

**UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA MARIA  
CENTRO DE TECNOLOGIA  
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO  
EM ENGENHARIA ELÉTRICA**

**Diego Brum Chaves**

**MODULAÇÕES PARA A REDUÇÃO DA TENSÃO DE  
MODO COMUM EM CONVERSORES DE POTÊNCIA  
TRIFÁSICOS**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2022**

Diego Brum Chaves

**MODULAÇÕES PARA A REDUÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM  
EM CONVERSORES DE POTÊNCIA TRIFÁSICOS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Orientador: Prof. Dr. Humberto Pinheiro**

Santa Maria, RS, Brasil  
2022

Ficha catalográfica elaborada através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Central da UFSM, com os dados fornecidos pelo(a) autor(a).

Chaves, Diego Brum

MODULAÇÕES PARA A REDUÇÃO DA TENSÃO DE  
MODO COMUM EM CONVERSORES DE POTÊNCIA  
TRIFÁSICOS / Diego Brum Chaves - 2022

117 p.; 30 cm

Orientador: Humberto Pinheiro

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Santa  
Maria, Centro de Tecnologia, Programa de Pós-Graduação em  
Engenharia Elétrica, RS, 2022

1. Engenharia Elétrica 2. Sistemas fotovoltaicos sem  
transformador 3. Tensão de modo-comum 4. corrente de fuga 5.  
técnicas de modulação por espaço vetorial I. Pinheiro, Humberto.  
II. Título.

---

© 2022

Todos os direitos autorais reservados a Diego Brum Chaves. A reprodução de partes ou do todo deste trabalho só poderá ser feita com autorização por escrito do autor.

Endereço: Av. Roraima, Nº 1000, Bairro Camobi, Santa Maria, RS, Brasil, CEP: 97105-900;

Fone: (55) 9-9920-3269;

Endereço Eletrônico: [diegobchaves29@gmail.com](mailto:diegobchaves29@gmail.com)

---

**Diego Brum Chaves**

**MODULAÇÕES PARA A REDUÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM  
EM CONVERSORES DE POTÊNCIA TRIFÁSICOS**

Dissertação apresentada ao Curso de Mestrado do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Processamento de Energia Elétrica, da Universidade Federal de Santa Maria (UFSM-RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Mestre em Engenharia Elétrica**.

**Aprovado em 05 de Agosto de 2022:**

---

**Humberto Pinheiro, Dr. (UFSM)**  
(Presidente/ Orientador)

---

**Felipe Bovolini Grigoletto, Dr. (Unipampa)**

---

**Fernanda de Moraes Carnielutti, Dr. (UFSM)**

**Santa Maria, RS, Brasil  
2022**

## DEDICATÓRIA

Dedico esta pesquisa a minha mãe, Juliana Barbosa Brum, por todo apoio e confiança em mim depositado, que foram decisivos para chegar até aqui.

## **AGRADECIMENTOS**

Agradeço a minha mãe por todos os conselhos de vida, e por todo apoio financeiro e emocional dado para que eu continuasse estudando e trilhando esse caminho acadêmico.

Agradeço a meus tios, Jamile Miranda e Marcelo Mirando, pelo companheirismo e conversas durante o período de mestrado e pandemia.

Ao meu professor orientador, Humberto Pinheiro, por toda contribuição técnica e sugestões que ampliaram e elevaram esse trabalho. Ao professor Felipe Grigoletto, que sempre esteve disponível para me auxiliar durante o mestrado.

“Palavras são, na minha nada  
humilde opinião, nossa  
inesgotável fonte de magia.”

**Alvo Dumbledore**

## RESUMO

# MODULAÇÕES PARA A REDUÇÃO DA TENSÃO DE MODO COMUM EM CONVERSORES DE POTÊNCIA TRIFÁSICOS

AUTOR: DIEGO BRUM CHAVES  
ORIENTADOR: HUMBERTO PINHEIRO

Nos últimos anos, tem-se observado um crescimento expressivo da utilização de fontes de geração de energia alternativas. Questões ambientais e barateamento dessas novas fontes de geração são fatores que justificam esse crescimento. Entre essas, a geração fotovoltaica foi a que mais cresceu nos últimos cinco anos. Dentre as suas vantagens está a possibilidade de geração distribuída, o que reduz a estrutura necessária de distribuição e transmissão de energia. Além disso, para reduzir a estrutura e aumentar a eficiência, sistemas sem transformador conectados a rede vem sendo alvo da indústria e academia em diversos estudos. Entretanto, em sistemas fotovoltaicos sem transformador, a tensão de modo-comum gerada por inversores pode incitar correntes de fuga. Correntes de fuga aumentam as perdas gerais do sistema, interferem com dispositivos de proteção e reduzem a vida útil dos painéis fotovoltaicos e demais equipamentos. Devido a isso, normas para a conexão de sistemas fotovoltaicas estipulando um valor máximo para a corrente de fuga. Na literatura, existem diversas técnicas para eliminar ou reduzir as correntes de fuga. Dentre essas, o uso de um filtro LCL modificado (LCLM) é bastante atrativo, visto que essa pequena modificação no filtro aumenta consideravelmente a atenuação da corrente de fuga. Adicionalmente, diversas técnicas de modulação, que não requerem modificações nos filtros ou na topologia do inversor, foram propostas nas últimas décadas para reduzir a corrente de fuga. Esse trabalho revisa as técnicas de modulação por espaço vetorial com reduzida tensão de modo-comum para inversores de dois e três níveis trifásicos, e dimensiona o filtro necessário para cada uma das técnicas considerando uma estrutura LCLM. Além disso, um indutor de modo-comum é adicionado a estrutura do filtro, garantindo que a corrente de fuga fique abaixo do que é estipulado por norma. Por fim, é proposto uma nova técnica de modulação para inversores três níveis trifásicos que reduz a corrente de fuga, garante o equilíbrio das tensões dos capacitores do divisor capacitivo bem como apresenta melhor conteúdo harmônico nas tensões de linha quando comparado as demais técnicas com reduzida tensão de modo-comum.

**Palavras-chave:** Sistemas fotovoltaicos sem transformador, Tensão de modo-comum, corrente de fuga, técnicas de modulação.

**ABSTRACT**

**MODULATION TECHNIQUES FOR COMMON  
MODE VOLTAGE REDUCTION IN  
THREE-PHASE POWER CONVERTERS**

AUTHOR: DIEGO BRUM CHAVES  
ADVISOR: HUMBERTO PINHEIRO

In recent years, there has been significant growth in the use of alternative energy generation sources, particularly renewable ones. Environmental issues and the cheapness of these new generation sources are factors that justify this growth. Among the new alternatives, the photovoltaic generation was the one that grew the most in the last five years. Among the advantages of photovoltaic generation is the possibility of distributed generation, which reduces the structure of energy distribution and transmission. In addition, with the same purpose of reducing the structure and increasing efficiency, transformerless systems connected to the grid have been the target of industry and academia in several studies. However, in transformerless photovoltaic systems, the common-mode voltage generated by inverters can incite leakage currents. Leakage currents increase overall system losses, interfere with protective devices, reduce the life of photovoltaic panels and other equipment. To prevent this issues, photovoltaic standards have been established stipulating a maximum value for the leakage current. In the literature, there are several techniques to eliminate or reduce leakage currents. Among these, the use of a modified LCL filter (MLCL) is a simple and efficient alternative, since this small modification in the filter considerably increases the attenuation of the leakage current. Additionally, several modulation techniques, which do not require modifications to filters or inverter topology, have been proposed in recent decades. These strategies select inverter states in such a way that the common-mode voltage is reduced, thereby reducing leakage current. This work reviews space vector modulation techniques with reduced common-mode voltage for three-phase, two and three level inverters, using an LCLM filter. In addition, a common-mode chock is added to the filter structure, ensuring that the leakage current is below the stipulated standard. Finally, it is proposed a new space vector modulation technique for three-phase three-level inverters.

**Keywords:** Transformerless Photovoltaic Inverters, common-mode voltage, leakage current, modulation techniques

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1	– População, PIB e geração de energia elétrica no mundo, entre 1985 à 2015 .....	19
Figura 1.2	– Emissões totais de gases do efeito estufa e aumento da temperatura média no planeta entre 1990 e 2016 .....	20
Figura 1.3	– Geração de energia elétrica por fonte no mundo, no período de 1990 a 2020 .....	21
Figura 1.4	– Capacidade fotovoltaica instalada no Brasil .....	23
Figura 1.5	– Ilustração de um sistema fotovoltaico não isolado.....	24
Figura 1.6	– Inversor trifásico conectado à rede através de um filtro indutivo: (a) diagrama geral, (b) circuito equivalente de modo-comum. ....	24
Figura 1.7	– (a) Inversor trifásico conectado à rede através de um filtro LCL modificado, com e sem circuito de amortecimento passivo; circuito simplificado de modo-comum (b) amortecido, (c) não amortecido. ....	26
Figura 1.8	– Topologias com o negativo do barramento aterrado, (a) topologia de 3 níveis, (b) topologia de 5 níveis, (c) topologia de 7 níveis com capacitores chaveados, (d) um dos estados de comutação da topologia com capacitores chaveados. ....	27
Figura 1.9	– Inversores monofásicos e trifásicos de dois níveis com <i>bypass</i> no barramento cc, (a) H5, (b) H7, (c) H6 e (d) H8. ....	28
Figura 1.10	– Diagrama de espaço vetorial para inversores trifásicos em coordenadas $\alpha\beta$ , (a) diagrama de 2 níveis, (b) diagrama de 3 níveis, (c) diagrama de 5 níveis. ....	30
Figura 2.1	– Diagrama unifilar de um inversor conectado à rede. ....	35
Figura 2.2	– Correntes e campos magnéticos em um indutor CM trifásico, (a) fluxo magnético $H_{cm}$ , (b) fluxo de fuga $H_{x,fuga}$ . ....	38
Figura 2.3	– Topologias típicas de circuito de amortecimento para filtros LCL (a) amortecimento R, (b) amortecimento RL, (c) amortecimento RC. ..	39
Figura 2.4	– Resposta em frequência para o circuito diferencial e de modo comum, respectivamente, utilizando um filtro MLCL com diferentes circuitos de amortecimento: (a)-(b) amortecimento R, (c)-(d) amortecimento RL, (e)-(f) amortecimento RC. ....	40
Figura 2.5	– (a) Topologia de filtro empregada para um inversor qualquer. ....	44
Figura 2.6	– Circuitos equivalentes: (a) para o eixo $d$ , (b) para o eixo $q$ , (c) para o eixo 0. ....	47
Figura 2.7	– Circuitos equivalentes de modo comum. ....	50
Figura 2.8	– Pseudocódigo para a definição dos indutores com a menor energia, onde o passo é definido arbitrariamente. ....	54
Figura 2.9	– Tensão de linha $v_{inv}$ gerada por um inversor ponte completa e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) Z3SVM. ....	56
Figura 2.10	– Energia total nos indutores diferenciais para diferentes combinações de $L_1$ e $L_2$ que respeitam a norma ABNT 16149, (a) CSVM, (b) Z3SVM. ....	56
Figura 2.11	– Correntes de fase para os filtros dimensionados e suas respectivas componentes harmônicas: (a)-(b) CSVM, (c)-(d) Z3SVM. ....	57
Figura 2.12	– Tensão CM normalizada e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) Z3SVM. ....	58
Figura 2.13	– Correntes de fuga para (a) CSVM, (b) Z3SVM.....	58
Figura 2.14	– Diagrama geral. ....	59

