

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

Luan Aleixo Canário Mendonça

**Estratégias de Modulação Vetorial para
Sistemas Fotovoltaicos sem Transformador
Usando Inversores Multiníveis Trifásicos**

Salvador, BA – Brasil
Janeiro de 2023

Luan Aleixo Canário Mendonça

Estratégias de Modulação Vetorial para Sistemas Fotovoltaicos sem Transformador Usando Inversores Multiníveis Trifásicos

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

Orientador: Prof. Dr. Fabiano Fragoso Costa

Coorientador: Prof. Dr. Filipe Antônio da Costa Bahia

Salvador, BA – Brasil

Janeiro de 2023

Luan Aleixo Canário Mendonça

Estratégias de Modulação Vetorial para Sistemas Fotovoltaicos sem Transformador Usando Inversores Multiníveis Trifásicos

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

Trabalho aprovado em Salvador, BA – Brasil, 20 de Janeiro de 2023.

Fabiano Fragoso Costa, Dr. (UFBA)
Orientador

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

João Paulo Ramos Agra Mélo, Dr. (UFRPE)
Examinador

Nayara Brandão de Freitas, Dra. (INESC TEC)
Examinadora

Salvador, BA – Brasil
Janeiro de 2023

Agradecimentos

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

À minha noiva Aléia pelo amor, companheirismo e paciência.

Aos professores Filipe, Fabiano, André e Renes pelo voto de confiança e pelos ensinamentos que me permitiram a realização deste trabalho.

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

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

“Tudo o que temos de decidir é o que fazer com o tempo que nos é dado”.
(Gandalf, o Cinzento)

Resumo

Este trabalho trata de estratégias de modulação vetorial para inversores multiníveis trifásicos aplicados a sistemas fotovoltaicos não isolados conectados à rede. Dois dos principais desafios a serem superados neste tipo de sistema são a corrente de fuga que circula através das capacitâncias parasitas dos painéis fotovoltaicos e o desequilíbrio das tensões dos capacitores do barramento de corrente contínua (CC). Os problemas citados possuem naturezas distintas, ocorrem de forma independente um do outro e frequentemente coexistem em um sistema. Dentre as diversas abordagens presentes na literatura voltadas para lidar individualmente com estes problemas, uma é comum aos dois casos: a técnica de modulação aplicada. Desta forma, visando lidar com estes dois desafios simultaneamente, neste trabalho são propostas quatro novas técnicas de modulação vetorial capazes de manter os níveis de corrente de fuga baixos, e ainda assim, assegurar o balanceamento dos capacitores mesmo na presença de uma perturbação. Duas das quatro estratégias possuem uma metodologia de seleção de redundâncias de vetores e uma ordem de comutação que são capazes de manter os níveis de corrente de fuga baixos enquanto o controle de balanceamento é realizado. Nas outras duas técnicas procura-se utilizar as redundâncias vetoriais que produzem os menores valores possíveis de corrente de fuga, realizando o balanceamento dos capacitores em momentos específicos. Os critérios de comparação de desempenho empregados são a corrente de fuga gerada, o desequilíbrio dos capacitores, a taxa de distorção harmônica, o número de níveis nas tensões de fase sintetizadas e o valor máximo permitido para o índice de modulação.

Palavras-chave: Redução da corrente de fuga, modulação vetorial, inversor multinível, sistemas fotovoltaicos, balanceamento de capacitores.

Abstract

This work deals with vector modulation strategies for three-phase multilevel inverters applied to grid-connected non-isolated photovoltaic systems. Two of the main challenges to be overcome in this type of system are the leakage current that circulates through the parasitic capacitances of the photovoltaic panels and the voltage unbalance of the capacitors on the DC bus. The mentioned problems have distinct natures, occur independently of each other and often coexist in a system. Among the different approaches present in the literature aimed at dealing individually with these problems, one is common to both cases: the applied modulation technique. Thus, in order to deal with these two challenges simultaneously, this work proposes four new vector modulation techniques capable of keeping the levels of leakage current low, and yet ensuring the balancing of the capacitors even in the presence of a disturbance. Two of the four strategies have a vector redundancy selection methodology and a switching order that are capable of keeping leakage current levels low while balancing control is performed. In the other two techniques, an attempt is made to use vector redundancies that produce the lowest possible values of leakage current, balancing the capacitors at specific times. The performance comparison criteria employed are the leakage current generated, the capacitors unbalance, the harmonic distortion rate, the number of levels in the synthesized phase voltages and the maximum value allowed for the modulation index.

Keywords: Leakage current attenuation, space vector modulation, multilevel inverter, photovoltaic systems, capacitor balance.

Lista de ilustrações

Fig. 1 – Evoluções do PIB e do consumo de energia elétrica no Brasil.	27
Fig. 2 – Energia Solar FV produzida no Brasil.	28
Fig. 3 – Distribuição percentual das energias renováveis na MMGD do Brasil em 2021.	28
Fig. 4 – Representação simplificada de um painel FV.	29
Fig. 5 – Representação de um painel FV destacando suas capacitâncias (a) e diagrama elétrico simplificado de capacitâncias do painel (b).	30
Fig. 6 – Sistema FV conectado à rede incluindo as capacitâncias parasitas.	31
Fig. 7 – Exemplos de sistemas FVs isolados (a) com transformador de baixa frequência, (b) com transformador de alta frequência (arquitetura I) e (c) com transformador de alta frequência (arquitetura II).	32
Fig. 8 – Arranjos de capacitores para conversores de 2, 3 e m níveis.	33
Fig. 9 – Inversor trifásico convencional de dois níveis.	33
Fig. 10 – Inversor NPC trifásico de três níveis.	34
Fig. 11 – Inversor trifásico de dois níveis para redução de corrente de fuga.	38
Fig. 12 – Inversor multinível trifásico para redução de corrente de fuga.	38
Fig. 13 – Aplicação do filtro LCLM em um sistema FV.	39
Fig. 14 – SV do inversor trifásico convencional de dois níveis.	41
Fig. 15 – Ordem de comutação do SVM convencional para um inversor de dois níveis e a respectiva forma de onda da CMV gerada.	42
Fig. 16 – SV do inversor NPC de três níveis.	43
Fig. 17 – Ordem de comutação do SVM convencional para um inversor de três níveis e a respectiva forma de onda da CMV gerada.	45
Fig. 18 – SV da técnica 3MV.	46
Fig. 19 – Ordem de comutação da técnica 3MV e a respectiva forma de onda da CMV gerada.	47
Fig. 20 – SV da técnica 2MV1Z.	48
Fig. 21 – Ordem de comutação da técnica 2MV1Z e a respectiva forma de onda da CMV gerada.	48
Fig. 22 – SV da técnica LMZV.	50
Fig. 23 – Ordem de comutação da técnica LMZV e a respectiva forma de onda da CMV gerada.	50
Fig. 24 – Inversor multinível trifásico selecionado para aplicação das técnicas desenvolvidas.	54
Fig. 25 – Estados topológicos da fase a . (a) $v_{aN} = V_{CC}$, (b) $v_{aN} = \frac{V_{CC}}{2}$ e (c) $v_{aN} = 0$	54
Fig. 26 – Inversor incluindo o painel fotovoltaico e as capacitâncias parasitas.	58

Fig. 27 – Modelo de modo comum de um inversor trifásico fotovoltaico (FV) conectado à rede.	60
Fig. 28 – Diagrama de Bode do modelo de modo comum.	60
Fig. 29 – Tensões bidimensionais de todos os estados da topologia da Fig. 24. . . .	64
Fig. 30 – SV da topologia da Fig. 24 incluindo os vetores e os segmentos de retas. .	65
Fig. 31 – Identificação de todos os segmentos de retas.	66
Fig. 32 – SV incluindo a identificação dos setores.	68
Fig. 33 – Correntes nos capacitores e no ponto intermediário do barramento CC. . .	71
Fig. 34 – Correntes do ponto intermediário. (a) Nas três configurações do vetor zero, (b) nos vetores grandes $\vec{V}_2$ (PPN) e $\vec{V}_1$ (PNN), (c) nas duas configurações do vetor pequeno $\vec{V}_{13}$, (d) nas duas configurações do vetor pequeno $\vec{V}_{14}$ e (e) no vetor médio $\vec{V}_7$	73
Fig. 35 – SV da topologia da Fig. 24 incluindo a informação dos tipos de vetores. .	75
Fig. 36 – Recorte do primeiro sextante do SV da Fig. 35.	76
Fig. 37 – Método passivo de balanceamento de capacitores considerando componentes ideais.	76
Fig. 38 – Método passivo de balanceamento de capacitores considerando componentes não-ideais.	76
Fig. 39 – Método ativo de balanceamento de capacitores.	78
Fig. 40 – Balanceamento de capacitores pelo método de histerese.	79
Fig. 41 – Princípio de operação da técnica MCD.	81
Fig. 42 – Algoritmo de escolha de redundâncias para a técnica MCD.	82
Fig. 43 – SV destacando o valor da CMV de cada vetor e redundância.	83
Fig. 44 – Forma de onda da CMV para a ordem de comutação proposta na técnica MCD.	84
Fig. 45 – Funcionamento da técnica MCDN na presença de uma perturbação positiva. 86	
Fig. 46 – Funcionamento da técnica MCDN na presença de uma perturbação negativa. 86	
Fig. 47 – Seleção de redundâncias no setor 8 para o modo neutro. (a) possibilidade 01 e (b) possibilidade 02.	87
Fig. 48 – SV destacando apenas os setores que possuem um único vetor pequeno. .	88
Fig. 49 – Forma de onda da CMV na presença de uma perturbação positiva.	89
Fig. 50 – Forma de onda da CMV na presença de uma perturbação negativa.	90
Fig. 51 – Forma de onda da CMV na ausência de perturbação.	90
Fig. 52 – SV da técnica 2MV1Z destacando o valor da CMV de cada vetor.	91
Fig. 53 – SV proposto para a técnica SMZV.	93
Fig. 54 – Ordem de comutação para o SV proposto. (a) No setor 7 e (b) no setor 19. 94	
Fig. 55 – CMV resultante da técnica SMZV.	94
Fig. 56 – SV proposto para a técnica MSV.	96
Fig. 57 – Algoritmo para seleção de redundâncias na técnica MSV.	97

Fig. 58 – CMV resultante da técnica MSV.	97
Fig. 59 – Resultados da 2MV1Z: Tensões sobre os capacitores do barramento CC na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de modo comum na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Corrente de fuga na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).	100
Fig. 60 – Resultados da 2MV1Z: Correntes trifásicas na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de linha na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Tensão de fase na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).	101
Fig. 61 – Resultados da 3MV: Tensões sobre os capacitores do barramento CC na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de modo comum na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Corrente de fuga na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).	102
Fig. 62 – Resultados da 3MV: Correntes trifásicas na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de linha na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Tensão de fase na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).	103
Fig. 63 – Resultados da LMZV: Tensões sobre os capacitores do barramento CC na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de modo comum na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Corrente de fuga na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).	104
Fig. 64 – Resultados da LMZV: Correntes trifásicas na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de linha na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Tensão de fase na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).	105
Fig. 65 – Resultados da SVM convencional: Tensões sobre os capacitores do barramento CC na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de modo comum na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Corrente de fuga na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).	106
Fig. 66 – Resultados da SVM convencional: Correntes trifásicas na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de linha na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Tensão de fase na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).	107

Fig. 67 – Resultados da MCD: Tensões sobre os capacitores do barramento CC (a) Correntes trifásicas. (b) Tensão de modo comum (c). Tensão de linha (d). Corrente de fuga (e). Tensão de fase (f).	109
Fig. 68 – Resultados da MCDN: Tensões sobre os capacitores do barramento CC (a) Correntes trifásicas. (b) Tensão de modo comum (c). Tensão de linha (d). Corrente de fuga (e). Tensão de fase (f).	110
Fig. 69 – Resultados da SMZV: Tensões sobre os capacitores do barramento CC (a) Correntes trifásicas. (b) Tensão de modo comum (c). Tensão de linha (d). Corrente de fuga (e). Tensão de fase (f).	111
Fig. 70 – Resultados da MSV: Tensões sobre os capacitores do barramento CC (a) Correntes trifásicas. (b) Tensão de modo comum (c). Tensão de linha (d). Corrente de fuga (e). Tensão de fase (f).	112

Lista de tabelas

Tab. 1 – Estados de cada vetor e as respectivas tensões de polo, de fase e de modo comum produzidas.	42
Tab. 2 – Vetores presentes no SV do inversor NPC de três níveis e seus respectivos tipos.	44
Tab. 3 – Tensões do inversor da Fig. 24 para cada estado.	62
Tab. 4 – Equações de retas do SV da Fig. 30.	66
Tab. 5 – Conjunto de condições para identificação dos setores.	67
Tab. 6 – Efeitos dos vetores no balanceamento e suas tensões de modo comum. . .	80
Tab. 7 – Parâmetros de simulação utilizados.	99
Tab. 8 – Comparação entre as performances das técnicas.	114

Lista de abreviaturas e siglas

CA	corrente alternada
CMV	<i>Common Mode Voltage</i>
CC	corrente contínua
FV	fotovoltaico
FP	fator de potência
LMZV	<i>Large, Medium and Zero Vectors</i>
LCLM	LCL modificado
MLI	<i>Multilevel Inverter</i>
3MV	<i>Three Medium Vectors</i>
2MV1Z	<i>Two Medium and One Zero Vectors</i>
SMZV	<i>Small Medium Zero Vectors</i>
MMGD	Micro e Minigeração Distribuída
MC	Modo de Carga
MD	Modo de Descarga
MN	Modo Neutro
MCD	Modos de Carga e Descarga
MCDN	Modos de Carga, Descarga e Neutro
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
PIB	Produto Interno Bruto
MSV	<i>Modified Space Vector</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
SV	<i>Space Vector</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
TAF	Transformador de Alta Frequência
TBF	Transformador de Baixa Frequência
VZ	Vetor Zero
VP	Vetor Pequeno
VM	Vetor Médio

VG

Vetor Grande

Lista de símbolos

C	Capacitância do barramento CC.
C_1	Capacitância superior do barramento CC.
C_2	Capacitância inferior do barramento CC.
C_{ca}	Capacitância parasita equivalente entre as células FV e a malha de aterramento.
C_{ce}	Capacitância parasita equivalente entre as células FV e a estrutura metálica.
C_{cm}	Capacitância parasita equivalente entre as células FV e a moldura metálica.
C_{FV}	Capacitância parasita equivalente vista de cada um dos polos do painel FV.
d_u, d_w, d_z	Ciclos de trabalho dos vetores $\vec{V}^u$, $\vec{V}^w$ e $\vec{V}^z$.
d_{POO}	Ciclo de trabalho da redundância vetorial POO.
d_{OON}	Ciclo de trabalho da redundância vetorial OON.
d_{ONN}	Ciclo de trabalho da redundância vetorial ONN.
d_{PPO}	Ciclo de trabalho da redundância vetorial PPO.
d_{PON}	Ciclo de trabalho da redundância vetorial PON.
$d_{\vec{V}_7}$	Ciclo de trabalho do vetor $\vec{V}_7$.
$d_{\vec{V}_{13}}$	Ciclo de trabalho do vetor $\vec{V}_{13}$.
$d_{\vec{V}_{14}}$	Ciclo de trabalho do vetor $\vec{V}_{14}$.
f_{rede}	Frequência da rede.
G_{cm}	Função de transferência da corrente de fuga em relação a tensão de modo comum.
GWh	Gigawatt-hora.
H_i	Limite inferior da banda de histerese.

H_{ie}	Limite inferior da banda de histerese externa.
H_{ii}	Limite inferior da banda de histerese interna.
H_s	Limite superior da banda de histerese.
H_{se}	Limite superior da banda de histerese externa.
H_{si}	Limite superior da banda de histerese interna.
i_1	Corrente do capacitor C_1 do barramento CC.
i_2	Corrente do capacitor C_2 do barramento CC.
i_a, i_b, i_c	Correntes das fases a, b e c .
I_a, I_b, I_c	Fasores das correntes das fases a, b e c .
i_{cm}	Corrente de fuga.
i_{cm1}	Parcela da corrente de fuga que circula através da capacitância parasita existente entre o polo positivo do painel FV e o ponto de aterramento.
i_{cm2}	Parcela da corrente de fuga que circula através da capacitância parasita existente entre o polo negativo do painel FV e o ponto de aterramento.
i_o	Corrente do ponto intermediário dos capacitores do barramento CC.
kW	Kilowatt.
L_a, L_b, L_c	Indutâncias dos filtros das fases a, b e c .
L_g	Indutância de uma rede monofásica.
m_a	Índice de modulação.
m_{amax}	Índice de modulação máximo.
m_{amin}	Índice de modulação mínimo.
nF	Nanofarad.
$P_{injetada}$	Potência ativa injetada na rede.
R_a, R_b, R_c	Resistências dos filtros das fases a, b e c .
R_g	Resistência de conexão ao ponto de aterramento.
r_1 a r_{15}	Retas que delimitam os setores do espaço vetorial.
S_a, S_b, S_c	Chaves de desacoplamento CA.

S_{a1} a S_{a4}	Chaves do braço a do inversor.
S_{b1} a S_{b4}	Chaves do braço b do inversor.
S_{c1} a S_{c4}	Chaves do braço c do inversor.
S_{dc1}, S_{dc2}	Chaves de desacoplamento CC.
T_u	Período de aplicação do vetor $\vec{V}^u$.
T_w	Período de aplicação do vetor $\vec{V}^w$.
T_z	Período de aplicação do vetor $\vec{V}^z$.
T_s	Período de chaveamento.
$\vec{u}_\alpha, \vec{u}_\beta$	Vetores unitários nas direções dos eixos α e β .
v_a, v_b, v_c	Tensões das fases a, b e c da rede.
V_a, V_b, V_c	Fasores das tensões das fases a, b e c da rede.
v_{an}	Tensão da fase a do inversor.
v_{bn}	Tensão da fase b do inversor.
v_{cn}	Tensão da fase c do inversor.
V_{an}	Fasor da tensão da fase a do inversor.
V_{bn}	Fasor da tensão da fase b do inversor.
V_{cn}	Fasor da tensão da fase c do inversor.
v_{aN}	Tensão de polo do braço a do inversor.
v_{bN}	Tensão de polo do braço b do inversor.
v_{cN}	Tensão de polo do braço c do inversor.
V_{aN}	Fasor da tensão de polo do braço a do inversor.
V_{bN}	Fasor da tensão de polo do braço b do inversor.
V_{cN}	Fasor da tensão de polo do braço c do inversor.
v_{ab}	Tensão de linha entre os braços a e b do inversor.
v_{bc}	Tensão de linha entre os braços b e c do inversor.
v_{ca}	Tensão de linha entre os braços c e a do inversor.

v_{cm}	Tensão de modo comum.
V_{C1}	Tensão do capacitor C_1 do barramento CC.
V_{C2}	Tensão do capacitor C_2 do barramento CC.
V_{CC}	Tensão do barramento CC.
v_g	Tensão de uma rede monofásica.
v_{nN}	Tensão entre o ponto neutro da carga e o polo negativo do barramento CC.
V_{nN}	Fasor da tensão entre o ponto neutro da carga e o polo negativo do barramento CC.
v_α, v_β	Tensões do inversor no sistema de coordenadas bidimensional (α, β) .
$\vec{V}_0$ a $\vec{V}_{18}$	Vetores de tensão do inversor.
$\vec{V}^*$	Vetor de tensão de referência.
V_α^*, V_β^*	Coordenadas do vetor de referência nos eixos α e β .
$\vec{V}^u, \vec{V}^w, \vec{V}^z$	Vetores localizados nos vértices de um setor.
$V_\alpha^u, V_\alpha^w, V_\alpha^z$	Coordenadas dos vetores $\vec{V}^u, \vec{V}^w$ e $\vec{V}^z$ no eixo α .
$V_\beta^u, V_\beta^w, V_\beta^z$	Coordenadas dos vetores $\vec{V}^u, \vec{V}^w$ e $\vec{V}^z$ no eixo β .
Y_a, Y_b, Y_c	Admitâncias dos filtros das fases a, b e c .
Z_a, Z_b, Z_c	Impedâncias dos filtros das fases a, b e c .
α, β	Eixos do sistema de coordenadas bidimensional.
ΔV_{C12}	Diferença entre as tensões dos capacitores do barramento CC.
$\overline{\Delta V_{C12}}$	Valor médio da diferença entre as tensões dos capacitores do barramento CC.
ΔQ	Variação de carga dos capacitores do barramento CC.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	27
1.1	Motivação do Trabalho	27
1.2	Descrição dos Problemas	29
1.2.1	Corrente de Fuga	29
1.2.2	Balanceamento dos Capacitores	32
1.3	Objetivos	35
1.3.1	Objetivo Geral	35
1.3.2	Objetivos Específicos	35
1.4	Organização do Trabalho	35
1.5	Publicações	36
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	37
2.1	Topologias de Conversores	37
2.2	Topologias de Filtros	39
2.3	Técnicas de Modulação	40
2.3.1	SVM Convencional de Dois Níveis	40
2.3.2	SVM Convencional Multinível	43
2.3.3	Técnica 3MV	45
2.3.4	Técnica 2MV1Z	47
2.3.5	Técnica LMZV	49
3	MODULAÇÃO VETORIAL PARA INVERSORES MULTINÍVEIS	53
3.1	Inversor Multinível Trifásico Conectado em Cascata	53
3.2	Modelo de Modo Comum para Inversores Trifásicos	57
3.3	Determinação do Diagrama Vetorial	61
3.3.1	Obtenção dos Vetores de Tensão do Inversor	61
3.3.2	Obtenção das Retas de Delimitação dos Setores	65
3.3.3	Identificação dos Setores	67
3.3.4	Determinação dos Ciclos de Trabalhos de Cada Vetor	68
3.3.5	Seleção da Ordem de Comutação	70
4	BALANCEAMENTO DOS CAPACITORES	71
4.1	Análise da Corrente do Ponto Intermediário dos Capacitores	71
4.2	Métodos de Balanceamento dos Capacitores	75
4.2.1	Método Passivo	75
4.2.2	Método Ativo	77

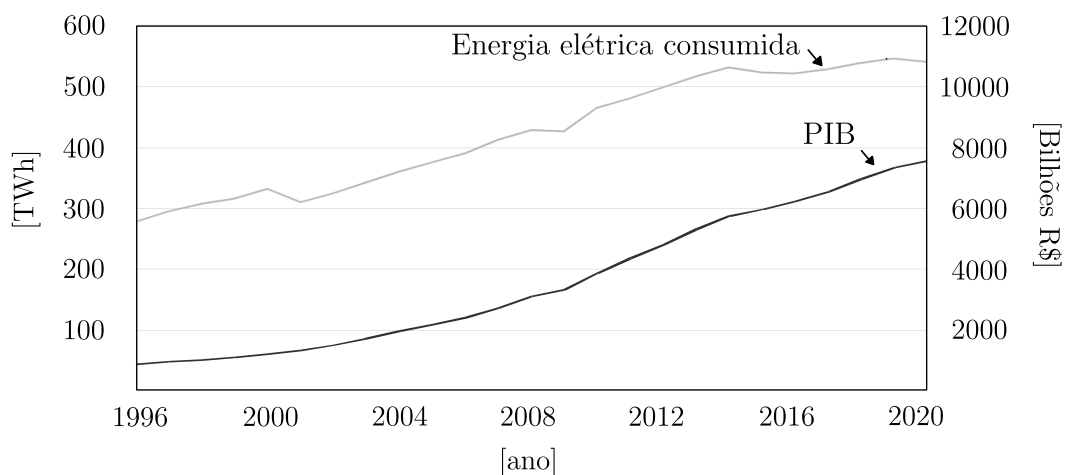
4.2.3	Método de Histerese	78
5	TÉCNICAS PROPOSTAS	81
5.1	Técnica MCD	81
5.2	Técnica MCDN	84
5.3	Técnica SMZV	91
5.4	Técnica MSV	94
6	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	99
6.1	Resultados das Técnicas Presentes na Literatura	99
6.1.1	Resultados da Técnica 2MV1Z	100
6.1.2	Resultados da Técnica 3MV	102
6.1.3	Resultados da Técnica LMZV	104
6.1.4	Resultados da Técnica SVM Convencional	106
6.2	Resultados das Técnicas Propostas	108
6.2.1	Resultados da Técnica MCD	108
6.2.2	Resultados da Técnica MCDN	109
6.2.3	Resultados da Técnica SMZV	110
6.2.4	Resultados da Técnica MSV	112
6.3	Discussão dos Resultados	113
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	117
7.1	Conclusões Gerais	117
7.2	Trabalhos Futuros	118
	REFERÊNCIAS	119

1 Introdução

1.1 Motivação do Trabalho

É amplamente entendido que a eletricidade desempenha um papel vital na produção e no consumo de bens e serviços dentro de uma economia. Em um estudo com mais de 100 países realizado por (FERGUSON; WILKINSON; HILL, 2000), observou-se uma forte correlação entre o consumo de energia elétrica e o nível de desenvolvimento econômico do país. Na Fig. 1 são apresentados os gráficos das evoluções do Produto Interno Bruto (PIB) e do consumo de energia elétrica no Brasil entre 1996 e 2020.

Fig. 1 – Evoluções do PIB e do consumo de energia elétrica no Brasil.

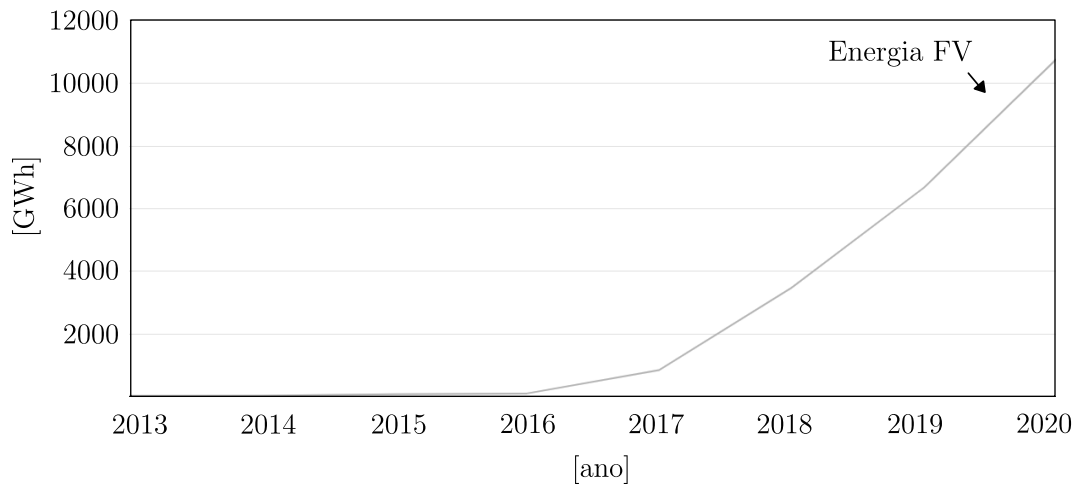


Fonte: (IEA, 2022a) e (IBGE, 2022) (adaptada).

Para suprir a crescente demanda de energia e minimizar os impactos ambientais provocados pela utilização de combustíveis fósseis, muitos países vêm estimulando o uso de fontes renováveis de energia. Dentre as energias renováveis existentes, a energia solar FV é uma das alternativas que apresenta menos impactos negativos sobre o meio ambiente (SOLANGI et al., 2011). Na Fig. 2 é apresentado o gráfico da quantidade total de energia FV produzida no Brasil entre 2013 e 2020. É possível observar que entre 2017 e 2020 a produção de energia FV aumentou em dez vezes.

A redução dos custos dos painéis e dos conversores, associada à facilidade de instalações em ambientes urbanos, têm tornado propício o surgimento de uma grande quantidade usinas FV de pequena escala (COMELLO; REICHELSTEIN, 2017). Tais usinas, quando conectadas à rede de distribuição e situadas próximas às unidades consumidoras, recebem o nome de Micro e Minigeração Distribuída (MMGD).

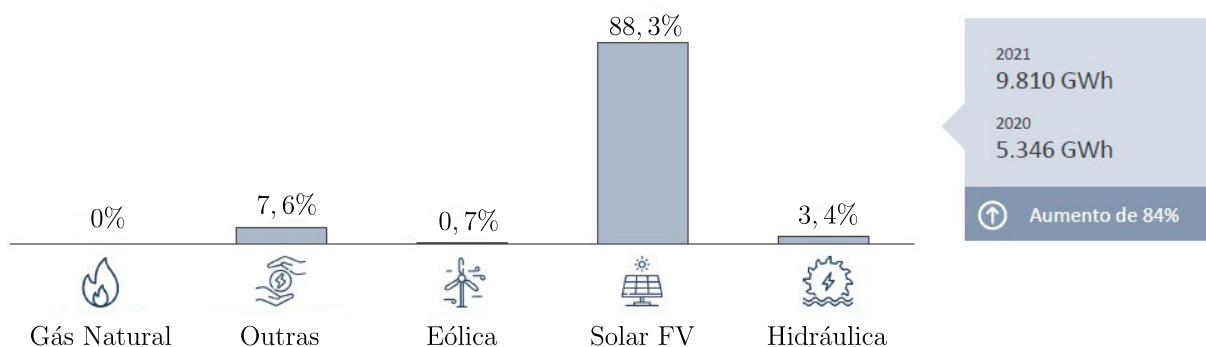
Fig. 2 – Energia Solar FV produzida no Brasil.



Fonte: (IEA, 2022b) (adaptada).

Segundo (EPE, 2022), a quantidade de energia produzida no Brasil através da modalidade de geração MMGD aumentou em 84% entre 2020 e 2021, atingindo a marca de 9810 GWh gerados. Dentre todas as fontes de energias renováveis presentes nas usinas MMGD, a solar FV é a que representa de longe a maior parcela da energia produzida. Na Fig. 3 são apresentados os percentuais de participação das fontes de energias renováveis nas usinas MMGD no Brasil.

Fig. 3 – Distribuição percentual das energias renováveis na MMGD do Brasil em 2021.



Fonte: (EPE, 2022) (adaptada).

Os conversores estáticos de potência são peças essenciais nos sistemas de MMGD. Estes circuitos possuem a importante função de extrair da maneira mais eficiente possível a energia proveniente dos painéis e entregá-la à rede na forma adequada. Deste modo, faz-se necessário o constante desenvolvimento de pesquisas afim de melhorar a eficiência,

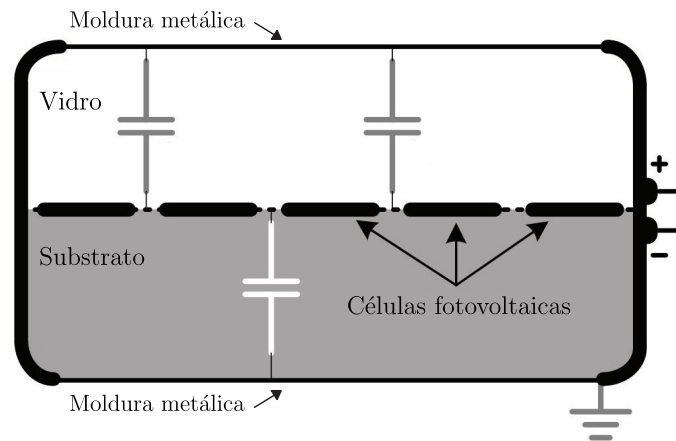
reduzir custos e resolver os mais diversos problemas intrínsecos a estes tipos de sistemas. Na seção a seguir, serão apresentados dois problemas de naturezas distintas, mas que sob certas circunstâncias, ocorrem concomitantemente em sistemas FV, e portanto, precisam ser mitigados de forma simultânea.

1.2 Descrição dos Problemas

1.2.1 Corrente de Fuga

Um dos grandes desafios na implementação de sistemas FV não isolados é a necessidade de mitigar a corrente de fuga que circula através das capacitâncias parasitas presentes nos módulos FV. Esta corrente indesejada provoca o aumento do conteúdo harmônico das correntes injetadas na rede, eleva as perdas nas chaves e nos elementos do filtro e contribui para a insegurança elétrica, uma vez que partes do circuito que deveriam estar eletricamente neutras passam a ter uma corrente circulando (PASSEY et al., 2011). Na Fig 4 é possível observar uma representação simplificada de um painel FV incluindo as capacitâncias parasitas existentes entre as células FV e a moldura metálica.

Fig. 4 – Representação simplificada de um painel FV.



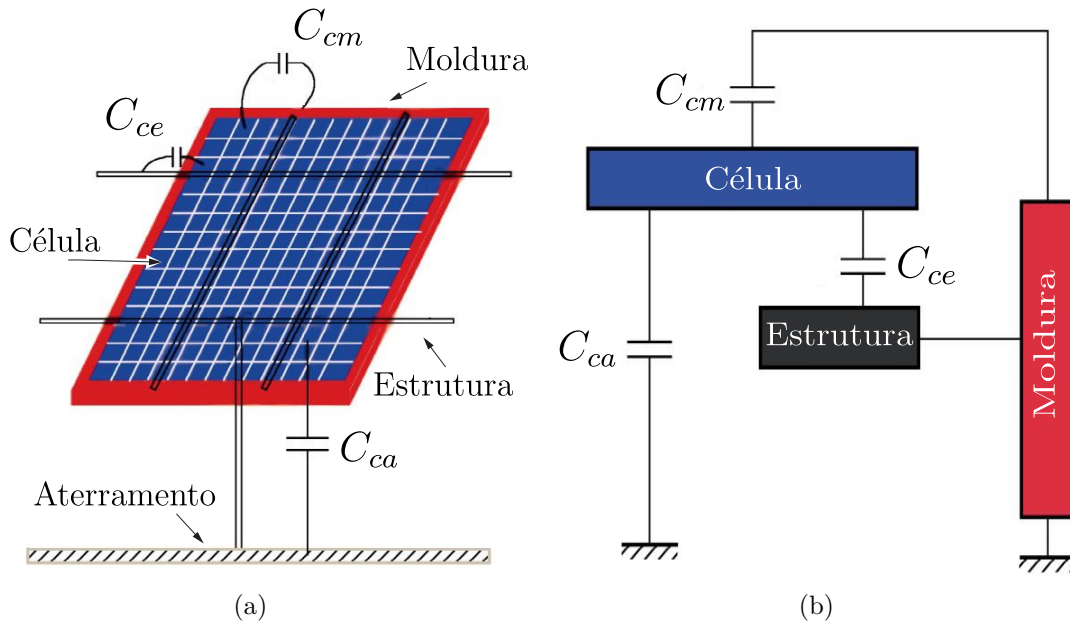
Fonte: (CALAIS; AGELIDIS, 1998) (adaptada).

Conforme apresentado em (YU et al., 2017), as capacitâncias parasitas dos painéis FV dependem de uma grande quantidade de fatores, como por exemplo, os materiais que constituem o painel, suas dimensões e geometria, a distância entre o painel e o solo, a presença de resíduos ou água na superfície e a umidade relativa do ar. Devido a isso, os valores destas capacitâncias são obtidas principalmente por abordagens experimentais.

Na Fig. 5(a) é possível observar uma representação de um painel FV destacando todas as capacitâncias parasitas equivalentes vistas do lado de fora. Na Fig. 5(b) é apresentado o diagrama elétrico simplificado de capacitâncias do painel. Nestas figuras,

C_{ce} corresponde à capacitância equivalente da associação das capacitâncias medidas entre cada uma das células FV e a estrutura metálica que sustenta o painel. De forma análoga, a grandeza C_{ca} corresponde à capacitância equivalente da associação das capacitâncias medidas entre cada uma das células FV e a malha de aterramento. Conforme mencionado por (YU et al., 2017), os valores de C_{ce} e C_{ca} normalmente são muito pequenos e podem ser desprezados na maioria dos casos. Por fim, a grandeza C_{cm} corresponde à capacitância equivalente da associação das capacitâncias medidas entre cada uma das células FV e a moldura metálica do painel. O seu valor normalmente está na faixa entre 7 nF/kW e 220 nF/kW (YU et al., 2017).

Fig. 5 – Representação de um painel FV destacando suas capacitâncias (a) e diagrama elétrico simplificado de capacitâncias do painel (b).



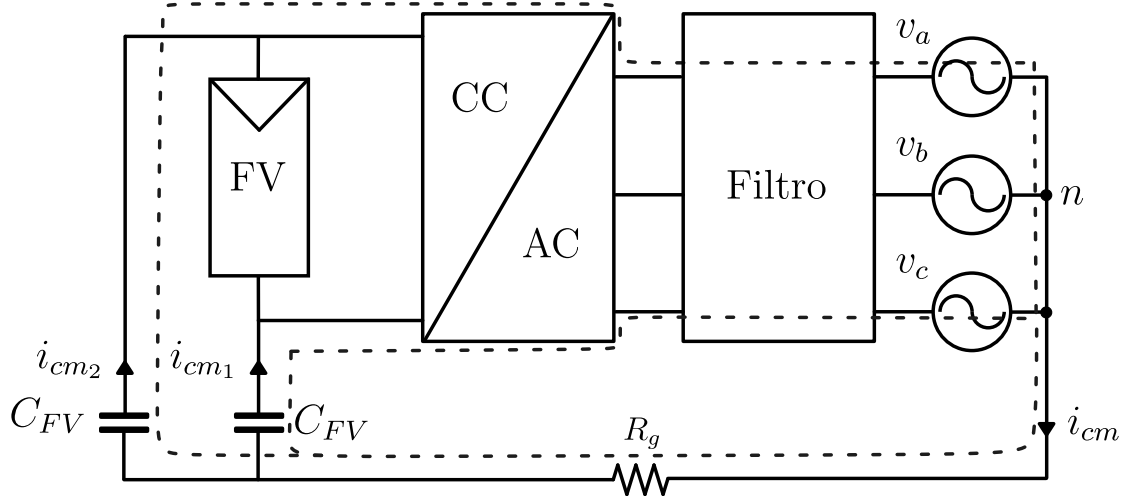
Fonte: (YU et al., 2017) (adaptada).

A capacitância parasita sozinha não cria um caminho elétrico para a corrente de fuga. No entanto, as molduras metálicas dos painéis FV devem ser aterradas por determinação da maioria das normas internacionais (LOPEZ et al., 2010). No Brasil não é diferente, e a norma que determina as regras de aterramento de sistemas fotovoltaicos é a NBR 16690 (ABNT, 2019). Desta forma, a existência da capacitância parasita juntamente com a obrigatoriedade de aterrar as molduras metálicas dos painéis, criam um caminho elétrico que permite a circulação de uma corrente de fuga. Esta corrente circula através da capacitância parasita, dos condutores de aterramento, dos elementos do filtro, das chaves do conversor e dos capacitores do barramento (KEREKES; TEODORESCU; LISERRE, 2008).

Na Fig. 6 é apresentado um sistema FV conectado à rede, onde C_{FV} corresponde à capacitância parasita equivalente vista de cada um dos polos do painel, R_g é a resistência

da conexão ao terra e i_{cm} é a corrente de fuga total.

Fig. 6 – Sistema FV conectado à rede incluindo as capacitâncias parasitas.



