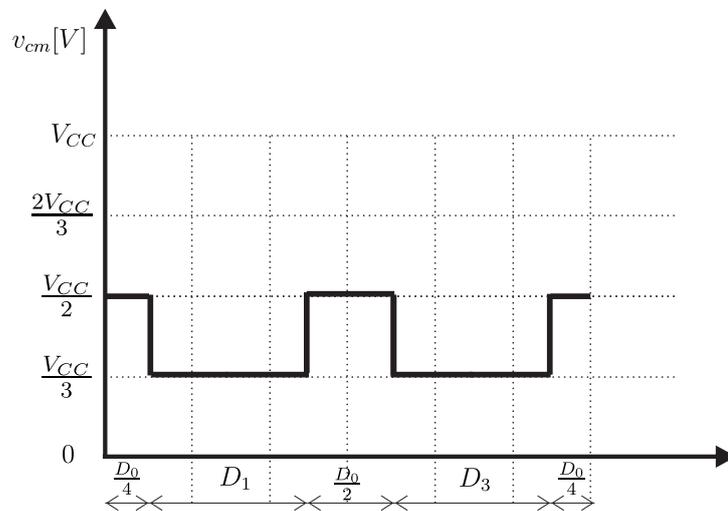
Especificamente, para o vetor de referência na região do setor 7, como mostra a Figura 44, os vetores  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_0$  produzindo uma variação de tensão de modo comum máxima igual a  $V_{CC}/6$ , uma vez que  $\vec{V}_1$  e  $\vec{V}_3$  possuem a mesma tensão de modo comum. A variação da CMV é exibida na Figura 45.

Figura 44 – Vetor de referência no setor 7 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

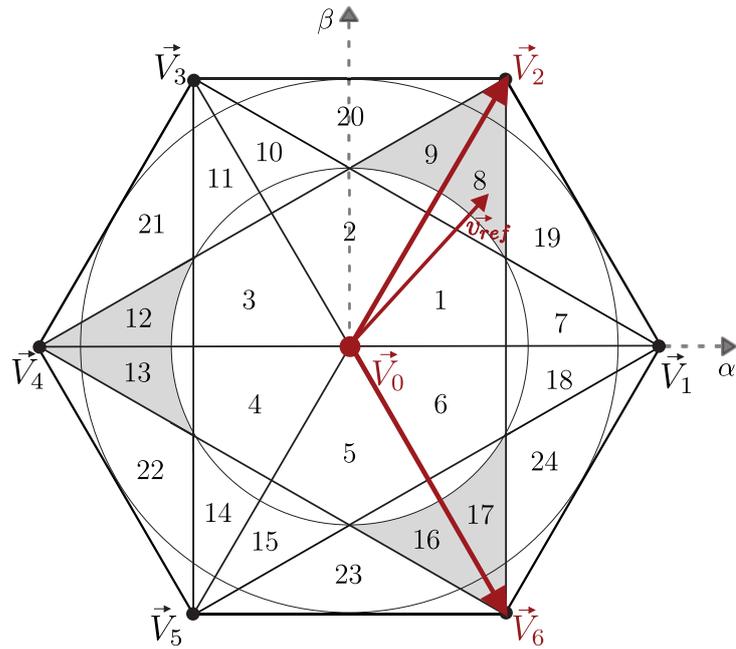
Figura 45 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 7 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

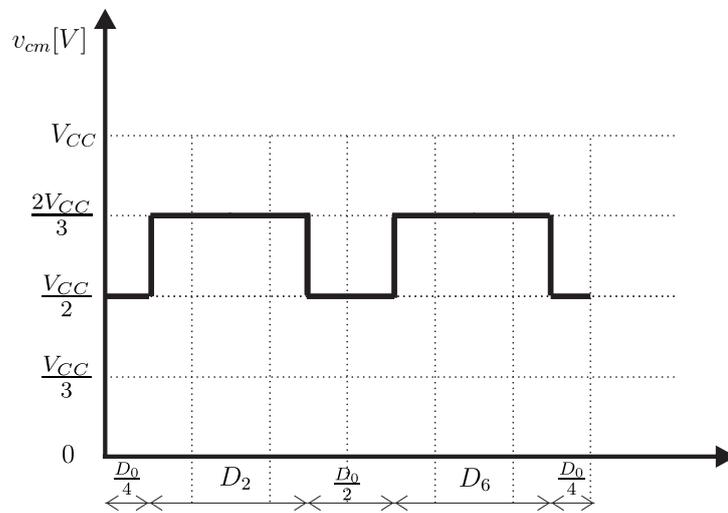
Já para o vetor de referência de tensão no setor 8, para um índice de modulação superior a  $2/3$ , a Figura 46, mostra a escolha dos vetores  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_6$  e  $\vec{V}_0$  para sintetizar essa referência, gerando uma variação da CMV igual a  $1/6$  da tensão de barramento CC, conforme exibe a Figura 47.

Figura 46 – Vetor de referência no setor 8 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

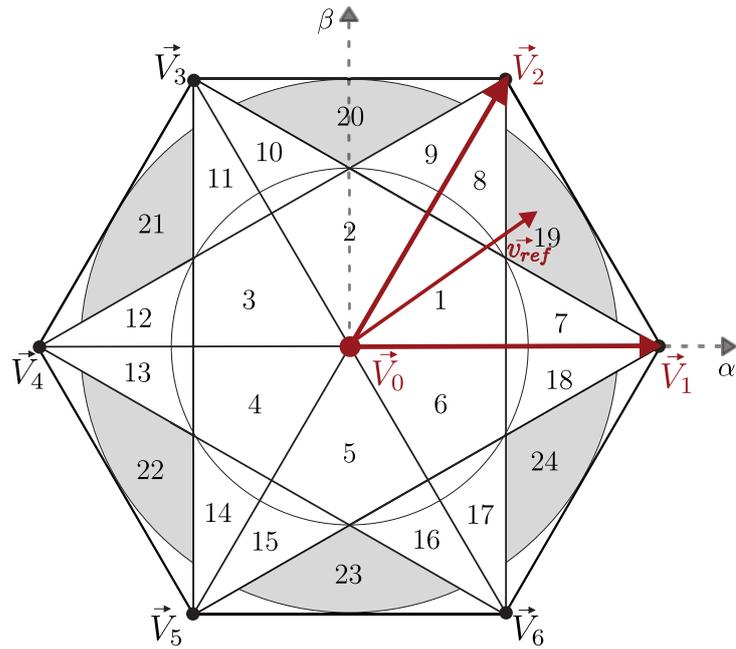
Figura 47 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 8 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

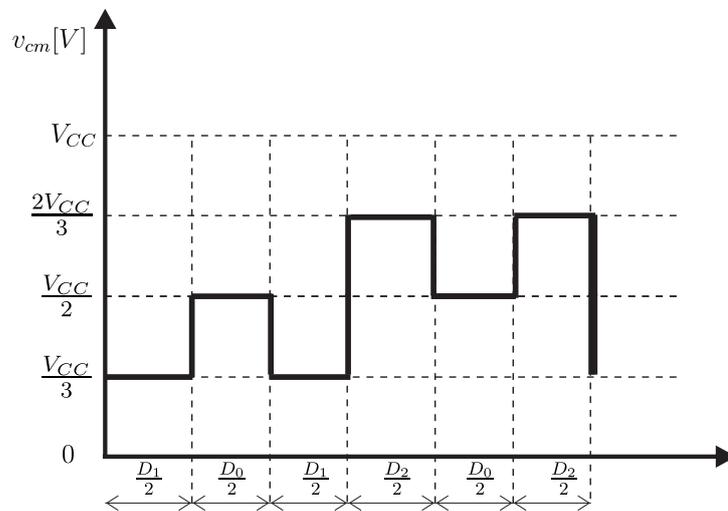
Para as demais regiões, é aplicada a SVPWM, escolhendo-se os vetores adjacentes ao vetor de tensão de referência juntamente com o vetor nulo, como mostra o exemplo da Figura 48, gerando uma variação da CMV igual a  $2/3$  da tensão do barramento CC.

Figura 48 – Vetor de referência no setor 19 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

Figura 49 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 19



Fonte: o autor

Na Tabela 12, a escolha dos vetores para sintetizar o vetor da tensão de referência  $\vec{V}_{ref}$  foi determinada juntamente com a escolha da ordem de comutação, divididas por cada setor em que o vetor de referência se encontra. A escolha da ordem de comutação de cada vetor foi determinada de modo a se obter uma simetria de pulso, conforme visto anteriormente na seção 3.6.

Tabela 12 – Sequência de vetores para cada setor do espaço vetorial para Modulação 1.

Setor	Sequência de vetores	Setor	Sequência de vetores
1	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	7	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0$
2	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	8	$\vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0$
3	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$	9	$\vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0$
4	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$	10	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0$
5	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$	11	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0$
6	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$	12	$\vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0$
19	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	13	$\vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0$
20	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	14	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0$
21	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$	15	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0$
22	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$	16	$\vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0$
23	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$	17	$\vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0$
24	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$	18	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0$

Como visto na seção 3.5, para a síntese do vetor de referência, a amplitude de cada vetor, pertencente à determinado setor, será multiplicada pelo seu respectivo tempo de aplicação. O ciclo de trabalho de cada vetor será dado pela divisão do seu tempo de aplicação pelo período total de comutação, dado pela soma de todos os períodos de cada vetor.

Os ciclos de trabalho da aplicação dos vetores em cada setor do espaço vetorial, para síntese do vetor de referência da tensão, será calculado utilizando (3.26). A partir das coordenadas dos vetores no plano  $\alpha\beta$  da Tabela 5 e sabendo quais vetores serão aplicados em cada setor, utilizando os dados da Tabela 12, os períodos de aplicação e os ciclos de trabalho podem ser calculados usando (3.26) pois dependem apenas dos vetores de tensão presentes no inversor e do vetor de referência. A sequência de vetores aplicada é simétrica em relação à metade do período de comutação. O ciclo de trabalho de cada vetor para cada setor pode ser visto na Tabela 13.

Tabela 13 – Ciclos de trabalho de cada vetor para cada setor do SV

Setor	Ciclos de Trabalho		
1	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \sqrt{6}V_\alpha 2 - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$
2	$D_0 = 1 - \sqrt{2}V_\beta$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
3	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
4	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\sqrt{2}V_\beta$
5	$D_0 = 1 + \sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
6	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
7	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$
8	$D_0 = 1 - \sqrt{6}V_\alpha$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
9	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
10	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$
11	$D_0 = 1 + \sqrt{6}V_\alpha$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
12	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
13	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$
14	$D_0 = 1 + \sqrt{6}V_\alpha$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
15	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
16	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$
17	$D_0 = 1 - \sqrt{6}V_\alpha$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
18	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
19	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \sqrt{6}V_\alpha 2 - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$
20	$D_0 = 1 - \sqrt{2}V_\beta$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
21	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
22	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\sqrt{2}V_\beta$
23	$D_0 = 1 + \sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
24	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$

Diferentemente das estratégias de modulação apresentadas, a modulação proposta pode ser aplicada tanto a índices de modulação altos quanto baixos, incorporando o estado nulo. Isso proporciona ao inversor uma baixa corrente de fuga, redução na distorção harmônica total (DHT) e elimina problemas como oscilações do barramento CC e da

corrente de saída que surgem em outras estratégias de modulação.

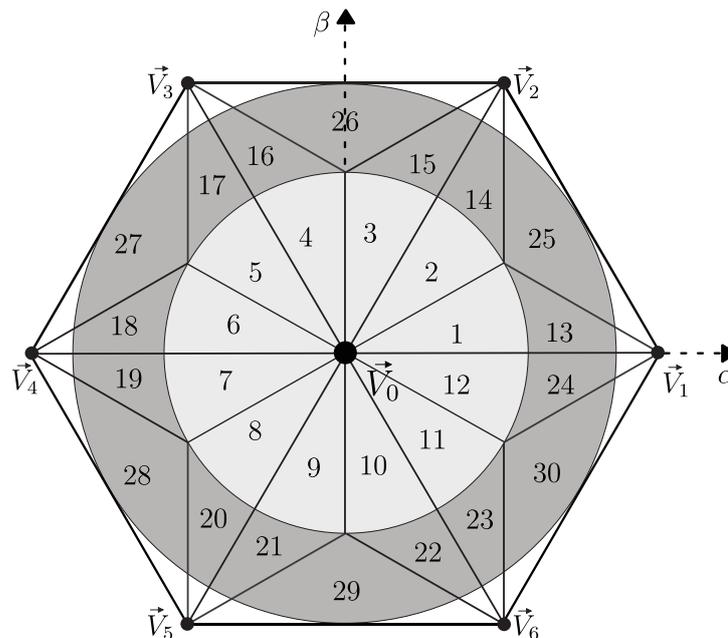
## 4.2 Modulação 2

Para essa técnica de modulação, ainda é feita uma análise pela divisão entre setores aplicáveis para o índice de modulação inferior a  $2/3$  e setores aplicáveis para o índice de modulação maior ou igual a  $2/3$ . A variação máxima de tensão proposta nessa técnica também será de  $1/3$  da tensão do barramento  $CC$  e a mínima variação de tensão de  $1/6$  da tensão desse barramento, porém a região de cada setor sofre uma pequena alteração. Agora, deseja-se uma variação da tensão de modo comum igual a  $1/6$  do barramento  $CC$  sempre quando o índice de modulação for menor que  $2/3$ . Dessa forma, um novo espaço vetorial é traçado e os setores serão delimitados não só pelas retas mas também pela circunferência que delimita o índice de modulação igual a  $2/3$ .

### 4.2.1 Escolha e delimitação dos setores

Para possibilitar a síntese das amplitudes de tensão de modo comum desejadas, agora com amplitude de  $1/6$  da tensão do barramento sempre que o índice de modulação for menor que  $2/3$ , o espaço vetorial será mais uma vez alterado, utilizando novos limites e criando novos setores para aplicação da técnica. Ao todo, esse espaço vetorial é composto por 30 setores como pode ser observado na Figura 50.

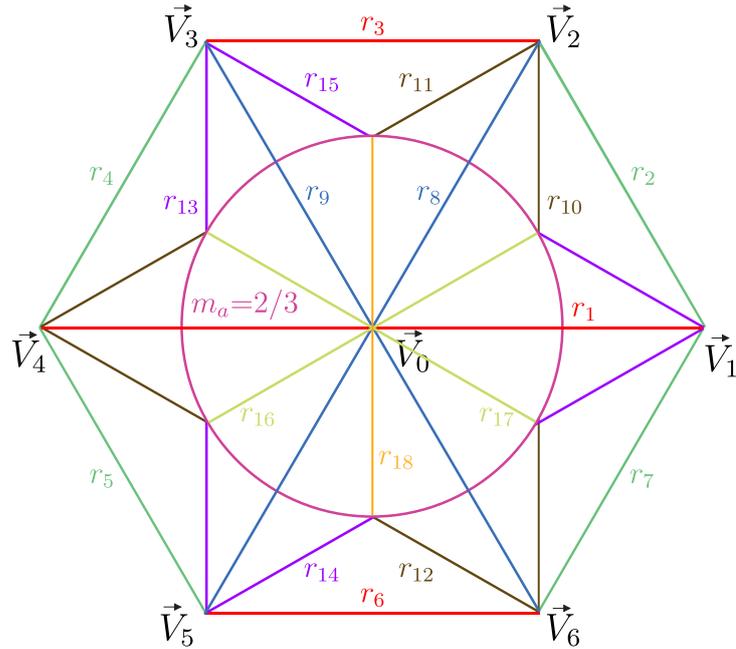
Figura 50 – Espaço vetorial



Fonte: o autor

As retas apresentadas na Figura 39 podem ser utilizadas mais uma vez, juntamente com a delimitação pela circunferência igual a  $2/3$  para encontrar as regiões em que cada sequência de vetores é aplicada. Entretanto, duas novas retas são traçadas para formar o novo espaço vetorial e fazer a divisão adequada dos novos setores. As retas traçadas para esse novo espaço vetorial e a circunferência de índice de modulação igual a  $2/3$  é apresentada na Figura 51.

Figura 51 – Identificação dos segmentos de retas



Fonte: o autor

Para encontrar as equações que definem as duas novas retas, foi feita uma análise gráfica das retas já presentes e traçadas anteriormente. Através dessa análise, é possível perceber que a reta  $r_{16}$  é a reta  $r_{11}$  deslocada para baixo, no eixo  $\beta$ , cruzando o zero e a reta  $r_{17}$  é a reta  $r_{10}$  deslocada para cima, no eixo  $\beta$ , também cruzando o zero. Já a reta  $r_{18}$  é uma reta constante englobando o eixo  $\beta$  com  $\alpha = 0$ . Portanto, a tabela pode ser escrita conforme.

Tabela 14 – Equações das retas no espaço vetorial da Figura 51

Reta	Equação	Limite do segmento
$r_1$	$\beta = 0$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_2$	$\beta = -\sqrt{3}\alpha + \sqrt{2}$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_3$	$\alpha = \frac{\sqrt{2}}{2}$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_4$	$\beta = \sqrt{3}\alpha + \sqrt{2}$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4$
$r_5$	$\beta = -\sqrt{3}\alpha - \sqrt{2}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5$
$r_6$	$\alpha = -\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_7$	$\beta = \sqrt{3}\alpha - \sqrt{2}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_8$	$\beta = \sqrt{3}\alpha$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_9$	$\beta = -\sqrt{3}\alpha$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_{10}$	$\alpha = \frac{1}{\sqrt{6}}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_{11}$	$\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}\alpha + \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_4$
$r_{12}$	$\beta = -\frac{\sqrt{3}}{3}\alpha - \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_{13}$	$\alpha = -\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_{14}$	$\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}\alpha - \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_{15}$	$\beta = -\frac{\sqrt{3}}{3}\alpha + \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_{16}$	$\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}\alpha$	–
$r_{17}$	$\beta = -\frac{\sqrt{3}}{3}\alpha$	–
$r_{18}$	$\alpha = 0$	–

A partir dessas retas e da circunferência, é possível identificar em qual setor se encontra um vetor de tensão de referência desejado a partir das condições expostas na Tabela 15. Nessa tabela, foram utilizadas as posições nas coordenadas  $\alpha\beta$  do vetor de referência para determinar essas condições.

Tabela 15 – Condições para o vetor de tensão em cada setor

Setor	Condições
1	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_{16}, V_{ref\beta} > r_1$
2	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_{16}, V_{ref\beta} < r_8$
3	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_8, V_{ref\alpha} > r_{18}$
4	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\alpha} < r_{18}$
5	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\beta} > r_{17}$
6	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_{17}, V_{ref\beta} > r_1$
7	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_1, V_{ref\beta} > r_{16}$
8	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_{16}, V_{ref\beta} > r_8$
9	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\alpha} < r_{18}$
10	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\alpha} > r_{18}$
11	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} < r_{17}$
12	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_{17}, V_{ref\beta} < r_1$
13	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_{15}, V_{ref\beta} > r_1$
14	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\alpha} < r_{10}$
15	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_{11}, V_{ref\beta} > r_8$
16	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} < r_{15}$
17	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\alpha} > r_{13}$
18	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_{11}, V_{ref\beta} > r_1$
19	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_{12}, V_{ref\beta} < r_1$
20	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_8, V_{ref\alpha} > r_{13}$
21	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\beta} > r_{14}$
22	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_{12}, V_{ref\beta} < r_9$
23	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\alpha} < r_{10}$
24	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_{14}, V_{ref\beta} < r_1$
25	$V_{ref\alpha} > r_{10}, V_{ref\beta} < r_2, V_{ref\beta} > r_{15}$
26	$V_{ref\beta} < r_3, V_{ref\beta} > r_{15}, V_{ref\beta} > r_{11}$
27	$V_{ref\alpha} < r_{13}, V_{ref\beta} > r_{11}, V_{ref\beta} < r_4$
28	$V_{ref\alpha} < r_{13}, V_{ref\beta} < r_{12}, V_{ref\beta} > r_5$
29	$V_{ref\beta} < r_{14}, V_{ref\beta} < r_{12}, V_{ref\beta} > r_6$
30	$V_{ref\alpha} > r_{10}, V_{ref\beta} < r_{14}, V_{ref\beta} > r_7$

### 4.2.2 Sequência de aplicação dos vetores

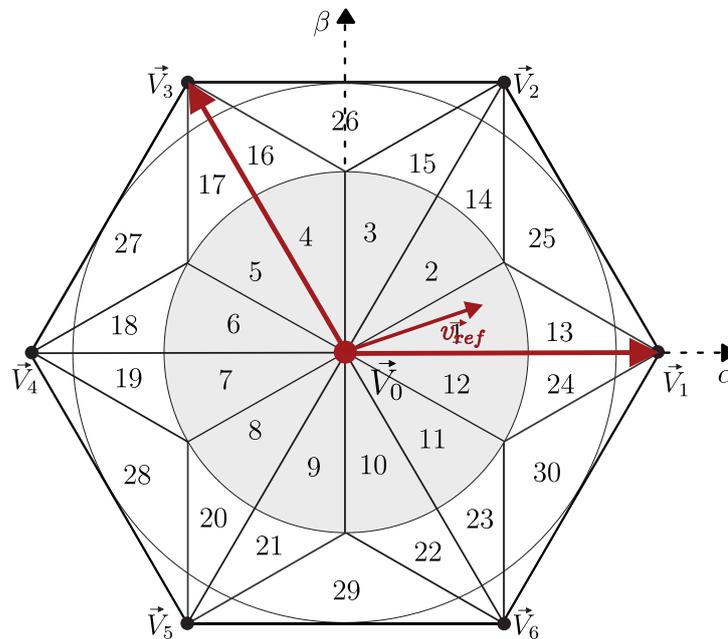
Conforme informado anteriormente, essa técnica de modulação proposta englobará estratégias para a variação da tensão de modo comum diferentes para índices de modulação abaixo de  $2/3$  e para índice de modulação acima de  $2/3$ .

A análise da sequência de aplicação dos vetores para sintetizar o vetor de tensão de referência em um dado setor, será feita de acordo com o seu índice de modulação. São analisadas as duas regiões sombreadas da Figura 50 de forma separada.

Se o índice de modulação for inferior a  $2/3$ , o vetor de tensão de referência estará entre os setores de 1 a 12, e então é aplicado a modulação vetorial utilizando apenas vetores pares ou ímpares juntamente com o vetor nulo, para poder emular o vetor de referência e gerar uma amplitude de variação da tensão de modo comum igual a  $1/6$  do barramento CC.

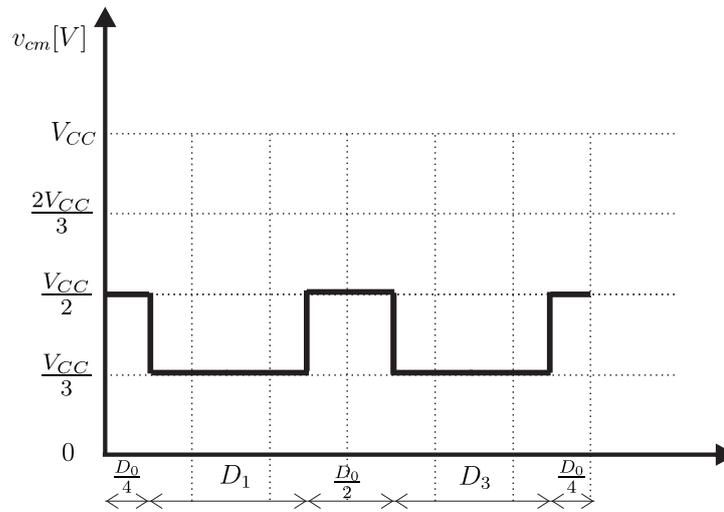
Para exemplificar, na Figura 52 o vetor de referência se encontra no setor 1 e os vetores  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_0$  são utilizados para emular essa referência. Para essa estratégia, a tensão de modo comum terá uma variação da sua magnitude de apenas  $1/6$  da tensão de barramento CC, como mostra a Figura 53.