Figura 2.15 – Diagrama de blocos do SRF-PLL. ....	60
Figura 2.16 – Diagrama de bode da função de transferência entre as correntes do lado do inversor e da rede, comparado a uma função de transferência de primeira ordem considerando um filtro puramente indutivo. ....	61
Figura 3.1 – Inversor trifásico dois níveis. ....	64
Figura 3.2 – (a) Diagrama SV para a estratégia CSVM considerando todos os vetores, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação $T_s$ . ....	65
Figura 3.3 – (a) Diagrama SV para a estratégia DSVM, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação $T_s$ . ....	66
Figura 3.4 – Vetores virtuais que podem ser criados para substituir $\mathbf{v}^0$ na estratégia OSVM. Os vetores virtuais são criados a partir dos vetores: (a) $\mathbf{v}^2$ e $\mathbf{v}^5$ , (b) $\mathbf{v}^1$ e $\mathbf{v}^4$ , (c) $\mathbf{v}^3$ e $\mathbf{v}^6$ . ....	67
Figura 3.5 – (a) Diagrama SV para a estratégia OSVM (b) ordem de comutação adotada na região 1 para a OSVM1, (c) ordem de comutação adotada na região 1 para a OSVM2. ....	68
Figura 3.6 – (a) Diagrama SV para a estratégia NSVM, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação $T_s$ . ....	69
Figura 3.7 – Vetores virtuais criados para três diferentes regiões de operações, (a) região 1, (b) região 2, (c) região 3. ....	70
Figura 3.8 – (a) Diagrama SV para a estratégia Z3SVM, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação $T_s$ . ....	72
Figura 3.9 – (a) Diagrama SV para a estratégia ZSVM, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação $T_s$ . ....	72
Figura 3.10 – (a) Diagrama SV para a estratégia SSVM, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação $T_s$ . ....	73
Figura 3.11 – Tensão CM e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) DSVM, (e)-(f) OSVM1, (g)-(h) OSVM2, (i)-(j) NSVM, (k)-(l) Z3SVM, (m)-(n) ZSVM, (o)-(p) SSVM. ....	75
Figura 3.12 – Tensão de linha gerada pelo inversor $v_{inv}$ e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) DSVM, (e)-(f) OSVM1, (g)-(h) OSVM2, (i)-(j) NSVM, (k)-(l) Z3SVM, (m)-(n) ZSVM, (o)-(p) SSVM. ....	76
Figura 3.13 – Da direita para a esquerda: correntes no inversor ( $i_{i,abc}$ ), correntes de fase ( $i_{n,abc}$ ) e correntes de fuga ( $i_p$ ) para o projeto dos indutores. (a)-(c) CSVM, (d)-(f) DSVM, (g)-(i) OSVM1, (j)-(l) OSVM2, (m)-(o) NSVM, (p)-(r) Z3SVM, (s)-(u) ZSVM, (v)-(x) SSVM. ....	79
Figura 4.1 – Inversor T-Type trifásico de três níveis. ....	82
Figura 4.2 – Possíveis estados de condução para os interruptores de um dos braços do inversor T-type. ....	83
Figura 4.3 – Diagrama SV típico para um conversor de três níveis. ....	84
Figura 4.4 – Corrente no ponto central do divisor capacitivo para o vetor $\mathbf{v}^0$ . ....	84
Figura 4.5 – Corrente no ponto central do divisor capacitivo para os vetores $\mathbf{v}^{1-6}$ . ....	85
Figura 4.6 – Corrente no ponto central do divisor capacitivo para os vetores $\mathbf{v}^{8,10,12,14,16,18}$ . ....	85
Figura 4.7 – Corrente no ponto central do divisor capacitivo para os vetores $\mathbf{v}^{7,9,11,13,15,17}$ . ....	86

Figura 4.8 – Ordem de comutação adotada, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação $T_s$ na estratégia CSVM.....	87
Figura 4.9 – (a) Diagrama SV para a estratégia DSVM, (b) ordem de comutação adotada, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação $T_s$ . ....	89
Figura 4.10 – (a) Diagrama SV para a estratégia MZSVM, (b) ordem de comutação adotada, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação $T_s$ . ....	90
Figura 4.11 – (a) Diagrama SV para a estratégia LMZSVM, (b) ordem de comutação adotada, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação $T_s$ . ....	91
Figura 4.12 – (a)-(b) Diagrama SV para a estratégia ISVM, (c)-(d) ordem de comutação adotada, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação $T_s$ . ....	92
Figura 4.13 – Diagrama SV para a estratégia PSVM proposta. ....	94
Figura 4.14 – Vetores de tensão para a modulação proposta PSVM: (a) região 1, (b) região 2, (c) região 3 e (d) região 4. ....	95
Figura 4.15 – Ordem de comutação, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação $T_s$ nos primeiros $60^\circ$ da estratégia PSVM proposta. ....	96
Figura 4.16 – Tensão CM e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) DSVM, (e)-(f) MZSVM, (g)-(h) LMZSVM, (i)-(j) ISVM, (k)-(l) PSVM. ....	98
Figura 4.17 – Tensão de linha gerada pelo inversor $v_{inv}$ e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) DSVM, (e)-(f) MZSVM, (g)-(h) LMZSVM, (i)-(j) ISVM, (k)-(l) PSVM. ....	99
Figura 4.18 – Da direita para a esquerda: correntes no inversor ( $i_{i,abc}$ ), correntes de fase ( $i_{n,abc}$ ), correntes de fuga ( $i_p$ ) e tensão nos capacitores ( $V_{P,N}$ ). (a)-(d) CSVM, (e)-(h) DSVM, (i)-(l) MZSVM, (m)-(p) LMZSVM, (q)-(t) ISVM, (u)-(x) PSVM. ....	101
Figura A.1 – Simetria de um terço de onda, (a) tensões no diagrama SV, (b) exemplo para a reutilização das ordens de comutação. ....	115
Figura A.2 – Deslocamento de um vetor referência no segundo sextante para o primeiro sextante. ....	116
Figura A.3 – Implementação das ordens de comutação, (a) pulsos centrados simétricos, (b) pulsos assimétricos. ....	117

## LISTA DE TABELAS

Tabela 2.1	– Distorção das correntes individuais na norma ABNT 16149. ....	41
Tabela 2.2	– Tempo máximo de desconexão do inversor para mudanças bruscas na corrente residual segundo IEC 62109-2. ....	43
Tabela 2.3	– Especificações para o exemplo de dimensionamento dos filtros. ....	55
Tabela 3.1	– Posição dos vetores para os primeiros $120^\circ$ , considerando um inversor dois níveis. ....	64
Tabela 3.2	– Parâmetros de simulação. ....	77
Tabela 3.3	– Estimativa da indutância diferencial, de modo-comum, perdas nos semicondutores (em relação a potência) e região de operação para as estratégias de modulação, onde os resultados em verde e vermelho representam os melhores e piores resultados entre as estratégias, respectivamente. ....	78
Tabela 4.1	– Posição dos vetores, corrente no ponto $O$ e tensão CM normalizada para os primeiros $120^\circ$ no inversor T-type trifásico de três níveis. ...	86
Tabela 4.2	– Estimativa da indutância diferencial, de modo-comum, perdas nos semicondutores e região de operação para as estratégias de modulação, onde os resultados em verde e vermelho representam os melhores e piores resultados, respectivamente. ....	100

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

<i>PIB</i>	Produto Interno Bruto
<i>IBGE</i>	Produto Interno Bruto
<i>IDH</i>	Índice de Desenvolvimento Humano
<i>FV</i>	Fotovoltaica
<i>LCOE</i>	<i>Levelized Costs of Energy</i>
<i>ANEEL</i>	Agência Nacional de Energia Elétrica
<i>CC</i>	Corrente Contínua
<i>CA</i>	Corrente Alternada
<i>RMS</i>	<i>Root Mean Square</i>
<i>LKT</i>	Lei de Kirchhoff das Tensões
<i>CM</i>	Modo-Comum
<i>LCLM</i>	LCL Modificado
<i>SVM</i>	Modulação por espaço vetorial
<i>THD</i>	Taxa de distorção harmônica
<i>PLL</i>	Algoritmo de travamento de fase

## LISTA DE SÍMBOLOS

$C_p$	Capacitor parasita
$v_p$	Tensão sobre o capacitor parasita
$i_p$	Corrente de fuga
$C_P$	Capacitor do barramento, do positivo para o neutro
$C_N$	Capacitor do barramento, do neutro para o negativo
$V_{dc}$	Tensão do barramento
$V_{cm}$	Tensão de modo-comum
$R_d$	Resistência de amortecimento
$C_d$	Capacitância de amortecimento
$L_d$	Indutância de amortecimento
$v_{xo}$	Tensão entre os braços do inversor e o ponto zero, onde $x = \{a, b, c\}$
$v_{xn}$	Tensão da rede, onde $x = \{a, b, c\}$
$T_s$	Período de comutação
$\mathbf{v}_{\alpha,\beta}^n$	Vetores de tensão em um plano $\alpha\beta$
$H_{tot}$	Fluxo magnético
$l_e$	Comprimento efetivo do caminho magnético
$N$	Número de espiras
$L_{cm}$	Indutância de modo comum
$L_p$	Indutância própria dos enrolamento
$k_{cm}$	Coefficiente de acoplamento entre enrolamentos
$i_\phi$	Corrente de fase
$v_\phi$	Tensão de fase
$f_1$	Frequência fundamental
$f_s$	Frequência de comutação
$f_0$	Frequência onde ocorre o ponto de ressonância
$L_1$	Indutância do lado do inversor em um filtro LCL
$L_2$	Indutância do lado da rede em um filtro LCL
$C_1$	Capacitância do filtro LCL
$L_{tot}$	Indutância total de um filtro LCL
$i_{i,abc}$	Correntes do lado do inversor
$i_{n,abc}$	Correntes do lado da rede
$v_{inv}$	Tensão de linha PWM gerada pelo inversor
$Z_{req}$	Impedância requerida
$m$	Índice de modulação
$f_c$	Frequência de corte
$T_1$	Período fundamental
$v_g$	Tensão de linha da rede
$P$	Potência
$i_o$	Corrente no ponto central capacitivo

## LISTA DE APÊNDICES E ANEXOS

Apêndice A – Detalhes para a implementação das modulações SV .....	115
--------------------------------------------------------------------	-----

# SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	19
1.1 MOTIVAÇÃO .....	19
<b>1.1.1 Aumento de Eficiência Energética</b> .....	22
1.2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS NÃO ISOLADO CONECTADOS À REDE .....	23
<b>1.2.1 Métodos para a redução da corrente de fuga</b> .....	25
1.2.1.1 <i>Filtros LCL modificados</i> .....	26
1.2.1.2 <i>Modificações topológicas</i> .....	27
1.2.1.3 <i>Técnicas de modulação vetorial</i> .....	29
1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO .....	32
1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO .....	32
<b>2 CONEXÃO DE INVERSORES TRIFÁSICOS À REDE ELÉTRICA</b> .....	34
2.1 INTRODUÇÃO .....	34
2.2 FILTROS PARA A INTERFACE COM À REDE .....	35
<b>2.2.1 Filtro L</b> .....	35
<b>2.2.2 Filtro LC</b> .....	36
<b>2.2.3 Filtro LCL</b> .....	36
<b>2.2.4 Indutor de modo comum</b> .....	37
<b>2.2.5 Métodos passivos de amortecimento do filtro LCLM</b> .....	39
2.3 NORMAS PARA INVERSORES EM APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS CONECTADOS À REDE .....	41
<b>2.3.1 ABNT 16149 (ABNT, 2003)</b> .....	41
<b>2.3.2 IEC 62109-2 (IEC, 2011)</b> .....	42
2.4 ANÁLISE DO FILTRO EMPREGADO .....	43
<b>2.4.1 Modelagem</b> .....	43
2.4.1.1 <i>Desacoplamento dos eixos dq</i> .....	48
2.4.1.2 <i>Obtenção do circuito de modo comum</i> .....	48
<b>2.4.2 Filtro diferencial</b> .....	50
<b>2.4.3 Filtro de modo comum</b> .....	53
<b>2.4.4 Exemplo de projeto para filtro diferencial</b> .....	55
<b>2.4.5 Exemplo de projeto para filtro de modo comum</b> .....	57
2.5 MALHAS DE CONTROLE .....	58
<b>2.5.1 Estratégia de Sincronismo com a Rede Elétrica</b> .....	59
<b>2.5.2 Malha de corrente</b> .....	60
2.6 CONCLUSÃO .....	62
<b>3 REDUÇÃO DA CMV PARA INVERSORES 2 NÍVEIS</b> ..	63

