



UNIVERSIDADE FEDERAL DA BAHIA
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA E
DE COMPUTAÇÃO
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM
ENGENHARIA ELÉTRICA

Luan Aleixo Canário Mendonça

**Técnicas de Modulação Vetorial Baseadas
na Distribuição da Energia de Modo
Comum para Atenuação da Corrente de
Fuga em Inversores Fotovoltaicos de Três
Níveis**

Tese de Doutorado

Salvador
Abril de 2026

Universidade Federal da Bahia
Programa de Pós-Graduação em Engenharia
Elétrica

Luan Aleixo Canário Mendonça

Técnicas de Modulação Vetorial Baseadas na Distribuição
da Energia de Modo Comum para Atenuação da Corrente
de Fuga em Inversores Fotovoltaicos de Três Níveis

Tese de doutorado apresentada ao
Programa de Pós-Graduação em En-
genharia Elétrica, Escola Politéc-
nica, Universidade Federal da Bahia,
como parte dos requisitos necessá-
rios para a obtenção do grau de Dou-
tor em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Filipe Antô-
nio da Costa Bahia

Área de Concentração: Processamento da In-
formação e Energia
Linha de Pesquisa: Sistemas de Potência

Salvador, Bahia, Brasil
Abril de 2026

M539 Mendonça, Luan Aleixo Canário.

Técnicas de modulação vetorial baseadas na distribuição da energia de modo comum para atenuação da corrente de fuga em inversores fotovoltaicos de três níveis/ Luan Aleixo Canário Mendonça. – Salvador, 2026.

127f.: il.; color.

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

Tese (doutorado) – Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, 2026.

1. Inversores fotovoltaicos. 2. Corrente de fuga. 3. Modulação vetorial.
I. Bahia, Filipe Antônio da Costa. II. Universidade Federal da Bahia. III. Título.

CDD: 621.31


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

Luan Aleixo Canário Mendonça

Técnicas de Modulação Vetorial Baseadas na Distribuição da Energia de Modo Comum para Atenuação da Corrente de Fuga em Inversores Fotovoltaicos de Três Níveis


Tese de doutorado apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Escola Politécnica, Universidade Federal da Bahia, como parte dos requisitos necessários para a obtenção do grau de Doutor em Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Filipe Antônio da Costa Bahia


Documento assinado digitalmente
 **FILIFE ANTONIO DA COSTA BAHIA**
Data: 10/04/2026 17:11:47-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Aprovado em Abril de 2026:


Filipe Antônio da Costa Bahia, Dr. (UFBA)
(Presidente/ Orientador)

Documento assinado digitalmente
 **MAICON DEIVID PEREIRA**
Data: 10/04/2026 19:19:16-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>


Maicon Deivid Pereira, Dr. (UFBA)

Documento assinado digitalmente
 **DALTON DE ARAUJO HONORIO**
Data: 10/04/2026 16:00:26-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Dalton de Araújo Honório, Dr. (UFC)

Documento assinado digitalmente
 **DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES**
Data: 10/04/2026 18:13:29-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Darlan Alexandria Fernandes, Dr. (UFPB)

Documento assinado digitalmente
 **NADY ROCHA**
Data: 10/04/2026 16:43:18-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

Nady Rocha, Dr. (UFPB)

Salvador, Bahia, Brasil
Abril de 2026

“O nitrogênio em nosso DNA, o cálcio em nossos dentes, o ferro em nosso sangue e o carbono em nossas tortas de maçã foram forjados no interior de estrelas que entraram em colapso. Nós somos poeira das estrelas.”

Carl Sagan

Agradecimentos

Agradeço a Deus pela vida, pela saúde e por me guiar ao longo desta jornada.

À minha mãe, Joselita, ao meu pai, Nixon, e ao meu irmão, Lucas, pelo amor, apoio e dedicação.

À minha esposa, Aléia, pelo amor, companheirismo e paciência.

Aos professores Filipe, Fabiano, André, Márcio, Cezar e Renes, pelo voto de confiança e pelos ensinamentos que tornaram possível a realização deste trabalho.

Aos meus amigos de laboratório Arnaldo, Alan, Diego, Edemar, Jackson, Joaquim, Leandro, Luiz e Michael, pela parceria ao longo desta jornada.

À Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) pelo apoio financeiro ao desenvolvimento deste trabalho.

Resumo

Inversores fotovoltaicos sem transformador são suscetíveis à circulação de corrente de fuga, predominantemente causada pela tensão de modo comum. As estratégias de modulação tipicamente priorizam a redução da amplitude dessa tensão, enquanto seu espectro de frequência é frequentemente negligenciado. Considerando que a corrente de fuga percorre uma malha RLC formada pelo filtro de saída e pela capacitância parasita dos módulos fotovoltaicos, a distribuição do espectro de frequências da tensão de modo comum em relação à frequência de ressonância do circuito exerce influência direta sobre sua magnitude. Desse modo, deslocar a energia das componentes de frequência para longe da região de ressonância constitui uma estratégia válida de mitigação da corrente de fuga. Com base nessa premissa, neste trabalho é introduzida uma abordagem de modulação fundamentada na distribuição espectral da energia de modo comum. Para sua validação, são propostas duas técnicas de modulação. A primeira concentra a maior parte da energia em torno da frequência de comutação, sendo mais adequada quando a frequência de ressonância é significativamente superior a essa, enquanto a segunda redistribui parte da energia para harmônicas de ordem mais elevada, sendo mais vantajosa quando a frequência de ressonância é próxima ou inferior à frequência de comutação. As técnicas operam em toda a faixa do índice de modulação, permitem o balanceamento dos capacitores do barramento de corrente contínua, apresentam baixas distorções harmônicas e baixas perdas de comutação, e são validadas por meio de simulações e experimentos. Adicionalmente, a análise da corrente de fuga em função do índice de modulação revela uma faixa ótima de operação na qual essa corrente atinge valores mínimos.

Palavras-chaves: Tensão de modo comum; corrente de fuga; balanceamento dos capacitores; sistema fotovoltaico; modulação vetorial; inversor de três níveis.

Abstract

Transformerless photovoltaic inverters are susceptible to leakage current, predominantly caused by the common-mode voltage. Modulation strategies typically focus on reducing the amplitude of this voltage, while its frequency spectrum is often neglected. Since the leakage current flows through an RLC loop formed by the output filter and the parasitic capacitance of the photovoltaic modules, the distribution of the common-mode voltage frequency spectrum relative to the circuit resonance frequency has a direct impact on its magnitude. Therefore, shifting the energy of its frequency components away from the resonance region constitutes an effective leakage current mitigation strategy. Based on this premise, this work introduces a modulation approach grounded in the spectral distribution of common-mode energy. To validate this approach, two modulation techniques are proposed. The first concentrates most of the energy around the switching frequency, making it more suitable when the resonance frequency is significantly higher. The second redistributes part of the energy to higher-order harmonics, making it more advantageous when the resonance frequency is close to or lower than the switching frequency. The proposed techniques operate over the entire modulation index range, enable DC-link capacitor voltage balancing, and exhibit low harmonic distortion and switching losses, as confirmed by both simulation and experimental results. In addition, the analysis of leakage current as a function of the modulation index reveals an optimal operating region in which the leakage current is minimized.

Keywords: Common-mode voltage, leakage current, capacitor balancing, photovoltaic system, space vector modulation, three-level inverter.

Lista de Abreviaturas e Siglas

CA	corrente alternada
CMV	<i>Common-Mode Voltage</i>
CC	corrente contínua
CCME	<i>Concentrated Common-Mode Energy</i>
FV	fotovoltaica
FP	fator de potência
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i>
FPGA	<i>Field-Programmable Gate Array</i>
IEC	<i>International Electrotechnical Commission</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
LMZV	<i>Large, Medium and Zero Vectors</i>
LMSV	<i>Large, Medium and Small Vectors</i>
MS	macrosetores
NBR	norma brasileira
NPC	<i>Neutral-Point Clamped</i>

NP	<i>Neutral-Point</i>
PI	proporcional integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
RCME	<i>Redistributed Common-Mode Energy</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>

Lista de Símbolos

C_p Capacitância parasita das células fotovoltaico

C_{pv} Capacitância parasita equivalente do arranjo fotovoltaico

$C_{pv1}, C_{pv2}, C_{pv3}$ Valores da capacitância parasita considerados nas análises

i_{cm} Corrente de fuga

R_g Resistência da malha de aterramento

R_p Resistência de perturbação do balanceamento dos capacitores

m_a Índice de modulação

v_{cm} Tensão de modo comum

v_{aN}, v_{bN}, v_{cN} Tensões de polo do inversor

v_{nN} Tensão entre o ponto neutro da rede e o polo negativo do barramento CC

v_{ab} Tensão de linha do inversor entre as fases a e b

v_{an} Tensão da fase a do inversor

v_{pv} Tensão do arranjo fotovoltaico

V_{cc} Tensão do barramento CC

T_s Período de comutação

V_{np} Tensão do ponto neutro do barramento CC

\vec{V}^* Vetor de referência no espaço vetorial

\vec{V}_{z_0} Vetor zero

\vec{V}_{s_i} Vetores pequenos do inversor ($i = 1, \dots, 6$)

\vec{V}_{m_i} Vetores médios do inversor ($i = 1, \dots, 6$)

\vec{V}_{l_i} Vetores grandes do inversor ($i = 1, \dots, 6$)

$\vec{V}_u, \vec{V}_w, \vec{V}_z$ Vetores aplicados na síntese da tensão de referência

i_a, i_b, i_c Correntes injetadas nas fases a, b e c da rede

v_a, v_b, v_c Tensões de fase da rede

L Indutância do filtro de saída

R Resistência do filtro de saída

L_a, L_b, L_c Indutâncias do filtro nas fases a, b e c

R_a, R_b, R_c Resistências do filtro nas fases a, b e c

G_{cm} Função de transferência do modelo de modo comum

f_r Frequência de ressonância da malha de modo comum

f_{r1}, f_{r2}, f_{r3} Frequências de ressonância associadas aos valores de C_{pv1}, C_{pv2} e C_{pv3}

f_s Frequência de comutação

f_a, f_b, f_c Frequências das tensões da rede

ΔI_L Ondulação de corrente no indutor

I_L Corrente no indutor do filtro

β Fator de ondulação de corrente do indutor

P_s Potência injetada na rede

P_e Potência de entrada do conversor

V_g Tensão da rede elétrica

α Fator de proporcionalidade entre capacitância parasita e potência do sistema

E Energia de um sinal

E_{f_0} Energia do sinal em torno da frequência f_0

$E_{20k}, E_{40k}, E_{60k}, E_{80k}$ Energia do sinal em torno das harmônicas correspondentes

Δf Largura de banda considerada em torno de uma frequência

T_u, T_w, T_z Tempos de aplicação dos vetores

$V_{\alpha^*}, V_{\beta^*}$ Componentes da tensão de referência no sistema de coordenadas $\alpha\beta$

$\vec{u}_{\alpha}, \vec{u}_{\beta}$ Vetores unitários nas direções dos eixos α e β

i_{np} Corrente do ponto neutro do barramento CC

i_1, i_2 Correntes nos capacitores do barramento CC

V_{C_1}, V_{C_2} Tensões nos capacitores do barramento CC

$\Delta V_{C_{12}}$ Diferença de tensão entre os capacitores do barramento CC

h Parâmetro da banda de histerese

θ Ângulo de fase da rede elétrica

v_d, v_q Componentes das tensões no referencial síncrono dq

i_d, i_q Componentes das correntes no referencial síncrono dq

$i_{d_{ref}}, i_{q_{ref}}$ Referências das correntes no referencial dq

$S_{a_1}, S_{a_2}, S_{b_1}, S_{b_2}, S_{c_1}, S_{c_2}$ Dispositivos semicondutores do inversor

Lista de Figuras

1.1	Composição da matriz elétrica brasileira em 2024.	2
1.2	Evolução da geração de energia FV no Brasil entre 2010 e 2024. . .	2
1.3	Estrutura interna simplificada de um painel FV.	4
1.4	Sistema FV conectado à rede elétrica, destacando as capacitâncias parasitas equivalentes C_{pv} e o percurso da corrente de fuga i_{cm}	5
2.1	Sistema FV conectado à rede elétrica destacando a tensão v_{nN}	12
2.2	Inversor NPC trifásico de três níveis.	13
2.3	Espaço vetorial convencional do NPC trifásico de três níveis.	14
2.4	Formas de onda de v_{cm} produzidas pela modulação proposta em [24].	16
2.5	Formas de onda de v_{cm} produzidas pela modulação proposta em [32].	17
2.6	Formas de onda de v_{cm} produzidas pela modulação LMZV.	19
2.7	Formas de onda de v_{cm} produzidas pela modulação proposta em [46].	21
3.1	Inversor NPC conectado à rede, incluindo o arranjo FV e as capacitâncias parasitas equivalentes.	26
3.2	Circuito equivalente do modelo de modo comum.	28
3.3	Resposta em frequência do modelo de modo comum.	29
3.4	Espectro típico de v_{cm} , com energia concentrada em f_s	30
3.5	Posicionamento de f_r em relação ao espectro de v_{cm}	31
3.6	Relação entre f_r e C_{pv} para diferentes valores de L	32
3.7	Formas de onda de v_{cm} geradas por diferentes sequências de comutação.	37

4.1	Espaço vetorial da modulação LMZV.	42
4.2	Sequência de comutação da modulação LMZV.	43
4.3	Espaço vetorial das modulações CCME e RCME.	45
4.4	Definição das retas que limitam os setores do MS 1.	47
4.5	Sequências de comutação da modulação RCME para os setores 1a, 1b, 1c e 1d e suas respectivas formas de onda de v_{cm}	49
4.6	Sequências de comutação da modulação CCME para os setores 1a, 1b, 1c e 1d e suas respectivas formas de onda de v_{cm}	49
4.7	Barramento CC com divisor capacitivo conectado a uma carga tri- fásica.	53
4.8	Contribuições das correntes de fase para a corrente i_{np} em cada tipo de vetor.	55
4.9	Direções das correntes de fase para FP unitário em cada região do espaço vetorial.	57
4.10	Adições ao espaço vetorial das técnicas CCME e RCME para con- trole da tensão do NP.	59
4.11	Fluxograma do controle da tensão do NP.	60
4.12	Sequências de comutação dos setores 1a* e 1b* para a modulação RCME.	61
4.13	Transição entre o setor 1a e o setor 1a* na técnica RCME.	62
5.1	Formas de onda simuladas de v_{cm} e i_{cm} para C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} com as modulações LMZV, CCME e RCME.	66
5.2	Espectro de frequência de v_{cm} com as modulações LMZV, CCME e RCME. A resposta em frequência de i_{cm} para C_{pv1} (f_{r1}) é apre- sentada para fins ilustrativos.	66
5.3	Formas de onda simuladas de v_{cm} e i_{cm} para C_{pv1} , em um intervalo de $4T_s$ para as modulações LMZV, CCME e RCME.	69

5.4	Formas de onda simuladas de v_{ab} e i_a , i_b e i_c para as modulações LMZV, CCME e RCME, considerando C_{pv1}	70
5.5	THD simulada das correntes i_a , i_b e i_c para as estratégias LMZV, CCME e RCME com $C_{pv} = C_{pv1}$, e para a SVM convencional nos casos $C_{pv} = 0$ e $C_{pv} = C_{pv1}$	71
5.6	Tensões dos capacitores na presença de uma perturbação para CCME e RCME em $m_a = 0,95$, $0,70$ e $0,30$ para FP 1 e $0,5$	73
5.7	Formas de onda simuladas de i_a , i_b e i_c , v_{pv} e i_{cm} sob um degrau de irradiância para as modulações CCME e RCME.	74
5.8	Pulsos de disparo simulados dos dispositivos S_{a1} a S_{c2} para as modulações LMZV, CCME e RCME ao longo de um período da rede.	76
5.9	Perdas de potência calculadas e eficiências das modulações LMZV, CCME e RCME para diferentes condições de operação.	78
6.1	Fotografia da bancada experimental.	82
6.2	Formas de onda experimentais de v_{cm} , v_{ab} e i_{cm} para C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} com as modulações LMZV, CCME e RCME.	83
6.3	Formas de onda experimentais de v_{cm} , v_{ab} , v_{an} , v_{aN} e i_{cm} para C_{pv1} , em um intervalo de $4T_s$ para as modulações CCME e RCME.	84
6.4	Espectros de frequência das tensões experimentais v_{ab} para as estratégias LMZV, CCME e RCME.	86
6.5	Formas de onda experimentais das tensões dos capacitores na presença de uma perturbação para as modulações CCME e RCME.	87
6.6	Valores experimentais de i_{cm} em função de m_a para C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} , considerando as modulações LMZV, CCME e RCME.	89
6.7	Eficiências experimentais das modulações LMZV, CCME e RCME para $V_{cc} = 200$ V e $P_s = 1000$ W.	92
6.8	Diagrama das rotinas implementadas no processador da dSPACE.	93
6.9	Diagrama das rotinas implementadas no FPGA da dSPACE.	95

Lista de Tabelas

2.1	Vetores do inversor NPC, seus estados de condução e amplitudes correspondentes de v_{cm}	15
2.2	Resumo das principais características dos tipos de modulação.	23
2.3	Conversores empregados na validação das modulações.	23
4.1	Vetores do inversor NPC, seus estados de condução e amplitudes correspondentes de v_{cm} , destacando os estados que geram desvios superiores a $V_{cc}/6$	40
4.2	Equações das retas que delimitam os setores do MS 1.	47
4.3	Testes condicionais para determinação do setor de \vec{V}^* no MS 1.	48
4.4	Sequências de comutação da modulação RCME para todos os setores.	50
4.5	Efeitos dos vetores empregados na CCME e RCME sobre $\Delta V_{C_{12}}$	57
5.1	Parâmetros de simulação e experimentais.	64
5.2	Energia de modo comum calculada em cada harmônica de v_{cm}	67
5.3	Número de comutações dos dispositivos S_{a_1} a S_{c_2} em um intervalo de 1 s.	77
6.1	THD experimental das correntes i_a , i_b e i_c para as estratégias LMZV, CCME e RCME.	85
6.2	Energia calculada em cada faixa de frequência de v_{cm} para $m_a = 0,6$, $0,7$ e $0,9$	90

Sumário

1	Introdução	1
1.1	Corrente de fuga em sistemas FV	3
1.2	Objetivos e Contribuições	8
1.3	Publicações	9
1.4	Organização do trabalho	9
2	Revisão Bibliográfica	11
2.1	Modulações do Tipo I	15
2.2	Modulações do Tipo II	16
2.3	Modulações do Tipo III	18
2.4	Modulações do Tipo IV	20
2.5	Resumo Comparativo das Modulações	22
3	Fundamentos da Energia de Modo Comum	25
3.1	Modelo de Modo Comum	25
3.2	Análise da Frequência de Ressonância	29
3.3	Critério Analítico para Seleção da Modulação	33
3.4	Análise Conceitual da Distribuição da Energia de Modo Comum	36
4	Modulações Vetoriais para Mitigação da Corrente de Fuga	39
4.1	Modulação LMZV	41
4.2	Modulações Baseadas na Distribuição da Energia de Modo Comum	44

4.2.1	Localização do Vetor de Referência no Espaço Vetorial . . .	46
4.2.2	Sequência de Comutação	48
4.2.3	Tempos de Aplicação dos Vetores	51
4.2.4	Controle da Tensão do NP	52
5	Resultados de Simulação	63
5.1	Análise de v_{cm} , i_{cm} e da Distribuição da Energia de Modo Comum .	64
5.2	Tensões de Linha e Correntes Injetadas na Rede	69
5.3	Análise da THD	70
5.4	Controle da Tensão do NP	72
5.5	Validação da Operação sob Condições Dinâmicas	74
5.6	Análise das Perdas nos Semicondutores	75
6	Resultados Experimentais	80
6.1	Resultados Experimentais de v_{cm} , i_{cm} e v_{ab}	82
6.2	Análise Experimental da THD	85
6.3	Validação Experimental do Controle da Tensão do NP	87
6.4	Análise Experimental de i_{cm} em Função de m_a	88
6.5	Resultados Experimentais das Perdas nos Semicondutores	91
6.6	Aspectos de Implementação na Plataforma dSPACE	92
7	Conclusões	97
7.1	Trabalhos Futuros	98
	Referências Bibliográficas	100

Capítulo 1

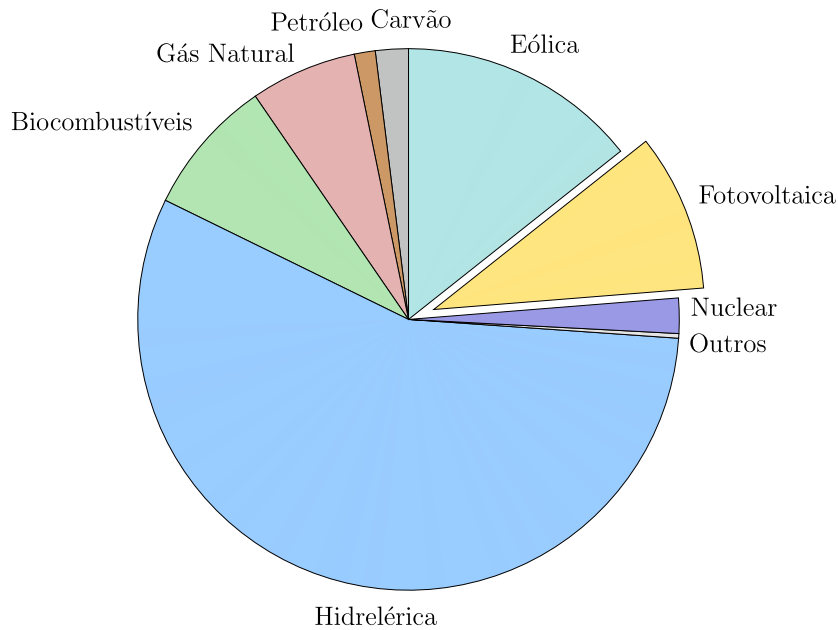
Introdução

O crescimento da demanda por energia elétrica, aliado à necessidade de reduzir os impactos ambientais associados ao uso de combustíveis fósseis, tem impulsionado a expansão das fontes renováveis em diversos países. Nesse cenário, a energia fotovoltaica (FV) destaca-se como uma das principais alternativas de geração renovável, devido ao seu baixo impacto ambiental e ao rápido avanço tecnológico [1]. No Brasil, essa expansão já é expressiva: em 2024, a geração FV foi responsável por aproximadamente 9,4 % da energia elétrica produzida no país [2], evidenciando sua crescente relevância na matriz elétrica nacional, conforme ilustrado na Figura 1.1.

A evolução da geração de energia FV ao longo das últimas décadas evidencia um crescimento significativo, com forte aceleração nos anos mais recentes. Em particular, entre 2020 e 2024, esta modalidade de geração aumentou em quase sete vezes [3], conforme ilustrado na Figura 1.2. Esse avanço resulta da combinação entre maturidade tecnológica, redução de custos e políticas de incentivo, consolidando a energia FV como um dos principais pilares da expansão da matriz elétrica nas próximas décadas.

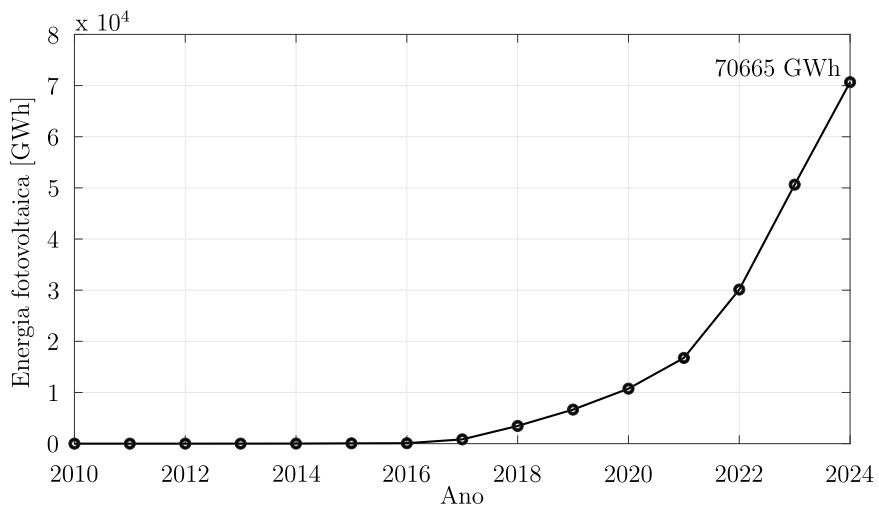
Dentre as diferentes configurações de sistemas FV, destacam-se aqueles co-

Figura 1.1: Composição da matriz elétrica brasileira em 2024.



Fonte: Elaborado pelo autor a partir dos dados de [2].

Figura 1.2: Evolução da geração de energia FV no Brasil entre 2010 e 2024.



Fonte: Elaborado pelo autor a partir dos dados de [3].

nectados à rede elétrica, amplamente empregados tanto em aplicações de geração distribuída quanto em usinas de grande porte. Nesses sistemas, os conversores estáticos de potência desempenham papel fundamental, sendo responsáveis por processar a energia gerada e adequá-la às condições da rede elétrica [4, 5]. Além de garantir alta eficiência na conversão, esses sistemas devem atender a requisitos

técnicos e normativos cada vez mais exigentes, o que motiva o desenvolvimento contínuo de novas soluções. Dentre os diversos desafios associados a essas aplicações, destaca-se a circulação de uma corrente de fuga pelo sistema, a qual impacta diretamente aspectos como a segurança elétrica, a qualidade da energia, a eficiência energética e a conformidade com normas técnicas, demandando o desenvolvimento de estratégias adequadas de mitigação desse fenômeno [6].

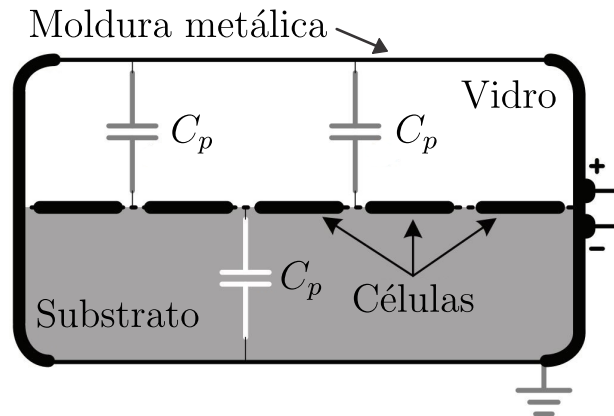
1.1 Corrente de fuga em sistemas FV

Em aplicações FV conectadas à rede, arquiteturas sem transformador são amplamente adotadas devido ao menor volume, menor peso e maior eficiência quando comparadas às soluções baseadas em transformadores [7]. Entretanto, a ausência de isolamento galvânico nesses sistemas possibilita a circulação de uma corrente de fuga através das capacitâncias parasitas presentes nos painéis FV e do sistema de aterramento. Esse fenômeno compromete a segurança elétrica, a qualidade da energia injetada na rede, a eficiência global do sistema e o atendimento às normas regulatórias internacionais [8].

Na Figura 1.3 é ilustrada a estrutura interna simplificada de um painel FV apresentada em [9]. Devido às suas características construtivas, observa-se a presença de capacitâncias parasitas (C_p) distribuídas entre os terminais elétricos das células FV e a moldura metálica do módulo, tendo como dielétricos o vidro e as camadas de substrato.

As capacitâncias parasitas não estabelecem, por si só, uma malha para a circulação da corrente de fuga. No entanto, por requisitos de segurança elétrica, as molduras metálicas dos painéis FV são conectadas ao sistema de aterramento, conforme estabelecido por normas técnicas internacionais, como a *International Electrotechnical Commission* (IEC) 60364 [10] e a IEC 61730 [11], bem como por normas nacionais, a exemplo da norma brasileira (NBR) 16690 [12]. Nessas

Figura 1.3: Estrutura interna simplificada de um painel FV.



Fonte: Adaptado de [9].

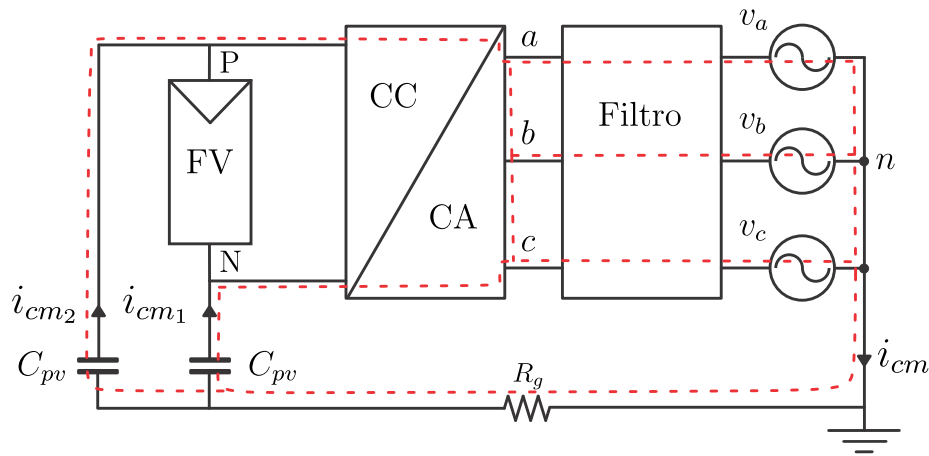
condições, forma-se uma malha fechada para a circulação da corrente de fuga, envolvendo as capacitâncias parasitas, o sistema de aterramento e os componentes do conversor e do filtro de saída.

Na Figura 1.4 é ilustrado um sistema FV conectado à rede, incluindo a capacitância parasita equivalente C_{pv} , resultante da combinação das capacitâncias parasitas internas do painel. Essa capacitância é vista entre cada um dos terminais do painel (positivo e negativo) e a respectiva estrutura metálica aterrada. A corrente de fuga, denotada por i_{cm} , tem seu percurso indicado na figura, com R_g representando a resistência da malha de aterramento.

Conforme evidenciado na Figura 1.4, a corrente de fuga percorre os semicondutores do conversor e os elementos do filtro de saída, aumentando as perdas e reduzindo a eficiência do sistema. Além disso, contribui para a degradação da qualidade de energia, uma vez que se soma às correntes injetadas na rede. Sua circulação por partes que deveriam permanecer eletricamente neutras, como a malha de aterramento, eleva os riscos à segurança elétrica [8]. Em função desses efeitos, normas como a IEC 62109-2 [13] estabelecem um limite de $300 \text{ mA}_{\text{rms}}$ para a corrente de fuga em sistemas com potência de até 30 kVA, admitindo, para potências superiores, um acréscimo de 10 mA por kVA excedente.

No Brasil, embora a norma NBR 16690 [12] estabeleça diretrizes para o

Figura 1.4: Sistema FV conectado à rede elétrica, destacando as capacitâncias parasitas equivalentes C_{pv} e o percurso da corrente de fuga i_{cm} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

projeto, a instalação, a proteção e o aterramento de sistemas FV, não são definidos limites quantitativos para a corrente de fuga, sendo comum a adoção de referências internacionais, como a IEC 62109-2 [13], para essa finalidade.

Diante dos efeitos adversos da corrente de fuga e da necessidade de atendimento aos requisitos normativos, diferentes abordagens têm sido investigadas na literatura para sua mitigação, incluindo soluções topológicas, técnicas de filtragem e estratégias baseadas em modulação. Soluções topológicas, como as apresentadas em [14, 15], promovem o desacoplamento do barramento de corrente contínua (CC) durante os estados de condução em que não há corrente fluindo dos painéis FV, interrompendo, assim, o caminho da corrente de fuga por meio da inserção de componentes adicionais no conversor. Embora eficazes, essas soluções implicam aumento do custo de hardware e redução da eficiência do sistema, uma vez que os dispositivos adicionais conduzem correntes significativas quando acionados.

Técnicas de filtragem, como as discutidas em [16–19], empregam estruturas de filtros modificadas para atenuar a corrente de fuga. No entanto, essas soluções aumentam significativamente a complexidade do sistema, elevam sua sensibilidade à impedância da rede e impõem desafios adicionais relacionados à estabilidade do

sistema, além de frequentemente requererem a combinação com outras estratégias para alcançar níveis adequados de corrente de fuga.

Como alternativa, estratégias de modulação não requerem modificações no *hardware*, sendo implementadas exclusivamente via *software*, o que as torna soluções economicamente atrativas e flexíveis. Entretanto, podem implicar maior esforço computacional e complexidade na definição das leis de controle [20]. Adicionalmente, a estratégia de modulação impacta diferentes métricas de desempenho, como a distorção harmônica total, ou do inglês *Total Harmonic Distortion* (THD), as perdas nos semicondutores, o índice de modulação (m_a) e a capacidade de controle da tensão do ponto neutro, ou do inglês *Neutral-Point* (NP), de modo que o desenvolvimento dessas estratégias envolve compromissos entre essas diferentes figuras de mérito [20].

Abordagens baseadas em modulação podem ser aplicadas tanto a conversores de dois níveis quanto a conversores multinível. Em sistemas FV modernos conectados à rede, tem-se observado a crescente adoção de conversores de três níveis, que, além de apresentarem melhor desempenho em termos de THD, menor esforço de comutação e maior capacidade de potência, oferecem maior número de estados de condução [21, 22]. Essa característica amplia os graus de liberdade para a modulação, permitindo uma atenuação da corrente de fuga mais eficaz do que em conversores de dois níveis, com pouco ou nenhum impacto sobre a faixa de operação do m_a , embora implique maior complexidade estrutural e de controle do conversor [23].