Figura 52 – Vetor de referência no setor 1 para  $m_a < 2/3$



Fonte: o autor

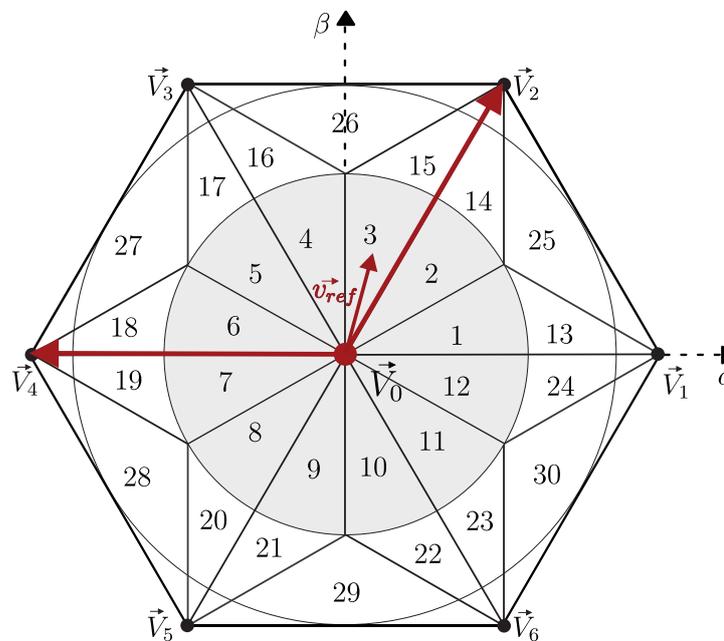
Figura 53 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 1



Fonte: o autor

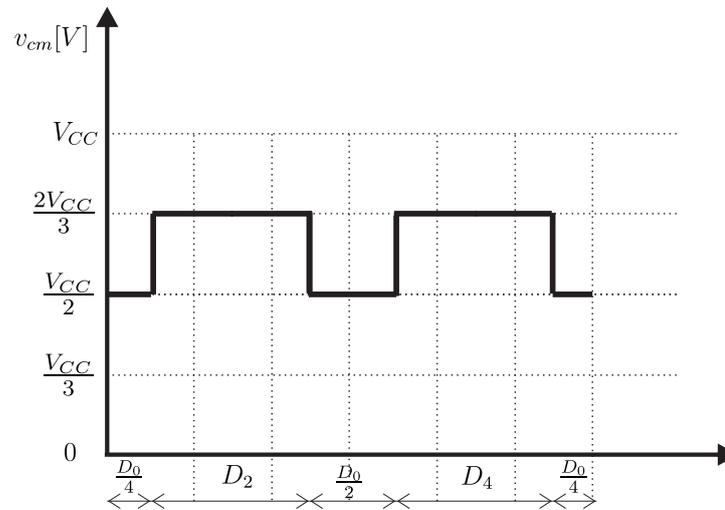
Já na Figura 54, para o vetor de referência no setor 3, serão utilizados os vetores  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_4$  e  $\vec{V}_0$  para emular esse vetor de referência, com uma variação na magnitude da tensão de modo comum também de  $1/6$  da tensão de barramento CC, porém variando agora de  $V_{CC}/2$  a  $2V_{CC}/3$ , como mostra a Figura 55.

Figura 54 – Vetor de referência no setor 3 para  $m_a < 2/3$



Fonte: o autor

Figura 55 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 3

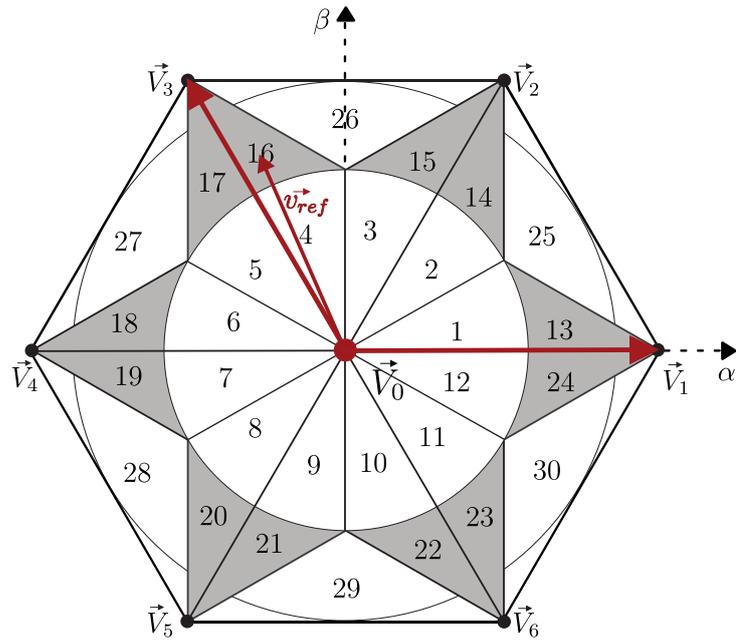


Fonte: o autor

Para um índice de modulação superior a  $2/3$ , a CMV terá variação na magnitude de  $1/6$  ou  $1/3$ , dependendo do setor em que se encontrar o vetor de tensão de referência. Caso o vetor de tensão de referência esteja entre os setores de 13 a 24, então a estratégia de modulação aplicada anteriormente para o índice de modulação menor que  $2/3$  ainda será utilizada para produzir uma variação na magnitude da tensão de modo comum de  $1/6$  do barramento CC. Porém, quando o índice de modulação for maior que  $2/3$  e o vetor de referência estiver entre os setores 25 a 30, o SVPWM tradicional é aplicado para emular o vetor de tensão de referência e a CMV terá uma variação na sua amplitude de  $1/3$  do barramento CC.

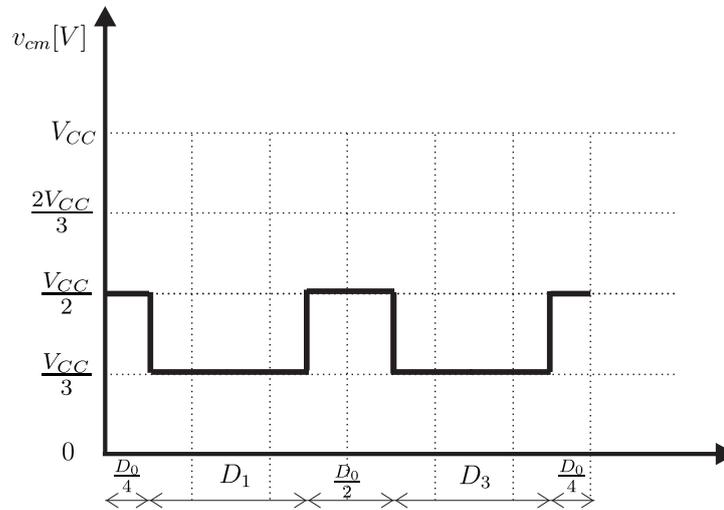
Na Figura 56, para o vetor de referência no setor 16, por exemplo, os vetores  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_0$  são aplicados para sintetizar o vetor de referência, ambos vetores ativos ímpares que produzem a mesma tensão de modo comum, fazendo com que a variação da sua magnitude seja de apenas  $1/6$  da tensão de barramento CC, variando de acordo com a Figura 57.

Figura 56 – Vetor de referência no setor 16 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

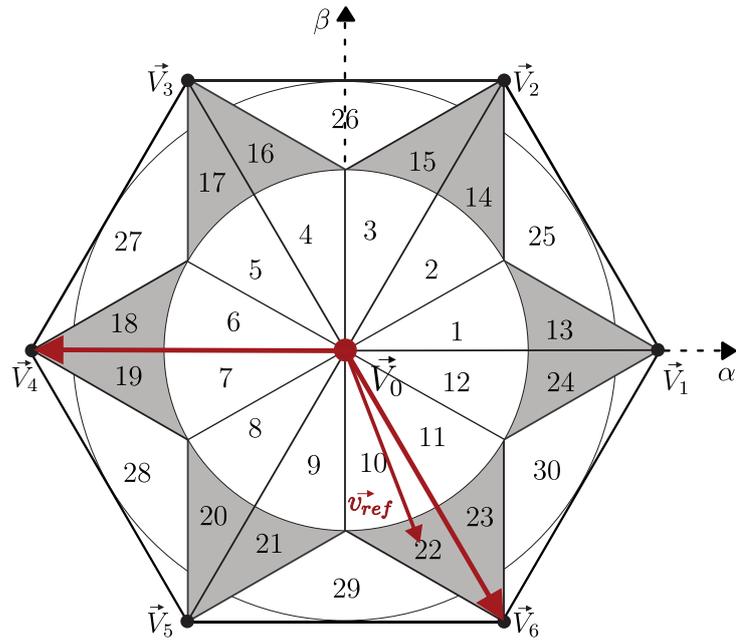
Figura 57 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 16



Fonte: o autor

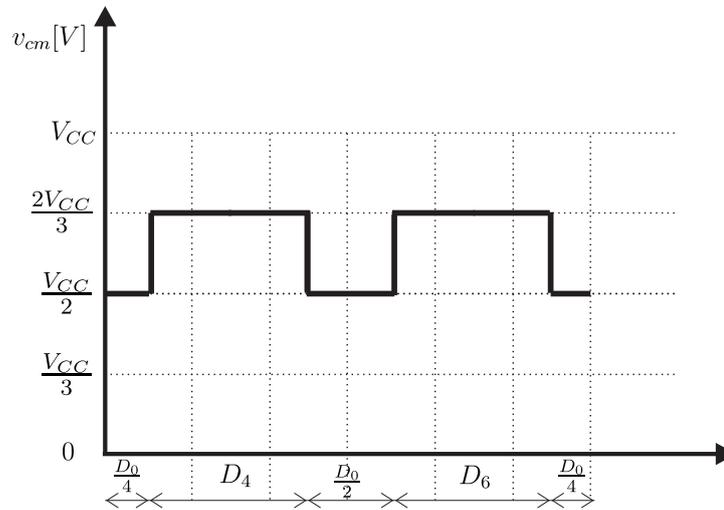
Já na Figura 58, são aplicados os vetores  $\vec{V}_4$ ,  $\vec{V}_6$  e  $\vec{V}_0$  para sintetizar a tensão de referência que se encontra no setor 22, ambos os vetores ativos são pares também produzindo a mesma tensão de modo comum, fazendo com que haja uma variação na sua magnitude de apenas  $1/6$  da tensão de barramento CC, conforme exibido na Figura 59.

Figura 58 – Vetor de referência no setor 22 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

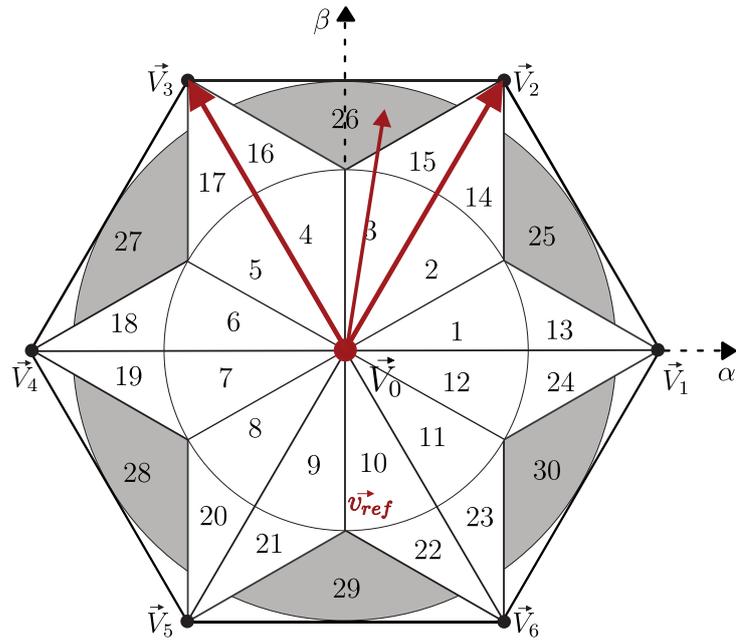
Figura 59 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 16



Fonte: o autor

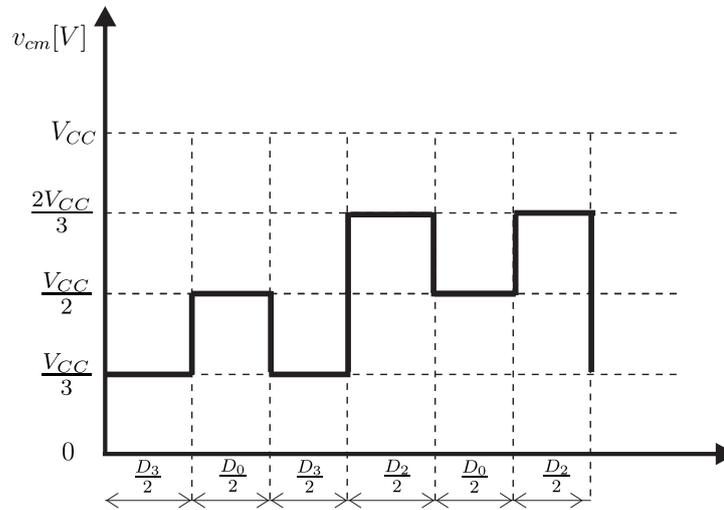
Para o vetor de referência visto na Figura 60, por exemplo, é aplicada a SVPWM com a utilização dos vetores  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_0$ , sendo os vetores ativos adjacentes ao vetor de referência, possuindo tensão de modo comum diferentes, gerando, dessa forma, uma maior variação da sua magnitude, igual a  $1/3$  da tensão do barramento CC. A forma de onda dessa variação da tensão de modo comum pode ser vista na Figura 61.

Figura 60 – Vetor de referência no setor 26 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

Figura 61 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 26



Fonte: o autor

Na Tabela 16, a escolha dos vetores para sintetizar o vetor da tensão de referência  $V_{ref}$  foi determinada juntamente com a escolha da ordem de comutação, divididas por cada setor em que o vetor de referência se encontra.

Tabela 16 – Sequência de vetores para cada setor do espaço vetorial para Modulação 2.

Setor	Sequência de vetores	Setor	Sequência de vetores
1	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0$	13	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0$
2	$\vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0$	14	$\vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0$
3	$\vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0$	15	$\vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0$
4	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0$	16	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0$
5	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0$	17	$\vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0$
6	$\vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0$	18	$\vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0$
7	$\vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0$	19	$\vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0$
8	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0$	20	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_0$
9	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0$	21	$\vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0$
10	$\vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0$	22	$\vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_4 \vec{V}_0$
11	$\vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0$	23	$\vec{V}_0 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_2 \vec{V}_0$
12	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0$	24	$\vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_0$
25	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	28	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$
26	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	29	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$
27	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$	30	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$

Mais uma vez, o ciclo de trabalho de cada vetor aplicado em determinado setor, é calculado utilizando a equação (3.26) juntamente com os dados presentes na Tabela 16, pois esses valores dependem apenas dos vetores de tensão presentes no inversor e do vetor de referência. Os ciclos de trabalho de cada vetor para cada setor podem ser encontrados na Tabela 17.

Tabela 17 – Ciclos de trabalho de cada vetor para cada setor do SV

Setor	Ciclos de Trabalho		
1	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$
2	$D_0 = 1 - \sqrt{6}V_\alpha$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
3	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
4	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$
5	$D_0 = 1 + \sqrt{6}V_\alpha$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
6	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
7	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$
8	$D_0 = 1 + \sqrt{6}V_\alpha$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
9	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
10	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$
11	$D_0 = 1 - \sqrt{6}V_\alpha$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
12	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
13	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$
14	$D_0 = 1 - \sqrt{6}V_\alpha$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
15	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
16	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$
17	$D_0 = 1 + \sqrt{6}V_\alpha$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
18	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
19	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$
20	$D_0 = 1 + \sqrt{6}V_\alpha$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
21	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
22	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$
23	$D_0 = 1 - \sqrt{6}V_\alpha$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
24	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + 3\frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
25	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \sqrt{6}V_\alpha 2 - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$
26	$D_0 = 1 - \sqrt{2}V_\beta$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
27	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
28	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\sqrt{2}V_\beta$
29	$D_0 = 1 + \sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
30	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$

## 4.3 Modulação 3

Para essa técnica de modulação, a divisão setorial será feita com base no índice de modulação, como na seção 4.2, com setores aplicáveis para o índice de modulação inferior a  $2/3$  e setores aplicáveis para o índice de modulação maior ou igual a  $2/3$ . Agora, deseja-se uma variação da tensão de modo comum igual a  $1/3$  do barramento CC sempre quando o índice de modulação for menor que  $2/3$ , para manter uma DHT menor para essa faixa de índice de modulação. Para índices de modulação acima dessa faixa, a tensão de modo comum será constante em  $1/3$  ou  $2/3$  ou terá uma variação de  $1/3$  da tensão de barramento CC, para garantir uma menor corrente de fuga quanto maior for o índice de modulação sem elevar, de forma brusca, a DHT.

Dessa forma, um novo espaço vetorial é traçado e os setores serão delimitados não só pelas retas mas também pela circunferência que delimita o índice de modulação igual a  $2/3$ . Para obter essa variação na amplitude da tensão de modo comum, essa estratégia de modulação propõe a aplicação da técnica 3AVPWM em conjunto com a SVPWM para índice de modulação superior a  $2/3$ . Para índice de modulação menor que  $2/3$ , a SVPWM convencional será aplicada para uma variação de tensão de modo comum igual a  $1/3$  do barramento CC.

### 4.3.1 Escolha e delimitação dos setores

As retas apresentadas na Figura 39 são mais uma vez utilizadas juntamente com a delimitação pela circunferência igual a  $2/3$  para encontrar as regiões em que cada sequência de vetores é aplicada. A delimitação do espaço vetorial pelas suas retas e pela circunferência é exposta na Figura 63. As equações dessas retas são as mesmas encontradas na seção anterior e são expostas novamente na Tabela 18.



Tabela 18 – Equações das retas no espaço vetorial da Figura 63

Reta	Equação	Limite do segmento
$r_1$	0	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_2$	$-\sqrt{3}V_\alpha + \sqrt{2}$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_3$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_4$	$\sqrt{3}V_\alpha + \sqrt{2}$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4$
$r_5$	$-\sqrt{3}V_\alpha - \sqrt{2}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5$
$r_6$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_7$	$\sqrt{3}V_\alpha - \sqrt{2}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_8$	$\sqrt{3}V_\alpha$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_9$	$-\sqrt{3}V_\alpha$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_{10}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_{11}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_4$
$r_{12}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_{13}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_{14}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_{15}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_3$

A partir dessas retas e da circunferência, é possível identificar em qual setor se encontra um vetor de tensão de referência desejado a partir das condições expostas na Tabela 19. Nessa tabela, foram utilizadas as posições nas coordenadas  $\alpha\beta$  do vetor de referência para determinar essas condições.

Tabela 19 – Condições para o vetor de tensão em cada setor

Setor	Condições
1	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\beta} > r_1$
2	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} > r_8$
3	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\beta} > r_1$
4	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_1, V_{ref\beta} > r_8$
5	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\beta} < r_8$
6	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_1, V_{ref\beta} > r_9$
7	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_{15}, V_{ref\beta} > r_1$
8	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\alpha} < r_{10}$
9	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_{11}, V_{ref\beta} > r_8$
10	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} < r_{15}$
11	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\alpha} > r_{13}$
12	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_{11}, V_{ref\beta} > r_1$
13	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_{12}, V_{ref\beta} < r_1$
14	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_8, V_{ref\alpha} > r_{13}$
15	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\beta} > r_{14}$
16	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_{12}, V_{ref\beta} < r_9$
17	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\alpha} < r_{10}$
18	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_{14}, V_{ref\beta} < r_1$
19	$V_{ref\alpha} > r_{10}, V_{ref\beta} < r_2, V_{ref\beta} > r_{15}$
20	$V_{ref\beta} < r_3, V_{ref\beta} > r_{15}, V_{ref\beta} > r_{11}$
21	$V_{ref\alpha} < r_{13}, V_{ref\beta} > r_{11}, V_{ref\beta} < r_4$
22	$V_{ref\alpha} < r_{13}, V_{ref\beta} < r_{12}, V_{ref\beta} > r_5$
23	$V_{ref\beta} < r_{14}, V_{ref\beta} < r_{12}, V_{ref\beta} > r_6$
24	$V_{ref\alpha} > r_{10}, V_{ref\beta} < r_{14}, V_{ref\beta} > r_7$

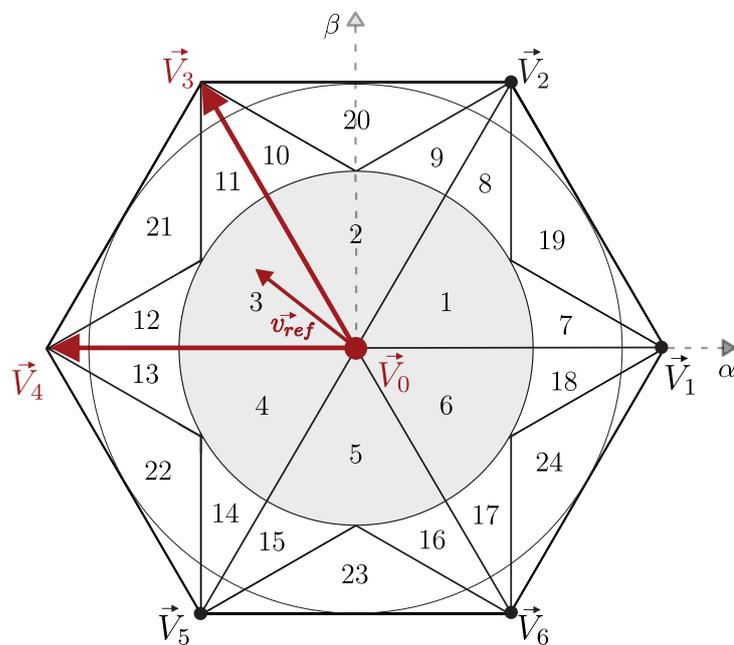
### 4.3.2 Sequência de aplicação dos vetores

A técnica de modulação proposta abrange estratégias para a variação da tensão de modo comum em diferentes situações, dependendo do índice de modulação. Para índices de modulação abaixo de  $2/3$  e acima de  $2/3$ , são aplicadas abordagens distintas. A análise

da sequência de aplicação dos vetores para sintetizar o vetor de tensão de referência em um dado setor é realizada com base nesse índice de modulação. A Figura 62 é dividida em duas regiões sombreadas para análise separada.

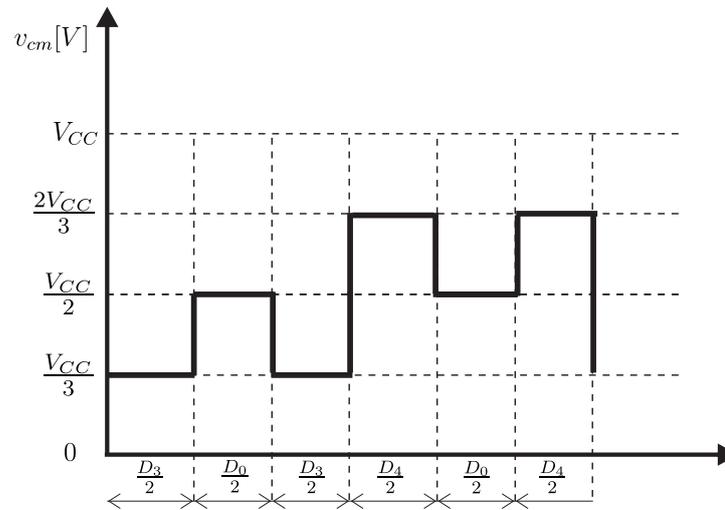
Se o índice de modulação for inferior a  $2/3$ , o vetor de tensão de referência estará entre os setores de 1 a 6 e a técnica SVPWM será aplicada para obter uma magnitude de variação da tensão de modo comum igual a  $1/3$  da tensão do barramento CC. Dessa forma, para emular o vetor de tensão de referência, vetores adjacentes ao de referência são utilizados com o vetor nulo, como visto na Figura 64 onde os vetores  $\vec{V}_3$ ,  $\vec{V}_4$  e  $\vec{V}_0$  são aplicados. Para esse setor, a tensão de modo comum tem uma variação na sua magnitude conforme a Figura 65.