3.1 INTRODUÇÃO .....	63
3.2 OPERAÇÃO DO INVERSOR TRIFÁSICO DOIS NÍVEIS .....	63
3.2.1 Tensão de modo comum .....	64
3.3 ESTRATÉGIAS SVM PARA INVERSORES TRIFÁSICOS DOIS NÍVEIS .....	64
3.3.1 Estratégia SVM convencional (CSVM) .....	65
3.3.2 Estratégia SVM descontínua (DSVM) .....	66
3.3.3 Estratégia SVM substituindo o vetor $v^0$ (OSVM) (LAI; SHYU, 2004) .....	67
3.3.4 Estratégia SVM sem o vetor $v^0$ (NSVM) (UN; HAVA, 2009) .....	69
3.3.5 Estratégia SVM sem componentes de baixa ordem (Z3SVM) (Tian et al., 2016) .....	70
3.3.6 Estratégia SVM com zero tensão CM (ZSVM) (CACCIATO et al., 1999) .....	72
3.3.7 Estratégia SVM com seleção de vetores (SSVM) (CACCIATO et al., 1999) .....	73
3.4 RESULTADOS E COMPARAÇÕES .....	74
3.4.1 Tensões de modo comum .....	74
3.4.2 Tensões de linha (diferencial) .....	74
3.4.3 Resultados de simulação .....	77
3.5 CONCLUSÃO .....	78
<b>4 REDUÇÃO DA TENSÃO CM PARA INVERSORES 3 NÍVEIS</b> .....	<b>81</b>
4.1 INTRODUÇÃO .....	81
4.2 OPERAÇÃO DO INVERSOR T-TYPE .....	82
4.2.1 Tensão CM .....	83
4.2.2 Análise da corrente no ponto central do divisor capacitivo .....	84
4.3 ESTRATÉGIAS SVM PARA INVERSORES TRIFÁSICOS TRÊS NÍVEIS .....	86
4.3.1 Estratégia SVM convencional (CSVM) .....	87
4.3.1.1 Corrente no ponto central do divisor capacitivo .....	88
4.3.2 Estratégia SVM descontínua (DSVM) .....	88
4.3.3 Estratégia SVM com vetores médios e zero (MZSVM) (Cavalcanti et al., 2010) .....	89
4.3.4 Estratégia SVM com os vetores grandes, médios e zero (LMZSVM) (Lee; Lee, 2014) .....	91
4.3.5 Estratégia SVM com equilíbrio da tensão dos capacitores do barramento CC e redução da CMV (ISVM) (Xing et al., 2019) .....	92
4.3.6 Estratégia SVM proposta (PSVM) .....	94
4.4 RESULTADOS E COMPARAÇÕES .....	97
4.4.1 Tensão de modo-comum .....	97

4.4.2 Tensão de linha (diferencial) .....	97
4.4.3 Resultados de simulação .....	97
4.5 CONCLUSÃO .....	102
<b>5 CONSIDERAÇÕES FINAIS</b> .....	103
5.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS .....	104
5.2 ARTIGOS PUBLICADOS .....	105
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	106
<b>APÊNDICES</b> .....	114
A.1 SIMETRIA DE UM TERÇO DE ONDA .....	115
A.2 IMPLEMENTAÇÃO DOS SINAIS PWM .....	116

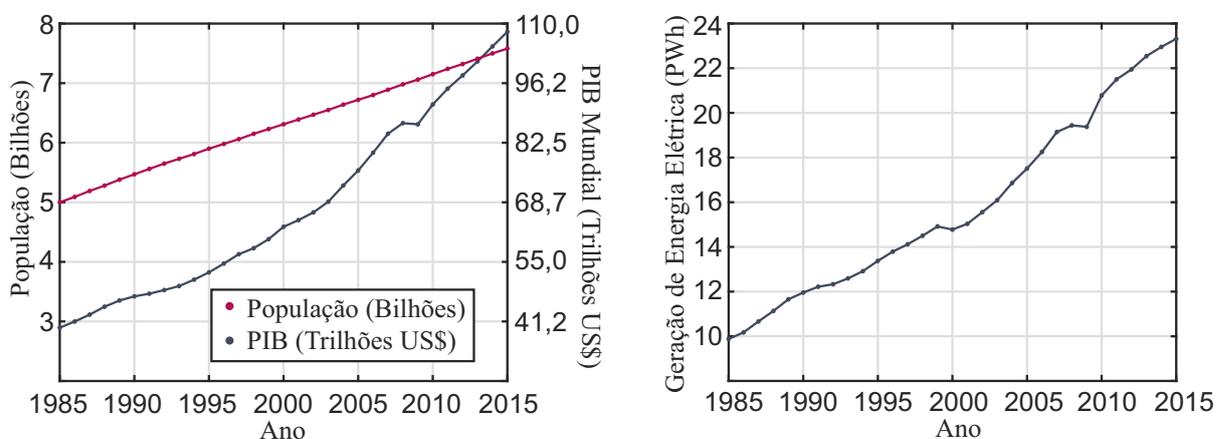
# 1 INTRODUÇÃO

## 1.1 MOTIVAÇÃO

Com o passar dos anos, o crescimento populacional, bem como a modernização da humanidade, elevou a demanda por energia elétrica. A sociedade e a indústria vem incorporando energia elétrica nos demais processos, desenvolvendo cada vez mais produtos que dependem da eletricidade. A Figura 1.1 ilustra essa relação, onde o produto interno bruto (PIB) pode ser usado como medidor do desenvolvimento humano atual (ROSER, 2014). No Brasil, a população foi de 194,89 milhões (2010) para 211,75 milhões (2020), um crescimento de 8,75%, segundo dados do instituto brasileiro de geografia e estatística (IBGE). No mesmo período, o consumo de energia elétrica teve um crescimento de 19,53%, alcançando um total de 605,73 TWh no último ano (RITCHIE; ROSER, 2020b). Mesmo com as quedas de consumo de energia elétrica causadas pela crise econômica de 2015 e a crise sanitária de 2020, esse maior percentual no consumo mostra como cada vez mais incorporamos eletricidade nas mais diversas atividades.

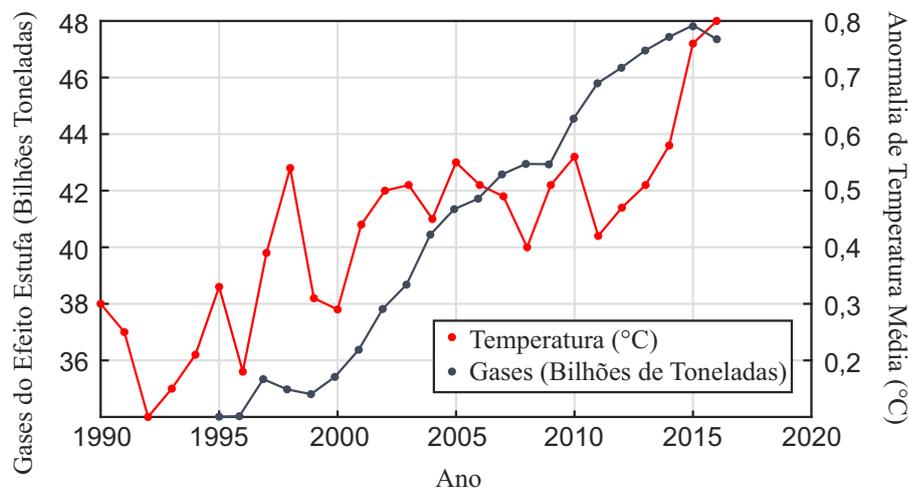
O aumento do PIB e a incorporação de máquinas na produção de bens de consumo foi determinante para o desenvolvimento humano. Em meados de 1840, no final da revolução industrial, estimativas sugerem que a expectativa de vida global era de aproximadamente 29,3 anos (ROSER; ORTIZ-OSPINA; RITCHIE, 2013). Em 2019, já era de 72,6. Além disso, o índice de desenvolvimento humano (IDH), o mais usado para quantificar a qualidade de vida da população, pulou de 0,21 para 0,76 entre o período de 1850

Figura 1.1 – População, PIB e geração de energia elétrica no mundo, entre 1985 à 2015



Fonte: Adaptado de (ROSER, 2013), (ROSER; RITCHIE; OSPINA, 2013) e (RITCHIE; ROSER, 2020b).

Figura 1.2 – Emissões totais de gases do efeito estufa e aumento da temperatura média no planeta entre 1990 e 2016



Fonte: Adaptado de (RITCHIE; ROSER, 2020a).

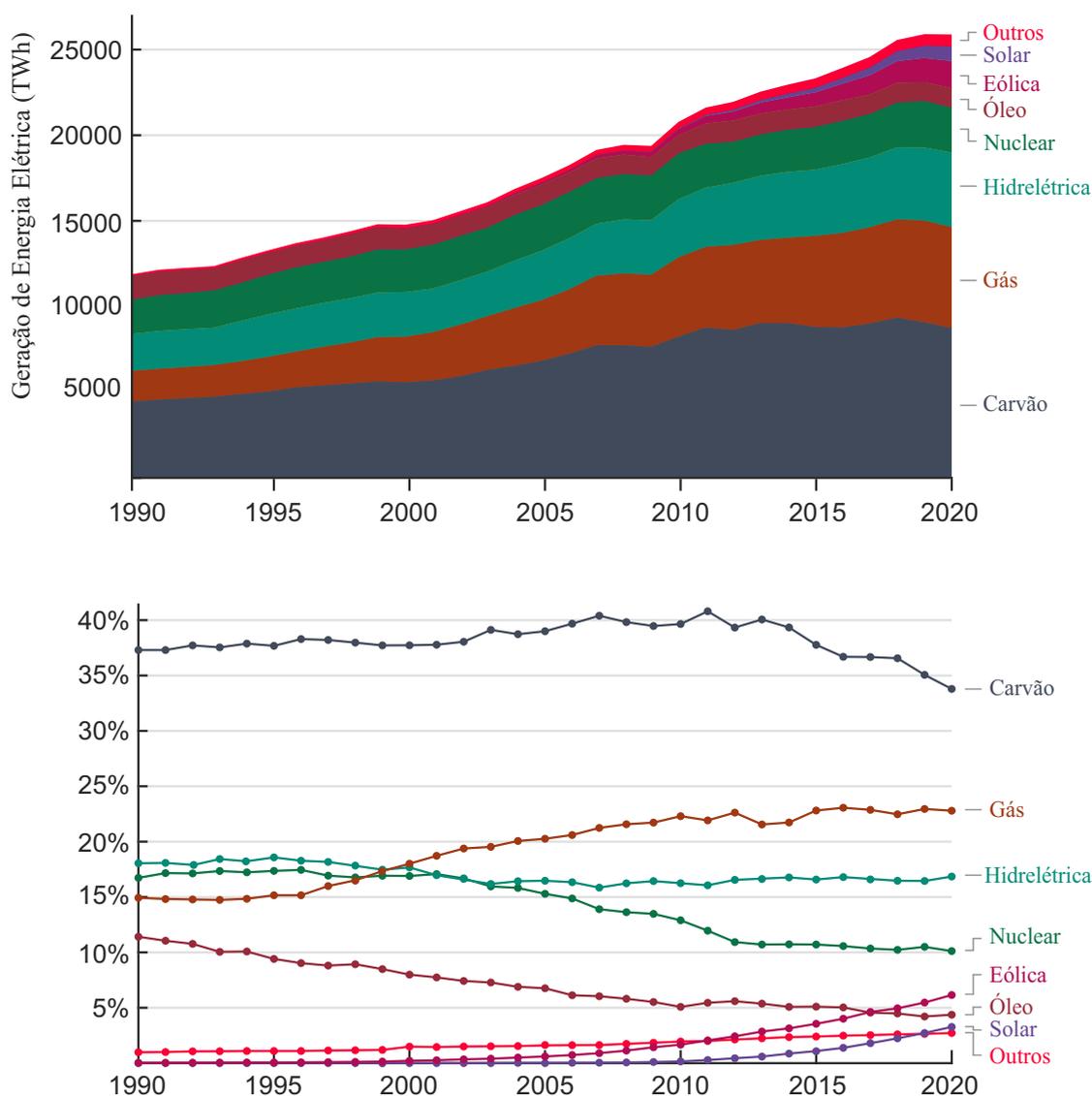
a 2015 no Reino Unido (ROSER, 2014), berço da revolução industrial. No Brasil, passou de 0,05 para 0,54 no mesmo período.