As estratégias de modulação aplicadas a conversores de três níveis [24–51], embora apresentem diferentes estruturas, são desenvolvidas com o objetivo comum de reduzir a amplitude da tensão responsável pela geração da corrente de fuga: a tensão de modo comum, ou do inglês *Common-Mode Voltage* (CMV). Essa tensão, conforme abordado em maiores detalhes nos Capítulos 2 e 3, é uma consequência direta dos estados de condução do conversor, os quais, por sua vez,

são determinados pela estratégia de modulação empregada. Dessa forma, a estratégia de modulação desempenha papel fundamental na forma de onda da CMV e, conseqüentemente, na corrente de fuga.

Embora a redução da amplitude da CMV seja uma abordagem eficaz, o espectro de frequências dessa tensão também exerce influência direta sobre a corrente de fuga e é frequentemente negligenciado pelas estratégias convencionais, que se concentram predominantemente em sua amplitude. Como discutido no Capítulo 3, a corrente de fuga circula por uma malha RLC formada pelo filtro de saída e pela capacitância parasita dos módulos FV e, portanto, sua magnitude depende não apenas da amplitude da CMV, mas também da distribuição de sua energia ao longo do espectro de frequências. Em particular, quando componentes espectrais significativas da CMV situam-se próximas à frequência de ressonância dessa malha, a corrente de fuga pode ser fortemente amplificada, conforme demonstrado no Capítulo 3.

Essa constatação evidencia uma limitação das abordagens convencionais e abre uma nova perspectiva para a mitigação da corrente de fuga: em vez de se concentrar apenas na redução da amplitude da CMV, é possível projetar modulações que também promovam uma distribuição adequada de seu espectro, deslocando a maior parte de sua energia para regiões fora da faixa de ressonância. Com base nessa premissa, neste trabalho são propostas duas estratégias de modulação vetorial para inversores de três níveis, originalmente denominadas em inglês como:

1. ***Concentrated Common-Mode Energy (CCME)***: Concentra a maior parte da energia de modo comum na frequência de comutação, sendo eficaz quando a frequência de ressonância da malha RLC é significativamente **superior** à frequência de comutação;
2. ***Redistributed Common-Mode Energy (RCME)***: Redistribui parte da energia de modo comum para harmônicos de ordem superior, sendo eficaz

quando a frequência de ressonância é **próxima ou inferior** à frequência de comutação.

O termo “energia de modo comum”, introduzido neste trabalho, refere-se à energia associada ao espectro de frequências da CMV, calculada a partir da definição de energia de um sinal, conforme apresentado em detalhes no Capítulo 3.

1.2 Objetivos e Contribuições

O objetivo central deste trabalho é propor e validar uma nova abordagem para a atenuação da corrente de fuga baseada na distribuição da energia de modo comum, com potencial para oferecer desempenho superior às estratégias convencionais, que se concentram apenas na redução da amplitude da CMV. Para esse fim, são propostas duas estratégias de modulação vetorial para inversores trifásicos de três níveis, com diferentes distribuições espectrais, cujos desempenhos são verificados por meio de simulações e validação experimental em diferentes cenários de frequência de ressonância.

As principais contribuições deste trabalho são:

- Proposição de uma nova abordagem para a atenuação da corrente de fuga em inversores FV sem transformador, baseada na distribuição da energia de modo comum;
- Desenvolvimento de um critério analítico, baseado no modelo de modo comum, para identificar as condições nas quais a concentração ou redistribuição da energia de modo comum é mais eficaz;
- Proposição de duas estratégias de modulação vetorial para inversores de três níveis, com diferentes distribuições da energia de modo comum;

- Verificação por simulação e validação experimental da abordagem em diferentes cenários de frequência de ressonância.

1.3 Publicações

A seguir é apresentada a publicação derivada das pesquisas e resultados contidos neste trabalho:

- **Título:** “Common-Mode Energy Distribution for Leakage Current Attenuation in Three-Level NPC Inverters”.

Autores: Luan Aleixo Canário Mendonça, Filipe Antônio da Costa Bahia, André Pires Nóbrega Tahim, Fabiano Fragoso Costa.

Situação: Publicado em *IEEE Transactions on Power Electronics* (acesso antecipado), Janeiro 2026. DOI: 10.1109/TPEL.2026.3656486.

1.4 Organização do trabalho

Este trabalho está estruturado nos seguintes capítulos:

- No Capítulo 2, é apresentada uma revisão bibliográfica das principais estratégias de modulação reportadas na literatura.
- No Capítulo 3, são apresentados o modelo de modo comum do inversor, o critério analítico para a escolha da modulação adequada e o conceito de energia de modo comum.
- No Capítulo 4, são descritas as modulações propostas, contemplando o espaço vetorial, as sequências de comutação, o tempo de aplicação dos vetores e a estratégia de controle da tensão do NP. Adicionalmente, apresenta-se uma modulação de referência adotada para fins comparativos.

- No Capítulo 5, são apresentados os resultados de simulação, incluindo a análise da CMV e da corrente de fuga em diferentes cenários de frequência de ressonância, as formas de onda da tensão sintetizada e das correntes injetadas, bem como a THD dessas correntes, as perdas nos semicondutores, o desempenho do controle da tensão do NP e a operação sob condições dinâmicas.
- No Capítulo 6, são apresentados os resultados experimentais, incluindo o desempenho da corrente de fuga nos mesmos cenários considerados nas simulações, a THD das correntes injetadas, as perdas nos semicondutores, a validação do controle da tensão do NP e a análise da corrente de fuga em função do índice de modulação.
- No Capítulo 7, são apresentadas as conclusões da pesquisa e sugestões para trabalhos futuros.

Capítulo 2

Revisão Bibliográfica

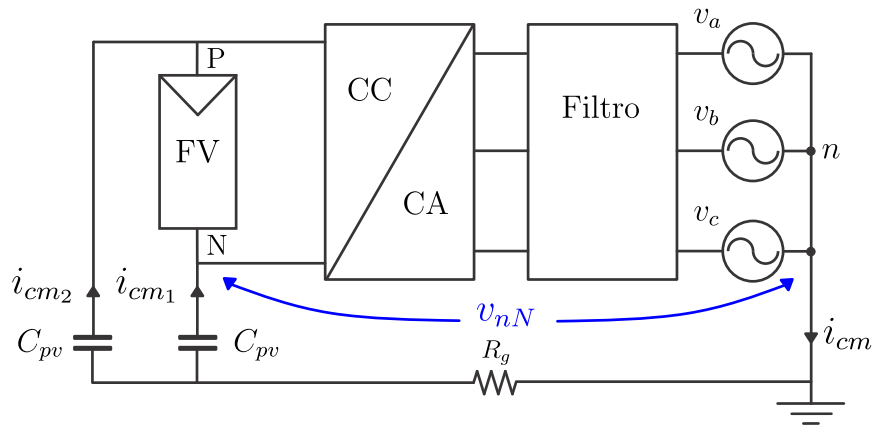
Neste capítulo, são apresentadas as principais estratégias de modulação reportadas na literatura para a redução da tensão de modo comum (CMV) em inversores de três níveis, com o objetivo de mitigar a corrente de fuga. A CMV de um inversor é definida como a média aritmética das tensões de polo sintetizadas [16, 52]:

$$v_{cm} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3}. \quad (2.1)$$

em que v_{aN} , v_{bN} e v_{cN} representam as tensões de polo do inversor, isto é, a diferença de potencial entre cada uma das saídas do inversor (denotadas por a , b e c) e o polo negativo N do barramento CC. A partir deste ponto, a CMV é denotada por v_{cm} .

Embora (2.1) seja frequentemente apresentada como uma definição, em [53, 54] demonstra-se que, para um sistema equilibrado e com componentes ideais, v_{cm} coincide com a tensão entre o ponto neutro da rede n e o polo negativo N (v_{nN}), ilustrada na Figura 2.1. Assim, nessas condições, tem-se $v_{nN} = v_{cm}$.

De acordo com (2.1), v_{cm} é diretamente determinada pelas tensões de polo, as quais, por sua vez, são definidas pela topologia do inversor e pela estratégia de modulação adotada. As topologias de inversores de três níveis mais difundidas

Figura 2.1: Sistema FV conectado à rede elétrica destacando a tensão v_{nN} .


Fonte: Elaborado pelo autor.

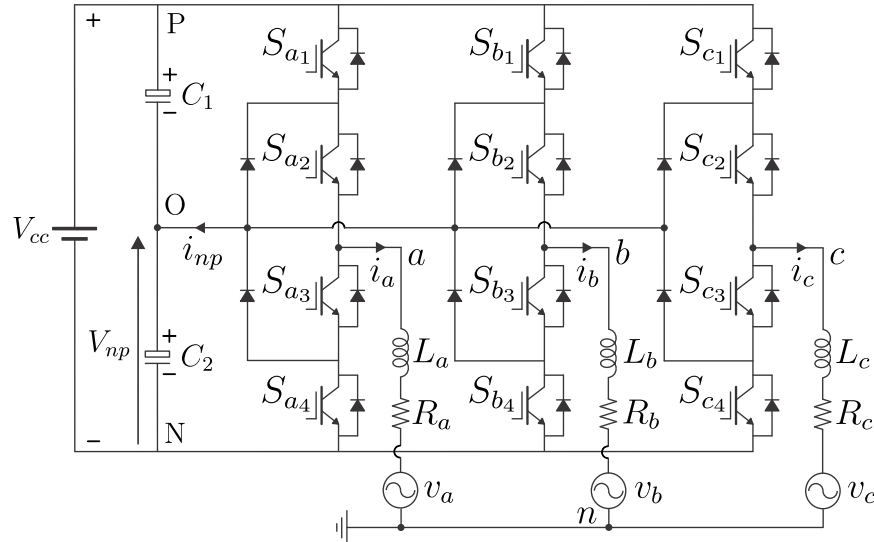
são o inversor com grampeamento do ponto neutro, do inglês *Neutral-Point Clamped* (NPC), o inversor Tipo-T e o inversor de capacitor flutuante. Embora compartilhem os mesmos estados de condução e sejam capazes de sintetizar as mesmas tensões de polo, essas topologias apresentam características distintas. Conversores Tipo-T exigem dispositivos com maior capacidade de bloqueio de tensão [55], enquanto conversores de capacitor flutuante demandam estratégias mais complexas para o balanceamento das tensões dos capacitores [56].

O inversor NPC, por sua vez, é amplamente empregado em sistemas FV sem transformador, em virtude da maturidade das estratégias de controle e de sua ampla adoção industrial, embora requeira a utilização de diodos adicionais de grampeamento [57, 58]. Neste trabalho, adota-se o inversor NPC como referência para a análise das estratégias de modulação da literatura, bem como das estratégias propostas.

O inversor NPC trifásico de três níveis, ilustrado na Figura 2.2, pode sintetizar dezenove vetores de tensão distintos, classificados por magnitude em: um vetor zero (\vec{V}_{z_0}), seis vetores pequenos (\vec{V}_{s_1} a \vec{V}_{s_6}), seis vetores médios (\vec{V}_{m_1} a \vec{V}_{m_6}) e seis vetores grandes (\vec{V}_{l_1} a \vec{V}_{l_6}). Cada um dos vetores médios e grandes pode ser sintetizados por um único estado de condução, enquanto o vetor zero pode ser obtido por três estados distintos, e cada vetor pequeno por dois. Diferentes

estados de condução do mesmo vetor são considerados redundantes, pois geram a mesma tensão de saída. No entanto, eles podem resultar em amplitudes diferentes de v_{cm} e afetar de maneira distinta a tensão do NP.

Figura 2.2: Inversor NPC trifásico de três níveis.



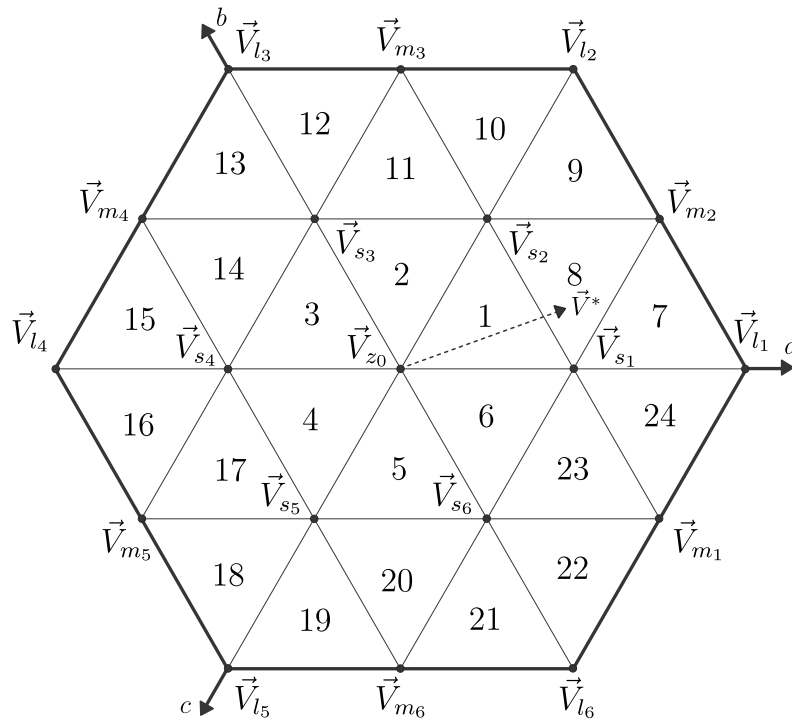
Fonte: Elaborado pelo autor.

A representação cartesiana dos vetores de tensão de um conversor é denominada espaço vetorial, por meio do qual podem ser desenvolvidas estratégias de modulação. O espaço vetorial convencional do inversor NPC é apresentado na Figura 2.3, na qual estão representados os dezenove vetores, que definem 24 setores numerados de 1 a 24, bem como o vetor de referência \vec{V}^* , a ser sintetizado.

Na Tabela 2.1 são listados todos os vetores do NPC, seus estados de condução e as amplitudes correspondentes de v_{cm} . As letras N, O e P indicam os polos do barramento CC aos quais as fases a , b e c estão conectadas, respectivamente.

De acordo com a Tabela 2.1, v_{cm} pode assumir níveis discretos de 0, 1/6, 1/3, 1/2, 2/3, 5/6 e 1 por unidade (p.u.) da tensão do barramento CC (V_{cc}). Na modulação vetorial convencional, do inglês *Space Vector Modulation* (SVM), o espaço vetorial da Figura 2.3 é empregado, e todos os vetores e estados de condução são utilizados [20]. Como consequência, v_{cm} abrange toda a faixa de valores listados na Tabela 2.1 e sua amplitude pico a pico pode atingir V_{cc} dentro

Figura 2.3: Espaço vetorial convencional do NPC trifásico de três níveis.



Fonte: Elaborado pelo autor.

de um período de comutação (T_s), o que resulta em elevados níveis de corrente de fuga. Esse comportamento aumenta as perdas, degrada a qualidade de energia, eleva os riscos à segurança elétrica e pode levar o sistema a operar em desacordo com normas regulatórias.

Diante desse cenário, as estratégias de modulação propostas na literatura são predominantemente voltadas à redução da amplitude de v_{cm} . Neste trabalho, elas são classificadas em quatro tipos, de acordo com a amplitude pico a pico de v_{cm} ao longo de um T_s . As modulações do Tipo I [24–28] englobam métodos que geram amplitudes superiores a $V_{cc}/3$ em todo ou na maior parte do espaço vetorial. As do Tipo II [29–39] produzem amplitude igual a $V_{cc}/3$, composta por degraus de $V_{cc}/6$, resultando em uma forma de onda de três níveis dentro de um T_s . As modulações do Tipo III [40–45] produzem uma amplitude de $V_{cc}/6$, caracterizando uma forma de onda de dois níveis. Por fim, as do Tipo IV [46–51] mantêm v_{cm} constante.

Tabela 2.1: Vetores do inversor NPC, seus estados de condução e amplitudes correspondentes de v_{cm} .

Vetor	Estado	v_{cm}/V_{cc}	Vetor	Estado	v_{cm}/V_{cc}
\vec{V}_{z_0}	NNN	0	-	-	-
	OOO	1/2	-	-	-
	PPP	1	-	-	-
\vec{V}_{s_1}	POO	2/3	\vec{V}_{s_4}	NOO	1/3
	ONN	1/6		OPP	5/6
\vec{V}_{s_2}	OON	1/3	\vec{V}_{s_5}	OOP	2/3
	PPO	5/6		NNO	1/6
\vec{V}_{s_3}	OPO	2/3	\vec{V}_{s_6}	ONO	1/3
	NON	1/6		POP	5/6
\vec{V}_{m_1}	PNO	1/2	\vec{V}_{m_4}	NPO	1/2
\vec{V}_{m_2}	PON	1/2	\vec{V}_{m_5}	NOP	1/2
\vec{V}_{m_3}	OPN	1/2	\vec{V}_{m_6}	ONP	1/2
\vec{V}_{l_1}	PNN	1/3	\vec{V}_{l_4}	NPP	2/3
\vec{V}_{l_2}	PPN	2/3	\vec{V}_{l_5}	NNP	1/3
\vec{V}_{l_3}	NPN	1/3	\vec{V}_{l_6}	PNP	2/3

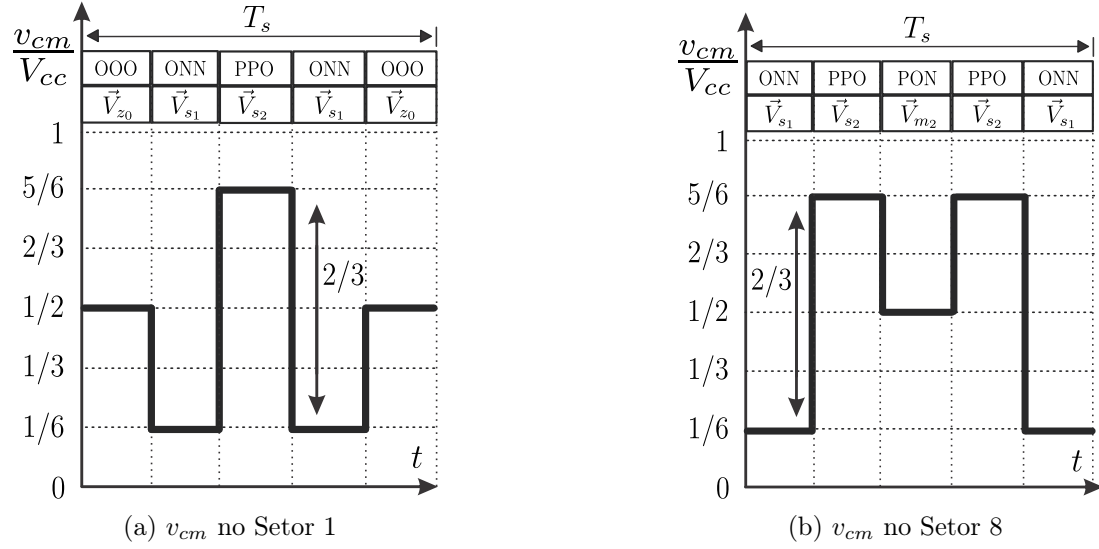
Fonte: Elaborado pelo autor.

2.1 Modulações do Tipo I

As modulações do Tipo I [24–28] utilizam o espaço vetorial da SVM convencional, apresentado na Figura 2.3, mantendo todos os dezenove vetores. Como consequência, a área do diagrama vetorial é integralmente preservada, permitindo que o m_a atinja o valor máximo unitário.

Para reduzir v_{cm} , essas modulações eliminam apenas os estados de condução associados aos níveis 0 e V_{cc} . Dessa forma, a amplitude pico a pico de v_{cm} é reduzida para $2V_{cc}/3$, $V_{cc}/2$ ou $V_{cc}/3$, dependendo do setor em que o vetor de referência se encontra. Como consequência, a corrente de fuga é reduzida em relação à SVM convencional, mas ainda permanece em níveis elevados.

As formas de onda de v_{cm} da modulação [24] para os setores 1 e 8 do espaço vetorial são apresentadas na Figura 2.4, para uma condição específica de balanceamento dos capacitores.

Figura 2.4: Formas de onda de v_{cm} produzidas pela modulação proposta em [24].


Fonte: Elaborado pelo autor com base em [24].

Nas modulações Tipo I, os estados de condução dos vetores pequenos são continuamente selecionados para o controle da tensão do NP (V_{np} , na Figura 2.2), permitindo o balanceamento das tensões dos capacitores C_1 e C_2 ao longo de todo o espaço vetorial.

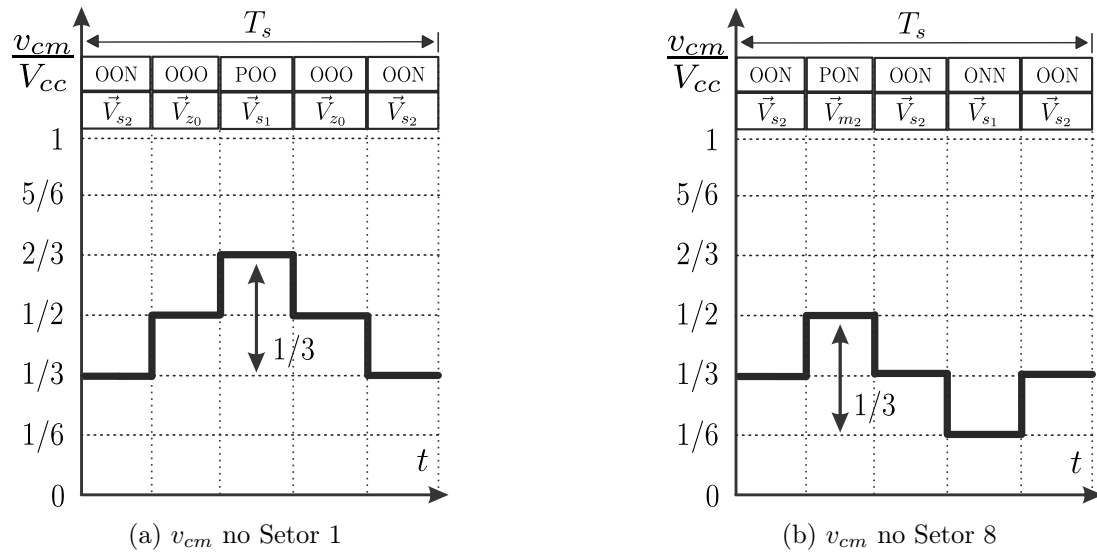
Embora as modulações do Tipo I preservem o máximo valor de m_a e permitam o controle da tensão do NP em todo o espaço vetorial, a corrente de fuga ainda permanece em níveis substancialmente elevados, o que pode restringir sua aplicação em sistemas FV devido aos limites estabelecidos pelas normas técnicas.

2.2 Modulações do Tipo II

As modulações do Tipo II, propostas em [29–39], constituem uma evolução direta das estratégias do Tipo I. Além de eliminar os níveis 0 e V_{cc} , essas abordagens restringem a variação de v_{cm} por meio da seleção criteriosa de vetores e estados de condução, de modo que apenas os conjuntos de níveis $\{V_{cc}/6, V_{cc}/3$ e $V_{cc}/2\}$, $\{V_{cc}/3, V_{cc}/2$ e $2V_{cc}/3\}$ ou $\{V_{cc}/2, 2V_{cc}/3$ e $5V_{cc}/6\}$ sejam empregados em cada setor.

Como consequência, a amplitude pico a pico de v_{cm} é limitada a $V_{cc}/3$ ao longo de todo o espaço vetorial. As seqüências de comutação são organizadas de modo que as transições ocorram em degraus de $V_{cc}/6$, resultando em uma forma de onda de três níveis dentro de cada T_s . Na Figura 2.5 são apresentadas as formas de onda de v_{cm} para os setores 1 e 8 da estratégia proposta em [32].

Figura 2.5: Formas de onda de v_{cm} produzidas pela modulação proposta em [32].



Fonte: Elaborado pelo autor com base em [32].

Assim como no Tipo I, nas modulações do Tipo II a área do espaço vetorial permanece integralmente preservada, permitindo que o m_a atinja o valor máximo unitário. Em [36], a redução de v_{cm} é realizada por meio de uma estratégia de controle preditivo baseada em modelo. Contudo, apesar do aumento da complexidade computacional, não se observam ganhos de desempenho em relação às demais modulações do Tipo II.

Embora a maioria dessas abordagens permita o controle eficaz da tensão do NP, algumas estratégias do Tipo II, como as apresentadas em [37–39], não contemplam essa funcionalidade e, portanto, são aplicáveis apenas a sistemas com fontes CC independentes ou a sistemas tolerantes ao desbalanceamento dos capacitores.

Ainda que as correntes de fuga geradas pelas modulações do Tipo II se-

jam menores em comparação às do Tipo I, seus níveis permanecem significativos, podendo, em alguns casos, estar próximos ou até mesmo acima dos limites estabelecidos pelas normas técnicas, o que pode restringir sua aplicação em determinados sistemas FV.

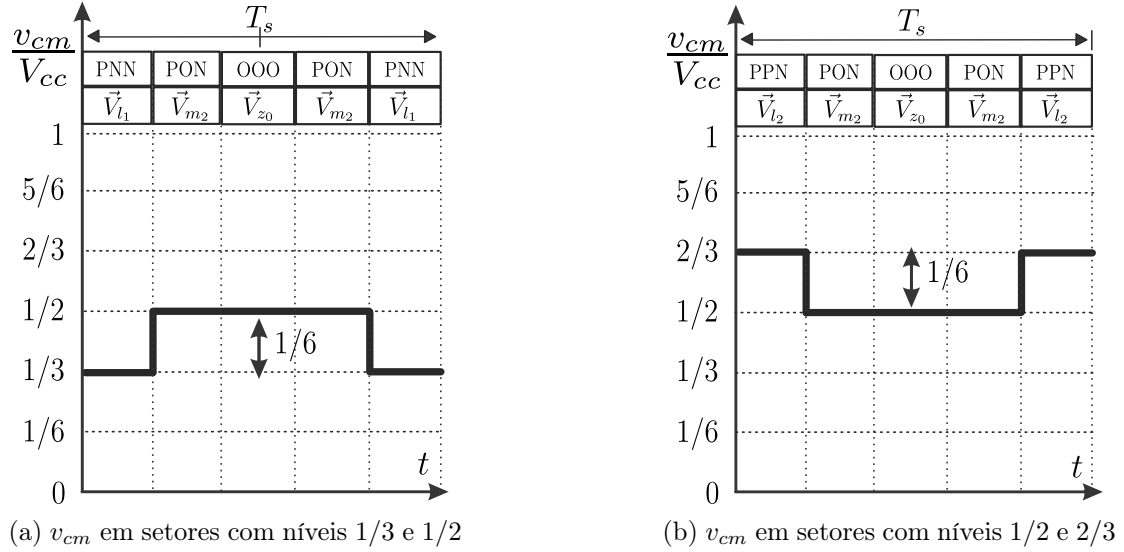
2.3 Modulações do Tipo III

As modulações do Tipo III [40–45] promovem uma redução adicional de v_{cm} , limitando sua amplitude a $V_{cc}/6$ em todo ou na maior parte do espaço vetorial. Diferentemente das modulações dos Tipos I e II, que em geral preservam o espaço vetorial convencional da Figura 2.3, as modulações do Tipo III costumam empregar estratégias que modificam sua estrutura, por meio da redefinição dos setores ou da exclusão de vetores, de modo a possibilitar a obtenção desses níveis reduzidos de v_{cm} .

A estratégia apresentada em [40] limita a amplitude de v_{cm} em $V_{cc}/6$ em todo o espaço vetorial por meio da exclusão de todos os vetores pequenos e da redefinição dos setores. Em função disso, essa estratégia foi denominada modulação por vetores grandes, médios e zero, do inglês *Large, Medium and Zero Vectors* (LMZV).

Os setores definidos na LMZV fazem com que apenas os níveis $\{V_{cc}/3$ e $V_{cc}/2\}$ ou $\{V_{cc}/2$ e $2V_{cc}/3\}$ estejam presentes em v_{cm} em cada setor, resultando em baixos níveis de corrente de fuga. As formas de onda de v_{cm} geradas pela técnica LMZV são apresentadas na Figura 2.6. Como os vetores grandes e médios são preservados, não há redução da área útil do espaço vetorial, de modo que o valor máximo de m_a permanece unitário.

Devido à exclusão dos vetores pequenos, o controle da tensão do NP é comprometido. Para contornar essa limitação, os autores passam a permitir o uso de vetores pequenos em regiões específicas do espaço vetorial, apenas em situações de

Figura 2.6: Formas de onda de v_{cm} produzidas pela modulação LMZV.

Fonte: Elaborado pelo autor com base em [40].

desbalanceamento dos capacitores. Essa abordagem possibilita o balanceamento em determinadas faixas de operação, ao custo de um ligeiro aumento da corrente de fuga.

Em [41] e [42], é proposta uma abordagem em que a referência passa a ser sintetizada a partir de quatro vetores, em vez de três, o que amplia a capacidade de controle da tensão do NP em relação à LMZV. Entretanto, essa modificação eleva v_{cm} para $V_{cc}/3$ em algumas regiões, resultando em níveis de corrente de fuga superiores à LMZV.

O método proposto em [43] adota uma estratégia que divide o espaço vetorial em 48 setores, cada um associado a duas ou três sequências de comutação selecionadas em tempo real conforme o algoritmo de controle da tensão do NP. Embora o limite de $V_{cc}/6$ seja preservado, a forma de onda de v_{cm} passa a apresentar transições adicionais de níveis associadas à troca da sequência de comutação. Como essas transições ocorrem repetidamente durante a operação, observa-se aumento considerável da corrente de fuga em relação à LMZV.

Uma variação do método proposto em [43] é apresentada em [44], com

foco na redução das perdas de potência nos dispositivos semicondutores. Nessa abordagem, as perdas de comutação são reduzidas, mantendo-se níveis de corrente de fuga semelhantes aos obtidos em [43], porém ao custo de maior complexidade, decorrente da subdivisão do espaço vetorial em 72 setores, além de desempenho ligeiramente inferior no controle da tensão do NP.

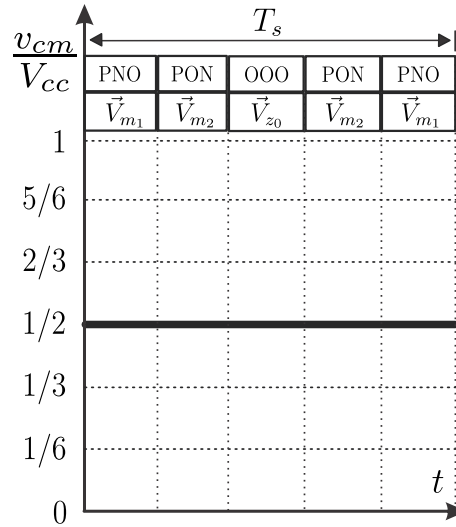
Por fim, em [45], emprega-se uma estratégia de controle preditivo orientada por dados para reduzir v_{cm} e controlar a tensão do NP. Apesar da sofisticação da abordagem, a complexidade é consideravelmente superior e v_{cm} ainda atinge $V_{cc}/3$ em determinadas regiões, o que resulta no aumento da corrente de fuga.

Dentre as modulações do Tipo III, a LMZV destaca-se por apresentar o melhor desempenho em termos de corrente de fuga. Embora apresente limitações no controle da tensão do NP, seu desempenho ainda se mostra adequado para diversas condições de operação. Em contraste, estratégias que buscam aprimorar sua capacidade de balanceamento tendem a elevar v_{cm} em partes do espaço vetorial ou a introduzir transições adicionais na forma de onda, resultando em maiores correntes de fuga. Conclui-se, portanto, que as modulações do Tipo III apresentam um compromisso equilibrado entre corrente de fuga, capacidade de controle da tensão do NP e valor máximo de m_a .

2.4 Modulações do Tipo IV

As modulações do Tipo IV [46–50] excluem todos os vetores pequenos e grandes e redefinem os setores do espaço vetorial. Como consequência, apenas os vetores médios e zero, responsáveis pelo nível de $V_{cc}/2$ em v_{cm} , são utilizados. Isso resulta em uma v_{cm} constante em todo o espaço vetorial e, conseqüentemente, em uma corrente de fuga idealmente nula. As formas de onda de v_{cm} para a técnica proposta em [46] são apresentadas na Figura 2.7.

Apesar dos níveis idealmente nulos de corrente de fuga, a exclusão desse

Figura 2.7: Formas de onda de v_{cm} produzidas pela modulação proposta em [46].

Fonte: Elaborado pelo autor com base em [46].

grande número de vetores reduz o valor máximo de m_a para aproximadamente 0,87, limitando a utilização do barramento CC e, conseqüentemente, a capacidade de geração de energia do sistema FV. Além disso, a ausência de vetores pequenos restringe o controle adequado da tensão do NP, de modo que essas modulações são, em geral, limitadas a aplicações com fontes CC independentes ou a cenários que tolerem desbalanceamento dos capacitores.

Para contornar a limitação no balanceamento dos capacitores, em [51] é proposta uma estratégia híbrida que mantém v_{cm} constante e, na ocorrência de desbalanceamento, passa a introduzir seletivamente vetores pequenos para controlar a tensão do NP e restabelecer o balanceamento. Como consequência, a corrente de fuga passa a alternar entre valores próximos de zero e níveis elevados, enquanto o valor máximo de m_a permanece limitado a 0,87.

Embora as modulações do Tipo IV apresentem níveis de corrente de fuga praticamente nulos, essa vantagem vem acompanhada de limitações significativas. A redução do valor máximo de m_a compromete a utilização do barramento CC e a capacidade de geração do sistema FV, enquanto a limitação no controle da tensão do NP restringe sua aplicação. Conclui-se, portanto, que, apesar do excelente

desempenho em termos de corrente de fuga, as modulações do Tipo IV apresentam restrições importantes para sua aplicação prática em sistemas FV.