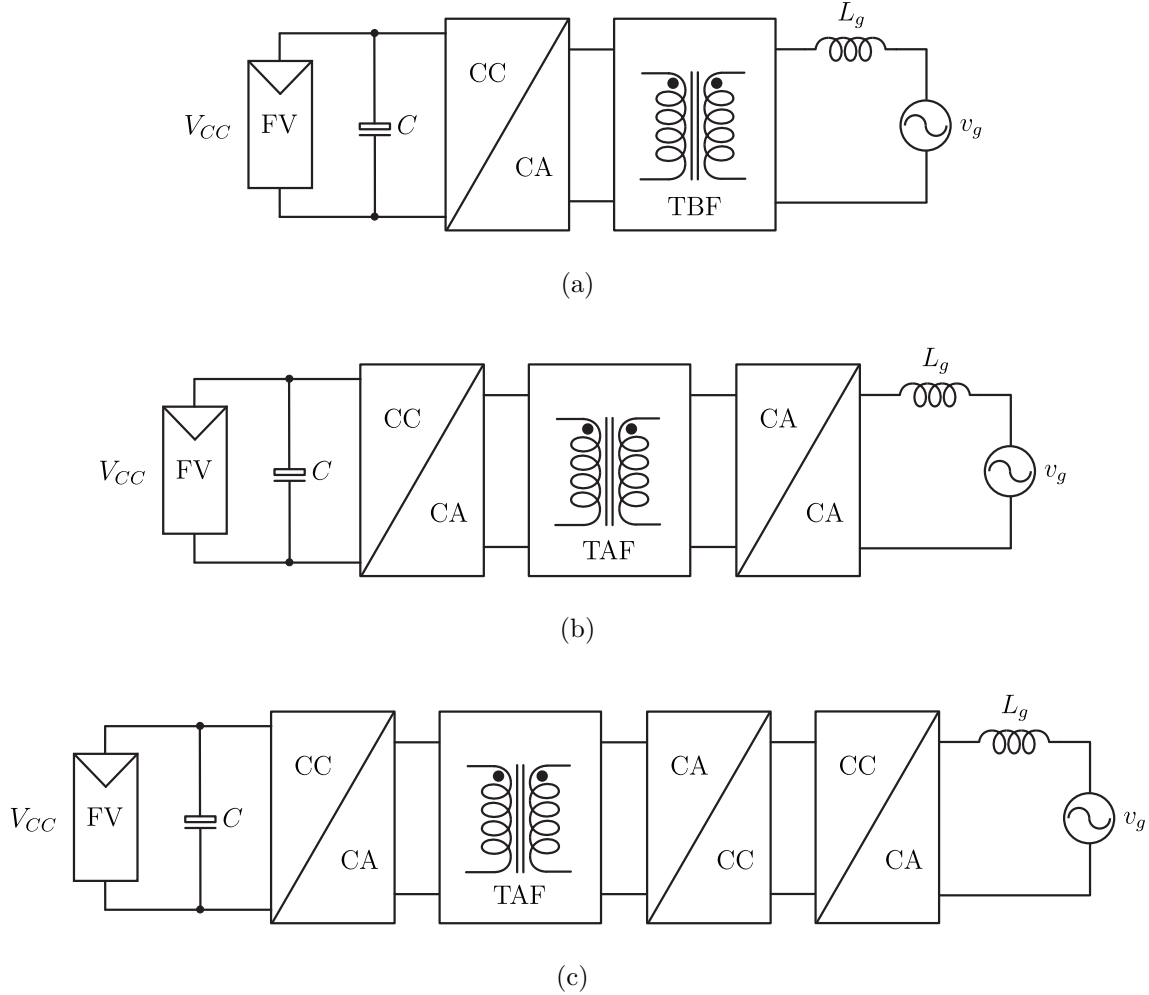
Fonte: os autores.

A norma internacional que estabelece os limites para o valor da corrente de fuga é a IEC62109-2 (IEC, 2011). O limite da corrente de fuga estabelecido por essa norma é de 300 mA rms para sistemas de até 30 kVA. Para sistemas de potências superiores é permitido um acréscimo de 10 mA na corrente de fuga para cada kVA adicional.

Uma solução natural para o problema da corrente de fuga é desfazer o ramo criado pela capacitância parasita através da inserção de um transformador isolador entre o conversor e a rede (ZHOU et al., 2016). Na Fig. 7(a) é apresentado um sistema FV isolado por um Transformador de Baixa Frequência (TBF), onde L_g e v_g correspondem à indutância e a tensão da rede respectivamente. Apesar de resolver o problema da corrente de fuga, a presença de um TBF aumenta consideravelmente o peso, o volume e o custo do sistema (KJAER; PEDERSEN; BLAABJERG, 2005). Nas Figs. 7(b) e 7(c) são apresentadas duas diferentes arquiteturas de sistemas FV isolados por um Transformador de Alta Frequência (TAF). Do mesmo modo que no caso da Fig 7(a), os sistemas isolados por TAFs também resolvem o problema da corrente de fuga. Além disso, os TAFs normalmente são muito menores, mais leves e mais baratos que os TBFs. Contudo, sistemas como os das Figs. 7(b) e 7(c) possuem uma maior quantidade de estágios de conversão de potência e utilizam muito mais componentes, o que os tornam mais complexos, reduz a eficiência global do sistema e piora a confiabilidade (KANG et al., 2012).

Diante dessas considerações, fica evidente a necessidade do desenvolvimento de pesquisas com o intuito de obter a eliminação ou redução da corrente de fuga, sem provocar um aumento excessivo dos custos totais do sistema.

Fig. 7 – Exemplos de sistemas FVs isolados (a) com transformador de baixa frequência, (b) com transformador de alta frequência (arquitetura I) e (c) com transformador de alta frequência (arquitetura II).



Fonte: os autores.

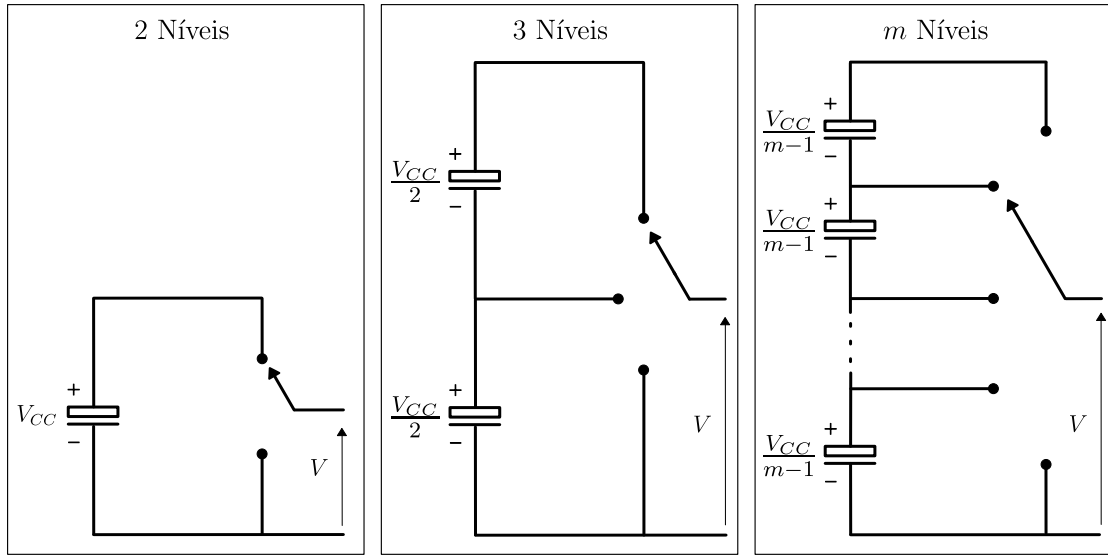
1.2.2 Balanceamento dos Capacitores

A constante preocupação com a qualidade da energia injetada na rede elétrica em sistemas de geração distribuída, associada com a necessidade de reduzir o tamanho e os custos dos filtros, estão contribuindo para o crescimento da utilização de inversores multiníveis, ou do inglês, *Multilevel Inverter* (MLI). O maior número de níveis sintetizados por este tipo de conversor implica em um menor conteúdo harmônico na tensão de saída e menores valores de tensão sobre as chaves em comparação aos inversores de dois níveis convencionais (TEICHMANN; BERNET, 2005).

Para evitar a utilização de múltiplas fontes de tensão, e consequentemente reduzir o custo total do sistema, é muito comum a utilização de arranjos de capacitores para gerar os diferentes níveis CC de entrada necessários para o funcionamento do circuito (RATNAYAKE; MURAI; WATANABE, 1999). Na Fig. 8 é apresentada de forma genérica

a aplicação de arranjos de capacitores no barramento CC para conversores de 2 níveis, 3 níveis e m níveis.

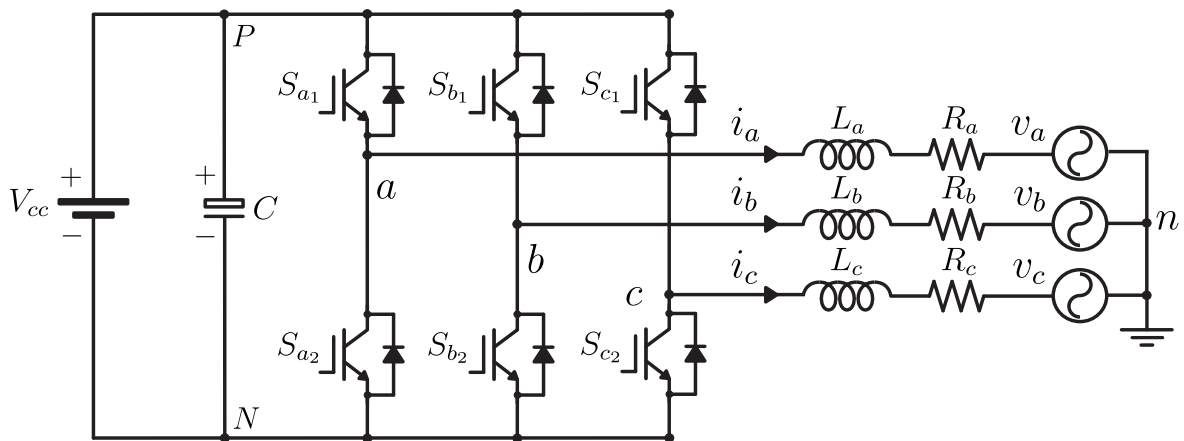
Fig. 8 – Arranjos de capacitores para conversores de 2, 3 e m níveis.



Fonte: os autores.

Na Fig. 9 é apresentado o inversor trifásico convencional de dois níveis largamente difundido na literatura. Apesar da sua simplicidade e facilidade de implementação, o pequeno número de níveis produzidos por este inversor (existem no máximo três níveis nas tensões de linha sintetizadas) requer a aplicação de filtros volumosos, pesados e caros para que sejam obtidos valores satisfatórios de taxas de distorções harmônicas, ou do inglês, *Total Harmonic Distortion* (THD) (TEICHMANN; BERNET, 2005).

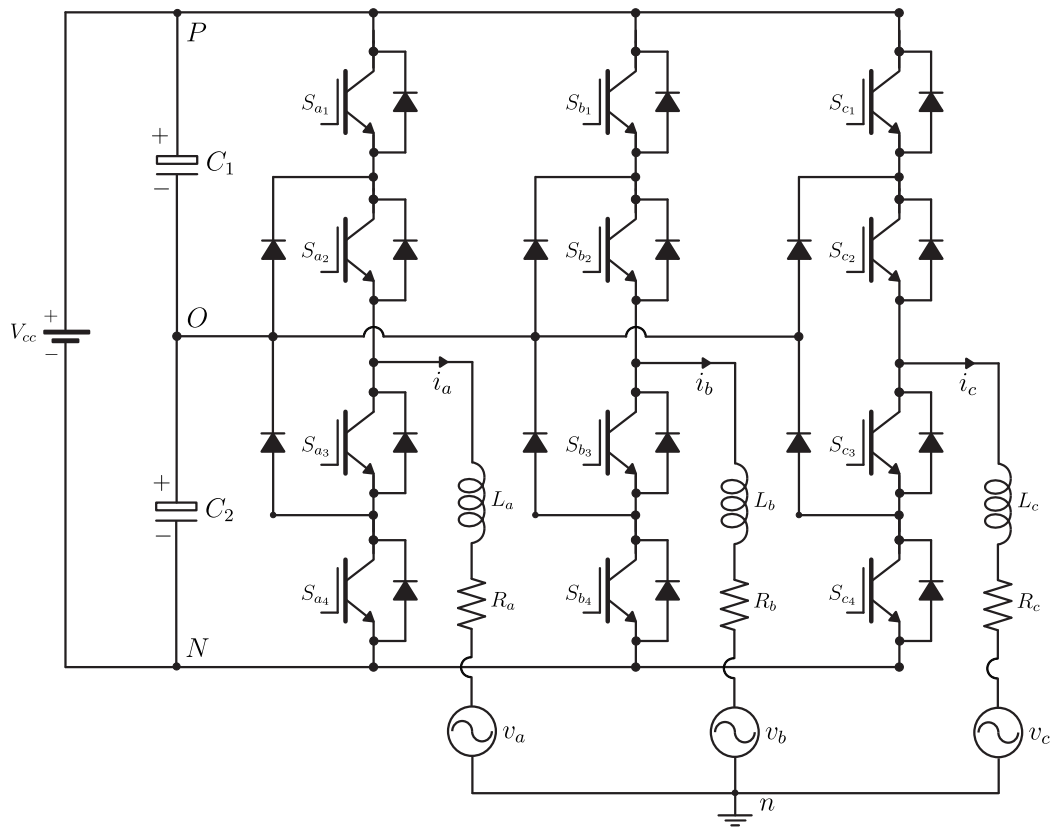
Fig. 9 – Inversor trifásico convencional de dois níveis.



Fonte: os autores.

Na Fig. 10 é apresentado o inversor de ponto neutro grampeado, ou do inglês, *Neutral Point Clamped* (NPC), proposto por (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981). A utilização do arranjo de capacitores no barramento CC possibilita que as tensões de linha sintetizadas por este inversor possuam até cinco níveis, o que produz THDs consideravelmente inferiores às observadas no inversor da Fig. 9. Como consequência disso, os filtros aplicados na saída podem ser menores, mais leves e mais baratos. Além disso, a tensão na qual as chaves são submetidas possui metade do valor do barramento CC (no inversor da Fig. 9 as chaves são submetidas à uma tensão igual ao valor total do barramento).

Fig. 10 – Inversor NPC trifásico de três níveis.



Fonte: os autores.

A solução do arranjo de capacitores, embora muito barata, gera um sério problema que é o desbalanceamento das tensões destes capacitores em decorrência das imperfeições praticas do sistema, como por exemplo, a existência de capacitores teoricamente iguais, porém que na pratica apresentam parâmetros distintos. O desbalanceamento traz prejuízos ao sistema, sendo os principais deles o aumento do conteúdo harmônico e a ocorrência de estresse de tensão assimétrico sobre as chaves (RATNAYAKE; MURAI; WATANABE, 1999) e (CELANOVIC; BOROEYEVICH, 2000).

Diante dessas considerações, é possível avaliar que manter o equilíbrio das tensões

dos capacitores em topologias como a da Fig. 10 é fundamental para o correto funcionamento do sistema. Deste modo, faz-se necessário o desenvolvimento de técnicas que solucionem este problema, de forma com que a utilização de arranjos de capacitores seja, não somente mais vantajoso economicamente que a utilização de múltiplas fontes de tensão CC, mas que também apresente desempenho elétrico equivalente.

1.3 Objetivos

1.3.1 Objetivo Geral

Na seção 1.2 foram apresentados dois problemas de naturezas completamente distintas. Entretanto, em sistemas FV não isolados, conectados à rede e que utilizam MLI, ambos os problemas irão ocorrer concomitantemente. Desta forma, este trabalho objetiva a criação de novas técnicas de modulação vetorial para realizar simultaneamente a redução da corrente de fuga e o balanceamento dos capacitores, sem comprometer de forma significativa a qualidade de energia.

1.3.2 Objetivos Específicos

- Criar diferentes técnicas capazes de reduzir a corrente de fuga e obter valores dentro dos limites estabelecidos pelas normas internacionais.
- Assegurar o balanceamento dos capacitores mesmo para operações com componentes não ideais.
- Manter o conteúdo harmônico das correntes injetadas em valores próximos aos da técnica de modulação vetorial convencional.
- Desenvolver e apresentar uma metodologia para seleção de vetores e suas redundâncias.
- Realizar simulações das técnicas desenvolvidas e comparar o desempenho com outras técnicas existentes em termos de níveis de corrente de fuga, capacidade de balanceamento e THD das correntes injetadas.

1.4 Organização do Trabalho

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

- No capítulo 3 é desenvolvida a modelagem do inversor multinível trifásico selecionado para este trabalho. Em seguida, é apresentado o modelo de modo comum de um inversor trifásico conectado à rede considerando as capacitâncias parasitas dos painéis fotovoltaicos. Por fim, é apresentada a metodologia empregada para a obtenção dos vetores de tensão do inversor, confecção do espaço vetorial e sintetização de uma tensão de referência.
- No capítulo 4 é feita uma descrição detalhada de todos os tipos de vetores existentes na topologia empregada e suas respectivas influências sobre o balanceamento dos capacitores. São apresentados os métodos de controle de balanceamento de capacitores presentes na literatura e é feita a seleção do método que será aplicado nas técnicas propostas neste trabalho.
- No capítulo 5 são apresentadas as quatro técnicas desenvolvidas neste trabalho, descrevendo os princípios de funcionamento, os espaços vetoriais propostos, a metodologia de seleção de redundâncias vetoriais e a ordem de comutação. Por fim, são apresentadas as formas de onda das tensões de modo comum para cada uma das técnicas propostas.
- No capítulo 6 são apresentados e discutidos todos os resultados de simulações das técnicas propostas e das técnicas existentes na literatura citadas neste trabalho.
- No capítulo 7 são apresentadas as conclusões sobre as técnicas desenvolvidas nesta dissertação e são propostos trabalhos futuros.

1.5 Publicações

Durante o desenvolvimento deste trabalho foi produzido um artigo científico propondo a técnica apresentada na seção 5.1. O artigo intitulado “*Space Vector Modulation Technique for Leakage Current Attenuation in Grid-Connected Three-Phase Multilevel PV Inverters*” foi publicado no congresso internacional *IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE 2022)*, tendo como autores: Luan A. C. Mendonça; Filipe A. da C. Bahia; André P. N. Tahim; José R. Pinheiro e Fabiano F. Costa.

2 Revisão Bibliográfica

Atualmente estão presentes na literatura três abordagens distintas para redução ou eliminação da corrente de fuga em sistemas FV, são elas: topologias de conversores, topologias de filtros e técnicas de modulação. Neste capítulo serão citadas as principais características dos três tipos de abordagens, com destaque para as técnicas de modulação e suas implicações na corrente de fuga e no balanceamento dos capacitores.

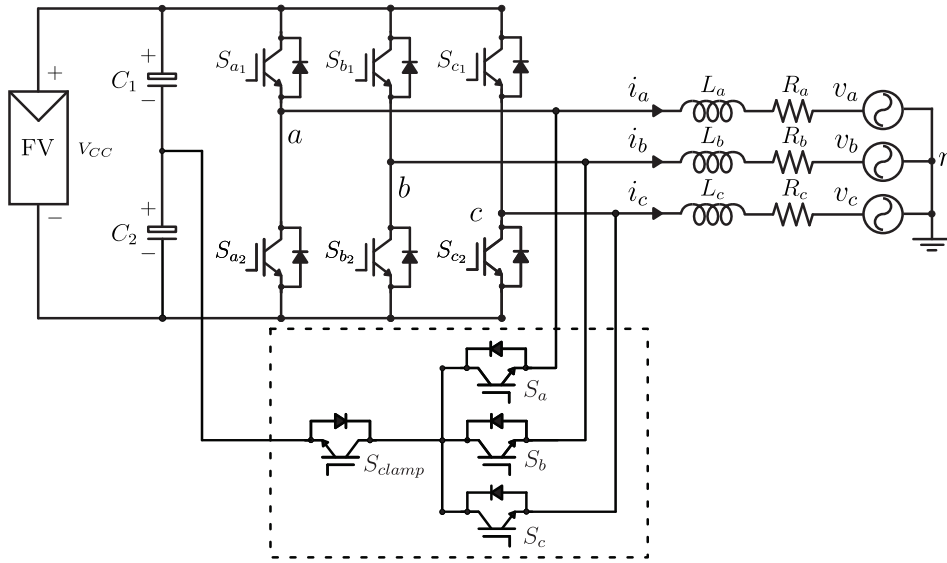
2.1 Topologias de Conversores

Esta abordagem consiste na criação de novas topologias de conversores ou melhorias em topologias existentes. A ideia principal deste método consiste em criar novos estados de comutação ou promover os desacoplamentos CC ou de corrente alternada (CA) do sistema, afim de reduzir ou eliminar a variação da tensão de modo comum, ou do inglês, *Common Mode Voltage* (CMV), grandeza esta, que corresponde à excitação que produz a corrente de fuga. Cada estado topológico produz um valor específico de CMV. Deste modo, apenas com esta informação, já é possível antever que a forma de onda da CMV é composta por valores discretos e normalmente possui frequência igual ou na mesma ordem de grandeza que a frequência de chaveamento. A definição formal da CMV e a sua relação com a corrente de fuga serão apresentadas em detalhes na seção 3.2.

Nos trabalhos de (ZHOU et al., 2016) foi proposto um aprimoramento do inversor trifásico convencional de dois níveis da Fig. 9. A nova topologia pode ser vista na Fig. 11. Nesta proposta, as chaves S_a , S_b e S_c destacadas fazem o desacoplamento CA do sistema toda vez que o estado nulo (0 V) é aplicado à carga. Além disso, a divisão do barramento CC juntamente com a atuação da chave S_{clamp} , realizam o grampeamento da CMV no valor de $\frac{V_{CC}}{2}$ durante a aplicação dos estados nulos. A vantagem desta topologia está no fato de conseguir evitar as grandes amplitudes que surgem na CMV durante a aplicação dos estados nulos no inversor convencional (na seção 2.3 são apresentados os níveis da CMV de um inversor convencional para todos os estados topológicos existentes).

Nos trabalhos de (SONTI; JAIN, 2018) foi proposto o aprimoramento de um inversor multinível trifásico. A nova topologia pode ser vista na Fig. 12. Nesta proposta, o “Conversor 01” destacado corresponde a um inversor multinível trifásico já existente na literatura, proposto pela primeira vez por (SOMASEKHAR; GOPAKUMAR, 2003) (conforme será visto na seção 3.1, este inversor será a topologia utilizada para aplicação das técnicas propostas neste trabalho). O “Conversor 02” corresponde ao aprimoramento proposto para redução de corrente de fuga. A atuação das chaves S_{dc1} e S_{dc2} realiza o desacoplamento CC do sistema toda vez que o estado nulo é aplicado à carga. De forma

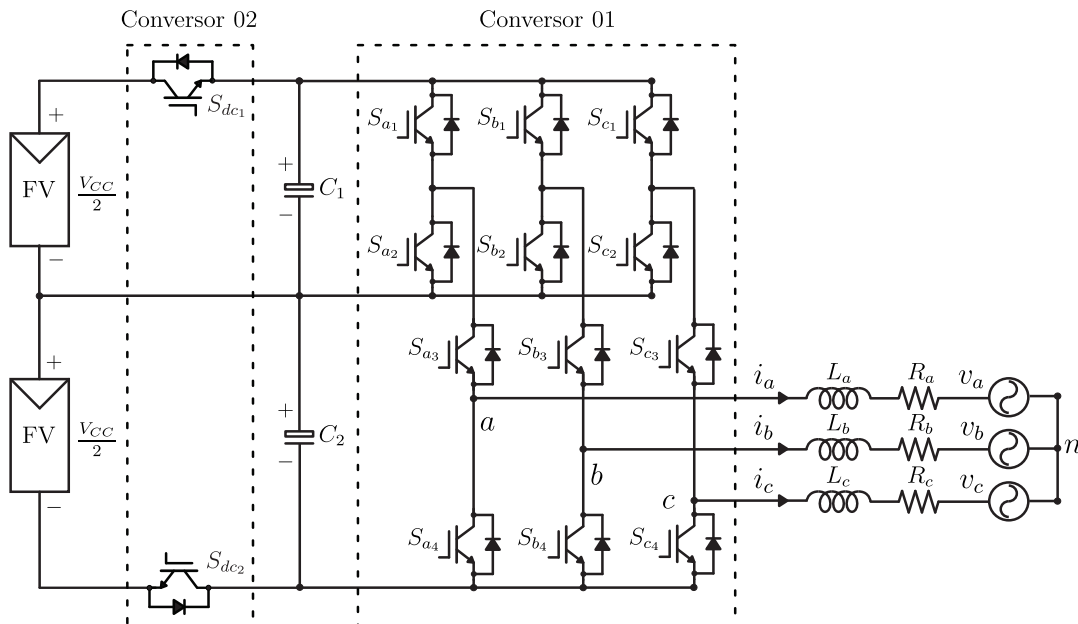
Fig. 11 – Inversor trifásico de dois níveis para redução de corrente de fuga.



Fonte: os autores.

análoga ao inversor da Fig. 11, este desacoplamento CC também provoca a redução das amplitudes da CMV, no entanto, para este caso, não é realizado o grampeamento de tensão no ponto intermediário, o que faz com que a CMV permaneça flutuando durante os estados nulos.

Fig. 12 – Inversor multinível trifásico para redução de corrente de fuga.



Fonte: os autores.

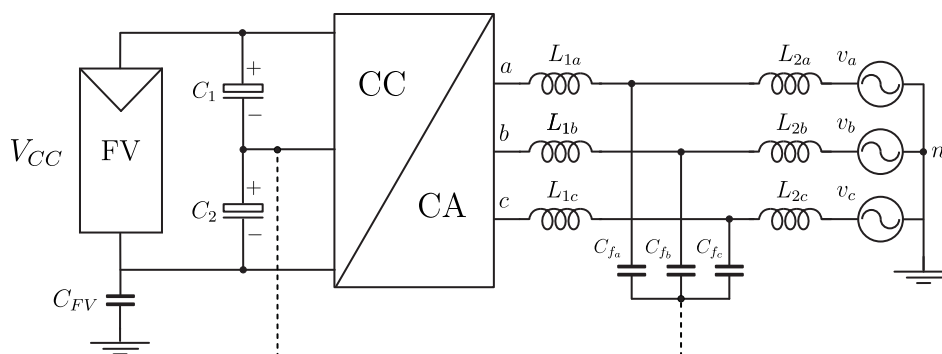
Ambas as melhorias citadas nesta seção obtiveram redução da corrente de fuga em

comparação com as topologias originais. No entanto, é importante destacar que este tipo de abordagem é atrelada ao aumento do número de componentes, o que contribui para elevar as perdas e os custos totais do sistema.

2.2 Topologias de Filtros

O filtro de saída do inversor possui uma alta influência na corrente de fuga do sistema (conforme será apresentado na seção 3.2). Desta forma, aprimoramentos das topologias clássicas de filtros e das metodologias de projeto vêm sendo realizados com o intuito de mitigar a corrente de fuga. Como exemplos de propostas neste tipo de abordagem, pode-se destacar os trabalhos de (LI et al., 2018b) e (GIACOMINI et al., 2019). Em ambos os casos foi proposto um filtro LCL modificado (LCLM), onde o ponto comum dos capacitores do filtro é conectado ao ponto intermediário dos capacitores do barramento CC. Na Fig 13 é apresentado um sistema FV não isolado conectado à rede com a aplicação do filtro LCLM. Em (LI et al., 2018b) foi demonstrado que a conexão entre o filtro e o ponto intermediário dos capacitores (destacada na Fig. 13) provê um caminho alternativo de baixa impedância para a corrente de fuga, fazendo com que parte desta corrente que seria injetada na rede fique circulando apenas entre o conversor e o filtro. A desvantagem da aplicação deste filtro está na maior complexidade, pois são introduzidas ressonâncias no circuito, o que dificulta a estabilidade e causa oscilações na corrente de saída. Para minimizar os impactos das ressonâncias, (LI et al., 2018b) propõe a inserção de resistores de amortecimento em série com os capacitores do filtro, no entanto, os resultados mostraram que a aplicação destes componentes elevou as perdas e fez com que a corrente de fuga aumentasse em comparação com a versão do filtro sem os resistores. Vale ainda destacar que em ambos os trabalhos citados foram utilizadas técnicas de modulação em conjunto com o filtro proposto para aprimorar os resultados da corrente de fuga.

Fig. 13 – Aplicação do filtro LCLM em um sistema FV.



Fonte: os autores.

2.3 Técnicas de Modulação

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

2.3.1 SVM Convencional de Dois Níveis

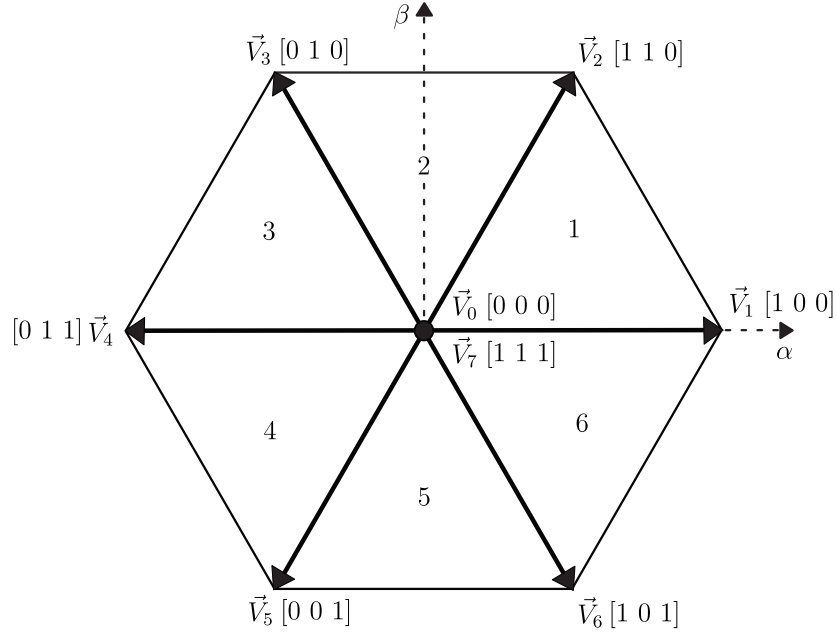
A modulação espacial vetorial, ou do inglês, *Space Vector Modulation* (SVM), tem sido utilizada em diversas aplicações há algumas décadas. Através da SVM é possível obter menores perdas por comutação, menores taxas de distorções harmônicas e um maior índice de modulação (m_a) em comparação com a clássica técnica de modulação por largura de pulso senoidal, ou do inglês, *Sinusoidal Pulse Width Modulation* (SPWM) (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988).

Na modulação SVM cada estado topológico de um inversor sintetiza um vetor de tensão com determinado módulo e fase. O conjunto de todos os vetores existentes em uma determinada topologia forma o chamado espaço vetorial, ou do inglês, *Space Vector* (SV). O SV é dividido em setores, e estes são utilizados para definir quais vetores devem ser aplicados para sintetizar uma determinada tensão de referência (PINHEIRO et al., 2005). A sequência de comutação escolhida para aplicação dos estados topológicos agrega mais um grau de liberdade à SVM, e pode ser definida afim de atingir um objetivo específico, como por exemplo, reduzir perdas por comutação, melhorar a THD ou equilibrar as tensões dos capacitores do barramento CC em topologias multiníveis (DOVAL-GANDOY et al., 1999).

Na Fig. 14 é apresentado o SV do inversor de dois níveis mostrado na Fig. 9. O SV da Fig. 14 é dividido em seis setores (1 a 6) e possui um total de oito vetores, sendo seis não nulos ($\vec{V}_1$ a $\vec{V}_6$) e dois nulos ($\vec{V}_0$ e $\vec{V}_7$). Os números em colchetes correspondem aos estados das chaves [S_{a1} , S_{b1} e S_{c1}] do inversor da Fig. 9 que sintetizam cada um dos vetores existentes. O número “1” significa chave fechada e “0” significa chave aberta. É importante destacar que, como os vetores $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_7$ estão localizados no mesmo ponto do SV,

eles são idênticos em termos de tensão imposta sobre a carga. Para efeitos práticos, pode-se considerar que existe um único vetor nulo ($\vec{V}_0$ por exemplo), e este pode ser sintetizado por dois estados distintos: $[0\ 0\ 0]$ e $[1\ 1\ 1]$. Logo, estes estados são chamados de redundâncias do vetor $\vec{V}_0$ (PINHEIRO et al., 2005).

Fig. 14 – SV do inversor trifásico convencional de dois níveis.



Fonte: os autores.

Na Tab. 1 são apresentados os estados que sintetizam cada um dos vetores do SV da Fig. 14 e os respectivos valores das tensões de polo, que são definidas como sendo a diferença de potencial entre a saída de um braço do inversor e o polo negativo do barramento CC (ponto N da Fig. 9), tensões de fase, que são definidas como a diferença de potencial entre a saída de um braço do inversor e o ponto neutro da carga (ponto n da Fig. 9), e por fim, as tensões de modo comum (CMV), definidas como a média aritmética das tensões de polo. A metodologia para obtenção das tensões de polo, de fase e de modo comum para a topologia empregada neste trabalho será demonstrada em detalhes no capítulo 3.

Na Fig. 15 é possível observar a ordem de comutação do SVM convencional para um inversor de dois níveis e a respectiva forma de onda da CMV gerada.

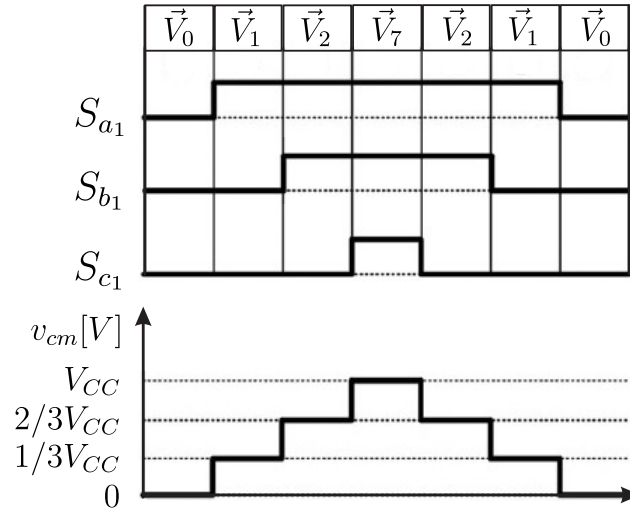
Através da Fig. 15 e da Tab. 1, é possível observar que a CMV (cujo o símbolo adotado neste trabalho é v_{cm}) apresenta os níveis 0 , $\frac{V_{CC}}{3}$, $\frac{2V_{CC}}{3}$ e V_{CC} , o que produz uma amplitude de pico a pico de V_{CC} dentro de um período de chaveamento. Devido a estes fatores, a SVM convencional para um inversor de dois níveis apresenta elevados valores de corrente de fuga.

Tab. 1 – Estados de cada vetor e as respectivas tensões de polo, de fase e de modo comum produzidas.

$[S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}]$	Vetor	v_{aN}	v_{bN}	v_{cN}	v_{an}	v_{bn}	v_{cn}	v_{cm}
[1 0 0]	$\vec{V}_1$	V_{CC}	0	0	$\frac{2V_{CC}}{3}$	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$
[1 1 0]	$\vec{V}_2$	V_{CC}	V_{CC}	0	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$-\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$
[0 1 0]	$\vec{V}_3$	0	V_{CC}	0	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$
[0 1 1]	$\vec{V}_4$	0	V_{CC}	V_{CC}	$-\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$
[0 0 1]	$\vec{V}_5$	0	0	V_{CC}	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$-\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$
[1 0 1]	$\vec{V}_6$	V_{CC}	0	V_{CC}	$\frac{V_{CC}}{3}$	$-\frac{2V_{CC}}{3}$	$\frac{V_{CC}}{3}$	$\frac{2V_{CC}}{3}$
[1 1 1]	$\vec{V}_7$	V_{CC}	V_{CC}	V_{CC}	0	0	0	V_{CC}
[0 0 0]	$\vec{V}_0$	0	0	0	0	0	0	0

Fonte: os autores.

Fig. 15 – Ordem de comutação do SVM convencional para um inversor de dois níveis e a respectiva forma de onda da CMV gerada.



Fonte: (BATISTA et al., 2006) (adaptada).

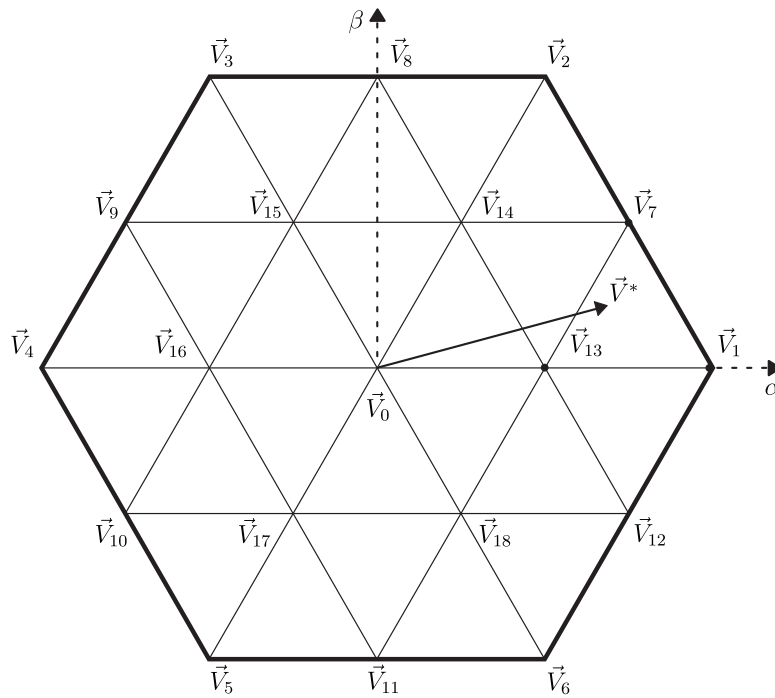
Em (ZHOU et al., 2016) é sugerida a seleção de apenas uma das redundâncias do vetor $\vec{V}_0$ afim de reduzir a amplitude da CMV. Deste modo, escolhendo, por exemplo, apenas a redundância [0 0 0] para $\vec{V}_0$, os níveis presentes na CMV passam a ser 0, $\frac{V_{CC}}{3}$ e $\frac{2V_{CC}}{3}$, o que produz uma amplitude de pico a pico de $\frac{2V_{CC}}{3}$ na CMV dentro de um período de chaveamento. Essa simples alteração na modulação provoca uma redução da corrente de fuga gerada em comparação à SVM convencional para um inversor de dois níveis.

2.3.2 SVM Convencional Multinível

Na subseção anterior foram apresentados os conceitos básicos da SVM convencional para inversores de dois níveis e a respectiva forma de onda da CMV gerada. Nesta subseção será feita uma análise semelhante acerca da SVM convencional para inversores multiníveis utilizando como exemplo o inversor NPC apresentado na Fig. 10.

Na Fig. 16 é apresentado o SV convencional do inversor da Fig. 10. O vetor $\vec{V}^*$ corresponde a uma tensão de referência a ser sintetizada pelo inversor através da modulação.

Fig. 16 – SV do inversor NPC de três níveis.



Fonte: os autores.

Os vetores presentes no SV da Fig. 16 podem ser divididos em quatro diferentes tipos de acordo com a amplitude da tensão sintetizada, são eles: Vetor Grande (VG), Vetor Médio (VM), Vetor Pequeno (VP) e Vetor Zero (VZ). Os VGs são aqueles que impõe sobre a carga os maiores níveis de tensão permitidos pela topologia. De forma análoga, os VMs e VPs impõem níveis de tensão intermediários e baixos respectivamente e os VZs geram uma tensão nula sobre a carga (RATNAYAKE; MURAI; WATANABE, 1999). Os tipos de vetores promovem diferentes formas de conexão da carga aos polos positivo (P), negativo (N) e intermediário (O) do barramento CC (definidos na Fig. 10), além disso, exercem influências distintas no equilíbrio dos capacitores conforme demonstrado por (JIAO; LEE; LU, 2014).

Como na técnica SVM convencional multinível não são impostas restrições sobre a utilização dos tipos de vetores, esta é uma técnica que pode ser adaptada para realizar o

controle de balanceamento dos capacitores. No capítulo 4 será realizada uma descrição detalhada de cada tipo de vetor, bem como seus efeitos nas tensões dos capacitores, e serão apresentados métodos de controle de balanceamento. Vale ainda ressaltar, que as técnicas propostas apresentadas no capítulo 5 deste trabalho são baseadas nos efeitos produzidos por cada um destes tipos de vetores. Na Tab. 2 são listados os vetores do SV da Fig. 16 separados por seus respectivos tipos.

Tab. 2 – Vetores presentes no SV do inversor NPC de três níveis e seus respectivos tipos.

Tipo	Vetores
Vetores grandes	$\vec{V}_1$ a $\vec{V}_6$
Vetores médios	$\vec{V}_7$ a $\vec{V}_{12}$
Vetores pequenos	$\vec{V}_{13}$ a $\vec{V}_{18}$
Vetor zero	$\vec{V}_0$

Fonte: os autores.

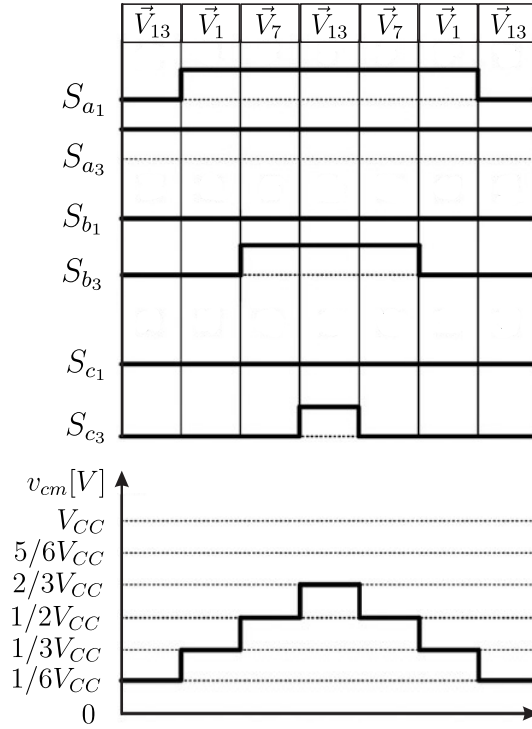
No SVM convencional multinível o vetor de referência é sintetizado aplicando os três vetores mais próximos (XING et al., 2018). No caso da Fig. 16, os três vetores mais próximos da referência ($\vec{V}^*$) são $\vec{V}_1$, $\vec{V}_7$ e $\vec{V}_{13}$. Em (LEE; LEE, 2013) é apresentada a ordem de comutação empregada na SVM convencional multinível. Esta ordem de comutação e a respectiva forma de onda da CMV gerada podem ser vistas na Fig. 17.