Embora o uso de energia tenha aumentado a longevidade e qualidade da vida humana, essa trouxe consequências climáticas. Atualmente, a geração de energia, seja elétrica ou não, é predominantemente não renovável. Além disso, boa parte da geração de energia não renováveis libera gases do efeito estufa, que nos últimos anos desencadearam um aquecimento não natural do planeta. Há mais de um século a relação entre o aumento da temperatura do planeta e a liberação de gases do efeito estufa (particularmente o CO<sub>2</sub>) é conhecida no meio acadêmico, onde os primeiros indícios dessa relação foram apontados por Eunice Foote em 1856. Em tradução direta, Foote ponderou que: "uma atmosfera com maior concentração de CO<sub>2</sub> daria ao nosso planeta uma temperatura mais alta" (FOOTE, 1856).

A Figura 1.2 ilustra as emissões totais de gases do efeito estufa e o aumento de temperatura no planeta, de 1990 a 2016. O 0 °C no gráfico é calculado pela temperatura média entre 1961 e 1990 (RITCHIE; ROSER, 2020a); outros pontos de referência podem ser tomados para o 0 °C em diferentes estudos. Além da temperatura, devido ao aumento na poluição do ar, estima-se que a liberação de gases do efeito estufa matam 3,6 milhões de pessoas ao redor do globo, seis vezes mais mortes do que as atribuídas a assassinatos, guerras e ataques terroristas combinadas (LELIEVELD et al., 2019; RITCHIE; ROSER, 2018).

A preocupação com as consequências da liberação de gases do efeito estufa atrai líderes do mundo todo. Em 22 de abril de 2021, na Cúpula Virtual de Líderes sobre o Clima, o presidente dos Estados Unidos, Joe Biden, ressaltou que seu país tem intenção

Figura 1.3 – Geração de energia elétrica por fonte no mundo, no período de 1990 a 2020



Fonte: Adaptado de (RITCHIE; ROSER, 2020b).

de reduzir consideravelmente a emissão de gases do efeito estufa. Em tradução direta, Joe Biden disse: "... os Estados Unidos iniciam o caminho para reduzir a emissão dos gases do efeito estufa pela metade - pela metade até o final desta década... essas etapas colocarão os Estados Unidos em um caminho de economia com emissões líquidas zero até 2050". De fato, entre o período de 2010 a 2019, os Estados Unidos investiram 446,1 bilhões de dólares americanos em energia renovável (JAGANMOHAN, 2021), dados que reforçam o discurso de Biden.

Além dos Estados Unidos, grande parte das nações desenvolvidas (particularmente as europeias) tem dedicado esforços para a redução das emissões dos gases de efeito estufa. A Figura 1.3 ilustra a parcela da geração de energia elétrica por fonte, no período de 1990 a 2020. É visível que as fontes poluentes ainda são predominantes; entretanto, a

participação de fontes renováveis na matriz elétrica mundial cresceu 517% em 10 anos.

Particularmente, nos últimos 5 anos, a energia solar fotovoltaica (FV) ganhou grande destaque. Nesse curto período, se observou um crescimento de 300% na participação da energia solar FV na matriz elétrica mundial, de 254,67 TWh em 2015 para 844,39 TWh em 2020, um aumento de geração de 331,56% (RITCHIE; ROSER, 2020b). No mesmo período, no Brasil, a geração solar FV passou de singelos 0,06 TWh para 7,59 TWh, um aumento de 12.650%.

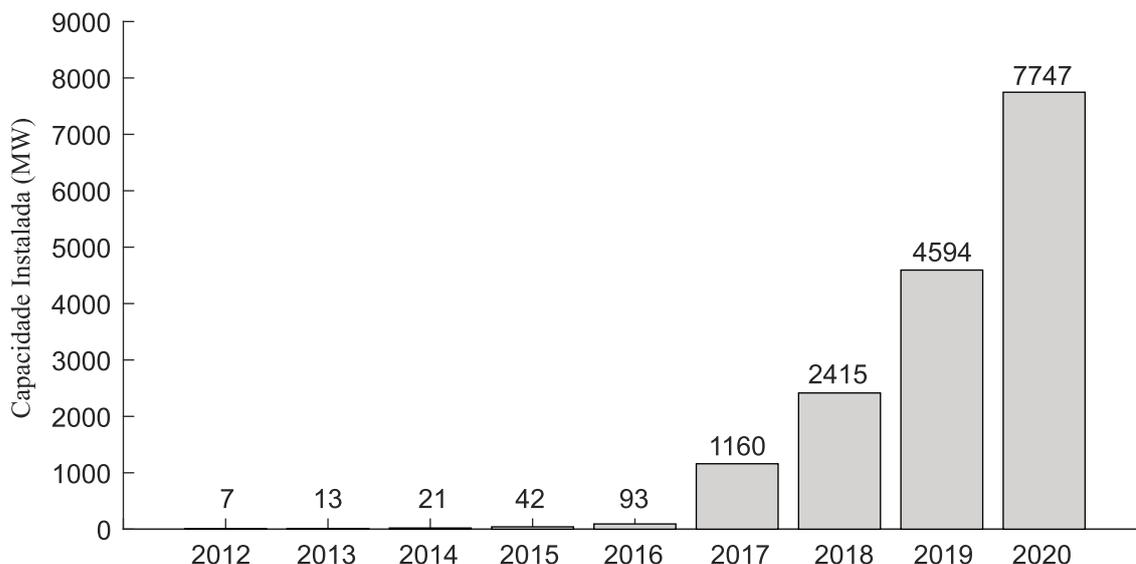
Além de questões ambientais, a participação da energia solar aumentou devido a seu barateamento. Segundo (ROSER, 2020), o preço da energia solar, por unidade de energia, caiu 89% entre 2009 a 2019. O preço da energia a carvão, no mesmo período, teve uma queda de apenas 2%. O preço da energia pode ser mensurado pelo *levelized costs of energy* (LCOE), que considera o preço das instalações, a manutenção e a vida útil da usina.

### 1.1.1 Aumento de Eficiência Energética

Além de reduzir as fontes poluentes, o aumento de eficiência elétrica é fundamental. Nesse sentido, aplicações que envolvem conversores de potência são bastante consideráveis, visto que esses dispositivos podem operar com o processamento de potência na casa dos milhões (MW) (Abu-Rub et al., 2010). Para tanto, novas tecnologias, como novos dispositivos semicondutores (Nayak; Hatua, 2016; He et al., 2019), vem surgindo para o aumento da eficiência dos conversores.

Para aumentar a eficiência, e diminuir o preço total do sistema, o uso de transformadores em algumas situações vem sendo questionado. Em diversas aplicações, transformadores são usados para isolamento galvânica e ajuste dos níveis de tensão. Entretanto, podem representar 30%-50% do tamanho e 50%-70% do peso total do sistema de conversão (Abu-Rub et al., 2016). Entre os problemas apresentados, a inclusão de um transformador também aumenta o preço do sistema total, sendo necessário condutores extras, refrigeração, construção de uma estrutura adicional para o transformador e instalações adicionais. Portanto, problemas como espaço, peso, estrutura geral e perdas podem ser otimizados em sistemas sem transformador, que podem beneficiar diversas aplicações (Hagiwara; Nishimura; Akagi, 2010). Entretanto, sistemas sem isolamento galvânica apresentam alguns desafios dependendo da aplicação, como é detalhado na próxima seção.

Figura 1.4 – Capacidade fotovoltaica instalada no Brasil



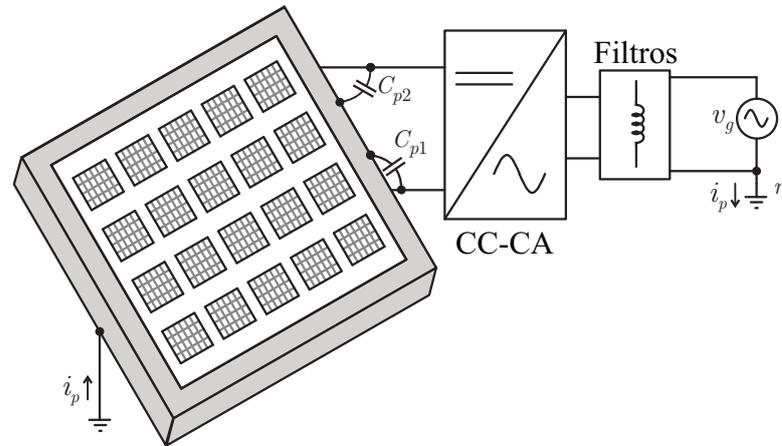
Fonte: Adaptado de ANEEL.

## 1.2 SISTEMAS FOTOVOLTAICOS NÃO ISOLADO CONECTADOS À REDE

Como mencionado, houve um aumento significativo na geração de energia FV no Brasil. Só no ano de 2019, o crescimento da energia solar fotovoltaica foi de 90,22%, segundo dados da ANEEL. Baixo impacto ambiental, baixo custo das instalações e grandes incentivos fiscais justificam o aumento. A Figura 1.4 apresenta a capacidade instalada no país. Além disso, diferente de outras fontes, a porção de geração distribuída é considerável na geração FV. Segundo dados da ANEEL, em 2020, 60% das instalações FV eram de geração distribuída. A geração distribuída apresenta diversas vantagens, como reduzido investimento e perdas elétricas em estruturas de transmissão (SMIL, 2019).

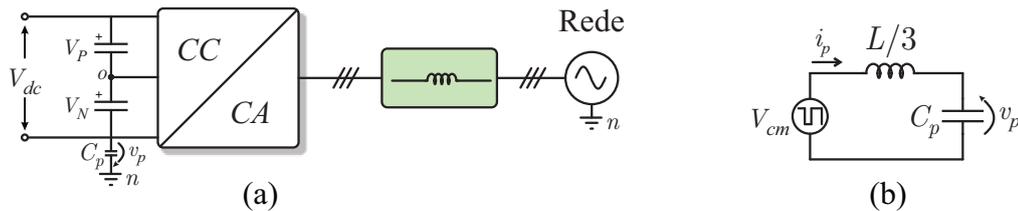
Além disso, instalações FV sem isolamento galvânica vem ganhando significativa participação de mercado em pequenas e médias potências (CADAVAL et al., 2013), devido a alta eficiência, reduzido custo entre outros fatores já citados. Entretanto, a tensão de modo-comum (CM) gerada por conversores de potência pode originar correntes indesejadas, tipicamente conhecidas como correntes de fuga. Em sistemas FV, os cristais de silício que compõem os painéis FV possuem capacitâncias parasitas (Shen; Jou; Wu, 2012), que surgem devido a questões construtivas dos módulos (Lopez et al., 2007). Normalmente, como estabelecido por norma, a carcaça metálica dos painéis é aterrada, impedindo ou reduzindo o choque elétrico caso um indivíduo entre em contato com os painéis (Myrzik; Calais, 2003). O aterramento cria um caminho de corrente entre os capacitores parasitas e a rede. O valor das capacitâncias parasitas impacta fortemente a amplitude das correntes de fuga. O valor das capacitâncias varia entre 50 nF/kW a 150 nF/kW (Myrzik; Calais,

Figura 1.5 – Ilustração de um sistema fotovoltaico não isolado



Fonte: Autor.

Figura 1.6 – Inversor trifásico conectado à rede através de um filtro indutivo: (a) diagrama geral, (b) circuito equivalente de modo-comum.



Fonte: Autor.

2003), dependendo do solo, da tecnologia dos painéis e da umidade, entre outros fatores (Chen et al., 2016).

As correntes de fuga percorrem o circuito do inversor e são injetadas na rede, aumentando as perdas, a distorção das correntes de fase e causando mal funcionamento de dispositivos de proteção (Myrzik; Calais, 2003). A Figura 1.5 apresenta um sistema típico fotovoltaico não isolado. As capacitâncias parasitas ilustradas na Figura 1.5 podem ser modeladas inserindo capacitores entre o positivo e negativo do barramento CC para o terra; entretanto, por simplicidade, a maior parte dos autores consideram apenas um capacitor do negativo para o terra. Logo, a representação com um único capacitor é adotada nesse trabalho.