2.5 Resumo Comparativo das Modulações

As estratégias CCME e RCME desenvolvidas neste trabalho produzem uma v_{cm} com amplitude de $V_{cc}/6$, valor máximo de m_a unitário e capacidade de controle da tensão do NP em partes do espaço vetorial. Assim, sob a ótica da classificação das modulações convencionais adotada neste trabalho, podem ser associadas ao Tipo III. No entanto, essa classificação não é suficiente para descrever completamente seu comportamento, pois se baseia exclusivamente na amplitude de v_{cm} , não contemplando a distribuição da energia de modo comum, aspecto central nas estratégias propostas.

Nesse contexto, a modulação LMZV [40] é adotada como referência para as comparações realizadas neste trabalho por apresentar características semelhantes às estratégias propostas em termos de amplitude de v_{cm} , valor máximo de m_a e capacidade de controle da tensão do NP. Na Tabela 2.2 são resumidas as principais características dos diferentes tipos de modulação, incluindo faixas qualitativas da corrente de fuga, inferidas a partir das formas de onda de v_{cm} , a abrangência do controle da tensão do NP no espaço vetorial e o valor máximo de m_a .

Na Tabela 2.3 são apresentados, de forma complementar, os conversores empregados na validação das modulações citadas nesta revisão bibliográfica. Observa-se que a maioria das modulações foi validada no inversor NPC, seguida pelo inversor Tipo-T, enquanto as demais topologias aparecem em número reduzido. De modo geral, mesmo quando validadas em conversores específicos, as modulações tendem a ser aplicáveis a outros conversores que apresentem os mesmos estados de condução e sejam capazes de sintetizar as mesmas tensões de saída.

Com base na Tabela 2.2, verifica-se que as estratégias de modulação envol-

Tabela 2.2: Resumo das principais características dos tipos de modulação.

Modulação	Corrente de Fuga	Cobertura do Controle do NP	m_a Máximo
Tipo I	Alta [24–28]	Total	1,00
Tipo II	Moderada [29–36]	Total	1,00
	Moderada [37–39]	Nenhuma	1,00
Tipo III	Moderada–Baixa [41–45]	Total	1,00
	Baixa [40]	Parcial	1,00
Tipo IV	Alternar (Alta ou Nula) [51]	Parcial	0,87
	Nula [46–50]	Nenhuma	0,87

Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 2.3: Conversores empregados na validação das modulações.

Conversor	Referências
Inversor NPC	[24–31, 34–50]
Inversor Tipo-T	[33, 40–42, 51]
Inversor em cascata	[32, 47]
Inversor de capacitor flutuante	[48]

Fonte: Elaborado pelo autor.

vem compromissos entre múltiplas figuras de mérito. A eliminação completa da corrente de fuga ou o desempenho máximo no controle da tensão do NP, como nos Tipos IV e I, respectivamente, tendem a não representar, em geral, a melhor solução global, pois implicam degradações significativas em outras métricas de desempenho.

Além das métricas listadas, a eliminação da variação de v_{cm} também tende a impactar a qualidade das tensões sintetizadas pelo inversor. Como mostrado em [53, 54], a forma de onda de v_{cm} está diretamente relacionada às tensões de fase sintetizadas. Assim, estratégias que mantêm v_{cm} constante, como as do Tipo IV, tendem a apresentar pior qualidade das tensões, o que pode também impactar os níveis de THD das correntes injetadas, embora esse efeito dependa de outros fatores, como a própria corrente de fuga. Isso evidencia um compromisso adicional entre a mitigação da corrente de fuga e a qualidade das tensões e das correntes de

saída.

Dessa forma, a busca por um compromisso entre diferentes aspectos de desempenho tende a ser a abordagem mais adequada. Nesse contexto, estratégias dos Tipos II e III apresentam desempenho mais equilibrado entre as métricas avaliadas. No entanto, resultados reportados para algumas estratégias do Tipo II indicam níveis de corrente de fuga próximos, ou até mesmo acima, dos limites normativos [33, 38], de modo que, em geral, aquelas do Tipo III mostram-se mais adequadas a aplicações em sistemas FV.

Capítulo 3

Fundamentos da Energia de Modo Comum

Em inversores FV conectados à rede sem transformador, forma-se um caminho elétrico não intencional devido à capacitância parasita entre os painéis FV e suas estruturas metálicas, que estão conectadas ao sistema de aterramento. Esse caminho permite a circulação da corrente de fuga por meio de tais capacitâncias parasitas, dos condutores de aterramento, dos dispositivos do conversor e dos componentes do filtro de saída. Tal fenômeno resulta no aumento do conteúdo harmônico nas correntes injetadas na rede, na redução da eficiência devido ao aumento das perdas nos componentes do conversor e do filtro e implica riscos à segurança elétrica [8].

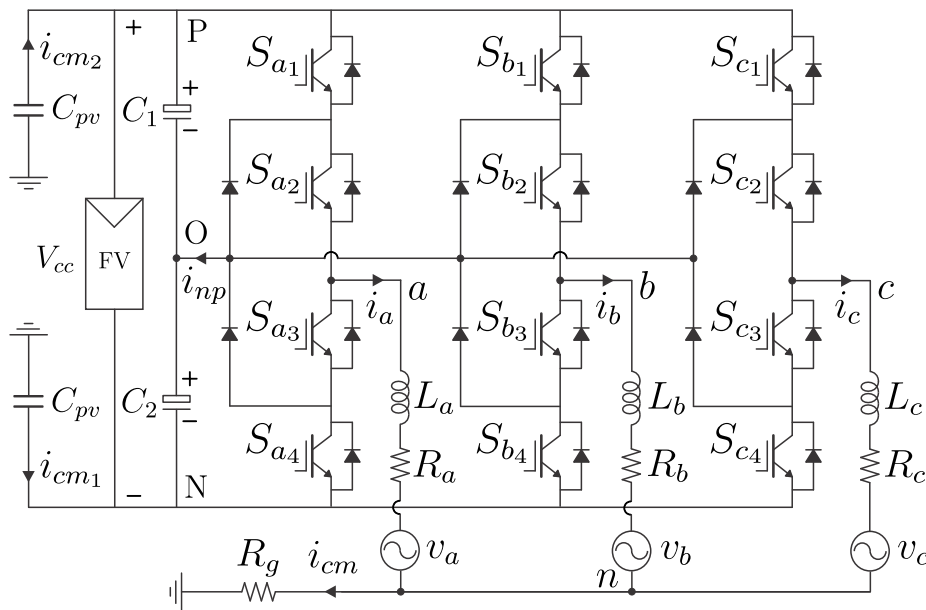
3.1 Modelo de Modo Comum

A corrente de fuga é frequentemente denominada corrente de modo comum e, portanto, será representada por i_{cm} ao longo deste trabalho. O modelo que descreve o mecanismo responsável pela geração de i_{cm} e o seu comportamento no domínio da frequência é denominado modelo de modo comum. Esse modelo

tem sido desenvolvido e analisado por alguns autores, como em [16, 52], e será apresentado a seguir.

Na figura 3.1 é ilustrado um inversor NPC trifásico de três níveis conectado à rede, incluindo o arranjo FV, as capacitâncias parasitas equivalentes C_{pv} e a resistência da malha de aterramento R_g .

Figura 3.1: Inversor NPC conectado à rede, incluindo o arranjo FV e as capacitâncias parasitas equivalentes.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As equações dinâmicas do lado da rede do inversor ilustrado na Figura 3.1 podem ser expressas como

$$\begin{cases} v_{aN} = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + v_a + v_{nN} \\ v_{bN} = L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b + v_b + v_{nN} \\ v_{cN} = L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c + v_c + v_{nN} \end{cases} \quad (3.1)$$

em que v_{xN} representa as tensões de polo do inversor, L_x e R_x são, respectivamente, a indutância e a resistência do filtro de saída, i_x são as correntes injetadas na rede, v_x correspondem às tensões de fase da rede, e v_{nN} é a tensão entre o ponto neutro

da rede n e o polo negativo do barramento CC N, sendo $x \in \{a, b, c\}$.

Somando-se as três equações em (3.1) e considerando um sistema trifásico balanceado ($v_a + v_b + v_c = 0$), bem como parâmetros idênticos do filtro em cada fase ($L_a = L_b = L_c = L$ e $R_a = R_b = R_c = R$), obtém-se:

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = L \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + R(i_a + i_b + i_c) + 3v_{nN} \quad (3.2)$$

De acordo com a Figura 3.1, a corrente de modo comum pode ser escrita como

$$i_{cm} = i_a + i_b + i_c. \quad (3.3)$$

A tensão de modo comum de um inversor trifásico é definida por

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

Substituindo (3.3) e (3.4) em (3.2) obtém-se a seguinte relação entre v_{cm} , i_{cm} e v_{nN} :

$$3v_{cm} = L \frac{di_{cm}}{dt} + Ri_{cm} + 3v_{nN}. \quad (3.5)$$

A partir do circuito apresentado na Figura 3.1, a tensão v_{nN} pode ser expressa pelas equações das duas malhas formadas pela resistência de aterramento R_g e por cada uma das capacitâncias parasitas C_{pv} :

$$v_{nN} = \frac{1}{C_{pv}} \int i_{cm_1} dt + R_g i_{cm}, \quad (3.6)$$

$$v_{nN} = \frac{1}{C_{pv}} \int i_{cm_2} dt + R_g i_{cm} + V_{cc}. \quad (3.7)$$

Somando (3.6) e (3.7) e utilizando a relação $i_{cm} = i_{cm_1} + i_{cm_2}$, obtida a partir da Figura 3.1, a tensão v_{nN} pode ser reescrita como

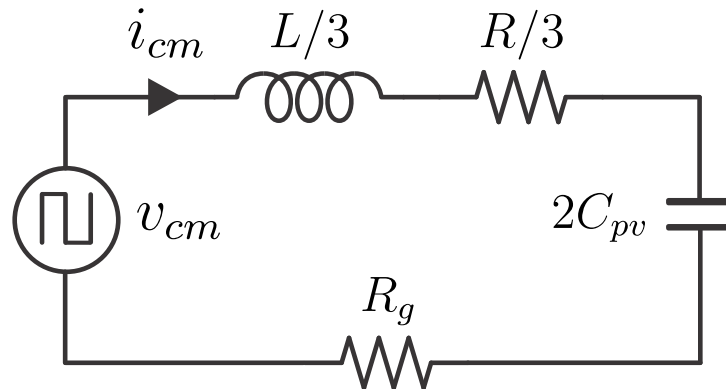
$$v_{nN} = \frac{1}{2C_{pv}} \int i_{cm} dt + R_g i_{cm} + \frac{V_{cc}}{2}. \quad (3.8)$$

Por fim, substituindo (3.8) em (3.5), obtém-se uma equação que relaciona diretamente v_{cm} e i_{cm} :

$$v_{cm} = \frac{L}{3} \frac{di_{cm}}{dt} + \frac{R}{3} i_{cm} + \frac{1}{2C_{pv}} \int i_{cm} dt + R_g i_{cm} + \frac{V_{cc}}{2}. \quad (3.9)$$

Na Figura 3.2 é apresentado o circuito equivalente de modo comum derivado a partir da equação (3.9). Observa-se que o termo constante $V_{cc}/2$ pode ser desconsiderado, uma vez que a capacitância em série se comporta como um circuito aberto para fontes CC em regime permanente. Isso explica por que as modulações do Tipo IV, que mantêm v_{cm} constante, produzem uma i_{cm} idealmente nula.

Figura 3.2: Circuito equivalente do modelo de modo comum.



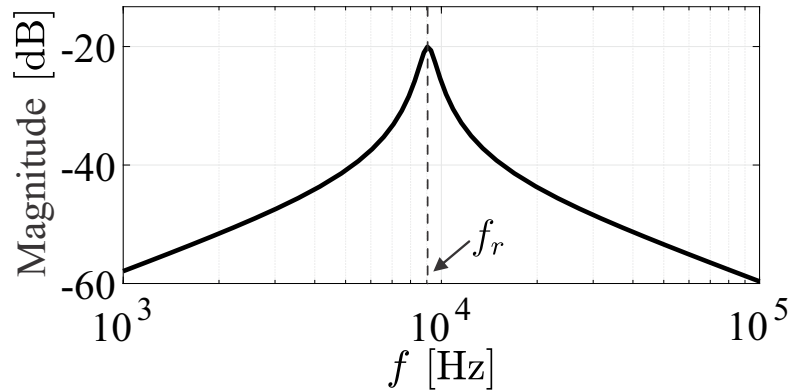
Fonte: Elaborado pelo autor.

A partir de (3.9), obtém-se também a função de transferência de i_{cm} em relação à v_{cm} , expressa na forma da admitância:

$$G_{cm}(s) = \frac{i_{cm}(s)}{v_{cm}(s)} = \frac{6C_{pv}s}{2LC_{pv}s^2 + 2C_{pv}(R + 3R_g)s + 3}. \quad (3.10)$$

A resposta em frequência da função de transferência (3.10), considerando os parâmetros adotados nas simulações e nos experimentos deste trabalho ($L = 4,62$ mH, $C_{pv} = 100$ nF, $R = 120$ m Ω e $R_g = 10$ Ω), é apresentada na Figura 3.3.

Figura 3.3: Resposta em frequência do modelo de modo comum.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A frequência de ressonância, denotada por f_r , pode ser determinada por

$$f_r = \frac{\sqrt{3}}{2\pi\sqrt{2LC_{pv}}}. \quad (3.11)$$

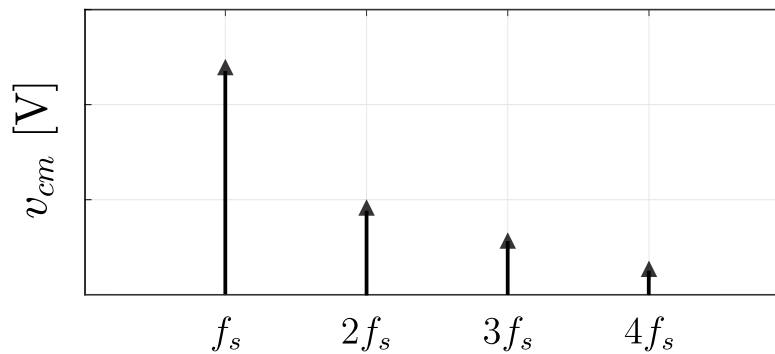
O modelo de modo comum evidencia que v_{cm} é o principal fator responsável pela geração de i_{cm} . Como v_{cm} é função direta das tensões de polo do inversor, sua forma de onda é determinada pela modulação empregada. Nesse contexto, a maioria das estratégias de modulação voltadas à mitigação de i_{cm} concentra-se na redução da amplitude da variação de v_{cm} , abordagem que se mostra efetiva. Contudo, o espectro de v_{cm} é, em praticamente todos os casos, negligenciado, apesar de exercer influência igualmente relevante sobre i_{cm} . Conforme evidenciado na Figura 3.3, manter os componentes harmônicos de v_{cm} afastados de f_r também constitui uma estratégia válida para a atenuação de i_{cm} .

3.2 Análise da Frequência de Ressonância

A forma de onda de v_{cm} , em geral, consiste de níveis discretos de tensão com larguras de pulso variáveis no tempo, conforme exemplificado nas formas de onda das modulações Tipo I a IV no Capítulo 2. Pela representação em série de Fourier de sinais com essas características, demonstra-se que seu espectro não é

composto por uma única frequência, mas por múltiplos componentes, iniciando-se na frequência de comutação (f_s), na qual se concentram as maiores parcelas de energia, e estendendo-se para harmônicos de ordens superiores, pares e ímpares, com energias gradativamente menores. Esse padrão espectral de v_{cm} , característico da maioria das estratégias de modulação, é ilustrado na Figura 3.4. Embora componentes de baixa frequência possam estar presentes, seu impacto sobre i_{cm} é desprezível, em razão do baixo ganho do sistema nessas frequências, conforme evidenciado pelo modelo de modo comum.

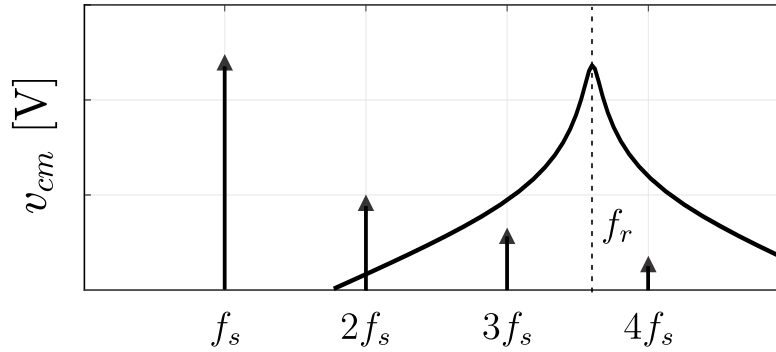
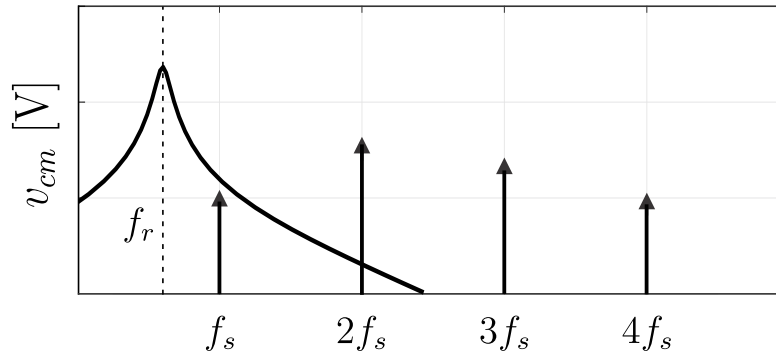
Figura 3.4: Espectro típico de v_{cm} , com energia concentrada em f_s .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Considerando que harmônicas de v_{cm} com maior energia próximas à f_r resultam em elevados valores de i_{cm} , a relação entre f_r e f_s exerce influência direta sobre a magnitude de i_{cm} . Com base no espectro típico de v_{cm} , no qual a maior parte da energia se concentra em torno de f_s , observa-se que, quando f_r é significativamente superior a f_s , essa característica é desejável, pois apenas uma pequena parcela da energia estará presente em harmônicas de ordens superiores. Dessa forma, a maior parte do conteúdo espectral de v_{cm} permanece o mais distante possível de f_r . Este cenário é ilustrado na Figura 3.5(a).

Em contraste, quando f_r se situa em uma faixa que vai desde valores bem inferiores a f_s até ligeiramente superiores, a concentração da energia de modo comum em f_s faz com que uma parcela significativa do conteúdo espectral permaneça próxima de f_r , resultando em elevados valores de i_{cm} . Nesse caso, a redistribuição

Figura 3.5: Posicionamento de f_r em relação ao espectro de v_{cm} .(a) $f_r > f_s$, com energia de v_{cm} predominantemente concentrada em f_s .(b) $f_r < f_s$, com energia de v_{cm} redistribuída para harmônicas de ordens superiores.

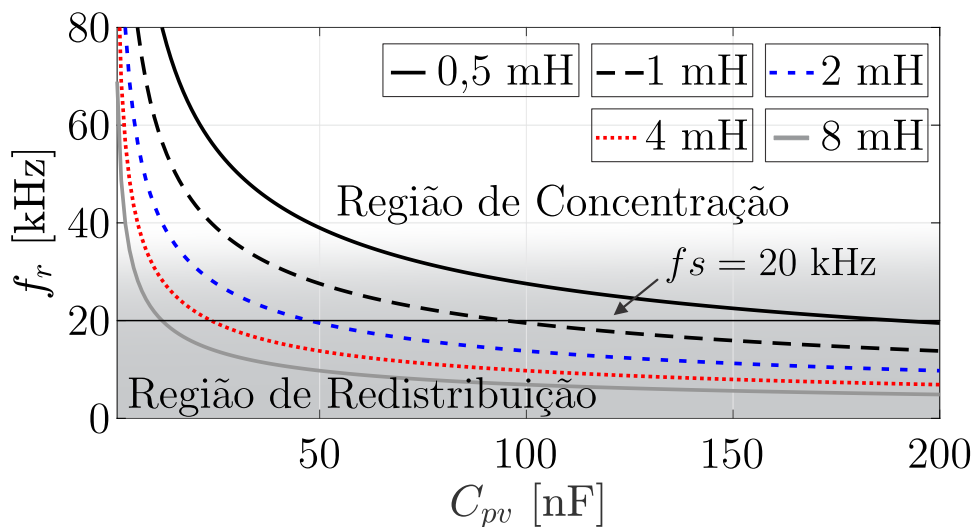
Fonte: Elaborado pelo autor.

de parte da energia de modo comum para harmônicas de ordens superiores é desejável, pois uma parcela significativa da energia é afastada de f_r , reduzindo i_{cm} . Esse cenário é ilustrado na Figura 3.5(b).

A determinação de f_r em sistemas FV reais constitui um desafio, principalmente devido às incertezas associadas a C_{pv} . Na literatura, C_{pv} é geralmente considerada proporcional à potência do sistema, embora possa variar em função de diversos fatores, situando-se tipicamente na faixa de algumas unidades até uma centena de nanofarads por quilowatt [8]. Considerando essa faixa de valores, bem como indutâncias típicas empregadas em filtros de saída, a equação (3.11) indica que f_r pode variar desde algumas unidades de quilohertz até valores superiores a uma centena de quilohertz.

Na Figura 3.6 é ilustrada essa relação, apresentando f_r em função de C_{pv} , parametrizada por valores de L usuais em inversores FV conectados à rede, tipicamente na faixa de 0,5 a 10 mH. Observa-se que f_r diminui com o aumento de C_{pv} , assumindo valores superiores a 100 kHz para capacitâncias da ordem de poucos nanofarads e caindo para abaixo de 30 kHz quando C_{pv} ultrapassa algumas centenas de nanofarads. Essa ampla variação implica que f_r pode ser maior, menor ou próximo de f_s , abrangendo todos os cenários plausíveis em aplicações práticas.

Figura 3.6: Relação entre f_r e C_{pv} para diferentes valores de L .



Fonte: Elaborado pelo autor.

As regiões ilustradas na Figura 3.6 indicam os cenários em que a concentração ou a redistribuição da energia de modo comum resultam em melhor desempenho. Uma modulação que concentra a energia em f_s tende a apresentar melhor desempenho quando f_r é significativamente superior a f_s , em geral para valores superiores a $2f_s$. Dessa forma, para o exemplo de um valor fixado de $f_s = 20$ kHz, as regiões mais claras correspondem aos valores de f_r (e, conseqüentemente, de L e C_{pv}) para os quais a concentração de energia é preferível.

Por outro lado, para valores de f_r próximos ou inferiores a f_s , a redistribuição da energia torna-se mais adequada, pois afasta uma parcela significativa da energia de modo comum da região de ressonância. Dessa forma, considerando

$f_s = 20$ kHz, as regiões mais escuras na Figura 3.6 correspondem aos valores de f_r (e, conseqüentemente, de L e C_{pv}) para os quais a redistribuição de energia é preferível.

Cabe destacar que as regiões indicadas não representam limites rígidos. À medida que f_r se torna superior a f_s , a redistribuição da energia, embora ainda apresente melhor desempenho, tem sua vantagem reduzida gradualmente em relação à concentração de energia, até que, para valores próximos de $f_r = 2f_s$, a concentração passa a ser mais vantajosa. Dessa forma, em parte dessa faixa intermediária, ambas as abordagens podem apresentar desempenhos semelhantes.

3.3 Critério Analítico para Seleção da Modulação

O objetivo desta seção é estabelecer um critério analítico que permita determinar se é mais adequado concentrar ou redistribuir a energia de modo comum e, conseqüentemente, definir a aplicação das técnicas CCME ou RCME em função dos parâmetros do sistema.

De acordo com [59], para um inversor trifásico de três níveis conectado à rede, a expressão de dimensionamento do indutor do filtro L é dada por:

$$L = \frac{V_{cc}}{24 \Delta I_L f_s}, \quad (3.12)$$

em que ΔI_L corresponde à ondulação de corrente admissível no indutor.

Essa ondulação pode ser definida como uma fração da corrente I_L que circula no indutor do filtro, de acordo com

$$\Delta I_L = \beta I_L, \quad (3.13)$$

em que β é um fator definido no projeto e expressa a ondulação de corrente como uma fração de I_L , sendo tipicamente adotado na faixa de 0,05 a 0,2, o que

corresponde a uma ondulação de 5% a 20% de I_L .

Substituindo (3.13) em (3.12), obtém-se

$$L = \frac{V_{cc}}{24 \beta I_L f_s}. \quad (3.14)$$

Em um filtro L , I_L corresponde à corrente injetada na rede. Assim, para um sistema trifásico, essa corrente pode ser calculada por

$$I_L = \frac{P_s}{3V_g}, \quad (3.15)$$

em que P_s é a potência injetada na rede e V_g é a tensão da rede.

Substituindo (3.15) em (3.14), a indutância L pode ser expressa como

$$L = \frac{V_{cc} V_g}{8 \beta P_s f_s}. \quad (3.16)$$

A capacitância parasita é considerada proporcional à área total dos módulos PV e, conseqüentemente, à potência do sistema:

$$C_{pv} = \alpha P_s \quad (3.17)$$

em que α é uma constante de proporcionalidade tipicamente assumida entre 10 nF e 100 nF por quilowatt [8].

Substituindo (3.16) e (3.17) em (3.11), obtém-se:

$$f_r = \sqrt{\frac{3 \beta f_s}{\pi^2 V_{cc} V_g \alpha}} \quad (3.18)$$

A partir de (3.18), é possível estabelecer diretrizes para a seleção apropriada da técnica de modulação. Conforme discutido anteriormente, quando $f_r \leq f_s$, é vantajoso redistribuir a energia para frequências mais elevadas e, portanto, a técnica RCME é a mais indicada. Por outro lado, quando f_r é significativamente

maior, tipicamente acima de $2f_s$, a concentração da energia torna-se mais eficaz, sendo a técnica CCME a opção mais indicada. Para a faixa intermediária, em que f_r se encontra em uma faixa aproximadamente compreendida entre f_s e $2f_s$, a avaliação não é tão direta e o desempenho entre as técnicas propostas tende a ser semelhante. Assim, para valores de f_r nessa faixa, RCME e CCME tendem a apresentar desempenhos próximos e, de modo geral, ambas podem ser empregadas.

Aplicando essas condições em (3.18), obtêm-se expressões que permitem estimar, em função dos parâmetros do sistema, as faixas de aplicação preferencial de cada técnica:

- **Faixa de aplicação preferencial da RCME:**

$$f_s > \frac{3\beta}{\pi^2 V_{cc} V_g \alpha} \quad (3.19)$$

- **Faixa intermediária de transição (RCME ou CCME):**

$$\frac{3\beta}{4\pi^2 V_{cc} V_g \alpha} < f_s < \frac{3\beta}{\pi^2 V_{cc} V_g \alpha} \quad (3.20)$$

- **Faixa de aplicação preferencial da CCME:**

$$f_s < \frac{3\beta}{4\pi^2 V_{cc} V_g \alpha} \quad (3.21)$$

As inequações (3.19), (3.20) e (3.21) fornecem diretrizes teóricas para a escolha da técnica de modulação mais adequada, em função de parâmetros previamente conhecidos do sistema, como f_s , V_g , V_{cc} e β , além de um parâmetro estimado, α . Como a literatura ainda não apresenta métodos analíticos precisos para determinar α , considera-se boa prática, em sistemas reais, medir a i_{cm} obtida com a aplicação de ambas as técnicas, permitindo validar a modulação mais apropriada para cada caso.

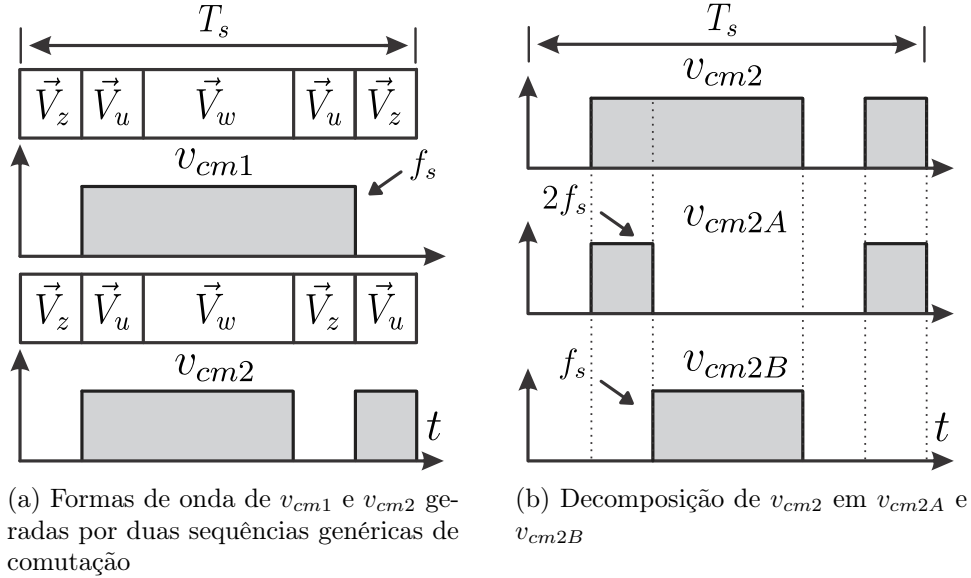
Neste trabalho, as simulações e os experimentos são conduzidos para uma frequência de comutação de $f_s = 20$ kHz, tipicamente empregada em sistemas de baixa e média potência. Nas análises, são considerados valores de f_r da mesma ordem de grandeza, situados tanto abaixo quanto acima de f_s , o que abrange os cenários preferíveis de concentração e redistribuição da energia de modo comum.

Para sistemas de maior potência, nos quais f_s se situa tipicamente na faixa de 1 a 2 kHz, a definição das regiões preferíveis de concentração ou redistribuição segue, a princípio, a mesma metodologia empregada para os casos avaliados, sendo igualmente necessário estimar f_r (ou α), uma vez que o comportamento permanece condicionado à relação entre f_s e f_r .

3.4 Análise Conceitual da Distribuição da Energia de Modo Comum

Diferentes sequências de comutação podem resultar em distribuições distintas da energia de v_{cm} entre suas componentes harmônicas. Na Figura 3.7(a), são ilustradas duas sequências genéricas de comutação e as respectivas formas de onda de v_{cm} . Na primeira sequência, os vetores são organizados de modo que v_{cm1} apresente um único pulso por período de comutação (T_s), de modo que sua frequência fundamental é f_s . Como consequência, o espectro de frequências de v_{cm1} tem início em f_s , onde se concentra a maior parte da energia, e se estende por harmônicos pares e ímpares.

A segunda sequência, obtida pela troca dos vetores \vec{V}_z e \vec{V}_u na segunda metade do período de comutação, resulta em v_{cm2} com dois pulsos dentro de T_s . De acordo com a teoria de sinais, v_{cm2} pode ser decomposta na soma de duas componentes, v_{cm2A} e v_{cm2B} , conforme ilustrado na Figura 3.7(b). A componente v_{cm2A} apresenta dois pulsos de mesma largura dentro de T_s , o que resulta em uma frequência fundamental de $2f_s$ e em um espectro que se inicia nessa frequência e

Figura 3.7: Formas de onda de v_{cm} geradas por diferentes seqüências de comutação.

Fonte: Elaborado pelo autor.

se estende para harmônicos de ordem superior. Por sua vez, a componente v_{cm2B} contém um único pulso, com frequência fundamental igual a f_s e um espectro semelhante ao de v_{cm1} , porém com amplitudes reduzidas, uma vez que contém apenas parte da energia total de v_{cm2} .

Observa-se então que, devido à presença de uma componente em $2f_s$, parte da energia do espectro de v_{cm2} é redistribuída de f_s para harmônicos de ordem superior, enquanto em v_{cm1} a maior parcela da energia permanece concentrada em f_s . Isso evidencia que a seqüência de comutação pode ser explorada como um meio de moldar a distribuição da energia de modo comum.

A análise da energia de modo comum das formas de onda de v_{cm} geradas pelas modulações propostas neste trabalho baseia-se na definição clássica de energia de sinais contínuos. A energia de um sinal $x(t)$ no domínio do tempo é definida em [60] como

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |x(t)|^2 dt. \quad (3.22)$$

O teorema de Parseval estabelece que a Transformada de Fourier preserva

a energia de um sinal, isto é, a energia total no domínio da frequência é igual à energia no domínio do tempo. Enquanto no domínio do tempo essa energia está associada à forma de onda do sinal, no domínio da frequência ela é distribuída entre suas componentes harmônicas. Assim, considerando $X(f)$ como a Transformada de Fourier de $x(t)$, a energia do sinal no domínio da frequência pode ser expressa como

$$E = \int_{-\infty}^{\infty} |X(f)|^2 df. \quad (3.23)$$

Para avaliar a energia associada a componentes harmônicas específicas, (3.23) pode ser aplicada a uma faixa de frequência em torno da harmônica de interesse. Isso permite analisar como a energia espectral do sinal se distribui entre suas componentes harmônicas. Assim, a energia do sinal associada a uma componente de frequência f_0 pode ser expressa como:

$$E_{f_0} = \int_{f_0 - \Delta f}^{f_0 + \Delta f} |X(f)|^2 df \quad (3.24)$$

em que $2\Delta f$ corresponde a largura de banda considerada em torno de f_0 .

Como será detalhado posteriormente, a f_s adotada nas simulações e nos experimentos deste trabalho é de 20 kHz. Dessa forma, as energias espectrais das modulações propostas e da modulação de referência são avaliadas nas componentes centradas em 20 kHz (E_{20k}), 40 kHz (E_{40k}), 60 kHz (E_{60k}) e 80 kHz (E_{80k}). Em todos os casos, considera-se Δf igual a 10 % da frequência central.