Através da análise da Fig. 17, é possível observar que a CMV apresenta uma amplitude de pico a pico de $\frac{V_{CC}}{2}$ para uma referência localizada no setor formado pelos vetores $\vec{V}_1$, $\vec{V}_7$ e $\vec{V}_{13}$. É válido destacar que para referências situadas em setores compostos por dois VPs e um VM, como por exemplo o triângulo formado pelos vetores $\vec{V}_7$, $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{14}$ na Fig. 16, a CMV apresenta uma amplitude de pico a pico até $\frac{2V_{CC}}{3}$.

Conforme demonstrado por (XING et al., 2018), a utilização do SV da Fig. 16 juntamente com a aplicação da ordem de comutação apresentada na Fig. 17, proporcionam à técnica SVM convencional um bom desempenho em termos de conteúdo harmônico e torna possível o controle de balanceamento dos capacitores desde que seja aplicado algum dos métodos de balanceamento que serão vistos no capítulo 4. No entanto, as grandes amplitudes observadas na CMV provocam o surgimento de elevados valores de corrente de fuga, conforme pode ser visto nos resultados obtidos por (LEE; LEE, 2013).

Observa-se que as técnicas SVM convencionais tanto para inversores de dois níveis como multiníveis, não apresentam desempenhos satisfatórios em termos de corrente de fuga devido às grandes amplitudes observadas nas CMVs geradas. Diante destas considerações, nas próximas subseções serão apresentadas técnicas de modulação presentes na literatura voltadas para mitigação da corrente de fuga.

Fig. 17 – Ordem de comutação do SVM convencional para um inversor de três níveis e a respectiva forma de onda da CMV gerada.



Fonte: (LEE; LEE, 2013) (adaptada).

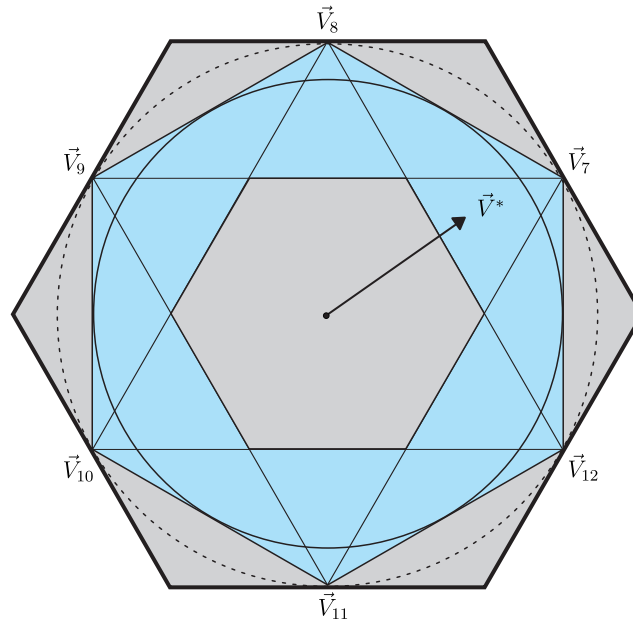
2.3.3 Técnica 3MV

Proposta por (CAVALCANTI et al., 2012), a técnica conhecida como *Three Medium Vectors* (3MV) utiliza os três vetores médios mais próximos da referência para sintetizar a tensão de saída do inversor. A grande vantagem desta técnica está no fato de que todos os vetores médios do SV apresentado na Fig. 16 possuem CMV igual a $\frac{V_{CC}}{2}$, o que faz com que esta grandeza permaneça constante durante todo o período de chaveamento e também durante todo o período de ciclo da rede. Conforme é apresentado em detalhes na seção 3.2, a presença do elemento capacitivo em série no modelo de modo comum de um inversor trifásico conectado à rede, faz com que a corrente de fuga seja idealmente nula para uma CMV constante. Desta forma, a 3MV é apresentada na literatura como uma técnica capaz de eliminar a corrente de fuga.

Na Fig. 18 é apresentado o SV proposto por (CAVALCANTI et al., 2012) para a aplicação da técnica 3MV. É possível observar que só existem seis vetores, sendo todos eles do tipo médio. O hexágono de cor azul representa a área total disponível no SV da técnica 3MV e a circunferência interna a este hexágono representa o limite da região linear da modulação, o que corresponde a um índice de modulação máximo de aproximadamente 0,87. O hexágono externo de cor cinza corresponde à região disponível na modulação SVM convencional e a circunferência tracejada representa o seu limite de operação na

região linear, o que corresponde a um índice de modulação máximo igual a 1. Por fim, o hexágono interno de cor cinza corresponde a uma região que não é atendida pela técnica 3MV, isso significa que uma referência contida nesta região não pode ser corretamente sintetizada devido a ausência de vetores que envolvam esta referência, o que limita o índice de modulação mínimo em 0,5 (CAVALCANTI et al., 2012).

Fig. 18 – SV da técnica 3MV.

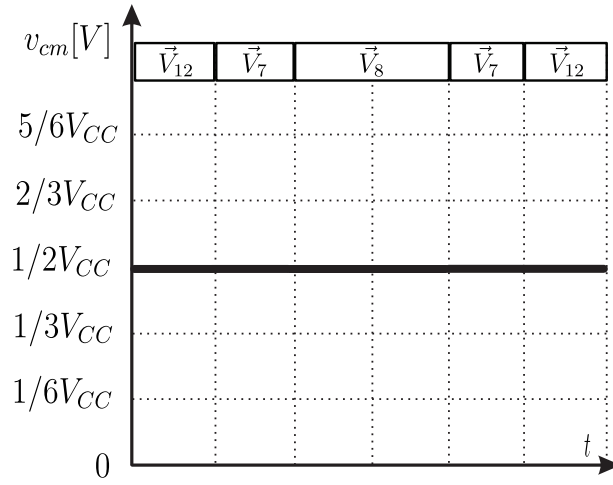


Fonte: os autores.

Na Fig. 19 é apresentada a ordem de comutação proposta por (CAVALCANTI et al., 2012) para uma referência localizada dentro do triângulo formado pelos vetores $\vec{V}_{12}$, $\vec{V}_7$ e $\vec{V}_8$ e a respectiva forma de onda da CMV gerada.

Apesar do excelente desempenho no quesito corrente de fuga, a técnica 3MV apresenta algumas desvantagens relevantes. Primeiramente, a seleção de apenas vetores médios reduz a região útil do SV, fazendo com que o índice de modulação seja limitado na faixa $0,5 \leq m_a \leq 0,87$ conforme mostrado pelos autores da técnica em (CAVALCANTI et al., 2012). As consequências diretas desta limitação são uma menor parcela de energia possível de ser extraída dos painéis FV e a impossibilidade de operação sob baixos m_a . Além disso, esta técnica sozinha não é capaz de realizar o balanceamento dos capacitores devido ao fato de que não é possível controlar os efeitos dos vetores médios sobre o equilíbrio dos capacitores, pois estes efeitos dependem unicamente dos sentidos das correntes de carga conforme apresentado em (RATNAYAKE; MURAI; WATANABE, 1999). Para contornar este problema, o autor propôs a combinação da 3MV com a técnica que será apresentada na subseção 2.3.4. Por fim, a técnica 3MV apresenta um maior conteúdo harmônico nas correntes em comparação com o SVM convencional (QIU et al., 2020).

Fig. 19 – Ordem de comutação da técnica 3MV e a respectiva forma de onda da CMV gerada.



Fonte: os autores.

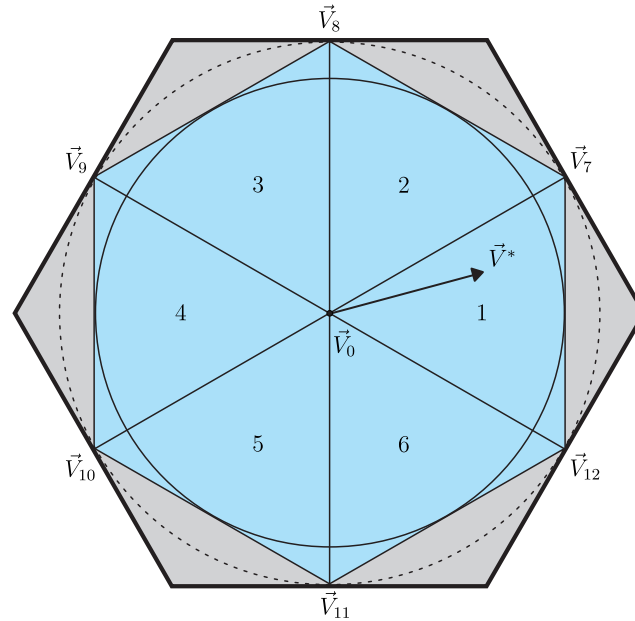
2.3.4 Técnica 2MV1Z

Também proposta por (CAVALCANTI et al., 2012), esta técnica é chamada de *Two Medium and One Zero Vectors* (2MV1Z), e como o próprio nome sugere, são utilizados dois vetores médios e o vetor zero para sintetizar a tensão de saída do inversor. Conforme visto na subseção 2.3.3, todos os vetores médios possuem CMV igual a $\frac{V_{CC}}{2}$. O vetor zero pode possuir três valores distintos de CMV dependendo da redundância aplicada. São eles: 0 , que ocorre quando são aplicadas redundâncias que conectam as três fases da carga ao polo negativo do barramento CC (N), $\frac{V_{CC}}{2}$, que ocorre quando são aplicadas redundâncias que conectam as três fases da carga ao ponto intermediário do barramento CC (O) e V_{CC} , que ocorre quando são aplicadas redundâncias que conectam as três fases da carga ao polo positivo do barramento CC (P). O autor da técnica 2MV1Z sugere que seja utilizada a redundância do vetor zero que gera uma CMV de $\frac{V_{CC}}{2}$, fazendo com que esta permaneça constante durante todo o período de chaveamento e também durante todo o período de ciclo da rede.

Na Fig. 20 é apresentado o SV proposto por (CAVALCANTI et al., 2012) para a aplicação da técnica 2MV1Z. É possível observar que o SV é dividido em seis setores e possui sete vetores, sendo seis médios ($\vec{V}_7$ a $\vec{V}_{12}$) e um zero ($\vec{V}_0$). O hexágono de cor azul representa a área total disponível no SV da técnica 2MV1Z e a circunferência interna a este hexágono representa o limite da região linear da modulação, o que corresponde a um índice de modulação máximo de aproximadamente 0,87. O hexágono externo de cor cinza corresponde à região disponível na modulação SVM convencional e a circunferência tracejada representa o seu limite de operação na região linear, o que corresponde a um

índice de modulação máximo igual a 1.

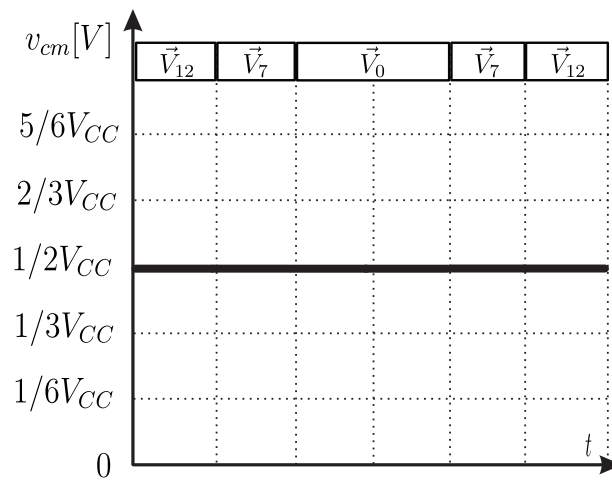
Fig. 20 – SV da técnica 2MV1Z.



Fonte: os autores.

Na Fig. 21 é apresentada a ordem de comutação proposta por (CAVALCANTI et al., 2012) para uma referência localizada no setor 1 da técnica 2MV1Z e a respectiva forma de onda da CMV gerada.

Fig. 21 – Ordem de comutação da técnica 2MV1Z e a respectiva forma de onda da CMV gerada.



Fonte: os autores.

Conforme demonstrado por (CAVALCANTI et al., 2012), o desempenho da 2MV1Z em termos de corrente de fuga é muito semelhante ao da técnica 3MV. Além disso, a

redução do índice de modulação máximo também ocorre na 2MV1Z, e consequentemente, o mesmo problema da limitação na extração de potência dos painéis FV. Entretanto, não existe restrição inferior ao valor de m_a ($m_{a_{min}} = 0$) devido ao fato de que qualquer referência contida na circunferência pode ser sintetizada pelos vetores existentes. Outra vantagem da técnica 2MV1Z é o desempenho superior em termos de THD das correntes em comparação com a 3MV, conforme mencionado por (QIU et al., 2020).

Assim como no caso da técnica 3MV, a 2MV1Z sozinha também não é capaz de realizar o balanceamento dos capacitores. Para contornar este problema, (CAVALCANTI et al., 2012) propôs utilizar uma combinação destas duas técnicas afim de conseguir obter o equilíbrio, partindo da constatação que estas técnicas apresentaram efeitos opostos no balanceamento para as condições de carga que foram aplicadas. Deste modo, as técnicas podem ser utilizadas alternadamente para realizar o controle. No entanto, é importante destacar que os efeitos dos vetores médios dependem unicamente das correntes de carga. Portanto, apesar de ter sido possível manter o equilíbrio dos capacitores para um valor específico de carga, m_a e fator de potência (FP), não é possível garantir este efeito para todas as situações. Em (GRIGOLETTO et al., 2009) é desenvolvido um estudo da capacidade de balanceamento de uma modulação em função do FP e do m_a , e através dele, é mostrado que, além dos vetores médios não possuírem graus de liberdade para realizar o controle de balanceamento, eles ainda prejudicam o controle realizado pela aplicação dos vetores pequenos, podendo até mesmo inviabilizar a capacidade de equilíbrio do sistema.

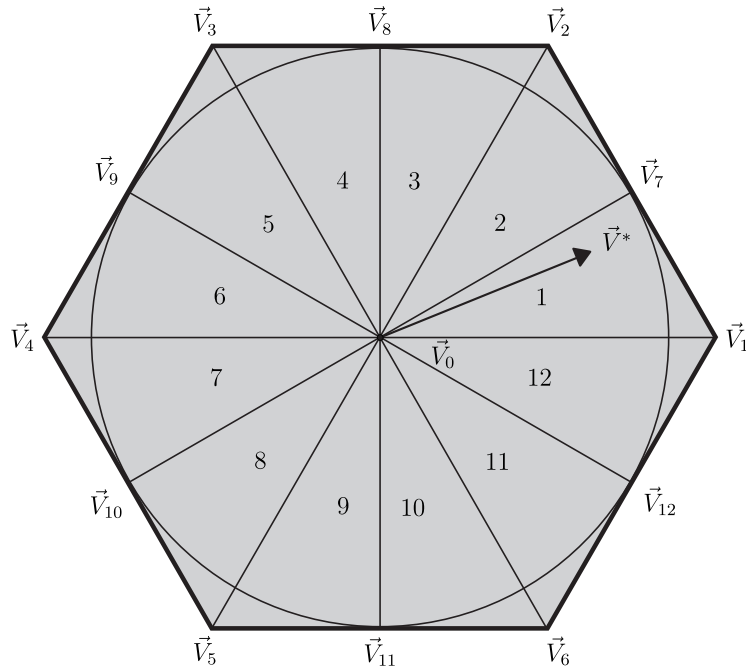
2.3.5 Técnica LMZV

Proposta por (LEE; LEE, 2013), esta técnica é chamada de *Large, Medium and Zero Vectors* (LMZV), e como o próprio nome sugere, utiliza vetores grandes, médios e zeros para sintetizar a tensão de saída. Diferentemente das propostas anteriores, nesta técnica a CMV não permanece constante durante um período de chaveamento, logo, a corrente de fuga não é eliminada, mas ainda assim apresenta valores consideravelmente mais baixos que o SVM convencional.

Na Fig. 22 é apresentado o SV proposto por (LEE; LEE, 2013) para a aplicação da técnica LMZV. É possível observar que o SV é dividido em doze setores e possui treze vetores, sendo seis grandes ($\vec{V}_1$ a $\vec{V}_6$), seis médios ($\vec{V}_7$ a $\vec{V}_{12}$) e um zero ($\vec{V}_0$). O hexágono de cor cinza representa a área total disponível no SV da técnica LMZV e a circunferência interna a este hexágono representa o limite da região linear da modulação, o que corresponde a um índice de modulação máximo igual a 1. É possível observar que a área útil da LMZV é idêntica a da modulação SVM convencional.

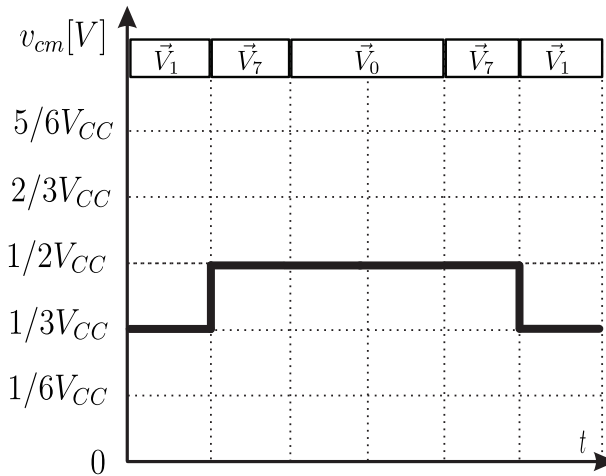
Na Fig. 23 é apresenta a ordem de comutação proposta por (LEE; LEE, 2013) para uma referência localizada no setor 1 da técnica LMZV e a respectiva forma de onda da CMV gerada.

Fig. 22 – SV da técnica LMZV.



Fonte: os autores.

Fig. 23 – Ordem de comutação da técnica LMZV e a respectiva forma de onda da CMV gerada.



Fonte: os autores.

Apesar do desempenho da LMZV em termos de corrente de fuga ser inferior às técnicas 3MV e 2MV1Z, ainda assim, os níveis obtidos são consideravelmente baixos. Além disso, observa-se que não são impostas limitações sobre a área útil do SV da técnica LMZV, e portanto, o barramento CC pode ser utilizado em sua totalidade ($m_{amax} = 1$), o que é altamente desejável para aplicações em sistemas FV. A grande desvantagem desta

técnica é a sua incapacidade de assegurar o balanceamento dos capacitores. Isso ocorre devido ao fato desta modulação ser composta apenas por vetores médios, grandes e zeros, e como será apresentado no capítulo 4, estes vetores não são desejáveis para compor uma estratégia de controle de balanceamento. Para contornar este problema, os autores propuseram um aprimoramento na técnica LMZV afim de permitir a inserção de vetores pequenos na modulação e possibilitar o balanceamento dos capacitores. A nova proposta consiste em escolher as redundâncias dos vetores pequenos que provocam as menores amplitudes possíveis na CMV e aplicá-las em regiões específicas do SV para promover o controle de balanceamento. Apesar da amplitude da CMV não aumentar em relação a versão original da LMZV, a sua frequência dobra durante o balanceamento dos capacitores, o que provoca o aumento da corrente de fuga, conforme resultados apresentados em (LEE; LEE, 2013). Além disso, os únicos critérios adotados para a seleção das redundâncias são a minimização da amplitude da CMV e as tensões dos capacitores, ignorando os sentidos das correntes de carga. Conforme será visto no capítulo 4, os efeitos dos vetores pequenos sobre o balanceamento dos capacitores dependem diretamente das correntes de carga. Deste modo, ao ignorar esta informação, os autores partem do princípio que os sentidos das correntes são pré-determinados e que o FP é sempre unitário, o que faz com que esta técnica seja limitada à estas aplicações.

3 Modulação Vetorial para Inversores Multi-níveis

3.1 Inversor Multinível Trifásico Conectado em Cascata

A topologia selecionada para aplicação das técnicas desenvolvidas neste trabalho foi um inversor multinível trifásico composto por dois inversores de dois níveis conectados em cascata e pode ser vista na Fig. 24. Esta topologia foi proposta inicialmente por (SOMASEKHAR; GOPAKUMAR, 2003) com o objetivo original de realizar o acionamento e controle de máquinas trifásicas. Na configuração proposta, foram utilizadas duas fontes de tensão isoladas para compor o barramento CC. Em (VINOD; BAIJU, 2016) e (CHANDINI; SHINY; BAIJU, 2016) esta topologia foi empregada novamente no acionamento de máquinas, porém, desta vez, utilizando uma única fonte de tensão e um arranjo de dois capacitores em série no barramento CC. No entanto, em ambos os casos, o problema do balanceamento dos capacitores não foi levado em consideração.

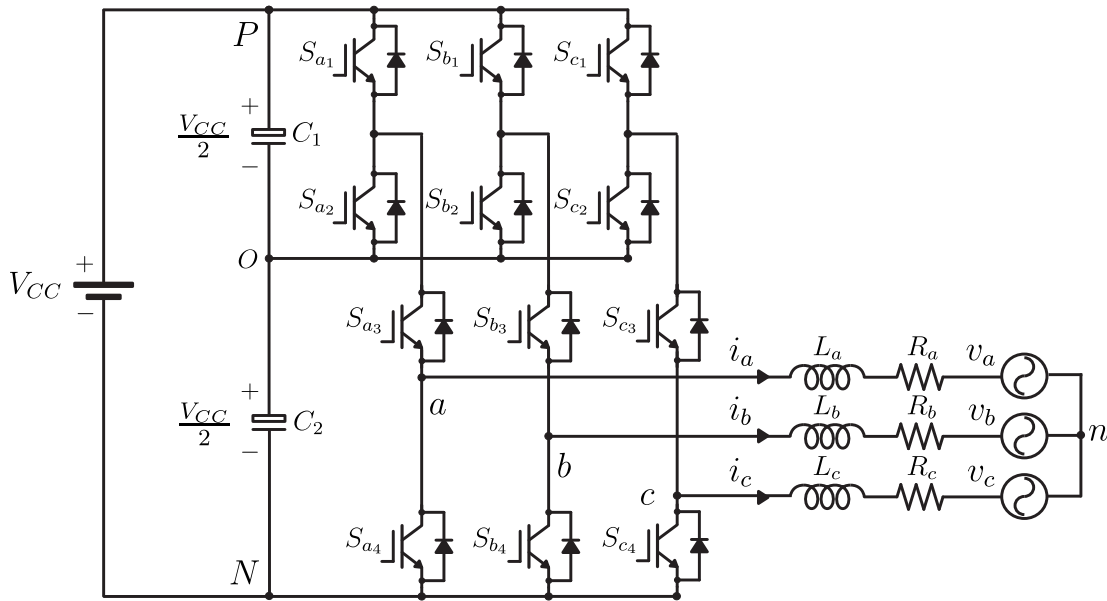
Em (GUO; YANG; ZHU, 2017) esta topologia foi aplicada em um sistema FV conectado à rede e foi proposta uma técnica de modulação para eliminação da corrente de fuga. No entanto, o problema do balanceamento dos capacitores não foi levado em consideração. Em (SONTI; JAIN, 2018) foram adicionadas duas chaves a esta topologia para realizar a redução da corrente de fuga em sistemas FV através do desacoplamento CC (vide seção 2.1). No entanto, o fato de utilizar chaves em série com o barramento CC aumenta os custos e as perdas por condução. Além disso, o problema do balanceamento dos capacitores mais uma vez não foi levado em consideração.

Através da análise da Fig. 24, é possível observar que os pares de chaves (S_{x1}, S_{x2}) (com x assumindo os índices a, b e c), nunca poderão ser acionadas simultaneamente, pois esta ação causaria um curto-circuito nos terminais do capacitor C_1 . De forma análoga, acionar simultaneamente os pares de chaves (S_{x3}, S_{x4}), causaria um curto-circuito nos terminais do capacitor C_2 . Não há nenhuma restrição para realizar a abertura simultânea das chaves destes pares. No entanto, como esta ação não tem nenhuma aplicação prática para as técnicas propostas neste trabalho, as chaves de cada um destes pares serão consideradas sempre complementares entre si.

Com base no funcionamento estabelecido, é possível observar que o conjunto formado pelas chaves independentes $\{S_{a1}, S_{b1}, S_{c1}, S_{a3}, S_{b3}$ e $S_{c3}\}$ nos fornece um total de 64 (2^6) combinações distintas de estados para esta topologia.

A tensão entre a saída de um determinado braço do inversor (pontos a, b e c) e o polo negativo do barramento CC (ponto N) é definida como a tensão de polo do

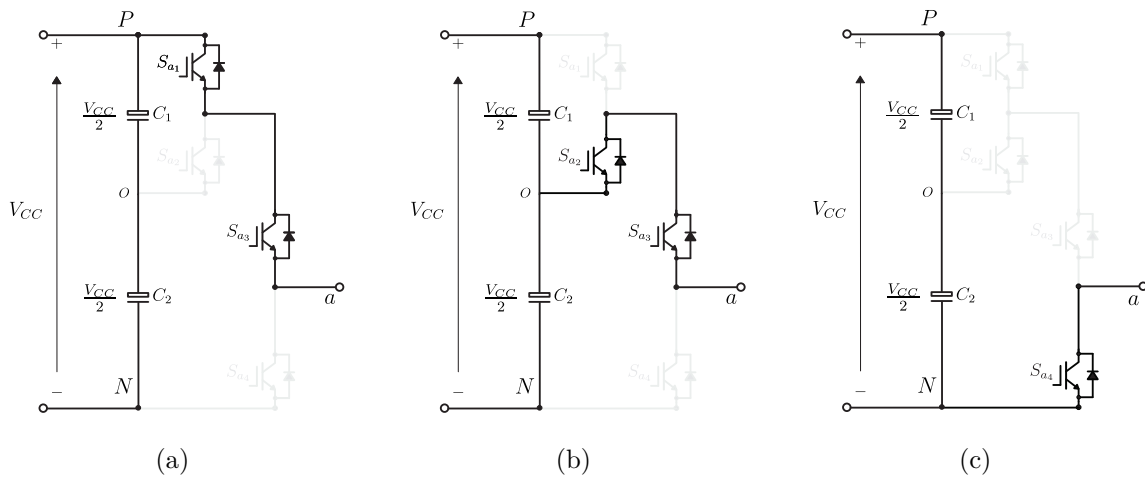
Fig. 24 – Inversor multinível trifásico selecionado para aplicação das técnicas desenvolvidas.



Fonte: os autores.

conversor. Na Fig. 25 são apresentados os três estados topológicos para o exemplo da fase a do inversor selecionado. É possível notar que o circuito é capaz de sintetizar três níveis distintos de tensão de polo. São eles: V_{CC} , $\frac{V_{CC}}{2}$ e 0.

Fig. 25 – Estados topológicos da fase a . (a) $v_{aN} = V_{CC}$, (b) $v_{aN} = \frac{V_{CC}}{2}$ e (c) $v_{aN} = 0$.



Fonte: os autores.

A partir da análise da Fig. 25, é possível determinar uma equação geral para as tensões de polo do inversor da Fig. 24 em função dos estados das chaves:

$$v_{xN} = \frac{V_{CC}}{2}(S_{x1}S_{x3} + S_{x3}) \quad (3.1)$$

Onde S_{x1} e S_{x3} assumem os valores “0” (quando a chave está aberta) e “1” (quando a chave está fechada).

Ainda através da análise das Figs. 24 e 25, e conforme apresentado por (BARROS et al., 2011), a tensão de fase de um inversor trifásico pode ser escrita em função da tensão de polo e da tensão entre o ponto neutro da carga (n) e o polo negativo do barramento CC (N). Esta relação é apresentada em (3.2).

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

Escrevendo (3.2) na representação fasorial, obtém-se (3.3). Onde V_{an} , V_{bn} e V_{cn} são os fasores das tensões de fase do inversor, V_{aN} , V_{bN} e V_{cN} são os fasores das tensões de polo do inversor e V_{nN} é o fasor da tensão entre os pontos n e N .

$$\begin{aligned} V_{an} &= V_{aN} - V_{nN} \\ V_{bn} &= V_{bN} - V_{nN} \\ V_{cn} &= V_{cN} - V_{nN} \end{aligned} \quad (3.3)$$

Aplicando a Lei de Ohm no lado da carga, obtém-se as correntes de cada fase:

$$\begin{aligned} I_a &= \frac{V_{an} - V_a}{Z_a} = (V_{an} - V_a)Y_a \\ I_b &= \frac{V_{bn} - V_b}{Z_b} = (V_{bn} - V_b)Y_b \\ I_c &= \frac{V_{cn} - V_c}{Z_c} = (V_{cn} - V_c)Y_c \end{aligned} \quad (3.4)$$

onde Y_a , Y_b e Y_c são as admitâncias dos filtros de saída das fases a , b e c respectivamente e Z_a , Z_b e Z_c são as suas respectivas impedâncias. As grandezas V_a , V_b e V_c correspondem aos fasores das tensões de fase da rede.

Aplicando a Lei de Kirchhoff das correntes no lado da carga, obtém-se:

$$I_a + I_b + I_c = 0 \quad (3.5)$$

Substituindo (3.4) em (3.5), obtém-se:

$$(V_{an} - V_a)Y_a + (V_{bn} - V_b)Y_b + (V_{cn} - V_c)Y_c = 0 \quad (3.6)$$

Substituindo (3.3) em (3.6), obtém-se:

$$V_{aN}Y_a + V_{bN}Y_b + V_{cN}Y_c - V_{nN}(Y_a + Y_b + Y_c) - V_aY_a - V_bY_b - V_cY_c = 0 \quad (3.7)$$

Considerando que todas as admitâncias dos filtros de saída são idênticas ($Y_a = Y_b = Y_c = Y$) e que as tensões da rede são equilibradas ($V_a + V_b + V_c = 0$), conclui-se que a tensão V_{nN} será expressa por (3.8).

$$V_{nN} = \frac{V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}}{3} \quad (3.8)$$

Convertendo (3.8) para o domínio do tempo, obtém-se (3.9). Este mesmo resultado pode ser visto em (BARROS et al., 2011) e (ANDRADE et al., 2012).

$$v_{nN} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (3.9)$$

Substituindo (3.9) em (3.2), é possível determinar todas as tensões de fase em função apenas das tensões de polo:

$$\begin{aligned} v_{an} &= v_{aN} - \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \\ v_{bn} &= v_{bN} - \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \\ v_{cn} &= v_{cN} - \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \end{aligned} \quad (3.10)$$

Colocando (3.10) na forma matricial, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{aN} \\ v_{bN} \\ v_{cN} \end{bmatrix} \quad (3.11)$$

É possível obter as tensões de fase em função dos estados das chaves substituindo (3.1) em (3.11):

$$\begin{bmatrix} v_{an} \\ v_{bn} \\ v_{cn} \end{bmatrix} = \frac{V_{CC}}{6} \begin{bmatrix} 2(S_{a1} + 1) & -(S_{b1} + 1) & -(S_{c1} + 1) \\ -(S_{a1} + 1) & 2(S_{b1} + 1) & -(S_{c1} + 1) \\ -(S_{a1} + 1) & -(S_{b1} + 1) & 2(S_{c1} + 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix} \quad (3.12)$$

Por fim, as tensões de linha do inversor são definidas como a diferença entre duas tensões de polo:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} v_{aN} - v_{bN} \\ v_{bN} - v_{cN} \\ v_{cN} - v_{aN} \end{bmatrix} \quad (3.13)$$

Substituindo (3.1) em (3.13), obtém-se:

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_{ca} \end{bmatrix} = \frac{V_{CC}}{2} \begin{bmatrix} (S_{a1} + 1) & -(S_{b1} + 1) & 0 \\ 0 & (S_{b1} + 1) & -(S_{c1} + 1) \\ -(S_{a1} + 1) & 0 & (S_{c1} + 1) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_{a3} \\ S_{b3} \\ S_{c3} \end{bmatrix} \quad (3.14)$$

Através do conjunto das equações (3.1), (3.12) e (3.14), é possível determinar todas as tensões do inversor multinível apresentado na Fig. 24 apenas em função dos estados das suas chaves.

3.2 Modelo de Modo Comum para Inversores Trifásicos

No capítulo 1 foram introduzidos os conceitos de capacitância parasita e corrente de fuga. Nesta seção será desenvolvida a modelagem de um inversor FV trifásico conectado à rede incluindo a capacitância parasita, afim de obter a relação matemática entre a corrente de fuga e a tensão de modo comum.

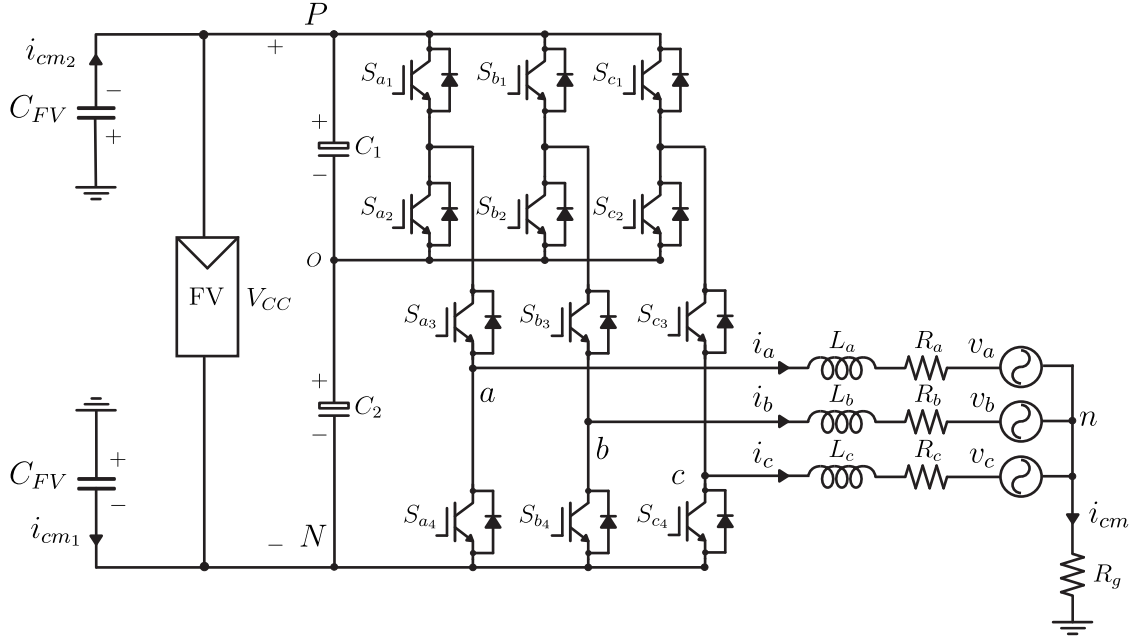
Adicionando o painel FV e a sua capacitância parasita à topologia apresentada na Fig. 24, obtém-se o circuito apresentado na Fig. 26.

Aplicando a Lei de Kirchhoff das tensões no lado da rede no circuito da Fig. 26, obtém-se o conjunto de equações dinâmicas (3.15).

$$\begin{cases} v_{an} = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + v_a \\ v_{bn} = L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b + v_b \\ v_{cn} = L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c + v_c \end{cases} \quad (3.15)$$

É possível reescrever as equações dinâmicas em função das tensões de polo e da tensão v_{nN} substituindo (3.2) no conjunto de equações (3.15):

Fig. 26 – Inversor incluindo o painel fotovoltaico e as capacitâncias parasitas.



Fonte: os autores.

$$\begin{cases} v_{aN} = L_a \frac{di_a}{dt} + R_a i_a + v_a + v_{nN} \\ v_{bN} = L_b \frac{di_b}{dt} + R_b i_b + v_b + v_{nN} \\ v_{cN} = L_c \frac{di_c}{dt} + R_c i_c + v_c + v_{nN} \end{cases} \quad (3.16)$$

Somando-se as equações (3.16) e considerando $L_a = L_b = L_c = L$ e $R_a = R_b = R_c = R$, obtém-se a equação geral (3.17).

$$v_{aN} + v_{bN} + v_{cN} = L \frac{d(i_a + i_b + i_c)}{dt} + R(i_a + i_b + i_c) + v_a + v_b + v_c + 3v_{nN} \quad (3.17)$$

Considerando as tensões da rede equilibradas pode-se escrever:

$$v_a + v_b + v_c = 0 \quad (3.18)$$

A corrente de fuga i_{cm} é definida como:

$$i_{cm} = i_{cm1} + i_{cm2} \quad (3.19)$$

onde i_{cm1} e i_{cm2} são as parcelas da corrente de fuga provenientes das capacitâncias parasitas presentes em cada um dos polos do painel fotovoltaico.

Considerando um sistema FV equilibrado, a única corrente que irá fluir do ponto neutro da carga para o circuito de aterramento será a corrente de fuga:

$$i_{cm} = i_a + i_b + i_c \quad (3.20)$$

A CMV de um inversor trifásico é definida como sendo a média das tensões de polo do inversor:

$$v_{cm} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} \quad (3.21)$$

É importante destacar a diferença entre as equações de v_{cm} (3.21) e de v_{nN} (3.9). No caso de v_{cm} , a sua equação é uma definição, conforme mencionado em (LI et al., 2018a), (GUO; YANG; ZHU, 2017), (GUO et al., 2017) e (ZHOU et al., 2016). A grandeza v_{nN} é a tensão medida entre os pontos n e N da Fig. 24. Para o caso particular onde as tensões da rede são equilibradas e as impedâncias do filtro de saída são idênticas, o valor de v_{nN} coincide com o de v_{cm} , conforme demonstrado na seção 3.1 e em (BARROS et al., 2011) e (ANDRADE et al., 2012).

Analisando o circuito da Fig. 26, é possível notar que a tensão v_{nN} pode ser expressa através das malhas formadas por cada uma das capacitâncias C_{FV} :

$$v_{nN} = \frac{1}{C_{FV}} \int i_{cm1} dt + R_g(i_{cm1} + i_{cm2}) \quad (3.22)$$

$$v_{nN} = \frac{1}{C_{FV}} \int i_{cm2} dt + R_g(i_{cm1} + i_{cm2}) + V_{CC} \quad (3.23)$$

Somando as equações (3.22) e (3.23), pode-se reescrever v_{nN} como:

$$v_{nN} = \frac{1}{2C_{FV}} \int (i_{cm1} + i_{cm2}) dt + R_g(i_{cm1} + i_{cm2}) + \frac{V_{CC}}{2} \quad (3.24)$$

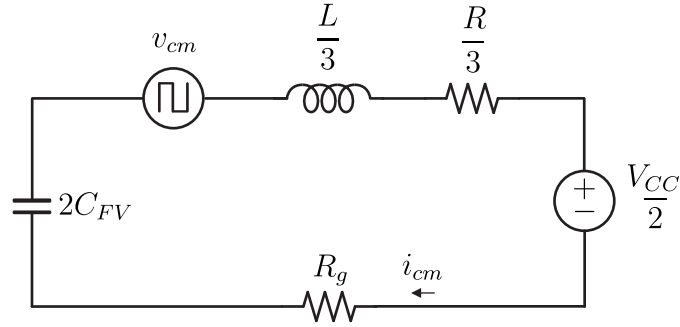
Substituindo (3.18), (3.20), (3.21) e (3.24) em (3.17), obtém-se:

$$v_{cm} = \frac{L}{3} \frac{di_{cm}}{dt} + \frac{R}{3} i_{cm} + \frac{1}{2C_{FV}} \int i_{cm} dt + R_g i_{cm} + \frac{V_{CC}}{2} \quad (3.25)$$

Conforme apresentado em (LI et al., 2018b), é possível definir um circuito equivalente a partir da equação (3.25). Este circuito, também conhecido como modelo de modo comum, pode ser visto na Fig. 27.

Em decorrência do elemento capacitivo conectado em série ($2C_{FV}$), a fonte de tensão $\frac{V_{CC}}{2}$ pode ser omitida do circuito equivalente da Fig. 27 (o capacitor atua como circuito aberto para esta fonte em regime permanente). A partir desta simplificação,

Fig. 27 – Modelo de modo comum de um inversor trifásico FV conectado à rede.