As normas de conexão fotovoltaicas, como IEC-62109-2 e DIN-VDE-0126, estabelecem um limite para o valor eficaz (*root mean square* - RMS) da corrente de fuga. As normas estabelecem diferentes valores máximos para a corrente de fuga, dependendo dos equipamentos utilizados na instalação do sistema, como detalhado no capítulo 2. Para respeitar essa norma, uma grande gama de soluções foram propostas por diferentes autores.

### 1.2.1 Métodos para a redução da corrente de fuga

A corrente de fuga está diretamente relacionada com a variação de tensão sobre o capacitor parasita  $C_p$ . Portanto, quanto maior a variação e amplitude da tensão sobre o capacitor, maior a corrente de fuga. Essa relação é estabelecida pela equação

$$i_p(t) = C_p \frac{dv_p(t)}{dt}. \quad (1.1)$$

A tensão  $v_p$  depende principalmente da topologia, filtro e técnica de modulação empregada. Neste sentido, a maior parte dos métodos propostos na literatura para a redução da corrente de fuga se concentram em um ou mais dos pontos citados.

De modo a descrever os métodos para a redução da corrente de fuga  $i_p$ , é necessário estabelecer a relação entre os parâmetros do inversor e a tensão  $v_p$ . Para isso, considere o inversor trifásico ilustrado na Figura 1.6(a) conectado à rede por um filtro puramente indutivo. Considere que os filtros indutivos nas fases são iguais, e que os capacitores do barramento CC  $C_P$  e  $C_N$  são grandes, de maneira que suas dinâmicas não interfiram no circuito. Sabendo que  $V_P = V_N = V_{dc}/2$ , aplicando a Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) em cada fase do inversor da Figura 1.6, obtêm-se

$$-v_p + \frac{V_{dc}}{2} + v_{ao} - v_L - v_{an} = -v_p + \frac{V_{dc}}{2} + v_{bo} - v_L - v_{bn} = -v_p + \frac{V_{dc}}{2} + v_{co} - v_L - v_{cn} = 0. \quad (1.2)$$

onde  $v_{xo}$  é a tensão entre os braços do inversor e o ponto zero,  $v_{xn}$  é a tensão da rede e  $v_L$  é a queda de tensão sobre o indutor, onde  $x = \{a, b, c\}$ .

Somando todos os termos da equação (1.2), e isolando a tensão  $v_p$ , tem-se

$$v_p = \frac{v_{ao} + v_{bo} + v_{co}}{3} - \frac{v_{an} + v_{bn} + v_{cn}}{3} - v_L - \frac{V_{dc}}{2}. \quad (1.3)$$

O termo  $(v_{ao} + v_{bo} + v_{co})/3$  representa a tensão de modo-comum  $V_{cm}$  gerada pelo inversor

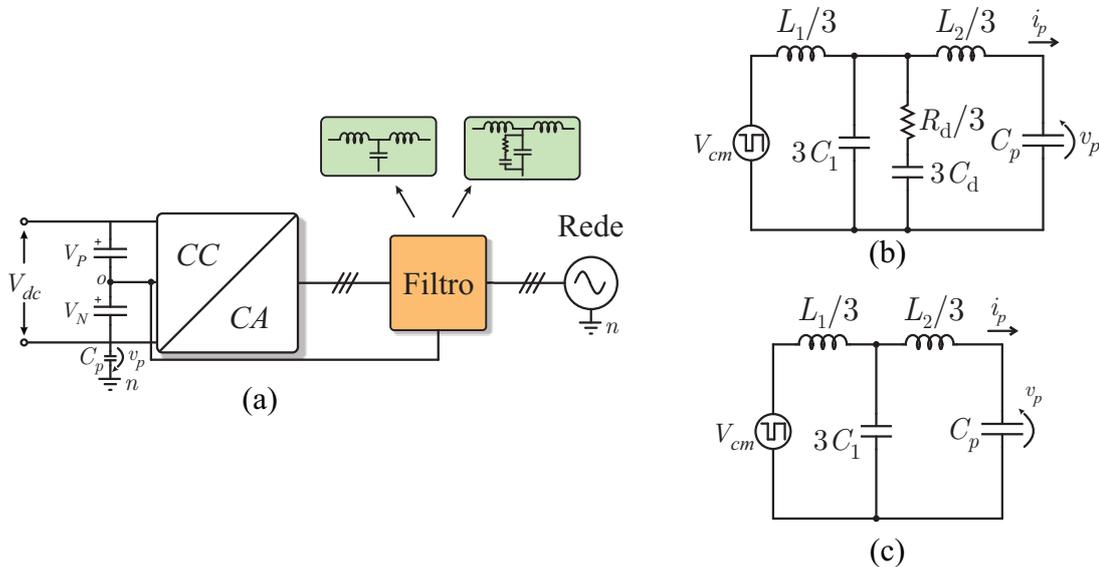
$$V_{cm} = \frac{v_{ao} + v_{bo} + v_{co}}{3}. \quad (1.4)$$

A tensão de modo-comum, como já mencionado, é responsável pelo surgimento da corrente de fuga. Sabendo que o circuito em questão é trifásico, e que as tensões de fase são equilibradas ( $v_{an} + v_{bn} + v_{cn} = 0$ ), a equação (1.3) pode ser reescrita como

$$v_p = V_{cm} - v_L. \quad (1.5)$$

A Figura 1.6(b) apresenta o modelo simplificado do circuito de modo-comum. É importante ressaltar que as tensões de fase de um inversor podem ser divididas em duas parcelas: diferencial e comum. A tensão CM é a maior responsável pelo surgimento das

Figura 1.7 – (a) Inversor trifásico conectado à rede através de um filtro LCL modificado, com e sem circuito de amortecimento passivo; circuito simplificado de modo-comum (b) amortecido, (c) não amortecido.



Fonte: Autor.

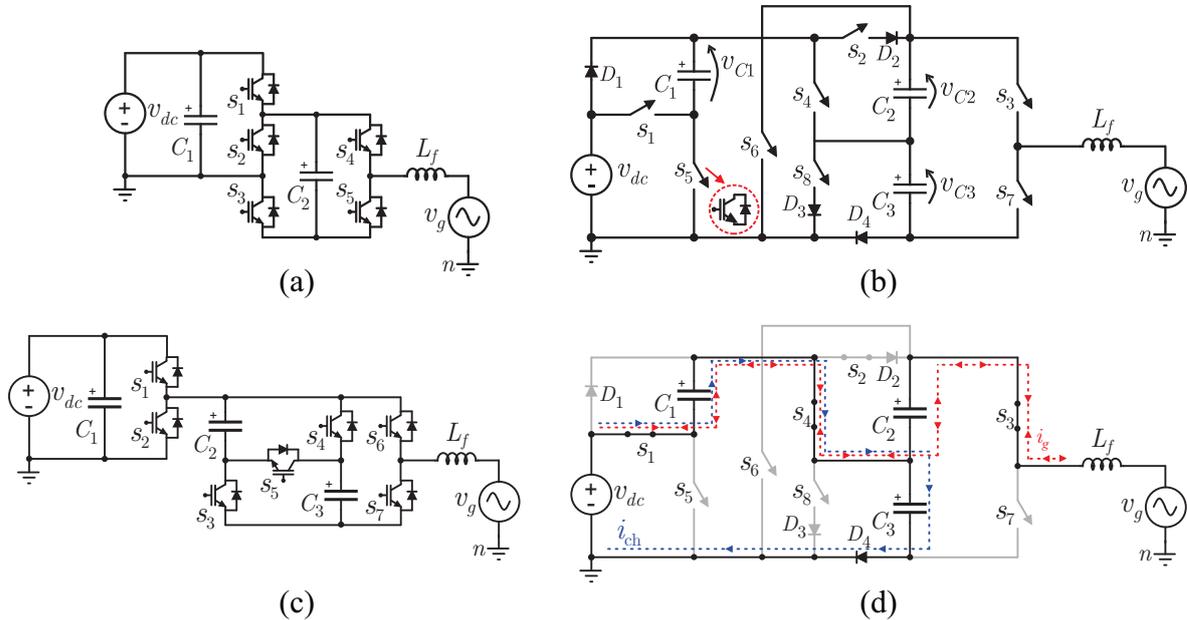
correntes de fuga. Por outro lado, a tensão diferencial não tem efeito na corrente de fuga quando os filtros indutivos são exatamente iguais em todas as fases do inversor (Kerekes; Teodorescu; Liserre, 2008). Outro fator importante é que, como o nome sugere, a tensão CM é igual em fase e amplitude em todas as pernas do inversor, e por isso ela se anula nas tensões de linha.

A tensão CM, como evidenciado pela equação (1.4), depende de muitos fatores, como: tensão do barramento, frequência de comutação e modulação. Em sua maioria, os métodos de modulação, somados aos níveis de tensão e frequência de comutação, levam a uma tensão CM elevada em frequência e amplitude, resultando em elevadas correntes de fuga. A seguir são detalhados alguns métodos propostos para a redução da corrente de fuga  $i_p$ .

### 1.2.1.1 Filtros LCL modificados

Com o objetivo de reduzir a corrente de fuga, um filtro de terceira ordem modificado (*Modified LCL Filter* - MLCL) pode ser utilizado (Dong et al., 2012; Rahimi et al., 2020). Nele, o ponto comum dos capacitores do filtro são conectados ao ponto central dos capacitores do barramento CC. A Figura 1.7 ilustra um inversor genérico trifásico conectado à rede com um filtro MLCL. Note que, devido a se tratar de um filtro de terceira ordem, o ponto de ressonância deve ser atenuado, seja por métodos passivos ou

Figura 1.8 – Topologias com o negativo do barramento aterrado, (a) topologia de 3 níveis, (b) topologia de 5 níveis, (c) topologia de 7 níveis com capacitores chaveados, (d) um dos estados de comutação da topologia com capacitores chaveados.



Fonte: Adaptado de (Gu et al., 2013), (Grigoletto, 2021) e (GRIGOLETTO et al., 2021).

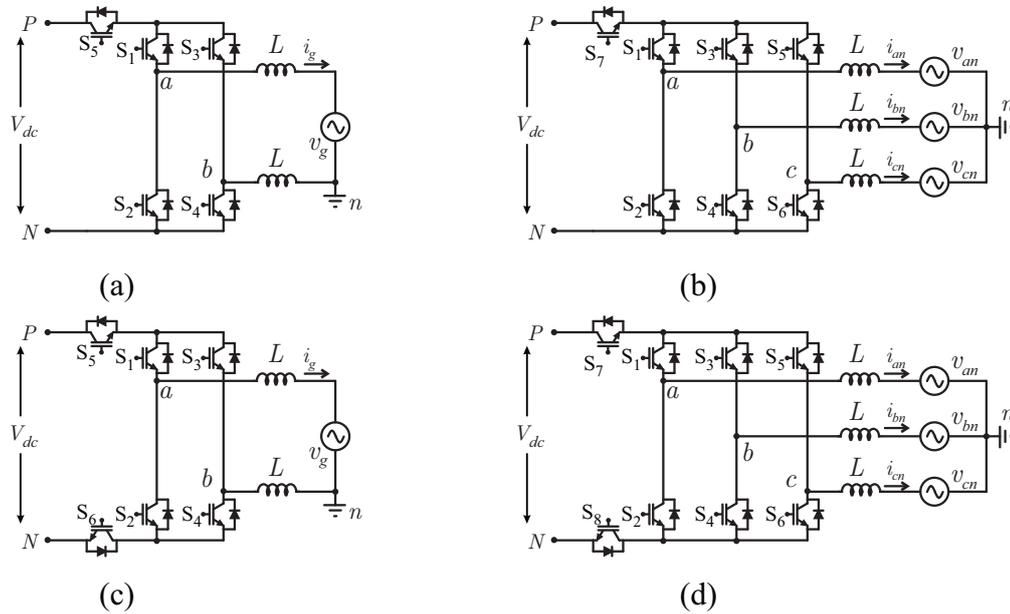
ativos (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2018). A Figura 1.7(a) ilustra a atenuação passiva em um dos vários arranjos disponíveis (Wang et al., 2003).