Capítulo 4

Modulações Vetoriais para Mitigação da Corrente de Fuga

Neste capítulo são abordadas estratégias de modulação voltadas à mitigação da corrente de fuga em inversores FV conectados à rede. Inicialmente, são descritos os principais aspectos da modulação LMZV, previamente introduzida no Capítulo 2. Essa modulação é adotada como referência comparativa devido às similaridades com as técnicas propostas, especialmente no que se refere à amplitude de v_{cm} . Em seguida, são apresentadas as estratégias propostas, CCME e RCME, incluindo o desenvolvimento dos espaços vetoriais, a identificação dos setores, a definição das sequências de comutação, o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores e a estratégia de controle da tensão do NP.

Conforme apresentado no Capítulo 2, o inversor de três níveis empregado para a análise das técnicas de modulação consideradas neste trabalho é o NPC, que possui 27 estados de condução capazes de sintetizar dezenove vetores de tensão distintos. Esses vetores são classificados por magnitude em: um vetor zero (\vec{V}_{z_0}), seis pequenos (\vec{V}_{s_1} a \vec{V}_{s_6}), seis médios (\vec{V}_{m_1} a \vec{V}_{m_6}) e seis grandes (\vec{V}_{l_1} a \vec{V}_{l_6}). Diferentes estados de condução podem sintetizar o mesmo vetor de tensão, sendo, portanto,

considerados estados redundantes. No entanto, tais estados podem produzir diferentes amplitudes de v_{cm} e influenciar de maneira distinta o balanceamento das tensões dos capacitores.

Na Tabela 4.1 são reapresentados os vetores do inversor NPC, seus estados de condução e as respectivas amplitudes de v_{cm} . As letras N, O e P indicam os polos do barramento CC aos quais as fases a , b e c estão conectadas, respectivamente. Os estados destacados são aqueles que provocam desvios de v_{cm} superiores a $V_{cc}/6$ em torno do valor de referência $V_{cc}/2$. A identificação desses estados é relevante, pois eles produzem elevadas amplitudes em v_{cm} , de modo que sua exclusão nas estratégias de modulação constitui uma abordagem válida para limitar a amplitude de v_{cm} a $V_{cc}/6$ ao longo de todo o espaço vetorial, como ocorre na LMZV e nas técnicas propostas CCME e RCME.

Tabela 4.1: Vetores do inversor NPC, seus estados de condução e amplitudes correspondentes de v_{cm} , destacando os estados que geram desvios superiores a $V_{cc}/6$.

Vetor	Estado	v_{cm}/V_{cc}	Vetor	Estado	v_{cm}/V_{cc}
\vec{V}_{z0}	NNN	0	-	-	-
	OOO	1/2	-	-	-
	PPP	1	-	-	-
\vec{V}_{s1}	POO	2/3	\vec{V}_{s4}	NOO	1/3
	ONN	1/6		OPP	5/6
\vec{V}_{s2}	OON	1/3	\vec{V}_{s5}	OOP	2/3
	PPO	5/6		NNO	1/6
\vec{V}_{s3}	OPO	2/3	\vec{V}_{s6}	ONO	1/3
	NON	1/6		POP	5/6
\vec{V}_{m1}	PNO	1/2	\vec{V}_{m4}	NPO	1/2
\vec{V}_{m2}	PON	1/2	\vec{V}_{m5}	NOP	1/2
\vec{V}_{m3}	OPN	1/2	\vec{V}_{m6}	ONP	1/2
\vec{V}_{l1}	PNN	1/3	\vec{V}_{l4}	NPP	2/3
\vec{V}_{l2}	PPN	2/3	\vec{V}_{l5}	NNP	1/3
\vec{V}_{l3}	NPN	1/3	\vec{V}_{l6}	PNP	2/3

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com base nessas características, a modulação LMZV é apresentada a seguir

como estratégia de referência, pois, além de limitar v_{cm} a $V_{cc}/6$, resulta em um espectro de v_{cm} concentrado em f_s , o que a torna adequada para comparação com as estratégias propostas.

4.1 Modulação LMZV

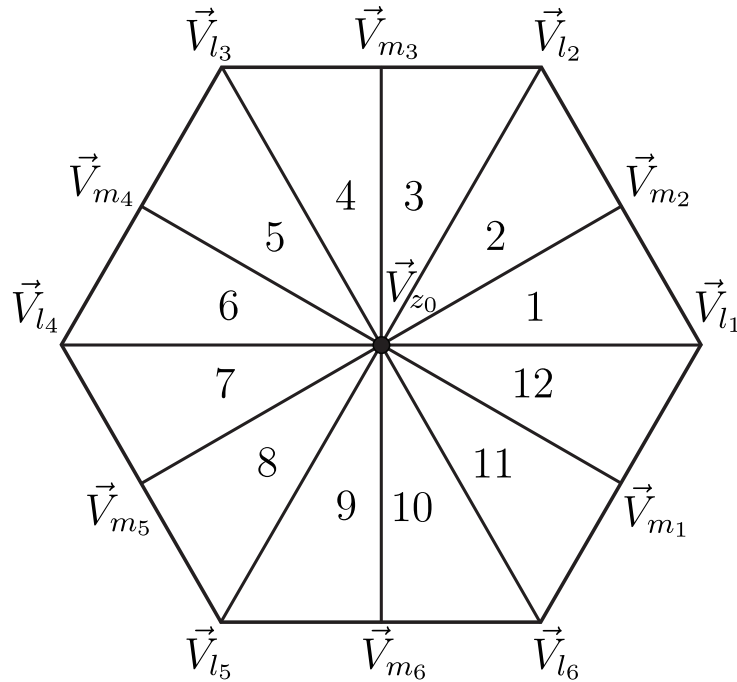
A modulação por vetores grandes, médios e zero (LMZV), proposta em [40], é uma estratégia típica para a redução da amplitude de v_{cm} . Embora tenha sido originalmente proposta para inversores Tipo-T, essa estratégia também é aplicável ao inversor NPC, uma vez que ambas as topologias apresentam vetores e estados de condução idênticos, resultando exatamente nas mesmas tensões sintetizadas, bem como nos mesmos perfis de v_{cm} e i_{cm} .

O espaço vetorial é dividido em doze setores, cada um contendo um vetor zero, um vetor médio e um vetor grande, conforme ilustrado na Figura 4.1. Nessa modulação, os vetores pequenos são deliberadamente excluídos. Essa configuração garante que, em qualquer setor, v_{cm} possa assumir apenas os níveis $\{V_{cc}/3$ e $V_{cc}/2\}$, ou $\{V_{cc}/2$ e $2V_{cc}/3\}$, limitando efetivamente sua amplitude a $V_{cc}/6$. Tal característica enquadra a LMZV, segundo a classificação adotada neste trabalho, como uma modulação do Tipo III. Como consequência, a LMZV produz níveis de i_{cm} inferiores aos obtidos com a SVM convencional e modulações dos Tipos I e II.

Embora a modulação LMZV reduza efetivamente as variações de v_{cm} , o espaço vetorial adotado, aliado à sequência de comutação, concentra a maior parte da energia de modo comum em f_s . Conforme discutido no Capítulo 3, manter a energia concentrada em f_s é desejável quando f_r é significativamente maior que f_s . Contudo, essa propriedade torna-se prejudicial quando f_r é menor ou ligeiramente maior que f_s .

É possível dobrar o número de pulsos na forma de onda de v_{cm} por meio da modificação da sequência de comutação original da técnica LMZV, porém ao

Figura 4.1: Espaço vetorial da modulação LMZV.

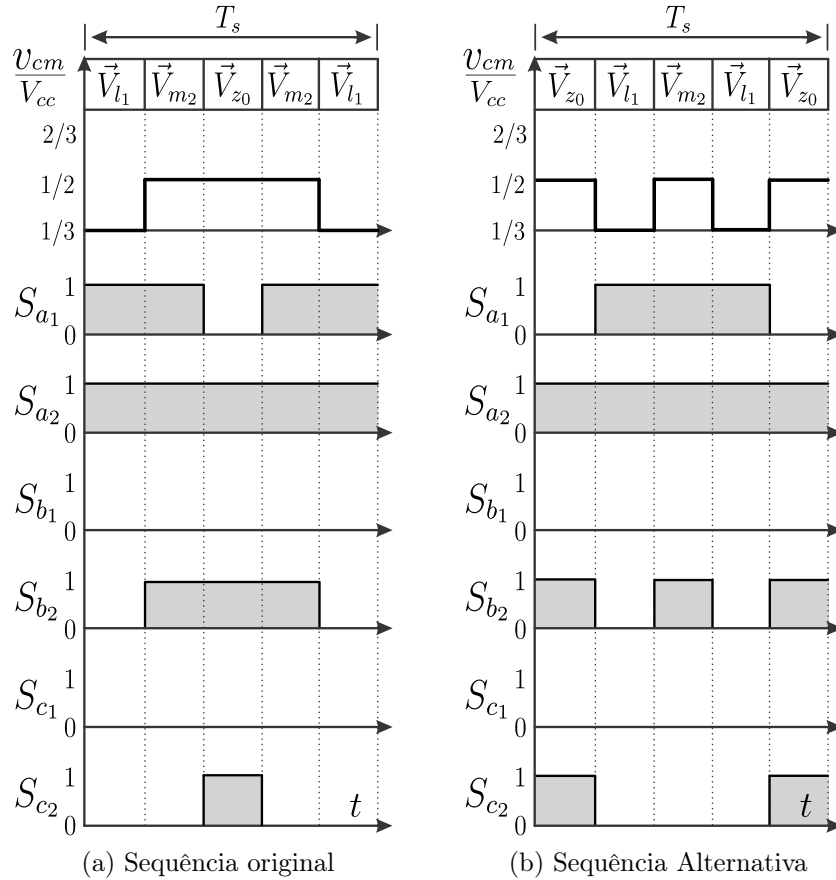


Fonte: Elaborado pelo autor.

custo do aumento do número de comutações dos dispositivos. Na Figura 4.2(a) é mostrada a sequência original, enquanto na Figura 4.2(b) é proposta uma alternativa que dobra o número de pulsos de v_{cm} no setor 1, mas que também eleva o número de comutações de S_{b_2} . Outras sequências produzem efeitos semelhantes sobre v_{cm} , mas invariavelmente aumentam o número total de comutações. Esse comportamento se repete em todos os setores, variando apenas qual chave opera em frequência mais elevada. Na prática, essa modificação apenas eleva a frequência média de comutação dos dispositivos e, conseqüentemente, a frequência de v_{cm} .

Conclui-se, portanto, que, embora a LMZV reduza significativamente a amplitude de v_{cm} , sua efetividade é maior apenas em cenários nos quais f_r é consideravelmente superior a f_s . Em outros cenários, entretanto, a técnica não se mostra adequada, pois não permite a redistribuição da energia de modo comum sem promover o aumento do número de comutações ao longo de T_s , o que resulta em maiores perdas de comutação.

Figura 4.2: Sequência de comutação da modulação LMZV.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Adicionalmente, cabe destacar que, na modulação LMZV original, a ausência de vetores pequenos não permite o controle eficaz da tensão do NP. Deste modo, no trabalho que introduz a LMZV [40], é apresentada uma modificação que consiste na inserção pontual de vetores pequenos para o controle da tensão do NP, referida como *Large, Medium and Small Vectors* (LMSV). Essa modificação é aplicada apenas em cenários de desbalanceamento dos capacitores e em regiões específicas do espaço vetorial. Com essa adição, a LMZV torna-se capaz de balancear os capacitores em determinadas regiões do espaço vetorial, ao custo de um acréscimo discreto nos níveis de corrente de fuga.

Como as análises comparativas de corrente de fuga realizadas neste trabalho consideram condições de operação sem a inserção de uma perturbação forçada no

balanceamento, a LMZV é adotada diretamente como referência em sua forma original, uma vez que, nessas condições, não há aplicação de vetores pequenos. A imposição da perturbação ocorre apenas nas análises específicas do controle da tensão do NP nas técnicas propostas.

4.2 Modulações Baseadas na Distribuição da Energia de Modo Comum

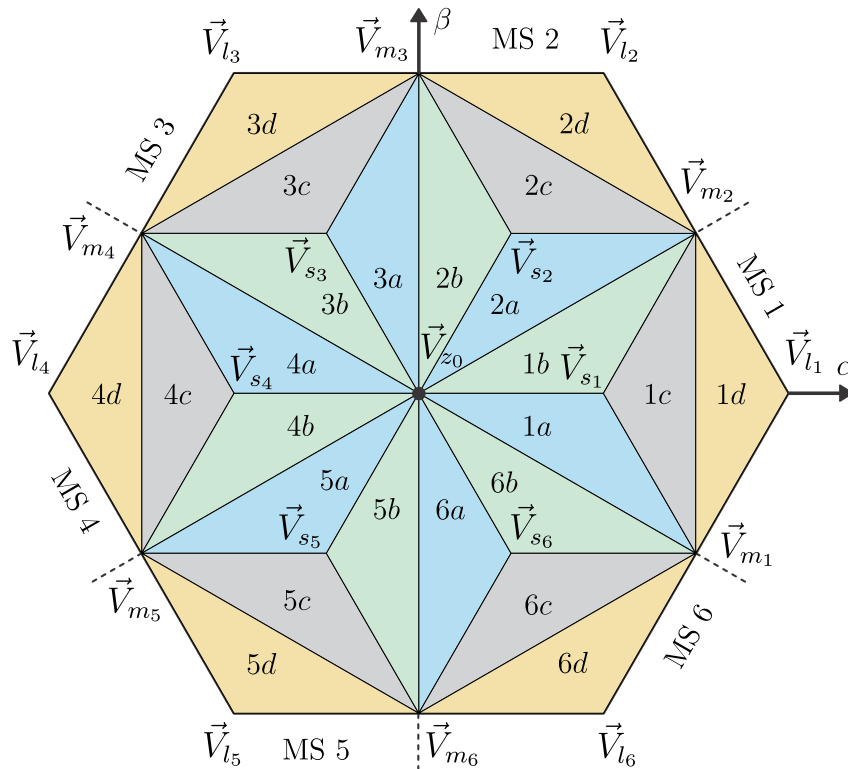
Com o objetivo de distribuir adequadamente a energia de modo comum e, assim, atenuar i_{cm} , neste trabalho são propostas duas técnicas de modulação já nomeadas anteriormente: **Concentrated Common-Mode Energy (CCME)** e **Redistributed Common-Mode Energy (RCME)**. Embora apresentadas para o inversor NPC, essas técnicas são igualmente aplicáveis a qualquer topologia com o mesmo conjunto de vetores e estados de condução, como os inversores Tipo-T, uma vez que a v_{cm} resultante é idêntica e, conseqüentemente, a i_{cm} .

Ambas as técnicas utilizam o mesmo espaço vetorial, aplicam os mesmos vetores e estados de condução e mantêm a variação de v_{cm} limitada a $V_{cc}/6$. A principal diferença reside na sequência de comutação, que define o espectro de frequências de v_{cm} em cada técnica. A CCME concentra a maior parte da energia de modo comum em f_s , resultando em um espectro semelhante ao da LMZV, enquanto a RCME redistribui parte dessa energia de f_s para componentes de frequência mais elevada. Nenhuma das técnicas propostas aumenta o número de comutações dos dispositivos dentro de T_s .

O espaço vetorial desenvolvido para as modulações CCME e RCME é apresentado na Figura 4.3. Esse espaço contempla o conjunto completo dos dezenove vetores de tensão do inversor NPC, permitindo a operação em toda a faixa de m_a . O espaço vetorial é organizado em seis macrosetores (MS), numerados de 1 a 6, cada um abrangendo 60° . Cada MS é subdividido em quatro setores internos,

rotulados de a a d , totalizando 24 setores. Os doze setores internos, identificados como a e b , contêm o vetor zero, um vetor pequeno e um vetor médio. Os seis setores intermediários, rotulados como c , incluem um vetor pequeno e dois vetores médios. Por fim, os seis setores externos, rotulados como d , são formados por dois vetores médios e um vetor grande.

Figura 4.3: Espaço vetorial das modulações CCME e RCME.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A representação dos vetores de tensão de qualquer inversor trifásico de três níveis nos eixos ortogonais a , b e c resulta, originalmente, em um espaço vetorial tridimensional. Diante disso, é usual na literatura aplicar uma transformação de $\mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^2$ a fim de simplificar a análise e a implementação da estratégia de modulação. Neste trabalho, essa transformação é aplicada aos dezenove vetores de tensão do NPC por meio da Transformada de Clarke, amplamente difundida na literatura, resultando no espaço vetorial da Figura 4.3, o qual já se encontra representado em coordenadas bidimensionais $\alpha\beta$. A expressão da Transformada

de Clarke empregada é apresentada em (4.1).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (4.1)$$

Os estados de condução adotados nas modulações CCME e RCME correspondem exclusivamente às opções não sombreadas listadas na Tabela 4.1, pois garantem, em todos os setores, uma variação de v_{cm} igual a $V_{cc}/6$. Por exemplo, no MS 1, os vetores \vec{V}_{z_0} , \vec{V}_{m_1} e \vec{V}_{m_2} resultam em $v_{cm} = V_{cc}/2$, enquanto os vetores \vec{V}_{s_1} e \vec{V}_{l_1} produzem valores de v_{cm} iguais a $2V_{cc}/3$ e $V_{cc}/3$, respectivamente, conforme indicado na Tabela 4.1. Dessa forma, nos setores 1a, 1b e 1c, v_{cm} pode assumir apenas os níveis $\{V_{cc}/2 \text{ e } 2V_{cc}/3\}$, ao passo que, no setor 1d, assume os níveis $\{V_{cc}/3 \text{ e } V_{cc}/2\}$. Esse comportamento se repete nos demais setores.

4.2.1 Localização do Vetor de Referência no Espaço Vetorial

A primeira etapa da modulação consiste na localização, a cada período de amostragem, do vetor de tensão de referência, o qual gira continuamente no espaço vetorial. Diversos métodos podem ser empregados para essa finalidade, tais como a avaliação cartesiana das equações das retas que delimitam os setores, a análise em coordenadas polares, a transformação do espaço vetorial de três níveis em subespaços equivalentes de dois níveis e a representação em coordenadas ortogonais. Neste trabalho, optou-se pela avaliação das equações das retas, em virtude de sua simplicidade de implementação, sendo esse procedimento aplicado de forma idêntica às modulações CCME e RCME.

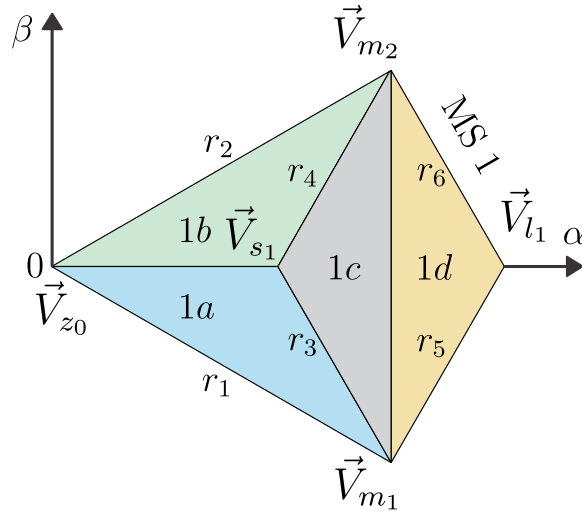
Na Figura 4.4 é ilustrada a região do espaço vetorial correspondente ao MS 1, na qual são definidas as retas que delimitam os setores. A partir das equações dessas retas é possível identificar o setor no qual se encontra um determinado

vetor de tensão de referência \vec{V}^* , definido como

$$\vec{V}^* = V_\alpha^* \vec{u}_\alpha + V_\beta^* \vec{u}_\beta, \tag{4.2}$$

em que \vec{u}_α e \vec{u}_β são vetores unitários nas direções dos eixos α e β , respectivamente, e V_α^* e V_β^* representam as componentes de \vec{V}^* nesses eixos.

Figura 4.4: Definição das retas que limitam os setores do MS 1.



Fonte: Elaborado pelo autor.

A identificação do setor é realizada por meio da avaliação das equações das retas r_1 a r_6 , apresentadas na Tabela 4.2. Cada uma dessas retas é descrita por uma equação do tipo $\beta = f(\alpha)$, que define uma fronteira entre setores no plano $\alpha\beta$.

Tabela 4.2: Equações das retas que delimitam os setores do MS 1.

Reta	Equação	Reta	Equação
r_1	$\beta = -\frac{\sqrt{3}}{3}\alpha$	r_4	$\beta = \sqrt{3}\alpha - \frac{\sqrt{3}}{3}$
r_2	$\beta = \frac{\sqrt{3}}{3}\alpha$	r_5	$\beta = \sqrt{3}\alpha - \frac{2\sqrt{3}}{3}$
r_3	$\beta = -\sqrt{3}\alpha + \frac{\sqrt{3}}{3}$	r_6	$\beta = -\sqrt{3}\alpha + \frac{2\sqrt{3}}{3}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para determinar a localização do vetor de referência \vec{V}^* , inicialmente substitui-se o valor de V_α^* nas equações das retas r_1 a r_6 , obtendo-se, a partir de cada

equação, o valor correspondente de β , que define o limite da reta para o valor V_α^* considerado. Em seguida, esses valores são comparados com V_β^* , e o resultado dessas comparações define o setor do espaço vetorial no qual \vec{V}^* se encontra.

As relações de comparação empregadas na localização de \vec{V}^* nos setores do MS 1 são apresentadas na Tabela 4.3, na qual as retas r_1 a r_6 representam os valores de β obtidos pela substituição de V_α^* em suas respectivas equações. Esse mesmo raciocínio é estendido para identificar a localização de \vec{V}^* em todos os demais setores do espaço vetorial da Figura 4.3.

Tabela 4.3: Testes condicionais para determinação do setor de \vec{V}^* no MS 1.

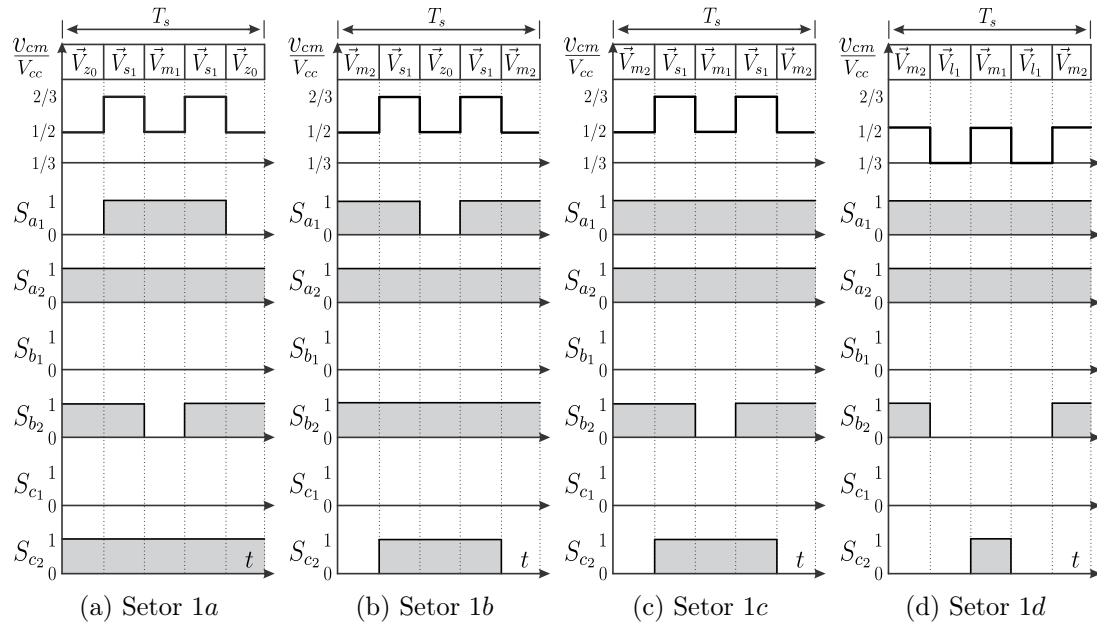
Condição		Setor de \vec{V}^*
$r_1 \leq V_\beta^* < r_3$	e $V_\beta^* < 0$	1a
$r_4 \leq V_\beta^* < r_2$	e $V_\beta^* \geq 0$	1b
$r_3 \leq V_\beta^* < r_4$	e $V_\alpha^* < 0,5$	1c
$r_5 \leq V_\beta^* \leq r_6$	e $V_\alpha^* \geq 0,5$	1d

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2.2 Sequência de Comutação

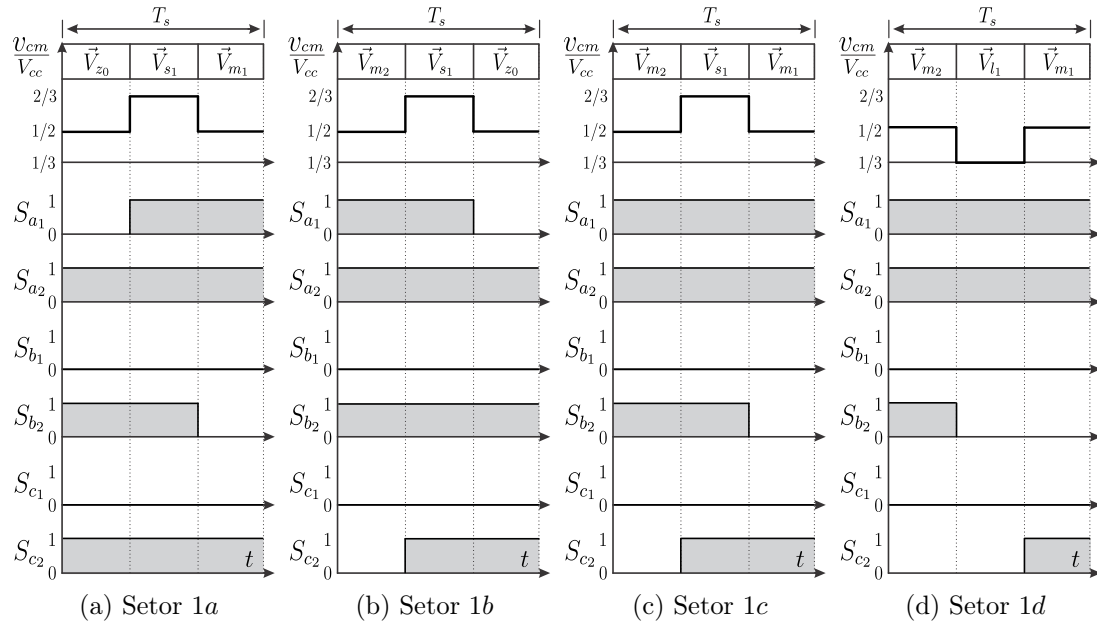
Como mencionado anteriormente, a diferença entre as modulações CCME e RCME reside na sequência de comutação. Na Figura 4.5 são apresentadas as sequências de comutação da RCME para todos os setores do MS 1, evidenciando que essa modulação utiliza cinco vetores distribuídos de forma simétrica ao longo do período. No caso da CCME, a sequência de comutação em qualquer setor corresponde apenas aos três primeiros vetores da sequência da RCME, conforme ilustrado na Figura 4.6. Como consequência, dentro de T_s , a RCME gera dois pulsos na forma de onda de v_{cm} , enquanto a CCME resulta em apenas um. Em ambos os casos, dois dispositivos realizam uma única comutação, enquanto dois permanecem desligados e dois permanecem ligados. Esse padrão se mantém em todos os setores, diferenciando-se apenas em quais dispositivos comutam ou permanecem ligados ou desligados.

Figura 4.5: Sequências de comutação da modulação RCME para os setores 1a, 1b, 1c e 1d e suas respectivas formas de onda de v_{cm} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 4.6: Sequências de comutação da modulação CCME para os setores 1a, 1b, 1c e 1d e suas respectivas formas de onda de v_{cm} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Tabela 4.4 são apresentadas as sequências de comutação para todos os setores da modulação RCME. Como a sequência da CCME corresponde aos três primeiros vetores da sequência da RCME, ela também pode ser inferida para todos os setores. Os setores marcados com um asterisco são destinados ao controle da tensão do NP, o qual será discutido posteriormente.

Tabela 4.4: Sequências de comutação da modulação RCME para todos os setores.

Setor	Sequência Vetorial	Setor	Sequência Vetorial
1a	$\vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_1} \vec{V}_{m_1} \vec{V}_{s_1} \vec{V}_{z_0}$	1b	$\vec{V}_{m_2} \vec{V}_{s_1} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_1} \vec{V}_{m_2}$
1c	$\vec{V}_{m_2} \vec{V}_{s_1} \vec{V}_{m_1} \vec{V}_{s_1} \vec{V}_{m_2}$	1d	$\vec{V}_{m_2} \vec{V}_{l_1} \vec{V}_{m_1} \vec{V}_{l_1} \vec{V}_{m_2}$
2a	$\vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_2} \vec{V}_{m_2} \vec{V}_{s_2} \vec{V}_{z_0}$	2b	$\vec{V}_{m_3} \vec{V}_{s_2} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_2} \vec{V}_{m_3}$
2c	$\vec{V}_{m_3} \vec{V}_{s_2} \vec{V}_{m_2} \vec{V}_{s_2} \vec{V}_{m_3}$	2d	$\vec{V}_{m_3} \vec{V}_{l_2} \vec{V}_{m_2} \vec{V}_{l_2} \vec{V}_{m_3}$
3a	$\vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_3} \vec{V}_{m_3} \vec{V}_{s_3} \vec{V}_{z_0}$	3b	$\vec{V}_{m_4} \vec{V}_{s_3} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_3} \vec{V}_{m_4}$
3c	$\vec{V}_{m_4} \vec{V}_{s_3} \vec{V}_{m_3} \vec{V}_{s_3} \vec{V}_{m_4}$	3d	$\vec{V}_{m_4} \vec{V}_{l_3} \vec{V}_{m_3} \vec{V}_{l_3} \vec{V}_{m_4}$
4a	$\vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_4} \vec{V}_{m_4} \vec{V}_{s_4} \vec{V}_{z_0}$	4b	$\vec{V}_{m_5} \vec{V}_{s_4} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_4} \vec{V}_{m_5}$
4c	$\vec{V}_{m_5} \vec{V}_{s_4} \vec{V}_{m_4} \vec{V}_{s_4} \vec{V}_{m_5}$	4d	$\vec{V}_{m_5} \vec{V}_{l_4} \vec{V}_{m_4} \vec{V}_{l_4} \vec{V}_{m_5}$
5a	$\vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_5} \vec{V}_{m_5} \vec{V}_{s_5} \vec{V}_{z_0}$	5b	$\vec{V}_{m_6} \vec{V}_{s_5} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_5} \vec{V}_{m_6}$
5c	$\vec{V}_{m_6} \vec{V}_{s_5} \vec{V}_{m_5} \vec{V}_{s_5} \vec{V}_{m_6}$	5d	$\vec{V}_{m_6} \vec{V}_{l_5} \vec{V}_{m_5} \vec{V}_{l_5} \vec{V}_{m_6}$
6a	$\vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_6} \vec{V}_{m_6} \vec{V}_{s_6} \vec{V}_{z_0}$	6b	$\vec{V}_{m_1} \vec{V}_{s_6} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_6} \vec{V}_{m_1}$
6c	$\vec{V}_{m_1} \vec{V}_{s_6} \vec{V}_{m_6} \vec{V}_{s_6} \vec{V}_{m_1}$	6d	$\vec{V}_{m_1} \vec{V}_{l_6} \vec{V}_{m_6} \vec{V}_{l_6} \vec{V}_{m_1}$
1a*	$\vec{V}_{s_6} \vec{V}_{m_1} \vec{V}_{l_1} \vec{V}_{m_1} \vec{V}_{s_6}$	2a*	$\vec{V}_{s_1} \vec{V}_{m_2} \vec{V}_{l_2} \vec{V}_{m_2} \vec{V}_{s_1}$
1b*	$\vec{V}_{s_2} \vec{V}_{m_2} \vec{V}_{l_1} \vec{V}_{m_2} \vec{V}_{s_2}$	2b*	$\vec{V}_{s_3} \vec{V}_{m_3} \vec{V}_{l_2} \vec{V}_{m_3} \vec{V}_{s_3}$
1c*	$\vec{V}_{s_2} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_6} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_2}$	2c*	$\vec{V}_{s_3} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_1} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_3}$
3a*	$\vec{V}_{s_2} \vec{V}_{m_3} \vec{V}_{l_3} \vec{V}_{m_3} \vec{V}_{s_2}$	4a*	$\vec{V}_{s_3} \vec{V}_{m_4} \vec{V}_{l_4} \vec{V}_{m_4} \vec{V}_{s_3}$
3b*	$\vec{V}_{s_4} \vec{V}_{m_4} \vec{V}_{l_3} \vec{V}_{m_4} \vec{V}_{s_4}$	4b*	$\vec{V}_{s_5} \vec{V}_{m_5} \vec{V}_{l_4} \vec{V}_{m_5} \vec{V}_{s_5}$
3c*	$\vec{V}_{s_4} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_2} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_4}$	4c*	$\vec{V}_{s_5} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_3} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_5}$
5a*	$\vec{V}_{s_4} \vec{V}_{m_5} \vec{V}_{l_5} \vec{V}_{m_5} \vec{V}_{s_4}$	6a*	$\vec{V}_{s_5} \vec{V}_{m_6} \vec{V}_{l_6} \vec{V}_{m_6} \vec{V}_{s_5}$
5b*	$\vec{V}_{s_6} \vec{V}_{m_6} \vec{V}_{l_5} \vec{V}_{m_6} \vec{V}_{s_6}$	6b*	$\vec{V}_{s_1} \vec{V}_{m_1} \vec{V}_{l_6} \vec{V}_{m_1} \vec{V}_{s_1}$
5c*	$\vec{V}_{s_6} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_4} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_6}$	6c*	$\vec{V}_{s_1} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_5} \vec{V}_{z_0} \vec{V}_{s_1}$

Fonte: Elaborado pelo autor.