Figura 64 – Vetor de referência no setor 1 para  $m_a < 2/3$



Fonte: o autor

Figura 65 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 1

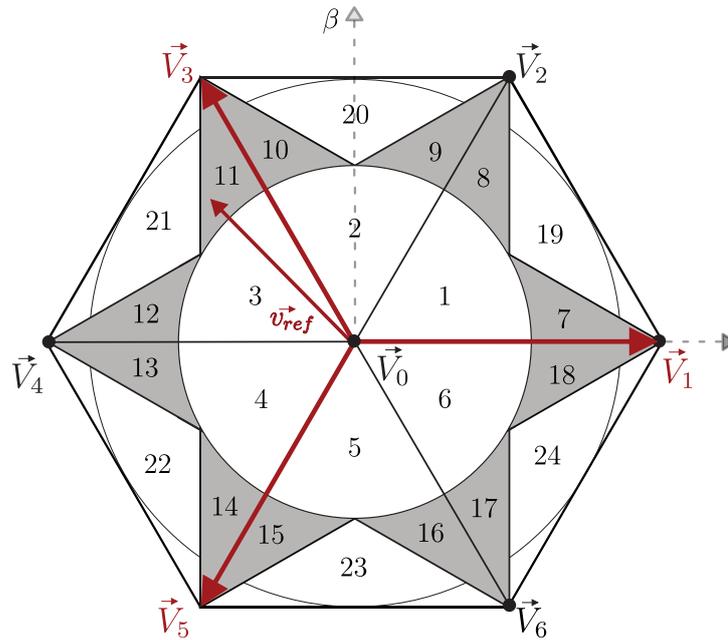


Fonte: o autor

Para um índice de modulação acima de  $2/3$ , a CMV terá variação na magnitude igual  $1/3$  da tensão do barramento CC ou será constante. Caso o vetor de tensão de referência esteja entre os setores de 7 a 21, então a estratégia de modulação aplicada será a 3AVPWM, aplicando 3 vetores de tensão ativos, todos ímpares ou todos pares. Isso implica que sempre serão utilizados os vetores  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_5$  ou os vetores  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_4$  e  $\vec{V}_6$  para sintetizar o vetor de tensão de referência com a mesma tensão de modo comum.

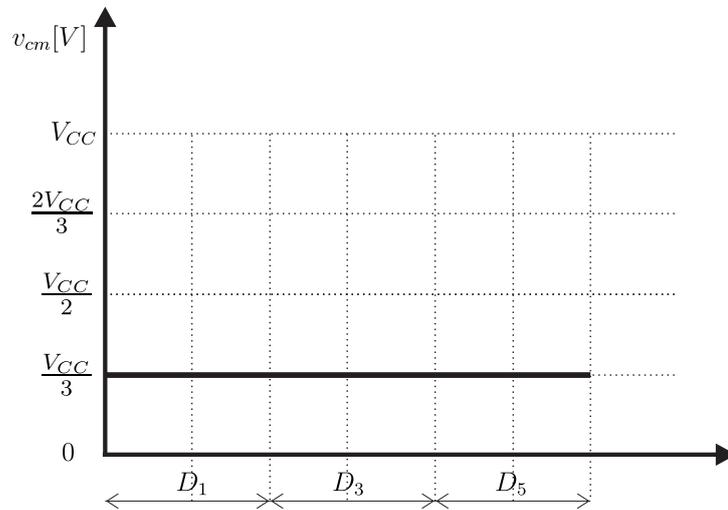
Na Figura 66, para o vetor de referência no setor 11, por exemplo, os vetores  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_5$  são aplicados para sintetizar o vetor de referência, gerando dessa forma uma tensão de modo comum constante em  $2/3$  da tensão do barramento CC, conforme Figura 67.

Figura 66 – Vetor de referência no setor 11 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

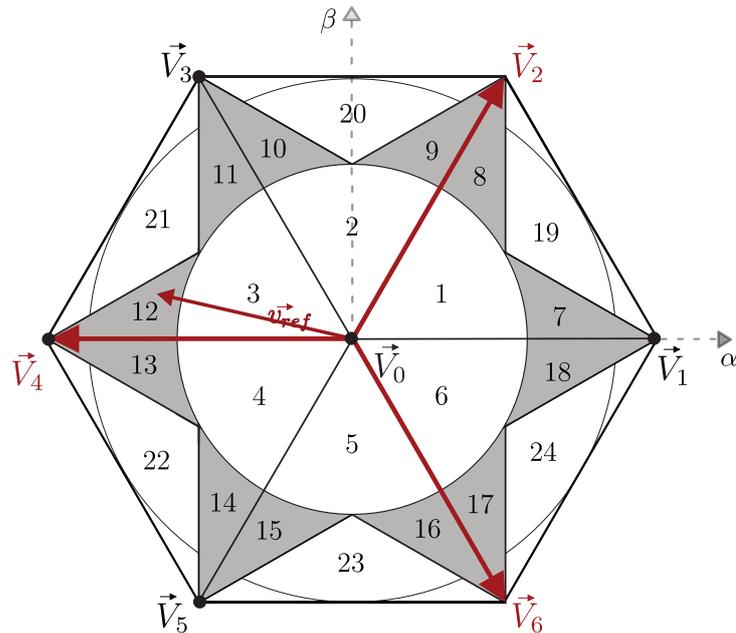
Figura 67 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 11



Fonte: o autor

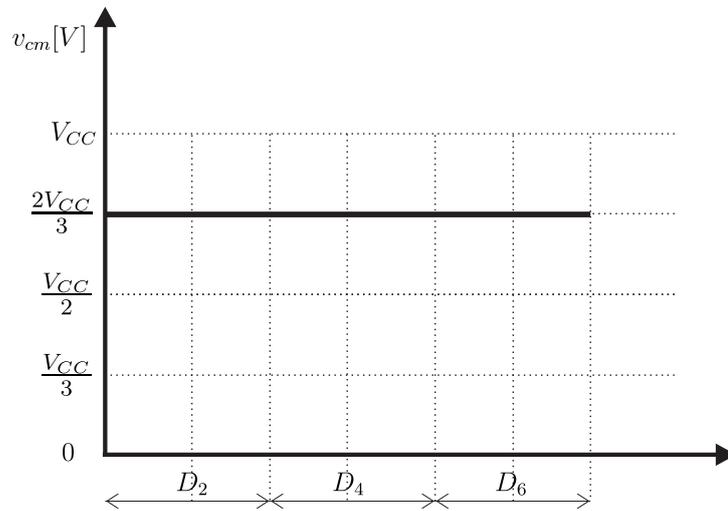
Já na Figura 68, são aplicados os vetores  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_4$  e  $\vec{V}_6$  para sintetizar a tensão de referência que se encontra no setor 12. A tensão de modo comum, para esse setor, também será mantida constante mas com o valor de  $1/3$  da tensão do barramento CC, conforme exibido na Figura 69

Figura 68 – Vetor de referência no setor 12 para  $m_a < 2/3$



Fonte: o autor

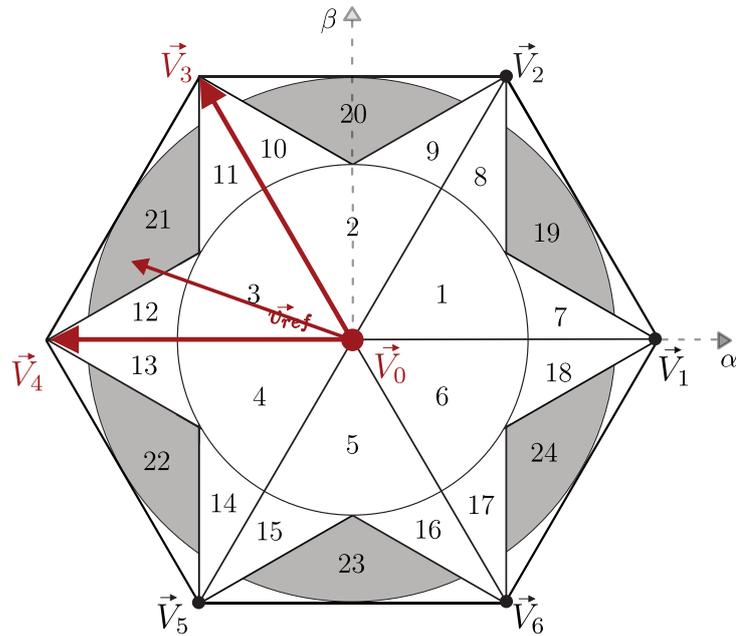
Figura 69 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 12



Fonte: o autor

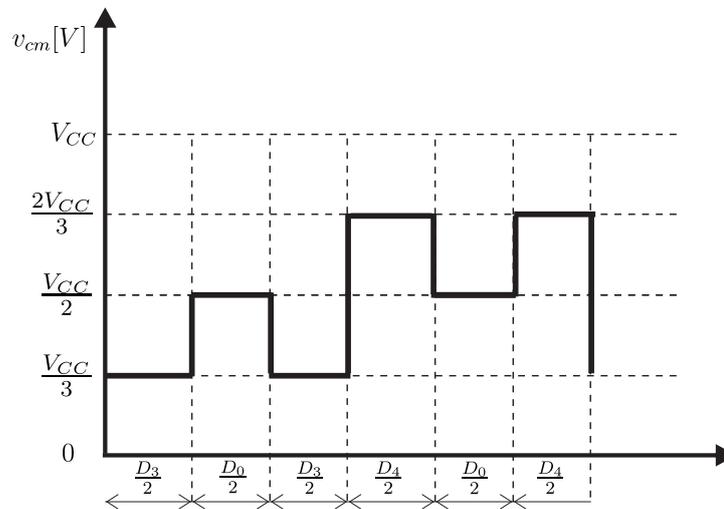
Porém, quando o índice de modulação for maior que  $2/3$  e o vetor de referência estiver entre os setores 19 a 24, o SVPWM tradicional é aplicado para emular o vetor de tensão de referência e a CMV terá uma variação na sua amplitude de  $1/3$  do barramento CC. Para o vetor de referência visto na Figura 70, por exemplo, são aplicados mais uma vez os vetores  $\vec{V}_3$ ,  $\vec{V}_4$  e  $\vec{V}_0$ , gerando, dessa forma, uma variação na tensão de modo comum total de  $V_{CC}/3$ , variando conforme exibido na Figura 71.

Figura 70 – Vetor de referência no setor 21 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

Figura 71 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 1



Fonte: o autor

Na Tabela 20, a escolha dos vetores para sintetizar o vetor da tensão de referência  $V_{ref}$  foi determinada juntamente com a escolha da ordem de comutação, divididas por cada setor em que o vetor de referência se encontra. Para os setores 7 a 18 em que a 3AVPWM será utilizada, o primeiro vetor a ser aplicado sempre é o vetor adjacente ao vetor de tensão de referência e o segundo vetor aplicado será o mais próximo do vetor de referência, cujo espaçamento não ultrapasse  $120^\circ$ . Uma vez que a tensão de modo comum para todos esses vetores serão iguais, cada vetor será aplicado apenas uma única vez pois não haverá condição de simetria na largura de pulso.

Tabela 20 – Sequência de vetores para cada setor do espaço vetorial para Modulação 3.

Setor	Sequência de vetores	Setor	Sequência de vetores
1	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	7	$\vec{V}_1 \vec{V}_3 \vec{V}_5$
2	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	8	$\vec{V}_2 \vec{V}_6 \vec{V}_4$
3	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$	9	$\vec{V}_2 \vec{V}_4 \vec{V}_6$
4	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$	10	$\vec{V}_3 \vec{V}_1 \vec{V}_5$
5	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$	11	$\vec{V}_3 \vec{V}_5 \vec{V}_1$
6	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$	12	$\vec{V}_4 \vec{V}_2 \vec{V}_6$
19	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	13	$\vec{V}_4 \vec{V}_6 \vec{V}_2$
20	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	14	$\vec{V}_5 \vec{V}_3 \vec{V}_1$
21	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$	15	$\vec{V}_5 \vec{V}_1 \vec{V}_3$
22	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$	16	$\vec{V}_6 \vec{V}_4 \vec{V}_2$
23	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$	17	$\vec{V}_6 \vec{V}_2 \vec{V}_4$
24	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$	18	$\vec{V}_1 \vec{V}_5 \vec{V}_3$

Mais uma vez, o ciclo de trabalho de cada vetor aplicado em determinado setor, é calculado utilizando a equação (3.26) juntamente com os dados presentes na Tabela 20, pois esses valores dependem apenas dos vetores de tensão presentes no inversor e do vetor de referência. Os ciclos de trabalho de cada vetor para cada setor podem ser encontrados na Tabela 21.

Tabela 21 – Ciclos de trabalho de cada vetor para cada setor do SV

Setor	Ciclos de Trabalho		
1	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \sqrt{6}V_\alpha 2 - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$
2	$D_0 = 1 - \sqrt{2}V_\beta$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
3	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
4	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\sqrt{2}V_\beta$
5	$D_0 = 1 + \sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
6	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
7	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3} + \frac{1}{3}$	$D_3 = \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_5 = \frac{1}{3} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6}$
8	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_4 = \frac{1}{3} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$
9	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_4 = \frac{1}{3} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$
10	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3} + \frac{1}{3}$	$D_3 = \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_5 = \frac{1}{3} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6}$
11	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3} + \frac{1}{3}$	$D_3 = \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_5 = \frac{1}{3} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6}$
12	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_4 = \frac{1}{3} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$
13	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_4 = \frac{1}{3} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$
14	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3} + \frac{1}{3}$	$D_3 = \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_5 = \frac{1}{3} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6}$
15	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3} + \frac{1}{3}$	$D_3 = \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_5 = \frac{1}{3} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6}$
16	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_4 = \frac{1}{3} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$
17	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_4 = \frac{1}{3} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$
18	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{3} + \frac{1}{3}$	$D_3 = \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} + \frac{1}{3}$	$D_5 = \frac{1}{3} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}} - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{6}$
19	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_1 = \sqrt{6}V_\alpha 2 - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_2 = \sqrt{2}V_\beta$
20	$D_0 = 1 - \sqrt{2}V_\beta$	$D_2 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
21	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_3 = \sqrt{2}V_\beta$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
22	$D_0 = 1 + \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_4 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_5 = -\sqrt{2}V_\beta$
23	$D_0 = 1 + \sqrt{2}V_\beta$	$D_5 = -\frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} - \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$
24	$D_0 = 1 - \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$	$D_6 = -\sqrt{2}V_\beta$	$D_1 = \frac{\sqrt{6}V_\alpha}{2} + \frac{V_\beta}{\sqrt{2}}$

#### 4.4 Modulação 4

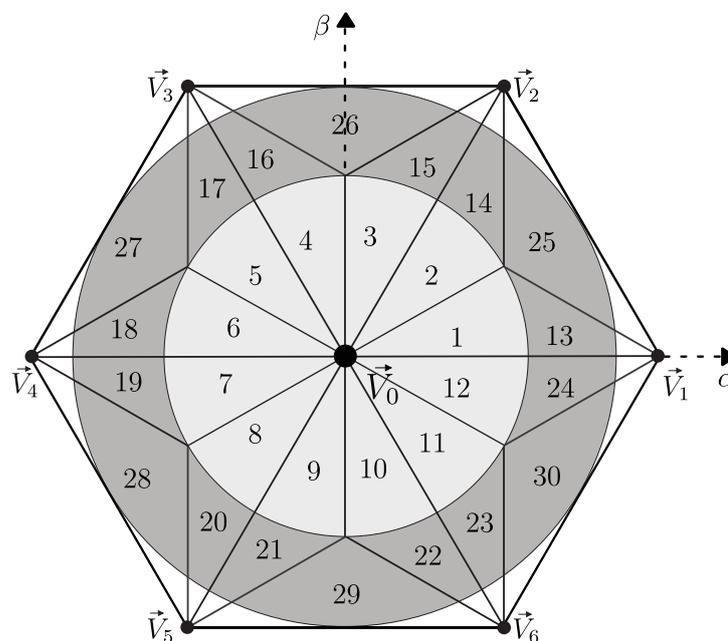
Dividindo os setores da mesma forma como feito na seção 4.2, essa estratégia de modulação propõe a aplicação da técnica 3AVPWM em conjunto com a SVPWM para

índice de modulação superior a  $2/3$  e apenas a técnica 3AVPWM quando o índice de modulação for menor que  $2/3$ . Dessa forma, a variação máxima da amplitude da CMV será de  $1/3$  e a mínima será igual a 0, pois a tensão de modo comum é constante durante a aplicação do 3AVPWM.

#### 4.4.1 Escolha e delimitação dos setores

Para possibilitar a síntese das amplitudes de tensão de modo comum desejadas, sendo ela constante igual a  $1/3$  ou a  $2/3$  do barramento CC ou variando em  $1/3$  entre esses valores, o espaço vetorial será mantido igual ao apresentado na seção 4.3. Esse espaço vetorial é composto por 30 setores como pode ser observado na Figura 72.

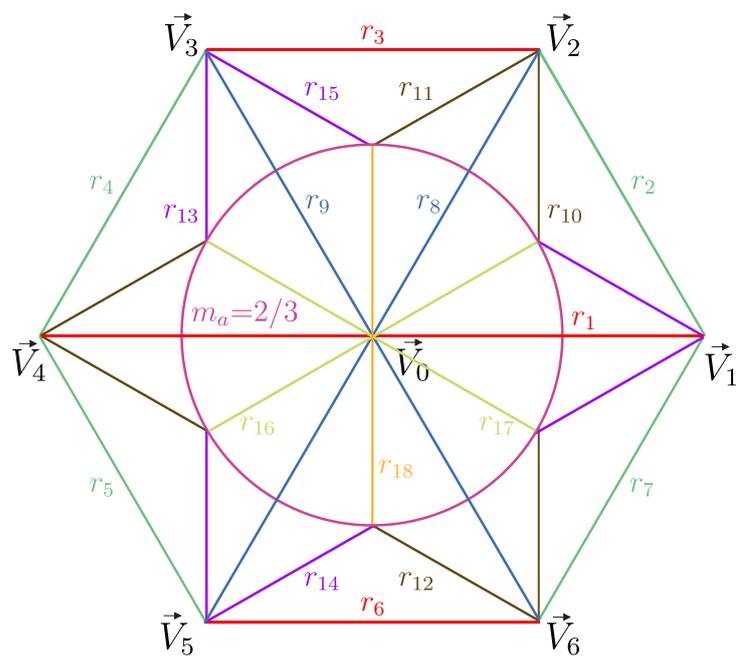
Figura 72 – Espaço vetorial



Fonte: o autor

Uma vez que o espaço vetorial é mantido igual ao da seção 4.3, as retas apresentadas na Figura 72 e a circunferência igual a  $2/3$  continuarão delimitando as regiões de cada setor. As retas e a circunferência de índice de modulação igual a  $2/3$  são apresentadas novamente na Figura 73 e a equação de cada reta está descrita na Tabela 22.

Figura 73 – Identificação dos segmentos de retas



Fonte: o autor

Tabela 22 – Equações das retas no espaço vetorial da Figura 73

Reta	Equação	Limite do segmento
$r_1$	0	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_2$	$-\sqrt{3}V_\alpha + \sqrt{2}$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_3$	$\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_4$	$\sqrt{3}V_\alpha + \sqrt{2}$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_4$
$r_5$	$-\sqrt{3}V_\alpha - \sqrt{2}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5$
$r_6$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_7$	$\sqrt{3}V_\alpha - \sqrt{2}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_8$	$\sqrt{3}V_\alpha$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_9$	$-\sqrt{3}V_\alpha$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_{10}$	$\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_{11}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_4$
$r_{12}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_{13}$	$-\frac{1}{\sqrt{6}}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_{14}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_\alpha - \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_{15}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_\alpha + \frac{\sqrt{2}}{3}$	$\vec{V}_1 \rightarrow \vec{V}_3$
$r_{16}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}V_\alpha$	–
$r_{17}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}V_\alpha$	–
$r_{18}$	$V_\alpha = 0$	–

A partir dessas retas e da circunferência, é possível identificar em qual setor se encontra um vetor de tensão de referência desejado a partir das condições expostas na Tabela 23. Nessa tabela, foram utilizadas as posições nas coordenadas  $\alpha\beta$  do vetor de referência para determinar essas condições.

Tabela 23 – Condições para o vetor de tensão em cada setor

Setor	Condições
1	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_{16}, V_{ref\beta} > r_1$
2	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_{16}, V_{ref\beta} < r_8$
3	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_8, V_{ref\alpha} > r_{18}$
4	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\alpha} < r_{18}$
5	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\beta} > r_{17}$
6	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_{17}, V_{ref\beta} > r_1$
7	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_1, V_{ref\beta} > r_{16}$
8	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_{16}, V_{ref\beta} > r_8$
9	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\alpha} < r_{18}$
10	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\alpha} > r_{18}$
11	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} < r_{17}$
12	$m_a < 2/3, V_{ref\beta} > r_{17}, V_{ref\beta} < r_1$
13	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_{15}, V_{ref\beta} > r_1$
14	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\alpha} < r_{10}$
15	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_{11}, V_{ref\beta} > r_8$
16	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\beta} < r_{15}$
17	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_9, V_{ref\alpha} > r_{13}$
18	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_{11}, V_{ref\beta} > r_1$
19	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_{12}, V_{ref\beta} < r_1$
20	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_8, V_{ref\alpha} > r_{13}$
21	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} < r_8, V_{ref\beta} > r_{14}$
22	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_{12}, V_{ref\beta} < r_9$
23	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_9, V_{ref\alpha} < r_{10}$
24	$m_a > 2/3, V_{ref\beta} > r_{14}, V_{ref\beta} < r_1$
25	$V_{ref\alpha} > r_{10}, V_{ref\beta} < r_2, V_{ref\beta} > r_{15}$
26	$V_{ref\beta} < r_3, V_{ref\beta} > r_{15}, V_{ref\beta} > r_{11}$
27	$V_{ref\alpha} < r_{13}, V_{ref\beta} > r_{11}, V_{ref\beta} < r_4$
28	$V_{ref\alpha} < r_{13}, V_{ref\beta} < r_{12}, V_{ref\beta} > r_5$
29	$V_{ref\beta} < r_{14}, V_{ref\beta} < r_{12}, V_{ref\beta} > r_6$
30	$V_{ref\alpha} > r_{10}, V_{ref\beta} < r_{14}, V_{ref\beta} > r_7$

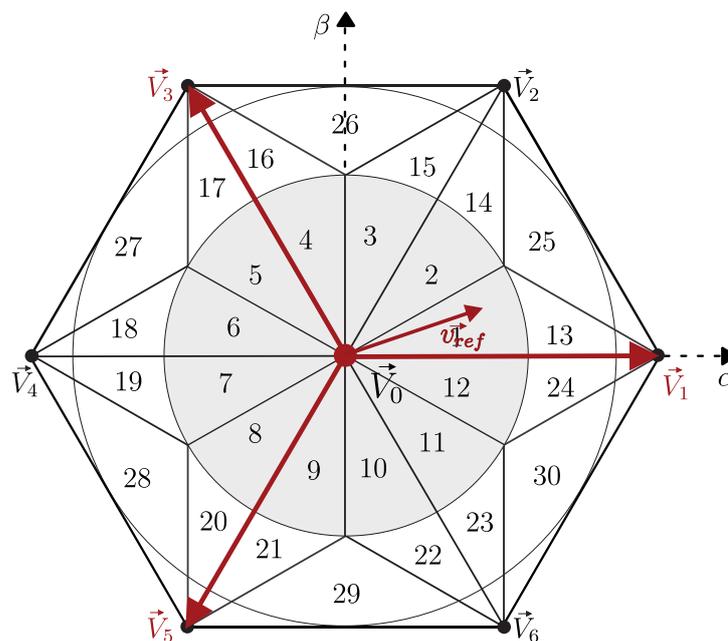
#### 4.4.2 Sequência de aplicação dos vetores

Para a aplicação dessa técnica de modulação, serão utilizadas estratégias distintas para a variação da tensão de modo comum para índices de modulação abaixo de  $2/3$  e acima de  $2/3$ . A análise da sequência de aplicação dos vetores para sintetizar o vetor de tensão de referência em um dado setor é realizada com base nesse índice de modulação. Por esse motivo, a Figura 72 foi dividida em duas regiões sombreadas para análise separada.