Filtros MLCL de fato possuem grande atenuação nas altas frequências da corrente de fuga. Em comparação a um filtro  $L$ , possuem uma atenuação três vezes maior após o ponto de ressonância. Entretanto, como ilustrado na Figura 1.7(b)-(c), o circuito de modo-comum fica com dois pontos de ressonância, que podem estar localizados em altas frequências, principalmente para pequenas capacitâncias parasitas. Além disso, para o amortecimento passivo, a resistência  $R_d$  pode ter grande impacto na corrente de fuga (GIACOMINI et al., 2017). Para métodos ativos, considerando que o segundo ponto de ressonância pode ocorrer em uma frequência elevada, o controle empregado pode não possuir banda passando para amortecer o segundo ponto; além disso, a implementação de amortecimento ativo requer sensores adicionais (GIACOMINI et al., 2018).

### 1.2.1.2 Modificações topológicas

Nos últimos anos, um grande número de topologias para sistemas FV conectados a rede foram propostas (Li et al., 2015). Entre essas, uma que ganha bastante atenção são os inversores aterrados (Khan et al., 2020). Nesses inversores, o negativo do barramento CC é aterrado, eliminando o caminho por onde a tensão de modo-comum induz corrente.

Figura 1.9 – Inversores monofásicos e trifásicos de dois níveis com *bypass* no barramento cc, (a) H5, (b) H7, (c) H6 e (d) H8.



Fonte: Autor.

A Figura 1.8 ilustra algumas dessas topologias, que em grande parte são monofásicas.

Embora efetivamente a corrente de fuga seja levada a zero, essas topologias agregam capacitores adicionais para realizar os estados negativos. Além disso, alguns capacitores devem ser de tamanho considerável, principalmente para topologias que utilizam capacitores chaveados, como o inversor ilustrado na Figura 1.8(c). Capacitores chaveados são colocados em série com a fonte de tensão, sem nenhuma carga, o que pode levar a grandes correntes (Babaei; Gowgani, 2014). A Figura 1.8(d) ilustra um estado de comutação do inversor da Figura 1.8(c), onde a curva pontilhada em azul representa a corrente entre a alimentação e o capacitor. Para evitar grandes correntes, os capacitores não devem ter uma diferença de tensão muito grande com a fonte; portanto, essas topologias devem ser utilizadas em aplicações de menor potência, um fator bastante limitante.

Além dos inversores aterrados, outra opção explorada por alguns autores foi o uso de inversores de dois níveis clássicos com *bypass* no barramento CC (Guo et al., 2020). Nessas topologias, um ou dois interruptores de potência são adicionados para cortar o caminho de corrente entre o positivo e/ou negativo do barramento CC em alguns estados do inversor. Com isso, a amplitude da tensão de modo-comum é reduzida. A Figura 1.9 ilustra as topologias H5, H6, H7 e H8. As topologias de fato reduzem a tensão de modo-comum, e portanto a corrente de fuga (Guo et al., 2020). Entretanto, é necessário interruptores adicionais. Além disso, dado a posição dos interruptores adicionais, esses devem suportar elevadas correntes do barramento CC, reduzindo a eficiência do sistema de conversão.

### 1.2.1.3 Técnicas de modulação vetorial

Nas técnicas de modulação por espaço vetorial (*space vector modulation* - SVM), as tensões de saída do inversor são tratadas como vetores em um espaço vetorial em coordenadas  $abc$ . Com o propósito de simplificar o espaço vetorial, pode-se representar os estados do inversor em coordenadas  $\alpha\beta\gamma$  por meio da transformação  $T_{\alpha\beta\gamma}$  (1.6). Em um sistema equilibrado trifásico, o termo *gamma* é zero, e portanto a transformação  $T_{\alpha\beta\gamma}$  resulta em um espaço bidimensional.

$$T_{\alpha\beta\gamma} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (1.6)$$

A Figura 1.10 ilustra diagramas de espaço vetorial (*space vector* - SV) de dois, três e cinco níveis. As tensões  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  são as tensões de fase normalizadas pelo barramento CC, e podem ser definidas de maneira diferente dependendo do inversor e da quantidade de níveis. A tensão  $v_{cm}$  é a tensão de modo-comum  $V_{cm}$  normalizada. Perceba que, além do aumento de vetores e redundâncias, também há um aumento nas possibilidades para o valor da tensão de modo-comum a medida que o número de níveis do inversor aumenta.

A posição dos vetores de tensão são definidas pelas tensões de linha, que podem ser obtidas por diferentes combinações das tensões de fase. Devido a isso, existe mais de uma forma para implementar alguns desses vetores. Para um inversor trifásico dois níveis e para inversores multiníveis com divisor capacitivo no barramento CC, sabendo que  $n$  é o número de níveis do inversor, o número de vetores ( $\mathbf{V}_n$ ), o número de possíveis implementações ( $\mathbf{D}_n$ ) e o número de possibilidades para a tensão de modo-comum ( $\mathbf{CMV}_n$ ) podem ser determinados pelas expressões

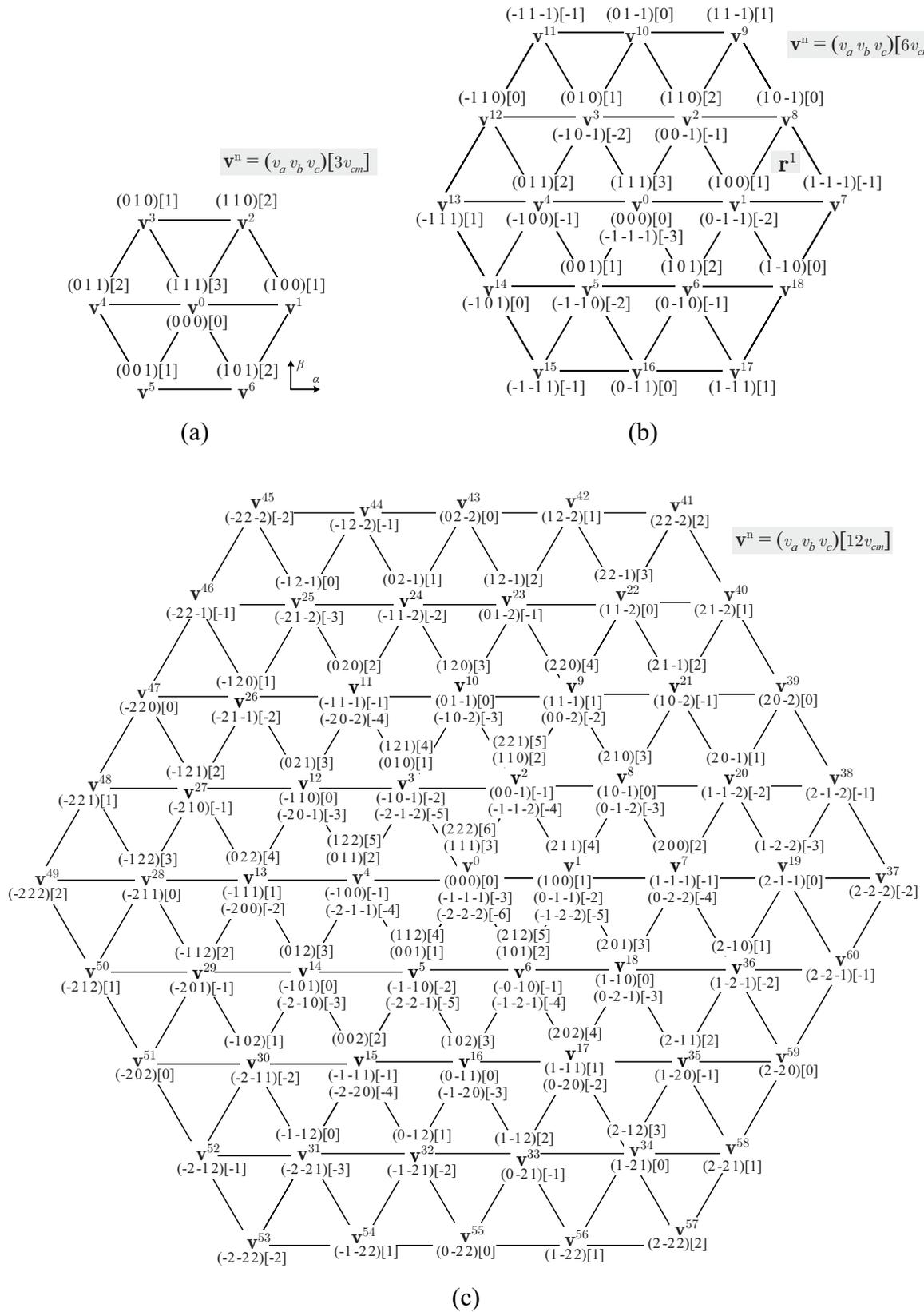
$$\mathbf{V}_n = n^3 - (n - 1)^3 \quad (1.7)$$

$$\mathbf{D}_n = n^3 \quad (1.8)$$

$$\mathbf{CMV}_n = 3n - 2 \quad (1.9)$$

A principal vantagem em estratégias SVM é a possibilidade para a definição de sequências de comutações e dos vetores utilizados. Isso permite uma otimização de algumas variáveis de interesse. Para a redução da tensão de modo-comum, essas modulações usam e reorganizam os diagramas SV com vetores que possuem tensão de modo-comum igual ou similar. Desta forma, é possível eliminar ou reduzir significativamente a corrente de fuga sem modificações no inversor ou nos filtros (Chaves; Grigoletto, 2020a; Chaves;

Figura 1.10 – Diagrama de espaço vetorial para inversores trifásicos em coordenadas  $\alpha\beta$ ,  
 (a) diagrama de 2 níveis, (b) diagrama de 3 níveis, (c) diagrama de 5 níveis.



Fonte: Autor.

Grigoletto, 2020b). Entretanto, a redução da tensão de modo-comum é obtida a certo custo, como aumento da taxa de distorção harmônica (*Total harmonic distortion* - THD) e/ou redução da região linear de operação.

Cinco etapas podem ser identificadas na implementação de estratégias SVM: definição dos possíveis vetores de comutação no espaço das tensões de saída, identificação dos planos de separação, obtenção das matrizes de decomposição, cálculo do tempo de duração dos vetores e definição da sequência de comutação. Como exemplo, considere um vetor referência  $u_{\text{Ref}} = [u_\alpha \ u_\beta]$  na região 1 ( $r^1$ ) no diagrama SV de três níveis ilustrado na Figura 1.10(b). Escrevendo as tensões  $u_\alpha$  e  $u_\beta$  em função da posição dos vetores, obtêm-se

$$u_\alpha \cdot T_s = \mathbf{v}_\alpha^1 t_1 + \mathbf{v}_\alpha^7 t_7 + \mathbf{v}_\alpha^8 t_8,$$

$$u_\beta \cdot T_s = \mathbf{v}_\beta^1 t_1 + \mathbf{v}_\beta^7 t_7 + \mathbf{v}_\beta^8 t_8,$$

$$T_s = t_1 + t_7 + t_8.$$

onde  $T_s$  é o período de comutação e  $\mathbf{v}_{\alpha,\beta}^n$  são as posições dos vetores no plano  $\alpha\beta$ . Sabendo que  $t_{1,7,8} = T_s \cdot d_{1,7,8}$ , dividindo as equações por  $T_s$ , e reorganizando de maneira matricial, obtêm-se

$$\begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & 1 \end{bmatrix}^T = M_{r^1} \begin{bmatrix} d_1 & d_7 & d_8 \end{bmatrix}^T, \quad (1.10)$$

onde

$$M_{r^1} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^1 & \mathbf{v}_\alpha^7 & \mathbf{v}_\alpha^8 \\ \mathbf{v}_\beta^1 & \mathbf{v}_\beta^7 & \mathbf{v}_\beta^8 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (1.11)$$

Multiplicando ambos os lados da eq. (1.10) por  $M_{r^1}^{-1}$ , a duração dos vetores pode ser determinada por

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_7 \\ d_8 \end{bmatrix} = M_{r^1}^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (1.12)$$

A representação do diagrama SV e as coordenadas adotadas nesse trabalho não são únicas. Em (Celanovic; Boroyevich, 2001), ao invés de uma transformada  $\alpha\beta\gamma$ , os autores usam uma transformação  $dq$ , e calculam as durações dos vetores através de um método simplificado. Em (Carnielutti; Pinheiro, 2016), os autores utilizam as tensões de linha diretamente como diagrama SV. Entretanto, o uso de diferentes coordenadas nas

estratégias SVM não deve alterar a operação do inversor.