A geração de dois pulsos na forma de onda de v_{cm} com a RCME, sem aumentar o número de comutações, é consequência direta da geometria desenvolvida para os setores e da sequência de comutação. Cada setor forma um triângulo

isósceles, em que os dois vetores da base sempre geram um nível de v_{cm} igual a $V_{cc}/2$, enquanto o vetor do vértice produz $V_{cc}/3$ ou $2V_{cc}/3$. A distância entre o vértice e cada vetor da base é a menor possível para a topologia, minimizando o número de comutações necessário para as transições. Dessa forma, a sequência de comutação posiciona estrategicamente o vetor do vértice entre os vetores da base ao longo do tempo, garantindo o padrão desejado de v_{cm} sem aumento no número de comutações.

4.2.3 Tempos de Aplicação dos Vetores

O vetor de referência \vec{V}^* , em qualquer posição dentro do espaço vetorial, pode ser representado como uma combinação linear dos três vetores que formam o setor em que se encontra:

$$\vec{V}^* = \vec{V}^u \frac{T_u}{T_s} + \vec{V}^w \frac{T_w}{T_s} + \vec{V}^z \frac{T_z}{T_s}, \quad (4.3)$$

em que \vec{V}^u , \vec{V}^w e \vec{V}^z são os vetores que formam o setor, e T_u , T_w e T_z representam seus respectivos tempos de aplicação.

A soma dos tempos de aplicação deve ser igual ao período de comutação:

$$T_s = T_u + T_w + T_z. \quad (4.4)$$

Decompondo os vetores em (4.3) nas componentes do sistema de coordenadas $\alpha\beta$, representando-os em forma matricial e incluindo a relação (4.4), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} = \frac{1}{T_s} \begin{bmatrix} V_\alpha^u & V_\alpha^w & V_\alpha^z \\ V_\beta^u & V_\beta^w & V_\beta^z \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} T_u \\ T_w \\ T_z \end{bmatrix}. \quad (4.5)$$

Reescrevendo (4.5), os tempos de aplicação são determinados por:

$$\begin{aligned} \begin{bmatrix} T_u \\ T_w \\ T_z \end{bmatrix} &= T_s \begin{bmatrix} V_\alpha^u & V_\alpha^w & V_\alpha^z \\ V_\beta^u & V_\beta^w & V_\beta^z \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix}, \\ &= T_s M^{-1} \begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix}. \end{aligned} \quad (4.6)$$

A matriz inversa M^{-1} é dada por:

$$M^{-1} = k \begin{bmatrix} V_\beta^w - V_\beta^z & V_\alpha^z - V_\alpha^w & V_\alpha^w V_\beta^z - V_\beta^w V_\alpha^z \\ V_\beta^z - V_\beta^u & V_\alpha^u - V_\alpha^z & V_\alpha^z V_\beta^u - V_\beta^z V_\alpha^u \\ V_\beta^u - V_\beta^w & V_\alpha^w - V_\alpha^u & V_\alpha^u V_\beta^w - V_\beta^u V_\alpha^w \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

em que

$$k = \frac{1}{V_\alpha^u V_\beta^w - V_\beta^u V_\alpha^w + V_\alpha^z V_\beta^u - V_\beta^z V_\alpha^u + V_\alpha^w V_\beta^z - V_\beta^w V_\alpha^z}. \quad (4.8)$$

As equações (4.6), (4.7) e (4.8) são gerais e podem ser aplicadas para determinar os tempos de aplicação dos vetores em qualquer setor onde a referência esteja localizada. Como os termos em (4.7) e (4.8) dependem apenas dos vetores de tensão do inversor, eles são conhecidos e podem ser previamente calculados para todos os setores. Assim, basta aplicar a referência de tensão em (4.6) a cada período de amostragem para determinar os tempos de aplicação dos vetores.

4.2.4 Controle da Tensão do NP

O objetivo do controle da tensão do NP é manter o equilíbrio entre os capacitores C_1 e C_2 do barramento CC, assegurando que suas tensões V_{C_1} e V_{C_2} permaneçam iguais ou dentro de uma tolerância pré-definida. O balanceamento

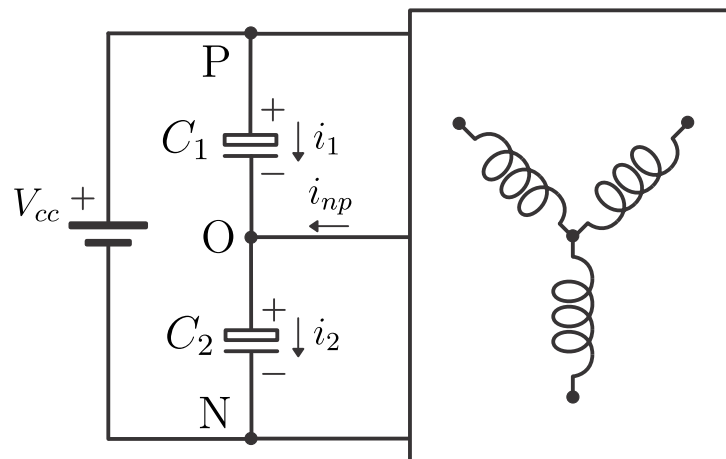
pode ser realizado por meio de um controlador proporcional integral (PI) ou por controle em histerese, ambas capazes de eliminar o desvio da componente CC. Entretanto, o controlador PI também reduz quase completamente a ondulação de baixa frequência [41], enquanto o controle por histerese admite uma pequena ondulação, proporcional à banda adotada, em troca de uma implementação mais simples [36, 43, 44]. No método proposto, optou-se pelo controle em histerese pela sua simplicidade, considerando os capacitores balanceados quando a diferença de tensão satisfaz:

$$-hV_{dc} \leq \Delta V_{C_{12}} \leq hV_{dc}, \quad (4.9)$$

em que $\Delta V_{C_{12}} = V_{C_1} - V_{C_2}$ e h corresponde ao máximo desvio admissível, expresso em fração de V_{cc} . Neste trabalho, adotou-se $h = 0,01$ nas simulações e nos experimentos, o que corresponde a uma banda de histerese de $\pm 1\%$ de V_{cc} .

O desequilíbrio de tensão entre os capacitores é causado pela corrente do NP (i_{np}). Na Figura 4.7 é ilustrado um barramento CC com divisor capacitivo conectado a uma carga trifásica genérica, mostrando as correntes nos capacitores, i_1 e i_2 , assim como a corrente i_{np} .

Figura 4.7: Barramento CC com divisor capacitivo conectado a uma carga trifásica.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Aplicando a Lei das Correntes de Kirchhoff ao circuito da Figura 4.7,

obtem-se

$$i_2 = i_1 + i_{np} \quad (4.10)$$

A partir de (4.10), observa-se que, para $i_{np} \neq 0$, as correntes i_1 e i_2 assumem valores distintos. Como consequência, a carga (ou descarga) dos capacitores ocorre de forma desigual, resultando em uma diferença entre suas tensões, conforme evidenciado em (4.11) e (4.12).

$$V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int i_1 dt \quad (4.11)$$

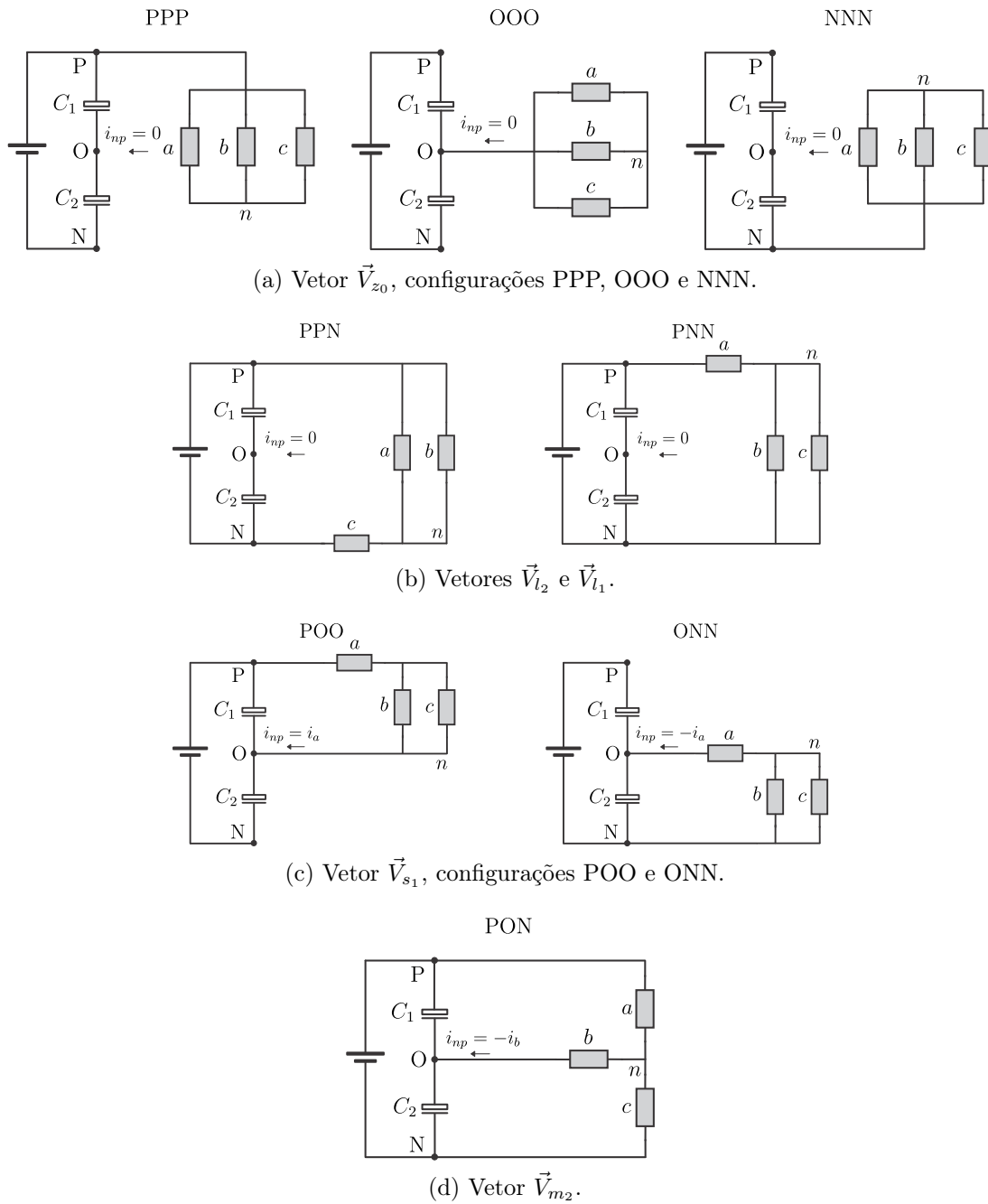
$$V_{C2} = \frac{1}{C_2} \int i_2 dt = \frac{1}{C_2} \int (i_1 + i_{np}) dt \quad (4.12)$$

A magnitude e a direção de i_{np} dependem dos vetores e seus estados de condução, bem como das correntes de fase instantâneas. Nas Figuras 4.8(a) a 4.8(d) são apresentadas as contribuições das correntes de fase para a corrente i_{np} , considerando cada tipo de vetor. A legenda superior indica o estado de condução e define a configuração de conexão das fases ao barramento CC. Por exemplo, na Figura 4.8(d), o estado “PON” indica que a fase a está conectada ao polo positivo P, a fase b ao ponto intermediário O e a fase c ao polo negativo N do barramento CC.

Na Figura 4.8(a) são apresentados os três estados do vetor \vec{V}_{z_0} , nos quais as três fases são conectadas a um único ponto do barramento CC (P, N ou O). Nessas condições, as tensões de fase são nulas e não há corrente drenada do barramento CC, de modo que \vec{V}_{z_0} não exerce influência sobre o balanceamento dos capacitores.

Na Figura 4.8(b) são mostrados os vetores grandes \vec{V}_{l_2} e \vec{V}_{l_1} . Nesse tipo de vetor, duas fases são conectadas a P e uma a N (ou vice-versa). Diferentemente de \vec{V}_{z_0} , há fluxo de corrente entre o barramento CC e a carga, produzindo níveis $\pm V_{cc}$ em duas tensões de linha. Além disso, os vetores grandes não possuem redundâncias nos estados de condução, podendo ser sintetizados por um único

Figura 4.8: Contribuições das correntes de fase para a corrente i_{np} em cada tipo de vetor.



Fonte: Elaborado pelo autor.

estado. Como não há conexão com o ponto O, a corrente i_{np} é nula e, portanto, esses vetores também não afetam o balanceamento dos capacitores.

Na Figura 4.8(c) são apresentados os dois estados de condução do vetor pequeno \vec{V}_{s_1} . Nesses casos, há conexão com o ponto O e a corrente i_{np} é igual à

corrente de uma das fases. No primeiro exemplo, $i_{np} = i_a$ e flui da carga para o ponto O, reduzindo $\Delta V_{C_{12}}$. No segundo, possui mesmo módulo, porém sentido oposto, aumentando $\Delta V_{C_{12}}$. Embora ambas as configurações gerem os mesmos níveis de tensão nas fases, produzem efeitos opostos no equilíbrio dos capacitores.

Por fim, na Figura 4.8(d) é apresentado o vetor médio \vec{V}_{m_2} . Nesse tipo de vetor, cada fase é conectada a um ponto distinto do barramento CC. A corrente da fase conectada ao ponto O influencia diretamente o equilíbrio dos capacitores (no exemplo, a corrente i_b). Assim como os vetores grandes, os vetores médios também não possuem redundâncias nos estados de condução, de modo que seu efeito sobre o balanceamento depende exclusivamente das correntes de carga.

Como os vetores zero e grandes não influenciam o balanceamento dos capacitores, e os vetores médios, embora o afetem, não possuem redundâncias, uma estratégia natural para o controle da tensão do NP consiste em explorar os efeitos opostos das redundâncias dos vetores pequenos. Contudo, conforme indicado na Tabela 4.1 e discutido anteriormente, as técnicas CCME e RCME utilizam apenas os estados de condução dos vetores pequenos que resultam em uma variação de $V_{cc}/6$ em v_{cm} . Por exemplo, no caso de \vec{V}_{s_1} ilustrado na Figura 4.8(c), apenas a configuração POO pode ser aplicada. Dessa forma, não é possível alternar entre redundâncias, pois isso resultaria em aumento significativo da amplitude de v_{cm} , como ocorre nas modulações dos Tipos I e II e em algumas do Tipo III, além de comprometer a distribuição da energia de modo comum.

Na Tabela 4.5 são apresentados os efeitos dos vetores empregados nos métodos CCME e RCME sobre $\Delta V_{C_{12}}$, para diferentes direções das correntes de fase, considerando apenas as configurações efetivamente utilizadas (isto é, as não sombreadas na Tabela 4.1).

Com base na Tabela 4.5, o balanceamento dos capacitores pode ser avaliado em cada setor das modulações CCME e RCME para uma determinada direção das correntes de fase. Na Figura 4.9 são ilustradas as direções no caso típico de fator

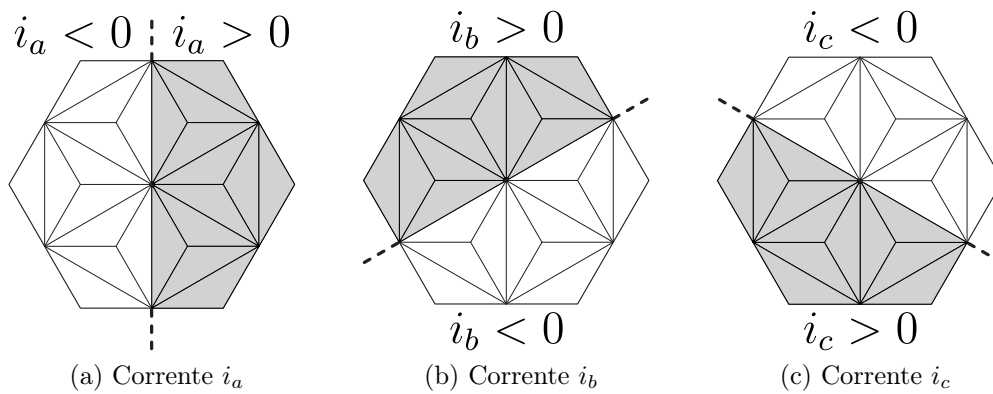
Tabela 4.5: Efeitos dos vetores empregados na CCME e RCME sobre $\Delta V_{C_{12}}$.

Vetor	Condição	$\Delta V_{C_{12}}$	Vetor	Condição	$\Delta V_{C_{12}}$
\vec{V}_{z_0}	—	Sem efeito			
\vec{V}_{l_1}	—	Sem efeito	\vec{V}_{l_2}	—	Sem efeito
\vec{V}_{l_3}	—	Sem efeito	\vec{V}_{l_4}	—	Sem efeito
\vec{V}_{l_5}	—	Sem efeito	\vec{V}_{l_6}	—	Sem efeito
\vec{V}_{s_1}	$i_a > 0$	↓	\vec{V}_{m_1}	$i_c > 0$	↑
	$i_a < 0$	↑		$i_c < 0$	↓
\vec{V}_{s_2}	$i_c > 0$	↓	\vec{V}_{m_2}	$i_b > 0$	↑
	$i_c < 0$	↑		$i_b < 0$	↓
\vec{V}_{s_3}	$i_b > 0$	↓	\vec{V}_{m_3}	$i_a > 0$	↑
	$i_b < 0$	↑		$i_a < 0$	↓
\vec{V}_{s_4}	$i_a > 0$	↓	\vec{V}_{m_4}	$i_c > 0$	↑
	$i_a < 0$	↑		$i_c < 0$	↓
\vec{V}_{s_5}	$i_c > 0$	↓	\vec{V}_{m_5}	$i_b > 0$	↑
	$i_c < 0$	↑		$i_b < 0$	↓
\vec{V}_{s_6}	$i_b > 0$	↓	\vec{V}_{m_6}	$i_a > 0$	↑
	$i_b < 0$	↑		$i_a < 0$	↓

Fonte: Elaborado pelo autor.

de potência (FP) unitário, em que as regiões sombreadas representam correntes positivas, enquanto as não sombreadas indicam correntes negativas. Na prática, as correntes trifásicas apresentam um pequeno atraso em virtude do filtro de saída.

Figura 4.9: Direções das correntes de fase para FP unitário em cada região do espaço vetorial.



Fonte: Elaborado pelo autor.

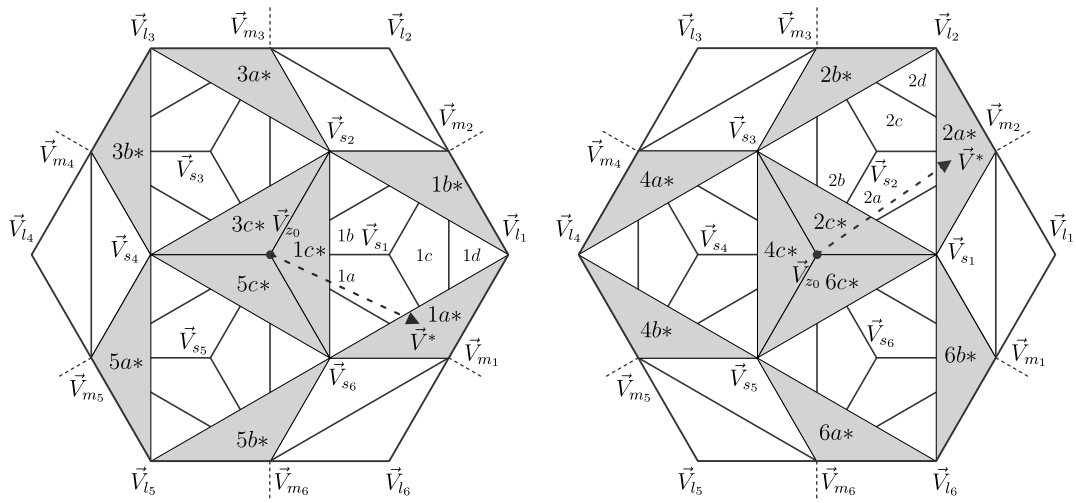
De acordo com a Figura 4.9, nos setores do MS 1, a corrente i_a é positiva, enquanto i_b e i_c são negativas. Nessas condições, os vetores \vec{V}_{s_1} , \vec{V}_{m_1} e \vec{V}_{m_2} reduzem $\Delta V_{C_{12}}$, conforme indicado na Tabela 4.5. Estendendo essa análise a todo o espaço vetorial, conclui-se que $\Delta V_{C_{12}}$ diminui nos setores dos MS 1, 3 e 5, enquanto aumenta nos setores dos MS 2, 4 e 6.

Idealmente, nas modulações CCME e RCME, a média de $\Delta V_{C_{12}}$ ao longo de um ciclo completo da rede é nula, uma vez que as regiões do espaço vetorial nas quais $\Delta V_{C_{12}}$ aumenta e diminui possuem áreas iguais. Entretanto, em implementações práticas, surgem desequilíbrios em decorrência de assimetrias nos componentes e nos *layouts* das placas de circuito impresso. Por essa razão, torna-se necessária a adoção de uma estratégia de controle ativo capaz de regular $\Delta V_{C_{12}}$ em todo o espaço vetorial, ou, ao menos, em algumas regiões.

Com o objetivo de realizar o controle da tensão do NP, são propostas duas extensões ao espaço vetorial da Figura 4.3, apresentadas na Figura 4.10, a serem empregadas exclusivamente em situações de desequilíbrio dos capacitores. Na Figura 4.10(a), nove setores adicionais, denominados setores I, são introduzidos com a finalidade de aumentar $\Delta V_{C_{12}}$ nas regiões correspondentes aos MS 1, 3 e 5. Por sua vez, na Figura 4.10(b), são apresentados nove setores, denominados setores D, concebidos para reduzir $\Delta V_{C_{12}}$ nas regiões dos MS 2, 4 e 6. Para fins de distinção, os setores originais da Figura 4.3 passam a ser denominados setores base.

Os setores I e D dos tipos a^* e b^* são formados por um vetor médio e um vetor grande pertencentes a um MS específico, combinados com um vetor pequeno proveniente de um MS adjacente. Por exemplo, o setor I $1a^*$ inclui os vetores \vec{V}_{m_1} e \vec{V}_{l_1} no MS 1. Contudo, em vez de empregar \vec{V}_{s_1} , que reduziria $\Delta V_{C_{12}}$, utiliza \vec{V}_{s_6} do MS 6, o qual promove o aumento de $\Delta V_{C_{12}}$. De forma análoga, o setor D $2a^*$ contém os vetores \vec{V}_{m_2} e \vec{V}_{l_2} no MS 2, mas, em substituição a \vec{V}_{s_2} , que aumentaria $\Delta V_{C_{12}}$, emprega \vec{V}_{s_1} , responsável por sua redução. O mesmo princípio se aplica

Figura 4.10: Adições ao espaço vetorial das técnicas CCME e RCME para controle da tensão do NP.



(a) Setores I, aplicados para aumentar ΔV_{C12} nos MS 1, 3 e 5. (b) Setores D, aplicados para reduzir ΔV_{C12} nos MS 2, 4 e 6.

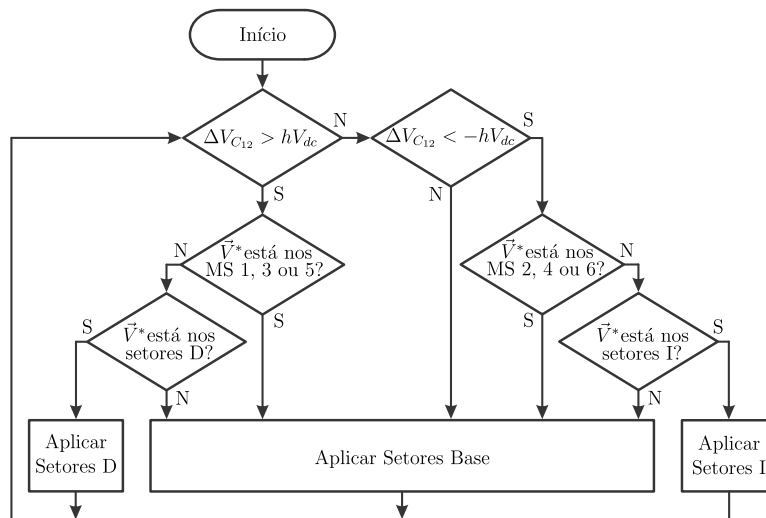
Fonte: Elaborado pelo autor.

aos setores do tipo c^* .

A seleção entre os setores base e os setores I ou D para a síntese de \vec{V}^* é definida a partir do valor medido de ΔV_{C12} . Por exemplo, na Figura 4.10(a), quando é necessário aumentar ΔV_{C12} , \vec{V}^* é sintetizado por meio do setor $1a^*$; caso contrário, utiliza-se o setor base $1a$. De maneira similar, na Figura 4.10(b), quando se deseja reduzir ΔV_{C12} , seleciona-se o setor $2a^*$; caso contrário, emprega-se o setor $2a$. Na Figura 4.11 é apresentado o fluxograma da estratégia proposta para o controle da tensão do NP.

Cabe destacar que sistemas FV operam com m_a tipicamente acima de 0,4 e frequentemente próximos de 1, de modo a maximizar a utilização do barramento CC. Nessas condições, o controle da tensão do NP ocorre predominantemente por meio dos setores I e D dos tipos a^* e b^* . Ainda assim, os setores do tipo c^* , desenvolvidos para viabilizar o controle em baixos valores de m_a , são mantidos no algoritmo de modulação para garantir flexibilidade, caso seja necessário atuar nessas condições.

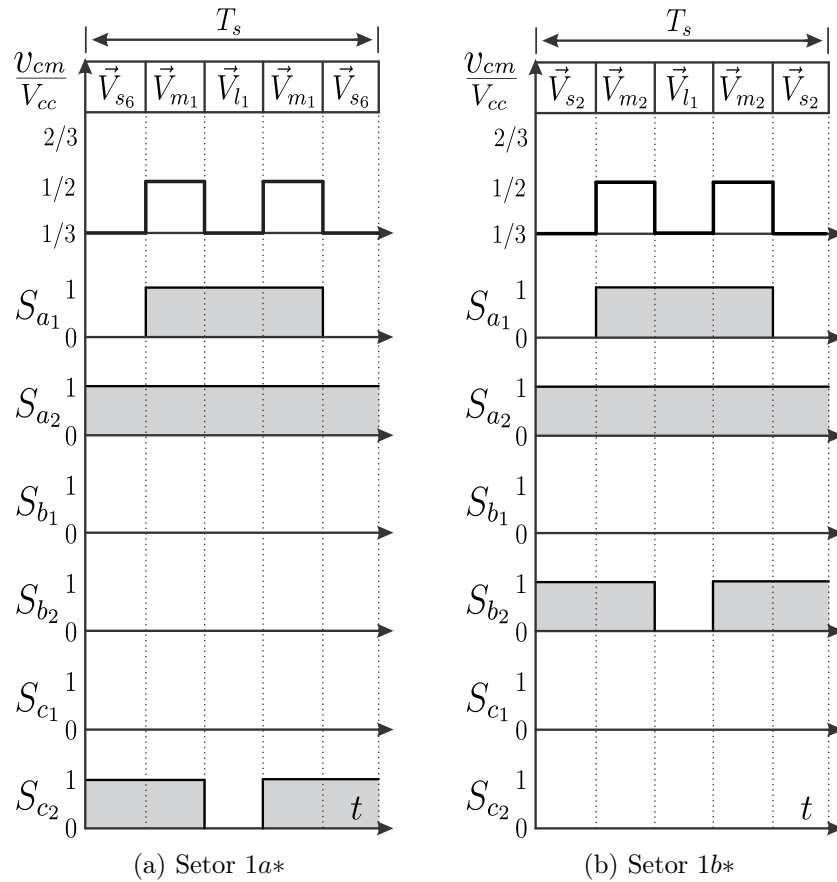
Figura 4.11: Fluxograma do controle da tensão do NP.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na Figura 4.12 são apresentadas as sequências de comutação dos setores $1a^*$ e $1b^*$ para a modulação RCME. Em ambos os casos, duas chaves comutam, enquanto uma permanece ligada e três permanecem desligadas, padrão que se repete para os demais setores I e D. Na RCME são empregados cinco vetores distribuídos de forma simétrica ao longo do período de comutação, enquanto a sequência da CCME corresponde aos três primeiros vetores da RCME, de forma análoga aos setores base. Em ambos os casos, a aplicação desses setores não implica aumento no número de comutações de nenhum dispositivo, preservando o esforço de chaveamento dos setores base. As sequências de comutação correspondentes a todos os setores I e D para a técnica RCME são listadas na Tabela 4.4. Como a CCME utiliza os três primeiros vetores da RCME, suas sequências também podem ser diretamente inferidas.

Com base nas sequências de comutação apresentadas, na Figura 4.13 é ilustrado um exemplo de transição entre o setor $1a$ e o setor $1a^*$ na técnica RCME. Essa condição ocorre quando o vetor de referência se encontra em uma região comum a ambos os setores e a ação requerida sobre ΔV_{C12} se altera, isto é, quando ΔV_{C12} , que vinha sendo reduzida pelo setor $1a$, passa a requerer aumento. Nessas

Figura 4.12: Sequências de comutação dos setores $1a^*$ e $1b^*$ para a modulação RCME.

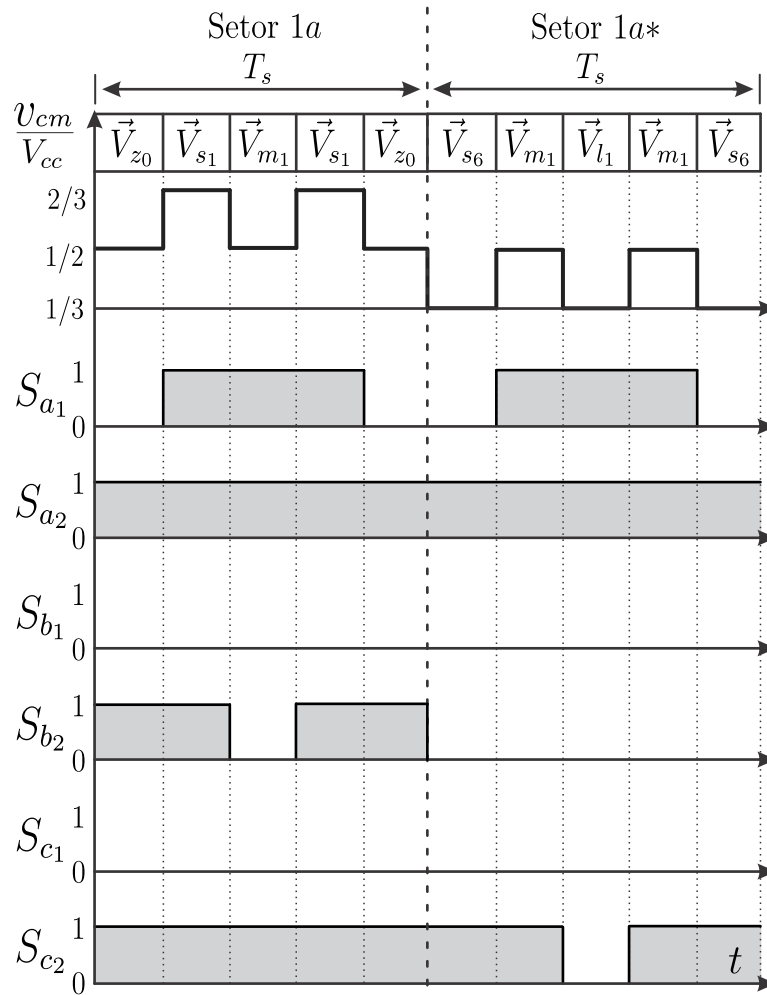
Fonte: Elaborado pelo autor.

condições, o algoritmo apresentado na Figura 4.11 passa a adotar o setor $1a^*$ para a síntese da referência.

Observa-se que tanto os setores I quanto os setores D preservam a mesma geometria triangular isósceles dos setores base do espaço vetorial. Em virtude dessa característica, sua síntese resulta em uma v_{cm} com amplitude de $V_{cc}/6$, ou seja, o mesmo valor observado nos setores base, não implicando em aumento da amplitude de v_{cm} .

Como consequência direta da preservação da geometria dos setores e das sequências de comutação adotadas, os setores de balanceamento mantêm o mesmo padrão de distribuição da energia de modo comum característico de cada estratégia. Na RCME, com a aplicação dos setores I e D, são gerados dois pulsos em

Figura 4.13: Transição entre o setor 1a e o setor 1a* na técnica RCME.



Fonte: Elaborado pelo autor.

v_{cm} por período de comutação, promovendo a redistribuição da energia de modo comum, enquanto na CCME é produzido apenas um pulso por período, resultando na sua concentração.

Dessa forma, o balanceamento da tensão do NP é realizado sem alterar as características fundamentais das modulações propostas, uma vez que não se baseia no uso de estados redundantes, os quais tendem a modificar a forma de onda de v_{cm} , mas sim na seleção de setores com a mesma geometria dos originais, o que garante a manutenção tanto da amplitude de v_{cm} quanto do padrão de concentração ou redistribuição da energia de modo comum.