Caso o índice de modulação seja menor que  $2/3$ , o vetor de tensão de referência estará entre os setores de 1 a 12, e então será aplicada a estratégia de modulação 3AVPWM, utilizando apenas vetores pares ou ímpares para poder sintetizar esse vetor de referência e gerar uma amplitude de tensão de modo comum constante em  $1/3$  ou  $2/3$  do barramento CC.

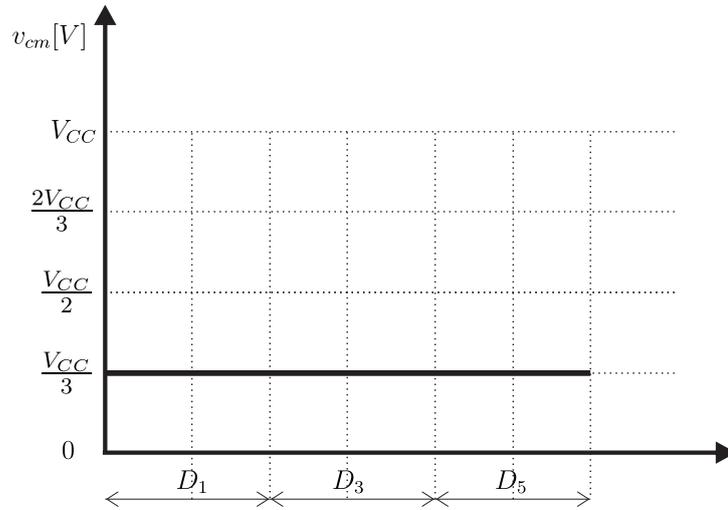
Na Figura 74, para o vetor de referência no setor 1, são utilizados os vetores  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_5$  para emular o vetor de referência e a tensão de modo comum será constante em  $V_{CC}/3$  conforme mostra a Figura 75.

Figura 74 – Vetor de referência no setor 1 para  $m_a < 2/3$



Fonte: o autor

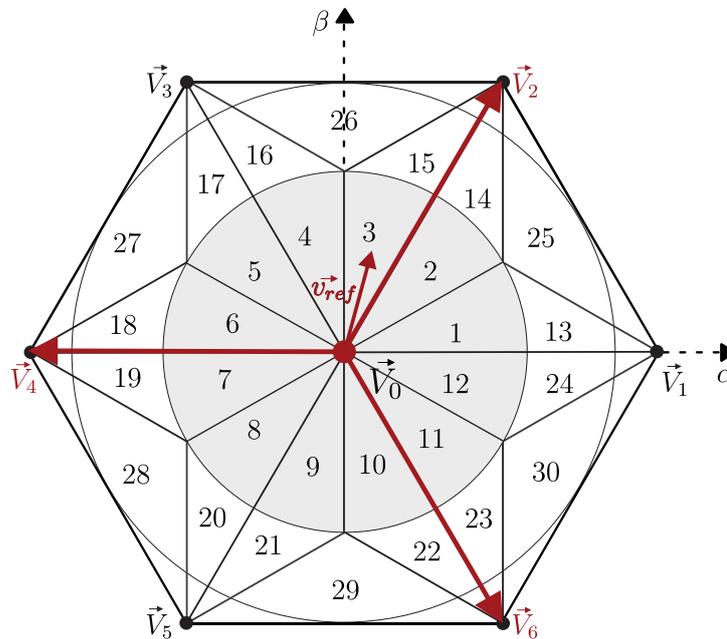
Figura 75 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 1



Fonte: o autor

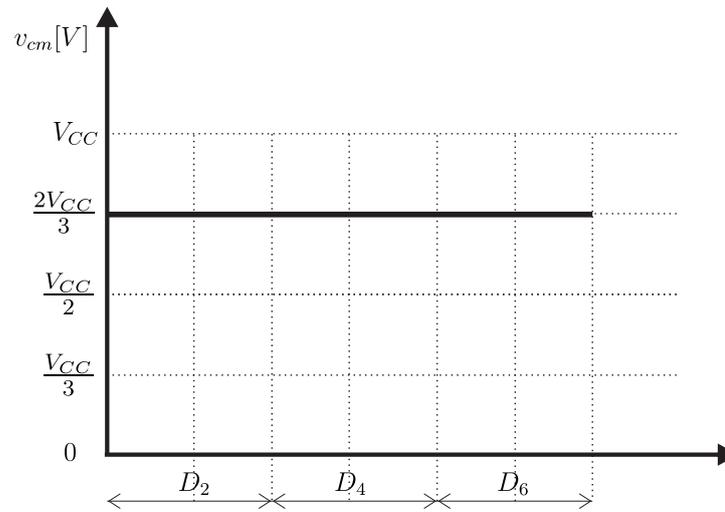
Já na Figura 76, para o vetor de referência no setor 3, são utilizados os vetores  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_4$  e  $\vec{V}_6$  e a tensão de modo comum se mantém constante em  $2V_{CC}/3$ , conforme exibido na Figura 77.

Figura 76 – Vetor de referência no setor 3 para  $m_a < 2/3$



Fonte: o autor

Figura 77 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 3

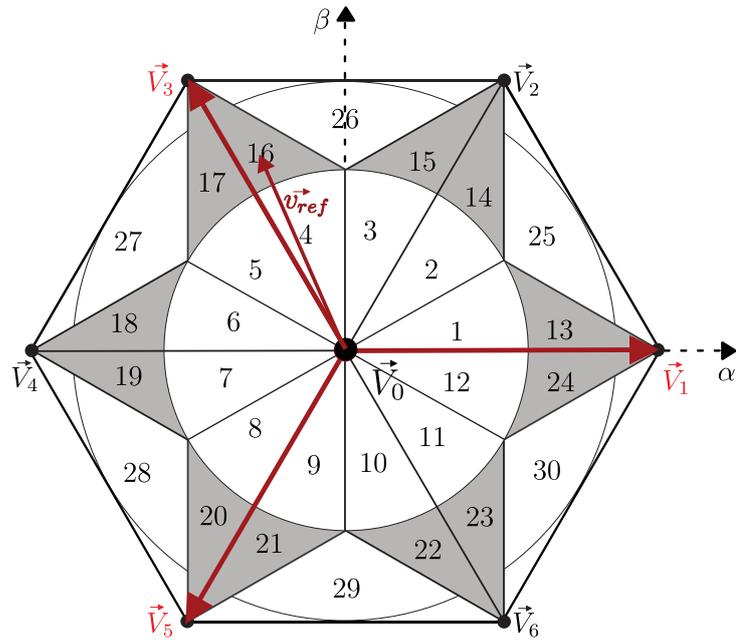


Fonte: o autor

Para um índice de modulação maior que  $2/3$ , a variação da tensão de modo comum será de  $1/3$  da tensão do barramento CC ou será nula, dependendo do setor em que se encontrar o vetor de tensão de referência. Caso esse vetor de referência esteja entre os setores de 13 a 24, então a estratégia de modulação 3AVPWM continuará a ser utilizada para manter a tensão de modo comum constante nos valores de  $1/3$  ou  $2/3$  da tensão do barramento CC.

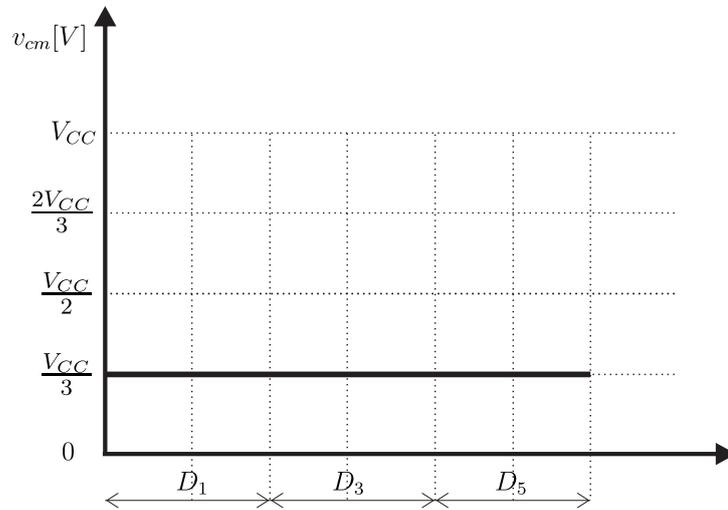
Na Figura 78, para o vetor de referência no setor 16, por exemplo, os vetores  $\vec{V}_1$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_5$  são aplicados para sintetizar o vetor de referência, todos os vetores ativos ímpares que produzem a mesma tensão de modo comum.

Figura 78 – Vetor de referência no setor 16 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

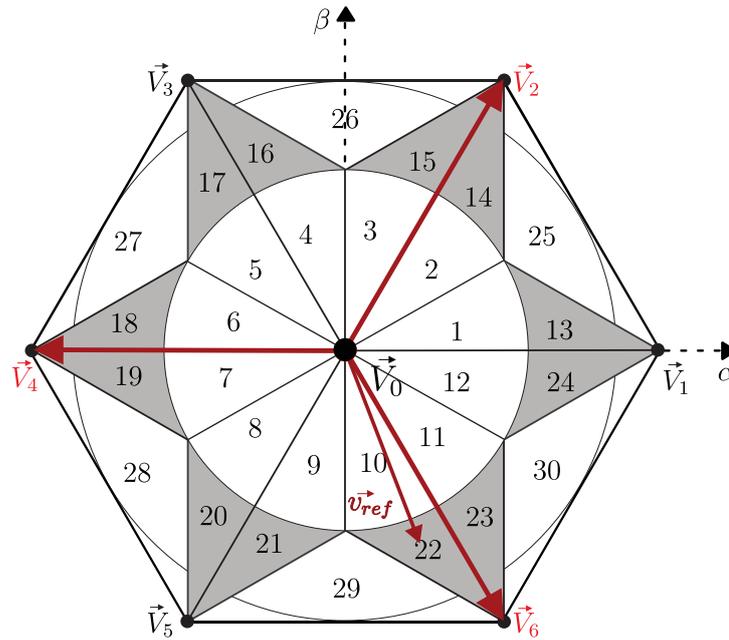
Figura 79 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 16



Fonte: o autor

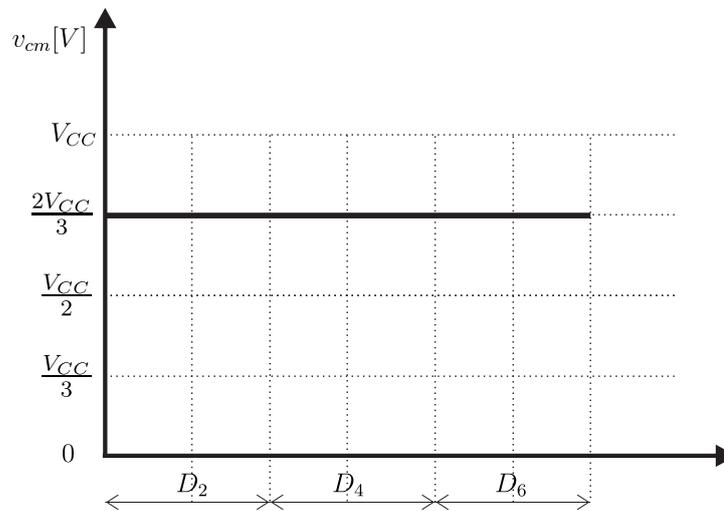
Já na Figura 80, são aplicados os vetores  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_4$  e  $\vec{V}_6$  para sintetizar a tensão de referência que se encontra no setor 22, todos os vetores ativos pares também produzindo a mesma tensão de modo comum.

Figura 80 – Vetor de referência no setor 22 para  $m_a < 2/3$



Fonte: o autor

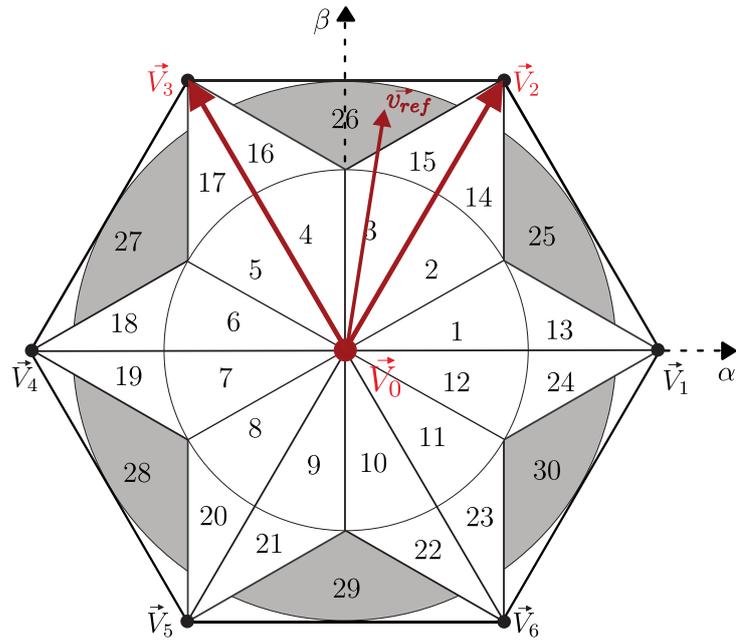
Figura 81 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 22



Fonte: o autor

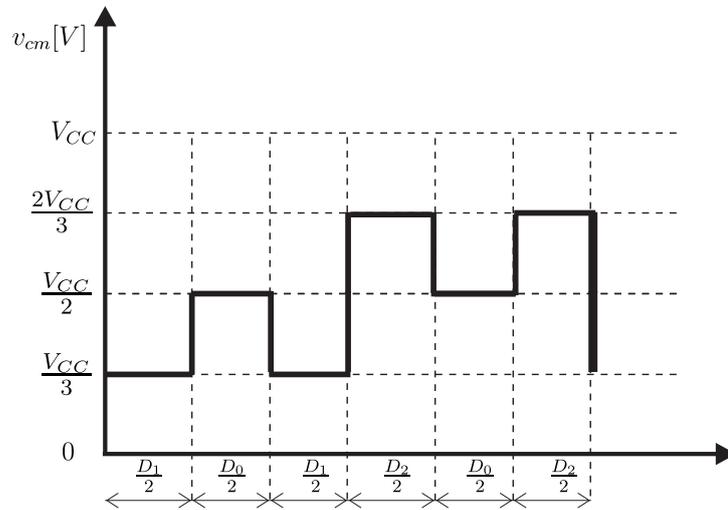
Porém, quando o índice de modulação for maior que  $2/3$  e o vetor de referência estiver entre os setores 25 a 30, o SVPWM tradicional é aplicado para emular o vetor de tensão de referência e a CMV terá uma variação na sua amplitude de um terço do barramento CC. Para o vetor de referência visto na Figura 82, por exemplo, são aplicados os vetores  $\vec{V}_2$ ,  $\vec{V}_3$  e  $\vec{V}_0$ , sendo os vetores ativos adjacentes ao vetor de referência, possuindo tensão de modo comum diferentes, gerando, dessa forma, uma maior variação da sua magnitude. Na Figura 83, é exibida a variação da tensão de modo comum de acordo com a sequência de aplicação dos vetores escolhidos.

Figura 82 – Vetor de referência no setor 26 para  $m_a > 2/3$



Fonte: o autor

Figura 83 – Variação da CMV para o vetor de referência no setor 26



Fonte: o autor

Na Tabela 24, a escolha dos vetores para sintetizar o vetor da tensão de referência  $\vec{V}_{ref}$  para qualquer setor do espaço vetorial, é determinada juntamente com a escolha da ordem de comutação.

Tabela 24 – Sequência de vetores para cada setor do espaço vetorial para Modulação 4.

Setor	Sequência de vetores	Setor	Sequência de vetores
1	$\vec{V}_1 \vec{V}_3 \vec{V}_5$	13	$\vec{V}_1 \vec{V}_3 \vec{V}_5$
2	$\vec{V}_2 \vec{V}_6 \vec{V}_4$	14	$\vec{V}_2 \vec{V}_6 \vec{V}_4$
3	$\vec{V}_2 \vec{V}_4 \vec{V}_6$	15	$\vec{V}_2 \vec{V}_4 \vec{V}_6$
4	$\vec{V}_3 \vec{V}_1 \vec{V}_5$	16	$\vec{V}_3 \vec{V}_1 \vec{V}_5$
5	$\vec{V}_3 \vec{V}_5 \vec{V}_1$	17	$\vec{V}_3 \vec{V}_5 \vec{V}_1$
6	$\vec{V}_4 \vec{V}_2 \vec{V}_6$	18	$\vec{V}_4 \vec{V}_2 \vec{V}_6$
7	$\vec{V}_4 \vec{V}_6 \vec{V}_2$	19	$\vec{V}_4 \vec{V}_6 \vec{V}_2$
8	$\vec{V}_5 \vec{V}_3 \vec{V}_1$	20	$\vec{V}_5 \vec{V}_3 \vec{V}_1$
9	$\vec{V}_5 \vec{V}_1 \vec{V}_3$	21	$\vec{V}_5 \vec{V}_1 \vec{V}_3$
10	$\vec{V}_6 \vec{V}_4 \vec{V}_2$	22	$\vec{V}_6 \vec{V}_4 \vec{V}_2$
11	$\vec{V}_6 \vec{V}_2 \vec{V}_4$	23	$\vec{V}_6 \vec{V}_2 \vec{V}_4$
12	$\vec{V}_1 \vec{V}_5 \vec{V}_3$	24	$\vec{V}_1 \vec{V}_5 \vec{V}_3$
25	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	28	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$
26	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_2 \vec{V}_0 \vec{V}_2$	29	$\vec{V}_5 \vec{V}_0 \vec{V}_5 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$
27	$\vec{V}_3 \vec{V}_0 \vec{V}_3 \vec{V}_4 \vec{V}_0 \vec{V}_4$	30	$\vec{V}_1 \vec{V}_0 \vec{V}_1 \vec{V}_6 \vec{V}_0 \vec{V}_6$

Mais uma vez, o ciclo de trabalho de cada vetor aplicado em determinado setor, é calculado utilizando a equação (3.26) juntamente com os dados presentes na Tabela 24, pois esses valores dependem apenas dos vetores de tensão presentes no inversor e do vetor de referência. Os ciclos de trabalho de cada vetor para cada setor podem ser encontrados na Tabela 25.



## 5 Modelagem do Inversor Trifásico sem Transformador H8

Em um sistema de geração distribuída de energia, o principal objetivo do inversor é o de transferir a potência extraída dos painéis fotovoltaicos para a rede CA, injetando corrente elétrica em cada fase do sistema e entregando potência ativa com qualidade de energia dentro dos limites normativos (IEEE... , 2003).

Para implementar as melhores estratégias de controle do sistema, que realize o controle da corrente injetada na rede, e conseqüentemente da potência ativa entregue à rede, é necessário realizar a análise do comportamento dinâmico de cada elemento da planta. Para tanto, faz-se necessário realizar a modelagem matemática do inversor trifásico conectado à rede elétrica, que permite obter a relação entre a tensão média de saída do conversor e a corrente injetada na rede elétrica através do filtro de saída com o ciclo de trabalho  $d$ .

Para obtenção do modelo, utiliza-se o circuito apresentado na Figura 29. O objetivo é controlar a corrente injetada na rede e assegurar que a amplitude, frequência e taxa de distorção harmônica sigam as exigências do projeto.

Em um sistema equilibrado, cada fase pode ser analisada de forma separada, como três sistemas monofásicos. As equações (3.8) são reescritas como as equações de estado que modelam a planta (5.1).

$$\begin{cases} -v_{ga} - R_a i_a - L_a \frac{di_a}{dt} + v_{aN} - v_{nN} = 0 \\ -v_{gb} - R_b i_b - L_b \frac{di_b}{dt} + v_{bN} - v_{nN} = 0 \\ -v_{gc} - R_c i_c - L_c \frac{di_c}{dt} + v_{cN} - v_{nN} = 0 \end{cases} \quad (5.1)$$

Somando as 3 equações de estado, obtém-se a seguinte relação:

$$\begin{aligned} -(v_{ga} + v_{gb} + v_{gc}) - R(i_a + i_b + i_c) - L \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} \\ + (v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}) - 3v_{nN} = 0 \end{aligned} \quad (5.2)$$

Aplicando as Leis de Kirchhoff das Correntes (LKC) no nó N, tem-se que a soma das correntes que chegam nesse nó deve ser igual a zero. Portanto, utilizando a relação (5.3) obtém-se (5.4):

$$i_a + i_b + i_c = 0 \rightarrow \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} = 0 \quad (5.3)$$

$$v_{nN} = -\frac{(v_{ga} + v_{gb} + v_{gc})}{3} + \frac{(v_{aN} + v_{bN} + v_{cN})}{3} \quad (5.4)$$

Substituindo (5.4) nas equações de estado (5.6) e considerando que os valores das indutâncias e resistências dos filtros são iguais obtém-se:

$$\begin{cases} -Ri_a - L\frac{di_a}{dt} + \frac{(-2v_{ga}+v_{gb}+v_{gc})}{3} + \frac{(2v_{aN}-v_{bN}-v_{cN})}{3} = 0 \\ -Ri_b - L\frac{di_b}{dt} + \frac{(v_{ga}-2v_{gb}+v_{gc})}{3} + \frac{(-v_{aN}+2v_{bN}-v_{cN})}{3} = 0 \\ -Ri_c - L\frac{di_c}{dt} + \frac{(v_{ga}+v_{gb}-2v_{gc})}{3} + \frac{(-v_{aN}-v_{bN}+2v_{cN})}{3} = 0 \end{cases} \quad (5.5)$$

Rearranjando:

$$\begin{cases} L\frac{di_a}{dt} = -Ri_a - \frac{(2v_{ga}-v_{gb}-v_{gc})}{3} - \frac{(-2v_{aN}+v_{bN}+v_{cN})}{3} \\ L\frac{di_b}{dt} = -Ri_b - \frac{(-v_{ga}+2v_{gb}-v_{gc})}{3} - \frac{(v_{aN}-2v_{bN}+v_{cN})}{3} \\ L\frac{di_c}{dt} = -Ri_c - \frac{(-v_{ga}-v_{gb}+2v_{gc})}{3} - \frac{(v_{aN}+v_{bN}-2v_{cN})}{3} \end{cases} \quad (5.6)$$

Expressando na forma matricial:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} \quad (5.7)$$

Para obtenção do modelo do conversor visto do lado CA, considera-se a tensão de entrada como uma constante com valor  $V_0$ . Em um período de comutação a tensão média em cada braço assumirá valores iguais a  $\frac{V_0}{2}$  ou  $-\frac{V_0}{2}$ , a depender do estado da chave superior do braço. Por exemplo, quando a chave  $S_{a1}$  estiver fechada, a tensão média do braço será igual a  $\frac{V_0}{2}$ . Já quando essa mesma chave estiver aberta, a tensão média do braço 1 será igual  $-\frac{V_0}{2}$ . Por tanto, é possível obter o valor das tensões em cada braço a partir do modelo médio das chaves, com  $D_x = 1$  quando a chave superior do braço estiver fechada e  $D_x = 0$  quando essa chave estiver aberta e  $x$  o braço em que a tensão está sendo medida ( $x = a, b, c$ ).

$$\begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} = V_0 \begin{bmatrix} (d_a - \frac{1}{2}) \\ (d_b - \frac{1}{2}) \\ (d_c - \frac{1}{2}) \end{bmatrix} \quad (5.8)$$

Substituindo essa relação (5.8) em (5.7):

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{V_0}{3L} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} (d_a - \frac{1}{2}) \\ (d_b - \frac{1}{2}) \\ (d_c - \frac{1}{2}) \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} \quad (5.9)$$

Simplificando (5.9), chega-se na expressão:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_a}{dt} \\ \frac{di_b}{dt} \\ \frac{di_c}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} - \frac{V_0}{3L} \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} \quad (5.10)$$

É possível obter a expressão vetorial do modelo médio do inversor trifásico no lado CA, definindo os seguintes vetores:

$$i_{abc} = \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad d_{abc} = \begin{bmatrix} d_a \\ d_b \\ d_c \end{bmatrix} \quad v_{abc} = \begin{bmatrix} v_{ga} \\ v_{gb} \\ v_{gc} \end{bmatrix} \quad (5.11)$$

Dessa forma, é possível obter a expressão vetorial do modelo médio do inversor trifásico no lado CA (5.12).

$$\frac{di_{abc}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{abc} - \frac{V_0}{3L}Ad_{abc} - \frac{1}{3L}Bv_{abc} \quad (5.12)$$

Onde,

$$A = \begin{bmatrix} -2 & 1 & 1 \\ 1 & -2 & 1 \\ 1 & 1 & -2 \end{bmatrix} \quad B = \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \quad (5.13)$$

Devido à complexidade do modelo médio do inversor trifásico, obtido em (5.12), é adotada uma técnica de controle na parte CA do sistema em que os controladores atuam não nas variáveis do sistema no plano  $abc$ , mas em variáveis fictícias associadas às variáveis reais. Essa abordagem de controle transforma o sistema real com referencial estático em um sistema caracterizado por duas variáveis em um vetor rotativo (BARBI, 2015). Esse processo simplifica o conjunto de equações, reduzindo assim a complexidade da modelagem. Essa abordagem facilita a análise dos pontos de operação do sistema e diminui o número de controladores utilizados, pois, agora, apenas 2 variáveis devem ser controladas, ao invés de 3 (corrente em cada fase).