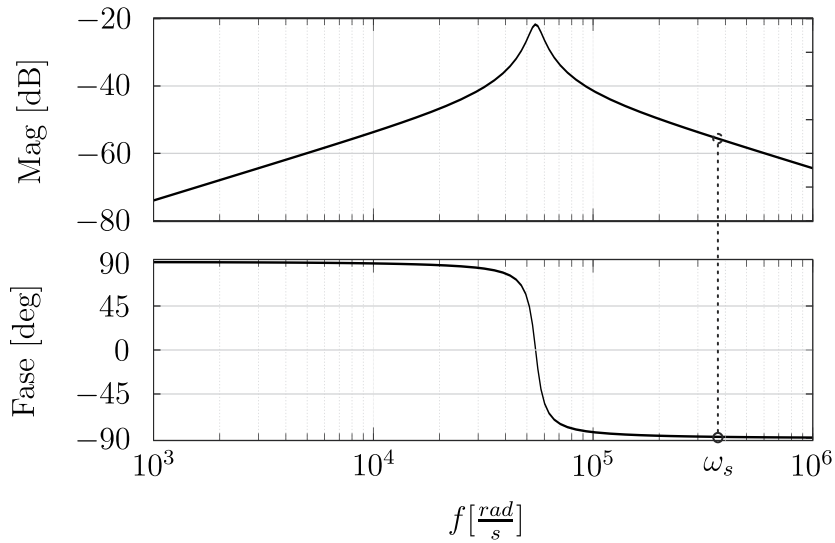
Fonte: os autores.

obtem-se a função de transferência da corrente de fuga em relação à tensão de modo comum:

$$G_{cm}(s) = \frac{i_{cm}(s)}{v_{cm}(s)} = \frac{6C_{FV}s}{2LC_{FV}s^2 + 2C_{FV}(R + 3R_g)s + 3} \quad (3.26)$$

O diagrama de Bode para a função de transferência (3.26) pode ser visto na Fig. 28. Os parâmetros utilizados foram $L = 5$ mH, $R = 0,5 \, \Omega$, $R_g = 12 \, \Omega$ e $C_{FV} = 100$ nF. O valor ω_s destacado no gráfico corresponde à uma frequência de $125,66 \, \text{k}\frac{\text{rad}}{\text{s}}$ (ou 20 kHz).

Fig. 28 – Diagrama de Bode do modelo de modo comum.



Fonte: os autores.

A presença do elemento capacitivo no modelo de modo comum da Fig. 27 faz com que a corrente de fuga seja nula para uma CMV constante. Isso fica evidente no diagrama

de Bode da Fig. 28, onde o ganho do sistema tende a menos infinito quando a frequência se aproxima de zero. Isso também explica o excelente desempenho de técnicas que mantêm a tensão de modo comum constante, como por exemplo a 3MV e a 2MV1Z apresentadas nas subseções 2.3.3 e 2.3.4 respectivamente. Deste modo, é possível avaliar que a maior preocupação em relação à CMV está na sua variação e no seu espectro de frequência. Sendo assim, é esperado que quanto maior forem as amplitudes de pico a pico e os tamanhos dos degraus da forma de onda da CMV, pior será o desempenho em termos de corrente de fuga.

A estratégia deste trabalho no quesito corrente de fuga, consiste em reduzir amplitude de pico a pico e os tamanhos dos degraus da CMV, afim de provocar a redução da corrente de fuga em um inversor FV cujo os valores de filtro, potência de saída e frequência de chaveamento são pré-determinados. Isto é, metodologias de projetos de filtros e escolha da frequência de chaveamento especificamente otimizadas para redução de corrente da fuga estão fora do escopo deste trabalho.

3.3 Determinação do Diagrama Vetorial

As técnicas de modulação vetorial aplicadas a MLI possibilitam uma grande flexibilidade no controle da tensão do ponto intermediário dos capacitores. Isso ocorre, pois existem redundâncias nos vetores que constituem o SV. Isto significa que um mesmo vetor pode ser aplicado utilizando diferentes estados de chaves, onde cada um desses estados produzirão exatamente o mesmo nível de tensão imposto sobre a carga, porém os efeitos sobre a tensão do ponto intermediário e sobre a corrente de fuga poderão ser distintos (JIAO; LEE; LU, 2014). Diante destas desejáveis características, as técnicas desenvolvidas neste trabalho serão baseadas em SVM. A metodologia utilizada para obtenção do SV é semelhante à descrita por (PINHEIRO et al., 2005) e será apresentada a seguir.

3.3.1 Obtenção dos Vetores de Tensão do Inversor

A primeira etapa para implementação da modulação vetorial consiste na obtenção de todos os vetores existentes na topologia utilizada. Para isso, inicialmente é necessário analisar todos os estados topológicos existentes e determinar as respectivas tensões de polo sintetizadas. A obtenção das tensões de polo foi realizada aplicando a equação (3.1) em todos os 64 estados do inversor da Fig. 24.

Em seguida, é necessário obter as tensões de fase para cada uma dos estados. Como visto na seção anterior, as tensões de fase podem ser calculadas de diferentes formas, como por exemplo, diretamente dos estados das chaves através de (3.12) ou a partir das tensões de polo através de (3.11). Apesar de não ser necessário nesta etapa, as tensões de modo comum também foram calculadas, pois estes valores são fundamentais para o

desenvolvimento das técnicas propostas neste trabalho. Para este cálculo foi utilizada a equação apresentada em (3.21).

Como pode ser visto em (PINHEIRO et al., 2005), a representação das tensões do inversor em três eixos ortogonais (a, b e c) produz um espaço vetorial tridimensional. Com o objetivo de simplificar a representação dos vetores de tensão, é comum a aplicação de uma transformação de $\mathbb{R}^3 \rightarrow \mathbb{R}^2$. A transformação normalmente utilizada e altamente difundida na literatura é a Transformada de Clarke que pode ser vista em (3.27).

$$\begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \end{bmatrix} \quad (3.27)$$

Os resultados obtidos para as tensões de polo, tensões de fase, tensões de modo comum e tensões bidimensionais (v_α e v_β) podem ser vistas na Tab. 3:

Tab. 3 – Tensões do inversor da Fig. 24 para cada estado.

Estado	$[S_{a1}S_{b1}S_{c1}S_{a3}S_{b3}S_{c3}]$	$\frac{v_{aN}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{bN}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{cN}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{cm}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{an}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{bn}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{cn}}{V_{CC}}$	$\frac{v_\alpha}{V_{CC}}$	$\frac{v_\beta}{V_{CC}}$
0	[0 0 0 0 0 0]	0	0	0	0	0	0	0	0	0
1	[0 0 0 0 0 1]	0	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
2	[0 0 0 0 1 0]	0	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
3	[0 0 0 0 1 1]	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	0
4	[0 0 0 1 0 0]	$\frac{1}{2}$	0	0	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	0
5	[0 0 0 1 0 1]	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
6	[0 0 0 1 1 0]	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
7	[0 0 0 1 1 1]	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	0	0	0	0
8	[0 0 1 0 0 0]	0	0	0	0	0	0	0	0	0
9	[0 0 1 0 0 1]	0	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
10	[0 0 1 0 1 0]	0	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
11	[0 0 1 0 1 1]	0	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
12	[0 0 1 1 0 0]	$\frac{1}{2}$	0	0	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	0
13	[0 0 1 1 0 1]	$\frac{1}{2}$	0	1	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
14	[0 0 1 1 1 0]	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
15	[0 0 1 1 1 1]	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
16	[0 1 0 0 0 0]	0	0	0	0	0	0	0	0	0
17	[0 1 0 0 0 1]	0	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
18	[0 1 0 0 1 0]	0	1	0	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
19	[0 1 0 0 1 1]	0	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
20	[0 1 0 1 0 0]	$\frac{1}{2}$	0	0	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	0
21	[0 1 0 1 0 1]	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$

Continua na próxima página

Tab. 3 – Continuação

Estado	$[S_{a1}S_{b1}S_{c1}S_{a3}S_{b3}S_{c3}]$	$\frac{v_{aN}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{bN}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{cN}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{cm}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{an}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{bn}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{cn}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{\alpha}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{\beta}}{V_{CC}}$
22	[0 1 0 1 1 0]	$\frac{1}{2}$	1	0	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
23	[0 1 0 1 1 1]	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
24	[0 1 1 0 0 0]	0	0	0	0	0	0	0	0	0
25	[0 1 1 0 0 1]	0	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
26	[0 1 1 0 1 0]	0	1	0	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
27	[0 1 1 0 1 1]	0	1	1	$\frac{2}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0
28	[0 1 1 1 0 0]	$\frac{1}{2}$	0	0	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	0
29	[0 1 1 1 0 1]	$\frac{1}{2}$	0	1	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
30	[0 1 1 1 1 0]	$\frac{1}{2}$	1	0	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
31	[0 1 1 1 1 1]	$\frac{1}{2}$	1	1	$\frac{5}{6}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	0
32	[1 0 0 0 0 0]	0	0	0	0	0	0	0	0	0
33	[1 0 0 0 0 1]	0	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
34	[1 0 0 0 1 0]	0	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
35	[1 0 0 0 1 1]	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	0
36	[1 0 0 1 0 0]	1	0	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0
37	[1 0 0 1 0 1]	1	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
38	[1 0 0 1 1 0]	1	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
39	[1 0 0 1 1 1]	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	0
40	[1 0 1 0 0 0]	0	0	0	0	0	0	0	0	0
41	[1 0 1 0 0 1]	0	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
42	[1 0 1 0 1 0]	0	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
43	[1 0 1 0 1 1]	0	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
44	[1 0 1 1 0 0]	1	0	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0
45	[1 0 1 1 0 1]	1	0	1	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
46	[1 0 1 1 1 0]	1	$\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
47	[1 0 1 1 1 1]	1	$\frac{1}{2}$	1	$\frac{5}{6}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
48	[1 1 0 0 0 0]	0	0	0	0	0	0	0	0	0
49	[1 1 0 0 0 1]	0	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{6}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{6}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
50	[1 1 0 0 1 0]	0	1	0	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
51	[1 1 0 0 1 1]	0	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	0	$-\frac{1}{2}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
52	[1 1 0 1 0 0]	1	0	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0
53	[1 1 0 1 0 1]	1	0	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$\frac{1}{2}$	$-\frac{1}{2}$	0	$\frac{1}{2}$	$-\frac{\sqrt{3}}{6}$
54	[1 1 0 1 1 0]	1	1	0	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
55	[1 1 0 1 1 1]	1	1	$\frac{1}{2}$	$\frac{5}{6}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{1}{6}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{1}{6}$	$\frac{\sqrt{3}}{6}$
56	[1 1 1 0 0 0]	0	0	0	0	0	0	0	0	0
57	[1 1 1 0 0 1]	0	0	1	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$

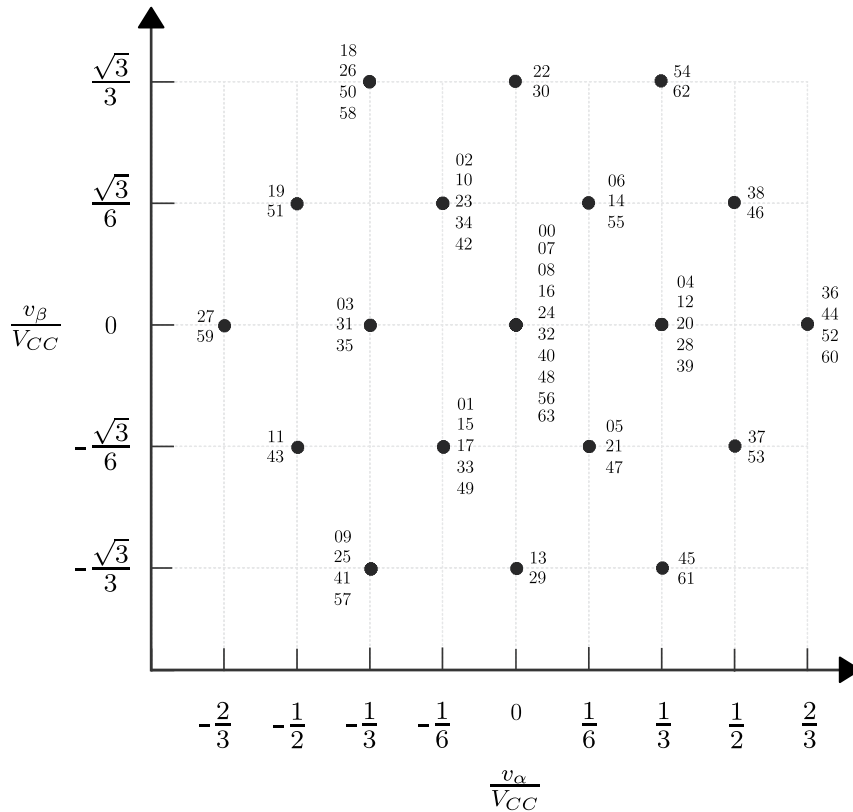
Continua na próxima página

Tab. 3 – Continuação

Estado	$[S_{a1}S_{b1}S_{c1}S_{a3}S_{b3}S_{c3}]$	$\frac{v_{aN}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{bN}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{cN}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{cm}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{an}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{bn}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{cn}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{\alpha}}{V_{CC}}$	$\frac{v_{\beta}}{V_{CC}}$
58	[1 1 1 0 1 0]	0	1	0	$\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
59	[1 1 1 0 1 1]	0	1	1	$\frac{2}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	0
60	[1 1 1 1 0 0]	1	0	0	$\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$-\frac{1}{3}$	$\frac{2}{3}$	0
61	[1 1 1 1 0 1]	1	0	1	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}$
62	[1 1 1 1 1 0]	1	1	0	$\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{1}{3}$	$-\frac{2}{3}$	$\frac{1}{3}$	$\frac{\sqrt{3}}{3}$
63	[1 1 1 1 1 1]	1	1	1	1	0	0	0	0	0

Os valores das tensões bidimensionais (v_{α} e v_{β}) apresentados na Tab. 3 foram plotados em um gráfico com os eixos normalizados pela tensão do barramento (V_{CC}). Este gráfico pode ser visto na Fig. 29.

Fig. 29 – Tensões bidimensionais de todos os estados da topologia da Fig. 24.



Fonte: os autores.

Cada ponto marcado no gráfico da Fig. 29 corresponde a um vetor de tensão que pode ser decomposto nas coordenadas (α, β) e cada número escrito ao lado corresponde ao estado topológico da Tab. 3 que produz este vetor. É notável a existência das chamadas redundâncias vetoriais. Isto é, existem diferentes estados topológicos que sintetizam exatamente os mesmos valores de tensão v_{α} e v_{β} (e consequentemente v_{an} , v_{bn} e v_{cn}). Esta é

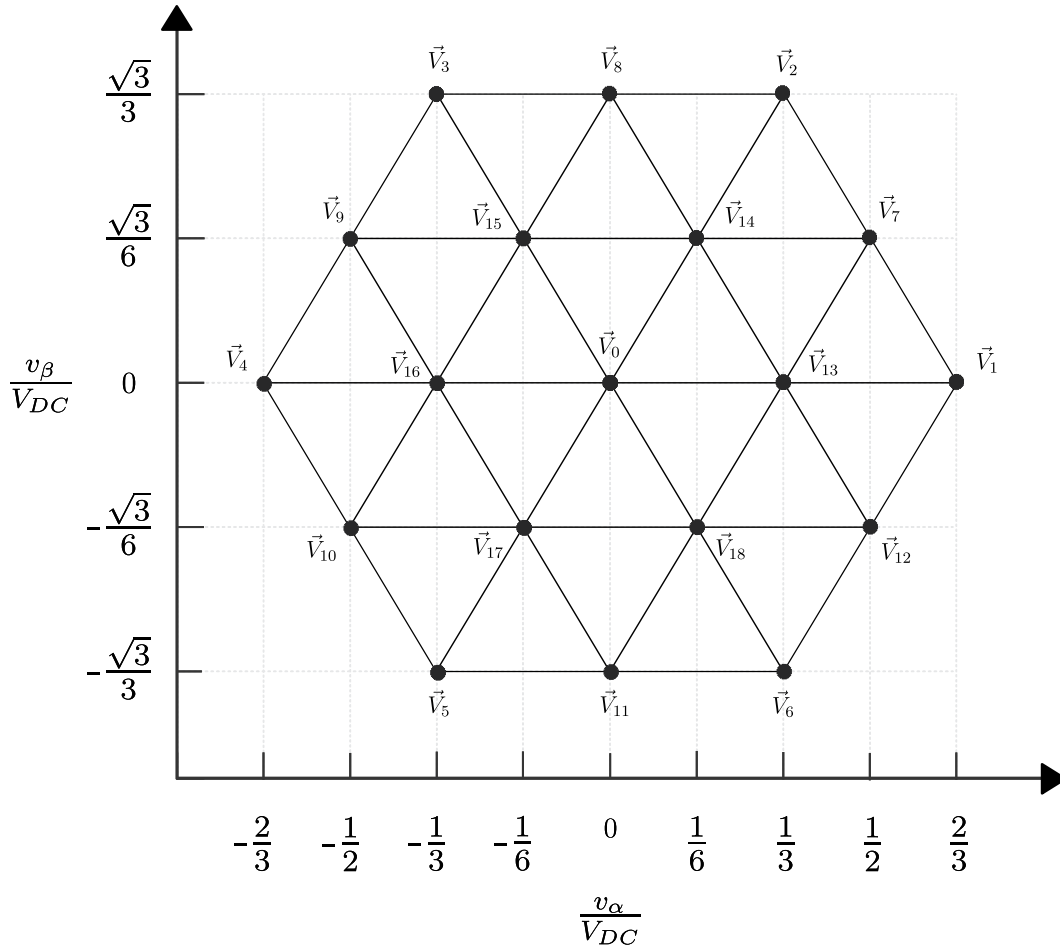
uma informação importante, pois estas redundâncias, apesar de não modificarem a tensão imposta sobre a carga, podem produzir diferentes efeitos no balanceamento dos capacitores e na corrente de fuga. A seleção das redundâncias com o intuito de obter o efeito desejado nessas grandezas é a base das técnicas desenvolvidas nesse trabalho.

3.3.2 Obtenção das Retas de Delimitação dos Setores

A partir dos dados apresentados na Tab. 3 e do gráfico obtido na Fig. 29, é possível determinar os limites de cada setor do SV. Existem diferentes formas de se determinar os limites dos setores, cada uma com seus respectivos desempenhos em termos de custos computacionais. Neste trabalho, será utilizado a separação por cálculos de retas apresentada em (PINHEIRO et al., 2002).

Na Fig. 30 é apresentado o mesmo SV da Fig. 29, porém substituindo os estados topológicos pelos vetores de tensão e traçando todos os segmentos de retas que interligam estes vetores.

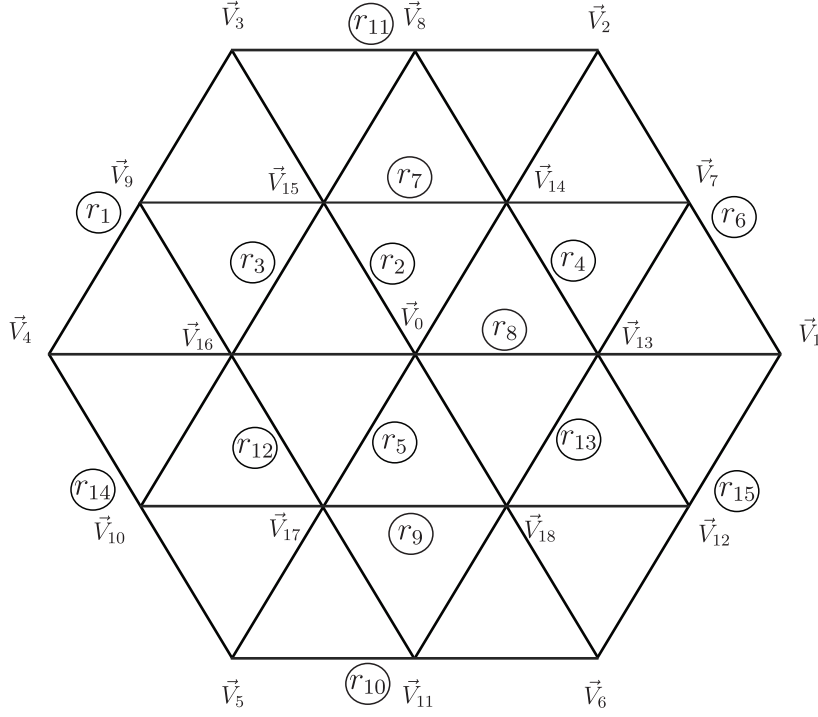
Fig. 30 – SV da topologia da Fig. 24 incluindo os vetores e os segmentos de retas.



Fonte: os autores.

Todos os segmentos de retas foram identificados conforme mostrado na Fig. 31. Na sequência foram obtidas as equações de cada um destes segmentos e estes resultados podem ser vistos na Tab. 4.

Fig. 31 – Identificação de todos os segmentos de retas.



Fonte: os autores.

Tab. 4 – Equações de retas do SV da Fig. 30.

Equação de Reta	Limites do segmento	Equação de Reta	Limites do segmento
$r_1 = \alpha\sqrt{3} + \frac{2\sqrt{3}}{3}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_3$	$r_9 = -\frac{\sqrt{3}}{6}$	$\vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_{12}$
$r_2 = -\alpha\sqrt{3}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_3$	$r_{10} = -\frac{\sqrt{3}}{3}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_6$
$r_3 = \alpha\sqrt{3} + \frac{\sqrt{3}}{3}$	$\vec{V}_{10} \rightarrow \vec{V}_8$	$r_{11} = \frac{\sqrt{3}}{3}$	$\vec{V}_3 \rightarrow \vec{V}_2$
$r_4 = -\alpha\sqrt{3} + \frac{\sqrt{3}}{3}$	$\vec{V}_{12} \rightarrow \vec{V}_8$	$r_{12} = -\alpha\sqrt{3} - \frac{\sqrt{3}}{3}$	$\vec{V}_9 \rightarrow \vec{V}_{11}$
$r_5 = \alpha\sqrt{3}$	$\vec{V}_5 \rightarrow \vec{V}_2$	$r_{13} = \alpha\sqrt{3} - \frac{\sqrt{3}}{3}$	$\vec{V}_{11} \rightarrow \vec{V}_7$
$r_6 = -\alpha\sqrt{3} + \frac{2\sqrt{3}}{3}$	$\vec{V}_2 \rightarrow \vec{V}_1$	$r_{14} = -\alpha\sqrt{3} - \frac{2\sqrt{3}}{3}$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_5$
$r_7 = \frac{\sqrt{3}}{6}$	$\vec{V}_9 \rightarrow \vec{V}_7$	$r_{15} = \alpha\sqrt{3} - \frac{2\sqrt{3}}{3}$	$\vec{V}_6 \rightarrow \vec{V}_1$
$r_8 = 0$	$\vec{V}_4 \rightarrow \vec{V}_1$		

Fonte: os autores.

3.3.3 Identificação dos Setores

A partir das equações de retas apresentadas na Tab. 4, é possível identificar em qual setor se encontra um determinado vetor de tensão de referência $\vec{V}^*$.

$$\vec{V}^* = V_\alpha^* \vec{u}_\alpha + V_\beta^* \vec{u}_\beta \quad (3.28)$$

onde $\vec{u}_\alpha$ e $\vec{u}_\beta$ são vetores unitário nas direções dos eixos α e β respectivamente e V_α^* e V_β^* são os valores das componentes de $\vec{V}^*$ nestes eixos.

Para realizar identificação do setor, primeiro substitui-se o valor de V_α^* nas equações de retas r_1 à r_{15} . Os valores obtidos em cada equação são comparados com os valores de V_β^* . As condições para a identificação de cada setor são apresentadas na Tab. 5.

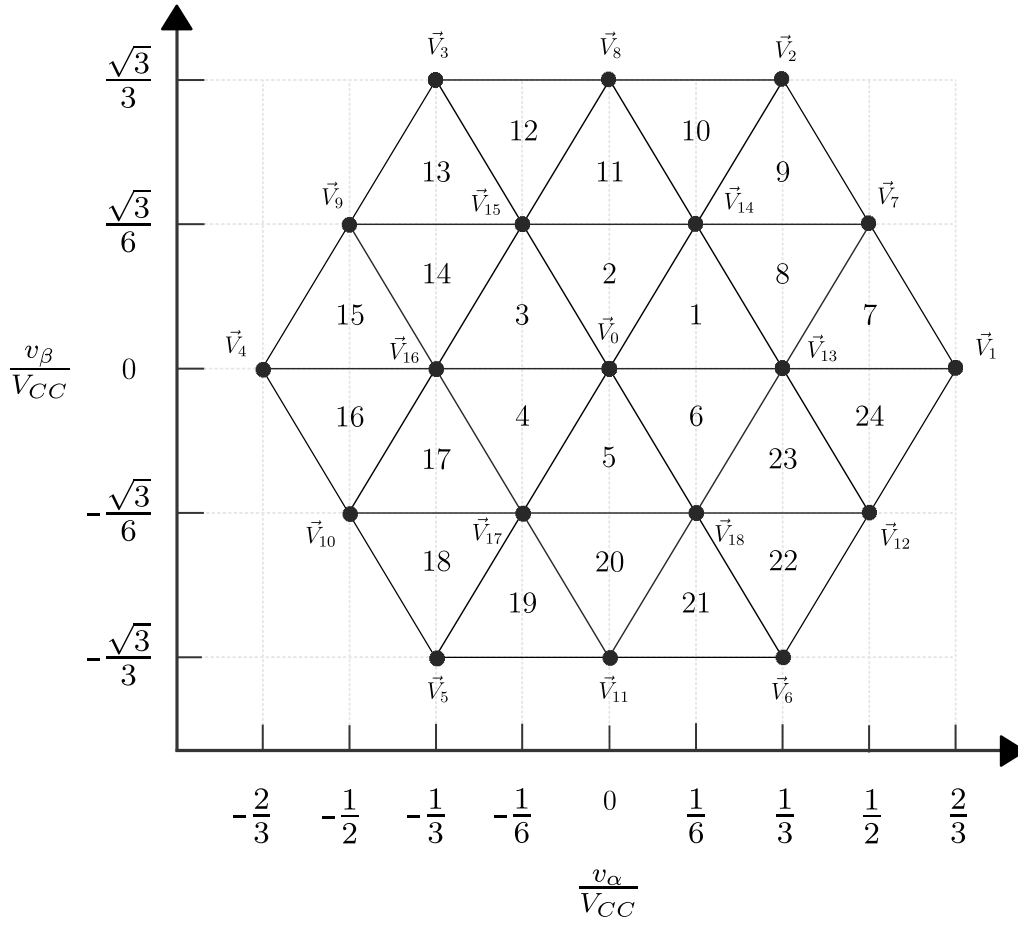
Tab. 5 – Conjunto de condições para identificação dos setores.

Condição	Setor	Condição	Setor
$(V_\beta^* \leq r_5) \text{ e } (V_\beta^* < r_4) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_8)$	1	$(V_\beta^* \leq r_1) \text{ e } (V_\beta^* < r_2) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_7)$	13
$(V_\beta^* \geq r_2) \text{ e } (V_\beta^* > r_5) \text{ e } (V_\beta^* < r_7)$	2	$(V_\beta^* \geq r_{12}) \text{ e } (V_\beta^* > r_3) \text{ e } (V_\beta^* < r_7)$	14
$(V_\beta^* \leq r_3) \text{ e } (V_\beta^* < r_2) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_8)$	3	$(V_\beta^* \leq r_1) \text{ e } (V_\beta^* < r_{12}) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_8)$	15
$(V_\beta^* \geq r_{12}) \text{ e } (V_\beta^* > r_5) \text{ e } (V_\beta^* < r_8)$	4	$(V_\beta^* \geq r_{14}) \text{ e } (V_\beta^* > r_3) \text{ e } (V_\beta^* < r_8)$	16
$(V_\beta^* \leq r_5) \text{ e } (V_\beta^* < r_2) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_9)$	5	$(V_\beta^* \leq r_3) \text{ e } (V_\beta^* < r_{12}) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_9)$	17
$(V_\beta^* \geq r_2) \text{ e } (V_\beta^* > r_{13}) \text{ e } (V_\beta^* < r_8)$	6	$(V_\beta^* \geq r_{14}) \text{ e } (V_\beta^* > r_5) \text{ e } (V_\beta^* < r_9)$	18
$(V_\beta^* \leq r_{13}) \text{ e } (V_\beta^* \leq r_6) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_8)$	7	$(V_\beta^* \leq r_5) \text{ e } (V_\beta^* < r_{12}) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_{10})$	19
$(V_\beta^* \geq r_4) \text{ e } (V_\beta^* > r_{13}) \text{ e } (V_\beta^* < r_7)$	8	$(V_\beta^* \geq r_{12}) \text{ e } (V_\beta^* > r_{13}) \text{ e } (V_\beta^* < r_9)$	20
$(V_\beta^* \leq r_5) \text{ e } (V_\beta^* \leq r_6) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_7)$	9	$(V_\beta^* \leq r_{13}) \text{ e } (V_\beta^* < r_2) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_{10})$	21
$(V_\beta^* \geq r_4) \text{ e } (V_\beta^* > r_5) \text{ e } (V_\beta^* \leq r_{11})$	10	$(V_\beta^* \geq r_2) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_{15}) \text{ e } (V_\beta^* < r_9)$	22
$(V_\beta^* \leq r_3) \text{ e } (V_\beta^* < r_4) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_7)$	11	$(V_\beta^* \leq r_{13}) \text{ e } (V_\beta^* < r_4) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_9)$	23
$(V_\beta^* \geq r_2) \text{ e } (V_\beta^* > r_3) \text{ e } (V_\beta^* \leq r_{11})$	12	$(V_\beta^* \geq r_4) \text{ e } (V_\beta^* \geq r_{15}) \text{ e } (V_\beta^* < r_8)$	24

Fonte: os autores.

Com as informações apresentadas na Tab. 5, é possível redesenhar o SV da Fig. 30 incluindo os setores. O SV atualizado pode ser visto na Fig. 32.

Fig. 32 – SV incluindo a identificação dos setores.



Fonte: os autores.

3.3.4 Determinação dos Ciclos de Trabalhos de Cada Vetor

O vetor de referência $\vec{V}^*$ pode ser escrito como uma combinação linear dos três vetores localizados nos vértices do setor onde a referência está contida. Por exemplo, uma referência localizada no setor 8 da Fig. 32 pode ser escrita como uma combinação linear dos vetores $\vec{V}_7$, $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{14}$. Esta combinação linear pode ser vista de forma genérica em (3.29).

$$\vec{V}^* = \vec{V}^u \frac{T_u}{T_s} + \vec{V}^w \frac{T_w}{T_s} + \vec{V}^z \frac{T_z}{T_s} \quad (3.29)$$

onde $\vec{V}^u$, $\vec{V}^w$ e $\vec{V}^z$ são os três vetores localizados nos vértices de um determinado setor e T_u , T_w e T_z seus respectivos períodos de aplicação. A grandeza T_s corresponde ao período de chaveamento.

A soma dos períodos de aplicação de cada um dos vetores é igual ao período total de chaveamento, conforme pode ser visto em (3.30).

$$T_s = T_u + T_w + T_z \quad (3.30)$$

Os ciclos de trabalho de cada vetor podem ser calculados através de (3.31).

$$\begin{aligned} d_u &= \frac{T_u}{T_s} \\ d_w &= \frac{T_w}{T_s} \\ d_z &= \frac{T_z}{T_s} \end{aligned} \quad (3.31)$$

Substituindo (3.31) em (3.29), decompondo os vetores em suas componentes (α, β) e colocando na forma matricial, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha^u & V_\alpha^w & V_\alpha^z \\ V_\beta^u & V_\beta^w & V_\beta^z \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} d_u \\ d_w \\ d_z \end{bmatrix} \quad (3.32)$$

onde os subíndices α e β indicam as componentes dos vetores ao longo destes eixos.

Reorganizando (3.32) é possível escrever os ciclos de trabalho em função da matriz dos vetores do SV e do vetor da tensão de referência:

$$\begin{bmatrix} d_u \\ d_w \\ d_z \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} V_\alpha^u & V_\alpha^w & V_\alpha^z \\ V_\beta^u & V_\beta^w & V_\beta^z \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} \begin{bmatrix} V_\alpha^* \\ V_\beta^* \\ 1 \end{bmatrix} \quad (3.33)$$

Calculando a matriz inversa dos vetores, obtém-se:

$$\begin{bmatrix} V_\alpha^u & V_\alpha^w & V_\alpha^z \\ V_\beta^u & V_\beta^w & V_\beta^z \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}^{-1} = k \begin{bmatrix} V_\beta^w - V_\beta^z & V_\alpha^z - V_\alpha^w & V_\alpha^w V_\beta^z - V_\beta^w V_\alpha^z \\ V_\beta^z - V_\beta^u & V_\alpha^u - V_\alpha^z & V_\alpha^z V_\beta^u - V_\beta^z V_\alpha^u \\ V_\beta^u - V_\beta^w & V_\alpha^w - V_\alpha^u & V_\alpha^u V_\beta^w - V_\beta^u V_\alpha^w \end{bmatrix} \quad (3.34)$$

onde,

$$k = \frac{1}{V_\alpha^u V_\beta^w - V_\beta^u V_\alpha^w + V_\alpha^z V_\beta^u - V_\beta^z V_\alpha^u + V_\alpha^w V_\beta^z - V_\beta^w V_\alpha^z} \quad (3.35)$$

Todos os elementos de (3.34) e (3.35) são conhecidos, pois dependem unicamente dos vetores de tensão presentes no conversor. O vetor de referência também é conhecido, pois trata-se da tensão que se deseja sintetizar. Desta forma, qualquer referência contida

em um dos 24 setores do SV da Fig. 32 pode ser facilmente sintetizada aplicando as equações (3.33), (3.34) e (3.35).

3.3.5 Seleção da Ordem de Comutação

Uma vez determinados os limites de cada setor e obtidos os ciclos de trabalho de cada vetor utilizado na síntese da tensão de referência, a última etapa consiste em definir a sequência de comutação dos vetores. Conforme apresentado em (GRIGOLETTO et al., 2009), a sequência de comutação define a distribuição dos vetores ao longo de um período de atualização da lei de controle e implica diretamente na taxa de distorção harmônica da tensão de saída e nas perdas por comutação.

Em (MCGRATH; HOLMES; LIPO, 2003) são propostas sequências de comutação para minimização do conteúdo harmônico da tensão de saída de um MLI. No entanto, a influência dos vetores escolhidos no balanceamento dos capacitores não é levada em consideração.

Em (BROECK; SKUDELNY; STANKE, 1988), foi proposta uma sequência de comutação que veio a se tornar tradicional no acionamento de inversores trifásicos. O princípio da metodologia proposta é baseado em minimizar o número de comutações de chaves a cada alteração de estado, para isso foi criada uma sequência simétrica de vetores. A vantagem desta técnica está na redução das perdas por comutação em comparação com a SPWM.

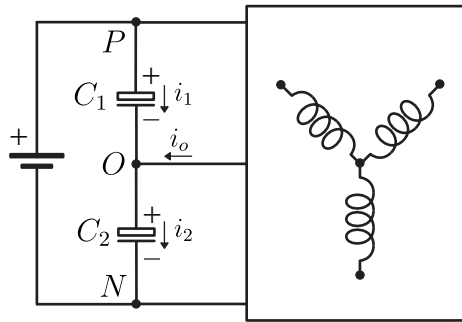
Cada técnica proposta neste trabalho possui sua metodologia e suas particularidades na seleção de vetores e na sua respectiva ordem de comutação, e estas serão apresentadas em detalhes no Capítulo 5.

4 Balanceamento dos Capacitores

4.1 Análise da Corrente do Ponto Intermediário dos Capacitores

As tensões nos terminais dos capacitores do barramento CC dependem diretamente das correntes que fluem através deles. Na Fig. 33 é representado um barramento CC com divisor capacitivo, destacando as correntes de ambos os capacitores e a corrente do ponto intermediário.

Fig. 33 – Correntes nos capacitores e no ponto intermediário do barramento CC.



Fonte: os autores.

Aplicando a Lei de Kirchhoff no circuito da Fig. 33, obtém-se:

$$i_2 = i_1 + i_o \quad (4.1)$$

Através de (4.1) é possível observar que para uma corrente i_o diferente de zero, i_1 e i_2 apresentarão valores distintos entre si. Como consequência disso, a carga (ou descarga) dos capacitores ocorrerá de forma desigual, provocando uma diferença entre as suas tensões conforme pode ser visto em (4.2) e (4.3).

$$V_{C1} = \frac{1}{C_1} \int i_1 dt \quad (4.2)$$

$$V_{C2} = \frac{1}{C_2} \int i_2 dt = \frac{1}{C_2} \int (i_1 + i_o) dt \quad (4.3)$$

com $C_1 = C_2 = C$.

A diferença entre as tensões dos capacitores ($\Delta V_{C_{12}}$) é definida neste trabalho como sendo o desequilíbrio (ou desbalanceamento) dos capacitores.

$$\Delta V_{C_{12}} = V_{C_1} - V_{C_2} \quad (4.4)$$

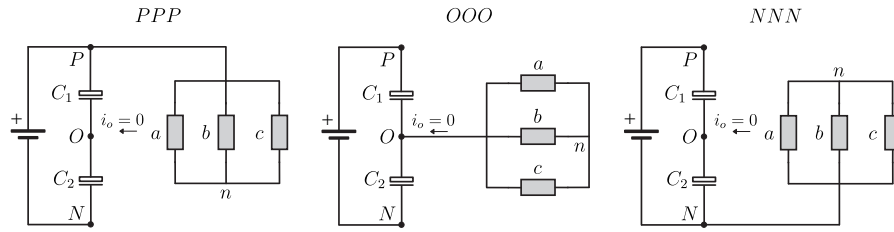
Para definir uma estratégia de equilíbrio dos capacitores é necessário analisar o efeito de cada um dos vetores e suas respectivas configurações sobre a corrente do ponto intermediário. Nas Figs. 34(a) a 34(e) é apresentada a contribuição das correntes de fase sobre a corrente do ponto intermediário para cada tipo de vetor. Acima de cada uma destas figuras é possível observar uma legenda indicando a configuração apresentada. Por exemplo, na Fig. 34(e) a legenda “*PON*” significa que a fase *a* está conectada ao polo positivo (*P*), a fase *b* está conectada ao ponto intermediário (*O*) e a fase *c* está conectada ao polo negativo (*N*) do barramento CC.

Na Fig. 34(a) são apresentadas três configurações de um mesmo vetor. É possível observar que, em todos os casos, as três fases são conectadas a um mesmo ponto do barramento CC (*P*, *N* ou *O*). Desta forma, a tensão em todas as fases será nula. Em decorrência disso, este vetor é chamado de vetor zero (VZ). É possível notar também que, durante a aplicação de um VZ, nenhuma corrente é drenada do barramento CC, logo, a aplicação deste tipo de vetor não gera nenhum efeito no equilíbrio dos capacitores.

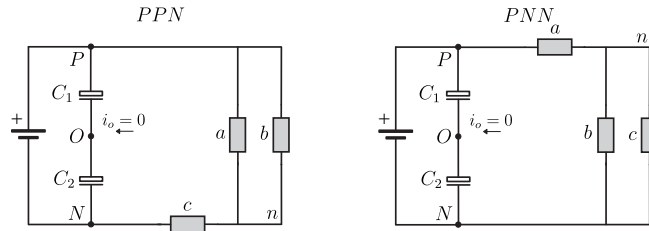
Na Fig. 34(b) são apresentados dois vetores distintos, onde duas fases são conectadas ao ponto *P* e uma ao ponto *N* (ou duas fases ao ponto *N* e uma ao ponto *P*). Diferentemente dos VZs, nestes casos há a existência de fluxo de corrente entre o barramento CC e a carga. Além disso, este tipo de configuração produz os níveis $+V_{CC}$ e $-V_{CC}$ em duas tensões de linha. Devido a isso, este tipo de vetor é chamado de vetor grande (VG). É importante notar ainda que, devido à inexistência de conexão com o ponto *O*, a corrente que entra no ponto intermediário dos capacitores (i_o) é nula, logo, a aplicação de um VG também não produz nenhum efeito no equilíbrio dos capacitores.