Capítulo 5

Resultados de Simulação

O principal objetivo desta etapa é validar a expectativa teórica acerca da distribuição da energia de modo comum dos métodos propostos. Para isso, foram realizadas simulações no *software* PSIM para as modulações LMZV, CCME e RCME. Inicialmente, foram obtidas as formas de onda de v_{cm} , seus respectivos espectros de frequência e, por fim, calculadas as energias associadas a cada componente harmônica, a fim de verificar a coerência com a fundamentação teórica previamente apresentada.

A corrente de modo comum i_{cm} produzida por cada método foi avaliada para três diferentes valores de C_{pv} , denominados C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} , cada um correspondendo à sua respectiva frequência de ressonância f_{r1} , f_{r2} e f_{r3} , enquanto todos os demais parâmetros permaneceram inalterados.

Também foram obtidas as tensões de linha sintetizadas na saída do inversor e as correntes injetadas na rede para os três métodos, sendo avaliadas as THDs dessas correntes. O desempenho das técnicas CCME e RCME no controle da tensão do NP foi avaliado para diferentes valores de m_a e de FP, incluindo a aplicação de uma perturbação forçada no balanceamento dos capacitores. Realizou-se, também, a validação da operação dinâmica das modulações CCME e RCME por meio

da substituição da fonte V_{cc} por um conjunto de painéis FV e da inclusão de uma malha de controle da tensão do barramento CC. Por fim, foram calculadas as perdas nos semicondutores do conversor para as três modulações.

Os parâmetros de simulação e experimentais estão listados na Tabela 5.1 e são adotados como base em todas as análises. Adicionalmente, nas simulações do controle da tensão do NP, foram considerados $m_a = 0,95, 0,7$ e $0,3$, com FP iguais a 1 e 0,5, enquanto, nos experimentos, adotou-se $m_a = 0,8$ com FP unitário. Em todas as simulações, o inversor foi composto por componentes do tipo *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT) ideais.

Tabela 5.1: Parâmetros de simulação e experimentais.

Parâmetros	Valores	Parâmetros	Valores
V_{cc}	200 V	R_g	10 Ω
f_s	20 kHz	C_1, C_2	4,4 mF
f_a, f_b, f_c	60 Hz	R_p	900 Ω
v_a, v_b, v_c	60 V _{rms}	h	0,01
m_a	0,8	C_{pv1}	100 nF ($f_{r1} = 9,07$ kHz)
FP	1	C_{pv2}	10 nF ($f_{r2} = 28,68$ kHz)
L_a, L_b, L_c	4,62 mH	C_{pv3}	3,3 nF ($f_{r3} = 49,92$ kHz)
R_a, R_b, R_c	120 m Ω		

Fonte: Elaborado pelo autor.

Em todas as simulações, as estratégias de modulação contemplam os setores base, I e D. No entanto, conforme apresentado no Capítulo 4, o algoritmo de controle da tensão do NP aplica os setores I ou D apenas em condição de desequilíbrio dos capacitores, que é imposta somente nas simulações destinadas à avaliação desse controle, conforme apresentado na Seção 5.4.

5.1 Análise de v_{cm} , i_{cm} e da Distribuição da Energia de Modo Comum

Na Figura 5.1 são apresentadas as formas de onda de v_{cm} e da correspondente corrente i_{cm} , considerando C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} , para as modulações LMZV,

CCME e RCME, em uma escala temporal da ordem do período da rede. Na Figura 5.2 são mostrados os espectros de frequência de v_{cm} para as três modulações. Na Tabela 5.2 são apresentadas as energias de modo comum calculadas em uma faixa de $\pm 10\%$ em torno de cada componente harmônica. Por fim, na Figura 5.3 são apresentadas as formas de onda de v_{cm} e i_{cm} para C_{pv1} , em um intervalo de tempo correspondente a $4T_s$, permitindo visualizar com maior detalhe as diferenças entre as modulações em uma escala temporal da ordem do período de comutação.

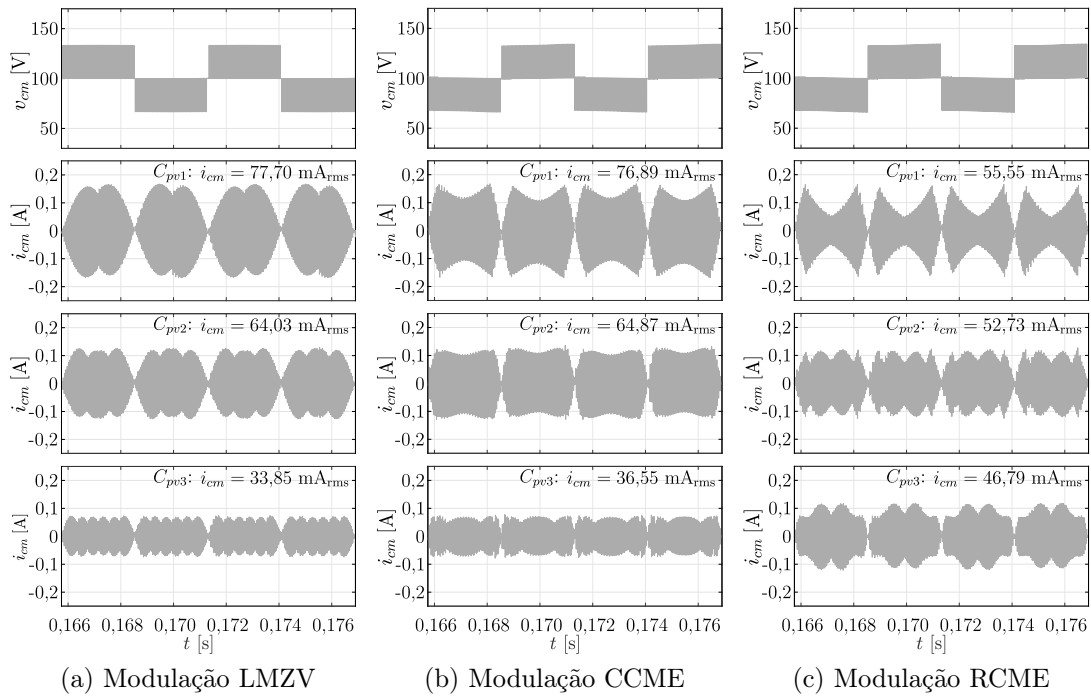
Na Figura 5.1, observa-se que a v_{cm} gerada pelos três métodos apresenta características semelhantes quanto aos níveis de tensão sintetizados. Em todos os casos, a variação de amplitude de v_{cm} é igual a $V_{dc}/6$, de modo que, dentro de um período de comutação, v_{cm} assume apenas dois níveis, correspondentes a $V_{dc}/3$ e $V_{dc}/2$, ou a $V_{dc}/2$ e $2V_{dc}/3$. Esse resultado é esperado, uma vez que tanto a LMZV quanto as técnicas CCME e RCME são estruturadas de modo a manter a variação de v_{cm} limitada a $V_{dc}/6$.

A análise dos resultados de i_{cm} para C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} , apresentados na Figura 5.1, será conduzida na sequência, após a avaliação do espectro de frequência de v_{cm} e da distribuição da energia de modo comum.

Os espectros de frequência de v_{cm} apresentados na Figura 5.2 evidenciam que, nas modulações LMZV e CCME, as maiores amplitudes concentram-se em torno da harmônica de 20 kHz, seguidas por componentes de menor magnitude em 40 kHz e valores bastante reduzidos em 60 e 80 kHz. Em contraste, no método RCME, as amplitudes próximas a 20 kHz são significativamente menores. Além disso, os componentes em 40, 60 e 80 kHz apresentam magnitudes semelhantes entre si, sendo aqueles em 60 e 80 kHz consideravelmente superiores aos observados nos outros dois métodos.

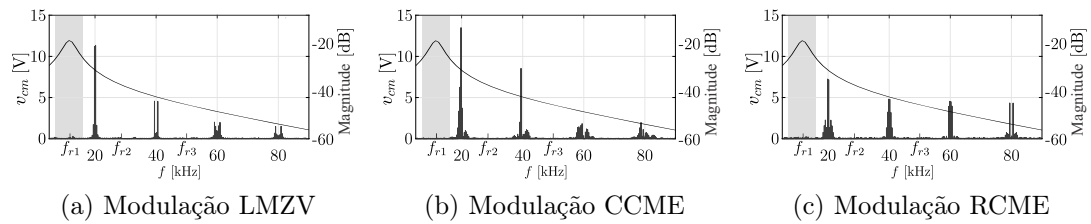
Ainda na Figura 5.2, é apresentada, de forma ilustrativa, a resposta em frequência de i_{cm} para o caso de C_{pv1} (f_{r1}), em que a região sombreada indica a

Figura 5.1: Formas de onda simuladas de v_{cm} e i_{cm} para C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} com as modulações LMZV, CCME e RCME.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 5.2: Espectro de frequência de v_{cm} com as modulações LMZV, CCME e RCME. A resposta em frequência de i_{cm} para C_{pv1} (f_{r1}) é apresentada para fins ilustrativos.



Fonte: Elaborado pelo autor.

faixa de ressonância, na qual i_{cm} é fortemente amplificada. Observa-se que, em LMZV e CCME, os principais componentes espectrais de v_{cm} situam-se próximos a essa região, ao passo que, no RCME, uma parcela significativa da energia espectral é deslocada para frequências mais afastadas da ressonância. Como consequência, os valores de i_{cm} obtidos nos dois primeiros métodos são superiores aos verificados com o RCME nestas condições.

Na Tabela 5.2, as energias de modo comum calculadas em cada harmônica revelam que a LMZV e a CCME apresentam padrões de distribuição de energia semelhantes, concentrando a maior parte na harmônica de 20 kHz e decrescendo progressivamente em frequências mais elevadas. Em contraste, a RCME promove uma redistribuição significativa, transferindo uma parcela considerável da energia originalmente presente em 20 kHz para frequências mais altas. Esses resultados estão em concordância com a fundamentação teórica desenvolvida no Capítulo 3 e refletem fielmente o comportamento para o qual as técnicas CCME e RCME foram desenvolvidas.

Tabela 5.2: Energia de modo comum calculada em cada harmônica de v_{cm} .

Método	E_{20k} [V ² s]	E_{40k} [V ² s]	E_{60k} [V ² s]	E_{80k} [V ² s]
LMZV	275,53	51,88	23,54	14,46
CCME	248,91	84,90	17,68	10,94
RCME	119,75	69,15	76,98	46,45

Fonte: Elaborado pelo autor.

Analisando os resultados de i_{cm} apresentados na Figura 5.1, observa-se que o menor valor para o caso C_{pv1} foi obtido com o método RCME. Nesse cenário, como $f_{r1} < f_s$, a redistribuição espectral promovida pela RCME desloca a energia de modo comum para frequências mais afastadas de f_{r1} , contribuindo para a atenuação de i_{cm} . Em contraste, os valores de i_{cm} obtidos com LMZV e CCME foram consideravelmente maiores e muito próximos entre si, uma vez que a maior parte da energia de modo comum permanece concentrada nas proximidades de f_{r1} .

Para o caso C_{pv2} , apresentado na Figura 5.1, a frequência de ressonância é $f_{r2} = 28,68$ kHz, situando-se entre as componentes de 20 e 40 kHz. Embora ($f_{r2} > f_s$), o menor valor de i_{cm} ainda foi obtido com a RCME. Isso ocorre porque f_{r2} permanece relativamente próximo de 20 kHz, faixa na qual a RCME apresenta energia significativamente inferior à dos demais métodos. Além disso, a segunda harmônica mais próxima de f_{r2} é 40 kHz, componente em que a RCME apresenta

a segunda menor energia.

Esses resultados indicam que a faixa em que a redistribuição de energia se mostra vantajosa se estende desde valores de f_r significativamente inferiores a f_s até valores ligeiramente superiores a f_s , conforme discutido no Capítulo 3 e ilustrado na Figura 3.6. Por fim, os valores de i_{cm} para CCME e LMZV permaneceram muito próximos entre si, o que novamente é esperado devido às suas semelhanças quanto à energia de modo comum.

Para o caso C_{pv3} , a frequência de ressonância é $f_{r3} = 49,92$ kHz, valor consideravelmente superior a f_s e situado entre as componentes de 40 e 60 kHz. Nesse cenário, o maior valor de i_{cm} foi observado com a RCME, o que é coerente com sua característica espectral, pois essa modulação redistribui uma parcela significativa de energia para as componentes de 40 e 60 kHz. Em contraste, LMZV e CCME concentram a maior parte da energia em 20 kHz, mantendo-a mais distante de f_{r3} .

Observa-se ainda que, embora a energia em 40 kHz seja ligeiramente maior na CCME do que na RCME, a energia em 60 kHz na RCME é significativamente superior à da CCME. Como f_{r3} está aproximadamente equidistante dessas duas frequências, a contribuição combinada das componentes em 40 e 60 kHz torna-se determinante, de modo que o maior conteúdo espectral da RCME nas proximidades da ressonância resulta em maior i_{cm} quando comparada à CCME.

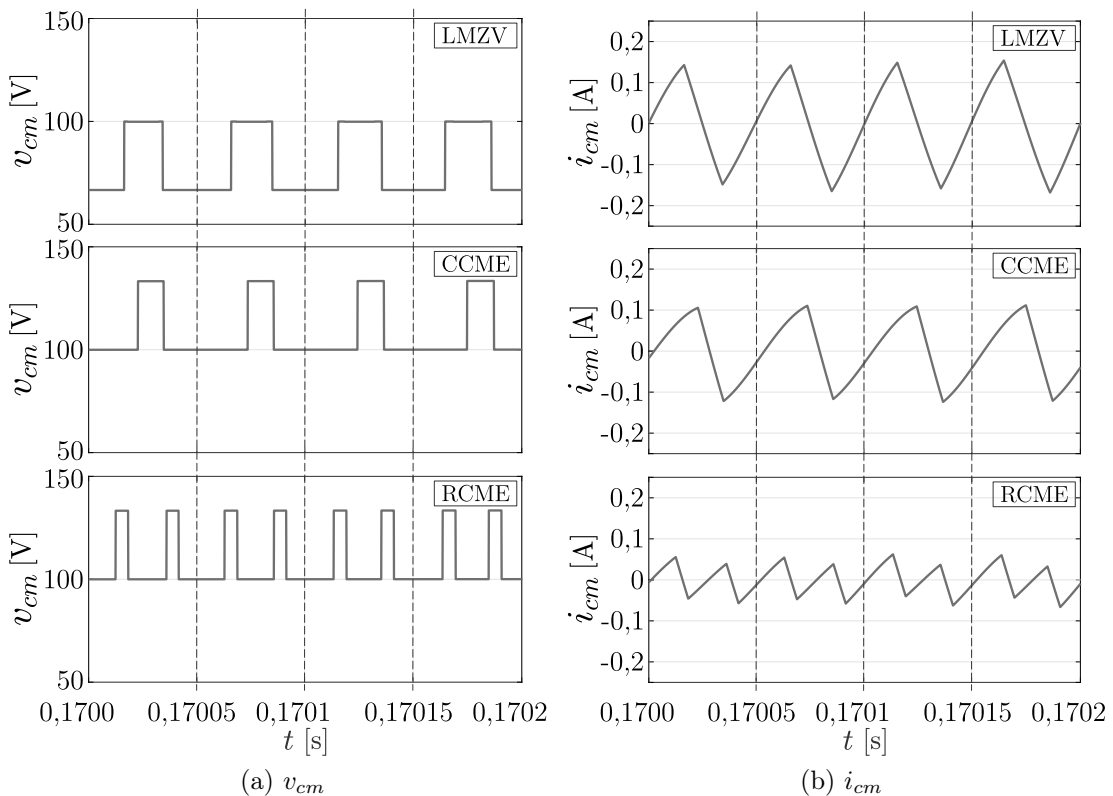
Esse resultado evidencia que, à medida que f_r cresce em relação a f_s , modulações que concentram a energia de modo comum em f_s tendem a apresentar desempenho progressivamente superior àquelas que promovem sua redistribuição para harmônicas superiores. Mais uma vez, esse comportamento está em consonância com a abordagem teórica desenvolvida no Capítulo 3.

Finalmente, na Figura 5.3 são apresentadas as formas de onda de v_{cm} e i_{cm} para C_{pv1} em um intervalo de $4T_s$, com o objetivo de analisá-las em uma escala temporal reduzida. Enquanto LMZV e CCME apresentam um único pulso completo em v_{cm} dentro de cada T_s , a RCME gera dois pulsos por período, conforme

apresentado no Capítulo 4.

A forma de onda de i_{cm} com a RCME apresenta menor magnitude, uma vez que $f_{r1} < f_s$, e maior frequência quando comparada às dos outros dois métodos, evidenciando, mais uma vez, o fenômeno de redistribuição da energia de modo comum.

Figura 5.3: Formas de onda simuladas de v_{cm} e i_{cm} para C_{pv1} , em um intervalo de $4T_s$ para as modulações LMZV, CCME e RCME.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2 Tensões de Linha e Correntes Injetadas na Rede

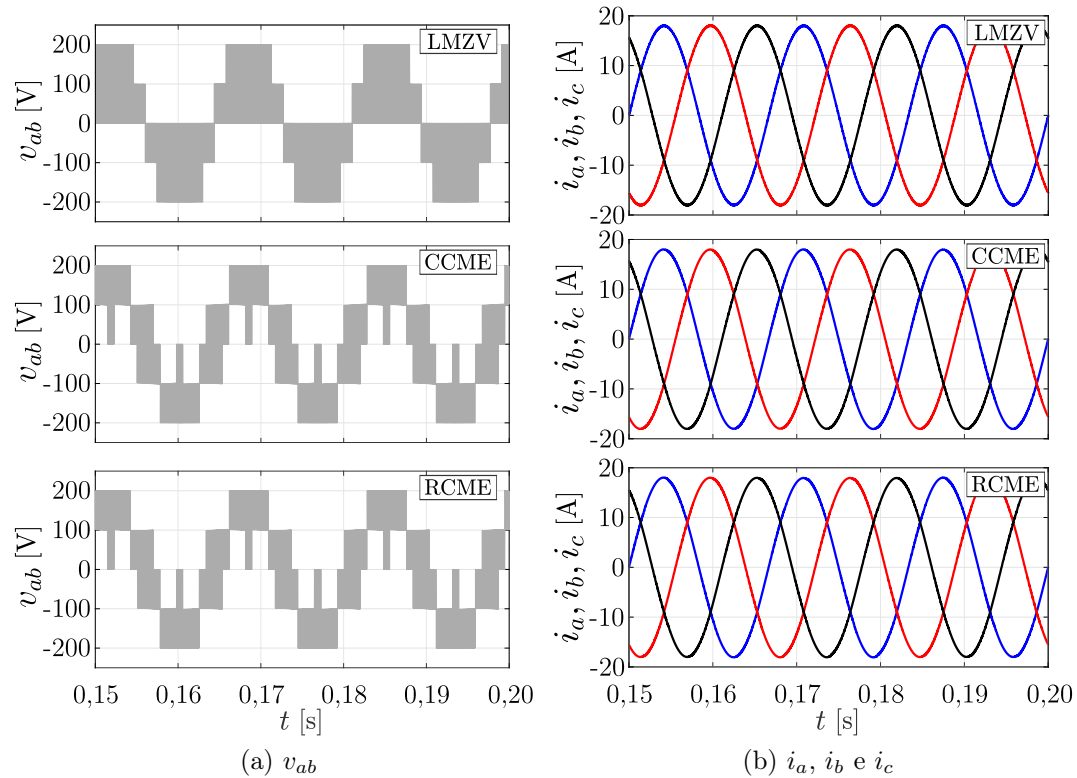
As tensões de linha (v_{ab}) e as correntes injetadas na rede (i_a , i_b e i_c) para os métodos LMZV, CCME e RCME, considerando C_{pv1} , são apresentadas na Figura 5.4. As correntes foram reguladas por meio de um controlador PI. Observa-se que todos os métodos sintetizam tensões de linha com cinco níveis, indicando

que nenhum nível é perdido com a aplicação das estratégias propostas.

Além disso, as formas de onda de v_{ab} obtidas com CCME e RCME são idênticas em termos dos níveis sintetizados, resultado esperado, uma vez que ambas compartilham o mesmo espaço vetorial e empregam os mesmos vetores e estados de condução.

As correntes injetadas na rede apresentam formas de onda praticamente iguais com os três métodos, sem deformações visuais perceptíveis, o que indica desempenho semelhante quanto à qualidade das correntes produzidas.

Figura 5.4: Formas de onda simuladas de v_{ab} e i_a , i_b e i_c para as modulações LMZV, CCME e RCME, considerando C_{pv1} .



Fonte: Elaborado pelo autor.

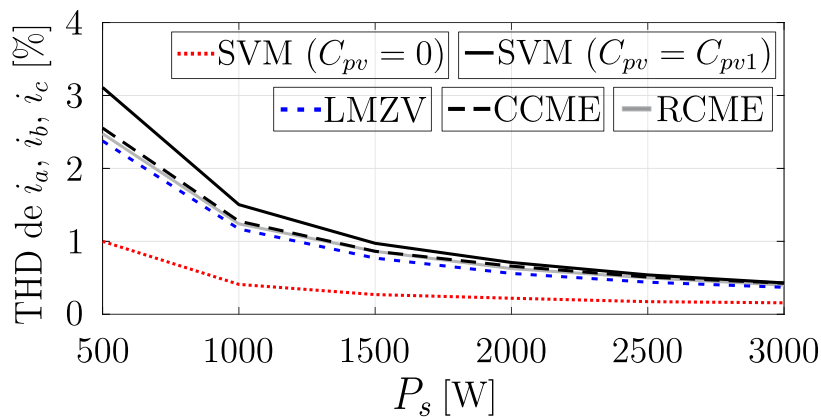
5.3 Análise da THD

A THD das correntes injetadas na rede i_a , i_b e i_c foi analisada por meio de simulação, utilizando os parâmetros da Tabela 5.1. A potência de saída P_s foi

variada de 500 W a 3000 W por meio do aumento das correntes injetadas.

As estratégias LMZV, CCME e RCME foram avaliadas considerando $C_{pv} = C_{pv1}$. Além dessas, a SVM convencional também foi incluída, sendo analisada em dois cenários: $C_{pv} = C_{pv1}$ e $C_{pv} = 0$. Os resultados simulados da THD em função de P_s são apresentados na Figura 5.5.

Figura 5.5: THD simulada das correntes i_a , i_b e i_c para as estratégias LMZV, CCME e RCME com $C_{pv} = C_{pv1}$, e para a SVM convencional nos casos $C_{pv} = 0$ e $C_{pv} = C_{pv1}$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

As THDs obtidas para LMZV, CCME e RCME permaneceram baixas ao longo de toda a faixa avaliada e apresentaram valores próximos entre si, sendo a CCME a que resultou nos maiores valores, seguida de perto pela RCME e pela LMZV.

Para a SVM convencional com $C_{pv} = 0$, caso ideal em que não há caminho para a circulação de i_{cm} , a THD foi significativamente inferior à dos demais métodos, em decorrência do menor conteúdo harmônico das tensões sintetizadas. Por outro lado, ao considerar $C_{pv} = C_{pv1}$, a SVM passou a apresentar os maiores valores de THD. Isso ocorre porque as amplitudes de i_{cm} produzidas por essa modulação são substancialmente superiores às observadas nas demais estratégias, impactando diretamente a qualidade das correntes injetadas.

Dessa forma, embora a SVM convencional produza tensões com menor conteúdo harmônico, o que, em cenários ideais, resultaria em menores valores de

THD nas correntes injetadas, em condições reais, a presença de i_{cm} eleva a THD para valores superiores aos dos demais métodos devido às suas maiores amplitudes. Assim, estratégias que promovem maior redução da corrente de fuga, como LMZV, CCME e RCME, tendem a apresentar melhor desempenho em termos de THD em condições reais.

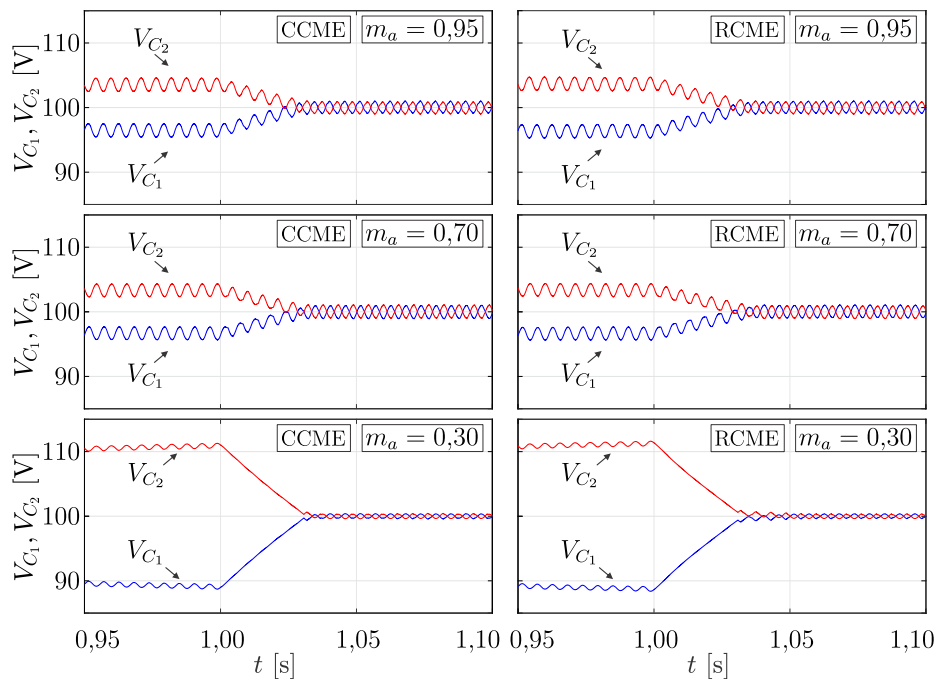
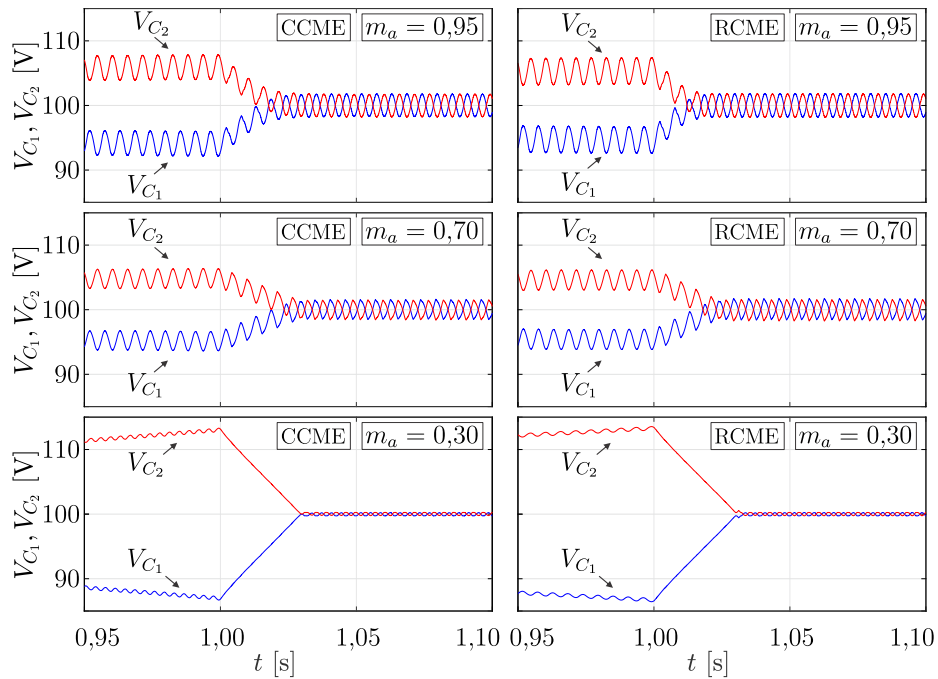
5.4 Controle da Tensão do NP

O desempenho do controle da tensão do NP nas modulações CCME e RCME foi avaliado sob a influência de uma perturbação introduzida pela inserção do resistor R_p em paralelo com o capacitor C_1 . Na Figura 5.6, as tensões V_{C_1} e V_{C_2} são apresentadas para $m_a = 0,95, 0,70$ e $0,30$, considerando fatores de potência iguais a 1 e 0,5, evidenciando desempenho bastante semelhante entre as duas modulações.

Durante toda a simulação, o resistor R_p permaneceu conectado, impondo a condição de desequilíbrio. O controle da tensão do NP permaneceu desativado até 1 s, instante em que foi acionado. Após sua ativação, o controlador foi capaz de ajustar e manter as tensões dos capacitores dentro da faixa especificada por h , apesar da perturbação continuamente imposta ao sistema. O desvio máximo observado no balanceamento foi inferior a 1 % para os valores de m_a avaliados.

O desempenho do controle da tensão do NP em uma estratégia de modulação depende de múltiplos fatores, como o tipo de controle empregado (PI ou por histerese), a região disponível no espaço vetorial e os vetores e estados aplicados. Este trabalho restringe-se a avaliar a capacidade do controle do NP nos diferentes pontos de operação considerados e sob a influência de uma perturbação, não sendo investigados aspectos de desempenho, como tempos de acomodação ou comparações com outras técnicas, por não constituírem o foco principal da abordagem proposta.

Figura 5.6: Tensões dos capacitores na presença de uma perturbação para CCME e RCME em $m_a = 0,95$, $0,70$ e $0,30$ para FP 1 e 0,5.

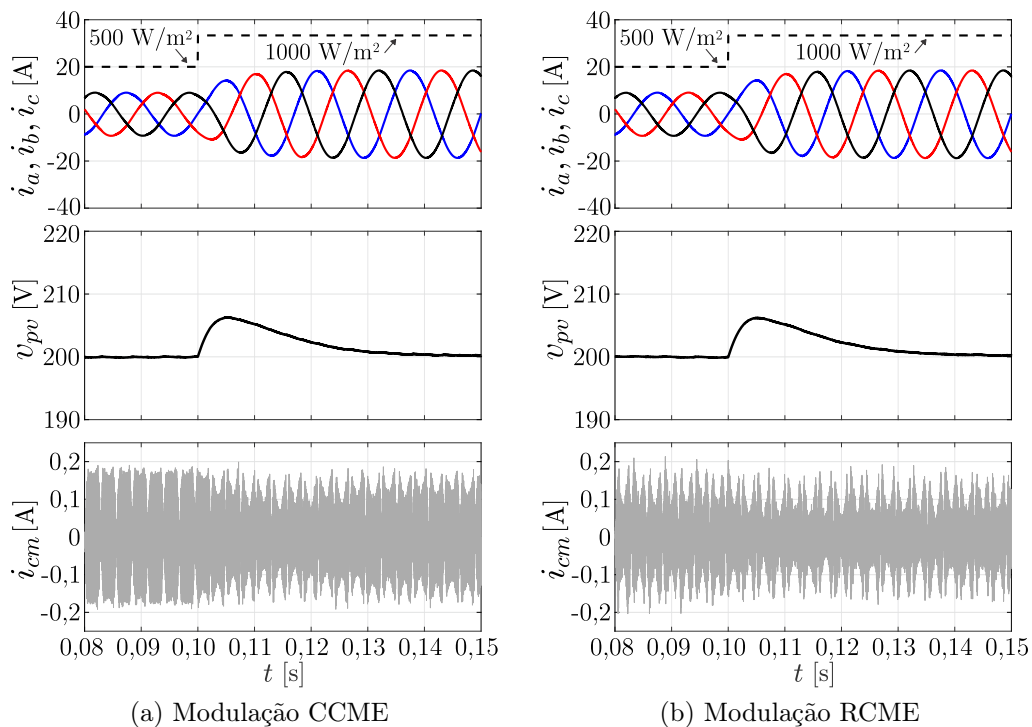


Fonte: Elaborado pelo autor.

5.5 Validação da Operação sob Condições Dinâmicas

Com o objetivo de avaliar a capacidade de operação das modulações CCME e RCME sob condições dinâmicas, foi realizada uma simulação de variação de irradiância do sistema FV. Para esse teste, a fonte CC foi substituída por um arranjo FV composto por duas strings de seis módulos conectadas em paralelo. Além disso, foi adicionada uma malha externa de controle de tensão para regular o barramento CC em 200 V. Os resultados para as modulações CCME e RCME são apresentados na Figura 5.7.

Figura 5.7: Formas de onda simuladas de i_a , i_b e i_c , v_{pv} e i_{cm} sob um degrau de irradiância para as modulações CCME e RCME.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em 0,1 s, foi aplicado um degrau de irradiância de 100 %, variando de 500 W/m² para 1000 W/m², valores típicos adotados na avaliação de sistemas FV. A tensão do arranjo FV (v_{pv}), inicialmente regulada em 200 V, elevou-se para

aproximadamente 206 V e, em seguida, retornou ao valor de referência devido à ação do controlador.

As correntes injetadas na rede aumentam para acomodar a potência adicional fornecida pelos módulos FV, enquanto i_{cm} apresenta uma ligeira redução em ambas as modulações, decorrente do aumento de m_a , que varia aproximadamente de 0,76 para 0,80. A influência de m_a sobre i_{cm} é analisada com maior profundidade no Capítulo 6. Observa-se que ambas as modulações respondem de maneira bastante semelhante à variação de irradiância.

Os testes conduzidos restringem-se apenas à validação da capacidade de operação das modulações propostas sob condições dinâmicas de entrada, não sendo investigados aspectos de desempenho dinâmico nem realizadas comparações com outras estratégias, por não constituir o foco da abordagem proposta.