Para atender às condições previamente mencionadas, o modelo apresentado em (5.12) é transformado no sistema de coordenadas  $\alpha\beta$  para criar um sistema bifásico, ortogonal e estacionário, utilizando a transformada de Clarke. Através desse sistema de coordenadas  $\alpha\beta$ , o sistema é novamente convertido, desta vez em um sistema de dois vetores ortogonais girando em sincronia com a frequência da rede (eixos d e q). Esse novo sistema de coordenadas, denominado  $dq$ , é obtido por meio da transformada de Park. Esta forma de controle pode ser utilizada em conjunto com a modulação vetorial, pois ambas utilizam a transformação para o eixo de coordenadas  $\alpha\beta$ .

Para transformação do sistema  $abc$  para as coordenadas  $\alpha\beta$ , utiliza-se a transformação vista em (5.14).

$$M_{\alpha\beta} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (5.14)$$

Para garantir que a potência seja invariante, a transformada deve ser ortogonal, ou seja, a matriz inversa corresponde à sua transposta.

$$M_{\alpha\beta}^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5.15)$$

Para transformação do sistema  $\alpha\beta$ , para as coordenadas  $dq$ , utiliza-se a transformação em (5.16), onde  $\theta = \omega t$ .

$$M_{dq} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) \\ 0 & \text{sen}(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \quad (5.16)$$

Da mesma forma que a transformação de Clarke, para garantir que a potência seja invariante, a transformada de Park deve ser ortogonal.

$$M_{dq}^{-1} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \text{sen}(\theta) & 0 \\ -\text{sen}(\theta) & \cos(\theta) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.17)$$

Os eixos girantes  $dq$  podem estar sincronizados com diferentes vetores, a depender da aplicação. Para inversores trifásicos, é usual alinhar o eixo d com o vetor de referência das tensões de entrada.

No sistema trifásico de coordenadas  $abc$ , tem-se:

$$\frac{di_{abc}}{dt} = -\frac{R}{L}i_{abc} - \frac{V_0}{3L}Ad_{abc} - \frac{1}{3L}Bv_{abc} \quad (5.18)$$

A transformação para o sistema de coordenadas síncronos  $dq$  pode ser realizada através das matrizes de transformação:

- Transformação das coordenadas  $\alpha\beta$  para  $dq$ :

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = M_{dq}^{-1} \begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} \quad (5.19)$$

- Transformação das coordenadas  $abc$  para  $\alpha\beta$ :

$$\begin{bmatrix} F_\alpha \\ F_\beta \\ F_0 \end{bmatrix} = M_{\alpha\beta}^{-1} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (5.20)$$

- Transformação das coordenadas  $abc$  para  $dq$ :

$$\begin{bmatrix} F_d \\ F_q \\ F_0 \end{bmatrix} = M^{-1} \begin{bmatrix} F_a \\ F_b \\ F_c \end{bmatrix} \quad (5.21)$$

Onde,

$$M^{-1} = M_{dq}^{-1} M_{\alpha\beta}^{-1} \quad (5.22)$$

A partir das matrizes (5.15) e (5.17), encontra-se a matriz inversa da transformação direta das coordenadas  $abc$  para  $dq$ , expressa em (5.23).

$$M^{-1} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos(\theta - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ -\text{sen}(\theta) & -\text{sen}(\theta - \frac{2\pi}{3}) & -\text{sen}(\theta + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} & \frac{1}{\sqrt{2}} \end{bmatrix} \quad (5.23)$$

Dessa forma, a transformada direta aplicada ao vetores de tensão, corrente e razão cíclica das matrizes (5.10) é definida por:

$$\begin{aligned} i_{dq} &= M^{-1}i_{abc} \rightarrow i_{abc} = Mi_{dq} \\ d_{dq} &= M^{-1}d_{abc} \rightarrow d_{abc} = Md_{dq} \\ v_{dq} &= M^{-1}v_{abc} \rightarrow v_{abc} = Mv_{dq} \end{aligned} \quad (5.24)$$

Substituindo estas transformações na expressão vetorial do modelo médio no sistema abc (5.12), obtém-se o modelo médio no sistema de coordenadas dq:

$$M \frac{di_{dq}}{dt} = -\frac{R}{L} M i_{dq} - \frac{dM}{dt} i_{dq} - \frac{V_0}{3L} A M d_{dq} - \frac{1}{3L} B M v_{dq} \quad (5.25)$$

Simplificando a equação acima, dividindo-a pela matriz M, tem-se:

$$\frac{di_{dq}}{dt} = -\frac{R}{L} M^{-1} M i_{dq} - M^{-1} \frac{dM}{dt} i_{dq} - \frac{V_0}{3L} M^{-1} A M d_{dq} - \frac{1}{3L} M^{-1} B M v_{dq} \quad (5.26)$$

Resolvendo os produtos das matrizes  $M^{-1}M$ ,  $M^{-1}\frac{dM}{dt}$ ,  $M^{-1}AM$  e  $M^{-1}BM$ , com  $\theta = \omega t$ , tem-se:

$$M^{-1}M = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (5.27)$$

$$M^{-1} \frac{dM}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.28)$$

$$M^{-1}AM = \begin{bmatrix} -3 & 0 & 0 \\ 0 & -3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.29)$$

$$M^{-1}BM = \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \quad (5.30)$$

Substituindo esses resultados no modelo médio dq obtido em (5.26), tem-se:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_0}{dt} \end{bmatrix} = -\frac{R}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} - \frac{V_0}{3L} \begin{bmatrix} -3 & 0 & 0 \\ 0 & -3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} - \frac{1}{3L} \begin{bmatrix} 3 & 0 & 0 \\ 0 & 3 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (5.31)$$

O modelo médio final do inversor trifásico do lado CA, no sistema de coordenadas dq0, é definida pela seguinte expressão:

$$\begin{bmatrix} \frac{di_d}{dt} \\ \frac{di_q}{dt} \\ \frac{di_0}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L} & \omega & 0 \\ -\omega & -\frac{R}{L} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} - \frac{V_0}{L} \begin{bmatrix} -1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_d \\ d_q \\ d_0 \end{bmatrix} - \frac{1}{L} \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (5.32)$$

Uma vez que o sistema é assumido equilibrado, a componente 0 da transformada dq é nula, já que o sistema final possui apenas duas coordenadas, o modelo médio do inversor trifásico pode ser representado apenas por suas variáveis dq:

$$\frac{di_d}{dt} = -\frac{R}{L}i_d + \omega i_q + \frac{V_0}{L}d_d - \frac{1}{L}v_d \quad (5.33)$$

$$\frac{di_q}{dt} = -\frac{R}{L}i_q - \omega i_d + \frac{V_0}{L}d_q - \frac{1}{L}v_q \quad (5.34)$$

Ou ainda:

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L\omega i_q + V_0d_d - v_d \quad (5.35)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - L\omega i_d + V_0d_q - v_q$$

Em (5.35),  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes injetadas na rede,  $V_0d_d$  e  $V_0d_q$  são as tensões de saída do inversor e  $v_d$  e  $v_q$  são as tensões de rede nas coordenadas dq. A frequência  $\omega$  é a frequência do sistema.

Analisando (5.35), torna-se claro que a corrente CA injetada na rede pode ser controlada a partir da regulagem da tensão de saída do inversor. Entretanto, as correntes de saída nas coordenadas dq são acopladas, levando a um sistema mais complexo, do ponto de vista do controle. Além disso, a tensão de carga também tem um influência na dinâmica de controle (ZHOU et al., 2017). Portanto, as referências de tensão de saída do inversor  $V_0d_d$  e  $V_0d_q$  são modificadas adicionando um termo de desacoplamento e uma tensão de alimentação como:

$$\begin{cases} \hat{v}_{d1} = v_{d1} + L\omega i_q - v_d \\ \hat{v}_{q1} = v_{q1} - L\omega i_d - v_q \end{cases} \quad (5.36)$$

onde  $\hat{v}_{d1} = V_0d_d$  e  $\hat{v}_{q1} = V_0d_q$ . O modelo da corrente após a modificação pode ser reescrito como:

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + \hat{v}_{d1} \quad (5.37)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + \hat{v}_{q1}$$

onde as correntes injetadas na rede nas coordenadas dq são desacopladas. Uma vez que as equações apresentadas em (5.37) são idênticas, a análise de apenas uma única coordenada é suficiente pois possuem a mesma dinâmica. Dessa forma, a função de transferência que relaciona a corrente injetada na rede com a tensão de saída do inversor é definida por:

$$\frac{i_d(s)}{\hat{v}_{d1}(s)} = \frac{i_q(s)}{\hat{v}_{q1}(s)} = \frac{1}{Ls + R} \quad (5.38)$$

A partir de (5.35), é possível também obter as funções de transferências das correntes em função das razões cíclicas. Para tanto, são incluídas perturbações nas razões cíclicas que resultarão em perturbações nas correntes, como descrito abaixo:

$$\begin{cases} i_d = I_d + \hat{i}_d \\ i_q = I_q + \hat{i}_q \end{cases} \quad (5.39)$$

$$\begin{cases} d_d = D_d + \hat{d}_d \\ d_q = D_q + \hat{d}_q \end{cases} \quad (5.40)$$

Dessa forma, tem-se:

$$L \frac{d(I_d + \hat{i}_d)}{dt} = -R(I_d + \hat{i}_d) + L\omega(I_q + \hat{i}_q) + V_0(D_d + \hat{d}_d) - v_d \quad (5.41)$$

$$L \frac{d(I_q + \hat{i}_q)}{dt} = -R(I_q + \hat{i}_q) - L\omega(I_d + \hat{i}_d) + V_0(D_q + \hat{d}_q) - v_q \quad (5.42)$$

Cancelando os termos CC e desprezando os CA de segunda ordem:

$$L \frac{d\hat{i}_d}{dt} = -R\hat{i}_d + L\omega\hat{i}_q + V_0\hat{d}_d \quad (5.43)$$

$$L \frac{d\hat{i}_q}{dt} = -R\hat{i}_q - L\omega\hat{i}_d + V_0\hat{d}_q \quad (5.44)$$

Aplicando a transformada de Laplace:

$$sL\hat{i}_d(s) = -R\hat{i}_d(s) + L\omega\hat{i}_q(s) + V_0\hat{d}_d(s) \quad (5.45)$$

$$sL\hat{i}_q(s) = -R\hat{i}_q(s) - L\omega\hat{i}_d(s) + V_0\hat{d}_q(s) \quad (5.46)$$

De acordo com (5.45) e (5.46), percebe-se que existe um acoplamento entre as variáveis de eixo direto (d) e de quadratura (q). Observando a equação diferencial de eixo direto, esta não depende somente da sua razão cíclica, mas também depende da corrente de eixo de quadratura. Para evitar o acoplamento, uma nova razão cíclica foi definida para realizar o desacoplamento das variáveis. Neste caso,

$$\begin{cases} d'_d = d_d + \frac{L\omega i_q}{V_0} \\ d'_q = d_q - \frac{L\omega i_d}{V_0} \end{cases}$$

Isolando os termos  $d_d$  e  $d_q$ :

$$\begin{cases} d_d = d'_d - \frac{L\omega i_q}{V_0} \\ d_q = d'_q + \frac{L\omega i_d}{V_0} \end{cases}$$

Substituindo no modelo dq:

$$L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + L\omega i_q + V_0 \left( d_d - \frac{L\omega i_q}{V_0} \right) - v_d \rightarrow L \frac{di_d}{dt} = -Ri_d + V_0 d'_d - v_d \quad (5.47)$$

$$L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q - L\omega i_d + V_0 \left( d_q + \frac{L\omega i_d}{V_0} \right) - v_q \rightarrow L \frac{di_q}{dt} = -Ri_q + V_0 d'_q - v_q \quad (5.48)$$

Uma vez que (5.47) e (5.48) são desacopladas, é possível incluir novas perturbações nas razões cíclicas em torno do ponto de operação que resultam em perturbações nas correntes, para obter a função de transferência que relaciona a corrente injetada com a razão cíclica.

$$\begin{cases} i_d = I_d + \hat{i}_d \\ i_q = I_q + \hat{i}_q \end{cases} \quad (5.49)$$

$$\begin{cases} d'_d = D'_d + \hat{d}'_d \\ d'_q = D'_q + \hat{d}'_q \end{cases} \quad (5.50)$$

Logo:

$$L \frac{d(I_d + \hat{i}_d)}{dt} = -R(I_d + \hat{i}_d) + V_0(D'_d + \hat{d}'_d) - v_d \quad (5.51)$$

$$L \frac{d(I_q + \hat{i}_q)}{dt} = -R(I_q + \hat{i}_q) + V_0(D'_q + \hat{d}'_q) - v_q \quad (5.52)$$

Cancelando os termos CC e desprezando os CA de segunda ordem:

$$L \frac{\hat{i}_d}{dt} = -R\hat{i}_d + V_0\hat{d}'_d \quad (5.53)$$

$$L \frac{\hat{i}_q}{dt} = -R\hat{i}_q + V_0\hat{d}'_q \quad (5.54)$$

Aplicando a transformada de Laplace:

$$sL\hat{i}_d(s) = -R\hat{i}_d(s) + V_0\hat{d}'_d(s) \quad (5.55)$$

$$sL\hat{i}_q(s) = -R\hat{i}_q(s) + V_0\hat{d}'_q(s) \quad (5.56)$$

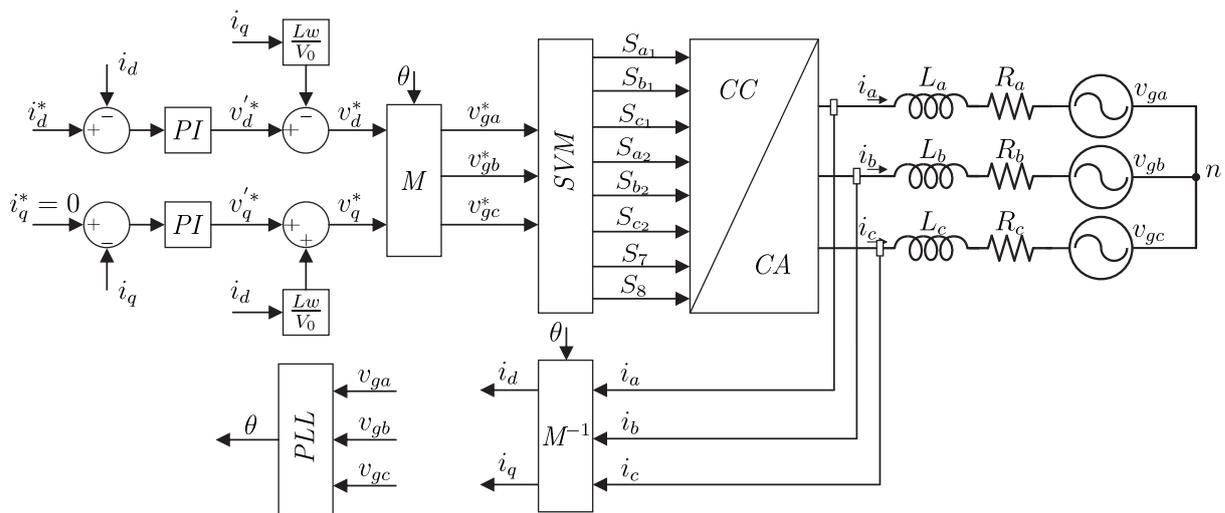
Dessa forma, obtém-se as funções de transferência das corrente em função das razões cíclicas:

$$\frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}'_d(s)} = \frac{V_0}{R(1 + s\frac{L}{R})} \quad (5.57)$$
$$\frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}'_q(s)} = \frac{V_0}{R(1 + s\frac{L}{R})}$$

## 6 Estratégia de controle do inversor trifásico

A fim de assegurar o controle adequado da corrente injetada na rede a qual o inversor trifásico está conectado e, conseqüentemente, do fluxo de potência ativa e reativa do sistema, optou-se pela escolha do sistema de controle esquematizado na Figura 84. Para assegurar a entrega da potência ativa de acordo com os limites normativos, o sistema tem como objetivo o controle das correntes injetadas em cada fase da rede, a partir de uma dada referência. Para fins práticos, foi utilizada uma fonte de tensão constante e escolhido um valor de referência. O esquema exhibe o controlador utilizado em conjunto com a modulação vetorial e com as transformações entre os sistemas de coordenadas utilizados para cada função.

Figura 84 – Esquema de controle vetorial



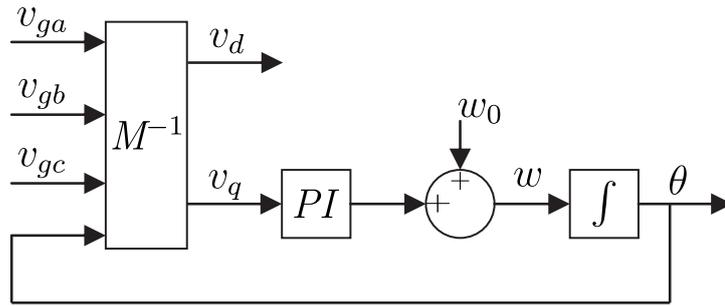
Fonte: o autor

Nesse esquema, o bloco PLL é um bloco responsável por extrair o ângulo da rede trifásica. Esse ângulo é necessário para transformada das coordenadas  $dq$  para as coordenadas  $abc$ , que são utilizadas para a aplicação da modulação vetorial. O interior desse bloco é visto na Figura 85 e é composto por uma transformada  $abc$  para  $dq$  e um controlador PI para controlar a tensão  $v_q$  e extrair a frequência angular da rede:

A malha de controle da corrente exibida na Figura 84 pode ser simplificada pelo seguinte diagrama de blocos do controle em cascata para cada corrente a ser controlada:

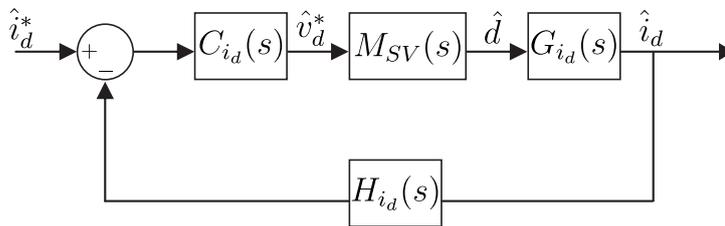
As referências de corrente  $\hat{i}_d^*$  e  $\hat{i}_q^*$  são comparadas com o valor instantâneo de  $i_d$  e  $i_q$ , a partir da transformação nas coordenadas  $dq$  das correntes trifásicas lidas na rede, e o erro é enviado para o controlador. O controlador tem a função de gerar uma referência da tensão de saída  $v_d$  ou  $v_q$  para o modulador espacial vetorial, cuja função de transferência é

Figura 85 – Bloco PLL



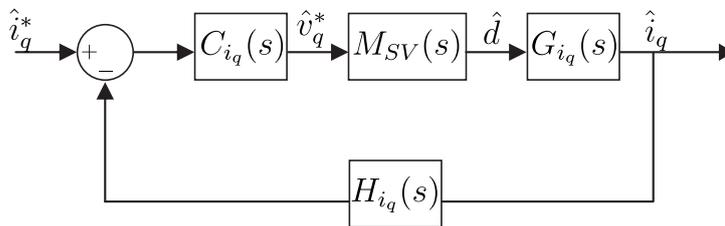
Fonte: o autor

Figura 86 – Controle em cascata para a corrente  $i_d$



Fonte: o autor

Figura 87 – Controle em cascata para a corrente  $i_q$



Fonte: o autor

dada por  $M_{SV}(s)$ . O modulador gera uma referência de razão cíclica  $\hat{d}$  para o inversor, que resulta em uma corrente  $\hat{i}_d$  ou  $\hat{i}_q$  ao passar pela planta de corrente  $G_{i_d}(s)$  e  $G_{i_q}(s)$ , como mostra (6.1) e (6.2).

$$G_{i_d}(s) = \frac{\hat{i}_d(s)}{\hat{d}'_d(s)} = \frac{V_0}{R(1 + s\frac{L}{R})} \quad (6.1)$$

$$G_{i_q}(s) = \frac{\hat{i}_q(s)}{\hat{d}'_q(s)} = \frac{V_0}{R(1 + s\frac{L}{R})} \quad (6.2)$$

Uma vez que a função de transferência para ambas as correntes em função de sua razão cíclica é a mesma, o projeto será feito apenas uma única vez e utilizado os mesmos ganhos para os controladores de ambas as malhas. Os valores estabelecidos para os parâmetros de projeto se encontram na Tabela 26.

Tabela 26 – Parâmetros de projeto utilizados.

$m_a$	$V_{dc}$	$v_a, v_b, v_c$	$f_{sw}$	$f_o$	$C_1, C_2$	$C_{PV}$	$L$	$R$	$R_g$
	[V]	[V <sub>rms</sub> ]	[kHz]	[Hz]	[mF]	[nF]	[mH]	[Ω]	[Ω]
0,83	400	127	15	60	2	100	5	0.5	12

É possível fazer com que o bloco  $M_{SV}(s)$ , função de transferência da modulação, seja enxergado apenas como um ganho unitário e as complexas dinâmicas transitórias, impostas pelo chaveamento, possam ser excluídas da modelagem. Para tanto, é necessário que a frequência de cruzamento de ganho seja de 5 a 10 vezes menor que a frequência de chaveamento, fazendo com que a malha de corrente enxergue o funcionamento da planta apenas no seu comportamento médio, o que facilita o projeto do controlador da malha de corrente. Assim, foi escolhida a frequência de chaveamento de  $f_s = 15kHz$  e utilizada uma frequência de corte 10 vezes menor que a frequência de chaveamento, em  $f_c = 1,5kHz$ .

Pelo diagrama de blocos presente na Figura 86, para a modulante sendo um ganho unitário, a função de transferência da malha aberta de corrente, sem o controlador, pode ser determinada como em (6.3), com os valores da Tabela 26.

$$G_{id}(s) = \frac{V_0}{R(1 + s\frac{L}{R})} = \frac{80000}{s + 100} \quad (6.3)$$

A partir dessa função de transferência, foram obtidos os gráficos das respostas em frequência e ao degrau unitário, para que seja possível realizar as devidas análises e considerações para o projeto do controlador.