Na Fig. 34(c) são apresentadas duas configurações onde a carga é conectada somente aos os pontos *P* e *O* ou somente aos pontos *N* e *O*. Em ambos os casos, a corrente da fase *a* (i_a) é considerada positiva, isto é, está fluindo do barramento CC em direção à carga. Nestas configurações, as maiores amplitudes presentes na tensão de linha são $\frac{+V_{CC}}{2}$ e $\frac{-V_{CC}}{2}$, logo, este tipo de vetor é chamado de vetor pequeno (VP). É possível notar que, diferentemente dos exemplos anteriores, a corrente do ponto intermediário será igual à corrente de uma das fases. No primeiro exemplo da Fig. 34(c), i_o é igual à i_a e flui no sentido da carga para o ponto intermediário, diminuindo assim o valor de $\Delta V_{C_{12}}$. No segundo exemplo, i_o apresenta módulo igual à i_a , porém, nesta configuração, a corrente flui no sentido do ponto intermediário para a carga, aumentando o valor de $\Delta V_{C_{12}}$. Ainda é possível observar que as duas configurações geram exatamente os mesmos níveis de tensão

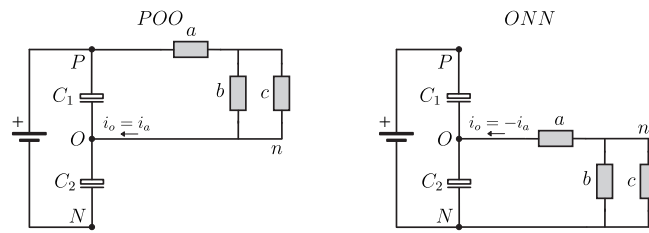
Fig. 34 – Correntes do ponto intermediário. (a) Nas três configurações do vetor zero, (b) nos vetores grandes $\vec{V}_2$ (PPN) e $\vec{V}_1$ (PNN), (c) nas duas configurações do vetor pequeno $\vec{V}_{13}$, (d) nas duas configurações do vetor pequeno $\vec{V}_{14}$ e (e) no vetor médio $\vec{V}_7$.



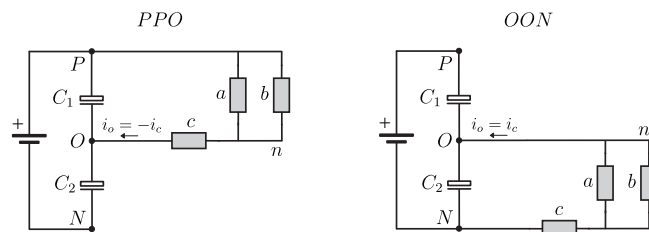
(a)



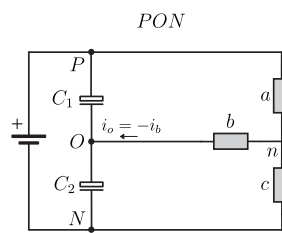
(b)



(c)



(d)



(e)

Fonte: os autores.

nas três fases. Isso significa dizer que ambas configurações são redundâncias de um mesmo vetor e, apesar de alimentarem a carga de maneira idêntica, possuem efeitos opostos sobre o equilíbrio dos capacitores. Desta forma, fica evidente que é possível definir uma estratégia de controle de balanceamento com base na seleção adequada das redundâncias dos VPs.

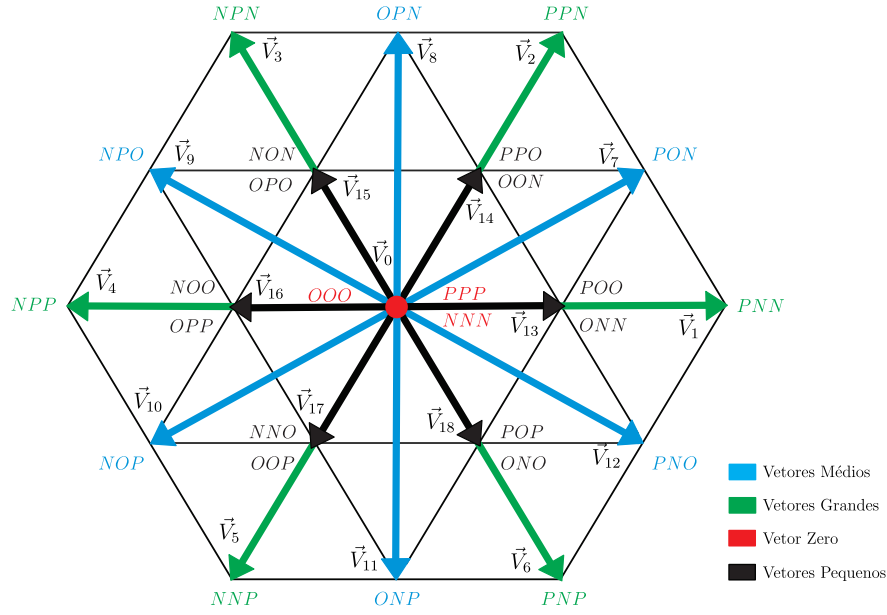
Na Fig. 34(d) são apresentadas duas redundâncias de um outro VP. A análise é idêntica a realizada nos exemplos da Fig. 34(c). Entretanto, neste caso, a corrente que exerce influência sobre o equilíbrio das tensões dos capacitores é a da fase *c*. Desta forma, é possível observar que a escolha adequada da redundância de um determinado vetor depende tanto do atual estado de desequilíbrio dos capacitores como do sentido da corrente da fase que irá exercer influência sobre o ponto intermediário.

Por fim, na Fig. 34(e) é apresentado um vetor que possui necessariamente cada fase da carga conectada a um ponto diferente do barramento CC. Estes vetores são chamados de vetores médios (VM). Neste tipo de vetor, a fase que estiver conectada ao ponto intermediário irá exercer influência sobre o equilíbrio dos capacitores (no exemplo em questão a corrente da fase *b* afetará equilíbrio). Diferentemente do que ocorre com os VPs, as redundâncias dos VMs não alteram a configuração em que a carga é conectada ao barramento CC. No exemplo da Fig. 34(e), o vetor pode ser sintetizado por dois estados topológicos distintos (estados 38 e 46 da Tab 3) e ambos produzirão a mesma configuração *PON*. Desta forma, irão afetar o equilíbrio de maneira idêntica, não sendo desejáveis para promover uma estratégia de controle. Devido a esse motivo, de uma maneira geral, VMs são conhecidos como vetores que dificultam o equilíbrio dos capacitores, pois o efeito deles irá depender unicamente das correntes de carga.

A partir das definições apresentadas, é possível identificar os tipos de todos os vetores existentes na topologia da Fig. 24. Desta forma, o SV apresentado na Fig. 30 pode ser redesenhado adicionando a informação dos tipos de cada um dos vetores. O novo SV pode ser visto na Fig. 35.

As análises realizadas até aqui demonstraram que a escolha adequada das redundâncias dos VPs constitui um mecanismo válido para obtenção do equilíbrio dos capacitores. No entanto, é importante destacar que existem diferentes abordagens para aplicação dessas redundâncias. Essas diferentes metodologias irão determinar a forma com que os tempos de aplicação são obtidos, a escolha da ordem de comutação dos vetores, quais grandezas físicas precisam ser medidas e o grau de complexidade computacional para implementação. Em (JIAO; LEE; LU, 2014) é realizada uma descrição detalhada dos três diferentes métodos de balanceamento dos capacitores presentes na literatura. Os três métodos são apresentados na seção 4.2

Fig. 35 – SV da topologia da Fig. 24 incluindo a informação dos tipos de vetores.



Fonte: os autores.

4.2 Métodos de Balanceamento dos Capacitores

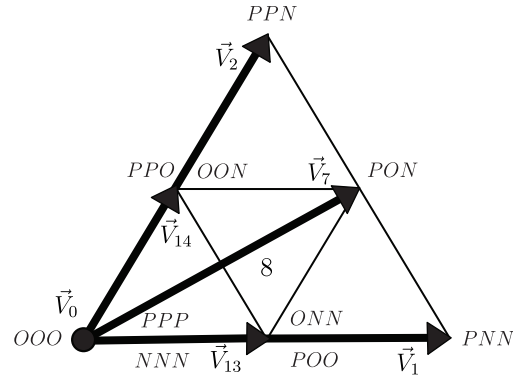
4.2.1 Método Passivo

Este método parte do princípio de que, uma vez que existem redundâncias de vetores que apresentam efeitos opostos sobre o equilíbrio dos capacitores, é possível alternar estas redundâncias a cada novo período de chaveamento, fazendo com que o circuito se comporte de forma balanceada. Uma vez que este método não necessita do conhecimento das tensões dos capacitores e nem das correntes das fases, a sua implementação é extremamente simples. No entanto, como não existe realimentação dessas grandezas, a sua eficácia só será assegurada em sistemas com a utilização de componentes ideais.

Na Fig. 36 é apresentado um recorte do primeiro sextante do SV da Fig. 35. Na Fig. 37 é ilustrada a seleção das redundâncias para uma referência situada no setor 8 da Fig. 36 considerando a utilização de componentes ideais.

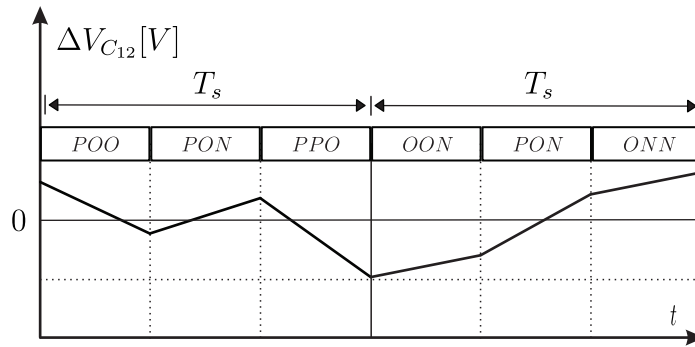
É possível observar que, para uma situação ideal, a escolha de redundâncias com efeitos opostos faz com que o circuito permaneça balanceado. Na Fig. 38 é realizada a mesma escolha de redundâncias, porém em uma situação onde são consideradas as não idealidades dos componentes. É possível observar que o valor médio de $\Delta V_{C_{12}}$ se torna diferente de zero.

Fig. 36 – Recorte do primeiro sextante do SV da Fig. 35.



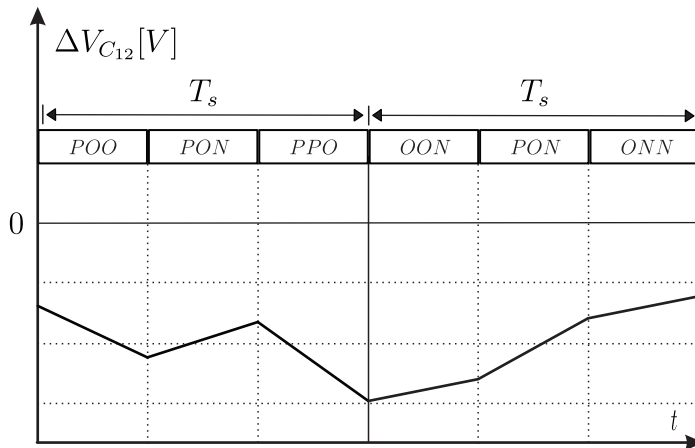
Fonte: os autores.

Fig. 37 – Método passivo de balanceamento de capacitores considerando componentes ideais.



Fonte: os autores.

Fig. 38 – Método passivo de balanceamento de capacitores considerando componentes não-ideais.



Fonte: os autores.

4.2.2 Método Ativo

O método ativo utiliza os efeitos opostos das redundâncias dentro de um mesmo período de chaveamento. Esta técnica consiste em produzir uma variação líquida nula na carga do ponto intermediário (ΔQ) dentro de um período de chaveamento. Para isso, é necessário conhecer o valor exato das três correntes de carga em cada instante de tempo, e a partir dos ciclos de trabalhos de cada vetor, definir os períodos de aplicação de cada redundância. Deste modo, $\Delta V_{C_{12}}$ sempre retornará para o seu valor inicial após cada período de chaveamento. Conforme apresentado por (JIAO; LEE; LU, 2014), a expressão de ΔQ dentro de um período de chaveamento para o exemplo do setor 8 da Fig. 36 é dada por (4.5).

$$\Delta Q = (i_a d_{POO} + i_c d_{OON} - i_a d_{ONN} - i_c d_{PPO} - i_b d_{PON}) T_s \quad (4.5)$$

onde d_{POO} , d_{OON} , d_{ONN} , d_{PPO} e d_{PON} , são os ciclos de trabalho das redundâncias POO , OON , ONN , PPO e PON respectivamente.

Os ciclos de trabalho dos vetores são iguais às somas dos ciclos de suas respectivas redundâncias. Estas relações podem ser vistas em (4.6), (4.7) e (4.8) para o caso do exemplo da Fig. 36.

$$d_{\vec{V}_{13}} = d_{POO} + d_{ONN} \quad (4.6)$$

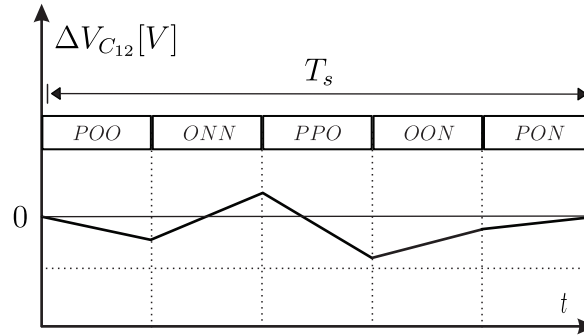
$$d_{\vec{V}_{14}} = d_{OON} + d_{PPO} \quad (4.7)$$

$$d_{\vec{V}_7} = d_{PON} \quad (4.8)$$

É importante lembrar que os ciclos de trabalhos dos vetores ($d_{\vec{V}_{13}}$, $d_{\vec{V}_{14}}$ e $d_{\vec{V}_7}$) são conhecidos, pois estes dependem da referência que está sendo sintetizada (a metodologia para obter os ciclos de trabalho dos vetores para uma determinada referência foi apresentada em detalhes no capítulo 3). As correntes de fase também são conhecidas através de suas medições. Por fim, o valor de ΔQ é definido como sendo zero para garantir uma variação nula em $\Delta V_{C_{12}}$ dentro de um período de chaveamento. Deste modo, as equações (4.5), (4.6) e (4.7), formam um sistema de três equações e quatro incógnitas, onde é necessário determinar o valor de um dos ciclos de trabalhos d_{POO} , d_{OON} , d_{ONN} ou d_{PPO} para obter os demais. Em (GRIGOLETTO et al., 2009) é apresentada uma metodologia para definir o valor de um dos ciclos de trabalho sem comprometer a capacidade de balanceamento do sistema.

Na Fig. 39 é apresentada a seleção das redundâncias para o método ativo. Como a carga líquida é nula, o valor de $\Delta V_{C_{12}}$ sempre retorna ao ponto inicial após um período de chaveamento.

Fig. 39 – Método ativo de balanceamento de capacitores.



Fonte: os autores.

O modo ativo apresenta um desempenho excelente no equilíbrio dos capacitores mesmo utilizando componentes não ideais. No entanto, a necessidade de introduzir mais comutações dentro de um período de chaveamento aumenta as perdas e provoca variações elevadas na CMV, o que é altamente indesejável em termos de corrente de fuga conforme visto na seção 3.2. Além disso, este método apresenta um maior custo computacional em decorrência da necessidade da solução de sistemas de equações a cada atualização de ciclo.

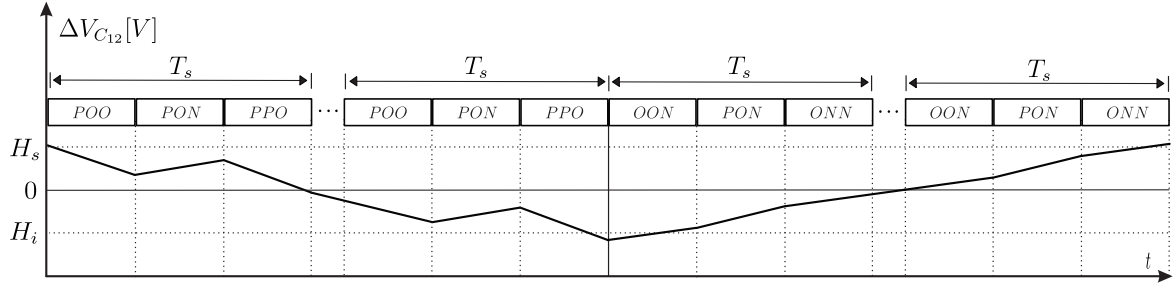
4.2.3 Método de Histerese

O método de histerese define uma banda contendo os limites máximo e mínimo aceitáveis para o valor do desequilíbrio. Desta forma, um tipo de redundância é aplicada durante diversos períodos de chaveamento até que o valor de $\Delta V_{C_{12}}$ atinja um dos limites da banda. Neste momento, ocorre a alteração do tipo de redundância aplicada para que o desequilíbrio seja levado para o sentido oposto. Neste método, a escolha da redundância é feita unicamente com base no sentido das correntes de fase e no valor de $\Delta V_{C_{12}}$ (JIAO; LEE; LU, 2014).

Na Fig. 40 é apresentado o método de histerese para balanceamento de capacitores. Os valores H_s e H_i correspondem respectivamente aos limites superior e inferior da banda. É possível observar que, diferentemente do método ativo, um mesmo tipo de redundância é aplicado durante vários períodos de chaveamento até que o valor de $\Delta V_{C_{12}}$ ultrapasse os limites estabelecidos. Dessa forma, o número de transições entre os tipos de redundâncias será maior quanto mais estreita for a banda e quanto maiores forem as diferenças entre os parâmetros dos componentes.

Em termos de capacidade de equilíbrio dos capacitores, o método passivo é o que apresenta o pior desempenho, pois a não utilização de realimentação não permite a correção

Fig. 40 – Balanceamento de capacitores pelo método de histerese.



Fonte: os autores.

de desequilíbrios causados pelas não idealidades dos componentes. Os métodos ativo e de histerese são capazes de realizar o equilíbrio dos capacitores de maneira eficaz mesmo com a utilização de componentes não ideais. O método de histerese apresenta a desvantagem de não conseguir eliminar as ondulações de baixa frequência presentes em $\Delta V_{C_{12}}$ conforme apresentado em (JIAO; LEE; LU, 2014).

Diante do aspecto multiobjetivo deste trabalho, que visa não somente assegurar o balanceamento dos capacitores, mas também mitigar a corrente de fuga, o método de histerese é altamente desejável, pois o menor número de alterações de redundâncias permite uma menor variação na tensão de modo comum, e consequentemente, menores valores de corrente de fuga (vide seção 3.2).

Diante das considerações apresentadas, todas as técnicas multiobjetivo desenvolvidas neste trabalho utilizam o método de histerese como mecanismo de controle do balanceamento dos capacitores. Na Tab. 6 são apresentados os efeitos de todos os vetores e suas respectivas redundâncias sobre o equilíbrio dos capacitores em função dos sentidos das correntes. Adicionalmente, são apresentadas as tensões de modo comum de cada um dos vetores e suas redundâncias, pois esta informação também é fundamental para o desenvolvimento das técnicas.

Tab. 6 – Efeitos dos vetores no balanceamento e suas tensões de modo comum.

Vetor	Tipo	Estado	Configuração	Condição	$\Delta V_{C_{12}}$	v_{cm}/V_{CC}
$\vec{V}_0$	VZ	0,8,16,24,32,40,48,56	NNN	-	Sem efeito	0
		7	OOO	-	Sem efeito	1/2
		63	PPP	-	Sem efeito	1
$\vec{V}_1$	VG	36,44,52,60	PNN	-	Sem efeito	1/3
$\vec{V}_2$	VG	54,62	PPN	-	Sem efeito	2/3
$\vec{V}_3$	VG	18,26,50,58	NPN	-	Sem efeito	1/3
$\vec{V}_4$	VG	27,59	NPP	-	Sem efeito	2/3
$\vec{V}_5$	VG	9,25,41,57	NNP	-	Sem efeito	1/3
$\vec{V}_6$	VG	45,61	PNP	-	Sem efeito	2/3
$\vec{V}_7$	VM	38,46	PON	$i_b > 0$	Aumenta	1/2
				$i_b < 0$	Diminui	
$\vec{V}_8$	VM	22,30	OPN	$i_a > 0$	Aumenta	1/2
				$i_a < 0$	Diminui	
$\vec{V}_9$	VM	19,51	NPO	$i_c > 0$	Aumenta	1/2
				$i_c < 0$	Diminui	
$\vec{V}_{10}$	VM	11,43	NOP	$i_b > 0$	Aumenta	1/2
				$i_b < 0$	Diminui	
$\vec{V}_{11}$	VM	13,29	ONP	$i_a > 0$	Aumenta	1/2
				$i_a < 0$	Diminui	
$\vec{V}_{12}$	VM	37,53	PNO	$i_c > 0$	Aumenta	1/2
				$i_c < 0$	Diminui	
$\vec{V}_{13}$	VP	4,12,20,28	ONN	$i_a > 0$	Aumenta	1/6
		39	POO	$i_a < 0$	Diminui	
				$i_a > 0$	Diminui	2/3
$\vec{V}_{14}$	VP	6,14	OON	$i_c > 0$	Diminui	
		55	PPO	$i_c < 0$	Aumenta	5/6
				$i_c > 0$	Diminui	
$\vec{V}_{15}$	VP	2,10,34,42	NON	$i_b > 0$	Aumenta	1/6
		23	OPO	$i_b < 0$	Diminui	
				$i_b > 0$	Aumenta	2/3
$\vec{V}_{16}$	VP	3,35	NOO	$i_a > 0$	Diminui	
		31	OPP	$i_a < 0$	Aumenta	5/6
				$i_a > 0$	Diminui	
$\vec{V}_{17}$	VP	1,17,33,49	NNO	$i_c > 0$	Aumenta	1/6
		15	OOP	$i_c < 0$	Diminui	
				$i_c > 0$	Aumenta	2/3
$\vec{V}_{18}$	VP	5,21	ONO	$i_b > 0$	Diminui	
		47	POP	$i_b < 0$	Aumenta	1/3
				$i_b > 0$	Diminui	

Fonte: os autores.

5 Técnicas Propostas

Neste capítulo serão apresentadas as quatro novas técnicas de modulação vetorial voltadas para redução de corrente de fuga e balanceamento de capacitores que foram produzidas neste trabalho. Os resultados das simulações de todas estas técnicas podem ser vistos no capítulo 6.

5.1 Técnica MCD

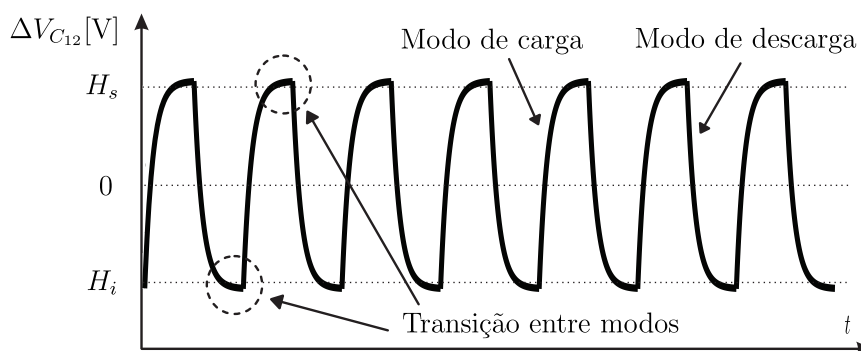
Conforme apresentado no capítulo 4, as redundâncias dos vetores pequenos podem ser utilizadas para mover o desequilíbrio dos capacitores para um sentido desejado. Com base nesse princípio, são definidos dois modos de operação para esta técnica:

- O Modo de Carga (MC): É o modo onde são selecionadas as redundâncias dos VPs afim de provocar um aumento na tensão $\Delta V_{C_{12}}$.
- O Modo de Descarga (MD): É o modo onde são selecionadas as redundâncias dos VPs afim de provocar uma diminuição na tensão $\Delta V_{C_{12}}$.

Esta técnica foi nomeada de técnica dos Modos de Carga e Descarga (MCD).

Para determinar a necessidade de aplicação de cada modo de operação, é proposta uma banda de histerese conforme pode ser visto na Fig. 41. Sempre que a tensão $\Delta V_{C_{12}}$ atingir um valor maior ou igual ao limite superior (H_s), é selecionado o MD. De forma análoga, quando for atingido o limite inferior (H_i), é selecionado o MC.

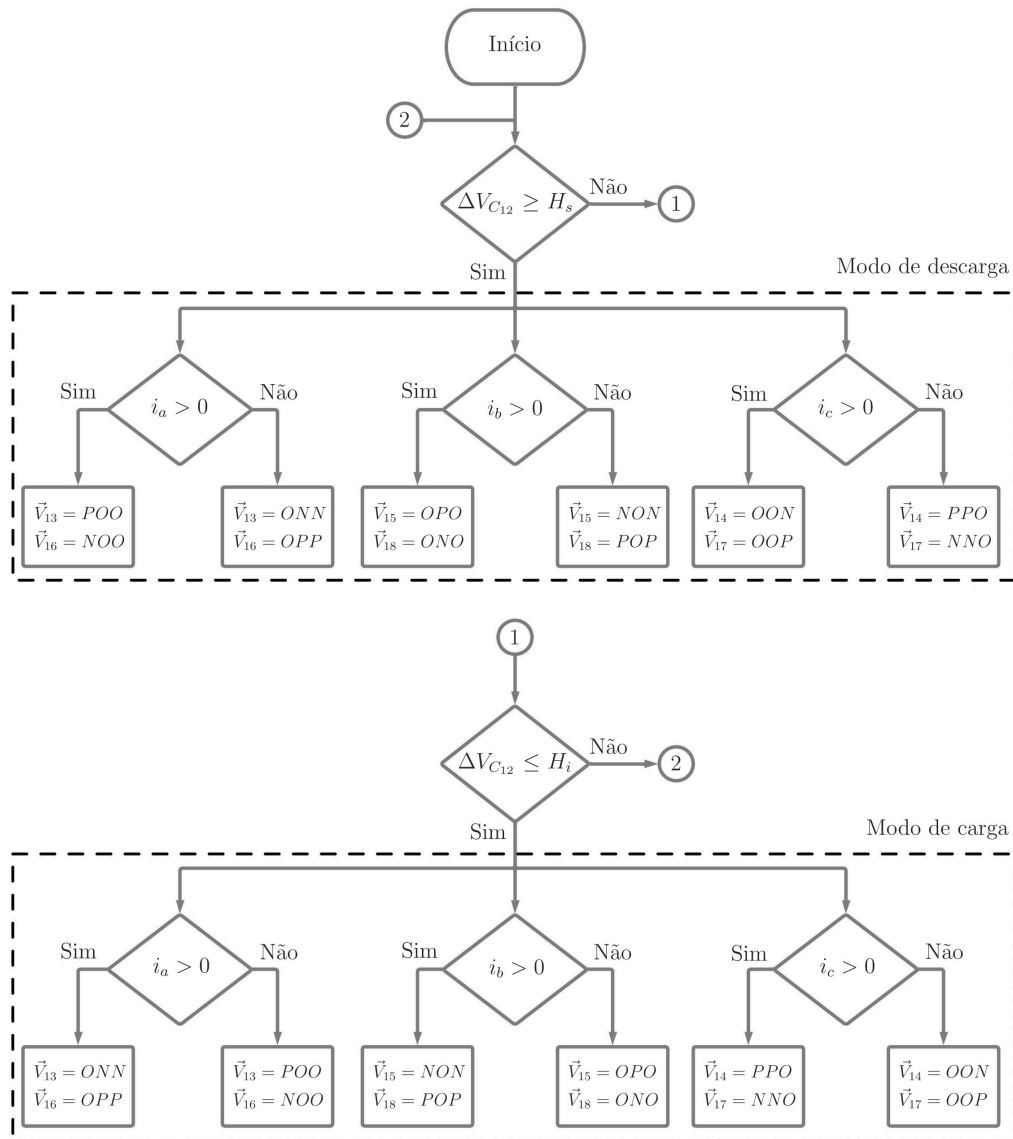
Fig. 41 – Princípio de operação da técnica MCD.



Fonte: os autores.

Conforme visto na Tab. 6, o efeito de cada redundância de um VP sobre o equilíbrio dos capacitores será determinado pelo sentido de uma corrente de fase específica. Desta forma, o algoritmo da técnica MCD deve, a cada período de atualização, levar em consideração o atual estado de desequilíbrio dos capacitores e o sentido da corrente que influencia nas redundâncias que estão sendo aplicadas. Na Fig. 42 é apresentado o algoritmo para a seleção das redundâncias dos VPs em função do desequilíbrio e do sentido das correntes.

Fig. 42 – Algoritmo de escolha de redundâncias para a técnica MCD.

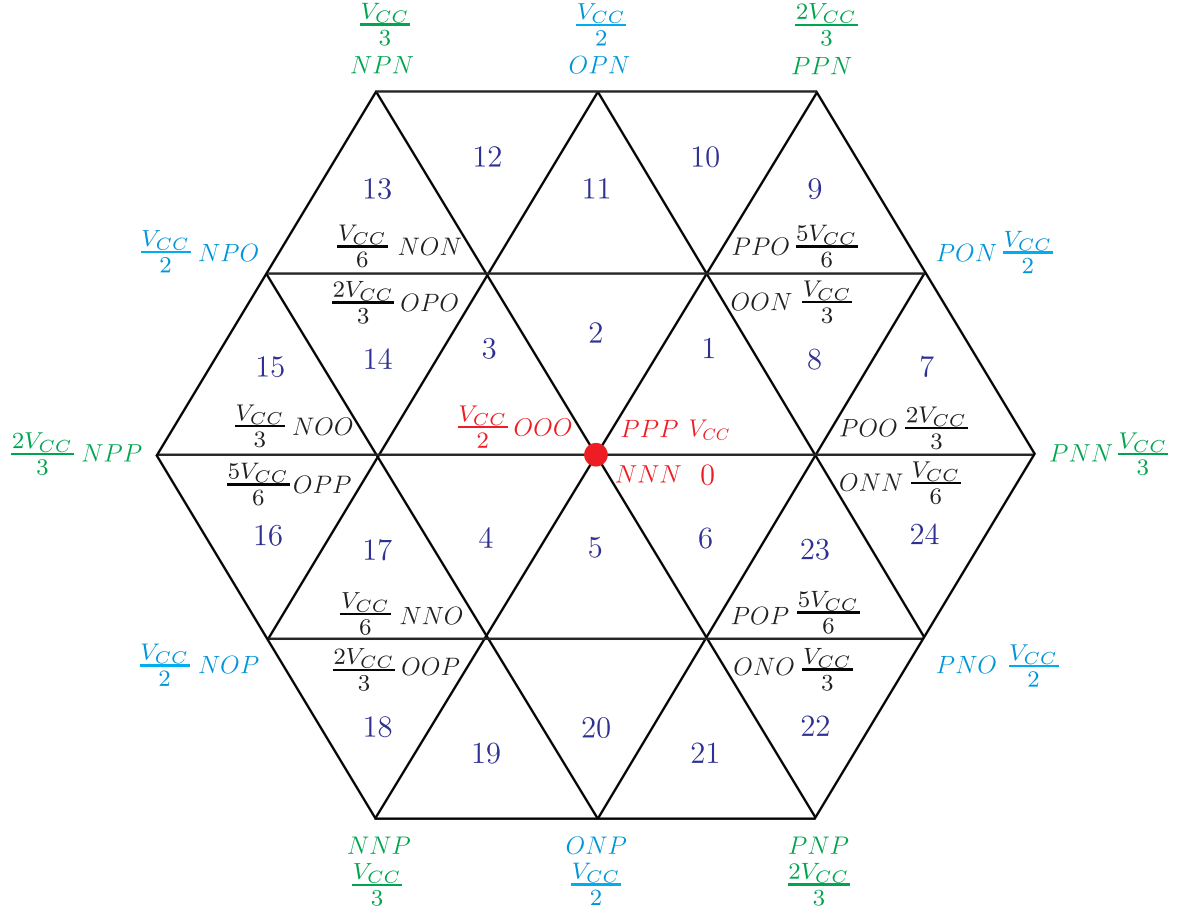


Fonte: os autores.

Através da análise da Tab. 6, é possível constatar que o uso das redundâncias dos VPs, apesar de possibilitar o balanceamento dos capacitores de maneira eficiente, produz altas variações na amplitude da tensão CMV, o que provoca o aumento da corrente de fuga (vide seção 3.2). Na Fig. 43 pode ser visto o mesmo SV apresentado na Fig. 35, porém

incluindo os valores das CMVs produzidas por todos os vetores e suas redundâncias.

Fig. 43 – SV destacando o valor da CMV de cada vetor e redundância.



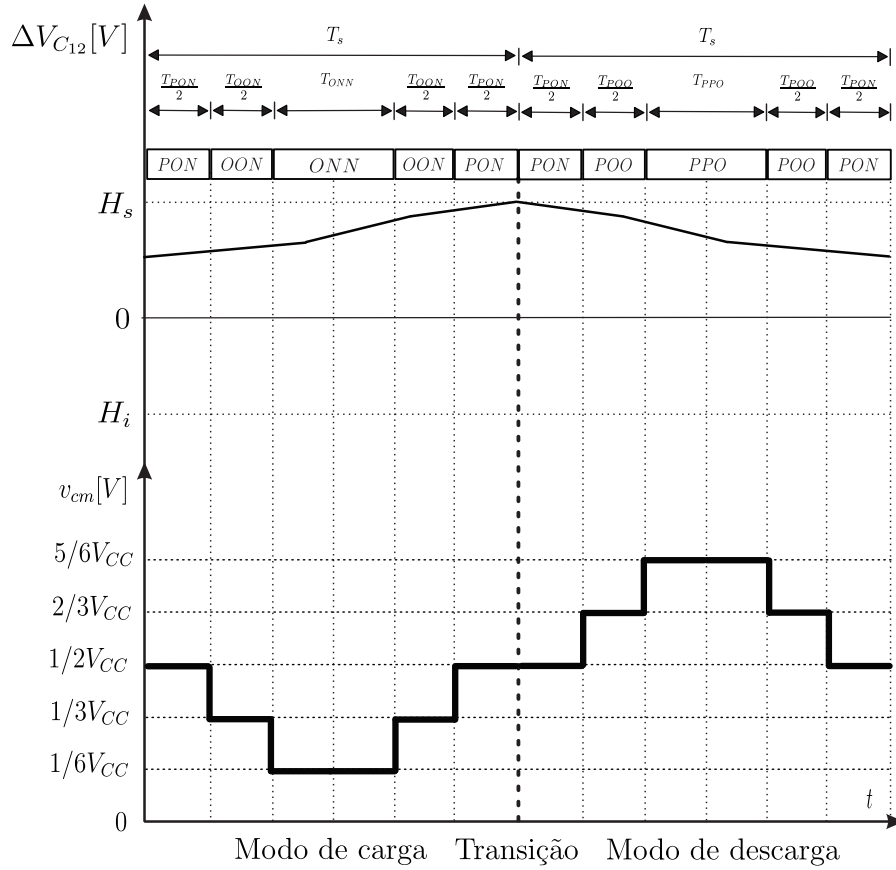
Fonte: os autores.

Tomando como exemplo o setor 8 da Fig. 43 e considerando os sentidos das correntes $i_a > 0$ e $i_c < 0$, é possível observar que algoritmo da Fig. 42 irá determinar as redundâncias ONN ($\vec{V}_{13}$) e OOO ($\vec{V}_{14}$) para o MC. As redundâncias escolhidas para o MD serão POO ($\vec{V}_{13}$) e PPO ($\vec{V}_{14}$). O vetor $\vec{V}_7$ é do tipo médio, e portanto, possui apenas uma única configuração (PON). Desta forma, no MC, a CMV apresentará os valores de $\frac{V_{CC}}{6}$, $\frac{V_{CC}}{3}$ e $\frac{V_{CC}}{2}$. No MD a CMV apresentará os valores de $\frac{V_{CC}}{2}$, $\frac{2V_{CC}}{3}$ e $\frac{5V_{CC}}{6}$. Isso significa dizer que, aplicando a estratégia clássica de escolha da ordem de comutação para o método da histerese visto na Fig. 40, a variação máxima na CMV dentro de um período de chaveamento em ambos os modos de operação será de $\frac{V_{CC}}{3}$. Por exemplo, no MD, ao sair da configuração PON (CMV de $\frac{V_{CC}}{2}$) para a configuração PPO (CMV de $\frac{5V_{CC}}{6}$), a variação na forma de onda da CMV será de $\frac{V_{CC}}{3}$. Deste modo, faz-se necessário a escolha de uma ordem de comutação que minimize a variação máxima durante as trocas de vetores.

Neste trabalho é proposta uma ordem de chaveamento aprimorada, que provoca uma variação máxima de $\frac{V_{CC}}{6}$ na CMV durante a troca dos vetores. Esta ordem de

chaveamento e os seus respectivos efeitos na tensão $\Delta V_{C_{12}}$ e na CMV podem ser vistos na Fig. 44.

Fig. 44 – Forma de onda da CMV para a ordem de comutação proposta na técnica MCD.



Fonte: os autores.

5.2 Técnica MCDN

Nomeada de técnica dos Modos de Carga, Descarga e Neutro (MCDN), esta nova proposta corresponde a um aprimoramento da MCD, com o intuito de obter melhores resultados no quesito corrente de fuga. Partindo do princípio que uma perturbação existente no balanceamento dos capacitores provoca um deslocamento no valor de $\Delta V_{C_{12}}$ em um determinado sentido, é possível avaliar que a existência de apenas dois modos de operação causa um inconveniente: enquanto um dos modos opera para corrigir o desequilíbrio, o outro modo opera no sentido de aumentar o desequilíbrio. Para exemplificar este fenômeno, supondo-se a existência de uma perturbação que provoque a redução do valor de $\Delta V_{C_{12}}$ no gráfico da Fig. 41 (definida neste trabalho como perturbação negativa). Neste caso, o modo de carga atua no sentido de corrigir o desequilíbrio. No entanto, ao atingir o limite superior da banda (H_s), o modo de descarga é selecionado, e este por sua vez, atua

no mesmo sentido da perturbação, contribuindo para reduzir o valor de $\Delta V_{C_{12}}$. Como consequência disso, o processo de descarga se torna mais rápido, o que contribui para aumentar o número de transições entre modos de operação, e portanto, uma maior variação na tensão de modo comum pode ser observada (o que eleva o valor da corrente de fuga).

Diante das considerações expostas, é proposto um novo modo de operação, no qual são aplicadas redundâncias com efeitos opostos sobre as tensões dos capacitores. Este modo é chamado de Modo Neutro (MN). A vantagem da aplicação deste modo é que os efeitos dos vetores pequenos sobre $\Delta V_{C_{12}}$ se anulam dentro de um período da rede. Desta forma, o desequilíbrio dos capacitores ocorre apenas em função da perturbação existente e deixa de ser impulsionado por um dos modo de operação. Os modos de carga e descarga continuam existindo e passam a atuar apenas no sentido de corrigir o desequilíbrio. Para reger a aplicação dos três modos de operação existentes, é proposta a utilização de duas bandas de histereses, uma interna (mais restrita) e outra externa (menos restrita).

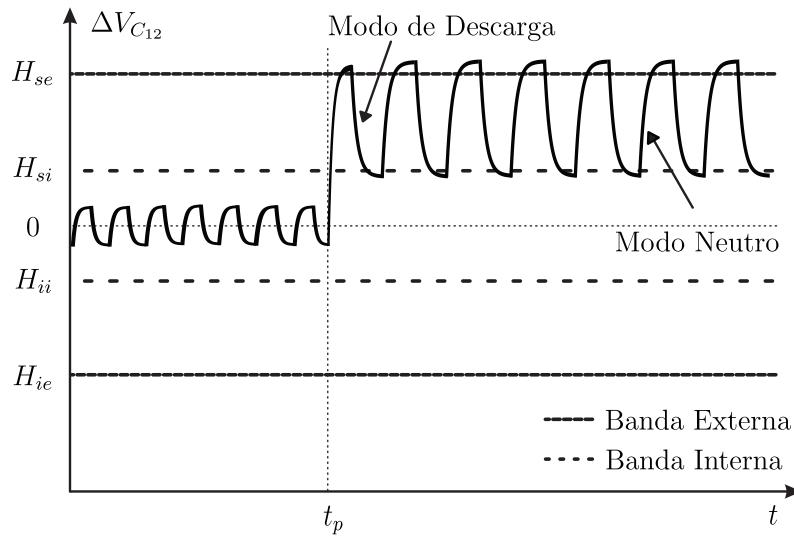
Na Fig. 45 é apresentado o princípio de funcionamento da técnica MCDN. Os valores de H_{se} e H_{ie} correspondem, respectivamente, aos limites superior e inferior da banda de histerese externa (esta banda externa equivale à banda da técnica MCD). Os valores de H_{si} e H_{ii} correspondem, respectivamente, aos limites superior e inferior da banda de histerese interna. Enquanto $\Delta V_{C_{12}}$ estiver contido dentro da banda interna, é aplicado o modo neutro. O instante t_p corresponde ao momento em que é imposta uma perturbação no equilíbrio dos capacitores que provoca o aumento de $\Delta V_{C_{12}}$ (definida neste trabalho como perturbação positiva). Quando $\Delta V_{C_{12}}$ ultrapassa o valor de H_{se} , o modo de descarga é aplicado e o desequilíbrio é deslocado no sentido oposto ao da perturbação. Quando $\Delta V_{C_{12}}$ entra novamente na banda interna, o modo neutro volta a ser aplicado. Caso fosse possível remover a perturbação, o sistema permaneceria indefinidamente dentro da banda interna. No entanto, persistindo a perturbação, $\Delta V_{C_{12}}$ será empurrado novamente para cima e permanecerá variando entre os valores H_{se} e H_{si} . Diferentemente do que ocorre na técnica MCD, onde $\Delta V_{C_{12}}$ apresenta um valor médio idealmente nulo, na MCDN existe um pequeno valor médio não nulo em $\Delta V_{C_{12}}$ decorrente da aplicação das duas bandas. Deste modo, a partir da análise da Fig. 45, observa-se que é desejável que a largura da banda interna seja consideravelmente menor que a da banda externa para que o valor médio de $\Delta V_{C_{12}}$ se aproxime de zero. A largura da banda interna é definida como sendo 30% da largura da banda externa neste trabalho.