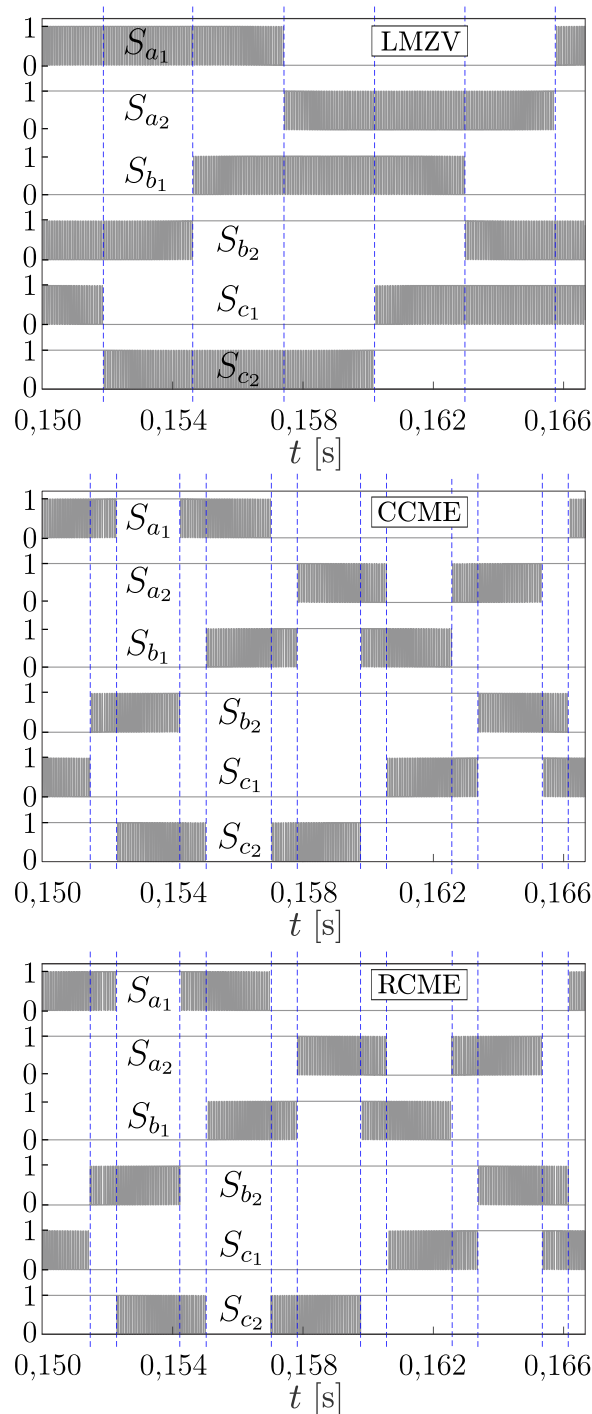
5.6 Análise das Perdas nos Semicondutores

Nesta seção, são avaliadas as perdas de potência nos dispositivos semicondutores para as modulações LMZV, CCME e RCME. Na Figura 5.8 são apresentadas as formas de onda simuladas dos pulsos de disparo dos seis dispositivos não complementares ao longo de um período da rede para as três modulações.

Na modulação LMZV, observam-se seis regiões distintas de comutação ao longo de um ciclo da rede, nas quais três dispositivos comutam, enquanto os outros três permanecem conduzindo ou bloqueados. Além disso, cada dispositivo comuta continuamente durante 180° do período da rede, permanecendo conduzindo ou bloqueados nos 180° restantes.

Em contraste, as modulações CCME e RCME apresentam doze regiões de comutação, nas quais apenas dois dispositivos comutam, enquanto os demais permanecem conduzindo ou bloqueados, em conformidade com as sequências de comutação apresentadas no Capítulo 4. Diferentemente da LMZV, em que os

Figura 5.8: Pulsos de disparo simulados dos dispositivos S_{a_1} a S_{c_2} para as modulações LMZV, CCME e RCME ao longo de um período da rede.



Fonte: Elaborado pelo autor.

dispositivos comutam durante 180° , nas estratégias CCME e RCME a comutação dos dispositivos ocorre por um intervalo inferior a 180° , permanecendo estes

conduzindo ou bloqueados durante o restante do período.

Na Tabela 5.3 são apresentados os números totais de comutações dos seis dispositivos não complementares ao longo de um intervalo de um segundo para as três modulações, contados por meio de um algoritmo nas simulações. A modulação LMZV apresenta aproximadamente 10000 comutações por segundo, valor coerente com a frequência de chaveamento de 20 kHz, considerando que os dispositivos comutam durante metade do ciclo da rede. Em contrapartida, as modulações CCME e RCME apresentam, em média, 6639 e 6683 comutações por segundo, respectivamente, valores muito próximos entre si. Esses resultados evidenciam que as estratégias propostas requerem significativamente menos comutações do que a LMZV, mesmo no caso da RCME, que produz dois pulsos em v_{cm} dentro de um período de comutação.

Tabela 5.3: Número de comutações dos dispositivos S_{a_1} a S_{c_2} em um intervalo de 1 s.

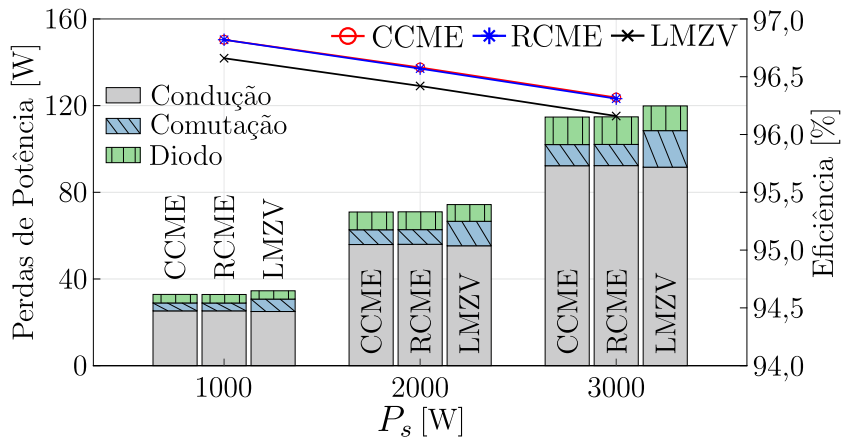
Método	S_{a_1}	S_{a_2}	S_{b_1}	S_{b_2}	S_{c_1}	S_{c_2}
LMZV	9970	9970	9980	9983	9982	9987
CCME	6619	6621	6630	6640	6658	6666
RCME	6667	6672	6691	6693	6676	6701

Fonte: Elaborado pelo autor.

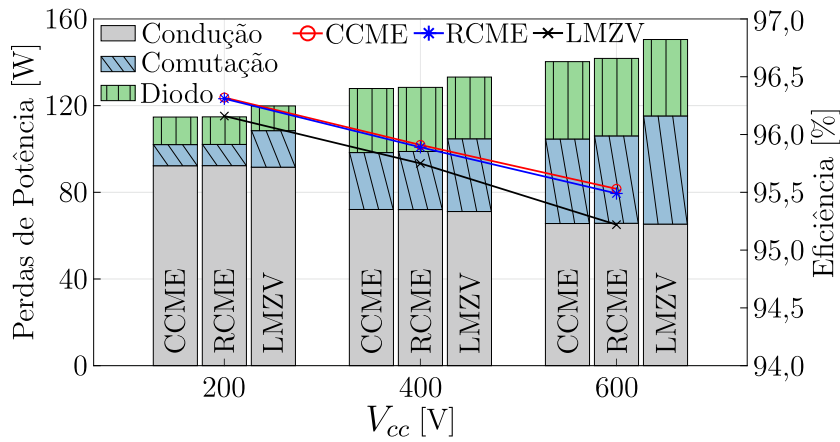
Os cálculos das perdas de potência nos semicondutores foram realizados conforme [61], considerando dois cenários. No primeiro, foram adotados os parâmetros da Tabela 5.1, enquanto a potência injetada na rede P_s foi ajustada para 1000 W, 2000 W e 3000 W por meio do aumento das correntes injetadas. No segundo cenário, P_s foi mantida em 3000 W, enquanto a tensão do barramento V_{cc} foi ajustada para 200 V, 400 V e 600 V. As perdas por condução e comutação dos IGBTs, bem como as perdas nos diodos e as eficiências correspondentes, considerando apenas as perdas nos semicondutores do conversor, são apresentadas na Figura 5.9 para as três estratégias de modulação.

Na Figura 5.9(a), observa-se que as perdas por condução nos IGBTs e as

Figura 5.9: Perdas de potência calculadas e eficiências das modulações LMZV, CCME e RCME para diferentes condições de operação.



(a) Resultados para diferentes valores de P_s , com V_{cc} fixo em 200 V.



(b) Resultados para diferentes valores de V_{cc} , com P_s fixo em 3000 W.

Fonte: Elaborado pelo autor.

perdas nos diodos são muito semelhantes entre as três modulações para cada valor de P_s . Por outro lado, as perdas por comutação das estratégias CCME e RCME são praticamente idênticas entre si, enquanto a LMZV apresenta valores mais elevados, em função do maior número de comutações. À medida que P_{out} aumenta, todas as parcelas de perdas se elevam, sendo que a LMZV mantém consistentemente as maiores perdas por comutação. Como consequência desse comportamento, as eficiências das modulações CCME e RCME permanecem praticamente iguais entre si e superiores às da LMZV em todos os pontos de operação analisados.

Na Figura 5.9(b), observa-se que o aumento de V_{cc} , mantendo P_s cons-

tante, resulta em redução significativa das perdas por condução, mas em aumento considerável das perdas por comutação. De forma semelhante ao cenário anterior, as perdas por comutação das estratégias CCME e RCME permanecem muito próximas entre si e inferiores às da LMZV em cada ponto analisado. Nas três modulações, as perdas nos diodos aumentam com a elevação de V_{cc} , devido à redução do índice de modulação, o que implica maiores correntes circulando pelos diodos. Como consequência desse comportamento, as eficiências das modulações CCME e RCME permanecem praticamente iguais entre si e superiores às da LMZV em toda a faixa analisada.

Capítulo 6

Resultados Experimentais

O objetivo deste capítulo é apresentar a validação experimental das técnicas propostas. Para isso, foram realizados ensaios utilizando os mesmos parâmetros empregados nas simulações, conforme apresentado na Tabela 5.1.

A metodologia consistiu na aquisição das formas de onda de v_{cm} , v_{ab} e i_{cm} para as modulações LMZV, CCME e RCME, considerando os casos C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} (implementados pela inserção desses capacitores no circuito), com o intuito de comprovar experimentalmente os efeitos da distribuição da energia de modo comum. Essas formas de onda também são apresentadas em um intervalo de aproximadamente $4T_s$, a fim de evidenciar suas características temporais com maior nível de detalhe, de forma análoga à análise realizada por simulação.

Em seguida, foram analisadas as THD das correntes injetadas e obtidos os espectros das tensões de linha para as três modulações. Na sequência, foi conduzido um experimento no qual o resistor R_p foi inserido em paralelo com C_1 , sendo então ativado o controle da tensão do NP, a fim de avaliar a capacidade de balanceamento dos capacitores nas técnicas CCME e RCME.

Posteriormente, realizou-se uma análise detalhada da influência do índice de modulação sobre i_{cm} nas modulações LMZV, CCME e RCME. Na sequência,

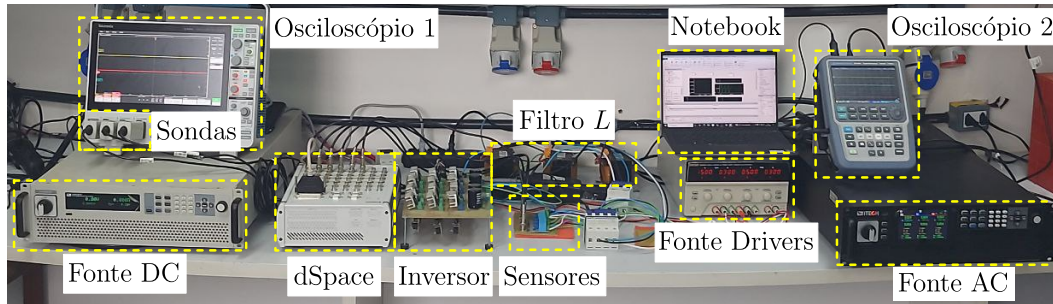
foram realizadas medições das perdas no inversor com as três modulações. Por fim, são apresentados os principais aspectos da implementação das modulações na plataforma dSPACE.

A bancada experimental apresentada na Figura 6.1 é composta por:

1. **Fonte de corrente alternada (CA) trifásica:** ITECH IT7906-340-90 (6 kVA), utilizada para emular a rede elétrica.
2. **Fonte CC:** ITECH IT6006C-500-40 (6 kVA), responsável pela alimentação do barramento CC.
3. **Plataforma de controle:** dSPACE DS1202, empregada na implementação das técnicas de modulação e das malhas de controle.
4. **Notebook:** Utilizado para programação e monitoramento em tempo real da plataforma dSPACE.
5. **Fonte auxiliar:** Responsável pela alimentação do circuito de gate driver e dos sensores.
6. **Sensores de tensão e corrente:** Empregados na medição das variáveis elétricas necessárias ao controle.
7. **Conversor:** Inversor NPC trifásico de três níveis composto por IGBTs do modelo IRGP4065D.
8. **Filtro de saída:** Filtro L trifásico.
9. **Osciloscópio 1:** Tektronix MSO46 (6 canais, 200 MHz, 6,25 GS/s), utilizado para aquisição das formas de onda.
10. **Osciloscópio 2:** Rohde & Schwarz RTH1004 (4 canais isolados, 200 MHz, 5,00 GS/s), também empregado na aquisição das formas de onda.

11. **Sondas de corrente:** Tektronix TCP0030A (120 MHz, sensibilidade de 1 mA), empregadas na medição das correntes.

Figura 6.1: Fotografia da bancada experimental.



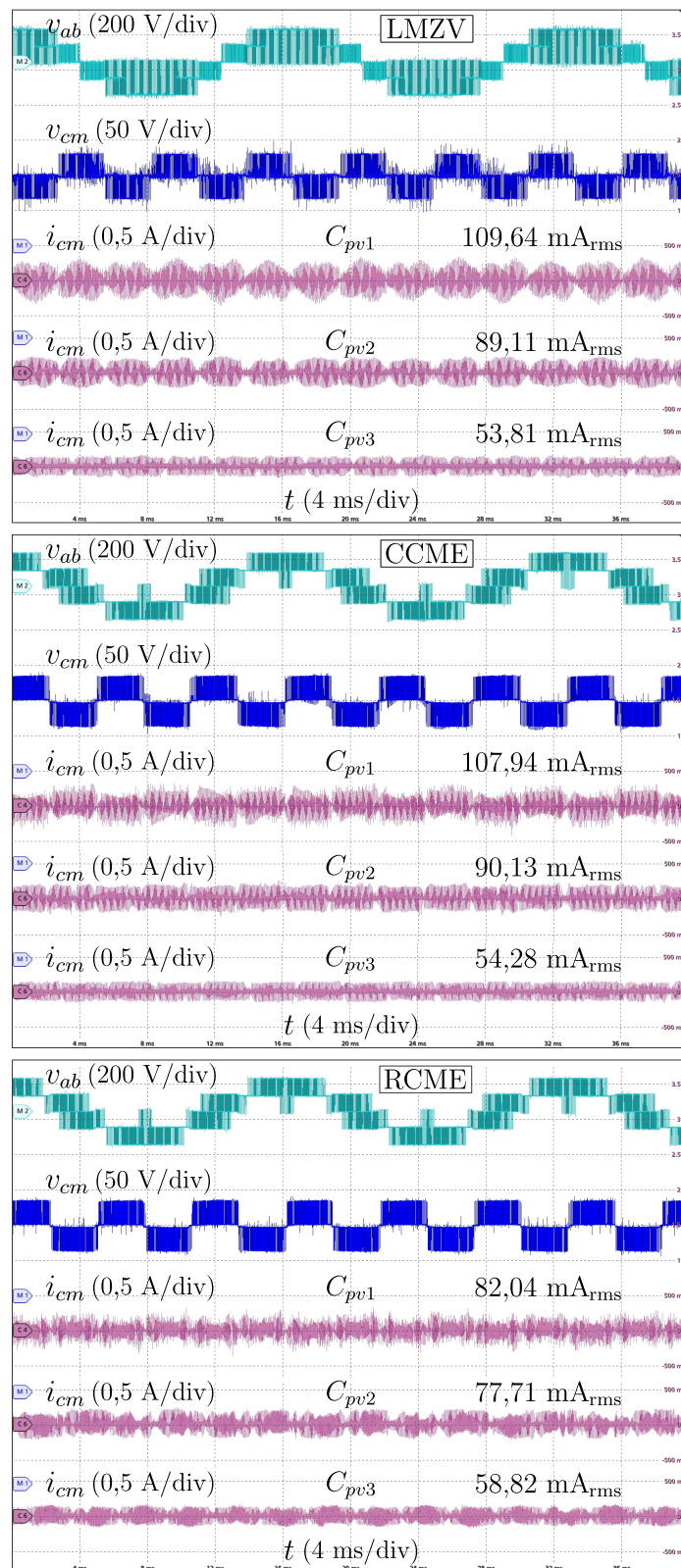
Fonte: Elaborado pelo autor.

6.1 Resultados Experimentais de v_{cm} , i_{cm} e v_{ab}

Na Figura 6.2 são apresentadas as formas de onda experimentais de v_{ab} e v_{cm} , bem como as formas de onda resultantes de i_{cm} para C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} , considerando as modulações LMZV, CCME e RCME. As correntes i_{cm} medidas para cada valor de C_{pv} seguiram o mesmo comportamento observado nas simulações. Para C_{pv1} , a técnica RCME resultou em uma i_{cm} significativamente menor em comparação com LMZV e CCME, que apresentaram valores muito próximos entre si. Tendência semelhante foi verificada para C_{pv2} , em que a RCME novamente proporcionou a menor i_{cm} , enquanto CCME e LMZV permaneceram com magnitudes semelhantes. Por fim, para C_{pv3} , a RCME apresentou a maior i_{cm} , ao passo que LMZV e CCME produziram valores menores e praticamente idênticos entre si.

Na Figura 6.3 são apresentadas as formas de onda experimentais de v_{ab} , da tensão de fase (v_{an}), da tensão de polo (v_{aN}), de v_{cm} e de i_{cm} (para C_{pv1}) ao longo de um intervalo de $4T_s$, considerando as modulações CCME e RCME. Observa-se que a RCME apresenta dois pulsos em v_{cm} dentro de cada T_s , enquanto

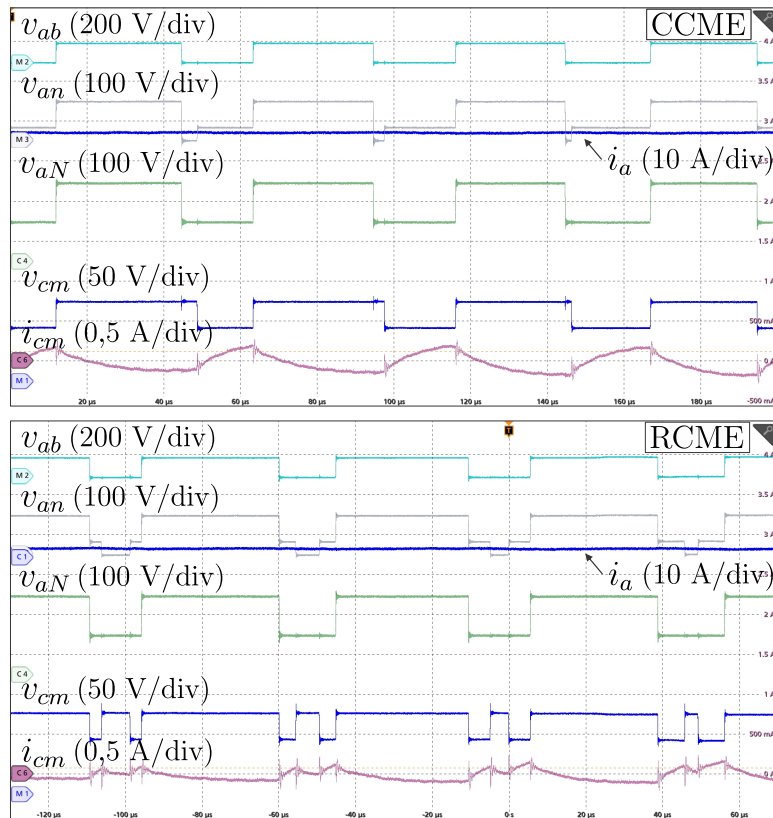
Figura 6.2: Formas de onda experimentais de v_{cm} , v_{ab} e i_{cm} para C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} com as modulações LMZV, CCME e RCME.



Fonte: Elaborado pelo autor.

a CCME apresenta apenas um, resultado coerente com a fundamentação teórica das modulações e com os resultados de simulação. Em ambas as modulações, v_{aN} exibe um único pulso por T_s , indicando que nenhuma delas eleva o número de comutações dos dispositivos. A tensão v_{an} é simétrica na RCME e assimétrica na CCME, refletindo as diferentes sequências de comutação adotadas. Por fim, i_{cm} apresenta menor magnitude e maior conteúdo em alta frequência na RCME quando comparada à CCME, em concordância com as formas de onda simuladas apresentadas nas Figuras 5.1 e 5.3.

Figura 6.3: Formas de onda experimentais de v_{cm} , v_{ab} , v_{an} , v_{aN} e i_{cm} para C_{pv1} , em um intervalo de $4T_s$ para as modulações CCME e RCME.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Em todos os casos avaliados, o comportamento experimental seguiu fielmente as tendências observadas nas simulações. Verificou-se que a RCME apresentou melhor desempenho nos cenários em que a frequência de ressonância é menor (f_{r1}) ou ligeiramente superior (f_{r2}) à frequência de comutação f_s . Por ou-

tro lado, LMZV e CCME mostraram-se mais adequadas quando a frequência de ressonância é consideravelmente superior (f_{r3}) a f_s .

Observou-se que, em todos os casos, os valores experimentais de i_{cm} foram superiores aos obtidos por simulação. Essa diferença pode estar associada a desvios entre os parâmetros físicos dos componentes, como os indutores do filtro, os capacitores C_{pv} e os resistores R_g , e aqueles adotados na simulação. Como um fator adicional, o *dead time*, definido como o intervalo entre os comandos dos dispositivos para evitar curto-circuito no braço do inversor, pode introduzir pequenas distorções de curtíssima duração nas tensões de polo sintetizadas e, conseqüentemente, nas formas de onda de v_{cm} e i_{cm} . A análise desse efeito está fora do escopo deste trabalho.

6.2 Análise Experimental da THD

As correntes i_a , i_b e i_c foram medidas experimentalmente para as estratégias LMZV, CCME e RCME em $P_s = 500$ W e 1000 W. As formas de onda foram registradas como dados e, a partir destes, foram obtidos os valores de THD das correntes apresentados na Tabela 6.1. Em ambas as potências, a estratégia CCME apresentou os maiores valores de THD, seguida pela RCME e pela LMZV, em concordância com os resultados de simulação.

Tabela 6.1: THD experimental das correntes i_a , i_b e i_c para as estratégias LMZV, CCME e RCME.

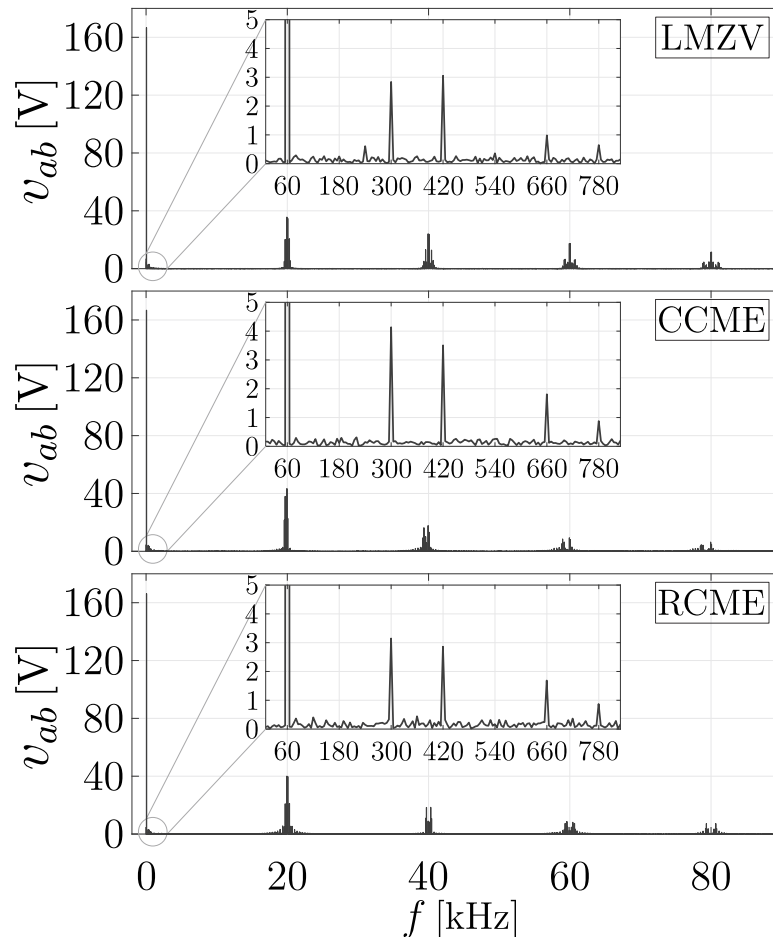
Estratégia	$P_s = 500$ W	$P_s = 1000$ W
LMZV	2,73 %	2,19 %
CCME	3,21 %	2,44 %
RCME	2,94 %	2,26 %

Fonte: Elaborado pelo autor.

Na sequência, foram obtidas e registradas como arquivos de dados as formas de onda experimentais das tensões v_{ab} para as estratégias LMZV, CCME e

RCME. A partir desses dados, foram realizadas as transformadas rápidas de Fourier, do inglês *Fast Fourier Transform* (FFT), cujos resultados são apresentados na Figura 6.4.

Figura 6.4: Espectros de frequência das tensões experimentais v_{ab} para as estratégias LMZV, CCME e RCME.



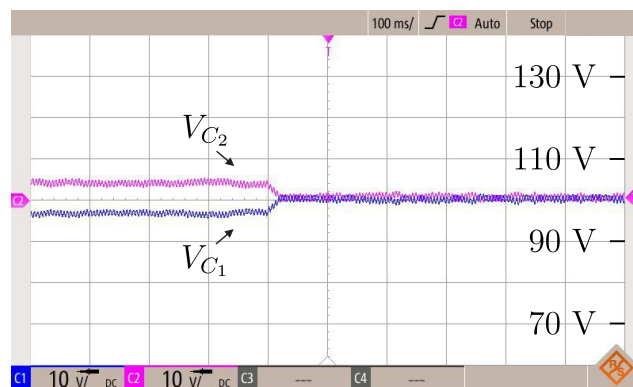
Fonte: Elaborado pelo autor.

A primeira componente harmônica em alta frequência ocorre em f_s (20 kHz) e apresenta amplitudes semelhantes entre os três métodos, sendo ligeiramente maior para a CCME, seguida de perto pela RCME e pela LMZV. Em baixa frequência, as componentes harmônicas nos três métodos apresentam amplitudes muito pequenas e também próximas entre si. Esses resultados indicam que as estratégias produzem espectros de tensão semelhantes, coerentes com os valores de THD também similares observados nas correntes.

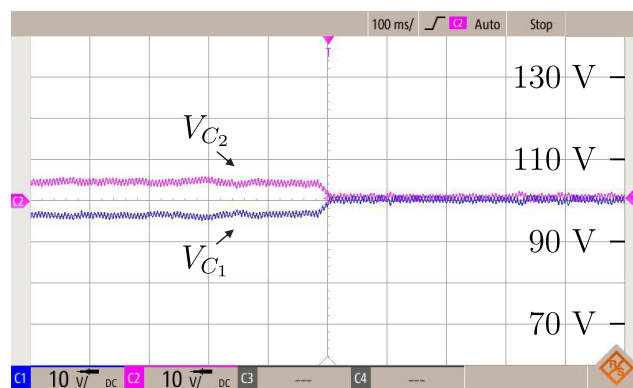
6.3 Validação Experimental do Controle da Tensão do NP

Na Figura 6.5 são apresentadas as formas de onda experimentais das tensões dos capacitores do barramento CC para as modulações CCME e RCME. O experimento foi conduzido com fator de potência unitário e $m_a = 0,8$. O resistor R_p permaneceu conectado em paralelo com C_1 durante todo o experimento. Inicialmente, o controle foi mantido desativado e, em um determinado instante, foi acionado, iniciando a correção de V_{C_1} e V_{C_2} . Assim como observado nas simulações, V_{C_1} e V_{C_2} permaneceram dentro da faixa estabelecida por h , mesmo na presença da perturbação.

Figura 6.5: Formas de onda experimentais das tensões dos capacitores na presença de uma perturbação para as modulações CCME e RCME.



(a) Modulação CCME



(b) Modulação RCME

Fonte: Elaborado pelo autor.

6.4 Análise Experimental de i_{cm} em Função de m_a

Um aspecto relevante, e ainda pouco explorado na literatura, é a influência de m_a sobre i_{cm} . O valor de m_a define o raio de excursão do vetor de referência, modificando os tipos de setores pelos quais ele transita. Nos métodos CCME e RCME, por exemplo, para baixos valores de m_a , o vetor permanece restrito aos setores dos tipos a e b . À medida que m_a aumenta, o vetor passa a transitar também pelos setores do tipo c e, posteriormente, pelos setores do tipo d , reduzindo progressivamente o tempo de permanência nos setores a e b .

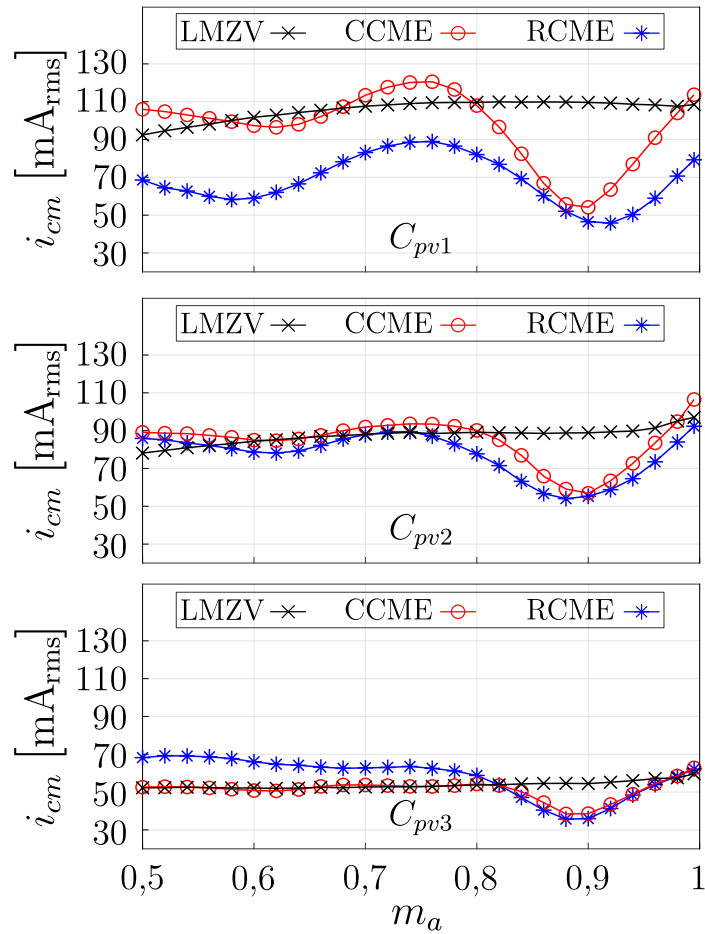
Embora v_{cm} esteja limitado a uma variação de $V_{dc}/6$ dentro de qualquer setor, os diferentes tipos de setores podem alterar o formato dos pulsos de v_{cm} , modificando a distribuição de energia no espectro em frequência e, conseqüentemente, influenciando i_{cm} . Esse efeito é menos pronunciado no método LMZV, no qual a forma de v_{cm} apresenta pouca variação com m_a , uma vez que há essencialmente um único tipo de setor. Diante disso, foram realizados experimentos variando m_a de 0,5 a 1 para os três métodos, considerando os cenários de C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} . Na Figura 6.6, são apresentados os valores medidos de i_{cm} em função de m_a para LMZV, CCME e RCME.

Observa-se que, para C_{pv1} , a RCME apresentou os menores valores de i_{cm} ao longo de toda a faixa de m_a . CCME e LMZV alternaram em desempenho, sendo que a CCME apresentou valores inferiores nos intervalos de m_a entre 0,58 e 0,66 e entre 0,80 e 0,98.

No caso de C_{pv2} , os três métodos apresentaram resultados relativamente próximos até aproximadamente $m_a = 0,8$. A partir desse valor, CCME e RCME exibiram uma redução acentuada de i_{cm} , atingindo um mínimo em torno de $m_a = 0,9$, a partir do qual os valores voltam a crescer até $m_a = 1$.

Para C_{pv3} , a RCME apresentou consistentemente os maiores valores de i_{cm} no intervalo de 0,5 a 0,8, enquanto CCME e LMZV exibiram resultados praticamente idênticos nesse trecho. A partir de $m_a = 0,82$, CCME e RCME novamente

Figura 6.6: Valores experimentais de i_{cm} em função de m_a para C_{pv1} , C_{pv2} e C_{pv3} , considerando as modulações LMZV, CCME e RCME.