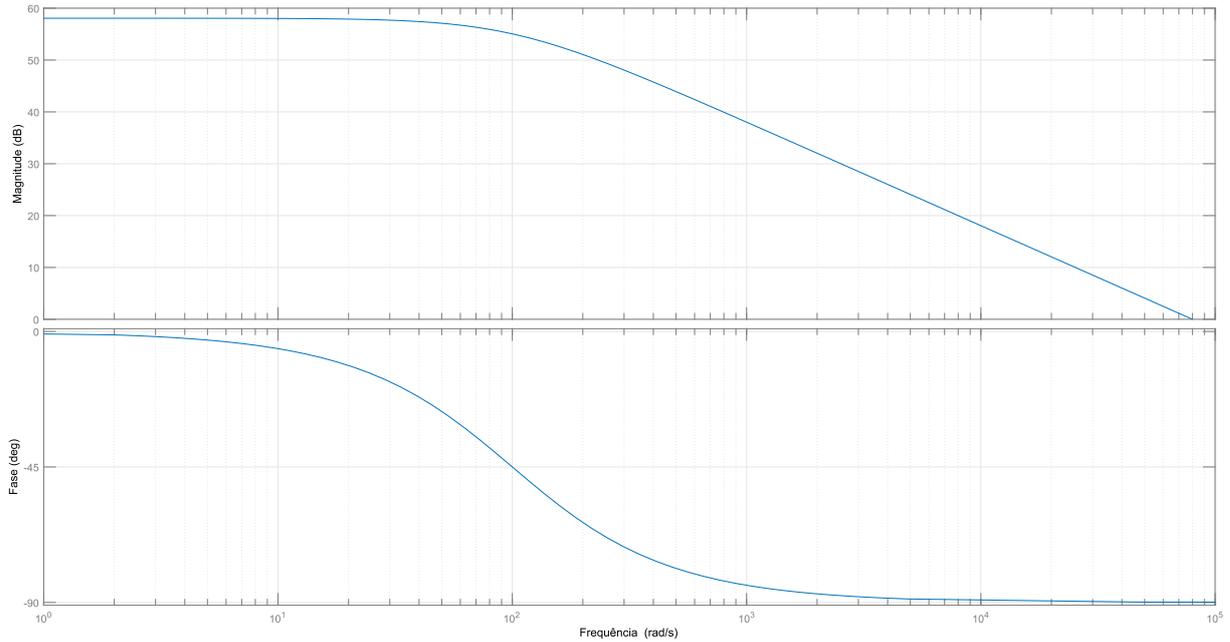
Pelo gráfico da resposta ao sinal unitário, é possível verificar que o sistema é relativamente estável, porém, devido aos altos ganhos na faixa de passagem, possui um erro de regime permanente de 100%.

Já pelo gráfico da magnitude da resposta em frequência, é possível perceber que a atual frequência de corte do sistema está acima de  $10^4$  rad/s. Para que haja o deslocamento da frequência de corte, é necessário introduzir um ganho na malha direta.

Além da análise da frequência de corte, é preciso, também, avaliar a necessidade ou não de se promover um avanço ou atraso de fase, buscando garantir a estabilidade relativa do sistema. Como pode ser observado através do gráfico do diagrama de fase, o sistema é estável uma vez que para a região de ganho acima de 0 Db o gráfico não intercepta o ponto de  $-180^\circ$ .

Para proporcionar o deslocamento da frequência de corte e manter a estabilidade do sistema, optou-se por utilizar um controlador PI que irá garantir a nova frequência de corte pelo ganho proporcional e também uma diminuição no erro em regime permanente,

Figura 88 – Diagrama de Bode da função de malha aberta de corrente sem controlador



Fonte: o autor

no sobressinal e no tempo de subida pela ação integral. A função de transferência do controlador PI é definida como sendo:

$$C(s) = k_p + \frac{k_i}{s} = \frac{k_p + k_i s}{s} = k_p \frac{sT_i + 1}{sT_i} \quad (6.4)$$

Onde,

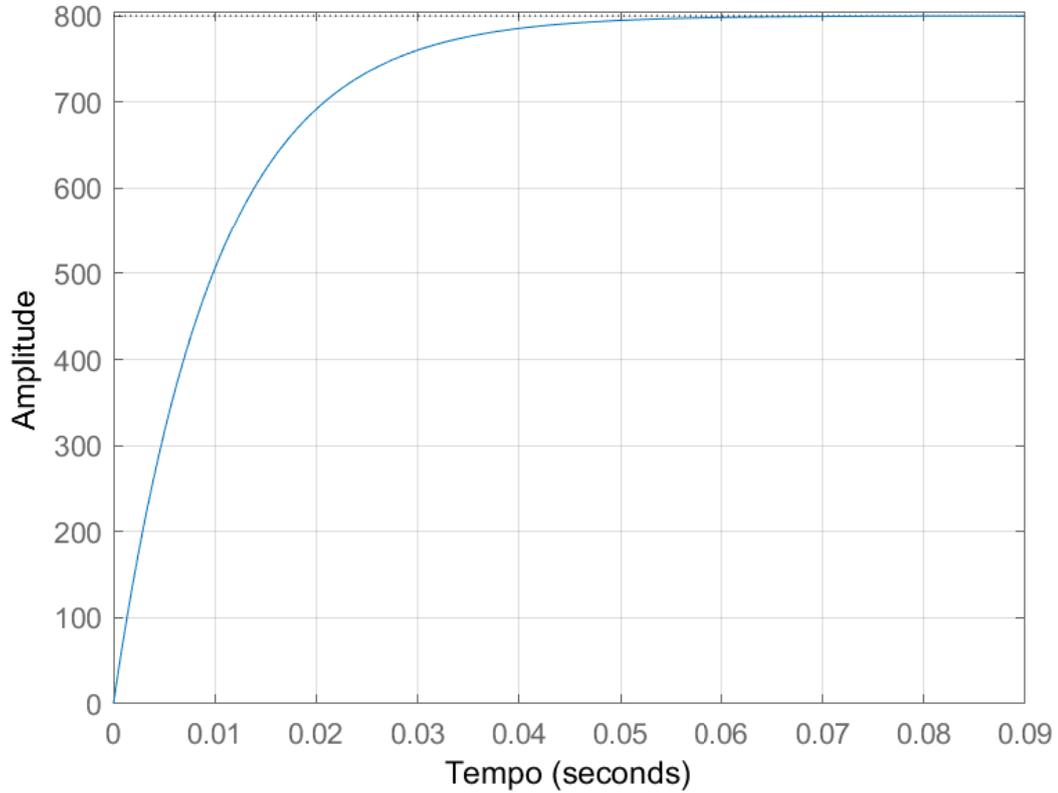
$$k_i = \frac{k_p}{T_i} \quad (6.5)$$

O controlador PI é um compensador por atraso de fase, com polo na origem e zero igual a  $\frac{1}{T_i}$  (zero no semiplano esquerdo).

O processo de projeto baseia-se no método da resposta em frequência, que implica na variação da frequência do sinal de entrada dentro de um intervalo específico, juntamente com a análise da resposta do sistema em estado estacionário. Nesse contexto, utiliza-se o diagrama de Bode como ferramenta gráfica para representar a resposta em frequência do sistema, revelando como a amplitude e a fase do sinal de saída variam em relação à frequência do sinal de entrada. Os parâmetros cruciais a serem considerados neste projeto são a frequência de cruzamento de ganho, denotada como  $\omega_{ci}$ , e a margem de fase, representada como  $MF$ .

Para calcular os ganhos para controle da corrente, é necessário analisar a função de transferência de malha aberta com a ação de controle desejada, conforme o diagrama de

Figura 89 – Resposta ao degrau unitário da malha aberta de corrente sem controlador



Fonte: o autor

blocos expresso na Figura 86. A função de transferência da malha aberta, com a presença da ação de controle é dada por:

$$G_{MA}(s) = C(s)G_{id}(s) = \left(k_p \frac{sT_i + 1}{sT_i}\right) \left(\frac{V_0}{R(1 + s\frac{L}{R})}\right) \quad (6.6)$$

Para garantir a estabilidade do sistema, é necessário estabelecer a constante de tempo integrativa com base na margem de fase  $MF$  desejada. Assim, a fase da malha aberta com o controlador deve ser igual a  $-\pi + MF$  na frequência de cruzamento  $\omega_{ci}$ . Analisando a função de transferência (6.6) na frequência de cruzamento, fazendo  $s = j\omega_{ci}$ , tem-se que a fase dessa função de transferência pode ser dada como expresso em (6.7).

$$\angle G_{MA}(j\omega_{ci}) = \angle \left(k_p \frac{j\omega_{ci}T_i + 1}{j\omega_{ci}T_i}\right) + \angle \left(\frac{V_0}{R(1 + j\omega_{ci}\frac{L}{R})}\right) = -\pi + MF \quad (6.7)$$

Dessa forma, (6.7) pode ser reescrita da seguinte forma:

$$\tan^{-1}\left(\frac{\omega_{ci}T_i}{1}\right) - \frac{\pi}{2} - \tan^{-1}\left(\frac{\omega_{ci}L}{R}\right) = -\pi + MF \quad (6.8)$$

Rearranjando (6.8), o valor de  $T_i$  pode ser determinado por:

$$T_i = \tan\left(\frac{\tan^{-1}\left(\frac{\omega_{ci}L}{R}\right) - \frac{\pi}{2} + MF}{\omega_{ci}}\right) \quad (6.9)$$

Para encontrar o ganho  $k_p$ , é necessário utilizar o conceito de frequência de cruzamento de ganho ( $\omega_{ci}$ ), em que a magnitude do ganho da função de transferência do sistema nessa frequência deve ser igual a 1. Para garantir que o sistema responda rapidamente às perturbações, é recomendado escolher uma frequência de cruzamento que seja de 10 a 20 vezes menor do que a frequência de chaveamento do sistema (ZHOU et al., 2017). Dessa forma, tem-se:

$$|G_{MA}(j\omega_{ci})| = \left|k_p \frac{j\omega_{ci}T_i + 1}{j\omega_{ci}T_i}\right| \left|\frac{V_0}{R(1 + j\omega_{ci}\frac{L}{R})}\right| = 1 \quad (6.10)$$

Ou ainda:

$$\left(k_p \frac{\sqrt{\omega_{ci}^2 T_i^2 + 1}}{\omega_{ci} T_i}\right) \left(\frac{V_0}{R\sqrt{\omega_{ci}^2 \frac{L^2}{R^2} + 1}}\right) = 1 \quad (6.11)$$

Dessa forma, o ganho proporcional do controlador PI pode ser determinado através de (6.12):

$$k_p = \frac{R\omega_{ci}T_i\sqrt{\omega_{ci}^2 \frac{L^2}{R^2} + 1}}{V_0\sqrt{\omega_{ci}^2 T_i^2 + 1}} \quad (6.12)$$

A partir do projeto do controlador descrito, em função dos parâmetros do inversor sem transformador, é possível simular cada técnica de modulação proposta com o projeto do controlador específico para cada tensão do barramento CC. Para tanto, é necessário estabelecer todos os parâmetros que serão utilizados para cada índice de modulação utilizado, uma vez que esse índice sofre influência direta da tensão do barramento CC, que também influencia no projeto do controlador. Dessa forma, para cada índice de modulação a ser utilizado, uma nova tensão de barramento será utilizada e, conseqüentemente, um novo controlador deverá ser projetado para tal. Os parâmetros utilizados para cada índice de modulação explorado estão presentes na Tabela 27.

Utilizando-se (6.9) e (6.12) juntamente com os dados da Tabela 27, é possível encontrar a constante de tempo  $T_i$  e o ganho do controlador  $k_p$  para cada índice de modulação simulado. Dessa forma, uma nova tabela é formada com o controlador utilizado para cada uma das simulações:

Tabela 27 – Parâmetros utilizados em simulação

$m_a$	$V_{dc}$	$v_a, v_b, v_c$	$f_{sw}$	$w_{ci}$	$f_o$	$C_1, C_2$	$C_{PV}$	$L$	$R$	$R_g$
	[V]	[V <sub>rms</sub> ]	[kHz]	[krad/s]	[Hz]	[mF]	[nF]	[mH]	[Ω]	[Ω]
0,83	400	127	15	9,42	60	2	100	5	0.5	12
0,73	450	127	15	9,42	60	2	100	5	0.5	12
0,61	550	127	15	9,42	60	2	100	5	0.5	12

- $m_a = 0,83$ :

$$C_i(s) = \frac{0,102s + 556,4}{s} \quad (6.13)$$

- $m_a = 0,73$ :

$$C_i(s) = \frac{0,091s + 494,6}{s} \quad (6.14)$$

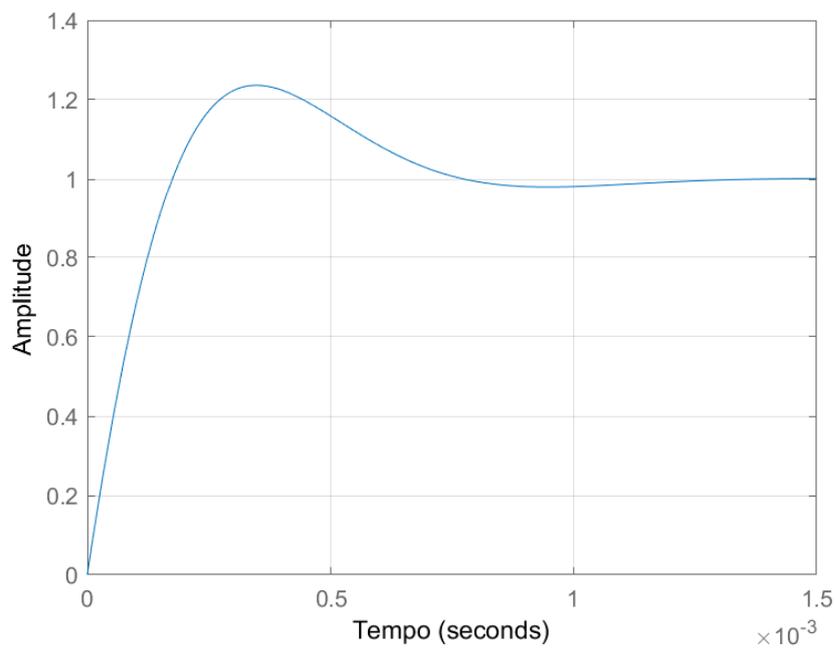
- $m_a = 0,61$ :

$$C_i(s) = \frac{0,074s + 404,7}{s} \quad (6.15)$$

Para avaliar a qualidade do controle projetado, foram analisadas as respostas ao degrau unitário do sistemas compensado para cada índice de modulação, utilizando o *software* matemático Matlab e a função *step*, que simula de forma prática a aplicação de um degrau unitário em um sistema e retorna o gráfico da resposta de saída. Além disso, foi observado na simulação dos resultados o seguimento das correntes de referência, como forma de também validar o controle projetado. As respostas ao degrau para os 3 controles projetados mostraram seguir os requisitos de projeto para um controlador PI, conforme Figuras 90, 91 e 92 exibidas abaixo.

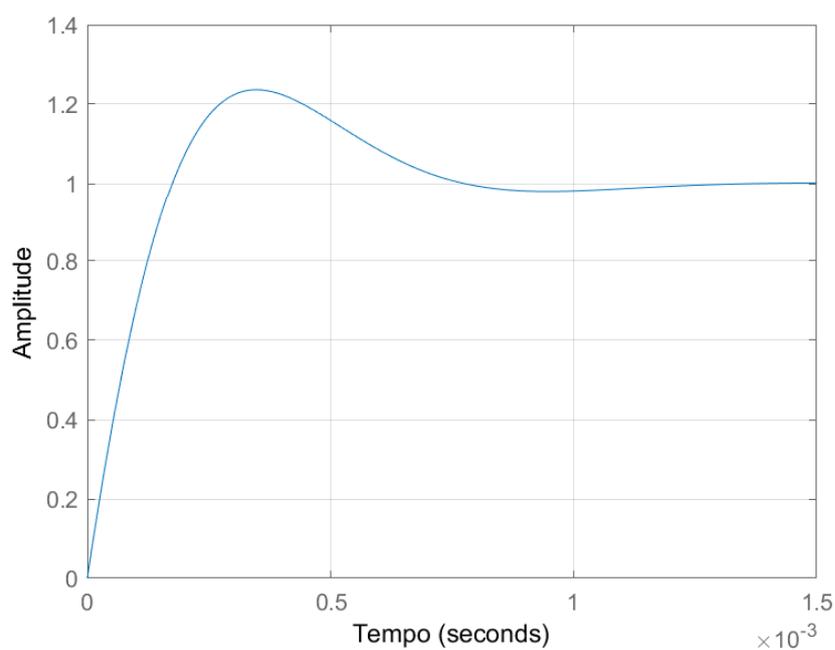
Pelas Figuras 90, 91 e 92, é possível perceber que os sistemas compensados foram capazes de seguir a referência conforme projeto implementado.

Figura 90 – Resposta ao degrau unitário do sistema compensado pelo controlador 1 para  $m_a = 0,83$ :  $C_i(s) = \frac{0,102s+556,4}{s}$



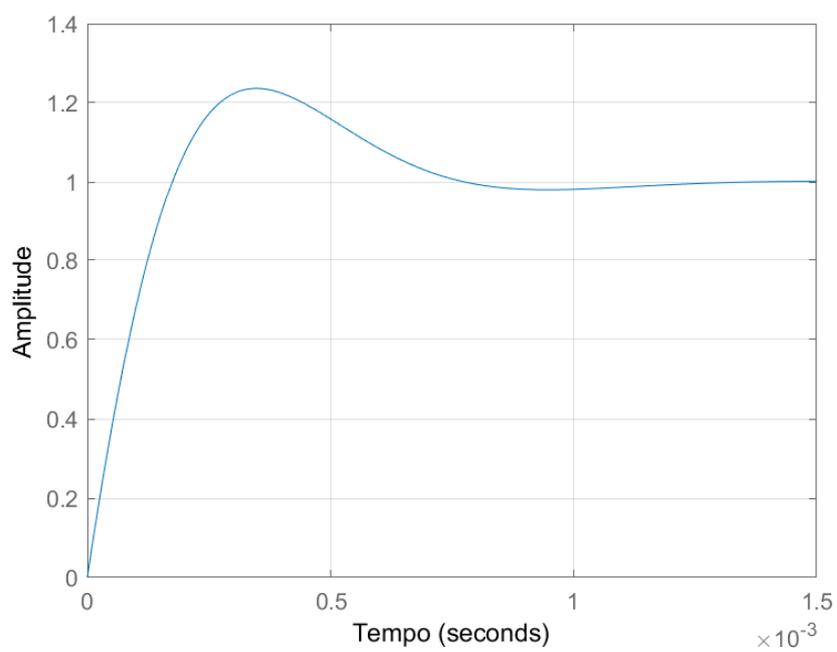
Fonte: o autor

Figura 91 – Resposta ao degrau unitário do sistema compensado pelo controlador 2 para  $m_a = 0,73$ :  $C_i(s) = \frac{0,091s+494,6}{s}$



Fonte: o autor

Figura 92 – Resposta ao degrau unitário do sistema compensado pelo controlador 3 para  $m_a = 0,61$ :  $C_i(s) = \frac{0,074s+404,7}{s}$



Fonte: o autor

## 7 Resultados de Simulação

Neste capítulo são apresentados os resultados das simulações dinâmicas da técnica proposta aplicada à topologia de inversor trifásico sem transformador H8, apresentando os resultados gráficos com suas formas de onda para a tensão da rede, da tensão de polo, correntes injetadas na rede, corrente de fuga e a tensão de modo comum, validando a sua funcionalidade conforme projeto descrito na seção 4.1. Ainda utilizando a topologia de inversor H8, foram simuladas, também, as demais estratégias de modulação propostas neste trabalho e a estratégia de modulação vetorial convencional, a SVPWM conforme descrito na seção 3.3. Além disso, foi simulado a topologia de inversor trifásico sem transformador convencional H6 com as estratégias de modulação presentes na literatura, a estratégia da SVPWM convencional, a NSPWM, a 3AVPWM e a AZPWM.

Todas as simulações realizadas no trabalho foram feitas utilizando o software PSIM para verificar o desempenho de cada uma das técnicas citadas anteriormente e analisar os seus resultados de corrente de fuga e DHT.

As técnicas de modulação propostas apresentam diferentes estratégias com base na região do espaço vetorial em que o vetor de tensão de referência se encontra. Para explorar todas as regiões do espaço vetorial, foram feitas simulações com 3 índices de modulação diferentes. Essa abordagem permitiu uma comparação abrangente com todas as técnicas de modulação e demonstrar as tensões de modo comum simuladas para cada região de cada espaço vetorial. A variação do índice de modulação, conforme a equação 4.1, pode ser obtida através da alteração da tensão de barramento CC. Quanto maior a tensão do barramento, menor será o índice de modulação. Dessa forma, para explorar 3 diferentes índices de modulação, 3 diferentes níveis de tensão de entrada foram utilizadas nas simulações.

Os parâmetros utilizados para todas as simulações são mostrados na Tabela 28.

Tabela 28 – Parâmetros utilizados em simulação

$m_a$	$V_{CC}$	$v_a, v_b, v_c$	$f_{sw}$	$f_o$	$C_1, C_2$	$c_{PV}$	$L$	$R$	$R_g$
	[V]	[ $V_{rms}$ ]	[kHz]	[Hz]	[mF]	[nF]	[mH]	[ $\Omega$ ]	[ $\Omega$ ]
0.83	400	127	15	60	2	100	5	0.5	12
0.73	450	127	15	60	2	100	5	0.5	12
0.61	550	127	15	60	2	100	5	0.5	12

A posição do vetor de referência foi continuamente variada, aumentando o seu

ângulo ao longo do tempo, atravessando todos os setores. Após completar um ciclo completo, a posição de referência retorna à origem, repetindo o processo. Dependendo do índice de modulação e do setor atual, os vetores escolhidos para o padrão de pulso são combinados. Os dados gráficos resultantes permitem uma avaliação abrangente do desempenho da técnica de modulação proposta em vários cenários.

## 7.1 Resultado das técnicas propostas

### 7.1.1 Modulação 1

Ao simular a estratégia de modulação proposta no inversor H8, foram obtidas as formas de onda das tensões e das correntes que viabilizam a sua funcionalidade conforme projeto. Os resultados gráficos obtidos são mostrados na Figura 93.

As Figuras 93(a), 93(b) e 93(c) mostram, respectivamente, as formas de onda da tensão de linha da rede ( $v_{an}$ ), da tensão de polo ( $v_{aN}$ ) e das correntes injetadas na rede ( $i_a$ ,  $i_b$  e  $i_c$ ). As formas de onda e os valores respeitam o projeto do inversor e são semelhantes aos resultados obtidos da topologia H6 convencional e com as demais técnicas de modulação.

As Figura 93(d) e 93(e) exibem as formas de onda da tensão de modo comum e da corrente de fuga, respectivamente. O controle da tensão de modo comum, denotada como  $V_{cm}$ , é observado durante o período de roda livre e sua magnitude varia de acordo com a estratégia de modulação proposta. A tensão de modo comum apresenta uma variação de apenas 66,67 V ( $V_{CC}/6$ ) nos setores 7 a 18, e 133,33 V ( $V_{CC}/3$ ) nos setores 1 a 6 e 19 a 24, conforme previsto em projeto na seção 4.1. Para uma variação na tensão de modo comum de apenas 1/6 da tensão de barramento, percebe-se, através da Figura 93(e) que a corrente nessas regiões é praticamente nula, devido à pequena variação na tensão de modo comum. Esses resultados demonstram a implementação bem-sucedida da técnica de modulação proposta, reduzindo efetivamente a tensão de modo comum e a corrente de fuga associada, conforme pretendido.