Na Fig. 46 é apresentado novamente o funcionamento da técnica MCDN, porém na situação em que é imposta uma perturbação negativa em $\Delta V_{C_{12}}$.

A seleção das redundâncias dos vetores nos modos de carga e descarga continua baseada nos sentidos das correntes e no estado de equilíbrio dos capacitores. Portanto, segue exatamente o mesmo algoritmo apresentado na Fig. 42.

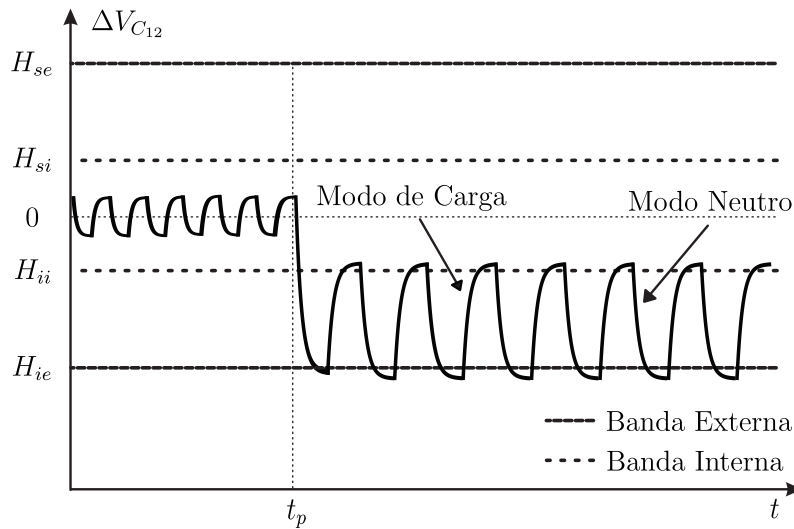
No modo neutro a seleção das redundâncias é realizada de maneira diferente. Isso

Fig. 45 – Funcionamento da técnica MCDN na presença de uma perturbação positiva.



Fonte: os autores.

Fig. 46 – Funcionamento da técnica MCDN na presença de uma perturbação negativa.



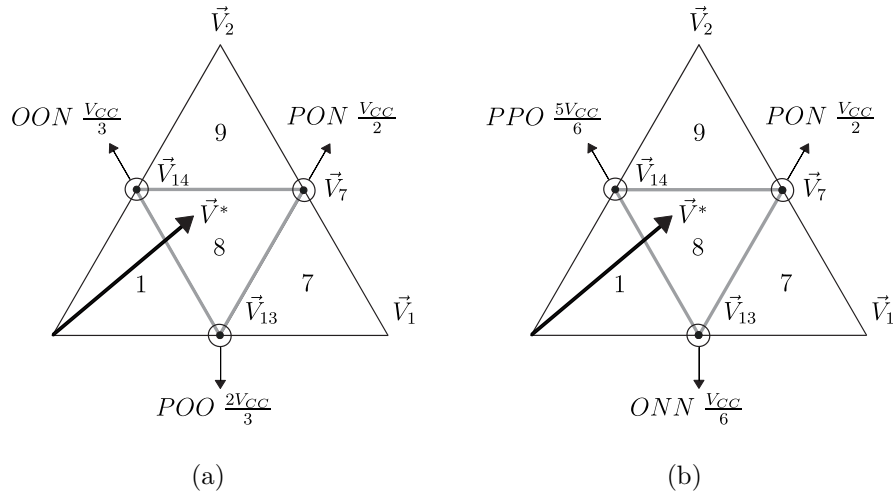
Fonte: os autores.

ocorre, pois as redundâncias precisam apresentar efeitos opostos entre si. Dessa forma, para garantir tal condição, é necessário analisar as correntes aos pares, e a partir daí, definir um par de redundâncias que provoquem efeitos opostos entre si. Além disso, o estado de equilíbrio dos capacitores não é levado em consideração nessa escolha, uma vez que o objetivo deste modo é que os vetores tenham seus efeitos anulados, e não realizar uma correção no desequilíbrio.

Nas Figs. 47(a) e 47(b) é possível observar as duas possibilidades de seleção de

redundâncias no setor 8 para o modo neutro. Nestes exemplos, a corrente i_a é considerada positiva e a corrente i_c é considerada negativa. Desta forma, as configurações *ONN* e *OON* dos respectivos vetores $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{14}$ provocam o aumento de $\Delta V_{C_{12}}$ e as configurações *POO* e *PPO* provocam a redução de $\Delta V_{C_{12}}$ (os efeitos de todas as configurações podem ser vistos na Tab. 6). Diante destas considerações, existem dois pares de escolhas possíveis para realizar o modo neutro. A primeira delas (Fig. 47(a)) consiste em escolher as configurações *POO* e *OON* para os vetores $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{14}$ respectivamente. Neste caso, a tensão de modo comum irá assumir os níveis $\frac{V_{CC}}{3}$, $\frac{V_{CC}}{2}$ e $\frac{2V_{CC}}{3}$ dentro do setor 8. A segunda opção (Fig. 47(b)) consiste em escolher as configurações *ONN* e *PPO* para os vetores $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{14}$ respectivamente. Neste caso, a tensão de modo comum irá assumir os níveis $\frac{V_{CC}}{6}$, $\frac{V_{CC}}{2}$ e $\frac{5V_{CC}}{6}$ dentro do setor 8. Em ambos os casos, as redundâncias escolhidas para os vetores $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{14}$ apresentarão efeitos opostos sobre $\Delta V_{C_{12}}$. No entanto, para garantir a menor variação possível na tensão de modo comum, a escolha das configurações *POO* e *OON* é a indicada (Fig. 47(a)).

Fig. 47 – Seleção de redundâncias no setor 8 para o modo neutro. (a) possibilidade 01 e (b) possibilidade 02.



Fonte: os autores.

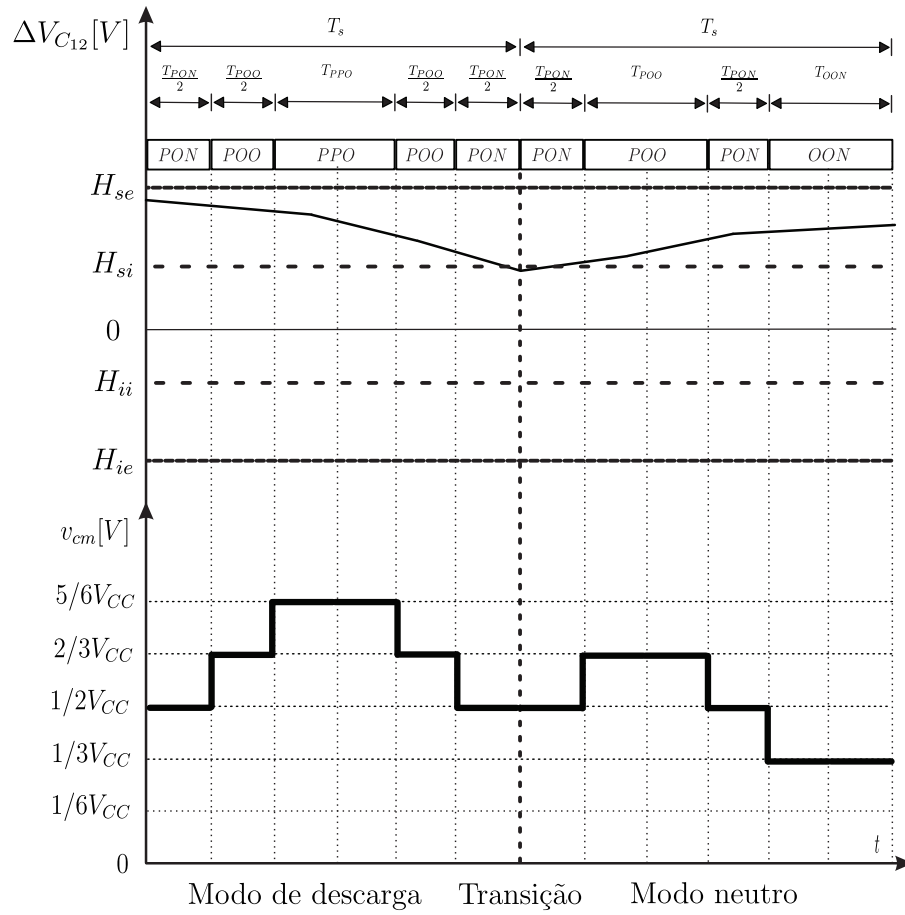
O procedimento apresentado nas Figs. 47(a) e 47(b) é válido para todos os setores onde existem dois vetores pequenos, isto é, setores 1, 2, 3, 4, 5, 6, 8, 11, 14, 17, 20 e 23 da Fig. 43.

Nos setores 7, 9, 10, 12, 13, 15, 16, 18, 19, 21, 22 e 24 da Fig. 43 só há um único vetor pequeno presente. Desta forma, a maneira de aplicar o modo neutro neste tipo de setor é selecionando redundâncias com efeitos opostos em setores distintos, afim de que seus efeitos sejam anulados dentro de um período da rede. Na Fig. 48 é apresentado o espaço vetorial destacando apenas os setores que possuem um único vetor pequeno. Nesta figura, os setores destacados com a mesma cor são influenciados pela corrente da mesma

e 22), cujos efeitos dos vetores pequenos ($\vec{V}_{15}$ e $\vec{V}_{18}$) dependem do sentido da corrente i_b e nos setores destacados em vermelho (7, 15, 16 e 24), cujos efeitos dos vetores pequenos ($\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{16}$) dependem do sentido da corrente i_a . Em todos os setores da Fig. 48 foram selecionadas as redundâncias onde a tensão de modo comum sempre irá assumir os níveis $\frac{V_{CC}}{3}$, $\frac{V_{CC}}{2}$ e $\frac{2V_{CC}}{3}$ durante a aplicação do modo neutro.

A ordem de comutação empregada na técnica MCDN é a mesma da técnica MCD. Na Fig. 49 é apresentada a ordem de comutação e a respectiva forma de onda da tensão de modo comum na presença de uma perturbação positiva no equilíbrio dos capacitores.

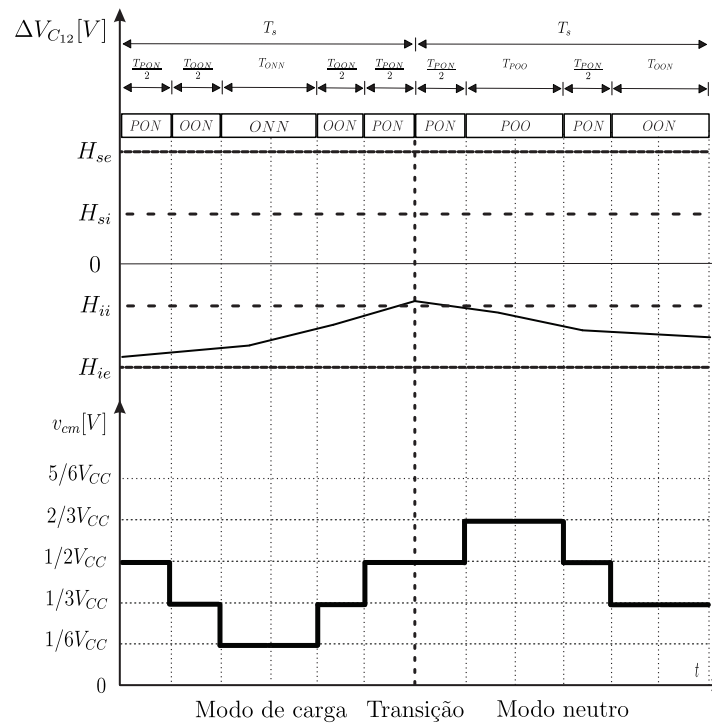
Fig. 49 – Forma de onda da CMV na presença de uma perturbação positiva.



Fonte: os autores.

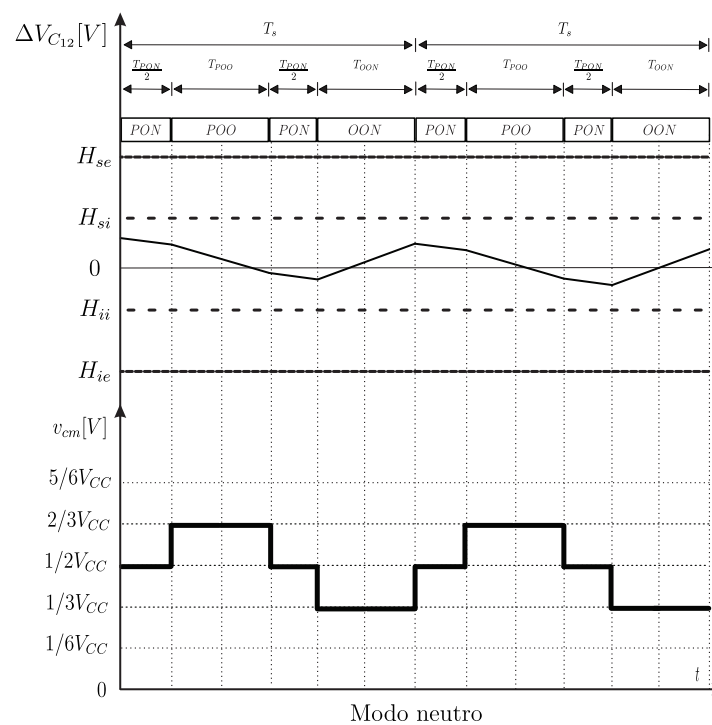
Na Fig. 50 é apresentada a forma de onda da tensão de modo comum na presença de uma perturbação negativa no equilíbrio dos capacitores. Na ausência de perturbação (situação em que são considerados apenas componentes ideais), o modo neutro permanecerá sempre selecionado. Na Fig. 51 é apresentada a forma de onda da tensão de modo comum na ausência de perturbação.

Fig. 50 – Forma de onda da CMV na presença de uma perturbação negativa.



Fonte: os autores.

Fig. 51 – Forma de onda da CMV na ausência de perturbação.



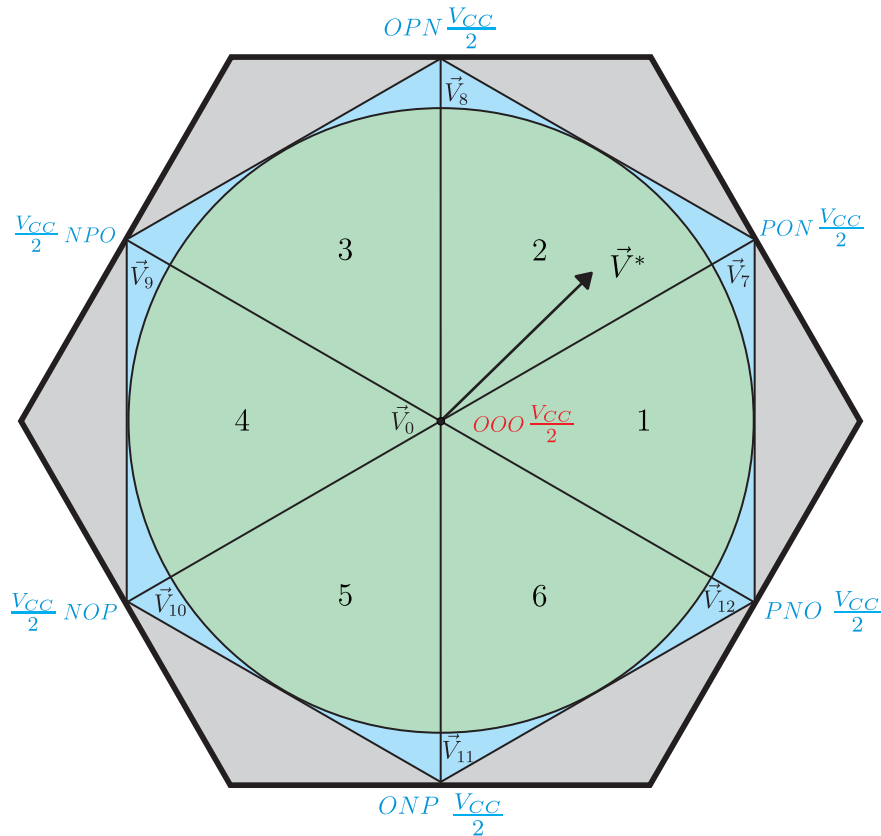
Fonte: os autores.

5.3 Técnica SMZV

Nomeada de *Small Medium Zero Vectors* (SMZV), esta proposta é derivada da técnica 2MV1Z apresentada na subseção 2.3.4. Como o próprio nome sugere, além da utilização de vetores médios e zeros, passa-se a aplicar também vetores pequenos. A adição deste tipo de vetor possui o único objetivo de garantir a capacidade de equilíbrio dos capacitores.

Conforme visto na subseção 2.3.4, a 2MV1Z é altamente eficaz na redução da corrente de fuga. Isso ocorre pelo fato da utilização de apenas vetores médios e do vetor zero na configuração *OOO*, o que faz com que a tensão de modo comum permaneça constante no valor de $\frac{V_{CC}}{2}$ durante todo o período da rede. Conforme visto na seção 3.2, para uma tensão de modo comum constante, a corrente de fuga produzida é idealmente nula (vide Figs. 27 e 28). Como desvantagens da técnica 2MV1Z, tem-se a incapacidade de realizar o balanceamento dos capacitores devido a ausência de vetores pequenos na modulação. Além disso, a área útil do espaço vetorial é reduzida, o que provoca a limitação do índice de modulação máximo permitido pela modulação. Na Fig. 52 é apresentado o SV da técnica 2MV1Z destacando as tensões de modo comum dos vetores utilizados.

Fig. 52 – SV da técnica 2MV1Z destacando o valor da CMV de cada vetor.



Fonte: os autores.

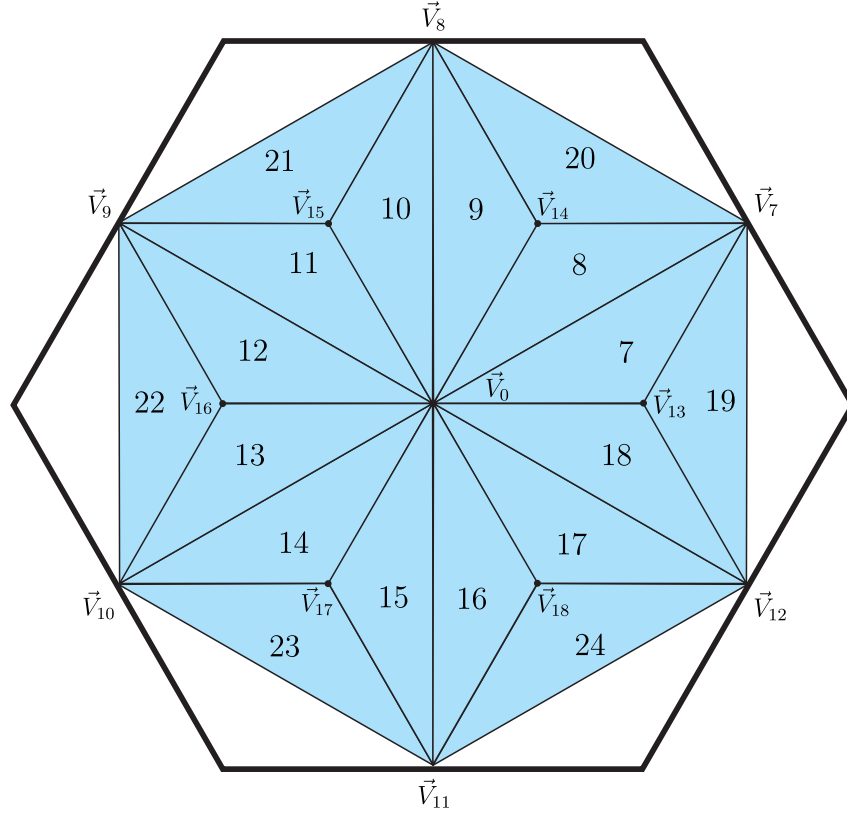
Na Fig. 52 o hexágono de cor cinza corresponde a região do espaço vetorial disponível em outras técnicas de modulação, como por exemplo, LMZV, MCD, MCDN e SVM convencional. O hexágono de cor azul representa o espaço vetorial disponível na técnica 2MV1Z e o círculo verde corresponde ao limite da região em que o vetor de referência pode excursionar sem que haja sobremodulação (região linear da modulação). O máximo índice de modulação da técnica 2MV1Z é aproximadamente 0,87. A ordem de comutação para o setor 1 da técnica 2MV1Z e a respectiva forma de onda da tensão de modo comum produzida podem ser vistas na Fig. 21 da subseção 2.3.4.

Diante do que foi exposto, fica evidente que a técnica 2MV1Z apresenta uma vantagem valiosa no quesito corrente de fuga. Desta forma, com o intuito de unir esta vantagem com a capacidade de balanceamento dos vetores pequenos, é proposta a técnica SMZV, que corresponde à combinação da 2MV1Z com a aplicação de vetores pequenos apenas nos momentos onde há a necessidade de corrigir o equilíbrio dos capacitores. O método pelo qual é feito o controle de balanceamento dos capacitores continua sendo o da histerese, devido às vantagens apresentadas no capítulo 4. É importante destacar que, tanto a estratégia com uma banda de histerese como a estratégia com duas bandas, podem ser utilizadas nesta técnica. Deste modo, foi escolhida a estratégia das duas bandas de histerese apresentada na seção 5.2, devido ao seu desempenho superior em termos de corrente de fuga.

O funcionamento da técnica SMZV ocorre da seguinte maneira: enquanto o valor de $\Delta V_{C_{12}}$ estiver contido dentro dos limites da banda interna (H_{si} e H_{ii}), é aplicada a técnica 2MV1Z exatamente como apresentada na subseção 2.3.4, utilizando o espaço vetorial e a ordem de comutação apresentados nas Figs. 52 e 21 respectivamente. Desta forma, a tensão de modo comum será constante e a corrente de fuga será nula durante estes momentos. Quando $\Delta V_{C_{12}}$ atingir um dos limites da banda externa (H_{se} ou H_{ie}), os vetores pequenos serão aplicados afim de corrigir o desequilíbrio. Como não existem vetores pequenos no SV da Fig. 52, neste trabalho é proposto um novo SV baseado na técnica 2MV1Z e que contém os vetores pequenos. Este novo SV pode ser visto na Fig. 53. Nesta figura é possível observar que o vetor zero e os vetores médios são mantidos inalterados ($\vec{V}_0$, $\vec{V}_7$, $\vec{V}_8$, $\vec{V}_9$, $\vec{V}_{10}$, $\vec{V}_{11}$ e $\vec{V}_{12}$) e são adicionados os vetores pequenos ($\vec{V}_{13}$ a $\vec{V}_{18}$). A adição destes vetores produz novos setores, e estes foram nomeados de 7 a 24 (vide Fig. 53). É importante destacar que os setores de 1 a 6 continuam definidos do mesmo modo que na técnica 2MV1Z, isto é, os setores 7, 18 e 19 da Fig. 53, por exemplo, compõem o setor 1 da Fig. 52. Isso significa dizer, que, na prática, quando ocorre o rompimento de um dos limites da banda de histerese externa, tudo que é feito é redefinir os setores e aplicar os vetores pequenos com as redundâncias adequadas para corrigir o desequilíbrio. Para a escolha dessas redundâncias, é aplicado o algoritmo apresentado na Fig. 42, que continua sendo válido também para esta técnica. Por fim, é importante observar que o formato e os limites externos dos espaços vetoriais das Figs. 52 e 53 são exatamente os mesmos, e portanto, as

mesmas limitações presentes no índice de modulação da técnica 2MV1Z são mantidas na SMZV.

Fig. 53 – SV proposto para a técnica SMZV.

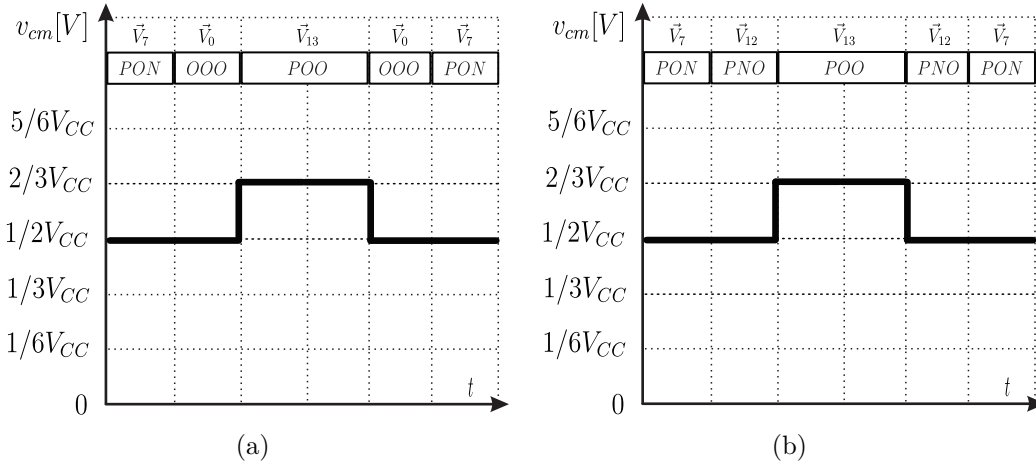


Fonte: os autores.

Para definir a ordem de comutação dos vetores da Fig. 53, inicialmente é necessário analisar os dois tipos de setores existentes. O primeiro tipo é aquele que possui dois vetores médios e um pequeno (setores 19 a 24). O segundo tipo é aquele que possui um vetor pequeno, um zero e um médio (setores 7 a 18). Em ambos os casos, a tensão de modo comum será igual a $\frac{V_{CC}}{2}$ em dois dos três vetores aplicados, e apenas o vetor pequeno irá produzir variações na tensão de modo comum. Deste modo, a mesma estratégia de comutação pode ser empregada em todos os setores da Fig. 53. Nas Figs. 54(a) e 54(b) são apresentadas as ordens de comutações para referências situadas nos setores 7 e 19 respectivamente.

Por fim, na Fig. 55 é apresentada a forma de onda resultante da tensão de modo comum da técnica SMZV. Inicialmente, ΔV_{C12} está contido dentro dos limites da banda interna, e portanto, a técnica 2MV1Z está sendo aplicada e permanece assim durante vários períodos de chaveamento (T_s). A tensão de modo comum permanece constante e a corrente de fuga é nula. Quando ΔV_{C12} atinge um dos limites da banda externa (neste

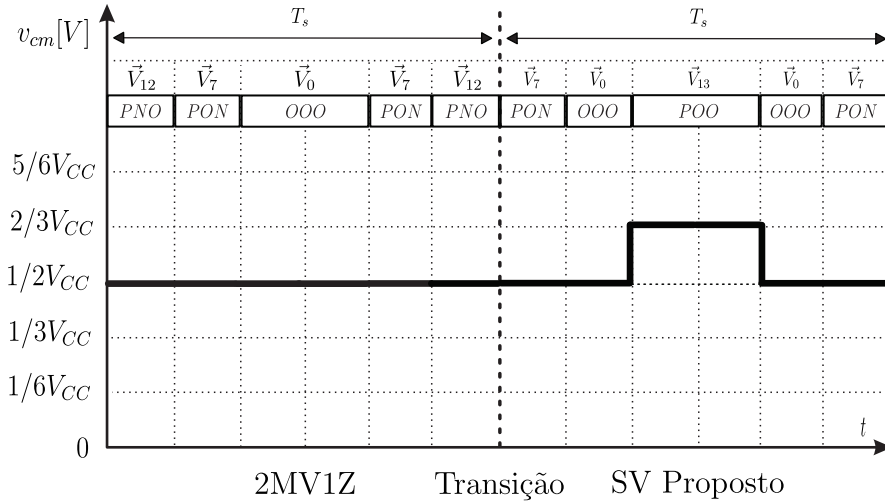
Fig. 54 – Ordem de comutação para o SV proposto. (a) No setor 7 e (b) no setor 19.



Fonte: os autores.

caso o limite superior), ocorre a transição e passa-se a aplicar os vetores pequenos do SV da Fig. 53 afim de deslocar o valor de ΔV_{C12} de volta para a banda interna. A tensão de modo comum passa a apresentar variações e a corrente de fuga passa a ter um valor não nulo. Após ΔV_{C12} entrar novamente na interna, a técnica 2MV1Z volta a ser aplicada e o processo se repete de forma cíclica.

Fig. 55 – CMV resultante da técnica SMZV.



Fonte: os autores.

5.4 Técnica MSV

As técnicas MCD e MCDN propostas nas seções 5.1 e 5.2 respectivamente, apresentam, dentro de um período de chaveamento, tensões de modo comum cujas amplitudes de

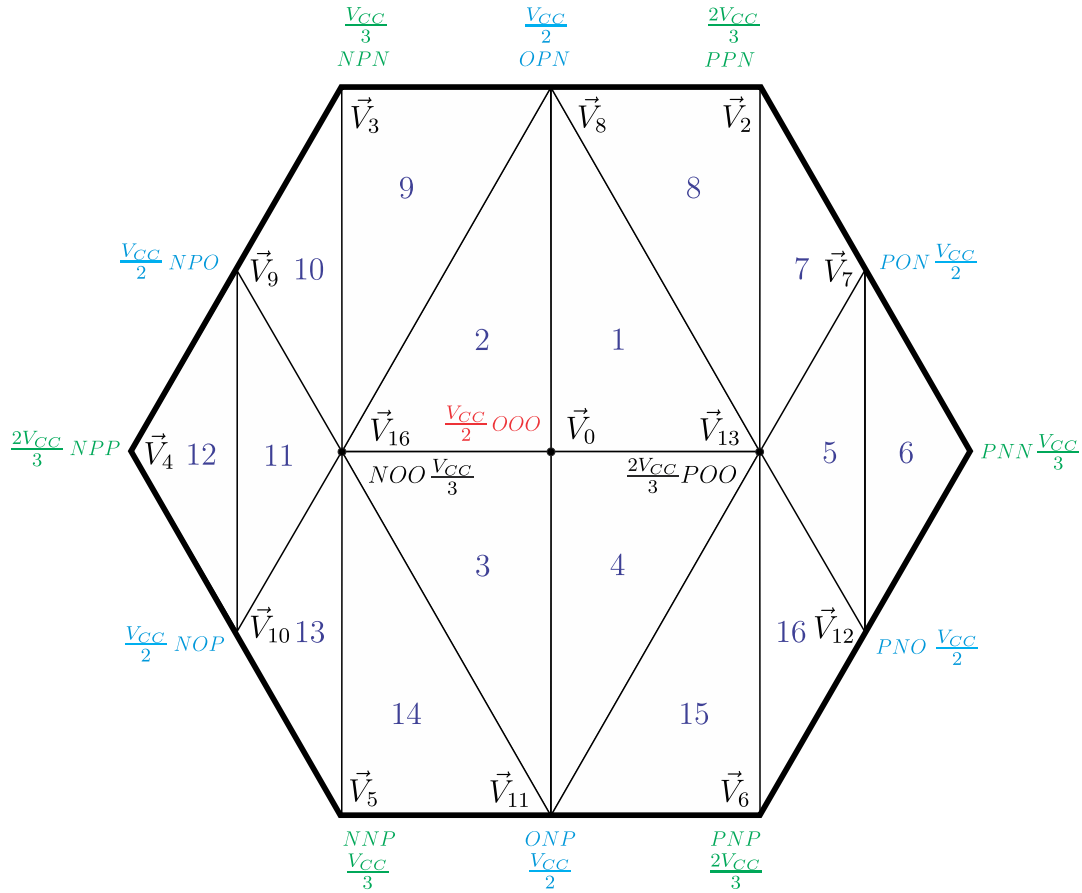
pico a pico são de $\frac{V_{CC}}{3}$ e com degraus de tensão no valor de $\frac{V_{CC}}{6}$ (vide Figs. 44, 49, 50 e 51). Apesar destas variações serem menores em comparação com a técnica SVM convencional, a qual possui amplitudes de até $\frac{2V_{CC}}{3}$ de pico a pico e com degraus de até $\frac{V_{CC}}{3}$ (vide subseção 2.3.2), outras técnicas existentes conseguem reduzir ainda mais a amplitude da tensão de modo comum. Um dos exemplos é a técnica a LMZV apresentada na subseção 2.3.5. Nela, a amplitude da tensão de modo comum dentro de um período de chaveamento é de $\frac{V_{CC}}{6}$ de pico a pico. No entanto, para conseguir isso, o autor propôs não utilizar os vetores pequenos, o que impossibilita o controle do equilíbrio dos capacitores. Outros exemplos são as técnicas 2MV1Z e 3MV apresentadas nas subseções 2.3.4 e 2.3.3 respectivamente. Estas possuem uma tensão de modo comum constante, mas também não são capazes de assegurar o balanceamento dos capacitores (pelo mesmo motivo da LMZV), além de possuírem uma área menor disponível no espaço vetorial, limitando o valor máximo do índice de modulação.

Diante destas considerações, nesta seção é proposta a técnica *Modified Space Vector* (MSV), que apresenta um novo espaço vetorial capaz de manter, na maior parte do tempo, a amplitude da tensão de modo comum em $\frac{V_{CC}}{6}$ de pico a pico. Além disso, não é imposta nenhuma redução na área do espaço vetorial, o que garante o máximo valor de índice de modulação igual a 1. Por fim, todos os tipos de vetores são utilizados (zero, pequenos, médios e grandes), e portanto, é possível assegurar o controle de balanceamento dos capacitores. O espaço vetorial proposto para esta técnica pode ser visto na Fig. 56.

Na proposta apresentada na Fig. 56, os vetores zero, grandes e médios ($\vec{V}_0$ a $\vec{V}_{12}$) foram mantidos exatamente como no espaço vetorial convencional visto na Fig. 43. Com relação aos vetores pequenos, foram mantidos apenas $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{16}$ nas respectivas configurações *POO* e *NOO* (os vetores $\vec{V}_{14}$, $\vec{V}_{15}$, $\vec{V}_{17}$ e $\vec{V}_{18}$ não são utilizados). Foram gerados novos setores, e estes foram nomeados de 1 a 16. É possível observar que em todos os setores existentes a tensão de modo comum só pode assumir os níveis $\frac{V_{CC}}{3}$ e $\frac{V_{CC}}{2}$, ou então, $\frac{V_{CC}}{2}$ e $\frac{2V_{CC}}{3}$. Deste modo, no novo SV proposto a tensão de modo comum apresenta um valor de pico a pico de $\frac{V_{CC}}{6}$ dentro de um período de chaveamento.

Para realizar o controle de balanceamento dos capacitores, é aplicado o método das duas bandas de histerese apresentado na seção 5.2. Deste modo, quando o valor de $\Delta V_{C_{12}}$ estiver contido na banda interna, são selecionadas as configurações *POO* e *NOO* para os respectivos vetores $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{16}$, exatamente como apresentado na Fig. 56. Durante todo este período, a tensão de modo comum apresentará amplitude de pico a pico de $\frac{V_{CC}}{6}$. Quando o valor de $\Delta V_{C_{12}}$ atingir um dos limites da banda externa, as redundâncias dos vetores $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{16}$ serão selecionadas afim de deslocar o desequilíbrio de volta para dentro da banda interna. Para a escolha dessas redundâncias, o algoritmo apresentado na Fig. 42 continua sendo válido. No entanto, vale ressaltar que na técnica MSV a escolha das redundâncias é realizada de forma mais simples do que nas técnicas MCD, MCDN e

Fig. 56 – SV proposto para a técnica MSV.



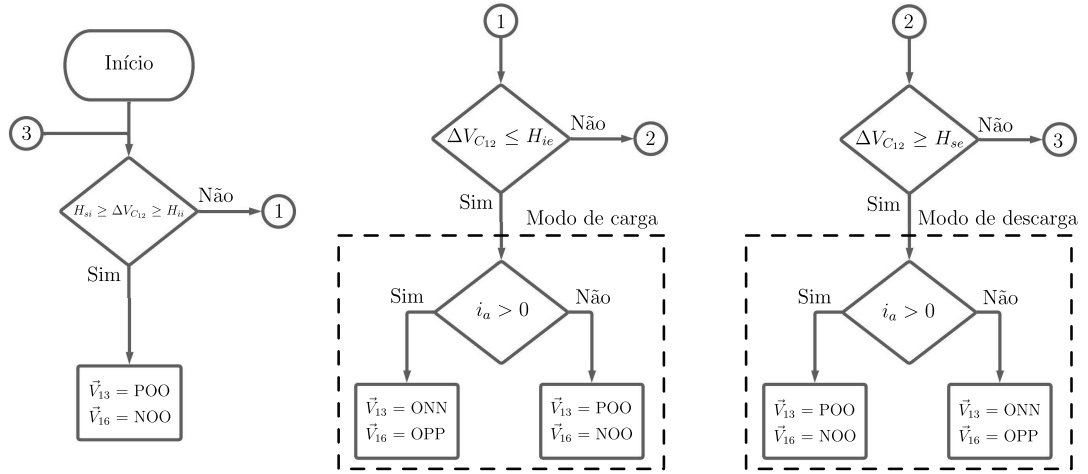
Fonte: os autores.

SMZV. Isso ocorre devido ao fato de que os efeitos das redundâncias dos vetores $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{16}$ dependem unicamente do sentido da corrente i_a , e portanto, não é necessário avaliar os sentidos das demais correntes. Dessa forma, o algoritmo da Fig. 42 pode ser simplificado para aplicação na técnica MSV. Esta nova versão do algoritmo pode ser vista na Fig. 57.

Através do algoritmo apresentado na Fig 57, é possível observar que quando ΔV_{C12} atingir um dos limites da banda externa, as configurações *ONN* e *OPP* poderão ser selecionadas para os vetores $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{16}$ respectivamente. Nestes caso, as tensões de modo comum geradas por essas configurações serão de $\frac{V_{CC}}{6}$ e $\frac{5V_{CC}}{6}$ respectivamente. Como consequência disso, apenas nos instantes em que essas configurações são aplicadas, a amplitude de pico a pico da tensão de modo comum aumenta de $\frac{V_{CC}}{6}$ para $\frac{V_{CC}}{3}$.

Na Fig. 58 é apresentada a ordem de comutação proposta para a técnica MSV e a respectiva forma de onda da tensão de modo comum para uma referência dentro do setor 5. Inicialmente, ΔV_{C12} está contido dentro dos limites da banda interna e as redundâncias *POO* e *NOO* são escolhidas para os vetores $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{16}$ respectivamente. Nestes momentos, a tensão de modo comum apresentará, em qualquer setor, uma amplitude de $\frac{V_{CC}}{6}$ de pico

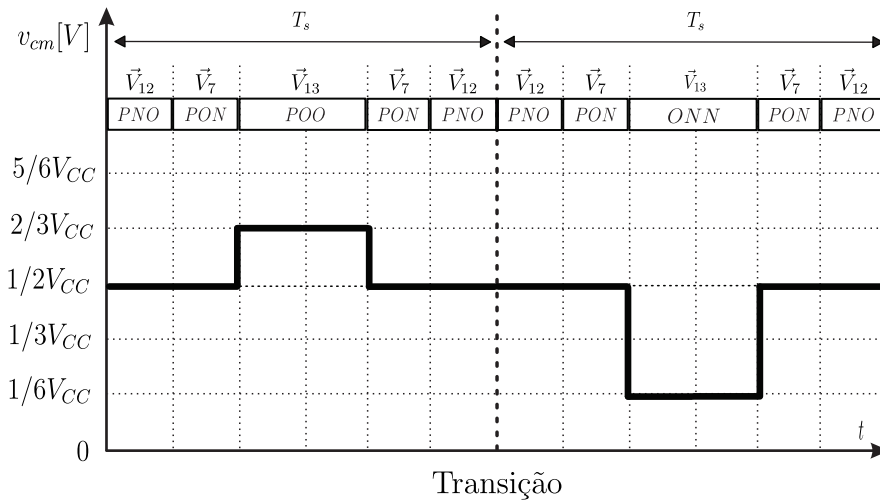
Fig. 57 – Algoritmo para seleção de redundâncias na técnica MSV.