### 1.3 OBJETIVOS DO TRABALHO

Esse trabalho tem como objetivo principal reduzir a corrente de fuga em sistemas trifásicos conectados a rede sem transformador. Como objetivos específicos se destaca:

- desenvolver uma metodologia para o dimensionamento dos elementos do filtro LCLM;
- adicionar um indutor de modo-comum na estrutura do filtro LCLM, garantindo que o valor da corrente de fuga respeite o que é estipulado nas normas;
- revisar as principais técnicas de modulação vetorial com reduzida tensão CM, e dimensionar os elementos do filtro LCLM para cada uma das estratégias;
- propor uma nova estratégia de modulação vetorial para o inversor T-type três níveis trifásico com reduzida tensão de modo-comum, e portanto corrente de fuga, mantendo a capacidade do inversor de equilibrar os capacitores do barramento;
- comparar a estratégia proposta com as demais estratégias em termos de requerimento de filtro, melhorando a compreensão dos pontos positivos e negativos da estratégia proposta;
- além disso, também estabelecer comparações entre as estratégias em termos de: capacidade de síntese de tensão, eficiência, THD e ondulação de tensão nos capacitores para topologias três níveis.

### 1.4 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado em cinco capítulos. O Capítulo 1 apresentou a motivação para o estudo e a origem da corrente de fuga em sistemas fotovoltaicos, bem como os métodos mais utilizados para a redução dessa. No Capítulo 2 é detalhada a conexão de inversores à rede: as estruturas de filtros mais comuns, a metodologia para o dimensionamento dos filtros selecionados bem como a estratégia de controle empregada. No Capítulo 3 são apresentadas estratégias SVM para inversores dois níveis com reduzida tensão CM; são apresentadas diversas comparações, como perdas, requerimento dos filtros, utilização do barramento CC, entre outros. No Capítulo 4 são apresentadas estratégias SVM para um inversor três níveis T-type; além disso, uma nova estratégia de modulação é proposta com reduzida tensão CM que preserva a capacidade de síntese de tensão do inversor e apresenta mecanismos de equilíbrio dos capacitores. O Capítulo 6 contém a

conclusão do trabalho, a possibilidade de trabalhos futuros e os trabalhos publicados referentes a esta dissertação.

## 2 CONEXÃO DE INVERSORES TRIFÁSICOS À REDE ELÉTRICA

### 2.1 INTRODUÇÃO

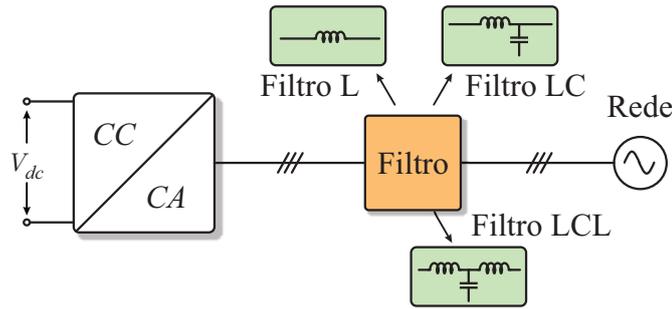
Nos últimos anos, o grande aumento na geração distribuída também levou um aumento na conexão de inversores à rede elétrica. Um inversor conectado à rede é necessário para transferir potência em corrente contínua (CC) para corrente alternada (CA), normalmente a uma frequência de 50 ou 60Hz. Inversores são utilizados para esse propósito em diversas aplicações, como: solar, eólica, hidro, entre outros.

Em sistemas FV, 99% das instalações estão conectadas à rede (KOURO et al., 2015), onde as demais são de sistemas autônomos (que utilizam baterias). Em sistemas conectados à rede, não é necessário o uso de baterias já que toda a potência é transferida à rede para a direta transmissão, distribuição e consumo. Uma vez que os sistemas conectados à rede não precisam de baterias, esses são mais econômicos e requerem menos manutenção e reinvestimentos do que sistemas autônomos. Além disso, como estabelecido pela Agência Nacional de Energia Elétrica (ANEEL) em 2012 na resolução N° 482, na geração distribuída, o excedente de energia gerado pode ser convertido em créditos, que abatem a conta de energia (onde os créditos são válidos por 3 anos); dessa forma, a rede elétrica pode substituir baterias em caso de excedente de geração.

Embora a geração FV reduza o uso de outras fontes de energia, como por exemplo combustível fóssil, essa se trata de uma fonte intermitente e requer a integração de outras fontes não intermitentes que garantam estabilidade no fornecimento de energia (ZHONG; WANG; REN, 2019). Entretanto, mesmo se tratando de uma fonte intermitente, redes com elevada penetração de geração distribuída fotovoltaica foram analisadas em diversos estudos (ANZALCHI et al., 2019), e parecem ter um futuro promissor, garantindo a integração de mais e mais inversores à rede elétrica.

Neste capítulo, as questões pertinentes para a conexão de inversores à rede elétrica são apresentadas, desde a estrutura dos filtros a os métodos clássicos de controle. Além disso, um método para o dimensionamento dos filtros necessários para a interface do inversor com a rede é apresentado, considerando o circuito diferencial e de modo-comum. Os filtros são dimensionados adotando a norma ABNT 16149 e IEC 62109-2.

Figura 2.1 – Diagrama unifilar de um inversor conectado à rede.



Fonte: Adaptado de (BUYUK et al., 2016).

## 2.2 FILTROS PARA A INTERFACE COM À REDE

Devido às comutações em alta frequência dos interruptores de potência, inversores elétricos podem apresentar tensões de saída com elevado conteúdo harmônico. Esse conteúdo de elevada frequência pode se propagar pela rede elétrica, levando ao mal funcionamento de dispositivos conectados. Portanto, normas de conexão à rede foram estabelecidas para limitar as componentes harmônicas, bem como definir uma qualidade mínima para as correntes de fase injetadas na rede (FIGUEIRA et al., 2015).

As componentes de alta frequência geradas por inversores são filtradas por meio de filtros passa-baixa. Dentre os arranjos, os mais utilizados são: L, LC e LCL (BUYUK et al., 2016). A Figura 2.1 ilustra um diagrama unifilar considerando os três arranjos citados.

### 2.2.1 Filtro L

Dentre os arranjos ilustrados, o uso de um único indutor é a solução mais simples para um filtro passa-baixa. O filtro L, ou filtro de primeira ordem, oferece uma atenuação de 20 dB/década em todo o espectro harmônico. Portanto, quanto maior a indutância, maior a atenuação para uma dada frequência. Para atender normas de conexão à rede, o uso de um filtro de primeira ordem pode levar a um indutor bastante volumoso, dependendo da topologia, frequência de comutação e amplitude das correntes de fase. Indutâncias muito elevadas possuem dinâmica lenta, com respostas lentas aos sinais de controle, comprometendo a dinâmica do sistema, além de elevar o custo dos filtros.

Com o aumento das frequências de comutação devido a novas tecnologias de semicondutores, onde interruptores de potência podem chegar a comutações de 300 kHz (He et al., 2019), o uso de filtros L em inversores dois níveis pode se justificar, já que o volume desses é consideravelmente pequeno (He et al., 2019). Em aplicações de maior potência,

como em sistemas eólicos, as potências podem ser centenas de kW a até poucos MW. Nessas potências, os inversores operam em menor frequência, para reduzir as perdas de comutação dos interruptores (ROCKHILL et al., 2011). Nesses casos, um simples filtro L pode se tornar bastante volumoso.

### 2.2.2 Filtro LC

O filtro LC, ou filtro de segunda ordem, apresenta atenuação de 40 dB/década, oferecendo melhor atenuação que o filtro L e possibilitando a redução do volume do indutor. Entretanto, o projeto de um filtro LC é mais complexo, sendo necessário levar em consideração o ponto de ressonância gerado entre o indutor e capacitor (WANG et al., 2010). Além disso, em redes consideradas fracas, com predominância indutiva, o filtro LC pode ser interpretado como um filtro LCL (BERES et al., 2016). Nesse caso, o ponto de ressonância do filtro é alterado, onde os métodos de amortecimento previamente estabelecidos podem não ser mais eficazes. Em caso de conexão com uma rede forte, a parcela indutiva da rede pode ser insignificante, tornando o capacitor do filtro LC ineficiente. Nesse caso, a performance do filtro LC se aproxima de um filtro L, onde a atenuação depende apenas do indutor (AHMED; FINNEY; WILLIAMS, 2007). Por esses motivos, filtros LC são mais utilizados em inversores que operam como geradores de rede.

### 2.2.3 Filtro LCL

Filtros LCL apresentam uma atenuação de 60 dB/década após a frequência de ressonância, sendo dentro dos arranjos mais comuns o que possui maior atenuação. Devido a isso, o volume dos indutores pode ser consideravelmente reduzido, se tornando atrativo em aplicações de alta potência com baixa frequência de comutação (ROCKHILL et al., 2011). Em redes fortes, o indutor do filtro se sobrepõe ao indutor da rede. Em redes ditas fracas, a indutância da rede pode mudar o ponto de ressonância do filtro; entretanto essa mudança é muito menos impactante que no caso do filtro LC.

Embora possua a maior atenuação entre os arranjos, o filtro LCL é consideravelmente mais complexo. O ponto de ressonância criado entre os elementos indutivos e capacitivos deve ser atenuado por métodos ativos (GIACOMINI et al., 2018) ou passivos (Wang et al., 2003). Métodos de amortecimento ativos não adicionam nenhum elemento ao circuito, entretanto são necessários seis sensores adicionais para sua implementação; além das medidas das tensões da rede, é necessário medir as tensões dos capacitores do filtro bem como as correntes do lado do inversor e da rede (GIACOMINI et al., 2018). Para a atenuação passiva, dependendo da topologia utilizada, o desempenho do filtro pode ser

reduzido na atenuação das altas frequências (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2018); além disso, os elementos adicionais podem reduzir a eficiência do inversor.

Uma grande vantagem para o uso dos filtros LCL é a possibilidade de conectar o ponto comum dos capacitores ao ponto central capacitivo, como ilustrado na Figura 1.7, dando origem ao que é conhecido como filtro LCL modificado (MLCL) (Dong et al., 2012; Rahimi et al., 2020). Utilizando um filtro MLCL, a atenuação da corrente de fuga é de 80 dB/década, uma atenuação muito maior quando comparado aos 40 dB/década obtidos de um circuito utilizando um filtro L ou LCL. Entretanto, é importante ressaltar que pontos de ressonância são inseridos à resposta em frequência do circuito equivalente de modo comum. Como a atenuação do circuito de modo-comum é bastante relevante para a aplicação considerada, um filtro MLCL é adotado nesse trabalho.

#### 2.2.4 Indutor de modo comum

Um indutor de modo comum (*common mode choke*) pode ser usado para inserir ao circuito de modo comum uma indutância adicional, reduzindo a corrente de fuga. Esse tipo de indutor vem sendo usado a muitos anos para limitar a interferência eletromagnética gerada por inversores (HELDWEIN; KOLAR, 2009), e também surgem como uma alternativa para mitigar a corrente de fuga em sistemas fotovoltaicos (Wang et al., 2020). A Figura 2.2 ilustra o aspecto físico de um indutor CM trifásico típico. O indutor é construído por três conjuntos de enrolamentos de fase idênticos no mesmo núcleo magnético na mesma direção. Esse arranjo tem a vantagem de empregar um núcleo toroidal: menor custo, menor fluxo de fuga e menor resistência térmica (Heldwein; Dalessandro; Kolar, 2011).