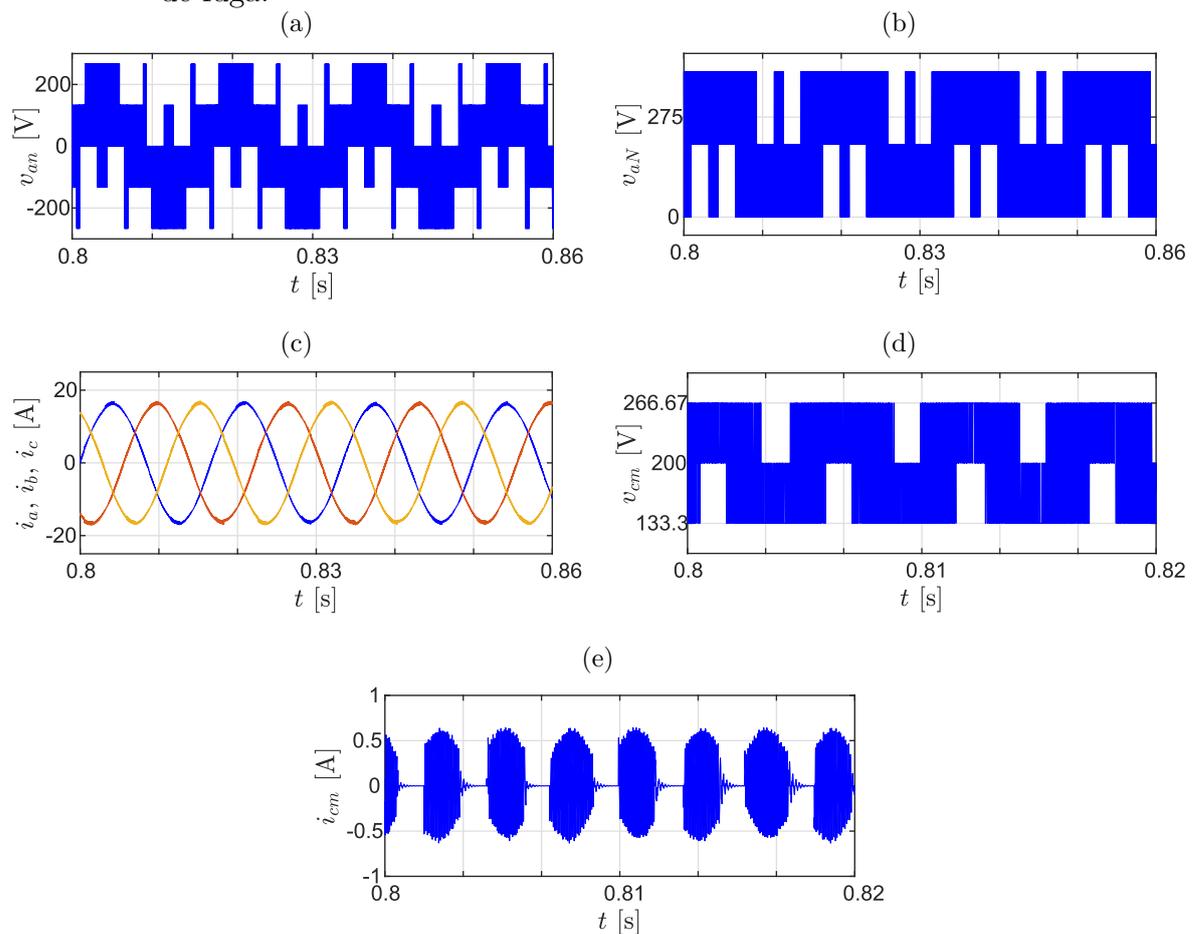
De acordo com a norma internacional IEC62109-2 (62109-2, 2011), o valor da corrente de fuga deve ser inferior a 300 mA para sistemas de até 30 kVA, permitindo um aumento de 10 mA por kVA adicional. A corrente de fuga do sistema simulado é mostrada na Figura 93(e) e seu valor eficaz de 228,20 mA satisfaz o limite máximo permitido pela norma.

Uma vez que a técnica proposta utiliza vetores mais distantes entre si para alcançar uma variação na magnitude da CMV em 1/6, o DHT será maior nesses períodos, levando a um aumento geral no DHT total do sistema. Em geral, os resultados da simulação validam a eficácia da técnica de modulação proposta na redução significativa da corrente de fuga,

tornando-a uma solução promissora para aplicações de inversores sem transformador.

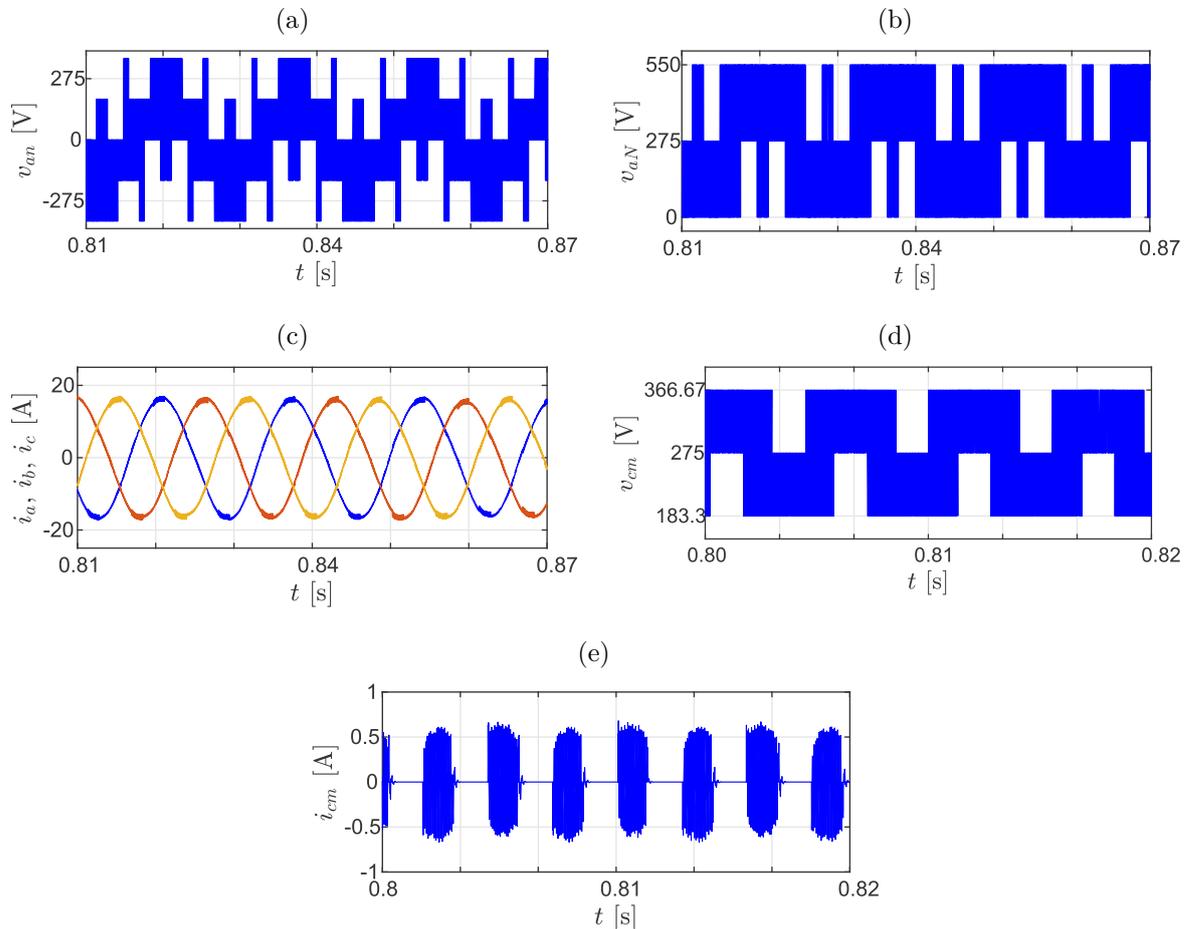
Na Figura 94 estão presentes as mesmas formas de onda da Figura 93 porém para um índice de modulação de 0,61 (menor que  $2/3$ ). Uma vez que a estratégia de modulação é a mesma para ambos os índices, os gráficos resultantes da simulação para esse índice de modulação são semelhantes.

Figura 93 – Resultados de simulação da técnica de modulação 1, proposta para a topologia H8 com índice de modulação maior que  $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga.



Fonte: o autor

Figura 94 – Resultados de simulação da técnica de modulação 1, proposta para a topologia H8 com índice de modulação menor que  $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga.



Fonte: o autor

### 7.1.2 Modulação 2

Ao conduzir a análise dos resultados de simulação da estratégia de modulação 2 foram novamente obtidas as curvas gráficas das tensões e correntes que viabilizem o projeto. Para um índice de modulação maior que  $2/3$  as formas de onda presentes na Figura 95 são semelhantes às obtidas na Figura 96, uma vez que para essa faixa é utilizada a mesma técnica de modulação vetorial.

Para um índice de modulação inferior a  $2/3$ , a estratégia escolhida para a modulação vetorial é diferente da escolhida na modulação 1. O controle da tensão de modo comum é observado durante o período de roda livre, Figura 96(d), e sua magnitude se ajusta de acordo com a estratégia da modulação escolhida, apresentando uma variação de tensão de modo comum de apenas 91,67 V ( $V_{CC}/6$ ), conforme previsto em projeto na seção 4.2.

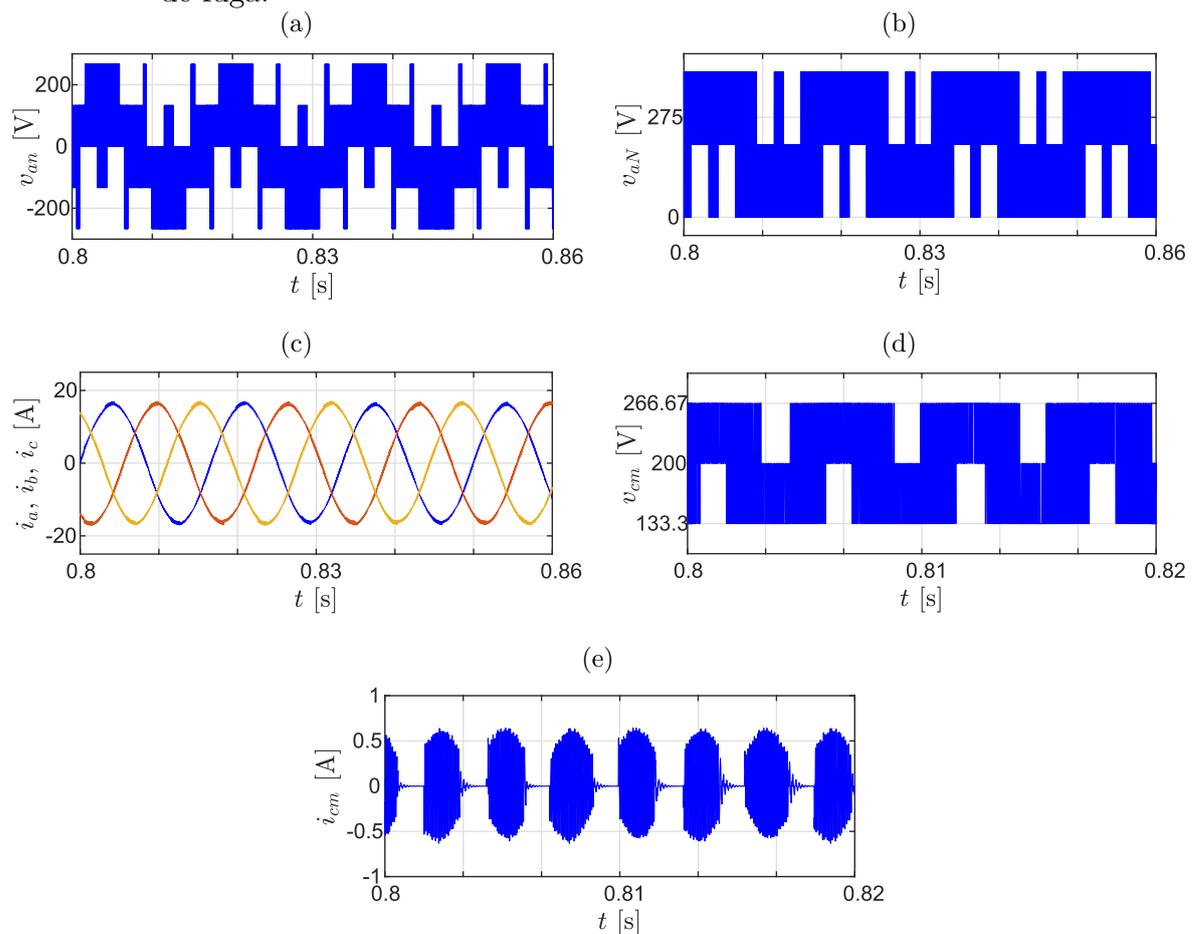
As Figuras 96(a), 96(b) e 96(c) ilustram, respectivamente, as formas de onda da

tensão de linha da rede, da tensão de polo e das correntes injetadas na rede. É possível perceber que as formas de onda estão em conformidade com a concepção do inversor e os gráficos obtidos anteriormente.

A corrente de fuga no sistema simulado é representada na Figura 96(e), e seu valor eficaz de 184,24 mA está em conformidade com o limite máximo permitido pela norma. Esse valor obtido é ainda menor que o valor obtido para a modulação 1. Por essa figura, é possível perceber que a corrente de fuga é praticamente anulada, porém gera altos picos de corrente de fuga na alteração do valor máximo da tensão de modo comum gerada.

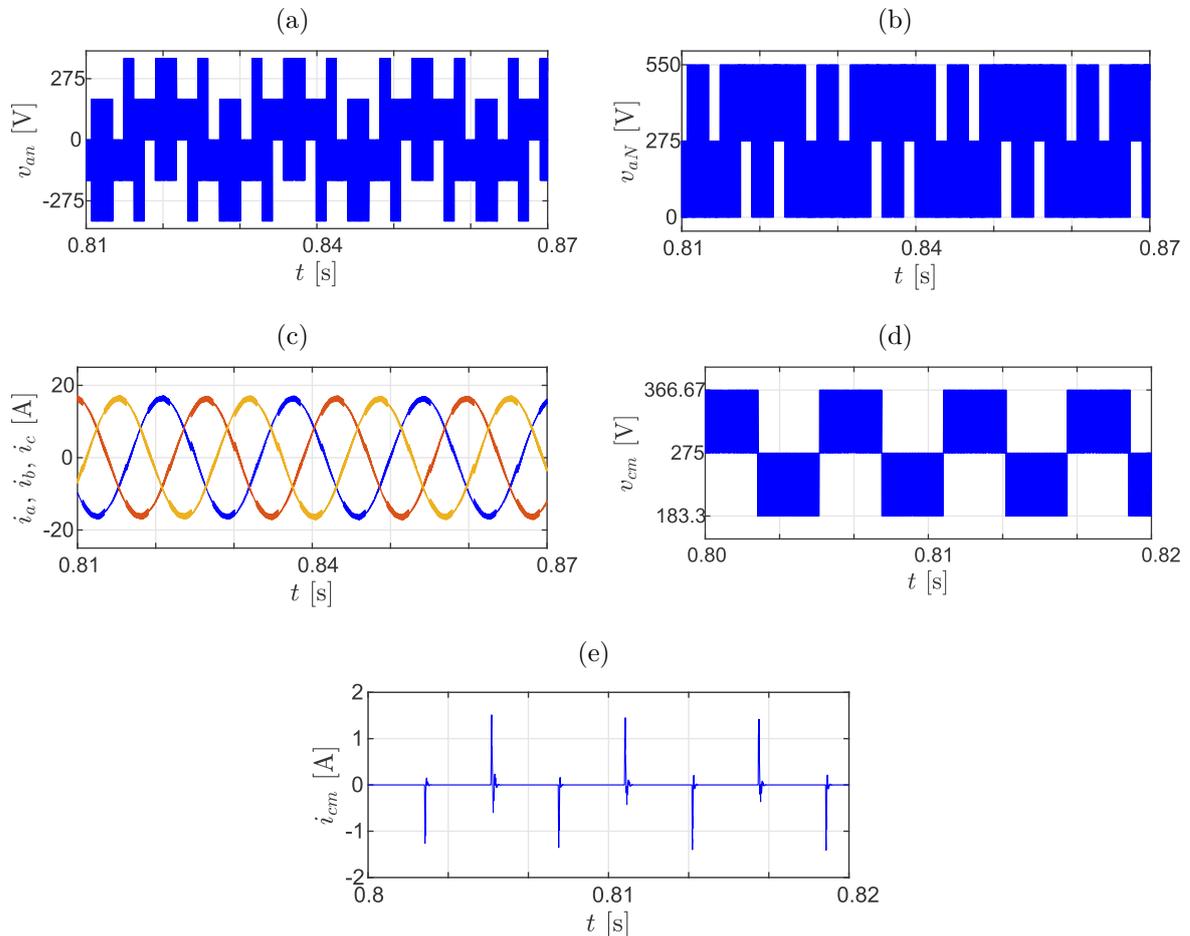
Os resultados da simulação corroboram a eficácia da estratégia de modulação 2 na substancial redução da corrente de fuga, consolidando-a como uma solução promissora para aplicações de inversores sem transformador.

Figura 95 – Resultados de simulação da técnica de modulação 2, proposta para a topologia H8 com índice de modulação maior que 2/3: (a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga.



Fonte: o autor

Figura 96 – Resultados de simulação da técnica de modulação 2, proposta para a topologia H8 com índice de modulação menor que  $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga.



Fonte: o autor

### 7.1.3 Modulação 3

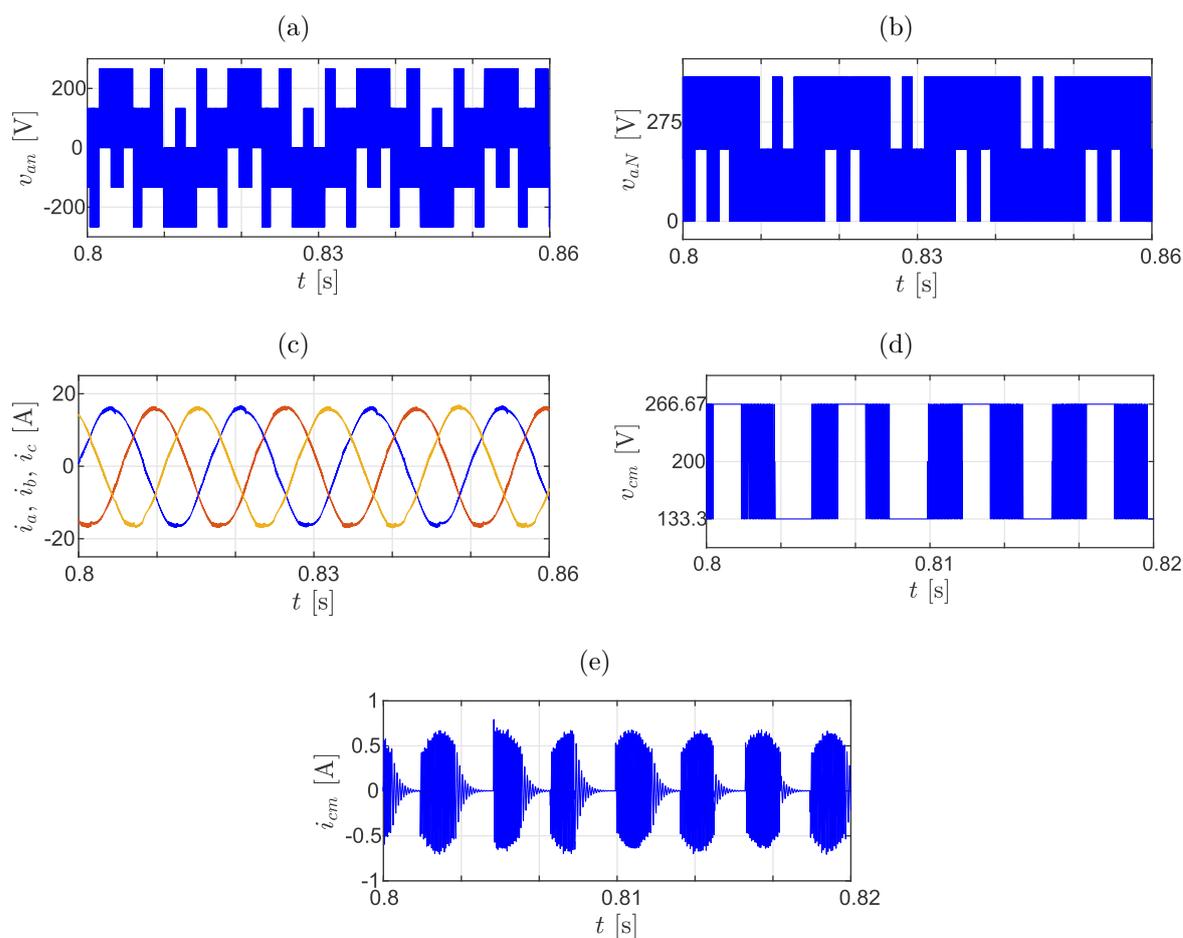
Para essa estratégia de modulação, foram obtidas, mais uma vez, as formas de onda das tensões e das correntes que atestam a sua funcionalidade conforme projeto. Os resultados gráficos obtidos são mostrados nas Figuras 97 e 98.

As formas de onda da tensão de linha da rede, da tensão de polo e das correntes injetadas na rede estão exibidas nas Figura 97(a), 97(b) e 97(c), respectivamente. Os formatos de onda e os valores encontrados satisfazem o projeto do inversor.

O controle da tensão de modo comum é observado na Figura 97(d), com uma variação máxima de  $1/3$  da tensão do barramento CC (133,33 V) nos setores de 1 a 6 e 19 a 24 e tensão constante para os setores 7 a 18. O valor da tensão de modo comum varia entre 133,33 266,67 V. O resultado obtido com a simulação era esperado de acordo com a estratégia utilizada para índice de modulação acima de  $2/3$ .

Com a anulação da variação da tensão de modo comum em regiões específicas do espaço vetorial, a corrente de fuga também foi reduzida em relação à SVPWM, como mostrada na Figura 97(e). O valor eficaz de 239,27 mA satisfaz o limite máximo permitido pela norma.

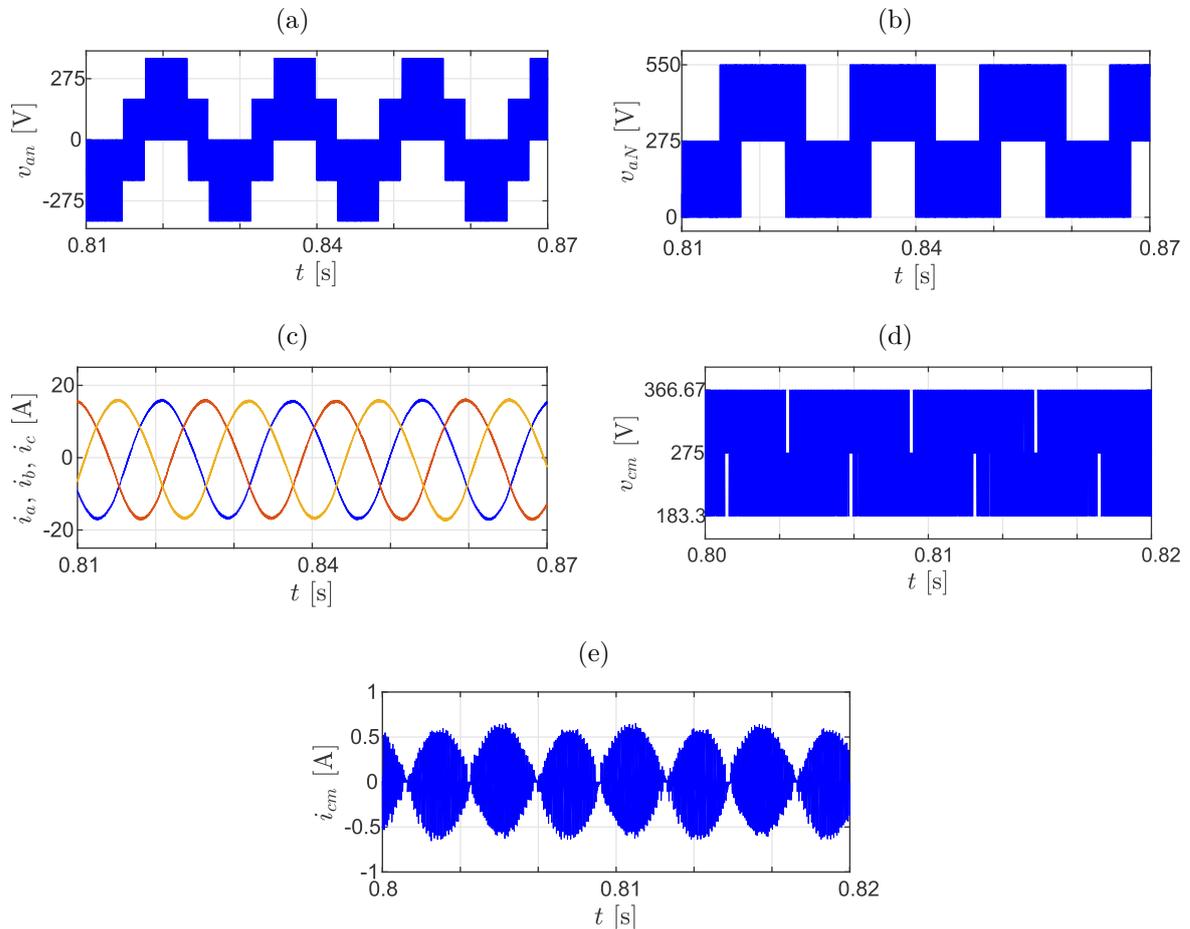
Figura 97 – Resultados de simulação da técnica de modulação 3, proposta para a topologia H8 com índice de modulação maior que 2/3: (a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga.