Fonte: os autores.

a pico dentro de um período de chaveamento. Quando ΔV_{C12} ultrapassa um dos limites da banda externa (neste exemplo o limite inferior), ocorre a transição entre modos de operação e as configurações dos vetores $\vec{V}_{13}$ e $\vec{V}_{16}$ passam a ser escolhidas através do algoritmo da Fig. 57. Nestes momentos, a amplitude de pico a pico da tensão de modo comum passar a ser de $\frac{V_{CC}}{3}$.

Fig. 58 – CMV resultante da técnica MSV.



Fonte: os autores.

6 Resultados de Simulação

Neste capítulo são apresentados todos os resultados das simulações dinâmicas das técnicas propostas MCD, MCDN, SMZV e MSV e das técnicas presentes na literatura 2MV1Z, 3MV, LMZV e SVM convencional. Os resultados de todas as simulações são discutidos e comparados.

6.1 Resultados das Técnicas Presentes na Literatura

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações dinâmicas para as técnicas existentes na literatura 2MV1Z, 3MV, LMZV e SVM convencional (apresentadas nas subseções 2.3.4, 2.3.3, 2.3.5 e 2.3.2 respectivamente). Como estas técnicas não realizam o controle de balanceamento dos capacitores individualmente, serão apresentados os resultados para as situações com e sem perturbação no equilíbrio dos capacitores. Para todas as técnicas, a perturbação é causada aplicando um resistor de $500\ \Omega$ em paralelo com o capacitor C_1 (perturbação negativa). Todos os resultados foram obtidos utilizando o software Power Simulation (PSIM) versão 9.0.

Os parâmetros de simulação utilizados para todas as técnicas desta seção podem ser vistos na Tab. 7.

Tab. 7 – Parâmetros de simulação utilizados.

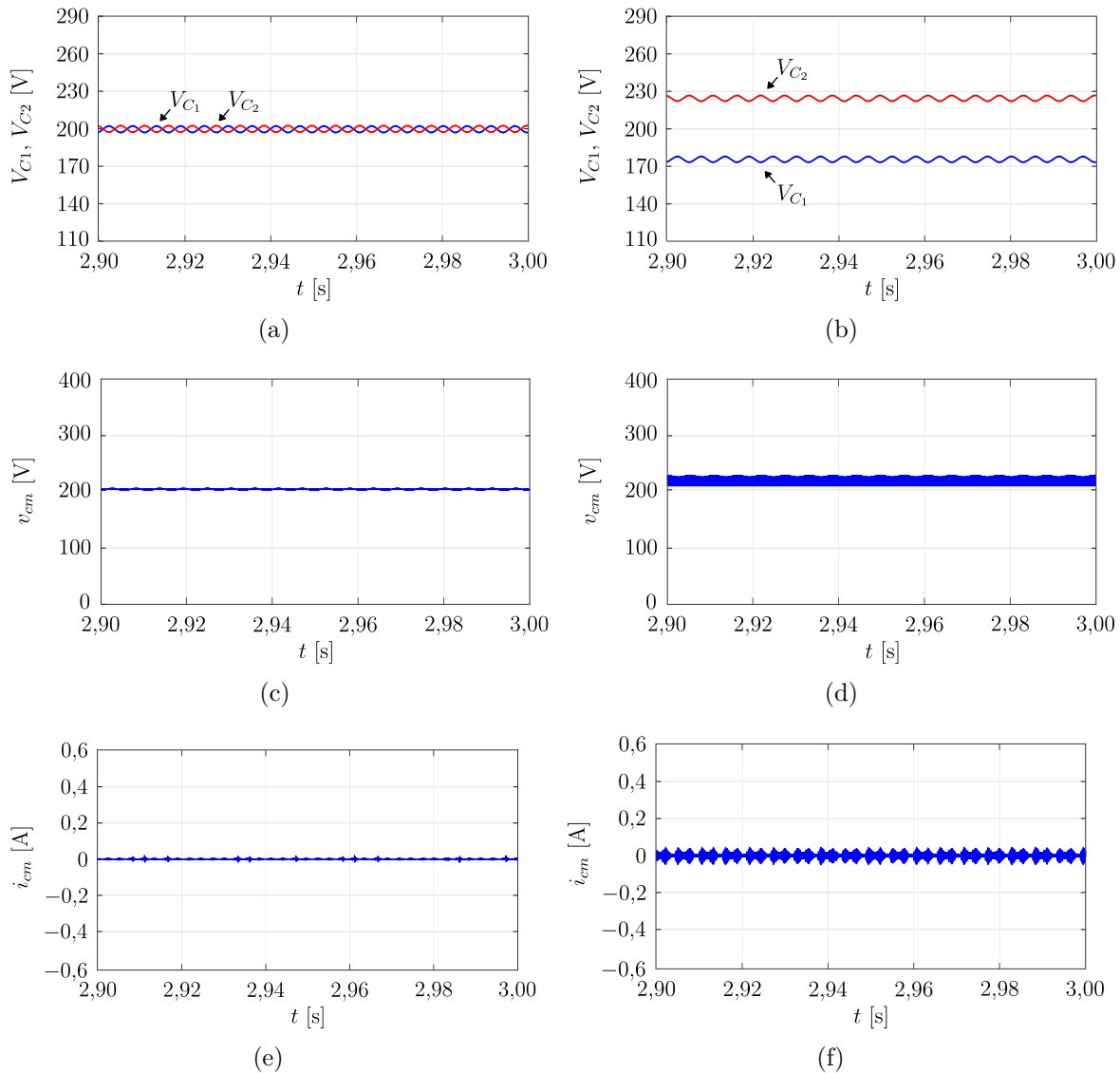
Parâmetros	Valores
$P_{injetada}$	5,38 kW
FP	1
m_a	0,85
$L_{a,b,c}$	5 mH
$R_{a,b,c}$	0,5 Ω
C_1, C_2	2 mF
C_{FV}	100 nF
V_{CC}	400 V
R_g	10 Ω
$v_{a,b,c}$	127 V_{rms}
f_{rede}	60 Hz
f_s	20 KHz

Fonte: os autores.

6.1.1 Resultados da Técnica 2MV1Z

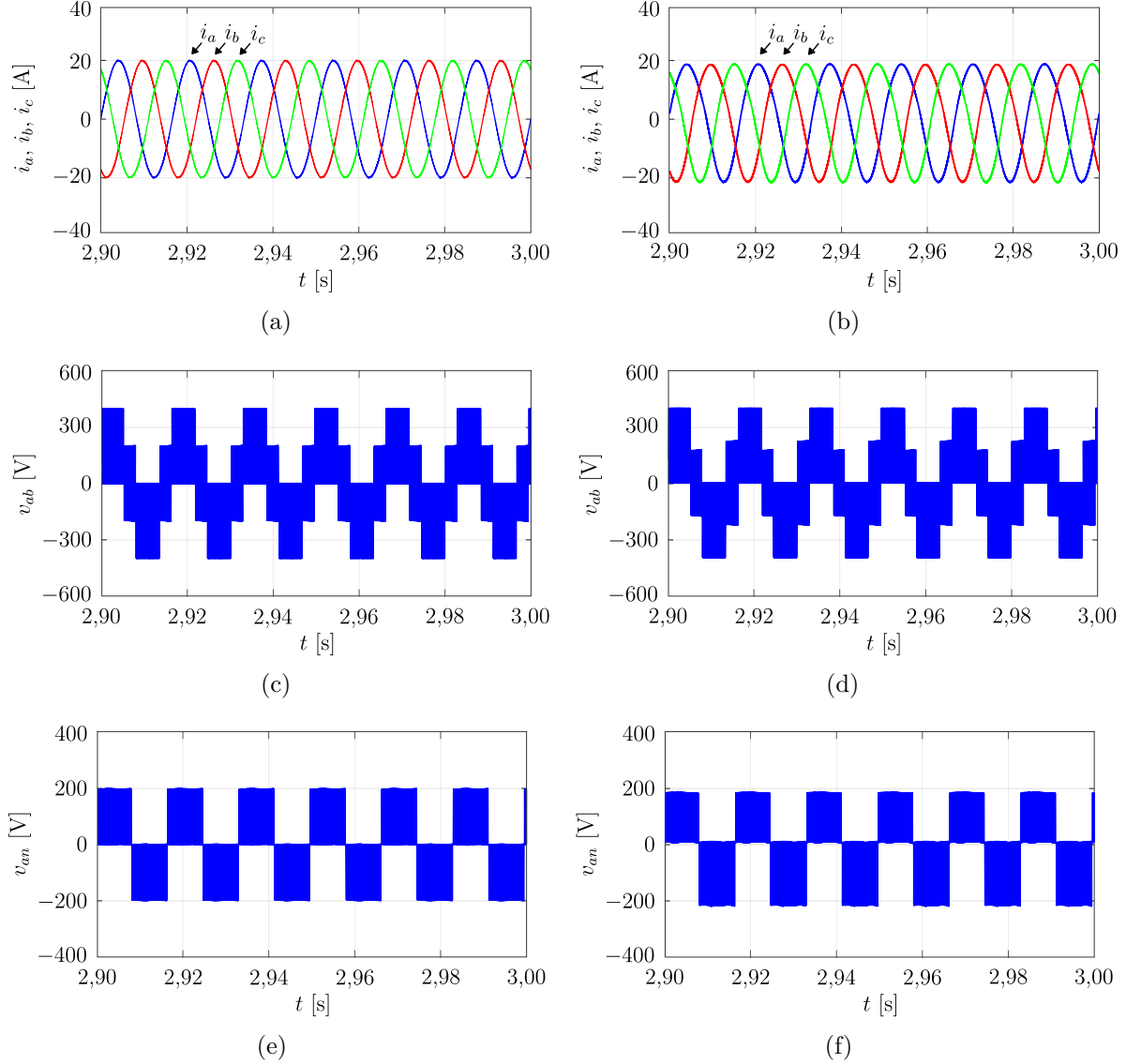
Nas Figs. 59 e 60 são apresentados os resultados das simulações da técnica 2MV1Z na presença e na ausência de perturbação no equilíbrio dos capacitores.

Fig. 59 – Resultados da 2MV1Z: Tensões sobre os capacitores do barramento CC na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de modo comum na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Corrente de fuga na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).



Nas Figs. 59(a), 59(c) e 59(e) são apresentados os resultados para o caso onde não há presença de perturbação no equilíbrio dos capacitores. É possível observar que as tensões V_{C1} e V_{C2} estão equilibradas e o valor médio de ΔV_{C12} é de -0,23 V. A tensão de modo comum é praticamente constante, contendo apenas variações de baixa frequência provenientes do ripple dos capacitores do barramento CC. A corrente de fuga observada possui um valor de 1,88 mA rms.

Fig. 60 – Resultados da 2MV1Z: Correntes trifásicas na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de linha na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Tensão de fase na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).



Nas Figs. 59(b), 59(d) e 59(f), devido a presença da perturbação, $\Delta V_{C_{12}}$ possui um valor médio de -48,83 V. O desequilíbrio nos capacitores causa uma ligeira diferença entre os valores das tensões de modo comum produzidas pelo vetor nulo e pelos vetores médios (em situação de equilíbrio essa diferença é nula). Em decorrência disso, passa-se a existir uma variação de pequena amplitude na forma de onda da tensão de modo comum, o que provoca um aumento na corrente de fuga, que passa a apresentar o valor de 14,11 mA rms.

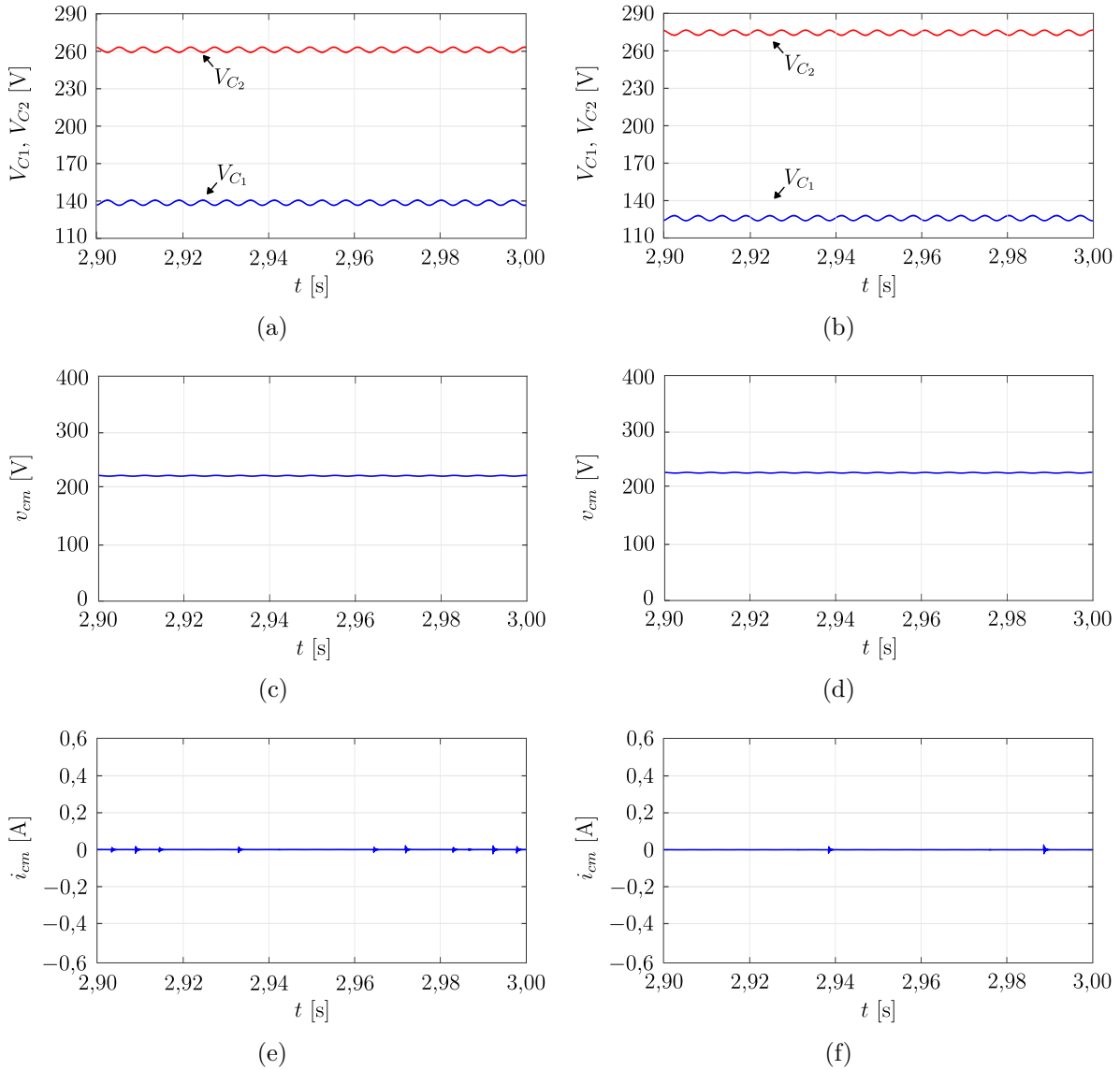
Nas Figs. 60(a), 60(c) e 60(e) são apresentadas, respectivamente, as correntes trifásicas, a tensão de linha e a tensão de fase para a situação onde não há perturbação no equilíbrio dos capacitores. Nas Figs. 60(b), 60(d) e 60(f) são apresentadas as mesmas grandezas, porém com a inserção da perturbação. É possível observar que, com o desequilíbrio

dos capacitores, as correntes e as tensões de linha e de fase apresentam deformações em suas formas de onda.

6.1.2 Resultados da Técnica 3MV

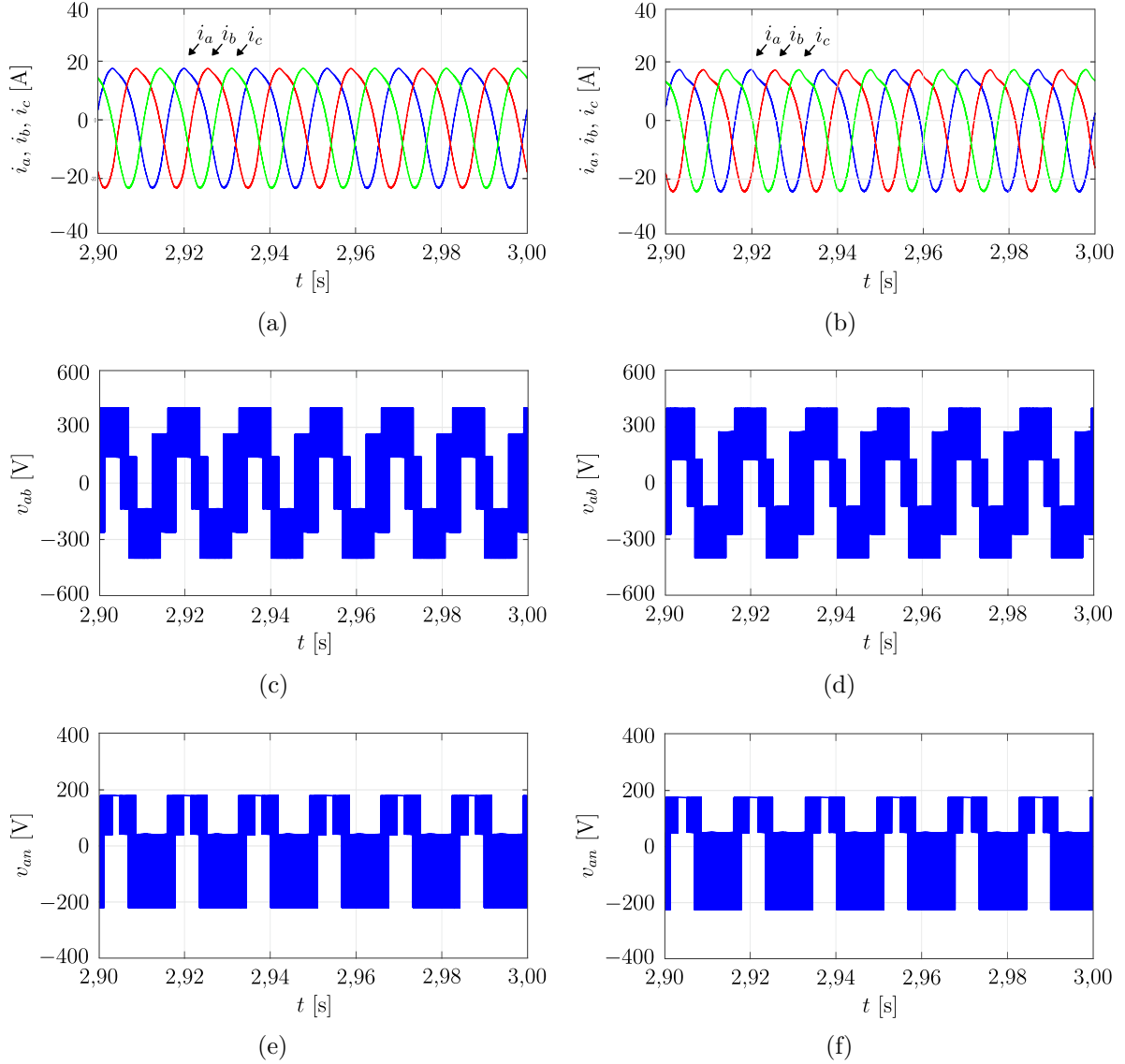
Nas Figs. 61 e 62 são apresentados os resultados das simulações da técnica 3MV na presença e na ausência de perturbação no equilíbrio dos capacitores.

Fig. 61 – Resultados da 3MV: Tensões sobre os capacitores do barramento CC na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de modo comum na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Corrente de fuga na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).



Nas Figs. 61(a), 61(c) e 61(e) são apresentados os resultados para o caso onde não há presença de perturbação no balanceamento dos capacitores. É possível observar a existência de um elevado desequilíbrio nos capacitores e o valor médio de ΔV_{C12} é de

Fig. 62 – Resultados da 3MV: Correntes trifásicas na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de linha na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Tensão de fase na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).



-122,63 V. A tensão de modo comum é praticamente constante e a corrente de fuga possui um valor de 1,44 mA rms.

Nas Figs. 61(b), 61(d) e 61(f) é aplicada a perturbação. Pode-se observar que o desequilíbrio nos capacitores se torna ainda maior e $\Delta V_{C_{12}}$ passa a apresentar um valor médio de -148,77 V. A tensão de modo comum permanece praticamente constante e a corrente de fuga possui um valor de 0,94 mA rms.

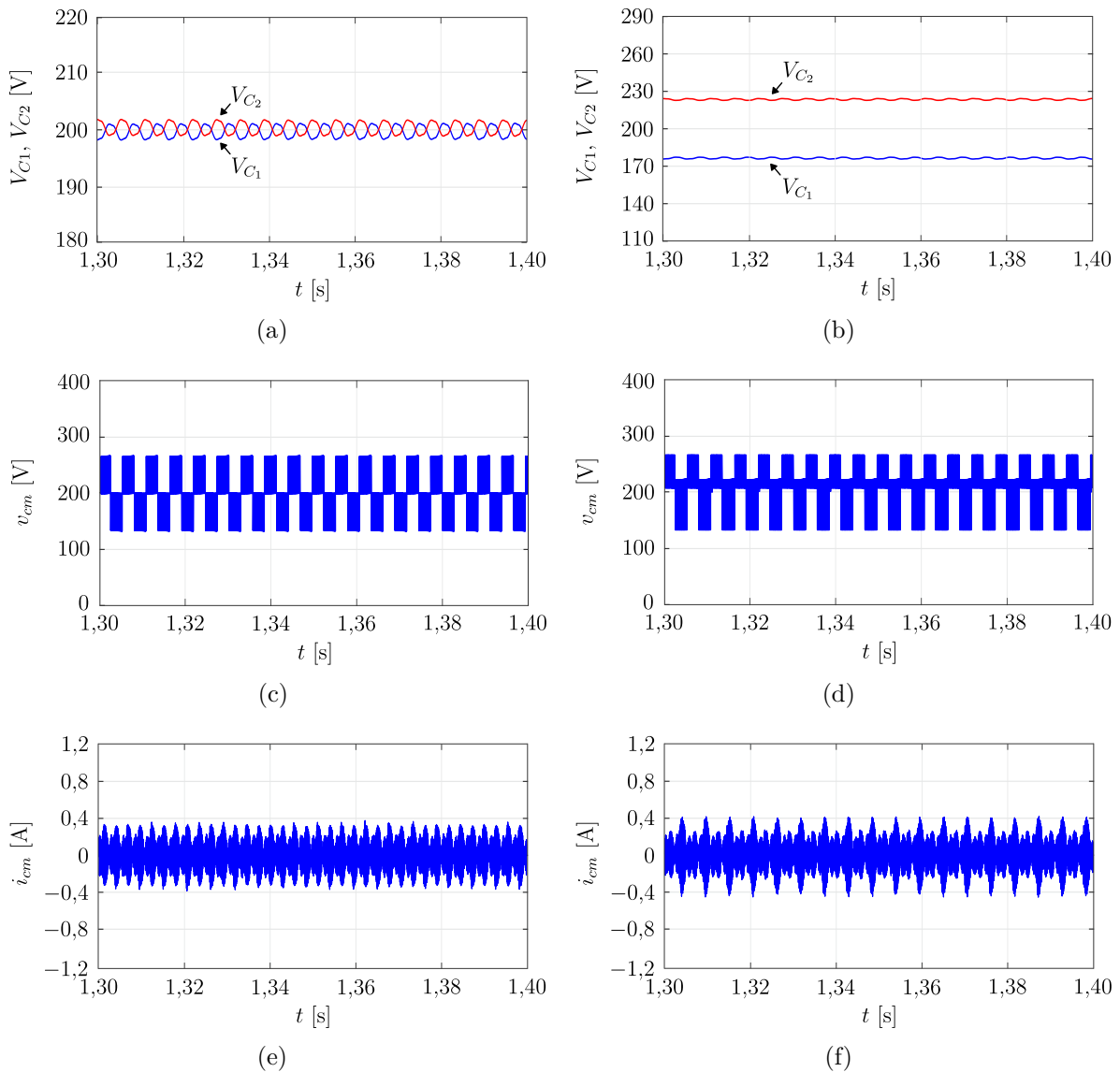
Nas Figs. 62(a), 62(c) e 62(e) são apresentadas, respectivamente, as correntes trifásicas, a tensão de linha e a tensão de fase para a situação onde não há a presença de perturbação no equilíbrio dos capacitores. É possível observar que, mesmo na ausência de perturbação, há grandes deformações nas formas de ondas das tensões e correntes. Nas

Figs. 62(b), 62(d) e 62(f) são apresentadas as mesmas grandezas, porém com a inserção da perturbação. É possível observar que a presença da perturbação acentua ainda mais as deformações em todas as formas de ondas.

6.1.3 Resultados da Técnica LMZV

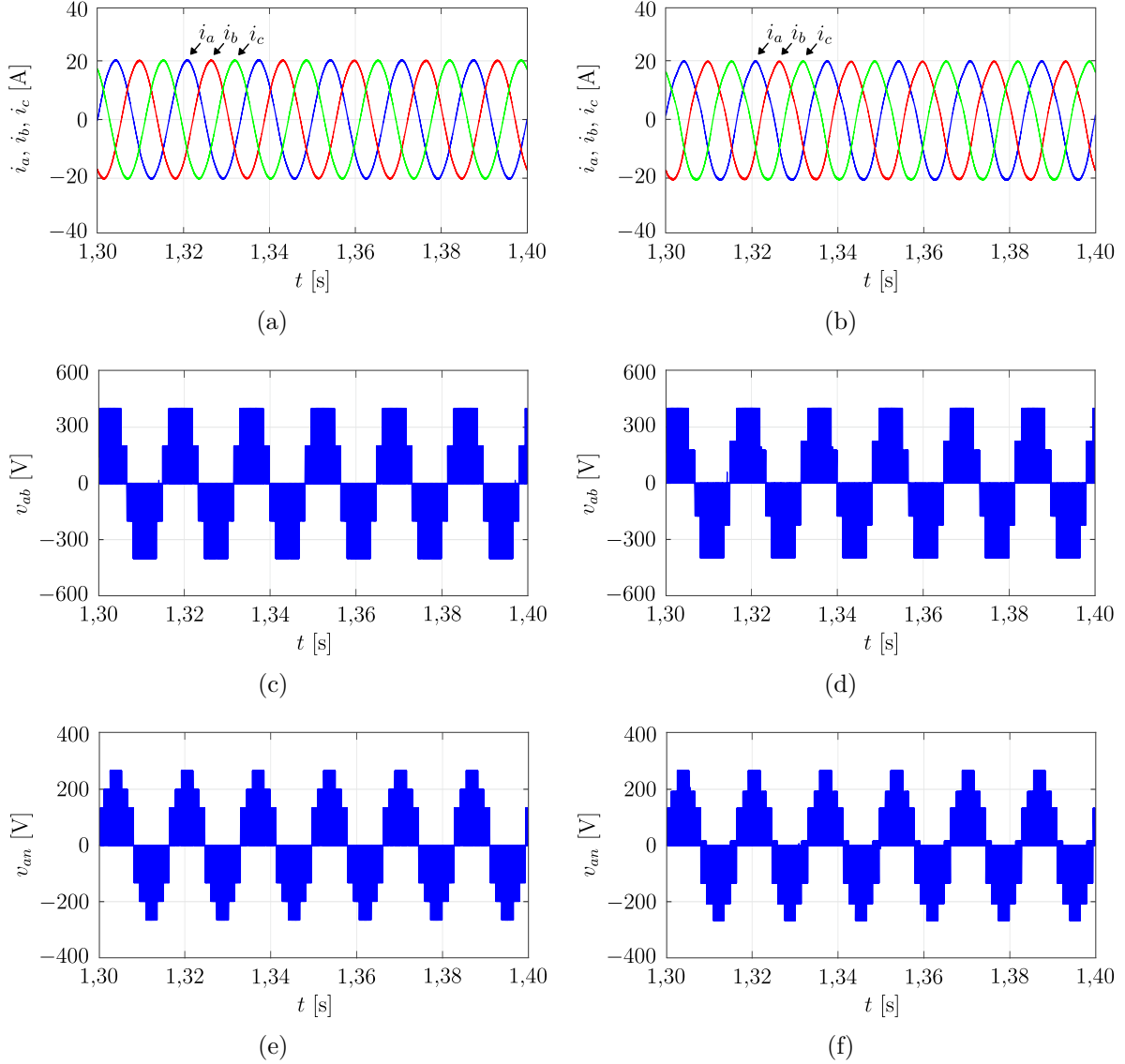
Nas Figs. 63 e 64 são apresentados os resultados das simulações da técnica LMZV na presença e na ausência de perturbação no equilíbrio dos capacitores.

Fig. 63 – Resultados da LMZV: Tensões sobre os capacitores do barramento CC na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de modo comum na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Corrente de fuga na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).



Nas Figs. 63(a), 63(c) e 63(e) são apresentados os resultados para o caso onde não há presença de perturbação no balanceamento dos capacitores. É possível observar que as

Fig. 64 – Resultados da LMZV: Correntes trifásicas na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de linha na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Tensão de fase na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).



tensões V_{C_1} e V_{C_2} estão equilibradas e o valor médio de $\Delta V_{C_{12}}$ é de -0,35 V. A tensão de modo comum apresenta uma amplitude de pico a pico de $\frac{V_{CC}}{6}$ dentro de um período de chaveamento e a corrente de fuga possui um valor de 121,12 mA rms.

Nas Figs. 63(b), 63(d) e 63(f), devido a presença da perturbação, $\Delta V_{C_{12}}$ possui um valor médio de -47,07 V. A tensão de modo comum passa a possuir assimetria e deformação em sua forma de onda. A corrente de fuga possui um valor de 128,50 mA rms.

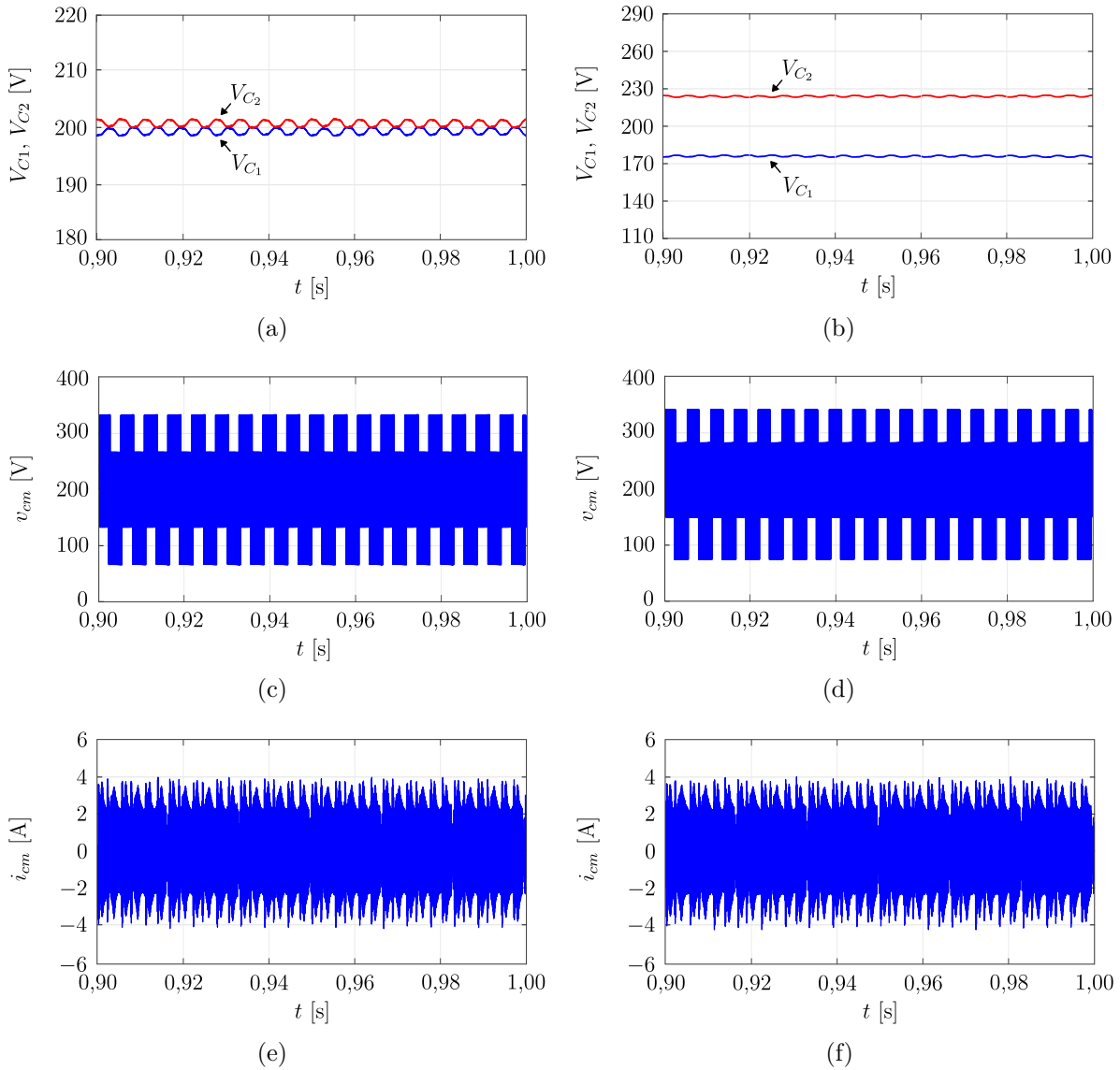
Nas Figs. 64(a), 64(c) e 64(e) são apresentadas, respectivamente, as correntes trifásicas, a tensão de linha e a tensão de fase para a situação onde não há perturbação no equilíbrio dos capacitores. Nas Figs. 64(b), 64(d) e 64(f) são apresentadas as mesmas grandezas, porém com a inserção da perturbação. É possível observar que, com o desequi-

líbrio dos capacitores, ocorrem assimetrias e deformações nas formas de ondas das tensões e correntes.

6.1.4 Resultados da Técnica SVM Convencional

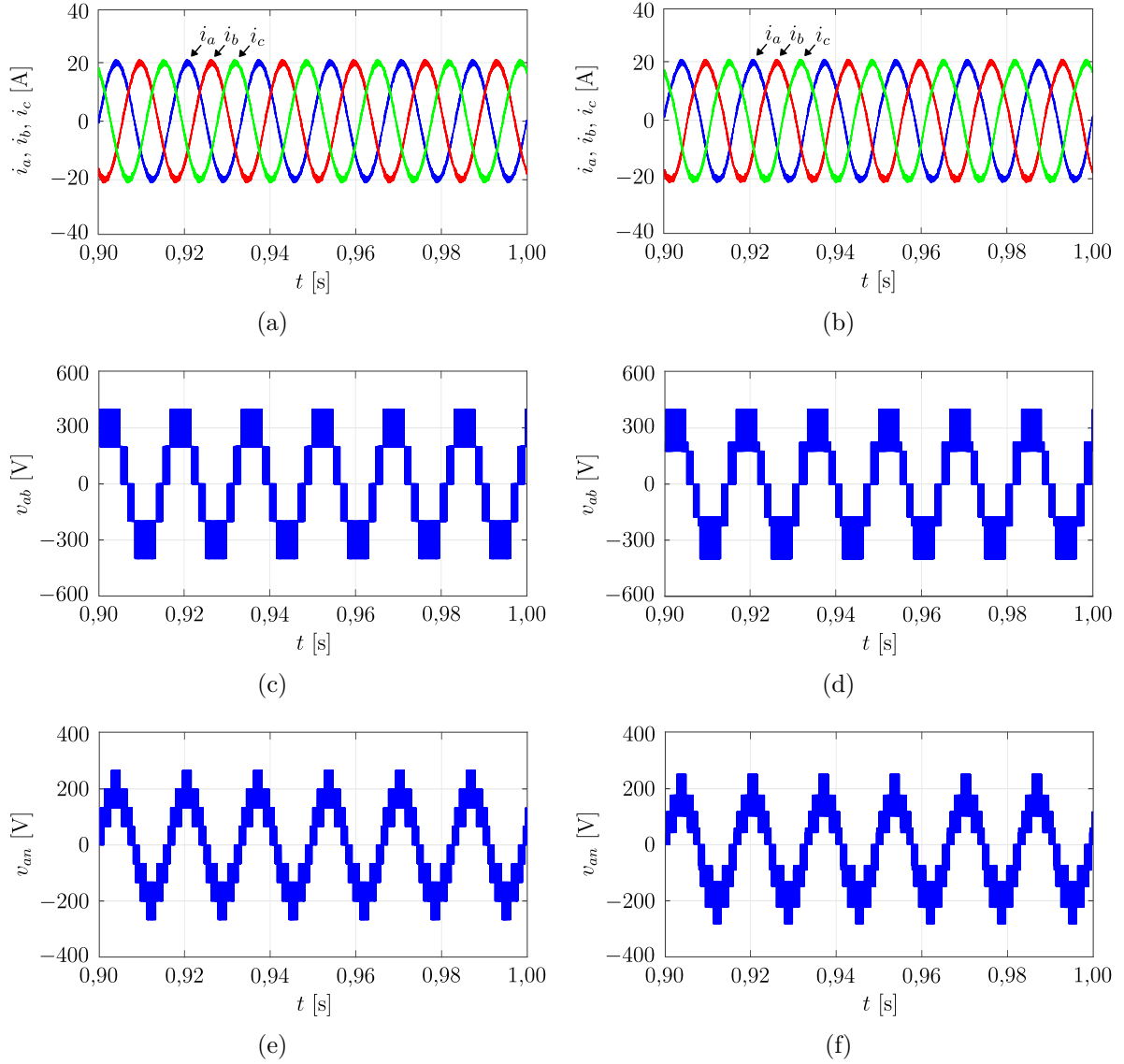
Nas Figs. 65 e 66 são apresentados os resultados das simulações da técnica SVM convencional na presença e na ausência de perturbação no equilíbrio dos capacitores.

Fig. 65 – Resultados da SVM convencional: Tensões sobre os capacitores do barramento CC na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de modo comum na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Corrente de fuga na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).



Nas Figs. 65(a), 65(c) e 65(e) são apresentados os resultados para o caso onde não há presença de perturbação no balanceamento dos capacitores. É possível observar que as tensões V_{C1} e V_{C2} estão equilibradas e o valor médio de ΔV_{C12} é de -1,37 V. A tensão de

Fig. 66 – Resultados da SVM convencional: Correntes trifásicas na ausência de perturbação (a) e na presença de perturbação (b). Tensão de linha na ausência de perturbação (c) e na presença de perturbação (d). Tensão de fase na ausência de perturbação (e) e na presença de perturbação (f).



modo comum apresenta uma amplitude de pico a pico de até $\frac{2V_{CC}}{3}$ dentro de um período de chaveamento e a corrente de fuga possui um valor de 2037,62 mA rms.

Nas Figs. 65(b), 65(d) e 65(f), devido a presença da perturbação, $\Delta V_{C_{12}}$ possui um valor médio de -48,01 V. A tensão de modo comum passa a possuir uma pequena assimetria e deformação em sua forma de onda. A corrente de fuga possui um valor de 2040,12 mA rms.

Nas Figs. 66(a), 66(c) e 66(e) são apresentadas, respectivamente, as correntes trifásicas, a tensão de linha e a tensão de fase para a situação onde não há perturbação no equilíbrio dos capacitores. Nas Figs. 66(b), 66(d) e 66(f) são apresentadas as mesmas

grandezas, porém com a inserção da perturbação. É possível observar que, com o desequilíbrio dos capacitores, ocorrem assimetrias e deformações nas formas de ondas das tensões e correntes.

6.2 Resultados das Técnicas Propostas

Nesta seção são apresentados os resultados das simulações dinâmicas para as técnicas propostas neste trabalho MCD, MCDN, SMZV e MSV. Para estas simulações, o resistor de $500\ \Omega$ é mantido em paralelo com o capacitor C_1 durante todo o período de simulação e o controle de balanceamento é ligado sempre no instante 0,5 segundos. Esta abordagem possui o objetivo de mostrar de forma clara a atuação e a capacidade do controle em todas as técnicas propostas.

Todos os resultados foram obtidos utilizando o software Power Simulation (PSIM) versão 9.0 e os parâmetros de simulação utilizados para todas as técnicas desta seção são exatamente iguais aos apresentados na Tab. 7. Os limites da banda de histerese para a técnica MCD foram $H_s = 10\text{ V}$ e $H_i = -10\text{ V}$. Os limites das bandas de histerese para as técnicas MCDN, SMZV e MSV foram $H_{se} = 10\text{ V}$, $H_{ie} = -10\text{ V}$, $H_{si} = 3\text{ V}$ e $H_{ii} = -3\text{ V}$. Os comportamentos das grandezas elétricas ao longo do tempo são discutidos.