Fonte: Elaborado pelo autor.

apresentaram uma queda acentuada, alcançando um mínimo próximo de $m_a = 0,9$, seguida de um novo crescimento até $m_a = 1$.

O método LMZV apresentou comportamento de i_{cm} aproximadamente constante ao longo da maior parte da faixa de m_a analisada, para os três valores de C_{pv} . Isso se deve ao fato de que todos os setores possuem a mesma estrutura vetorial, o que reduz a sensibilidade de i_{cm} às variações de m_a .

Em contrapartida, RCME e CCME exibiram curvas com maior dependência de m_a e formatos bastante semelhantes entre si em todos os casos. Esse comportamento é esperado, uma vez que ambos definem os setores de forma idêntica, resultando em influência semelhante de m_a sobre i_{cm} .

Apesar da similaridade no formato das curvas, observa-se um deslocamento vertical entre RCME e CCME, dependente do valor de C_{pv} . Essa diferença está associada à distinta distribuição da energia de modo comum promovida por cada método, o que resulta em menores magnitudes de i_{cm} para a RCME nos casos de C_{pv1} e C_{pv2} , e em maiores magnitudes no caso de C_{pv3} ao longo da maior parte da faixa de m_a .

Outro aspecto que merece destaque é que, em todos os casos, os métodos CCME e RCME apresentaram uma redução acentuada de i_{cm} a partir de valores de m_a próximos de 0,8, atingindo um mínimo em torno de $m_a = 0,9$ e voltando a crescer à medida que m_a se aproxima de 1.

Para investigar esse fenômeno observado nos experimentos, foi realizada uma análise complementar por simulação da distribuição de energia do espectro de frequência de v_{cm} para diferentes valores de m_a . Na Tabela 6.2 são apresentadas as energias de v_{cm} em cada faixa de frequência para $m_a = 0,6, 0,7$ e $0,9$, enquanto os resultados para $m_a = 0,8$ foram previamente apresentados na Tabela 5.2.

Tabela 6.2: Energia calculada em cada faixa de frequência de v_{cm} para $m_a = 0,6, 0,7$ e $0,9$.

m_a	Método	E_{20k} [V ² s]	E_{40k} [V ² s]	E_{60k} [V ² s]	E_{80k} [V ² s]
0,6	LMZV	242,71	53,26	25,94	13,08
	CCME	218,02	55,51	24,99	14,45
	RCME	34,92	166,12	39,56	20,66
0,7	LMZV	268,61	48,35	26,95	13,13
	CCME	324,77	49,95	18,63	19,19
	RCME	130,92	156,01	52,83	19,52
0,9	LMZV	263,97	57,75	23,32	13,18
	CCME	39,94	34,43	25,85	17,39
	RCME	18,09	28,30	16,19	12,63

Fonte: Elaborado pelo autor.

Para $m_a = 0,6$ e $0,7$, observou-se comportamento semelhante ao verificado em $m_a = 0,8$, isto é, LMZV e CCME concentraram a maior parcela da energia em 20 kHz, com decréscimo gradual nas harmônicas superiores, ao passo que a RCME apresentou energia significativamente menor em 20 kHz, redistribuindo

uma parcela substancial para frequências mais elevadas. Já para $m_a = 0,9$, tanto CCME quanto RCME exibiram redução expressiva da energia em todas as faixas de frequência, fenômeno que não foi observado para a LMZV.

Uma possível explicação para esse comportamento é que, nas proximidades desse ponto de operação, a largura dos pulsos de v_{cm} em ambos os métodos é consideravelmente reduzida, implicando menor energia total associada ao sinal. Em outras palavras, para $m_a \approx 0,9$, v_{cm} permanece por intervalos mais longos no nível $V_{cc}/2$ e por menos tempo nos níveis $V_{cc}/3$ ou $2V_{cc}/3$, tornando o sinal mais próximo de um valor “constante”.

Os resultados obtidos por meio dos cálculos das energias de v_{cm} estão em plena concordância com as observações experimentais, nas quais i_{cm} apresentou valores significativamente baixos nesse ponto de operação para CCME e RCME, independentemente do valor de C_{pv} .

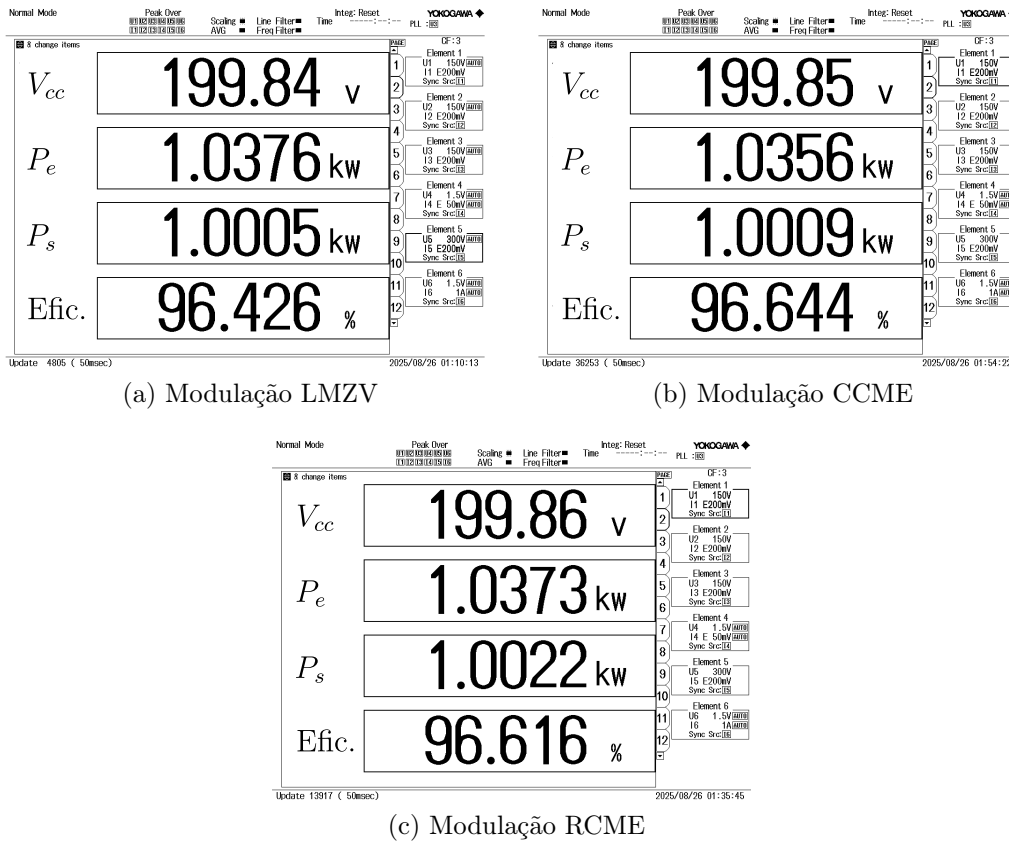
6.5 Resultados Experimentais das Perdas nos Semicondutores

Para validação experimental das perdas nos semicondutores, as potências de entrada e saída do inversor, bem como sua eficiência, foram medidas por meio de um analisador de potência Yokogawa WT1806E. A potência de entrada P_e foi medida no ponto de conexão entre o barramento CC e o conversor, enquanto a potência de saída P_s foi medida no ponto de conexão entre o conversor e o filtro L . A eficiência foi calculada em tempo real pelo próprio equipamento a partir da razão entre P_s e P_e .

O experimento foi conduzido com $V_{cc} = 200$ V e $P_s = 1000$ W, e os resultados obtidos para as três modulações, extraídos do equipamento, são apresentados na Figura 6.7.

As estratégias CCME e RCME apresentaram eficiências muito próximas

Figura 6.7: Eficiências experimentais das modulações LMZV, CCME e RCME para $V_{cc} = 200\text{ V}$ e $P_s = 1000\text{ W}$.



Fonte: Elaborado pelo autor.

entre si (96,64% e 96,61%, respectivamente), ambas ligeiramente superiores à obtida com a LMZV (96,42%). Esses resultados estão em concordância com os valores calculados para esse ponto de operação, de 96,82%, 96,82% e 96,66% para as modulações CCME, RCME e LMZV, respectivamente.

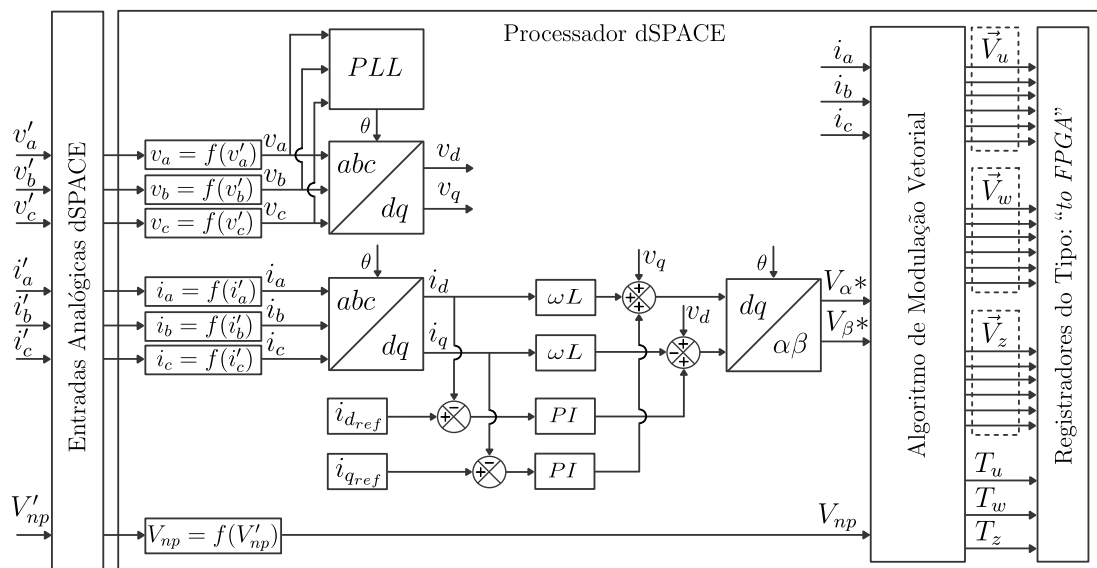
6.6 Aspectos de Implementação na Plataforma dSPACE

Nesta seção são apresentados os principais aspectos da implementação experimental das estratégias de modulação propostas na plataforma dSPACE DS1202. A implementação é realizada de forma particionada entre o processador e o *Field-*

Programmable Gate Array (FPGA), de modo que as etapas de leitura dos sensores, controle, identificação dos setores e cálculo dos tempos dos vetores sejam executadas no processador, enquanto a contagem do tempo dos vetores e a geração dos pulsos são realizadas no FPGA.

Na Figura 6.8 são apresentadas as rotinas implementadas no processador. Conforme ilustrado, os sinais provenientes dos sensores são adquiridos pelas entradas analógicas da dSPACE, as quais operam na faixa de -10 V a 10 V . Esses sinais correspondem às tensões da fonte CA (v'_a, v'_b, v'_c), às correntes injetadas (i'_a, i'_b, i'_c) e à tensão do ponto neutro (V'_{np}), em que a notação com apóstrofo indica que tais grandezas representam sinais oriundos dos sensores, limitados à faixa de operação da dSPACE.

Figura 6.8: Diagrama das rotinas implementadas no processador da dSPACE.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Esses sinais passam por uma etapa de adequação, na qual é aplicada uma função matemática para convertê-los em seus valores físicos, resultando nas grandezas $v_a, v_b, v_c, i_a, i_b, i_c$ e V_{np} .

Na sequência, as tensões v_a, v_b e v_c são utilizadas em um sistema de sincronização do tipo *Phase-Locked Loop* (PLL), responsável pela extração do ângulo

de fase θ da rede. Com base nesse ângulo, as tensões e correntes trifásicas são transformadas para o referencial síncrono dq por meio da transformação de Park, resultando nas componentes (v_d, v_q) e (i_d, i_q) .

As correntes i_d e i_q são então empregadas na malha de controle de corrente, em que são comparadas com suas respectivas referências (i_{dref}, i_{qref}) . A partir dessa etapa, obtêm-se os sinais de controle no referencial dq , os quais são posteriormente transformados de volta para o referencial estacionário por meio da transformada inversa de Clarke, resultando nas tensões de referência (V_α^*, V_β^*) .

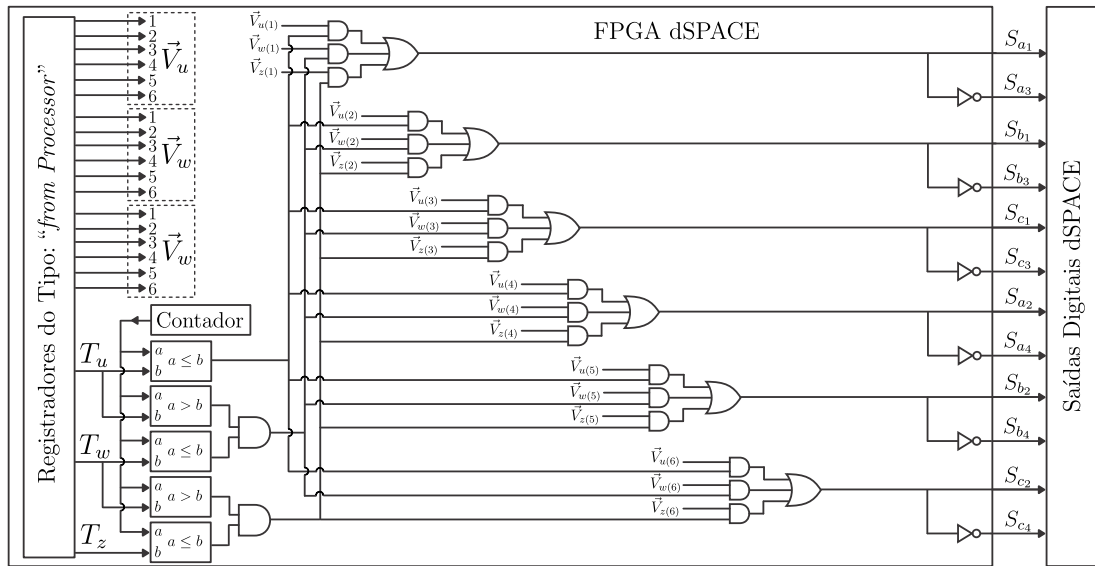
Essas tensões de referência são aplicadas ao bloco do algoritmo de modulação vetorial, também implementado no processador. Nesse bloco, são realizadas a identificação do setor da referência e o cálculo dos tempos de aplicação dos vetores, bem como a consulta a uma tabela previamente armazenada contendo os estados de condução associados a cada vetor. Além de (V_α^*, V_β^*) , esse bloco recebe como entradas a tensão V_{np} e as correntes de fase (i_a, i_b, i_c) , utilizadas na execução do controle da tensão do NP.

O bloco do algoritmo de modulação fornece como saída os estados de condução das chaves, na forma de sinais binários (0 ou 1), associados aos três vetores que definem o setor em que a referência está localizada, aqui denotados por \vec{V}_u , \vec{V}_w e \vec{V}_z . Além disso, também compõem a saída desse bloco os respectivos tempos de aplicação desses vetores, representados por T_u , T_w e T_z .

Por fim, essas saídas são encaminhadas a registradores do tipo “*to FPGA*”, responsáveis por transferir essas informações do processador para o FPGA, onde são efetivamente implementadas as rotinas de geração dos sinais de acionamento.

Na Figura 6.9 são ilustradas as funcionalidades alocadas no FPGA. As informações recebidas pelo FPGA, provenientes do processador, estão disponíveis por meio de registradores do tipo “*from processor*” e correspondem aos estados de condução dos vetores \vec{V}_u , \vec{V}_w e \vec{V}_z , bem como aos seus respectivos tempos de aplicação T_u , T_w e T_z .

Figura 6.9: Diagrama das rotinas implementadas no FPGA da dSPACE.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Os estados dos três vetores são aplicados a circuitos lógicos combinacionais, responsáveis por permitir a passagem apenas dos estados correspondentes ao vetor que deve ser sintetizado pelo conversor em cada instante de tempo.

Para o controle desses circuitos, é implementado um contador que se inicia em zero e evolui até um valor correspondente a um período completo de comutação T_s . O valor instantâneo desse contador é comparado, a cada ciclo de máquina do FPGA, com os tempos de aplicação dos vetores por meio de um conjunto de comparadores. A partir dessas comparações, são gerados sinais de habilitação para os circuitos combinacionais, os quais permitem a passagem apenas dos estados correspondentes ao vetor a ser sintetizado em cada instante.

As saídas dos circuitos combinacionais, juntamente com suas versões complementares, são então aplicadas às portas digitais de saída da dSPACE. Nessas portas, também são configurados os tempos de *dead-time*. Dessa forma, os pulsos elétricos para o comando das doze chaves são gerados diretamente nas saídas do equipamento, assegurando a aplicação dos vetores de tensão definidos pelo algoritmo de modulação.

A organização adotada para a implementação das estratégias de modulação nos experimentos permite conciliar a flexibilidade do processador na implementação das rotinas de controle e modulação vetorial com a elevada velocidade e precisão do FPGA na contagem dos tempos e na geração dos pulsos.

Capítulo 7

Conclusões

Neste trabalho foi proposta uma nova abordagem para a mitigação da corrente de fuga, fundamentada na distribuição intencional do espectro de frequência de v_{cm} por meio da estratégia de modulação. Em contraste com as abordagens tradicionais, que se concentram predominantemente na redução da amplitude de v_{cm} , demonstra-se, com base na fundamentação teórica apresentada, que a distribuição espectral da energia ao longo das frequências constitui um fator determinante para o comportamento de i_{cm} .

Para materializar essa abordagem, foram desenvolvidas duas estratégias de modulação especificamente concebidas para moldar o espectro de v_{cm} . Os resultados obtidos, tanto em simulação quanto experimentalmente, corroboram de forma consistente as previsões teóricas. A RCME mostrou-se mais eficaz nos casos em que f_r é inferior ou ligeiramente superior a f_s , enquanto a CCME apresentou desempenho superior quando f_r é consideravelmente maior que f_s , em plena concordância com a análise teórica desenvolvida.

Observou-se que as estratégias propostas apresentam perdas por comutação reduzidas em relação à estratégia adotada como referência comparativa, em função dos menores intervalos de comutação. As modulações desenvolvidas apresentaram

baixos níveis de THD das correntes injetadas, semelhantes aos da estratégia de referência. Ademais, o espectro de frequência das tensões de linha sintetizadas também se mostrou semelhante ao da modulação de referência.

Ambas as estratégias propostas demonstraram capacidade de realizar o controle da tensão do NP, assegurando o balanceamento das tensões dos capacitores mesmo na presença de uma perturbação persistente. Além disso, foram validadas por simulação em condições dinâmicas, apresentando desempenho satisfatório diante da aplicação de um degrau de irradiância nos painéis FV.

Por fim, a análise experimental de i_{cm} em função de m_a revelou a existência de uma faixa de operação ótima na qual a corrente de fuga atinge níveis significativamente reduzidos para ambas as estratégias propostas, fenômeno que não é observado na estratégia de referência.

Em síntese, a principal contribuição deste trabalho não se restringe às modulações propostas em si, mas reside na proposição de uma abordagem orientada à análise espectral como ferramenta de atenuação da corrente de fuga em sistemas FV. Essa perspectiva abre caminho para novas possibilidades no desenvolvimento de estratégias de modulação para inversores FV sem transformador, permitindo que a distribuição da energia de modo comum seja explorada de acordo com as características específicas de cada sistema, resultando em desempenho superior em relação às abordagens convencionais baseadas exclusivamente na redução da amplitude.

7.1 Trabalhos Futuros

As propostas de trabalhos futuros concentram-se na exploração, ampliação e validação da abordagem baseada na distribuição da energia de modo comum em diferentes contextos. Nesse sentido, destacam-se as seguintes linhas de investigação:

- Avaliação da possibilidade de implementação das estratégias propostas por meio de portadoras, analisando a equivalência em termos da distribuição da energia de modo comum e do impacto na corrente de fuga.
- Desenvolvimento de modulações vetoriais que redistribuam uma parcela ainda maior da energia de modo comum, visando à redução mais acentuada da corrente de fuga em cenários nos quais tal característica é desejável.
- Extensão e validação da abordagem em outros tipos de conversores, como inversores monofásicos de três níveis, avaliando sua aplicabilidade e desempenho.

Referências Bibliográficas

- [1] C. Breyer, G. Lopez, A. Aghahosseini, D. Bogdanov, R. Satymov, and A. S. Oyewo. On the role of solar pv for the energy-industry transition in the americas. *IEEE Journal of Photovoltaics*, pages 1–7, 2024.
- [2] International Energy Agency (IEA). Brazil – electricity, 2026. Disponível em: <https://www.iea.org/countries/brazil/electricity>. Accessed: 2026-03-19.
- [3] International Energy Agency (IEA). Brazil – electricity, 2026. Disponível em: <https://www.iea.org/countries/brazil/renewables>. Accessed: 2026-03-19.
- [4] S. V. Araujo, P. Zacharias, and R. Mallwitz. Highly efficient single-phase transformerless inverters for grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(9):3118–3128, 2010.
- [5] J. M. Carrasco, L. G. Franquelo, J. T. Bialasiewicz, E. Galván, R. C. P. Guisado, M. Á. M. Prats, J. I. León, and N. Moreno-Alfonso. Power-electronic systems for the grid integration of renewable energy sources: A survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 53(4):1002–1016, 2006.
- [6] W. I. Bower and J. C. Wiles. Analysis of grounded and ungrounded photovoltaic systems. In *Proceedings of the IEEE 1st World Conference on Photovoltaic Energy Conversion (WCPEC)*, volume 1, pages 809–812, 1994.

- [7] S. B. Kjaer, J. K. Pedersen, and F. Blaabjerg. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 41(5):1292–1306, Sept.-Oct. 2005.
- [8] W. Chen, X. Yang, W. Zhang, and X. Song. Leakage current calculation for pv inverter system based on a parasitic capacitor model. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 31(12):8205–8217, Dec. 2016.
- [9] M. Calais and V. G. Agelidis. Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems – an overview. In *Proceedings of the IEEE International Symposium on Industrial Electronics*, volume 1, pages 224–229, 1998.
- [10] International Electrotechnical Commission. IEC 60364: Low-voltage electrical installations, 2018. International Standard.
- [11] International Electrotechnical Commission. IEC 61730: Photovoltaic module safety qualification, 2016. International Standard.
- [12] Associação Brasileira de Normas Técnicas. NBR 16690: Instalações elétricas de arranjos fotovoltaicos – requisitos de projeto, 2019. Norma Brasileira.
- [13] International Electrotechnical Commission. IEC 62109-2: Safety of power converters for use in photovoltaic power systems – part 2: Particular requirements for inverters, 2011. International Standard.
- [14] V. Sonti and S. Jain. Dc decoupling-based three-phase three-level transformerless pv inverter topology for minimization of leakage current. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(10):8273–8278, Oct. 2019.
- [15] V. Sonti, S. Jain, and B. S. K. R. Pothu. Leakage current minimization using npc dc decoupling method for three-phase cascaded multilevel pv inverter.

- IEEE Transactions on Circuits and Systems II: Express Briefs*, 67(12):3247–3251, Dec. 2020.
- [16] X. Li, X. Xing, C. Zhang, A. Chen, C. Qin, and G. Zhang. Simultaneous common-mode resonance circulating current and leakage current suppression for transformerless three-level t-type pv inverter system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 66(6):4457–4467, June 2019.
- [17] J. C. Giacomini, L. Michels, H. Pinheiro, and C. Rech. Active damping scheme for leakage current reduction in transformerless three-phase grid-connected pv inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(5):3988–3999, May 2018.
- [18] J. C. Giacomini, L. Michels, M. C. Cavalcanti, and C. Rech. Modified discontinuous pwm strategy for three-phase grid-connected pv inverters with hybrid active–passive damping scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(8):8063–8073, Aug. 2020.
- [19] C. Zhang, Y. Jiang, X. Xing, X. Li, C. Qin, and B. Zhang. Passivity-based control method for three-level photovoltaic inverter to mitigate common-mode resonant current. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 19(9):9733–9744, Sept. 2023.
- [20] D. G. Holmes and T. A. Lipo. *Pulse Width Modulation for Power Converters: Principles and Practice*. IEEE Press, Piscataway, NJ, USA, 2003.
- [21] P. Rodriguez, M. D. Bellar, R. S. Muñoz-Aguilar, S. Busquets-Monge, and F. Blaabjerg. Multilevel-clamped multilevel converters (mlc²). *IEEE Transactions on Power Electronics*, 27(3):1055–1060, March 2012.
- [22] H. Abu-Rub, J. Holtz, J. Rodriguez, and G. Baoming. Medium-voltage multilevel converters—state of the art, challenges, and requirements in industrial

- applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(8):2581–2596, Aug. 2010.
- [23] H. J. Kim, H. D. Lee, and S.-K. Sul. A new pwm strategy for common-mode voltage reduction in neutral-point-clamped inverter-fed ac motor drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 37(6):1840–1845, Nov.-Dec. 2001.
- [24] A. Choudhury, P. Pillay, and S. S. Williamson. Modified dc-bus voltage balancing algorithm for a three-level neutral-point-clamped pmsm inverter drive with reduced common-mode voltage. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 52(1):278–292, Jan.-Feb. 2016.
- [25] X. Wu, G. Tan, G. Yao, C. Sun, and G. Liu. A hybrid pwm strategy for three-level inverter with unbalanced dc links. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 6(1):1–15, March 2018.
- [26] A. Zorig, S. Barkat, and A. Sangwongwanich. Neutral point voltage balancing control based on adjusting application times of redundant vectors for three-level npc inverter. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(5):5604–5613, Oct. 2022.
- [27] S. Foti, C. Nevoloso, H. H. Khan, A. O. Di Tommaso, A. Testa, and R. Miceli. A simple carrier-based neutral point voltage control strategy for npc three-level inverters. *IEEE Open Journal of Power Electronics*, 6:416–431, 2025.
- [28] A. Lewicki, D. Kondratenko, and C. I. Odeh. Hybridized pwm strategy for three- and multiphase three-level npc inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 71(8):8279–8290, Aug. 2024.
- [29] P. Liu, S. Duan, C. Yao, and C. Chen. A double modulation wave cbpwm strategy providing neutral-point voltage oscillation elimination and cmv reduction for three-level npc inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(1):16–26, Jan. 2018.

- [30] W. Jiang et al. A novel virtual space vector modulation with reduced common-mode voltage and eliminated neutral point voltage oscillation for neutral point clamped three-level inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(2):884–894, Feb. 2020.
- [31] S. Xia, X. Wu, J. Zheng, X. Li, and K. Wang. A virtual space vector pwm with active neutral point voltage control and common mode voltage suppression for three-level npc converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 68(12):11761–11771, Dec. 2021.
- [32] L. A. C. Mendonça, F. A. da C. Bahia, A. P. N. Tahim, J. R. Pinheiro, and F. F. Costa. Space vector modulation technique for leakage current attenuation in grid-connected three-phase multilevel pv inverters. In *2022 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pages 1–7, Detroit, MI, USA, 2022.
- [33] Q. Yan, H. Chen, T. Zhao, X. Yuan, L. Zhang, and R. Zhao. A carrier-based discontinuous space-vector pwm for common-mode voltage reduction in dual-input three-level t-type inverters with unbalanced neutral-point voltages. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 39(9):11020–11033, Sept. 2024.
- [34] C. Song, L. Wang, and J. Du. A novel partitioned hybrid pwm strategy to reduce the common-mode voltage in three-level neutral-point-clamped inverters. *IET Power Electronics*, 17:2344–2357, Sept. 2024.
- [35] F. Guo, T. Yang, A. M. Diab, S. S. Yeoh, S. Bozhko, and P. Wheeler. An enhanced virtual space vector modulation scheme of three-level npc converters for more-electric-aircraft applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 57(5):5239–5251, Sept.-Oct. 2021.
- [36] X. Tang, S. Niu, K. T. Chau, X. Yuan, and W. L. Chan. Model predictive control of three-level npc inverter-fed pmsm drives based on a novel vector-

- selection scheme. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 13(3):3284–3296, June 2025.
- [37] K. D. Pham and N. V. Nguyen. A reduced common-mode-voltage pulsewidth modulation method with output harmonic distortion minimization for three-level neutral-point-clamped inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(7):6944–6962, July 2020.
- [38] K. Nanshikar and S. Das. Optimal space vector-based hybrid pwm scheme in terms of common-mode voltage and line current ripple. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 39(11):14478–14492, Nov. 2024.
- [39] K. D. Pham and N.-V. Nguyen. Switching loss optimization for a pulsewidth modulation strategy with reduced cmv and improved output harmonic distortion for a three-level npc converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(10):12118–12133, Oct. 2022.
- [40] J.-S. Lee and K.-B. Lee. New modulation techniques for a leakage current reduction and a neutral-point voltage balance in transformerless photovoltaic systems using a three-level inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 29(4):1720–1732, Apr. 2014.
- [41] X. Xing, X. Li, F. Gao, C. Qin, and C. Zhang. Improved space vector modulation technique for neutral-point voltage oscillation and common-mode voltage reduction in three-level inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(9):8697–8714, Sept. 2019.
- [42] C. Qin, C. Zhang, X. Xing, X. Li, A. Chen, and G. Zhang. Simultaneous common-mode voltage reduction and neutral-point voltage balance scheme for the quasi-z-source three-level t-type inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(3):1956–1967, Mar. 2020.

- [43] J. Qiu, Y. He, C. Lei, Q. Jiao, and J. Liu. An improved lmsvm method for leakage current suppression and neutral-point voltage control in transformerless npc three-level inverters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 10(3):3100–3113, June 2022.
- [44] H. Du, Y. He, J. Qiu, and J. Liu. Research on svpwm method for leakage current suppression and switching loss reduction in nonisolated three-level inverters. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 12(3):2960–2971, June 2024.
- [45] Y. Huang, T. Liu, Q. Ren, A. Chen, H. Zhang, and W. Wang. Data-driven predictive control strategy to improve robust performance for three-level inverters with reduced common-mode voltage. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 12(4):3823–3834, Aug. 2024.
- [46] M. C. Cavalcanti, A. M. Farias, K. C. Oliveira, F. A. S. Neves, and J. L. Afonso. Eliminating leakage currents in neutral point clamped inverters for photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(1):435–443, Jan. 2012.
- [47] X. Guo, Y. Yang, and T. Zhu. Esi: A novel three-phase inverter with leakage current attenuation for transformerless pv systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(4):2967–2974, Apr. 2018.
- [48] X. Guo, Y. Yang, T. Zhu, et al. Leakage current suppression of three-phase flying capacitor pv inverter with new carrier modulation and logic function. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 33(3):2127–2135, Mar. 2018.
- [49] T.-K. T. Nguyen, N.-V. Nguyen, and N. R. Prasad. Novel eliminated common-mode voltage pwm sequences and an online algorithm to reduce current ripple for a three-level inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 32(10):7482–7493, Oct. 2017.

- [50] T.-K. T. Nguyen and N.-V. Nguyen. An efficient four-state zero common-mode voltage pwm scheme with reduced current distortion for a three-level inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(2):1021–1030, Feb. 2018.
- [51] M. Lak, Y.-T. Tsai, B.-R. Chuang, T.-L. Lee, and M. H. Moradi. A hybrid method to eliminate leakage current and balance neutral point voltage for photovoltaic three-level t-type inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 36(10):12070–12089, Oct. 2021.
- [52] W. Li, Y. Wang, J. Hu, H. Yang, C. Li, and X. He. Common-mode current suppression of transformerless nested five-level converter with zero common-mode vectors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 34(5):4249–4258, May 2019.
- [53] Abinadabe Silva Andrade. Técnicas de modulação para dois tipos de inversores de três níveis: Balanceamento no ponto neutro, cálculo das perdas e redução no número de componentes. Dissertação (mestrado em engenharia elétrica), Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Brasil, 2012.
- [54] Luciano de Macedo Barros. Estudo das estratégias de modulação para conversores três níveis. Dissertação (mestrado em engenharia elétrica), Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande, Brasil, 2011.
- [55] M. Schweizer and J. W. Kolar. Comparative evaluation of advanced three-phase three-level inverter/converter topologies against two-level systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 60(12):5515–5527, Dec. 2012.
- [56] J. Ebrahimi, F. N. Esfahani, S. Eren, A. Bakhshai, and L. Wang. Comparative analysis of active capacitor voltage balancing method for flying capacitor

- multilevel converters. In *2025 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*, pages 1–6, Wuhan, China, 2025.
- [57] J. Rodriguez, S. Bernet, B. Wu, J. O. Pontt, and S. Kouro. Multilevel voltage-source-converter topologies for industrial medium-voltage drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(6):2930–2945, Dec. 2007.
- [58] A. Azizi, M. Akhbari, S. Danyali, Z. Tohidinejad, and M. Shirkhani. A review on topology and control strategies of high-power inverters in large-scale photovoltaic power plants. *Heliyon*, 11(3):e42334, February 2025.
- [59] A. A. Rockhill, M. Liserre, R. Teodorescu, and P. Rodriguez. Grid-filter design for a multimewatt medium-voltage voltage-source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 58(4):1205–1217, April 2011.
- [60] B. P. Lathi. *Linear Systems and Signals*. Oxford University Press, 2nd edition, 2004.
- [61] E. O. Prado, P. C. Bolsi, H. C. Sartori, and J. R. Pinheiro. A step-by-step approach for replacing si-igbts with sic-mosfets modules in industrial power converters. *International Journal of Circuit Theory and Applications*, 53:3388–3401, 2025.