Fonte: o autor

Na Figura 98, estão presentes as mesmas formas de onda da Figura 97 porém para um índice de modulação de 0,61 (menor que 2/3). Para esse índice de modulação, é aplicada a SVPWM com variação da amplitude da tensão de modo comum igual a 1/3 da tensão do barramento.

Figura 98 – Resultados de simulação da técnica de modulação 3, proposta para a topologia H8 com índice de modulação menor que  $2/3$ : (a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga.



Fonte: o autor

Como pode ser observado, as formas de onda obtidas na Figura 98 satisfazem o projeto do inversor e a estratégia adotada para essa região. A corrente de fuga obtida possui um valor eficaz de 203,22 mA, igual ao da SVPWM convencional, como esperado.

#### 7.1.4 Modulação 4

Os resultados de simulação para essa estratégia, quando o índice de modulação é maior que  $2/3$ , geram curvas gráficas das tensões e correntes semelhantes às presentes na Figura 97. Isso ocorre pois, para essa faixa de índice de modulação, é utilizada a mesma estratégia. Esses resultados também estão presentes na Figura 99.

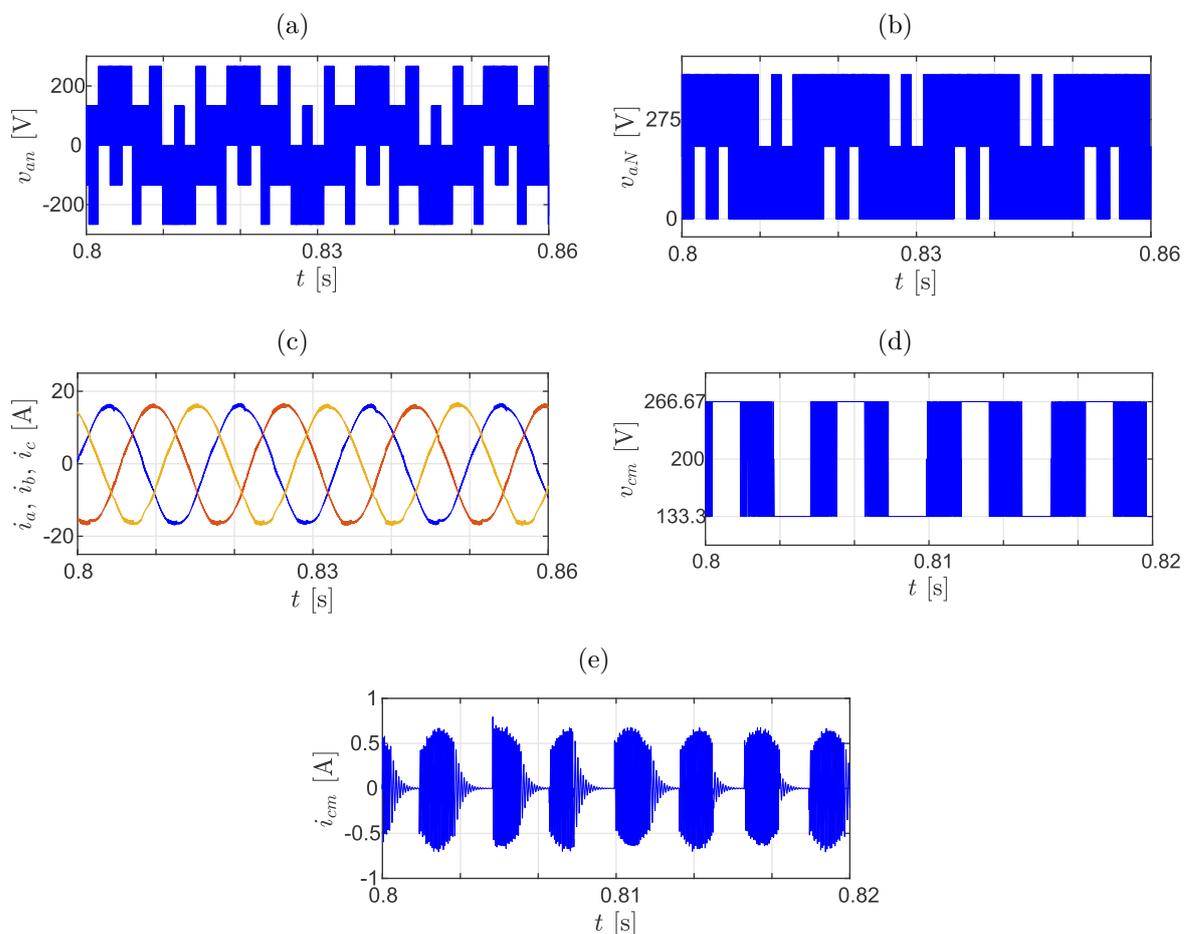
Para um índice de modulação inferior a  $2/3$ , a estratégia escolhida mantém a tensão de modo comum constante em  $1/3$  ou  $2/3$  da tensão de barramento CC. Para essa simulação, com a tensão do barramento igual a 550 V, a tensão de modo comum

mostrada na Figura 100(d) se manteve constante em 183,33 V e 366,67 V, de acordo com a estratégia da modulação escolhida.

As Figuras 100(a), 100(b) e 100(c) mostram, respectivamente, as formas de onda da tensão de linha da rede, da tensão de polo e das correntes injetadas na rede.

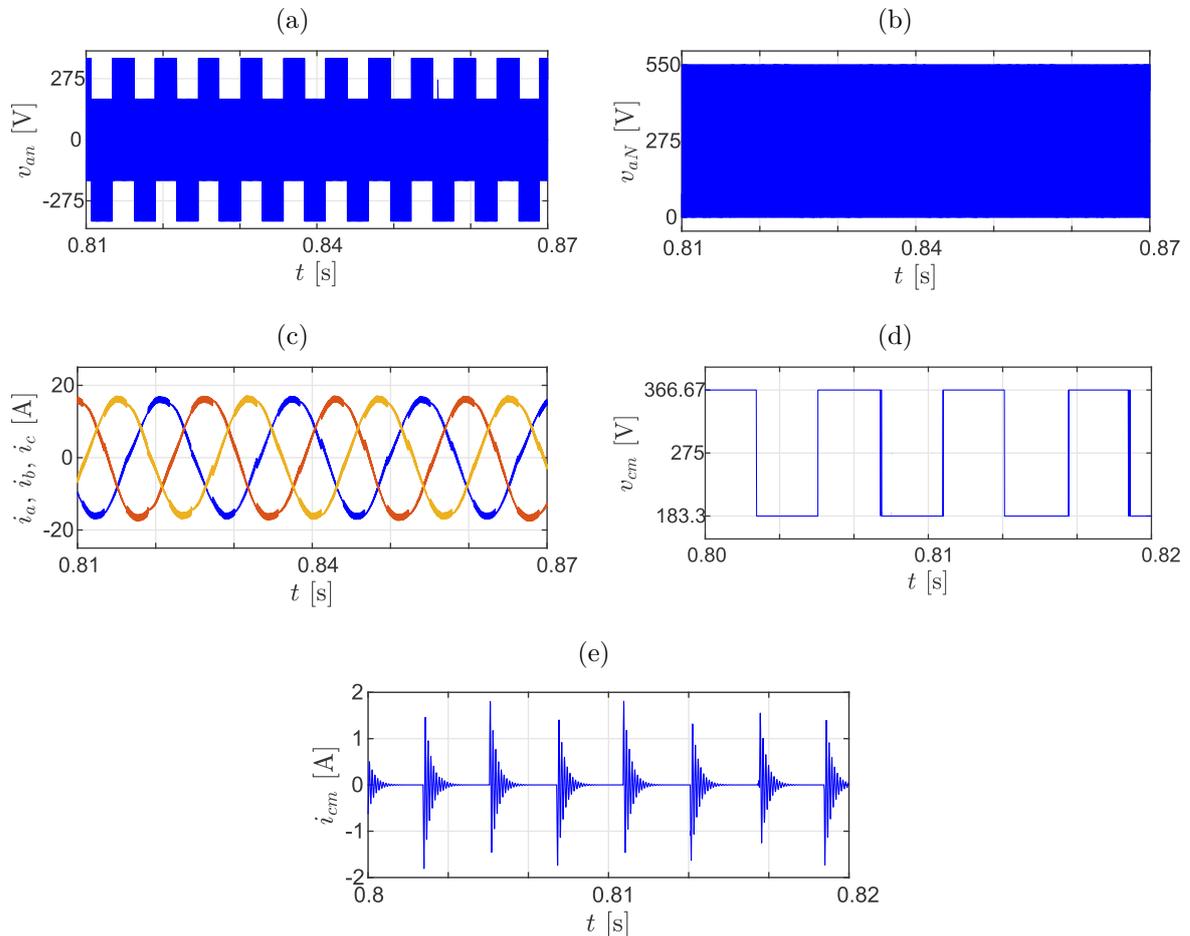
A corrente de fuga no sistema simulado é representada na Figura 100(e), e seu valor eficaz de 295,72 mA está em conformidade com o limite máximo permitido pela norma. Entretanto, esse valor foi maior que o obtido para as demais técnicas, devido à utilização de somente vetores ativos e espaçados em  $120^\circ$  entre si. Dessa forma, apesar de manter a corrente de fuga com variação nula durante boa parte do tempo, quando há a mudança do sinal da tensão de modo comum gerada, variando em  $1/3$  da magnitude da tensão do barramento CC, essa mudança de referência brusca gera picos na corrente de fuga com alto valor, como observado na Figura 100(e).

Figura 99 – Resultados de simulação da técnica de modulação 4, proposta para a topologia H8 com índice de modulação maior que  $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga.



Fonte: o autor

Figura 100 – Resultados de simulação da técnica de modulação 4, proposta para a topologia H8 com índice de modulação menor que  $2/3$ :(a) tensões de rede, (b) tensões de polo; (c) correntes injetadas na rede; (d) tensão de modo comum; (e) corrente de fuga.



Fonte: o autor

## 7.2 Comparação dos resultados

Na Tabela 29, são listadas as variações de tensão de modo comum de acordo com o índice de modulação para cada estratégia, juntamente com os limites mínimos e máximos aplicáveis ao índice de modulação. É possível observar que nas estratégias propostas, os valores de tensão de modo comum sempre se situam abaixo de  $1/3$  da tensão do barramento CC em alguma região do espaço vetorial. As abordagens mencionadas contemplam possibilidades para a redução da tensão de modo comum, buscando identificar áreas onde o valor eficaz da corrente de fuga seja menor.

Tabela 29 – Faixa do índice de modulação e Variação da tensão de modo comum para cada topologia de inversor e tipo de modulação

Topologia	Modulação	Variação de tensão		Índice de modulação
		$m_a > 2/3$	$m_a < 2/3$	
H6	SVPWM	$V_{CC}$	$V_{CC}$	$0 < m_a < 1$
H6	NSVPWM	$\frac{V_{CC}}{3}$	–	$\frac{2}{3} < m_a < 1$
H6	AZPWM	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$0 < m_a < 1$
H6	3AVPWM	–	$\frac{V_{CC}}{3}$	$0 < m_a < \frac{2}{3}$
H8	SVPWM	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$0 < m_a < 1$
H8	Modulação 1	$\frac{V_{CC}}{6} / \frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{6} / \frac{V_{CC}}{3}$	$0 < m_a < 1$
H8	Modulação 2	$\frac{V_{CC}}{6} / \frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{6}$	$0 < m_a < 1$
H8	Modulação 3	$0 / \frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$0 < m_a < 1$
H8	Modulação 4	$0 / \frac{V_{CC}}{3}$	0	$0 < m_a < 1$

A Tabela 30 apresenta os resultados de simulação de cada técnica de modulação para cada topologia, incluindo suas respectivas distorções harmônicas totais e correntes de fuga associadas.

A partir desta tabela, torna-se evidente que as técnicas de modulação vetorial propostas apresentam uma redução significativa na corrente de fuga, estando todas abaixo do limite permitido por norma de 300mA (62109-2, 2011).

Comparadas com as técnicas presentes na literatura, apenas a técnica AZPWM apresentou uma menor corrente de fuga para índice de modulação alto, porém uma vez que sua aplicação só é possível para índice de modulação alto, acima de 2/3, as técnicas propostas ainda apresentam uma vantagem na sua utilização. Para índice de modulação baixo, a técnica de modulação 4 apresentou uma corrente de fuga maior que a técnica 3AVPWM aplicada ao inversor H6.

Devido à utilização de vetores ativos mais espaçados entre si, para gerar a variação de tensão de modo comum igual a 1/6 do barramento CC ou anulá-la, e a constante alternância entre os vetores escolhidos devido à região do espaço vetorial dividida em mais setores, a taxa de distorção harmônica total para essas modulações proposta são maiores que as demais técnicas, conforme o índice de modulação vai diminuindo.

Entre as técnicas propostas, as modulações 1 e 2 foram as que apresentaram resultados gerais melhores para a corrente de fuga e distorção harmônica total. Com essas técnicas, foi possível diminuir a corrente de fuga em cerca de 21 mA em relação a SVPWM para a mesma topologia de inversor. Conforme o índice de modulação vai diminuindo, se

Tabela 30 – Comparação de corrente de fuga e DHT para diferentes técnicas de modulação e diferentes topologias de inversores trifásicos sem transformador.

Topologia	Modulação	DHT	$i_{cm}$ (rms)
$m_a = 0.83$			
H6	SVPWM	2,67%	850,43 mA
H6	NSVPWM	1,62%	328,85 mA
H6	AZPWM	2,46%	216,66 mA
H8	SVPWM	3,68%	249,67 mA
H8	Modulação 1	3,24%	228,20 mA
H8	Modulação 2	3,24%	228,20 mA
H8	Modulação 3	3,21%	239,27 mA
H8	Modulação 4	3,21%	239,27 mA
$m_a = 0.73$			
H6	SVPWM	3,51%	1145,08 mA
H6	NSVPWM	1,78%	299,26 mA
H6	AZPWM	2,90%	215,49 mA
H8	SVPWM	2,41%	229,31 mA
H8	Modulação 1	3,40%	178,56 mA
H8	Modulação 2	3,40%	178,56 mA
H8	Modulação 3	5,21%	184,24 mA
H8	Modulação 4	5,21%	184,24 mA
$m_a = 0.61$			
H6	3AVPWM	3,97%	282,97 mA
H8	SVPWM	4,69%	203,22 mA
H8	Modulação 1	4,02%	184,24 mA
H8	Modulação 2	3,35%	130,97 mA
H8	Modulação 3	4,69%	203,22 mA
H8	Modulação 4	4,79%	295,72 mA

aproximando de  $2/3$ , essa diferença vai aumentando de forma gradativa. Para um índice de modulação abaixo de  $2/3$ , a estratégia de modulação 2 ganha destaque ao reduzir significativamente a corrente de fuga e a DHT em comparação a todas as demais técnicas. A desvantagem dessa técnica, se encontra na geração de picos de corrente de fuga altos na mudança da tensão de modo comum gerada.

## 8 Conclusões e Trabalhos Futuros

### 8.1 Conclusões

Neste trabalho, foi conduzida uma análise das principais estratégias de modulação espacial vetorial por largura de pulso (SVPWM) e da topologia do inversor H8 com desacoplamento CC, visando a redução da corrente de fuga presente nos inversores sem transformador.

Com base nessas estratégias de redução da corrente de fuga, foram desenvolvidas quatro novas técnicas de modulação vetorial para a topologia de inversor H8. Nestas técnicas, a variação da tensão de modo comum é reduzida a um sexto do barramento CC ou anulada, dependendo da escolha da técnica e do setor específico dos vetores espaciais aplicados. Isso resulta em benefícios imediatos, como a minimização da variação da tensão de modo comum e, conseqüentemente, a redução da corrente de fuga.

Foram apresentados os princípios de funcionamento, os espaços vetoriais utilizados, a metodologia de seleção dos vetores e a ordem de comutação para cada região em todas as técnicas propostas. O desempenho das novas técnicas foi avaliado por meio de simulações e comparado com as técnicas existentes na literatura, com critérios de comparação, incluindo variação da tensão de modo comum, valor eficaz da corrente de fuga, taxa de distorção harmônica total e índice de modulação máximo permitido.

Exceto pelas técnicas NSVPWM e SVPWM aplicadas à topologia do inversor H6, todas as outras abordagens, tanto teóricas quanto propostas, conseguiram manter a corrente de fuga dentro dos limites estabelecidos pelas normas internacionais. Embora as técnicas propostas tenham alcançado valores inferiores de corrente de fuga, a adoção de vetores ativos mais espaçados, visando minimizar a variação da tensão de modo comum, resultou em taxas de DHT mais elevadas em comparação com as técnicas da literatura. No entanto, a notável redução na corrente de fuga continua a ser uma vantagem significativa, permanecendo bem abaixo dos padrões internacionais.

Dentre as técnicas propostas, as modulações 1 e 2 demonstraram a menor corrente de fuga em comparação com outras técnicas analisadas, em um cenário mais amplo de índice de modulação. Essa redução substancial na corrente de fuga confirma a superioridade dessas abordagens propostas. Especificamente, a técnica de modulação 2 destacou-se em simulações com um índice de modulação abaixo de  $2/3$ , evidenciando resultados superiores não apenas em corrente de fuga, mas também em DHT.

Os resultados das simulações confirmam a viabilidade teórica das técnicas propostas, validando sua aplicação nos inversores trifásicos fotovoltaicos sem transformador H8. Eles

destacam a capacidade dessas técnicas de reduzir a corrente de fuga de forma eficaz, sem comprometer o aumento das perdas ou a elevação da distorção harmônica total. Especificamente, as técnicas de modulação 1 e 2 demonstraram resultados promissores na redução da corrente de fuga em uma análise abrangente do índice de modulação, o que as torna vantajosas em comparação com outras técnicas teóricas. No entanto, para viabilizar a implementação dessas propostas em sistemas fotovoltaicos reais, é imprescindível realizar validações experimentais em estudos futuros.

## 8.2 Trabalhos Futuros

- Confeção do protótipo do inversor para testes conectados à rede elétrica;
- Testes experimentais para avaliação do comportamento da corrente de fuga para variação de diferentes parâmetros, como potência injetada, capacitância parasita, indutor e resistência de filtro.

## Referências

- 62109-2, I. *Safety of power converters for use in photovoltaic power systems – Part 2: Particular requirements for inverters*. [S.l.]: IEC 62109-2, 2011. v. 1. Citado 2 vezes nas páginas 127 e 136.
- BARBI, I. *Teoria Fundamental do Motor de Indução*. [S.l.: s.n.], 2015. Citado na página 109.
- BRADASCHIA, F. *Conversores Fonte Z para Sistemas Fotovoltaicos e Monofásicos-Trifásicos*. Tese (Doutorado), 02 2012. Citado na página 23.
- BROECK, H. van der; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 35.
- 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. Citado 3 vezes nas páginas 25, 39 e 40.
- DOVAL-GANDOY, J. et al. Three alternatives for implementing space vector modulation with the dsp tms320f240. In: *IECON'99. Conference Proceedings. 25th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society (Cat. No.99CH37029)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 336–341 vol.1. Citado 2 vezes nas páginas 36 e 58.
- EMPRESA de Pesquisa Energética - Matriz Energética e Elétrica. 2022. <<https://www.epe.gov.br/pt/abcdenergia/matriz-energetica-e-eletrica>>. Acessado em 18/12/2023. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 22.
- ENERGIA Solar Fotovoltaica – Conceitos. 2016. <<https://www.solarbrasil.com.br/>>. Acessado em 18/10/2021. Citado na página 22.
- FREDDY, T. K. S. et al. Comparison and analysis of single-phase transformerless grid-connected pv inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 10, p. 5358–5369, 2014. Citado na página 22.
- GRIGOLETTO, F. B. *Contribuição ao estudo de estratégias de modulação aplicadas a conversores multiníveis com diodos de grampeamento*. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, 2009. Citado na página 58.
- GUO, X. et al. Evaluation of three-phase transformerless dc-bypass pv inverters for leakage current reduction. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 35, n. 6, p. 5918–5927, 2020. Citado 3 vezes nas páginas 25, 45 e 58.
- GUO, X.; XU, D.; WU, B. Three-phase dc-bypass topologies with reduced leakage current for transformerless pv systems. In: *2015 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 43–46. Citado na página 25.
- GUO, X.; YANG, Y.; ZHU, T. Esi: A novel three-phase inverter with leakage current attenuation for transformerless pv systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 65, n. 4, p. 2967–2974, 2018. Citado na página 47.

- HAVA, A. M.; ÜN, E. A high-performance pwm algorithm for common-mode voltage reduction in three-phase voltage source inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 7, p. 1998–2008, 2011. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 42.
- IEEE Standard for Interconnecting Distributed Resources with Electric Power Systems. *IEEE Std 1547-2003*, p. 1–28, 2003. Citado na página 107.
- KANG, T. et al. A design and control of bi-directional non-isolated dc-dc converter for rapid electric vehicle charging system. In: *2012 Twenty-Seventh Annual IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*. [S.l.: s.n.], 2012. p. 14–21. Citado na página 30.
- KEREKES, T.; TEODORESCU, R.; LISERRE, M. Common mode voltage in case of transformerless pv inverters connected to the grid. In: *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2390–2395. Citado na página 23.
- KJAER, S.; PEDERSEN, J.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005. Citado na página 30.
- LI, X. et al. Simultaneous common-mode resonance circulating current and leakage current suppression for transformerless three-level t-type pv inverter system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 6, p. 4457–4467, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 50.
- LÓPEZ, et al. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 25, n. 1, p. 140–147, 2010. Citado na página 22.
- PANORAMA da solar fotovoltaica no Brasil e no mundo. 2023. <<https://www.absolar.org.br/mercado/infografico/>>. Acessado em 13/10/2023. Citado na página 22.
- PINHEIRO, H. et al. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. *Sba: Controle Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, v. 16, 03 2005. Citado 3 vezes nas páginas 36, 52 e 58.
- RAHIMI, R. et al. H8 inverter to reduce leakage current in transformerless three-phase grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 6, n. 2, p. 910–918, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 34.
- TÉCNICAS, A. B. D. N. *NBR16690: Instalações elétricas de arranjos fotovoltaicos — requisitos de projeto*. [S.l.]: Rio de Janeiro, 2019. 65 p. Citado na página 22.
- UN, E.; HAVA, A. M. 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. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 39.
- YU, S. et al. Complete parasitic capacitance model of photovoltaic panel considering the rain water. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, v. 3, n. 3, p. 77–84, 2017. Citado na página 22.
- ZHANG, L. et al. A family of neutral point clamped full-bridge topologies for transformerless photovoltaic grid-tied inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 2, p. 730–739, 2013. Citado na página 22.

---

ZHOU, K. et al. *Periodic Control of Power Electronic Converters*. [S.l.: s.n.], 2017. ISBN 978-1849199322. Citado 2 vezes nas páginas 113 e 122.

ZHOU, L. et al. Low leakage current transformerless three-phase photovoltaic inverter. In: *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.: s.n.], 2016. p. 1–5. Citado 8 vezes nas páginas 23, 24, 25, 26, 29, 32, 37 e 47.