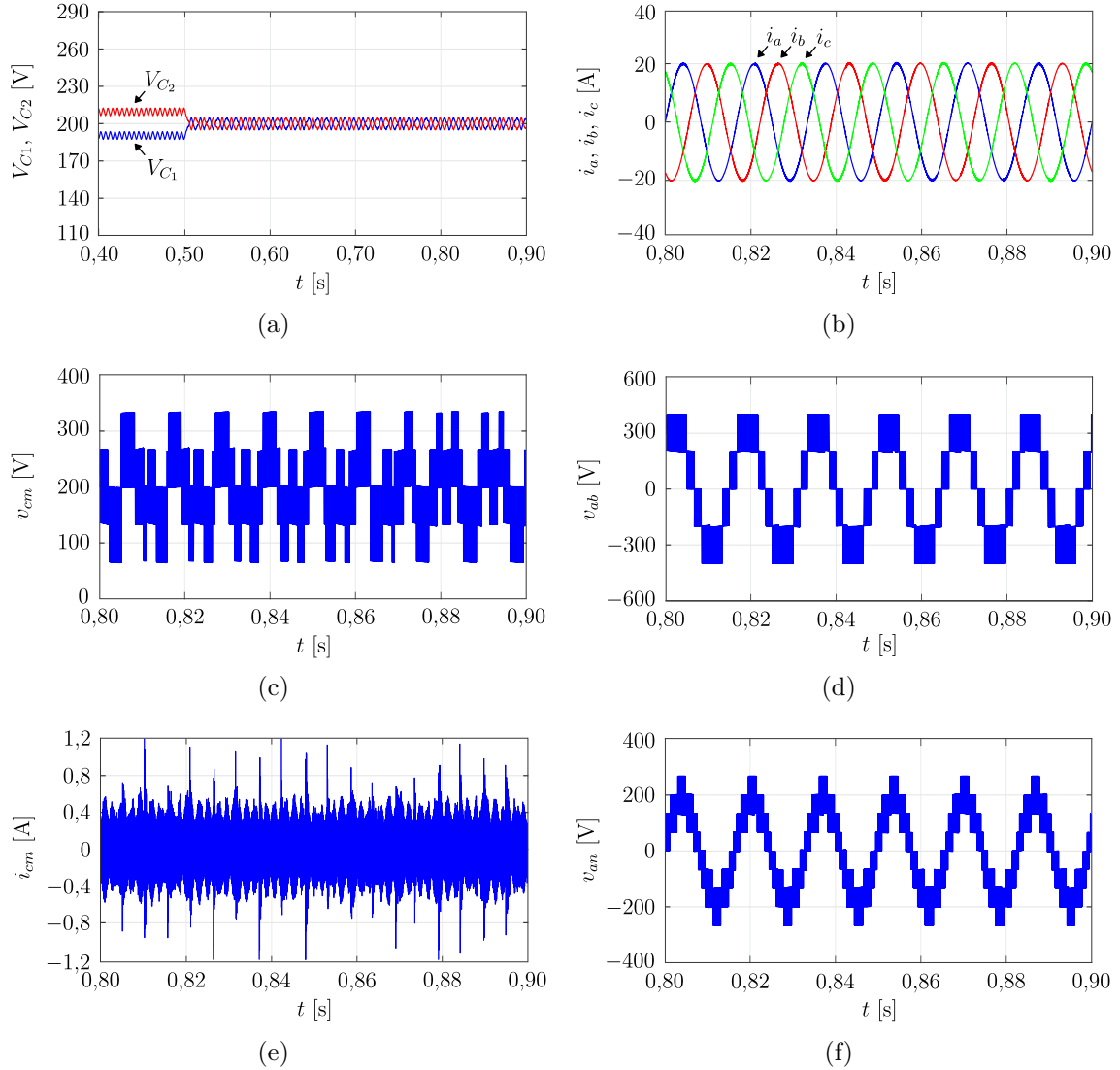
6.2.1 Resultados da Técnica MCD

Na Fig. 67 são apresentados os resultados das simulações dinâmicas da técnica MCD.

Na Fig. 67(a) são apresentadas as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 . É possível observar que em momentos anteriores a 0,5 segundos os capacitores estão desequilibrados. Após o instante 0,5, o controle é ativado e o equilíbrio é atingido após 8,60 ms. O valor médio de $\Delta V_{C_{12}}$ passa a ser de 0,23 V.

Nas Figs. 67(c) e 67(e) são apresentadas, respectivamente, as formas de ondas da tensão de modo comum e da corrente de fuga. A tensão de modo comum possui uma amplitude máxima de $\frac{V_{CC}}{3}$ de pico a pico dentro de um período de chaveamento e o valor da respectiva corrente de fuga gerada é 282,04 mA rms. Através das Figs. 67(b), 67(d) e 67(f), é possível observar que as formas de ondas das correntes injetadas e das tensões de linha e de fase não apresentam deformações ou assimetrias aparentes. Por fim, destaca-se que a técnica MCD conserva o número máximo de níveis permitidos pela topologia nas tensões de linha e de fase (cinco e nove respectivamente).

Fig. 67 – Resultados da MCD: Tensões sobre os capacitores do barramento CC (a) Correntes trifásicas. (b) Tensão de modo comum (c). Tensão de linha (d). Corrente de fuga (e). Tensão de fase (f).



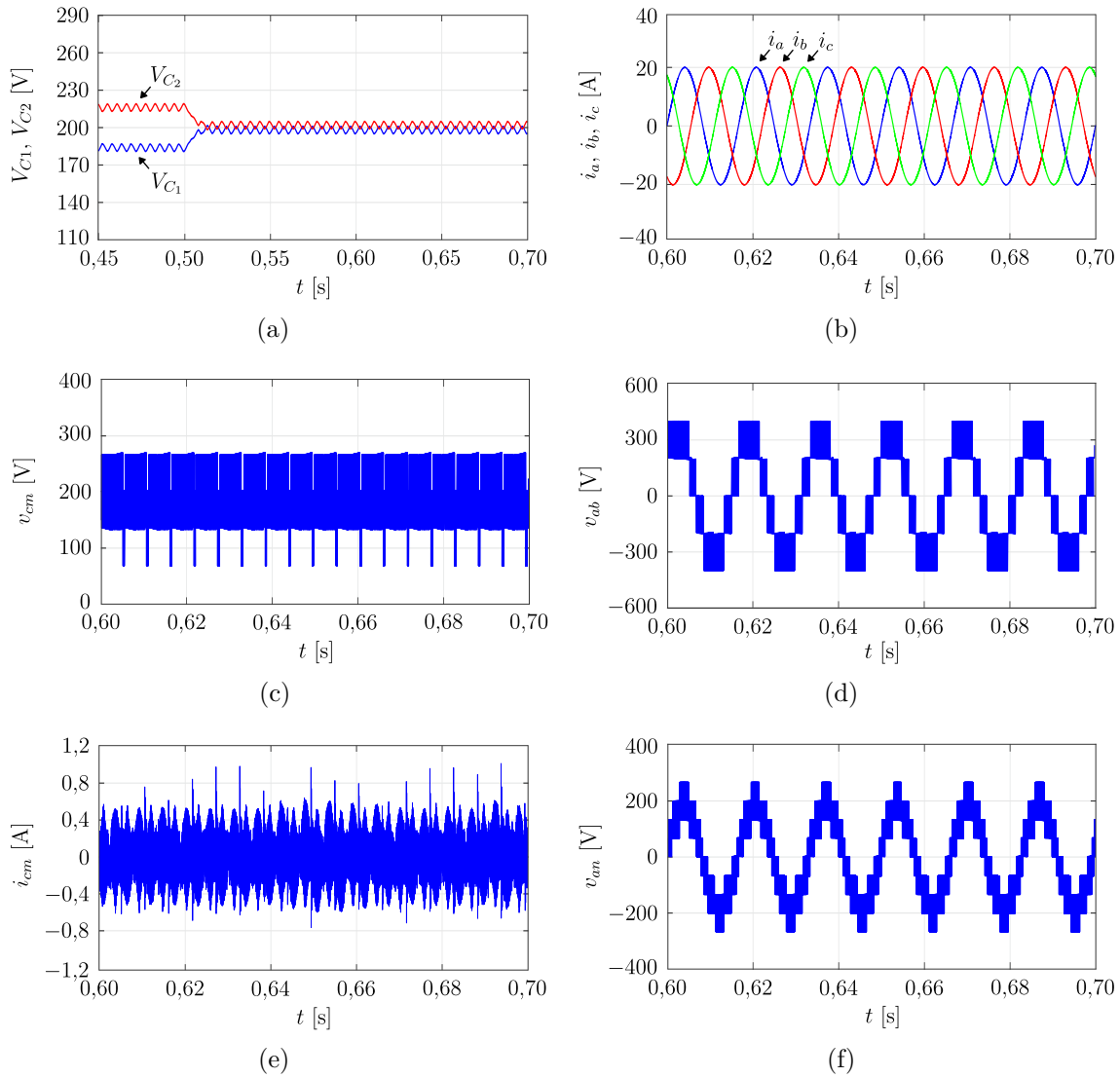
6.2.2 Resultados da Técnica MCDN

Na Fig. 68 são apresentados os resultados das simulações dinâmicas da técnica MCDN.

Na Fig. 68(a) são apresentadas as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 . É possível observar que em momentos anteriores a 0,5 segundos os capacitores estão desequilibrados. Após o instante 0,5, o controle é ativado e o equilíbrio é atingido após 13,41 ms. O valor médio de ΔV_{C12} passa a ser de -3,97 V.

Nas Figs. 68(c) e 68(e) são apresentadas, respectivamente, as formas de ondas da tensão de modo comum e da corrente de fuga. Da mesma forma que no caso da técnica MCD, a tensão de modo comum possui uma amplitude máxima de $\frac{V_{CC}}{3}$ de pico a pico dentro de um período de chaveamento. No entanto, é possível observar que o número

Fig. 68 – Resultados da MCDN: Tensões sobre os capacitores do barramento CC (a) Correntes trifásicas. (b) Tensão de modo comum (c). Tensão de linha (d). Corrente de fuga (e). Tensão de fase (f).

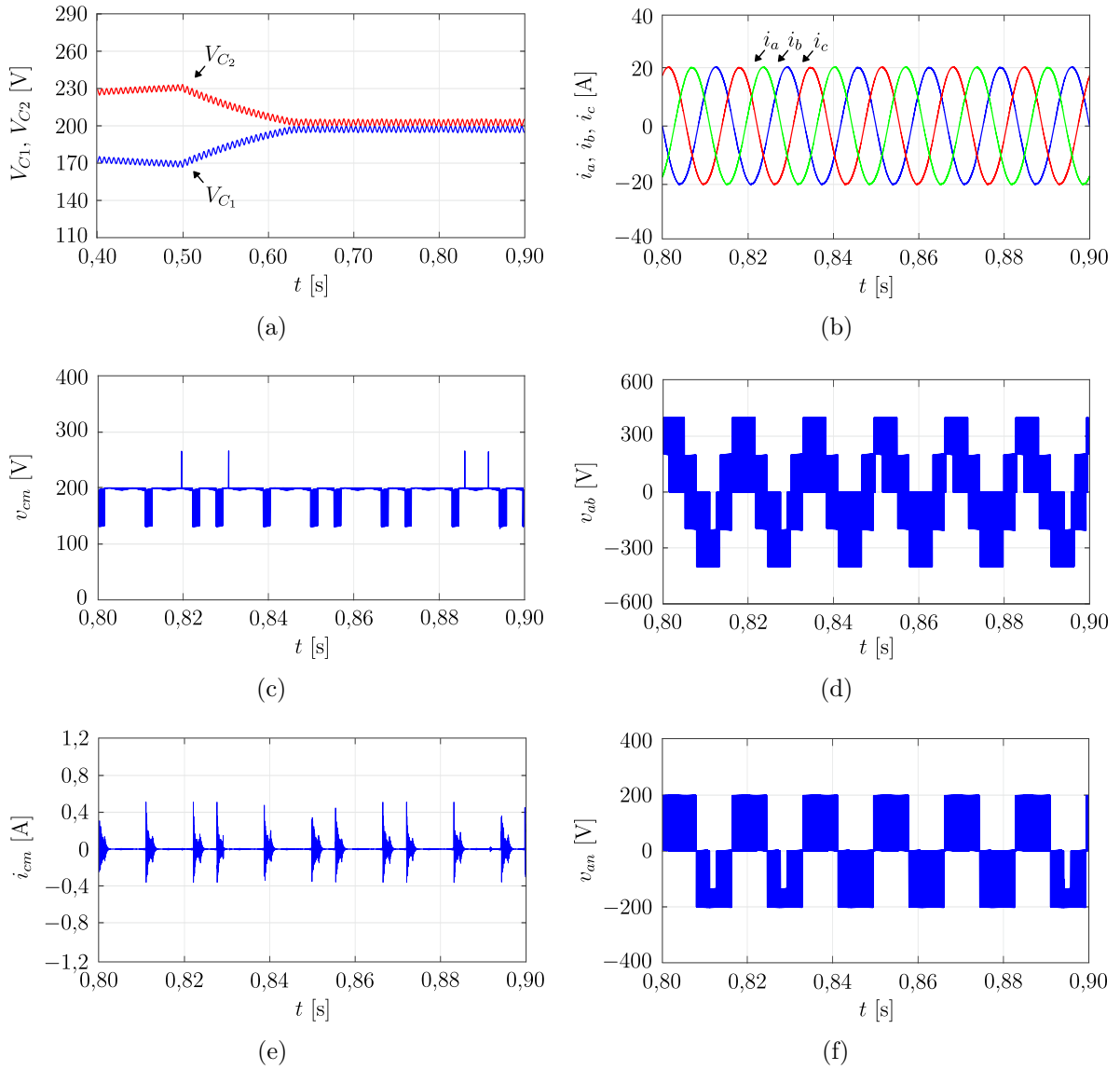


de transições entre modos é consideravelmente menor na técnica MCDN, o que reduz o número de spikes na corrente de fuga e o seu valor rms, que passa a ser de 252,30 mA rms. Através das Figs. 68(b), 68(d) e 68(f), é possível observar que as formas de ondas das correntes injetadas e das tensões de linha e de fase não apresentam deformações ou assimetrias aparentes. Por fim, destaca-se que a técnica MCDN conserva o número máximo de níveis permitidos pela topologia nas tensões de linha e de fase (cinco e nove respectivamente).

6.2.3 Resultados da Técnica SMZV

Na Fig. 69 são apresentados os resultados das simulações dinâmicas da técnica SMZV.

Fig. 69 – Resultados da SMZV: Tensões sobre os capacitores do barramento CC (a) Correntes trifásicas. (b) Tensão de modo comum (c). Tensão de linha (d). Corrente de fuga (e). Tensão de fase (f).



Na Fig. 69(a) são apresentadas as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 . É possível observar que em momentos anteriores a 0,5 segundos os capacitores estão desequilibrados. Após o instante 0,5, o controle é ativado e o equilíbrio é atingido após 135,80 ms. O valor médio de $\Delta V_{C_{12}}$ passa a ser de -5,33 V.

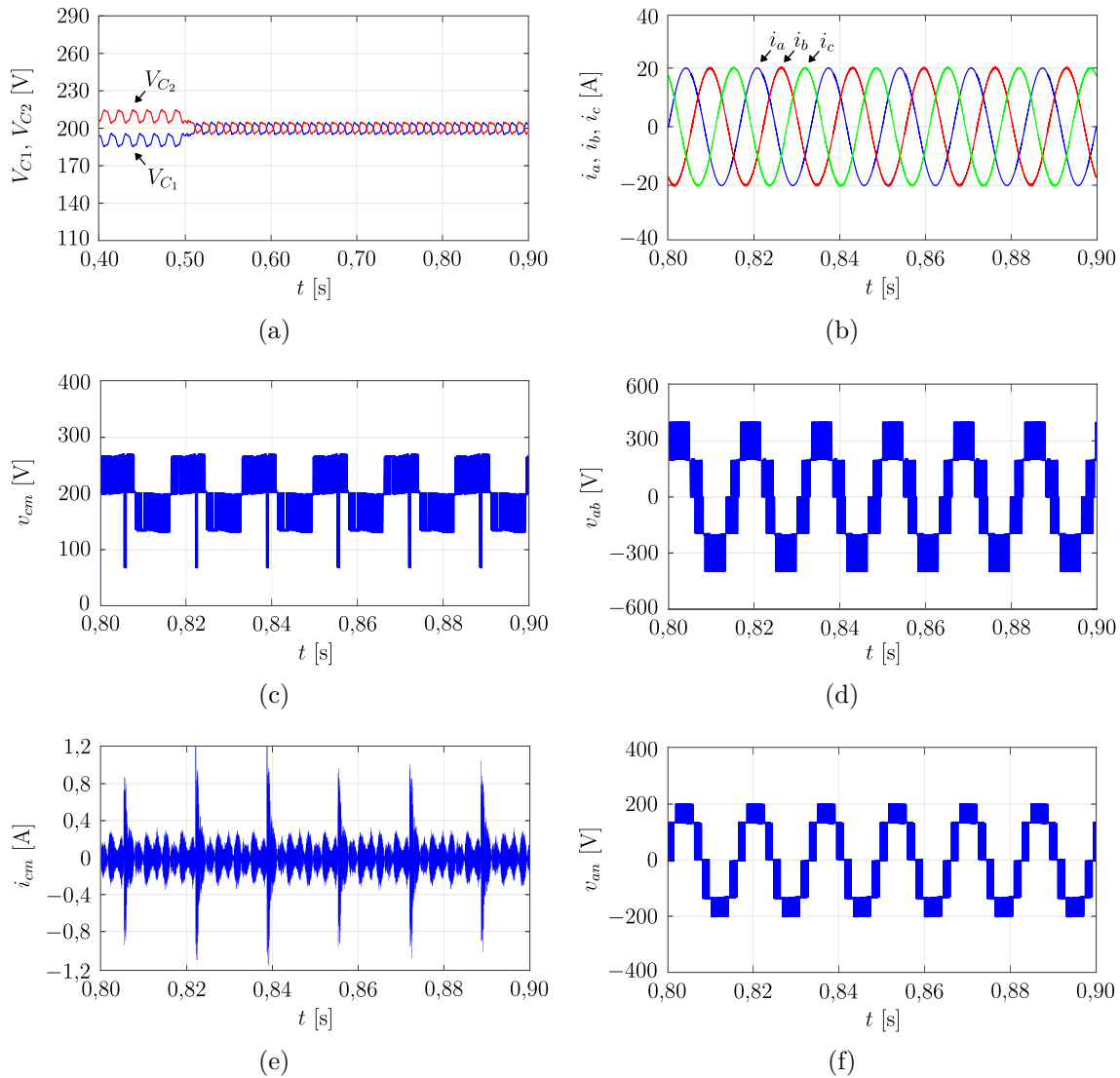
Nas Figs. 69(c) e 69(e) são apresentadas, respectivamente, as formas de ondas da tensão de modo comum e da corrente de fuga. É possível observar que a tensão de modo comum alterna entre momentos que permanece aproximadamente constante e momentos que apresenta variações decorrentes da aplicação dos vetores pequenos. Como consequência deste fenômeno, a corrente de fuga alterna entre momentos em que permanece aproximadamente nula e momentos onde um valor não nulo é gerado. A corrente de fuga resultante possui um valor de 43,07 mA rms. Através da Fig. 69(b), é possível observar

que as formas de ondas das correntes injetadas não apresentam deformações ou assimetrias aparentes. Nas Figs 69(d) e 69(f) é possível observar que existe uma alteração no padrão de chaveamento das tensões de linha e de fase em decorrência da aplicação dos vetores pequenos, causando assimetrias nestes momentos. Por fim, destaca-se que a técnica SMZV gera cinco níveis na tensão de linha e três níveis na tensão de fase.

6.2.4 Resultados da Técnica MSV

Na Fig. 70 são apresentados os resultados das simulações dinâmicas da técnica MSV.

Fig. 70 – Resultados da MSV: Tensões sobre os capacitores do barramento CC (a) Correntes trifásicas. (b) Tensão de modo comum (c). Tensão de linha (d). Corrente de fuga (e). Tensão de fase (f).



Na Fig. 70(a) são apresentadas as tensões sobre os capacitores C_1 e C_2 . É possível observar que em momentos anteriores a 0,5 segundos os capacitores estão desequilibrados.

Após o instante 0,5, o controle é ativado e o equilíbrio é atingido após 21,71 ms. O valor médio de $\Delta V_{C_{12}}$ passa a ser de -0,82 V.

Nas Figs. 70(c) e 70(e) são apresentadas, respectivamente, as formas de ondas da tensão de modo comum e da corrente de fuga. É possível observar que a tensão de modo comum apresenta uma amplitude de $\frac{V_{CC}}{6}$ de pico a pico durante a maior parte do tempo. Nos momentos em que são aplicadas as redundâncias para correção do equilíbrio dos capacitores, a tensão de modo comum chega a uma amplitude de até $\frac{V_{CC}}{3}$ de pico a pico. A corrente de fuga resultante possui um valor de 166,58 mA rms. Através das Figs. 70(b) e 70(f), é possível observar que as formas de ondas das correntes injetadas e das tensões de fase não apresentam deformações ou assimetrias aparentes. Na Fig. 70(d) é possível observar a existência de uma assimetria muito sutil no padrão de chaveamento da tensão de linha. Por fim, destaca-se que a técnica MSV gera cinco níveis nas tensões de linha e de fase.

6.3 Discussão dos Resultados

Na Tab. 8 são apresentados os resultados compilados das simulações desenvolvidas neste capítulo. A grandeza $\overline{\Delta V_{C_{12}}}$ corresponde ao valor médio de $\Delta V_{C_{12}}$. Através da análise dos resultados, é possível concluir que as técnicas 2MV1Z e 3MV são altamente eficientes na redução da corrente de fuga, chegando a praticamente eliminar por completo esta grandeza. No entanto, a redução do índice de modulação máximo é indesejável para aplicação em sistemas fotovoltaicos, uma vez que a energia total entregue a rede se torna restrita. A técnica 3MV apresenta um desequilíbrio extremamente elevado mesmo nas situações onde não há a presença de uma perturbação. A técnica 2MV1Z possui um excelente equilíbrio em situações onde não há a presença de perturbação. No entanto, é evidente que em sistemas reais sempre haverá uma perturbação no equilíbrio dos capacitores em decorrência das diferenças nos parâmetros dos componentes, e nestes casos, o desequilíbrio atinge níveis elevados. A técnica LMZV é capaz de manter a corrente de fuga em um nível relativamente baixo sem impor restrições ao índice de modulação máximo, o que é uma vantagem relevante. Esta técnica também apresenta um elevado desequilíbrio dos capacitores diante da presença de uma perturbação. A técnica SVM convencional apresenta um nível extremamente elevado de corrente de fuga, e devido as restrições impostas pelas normas internacionais, a sua aplicação em sistemas fotovoltaicos requer outras abordagens de mitigação deste problema, como por exemplo, o aprimoramento de filtros ou topologias citados nas seções 2.1 e 2.2. A técnica SVM convencional também apresenta um elevado desequilíbrio dos capacitores na presença de uma perturbação. No entanto, é importante destacar que esta técnica pode ser facilmente adaptada para promover o controle de balanceamento desde que um dos métodos ativo ou por histerese apresentados no capítulo 4 sejam empregados.

Tab. 8 – Comparação entre as performances das técnicas.

Técnicas Existentes sem Perturbação						
Técnica	i_{cm} [mA rms]	THD [%]	$\overline{\Delta V_{C_{12}}}$ [V]	Níveis	$m_{a_{max}}$	Tempo [ms]
2MV-1Z	1,88	1,03	-0,23	3	0,87	-
3MV	1,44	18,42	-122,63	3	0,87	-
LMVZ	121,12	0,99	-0,35	7	1	-
SVM Conv.	2037,62	4,82	-1,37	9	1	-
Técnicas Existentes com Perturbação						
Técnica	i_{cm} [mA rms]	THD [%]	$\overline{\Delta V_{C_{12}}}$ [V]	Níveis	$m_{a_{max}}$	Tempo [ms]
2MV-1Z	14,11	8,71	-48,83	3	0,87	-
3MV	0,94	24,01	-148,77	3	0,87	-
LMVZ	128,50	6,05	-47,07	7	1	-
SVM Conv.	2040,12	6,75	-48,01	9	1	-
Técnicas Propostas com Perturbação						
Técnica	i_{cm} [mA rms]	THD [%]	$\overline{\Delta V_{C_{12}}}$ [V]	Níveis	$m_{a_{max}}$	Tempo [ms]
MCD	282,04	1,15	0,23	9	1	8,60
MCDN	252,30	0,90	-3,97	9	1	13,41
SMZV	43,07	1,18	-5,33	3	0,87	135,80
MSV	166,58	1,23	-0,82	5	1	21,71

Ainda através da análise da Tab. 8, é possível observar que a técnica MCD apresenta a maior capacidade de controle de balanceamento dentre todas as demais técnicas simuladas, tanto no quesito do valor em regime permanente quanto na resposta dinâmica. Isso ocorre pelo fato da utilização de uma única banda de histerese e de apenas dois modos de operação (carga e descarga). Além disso, não são impostas restrições nas escolhas das redundâncias que realizam o equilíbrio dos capacitores, deixando o algoritmo “livre” para performar o controle de balanceamento da melhor forma possível. A corrente de fuga gerada por esta técnica é consideravelmente mais baixa que a SVM convencional. Ainda assim, é um valor relativamente próximo do limite imposto pelas normas internacionais (300 mA rms).

A técnica MCDN traz o benefício de reduzir o número de transições entre modos de operação a partir da criação do modo neutro e de uma segunda banda de histerese. Desta forma, esta técnica promove uma flexibilização do controle de balanceamento. Como consequência disso, é possível observar um valor maior no desequilíbrio dos capacitores e uma resposta dinâmica mais lenta em relação à técnica MCD. Em contrapartida, a corrente de fuga apresenta um valor 10,5% menor que na técnica anterior. É importante destacar que ambas as técnicas MCD e MCDN conservam os números máximos de níveis

permitidos pela topologia nas tensões de linha e de fase, o que é uma vantagem desejável em termos de qualidade de energia.

Dentre as técnicas propostas, a SMZV é a que apresenta a menor capacidade de controle de balanceamento dos capacitores. Ainda assim, o valor do desequilíbrio obtido é relativamente baixo (1,33 % do valor do barramento CC). A corrente de fuga obtida possui o menor valor dentre todas as técnicas propostas. A desvantagem desta técnica está na limitação do índice de modulação máximo em 0,87, o que restringe sua utilização em aplicações que não demandem o aproveitamento máximo do barramento CC. O número de níveis na tensão de fase é o menor dentre as demais técnicas.

A técnica MSV é a que apresenta o melhor equilíbrio nos resultados dentre todas as técnicas propostas. A corrente de fuga apresenta um valor consideravelmente baixo e distante do limite imposto pelas normas internacionais. O controle de balanceamento dos capacitores apresenta um excelente resultado em termos de regime permanente e uma boa resposta dinâmica. O número de níveis na tensão de fase está no meio da escala em comparação com as demais técnicas (cinco níveis).

Todas as técnicas propostas apresentam excelentes desempenhos em termos de THD, possuindo valores muito abaixo da técnica SVM Convencional sem perturbação. No entanto, cabe ressaltar que a análise completa e profunda desta grandeza é extremamente complexa. Isso ocorre pelo fato de que mesmo utilizando os mesmos parâmetros de filtro e frequência, a THD é altamente influenciada pelo desequilíbrio dos capacitores, pelo número de níveis sintetizados e pela própria corrente de fuga gerada (uma vez que esta soma-se a corrente injetada). A título de informação, aplicando a técnica SVM convencional sem perturbação e desprezando as capacitâncias parasitas (e portanto gerando corrente de fuga nula), a THD observada é de apenas 0,72 % para os mesmos parâmetros empregados nas demais simulações. Isso mostra a influência de todas essas variáveis no valor final da THD. Diante destas considerações, faz-se necessário, em trabalhos futuros, aplicar uma análise numérica e interativa das técnicas, incrementando uma a uma todas as variáveis existentes, afim de obter uma visão ampla sobre o comportamento desta grandeza.

7 Conclusões e Trabalhos Futuros

7.1 Conclusões Gerais

Neste trabalho foram apresentadas quatro novas técnicas de modulação vetorial para redução de corrente de fuga e balanceamento de capacitores aplicadas a inversores multiníveis trifásicos conectados à rede em sistemas fotovoltaicos.

Para todas as técnicas propostas, foram apresentados os princípios de funcionamento, os espaços vetoriais empregados, a metodologia de seleção de redundâncias e as ordens de comutações definidas.

A estratégia de controle de balanceamento baseada em banda de histerese mostrou-se altamente desejável para aplicações em sistemas fotovoltaicos, uma vez que esta abordagem permite aplicar uma menor variedade de redundâncias dentro de um período de chaveamento. O benefício imediato desta estratégia é a baixa variação da tensão de modo comum, e conseqüentemente, o baixo valor da corrente de fuga gerada.

As técnicas propostas foram comparadas com técnicas presentes na literatura. Os critérios de comparação empregados foram: valor da corrente de fuga, valor do desequilíbrio dos capacitores, taxa de distorção harmônica, número de níveis presentes nas tensões de fase sintetizadas e valor máximo permitido do índice de modulação.

Verificou-se que todas as técnicas propostas apresentaram valores de corrente de fuga abaixo do limite determinado pelas normas internacionais. Além disso, todas as técnicas também foram capazes de controlar o balanceamento dos capacitores mesmo na presença de uma perturbação (situação que é encontrada em todos os sistemas físicos reais em decorrência das diferenças dos parâmetros dos componentes). As técnicas presentes na literatura 2MV1Z, 3MV e LMZV, apesar de apresentarem baixos valores de corrente de fuga, não foram desenvolvidas de forma isolada para assegurar o balanceamento dos capacitores na presença da perturbação. Devido ao desequilíbrio dos capacitores, as formas de ondas das tensões sintetizadas e das correntes injetadas apresentaram deformações e assimetrias, e como consequência disso, os níveis de THD obtidos nessas técnicas foram consideravelmente altos. A técnica SVM convencional, apesar de poder ser adaptada para controlar o balanceamento dos capacitores, apresentou uma variação muito grande na tensão de modo comum, e como consequência disso, o valor da corrente de fuga obtida foi muito acima do permitido pelas normas internacionais, inviabilizando, assim, sua utilização em aplicações práticas (ou no mínimo exigindo a utilização de outra abordagem de redução de corrente de fuga em conjunto com esta técnica).

O resultados obtidos através das simulações validam o funcionamento teórico

das técnicas propostas. No entanto, faz-se necessário, nos trabalhos futuros, a validação experimental para que as propostas se tornem opções viáveis para aplicação em sistemas fotovoltaicos reais.

7.2 Trabalhos Futuros

- Desenvolvimento do protótipo do inversor para validar o funcionamento experimental das técnicas propostas.
- Adaptação das técnicas propostas para topologias de inversor multinível monofásico.
- Análise do comportamento das taxas de distorções harmônicas a partir da variação dos seguintes parâmetros: perturbação aplicada no equilíbrio dos capacitores, largura da banda de histerese, valores do filtro de saída e frequência de chaveamento.
- Avaliação da influência do índice de modulação e do fator de potência sobre a corrente de fuga gerada e sobre a capacidade de balanceamento de cada uma das técnicas.
- Otimização do filtro de saída com objetivo de reduzir ainda mais a corrente de fuga, utilizando como base a função de transferência e o modelo de modo comum apresentados na seção 3.2 deste trabalho.
- Aplicação das técnicas propostas em outras topologias clássicas de inversores multiníveis trifásicos e validar os seus respectivos funcionamentos.

Referências

ANDRADE, A. S. et al. Técnicas de modulação para dois tipos de inversores de três níveis: balanceamento no ponto neutro, cálculo de perdas e redução no número de componentes. Universidade Federal de Campina Grande, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 56 e 59.

ASSOCIAÇÃO BRASILEIRA DE NORMAS TÉCNICAS. *NBR16690*: Instalações elétricas de arranjos fotovoltaicos — requisitos de projeto. Rio de Janeiro, 2019. 65 p. Citado na página 30.

BARROS, L. d. M. et al. Estudo das estratégias de modulação para conversores três níveis do tipo npc. Universidade Federal de Campina Grande, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 55, 56 e 59.

BATISTA, F. A. B. et al. Modulação vetorial aplicada a retificadores trifásicos pwm unidirecionais. Florianópolis, SC, 2006. Citado na página 42.

BROECK, H. W. V. D.; SKUDELNY, H.-C.; STANKE, G. V. Analysis and realization of a pulsewidth modulator based on voltage space vectors. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 24, n. 1, p. 142–150, 1988. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 70.

CALAIS, M.; AGELIDIS, V. G. Multilevel converters for single-phase grid connected photovoltaic systems-an overview. v. 1, p. 224–229, 1998. Citado na página 29.

CAVALCANTI, M. C. et al. Eliminating leakage currents in neutral point clamped inverters for photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 59, n. 1, p. 435–443, 2012. Citado 5 vezes nas páginas 45, 46, 47, 48 e 49.

CELANOVIC, N.; BOROYEVICH, D. A comprehensive study of neutral-point voltage balancing problem in three-level neutral-point-clamped voltage source pwm inverters. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 15, n. 2, p. 242–249, 2000. Citado na página 34.

CHANDINI, G. S.; SHINY, G.; BAIJU, M. Common-mode voltage eliminated 2-level pwm inverter based on a cascaded 3-level inverter. In: IEEE. *2016 International Conference on Electrical, Electronics, and Optimization Techniques (ICEEOT)*. [S.l.], 2016. p. 561–566. Citado na página 53.

COMELLO, S.; REICHELSTEIN, S. Cost competitiveness of residential solar pv: The impact of net metering restrictions. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 75, p. 46–57, 2017. Citado na página 27.

DOVAL-GANDOY, J. et al. Three alternatives for implementing space vector modulation with the dsp tms320f240. v. 1, p. 336–341, 1999. Citado na página 40.

EPE. *BEN - Balanço Energético Nacional - Relatório Síntese 2022*. Rio de Janeiro, 2022. Citado na página 28.

FERGUSON, R.; WILKINSON, W.; HILL, R. Electricity use and economic development. *Energy policy*, Elsevier, v. 28, n. 13, p. 923–934, 2000. Citado na página 27.

- GIACOMINI, J. C. et al. Modified discontinuous pwm strategy for three-phase grid-connected pv inverters with hybrid active-passive damping scheme. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 35, n. 8, p. 8063–8073, 2019. Citado na página 39.
- GRIGOLETTO, F. B. et al. Contribuição ao estudo de estratégias de modulação aplicadas a conversores multiníveis com diodos de grampeamento. Universidade Federal de Santa Maria, 2009. Citado 3 vezes nas páginas 49, 70 e 77.
- GUO, X. et al. Leakage current suppression of three-phase flying capacitor pv inverter with new carrier modulation and logic function. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 33, n. 3, p. 2127–2135, 2017. Citado na página 59.
- GUO, X.; YANG, Y.; ZHU, T. Esi: A novel three-phase inverter with leakage current attenuation for transformerless pv systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 65, n. 4, p. 2967–2974, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 53 e 59.
- IBGE. *PIB a preços de mercado - Valores Correntes, 1º trimestre 1996 - 2º trimestre 2022*. 2022. Citado na página 27.
- IEA. *Electricity consumption, Brazil 1990-2020*. 2022. Disponível em: <<https://www.iea.org/countries/brazil>>. Citado na página 27.
- IEA. *Solar PV electricity generation, Brazil 2013-2020*. 2022. Disponível em: <<https://www.iea.org/countries/brazil>>. Citado na página 28.
- JIAO, Y.; LEE, F. C.; LU, S. Space vector modulation for 3-level npc converter with neutral voltage balancing and switching loss/noise reduction. In: IEEE. *2014 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition-APEC 2014*. [S.l.], 2014. p. 1780–1787. Citado 6 vezes nas páginas 43, 61, 74, 77, 78 e 79.
- KANG, T. et al. A design and control of bi-directional non-isolated dc-dc converter for rapid electric vehicle charging system. p. 14–21, 2012. Citado na página 31.
- KEREKES, T.; TEODORESCU, R.; LISERRE, M. Common mode voltage in case of transformerless pv inverters connected to the grid. In: IEEE. *2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.], 2008. p. 2390–2395. Citado na página 30.
- KJAER, S. B.; PEDERSEN, J. K.; BLAABJERG, F. A review of single-phase grid-connected inverters for photovoltaic modules. *IEEE transactions on industry applications*, IEEE, v. 41, n. 5, p. 1292–1306, 2005. Citado na página 31.
- LEE, J.-S.; LEE, K.-B. 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*, IEEE, v. 29, n. 4, p. 1720–1732, 2013. Citado 4 vezes nas páginas 44, 45, 49 e 51.
- LI, W. et al. Common-mode current suppression of transformerless nested five-level converter with zero common-mode vectors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 34, n. 5, p. 4249–4258, 2018. Citado na página 59.

- LI, X. et al. Simultaneous common-mode resonance circulating current and leakage current suppression for transformerless three-level t-type pv inverter system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 66, n. 6, p. 4457–4467, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 39 e 59.
- LOPEZ, O. et al. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application. *IEEE transactions on energy conversion*, IEEE, v. 25, n. 1, p. 140–147, 2010. Citado na página 30.
- MCGRATH, B. P.; HOLMES, D. G.; LIPO, T. Optimized space vector switching sequences for multilevel inverters. *IEEE Transactions on power electronics*, IEEE, v. 18, n. 6, p. 1293–1301, 2003. Citado na página 70.
- NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, n. 5, p. 518–523, 1981. Citado na página 34.
- PASSEY, R. et al. The potential impacts of grid-connected distributed generation and how to address them: A review of technical and non-technical factors. *Energy policy*, Elsevier, v. 39, n. 10, p. 6280–6290, 2011. Citado na página 29.
- PINHEIRO, H. et al. Space vector modulation for voltage-source inverters: a unified approach. In: IEEE. *IEEE 2002 28th Annual Conference of the Industrial Electronics Society. IECON 02*. [S.l.], 2002. v. 1, p. 23–29. Citado na página 65.
- PINHEIRO, H. et al. Modulação space vector para inversores alimentados em tensão: uma abordagem unificada. *Sba: Controle & Automação Sociedade Brasileira de Automatica*, SciELO Brasil, v. 16, p. 13–24, 2005. Citado 4 vezes nas páginas 40, 41, 61 e 62.
- QIU, J. et al. A novel svpwm technique for leakage current reduction and neutral-point voltage balance in transformerless three-level inverters. p. 560–565, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 46 e 49.
- RATNAYAKE, K.; MURAI, Y.; WATANABE, T. Novel pwm scheme to control neutral point voltage variation in three-level voltage source inverter. In: IEEE. *Conference Record of the 1999 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Forth IAS Annual Meeting (Cat. No. 99CH36370)*. [S.l.], 1999. v. 3, p. 1950–1955. Citado 4 vezes nas páginas 32, 34, 43 e 46.
- SOLANGI, K. et al. A review on global solar energy policy. *Renewable and sustainable energy reviews*, Elsevier, v. 15, n. 4, p. 2149–2163, 2011. Citado na página 27.
- SOMASEKHAR, V.; GOPAKUMAR, K. Three-level inverter configuration cascading two two-level inverters. *IEE Proceedings-Electric Power Applications*, IET, v. 150, n. 3, p. 245–254, 2003. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 53.
- SONTI, V.; JAIN, S. Dc decoupling-based three-phase three-level transformerless pv inverter topology for minimization of leakage current. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 66, n. 10, p. 8273–8278, 2018. Citado 2 vezes nas páginas 37 e 53.
- TEICHMANN, R.; BERNET, S. A comparison of three-level converters versus two-level converters for low-voltage drives, traction, and utility applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 41, n. 3, p. 855–865, 2005. Citado 2 vezes nas páginas 32 e 33.

THE INTERNATIONAL ELECTROTECHNICAL COMMISSION IEC. *IEC62109-2*: Safety of power converters for use in photovoltaic power systems — part 2: Particular requirements for inverters. Geneva, 2011. 30 p. Citado na página 31.

VINOD, B.; BAIJU, M. Space vector based dtc scheme for a 3-level inverter realized by cascading two 2-level inverters. In: IEEE. *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*. [S.l.], 2016. p. 1–6. Citado na página 53.

XING, X. et al. Improved space vector modulation technique for neutral-point voltage oscillation and common-mode voltage reduction in three-level inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 34, n. 9, p. 8697–8714, 2018. Citado na página 44.

YU, S. et al. Complete parasitic capacitance model of photovoltaic panel considering the rain water. *Chinese Journal of Electrical Engineering*, CMP, v. 3, n. 3, p. 77–84, 2017. Citado 2 vezes nas páginas 29 e 30.

ZHOU, L. et al. Low leakage current transformerless three-phase photovoltaic inverter. In: IEEE. *2016 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*. [S.l.], 2016. p. 1–5. Citado 4 vezes nas páginas 31, 37, 42 e 59.