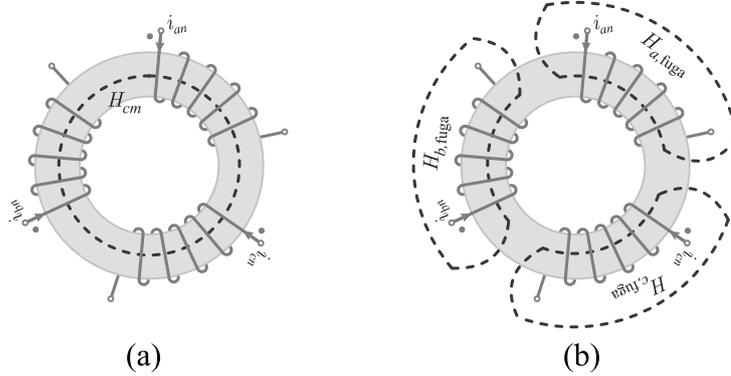
O princípio do indutor CM é de cancelar as parcelas de fluxo referentes às correntes diferenciais, para que o único fluxo nos núcleos seja de modo comum. Como a corrente de modo comum é tipicamente muito menor que a corrente diferencial em amplitude, esses indutores tendem a ter pequenos volumes. O fluxo que percorre o núcleo magnético de um indutor de modo comum pode ser escrito como

$$H_{tot} \cdot l_e = N(i_a + i_b + i_c). \quad (2.1)$$

onde  $H_{tot}$  é o fluxo magnético que percorre o núcleo,  $l_e$  é o comprimento efetivo do caminho magnético percorrido e  $N$  é o número de espiras. Se considerarmos um sistema com corrente de fuga, as correntes de fase podem ser divididas em duas parcelas: diferencial e comum, o que pode ser escrito como

$$i_x = i_{x(cm)} + i_{x(dm)}, \quad (2.2)$$

Figura 2.2 – Correntes e campos magnéticos em um indutor CM trifásico, (a) fluxo magnético  $H_{cm}$ , (b) fluxo de fuga  $H_{x,fuga}$ .



Fonte: Autor.

onde  $x = \{a, b, c\}$ . Considerando um sistema trifásico equilibrado, a soma das componentes diferenciais é zero ( $i_{a(dm)} + i_{b(dm)} + i_{c(dm)} = 0$ ) e a equação (2.3) pode ser reescrita como

$$H_{cm} \cdot l_e = n(i_{a(cm)} + i_{b(cm)} + i_{c(cm)}). \quad (2.3)$$

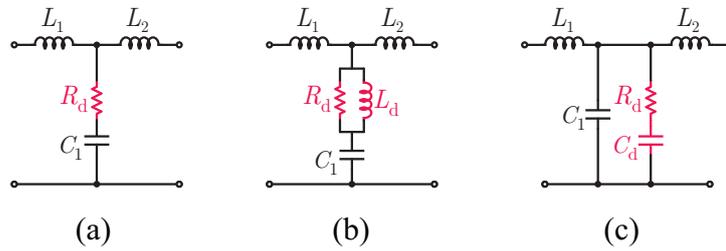
Portanto, um indutor CM ideal elimina a influencia das correntes diferenciais. Entretanto, a equação (2.3) só é válida para um acoplamento perfeito entre as fases, o que só ocorre quando a permeabilidade magnética do material tende ao infinito. Quando a permeabilidade é finita, um fluxo de fuga é observado (ilustrado na Figura 2.2(b)), dando origem ao que é chamado de indutância de dispersão ou indutância diferencial. As indutâncias de modo comum e diferencial, considerando o efeito do acoplamento, podem ser determinadas pelas expressões (Heldwein; Dalessandro; Kolar, 2011)

$$L_{cm} = L_p \frac{1 - 2k_{cm}}{3}, \quad (2.4)$$

$$L_{dm} = L_p(1 - k_{cm}), \quad (2.5)$$

onde  $L_p$  é a indutância própria dos enrolamentos e  $k_{cm}$  é o coeficiente de acoplamento entre os enrolamentos. Neste trabalho, em termos de modelagem, o coeficiente de acoplamento é assumido como 1. De fato, segundo (Heldwein; Dalessandro; Kolar, 2011), o coeficiente  $k_{cm}$  nos projetos é sempre muito próximo de 1, onde a indutância diferencial pode ser negligenciada; entretanto, na determinação do núcleo toroidal, a indutância diferencial deve ser considerada. Isto se deve ao fato que na maioria das aplicações, as correntes diferenciais são muito maiores que as correntes de modo comum. Portanto, mesmo com uma indutância muito pequena, o fluxo gerado pelas correntes diferenciais deve ser levado em consideração.

Figura 2.3 – Topologias típicas de circuito de amortecimento para filtros LCL (a) amortecimento R, (b) amortecimento RL, (c) amortecimento RC.



Fonte: Autor.

### 2.2.5 Métodos passivos de amortecimento do filtro LCLM

A atenuação do ponto de ressonância de um filtro LCLM é de suma importância no projeto. Como os inversores devem respeitar certas normas para o valor máximo das harmônicas nas correntes de fase (detalhado nas próximas seções), o ponto de ressonância pode levar a maiores indutores caso não seja atenuado apropriadamente.

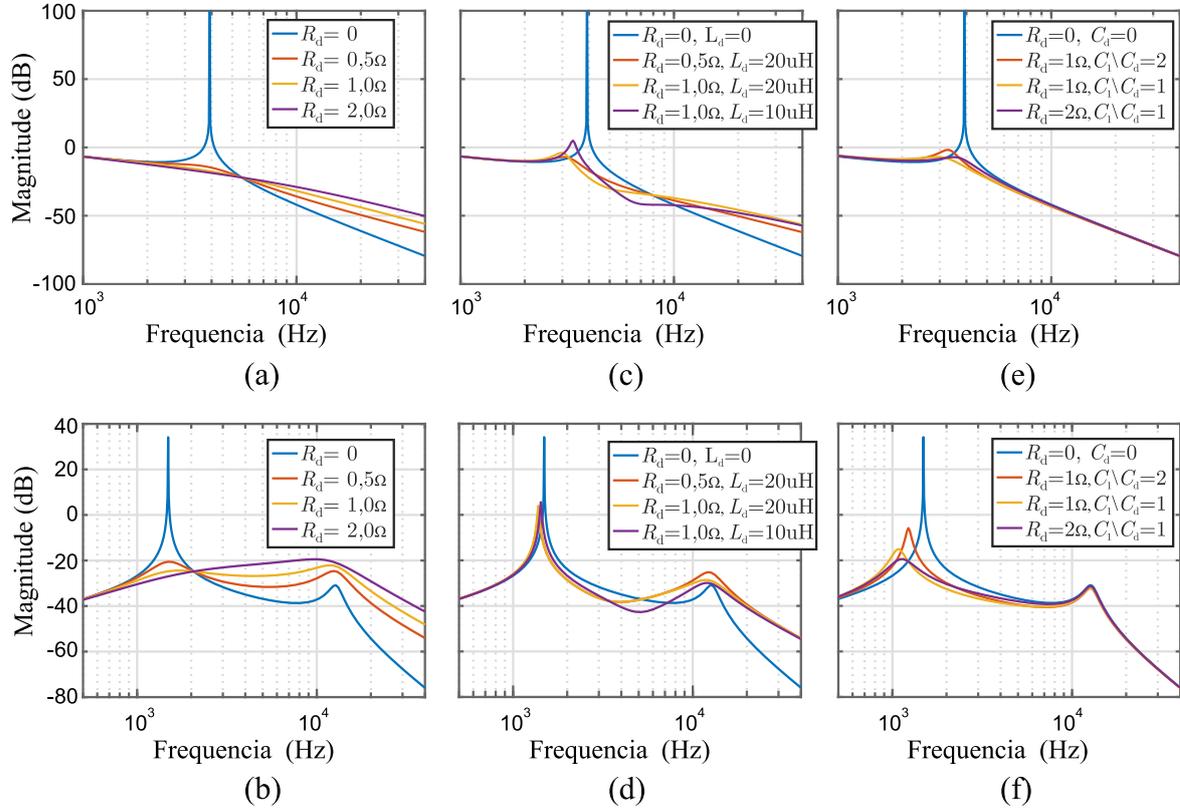
Os métodos de amortecimento ativo são bastante atrativos, principalmente por não adicionar elementos ao circuito; entretanto, além de elevar o número de sensores necessários, esses podem não ter recursos para amortecer o ponto de ressonância do circuito de modo comum (GIACOMINI et al., 2018). Por esse motivo, somado a maior simplicidade, um método de amortecimento passivo é adotado nesse trabalho.

Técnicas de amortecimento passivo consistem em adicionar elementos passivos ao filtro (resistores, capacitores e/ou indutores), com o objetivo de atenuar a ressonância. Diversos circuitos de amortecimento foram propostos na literatura (GOMES; CUPERTINO; PEREIRA, 2018). A Figura 2.3 ilustra três configurações possíveis, onde os elementos em vermelho representam os circuitos de amortecimento. Perceba que um resistor é usado em qualquer uma das configurações apresentadas, e é o principal elemento responsável pela atenuação do ponto de ressonância.

Para ilustrar a resposta em frequência dos diferentes circuitos ilustrados na Figura 2.3, considere os parâmetros sumarizados na Tabela 2.3, um indutor  $L_1 = L_2 = L_{cm}$  de  $30 \mu\text{H}$  e um capacitor  $C_1$  de  $30 \mu\text{F}$ . A Figura 2.4 ilustra a resposta em frequência, da parcela diferencial e de modo comum, considerando diferentes circuitos de amortecimento. Os circuitos equivalentes diferencial e de modo comum são obtidos nas seções a seguir.

Se percebe que o uso das configurações R e RL reduzem a atenuação do filtro nas altas frequências, o que pode levar a um aumento da indutância dos filtros. Entretanto, o mesmo efeito não acontece com o circuito RC. Além disso, perceba que quando  $C_1/C_d = 1$ , é possível obter a melhor atenuação. Portanto, um amortecimento RC é adotado nesse trabalho.

Figura 2.4 – Resposta em frequência para o circuito diferencial e de modo comum, respectivamente, utilizando um filtro MLCL com diferentes circuitos de amortecimento: (a)-(b) amortecimento R, (c)-(d) amortecimento RL, (e)-(f) amortecimento RC.



Fonte: Autor.

O valor de  $R_d$  impacta consideravelmente a atenuação do ponto de ressonância no circuito RC. Caso  $R_d$  seja muito pequeno, o circuito não é atenuado. O mesmo acontece quando  $R_d$  tende a um valor muito grande, já que o ramo com os componentes RC se torna um circuito aberto. O valor de  $R_d$  para a obtenção da maior atenuação pode ser determinado pela expressão (CHANNEGOWDA; JOHN, 2010)

$$R_d = \sqrt{\frac{L}{C}} = \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{C_1 + C_d}} \quad (2.6)$$

É importante ressaltar que para o dimensionamento de  $R_d$  outros fatores podem ser levados em consideração, como reduzir as perdas no circuito e/ou reduzir a corrente de fuga em um sistema fotovoltaico (GIACOMINI et al., 2017). Além disso, perceba que o segundo ponto de ressonância do circuito de modo comum não é atenuado na configuração RC. De fato, esse ponto é atenuado apenas pela resistência de aterramento  $R_g$ , que nesse trabalho é assumida como  $2\Omega$ .

### 2.3 NORMAS PARA INVERSORES EM APLICAÇÕES FOTOVOLTAICAS CONECTADOS À REDE

Para a conexão dos inversores à rede em uma aplicação FV, duas normas são consideradas nesse trabalho: a norma brasileira ABNT 16149 que estabelece a qualidade mínima para as correntes de fase e a norma IEC 62109-2 que estabelece valores máximos para as correntes de fuga.

#### 2.3.1 ABNT 16149 (ABNT, 2003)

Na norma ABNT 16149 (ABNT, 2003), diversos tópicos quanto a conexão de inversores à rede em sistemas FV são abordados, como: qualidade das correntes de fase, instalações requeridas, sistemas de proteção, fator de potência, entre outros. Nesse trabalho, as questões envolvendo a qualidade das correntes de fase na norma ABNT 16149 são adotadas para o dimensionamento dos filtros diferenciais.

A norma estabelece que as correntes de fase devem possuir uma THD inferior a 5%. A THD é a razão entre o valor RMS da soma das componentes harmônicas no espectro das correntes pelo valor RMS da componente na frequência fundamental, e pode ser calculada pela expressão

$$THD\% = \frac{100}{i_{\phi 1}} \sqrt{\sum_{h=2}^{\infty} i_{\phi h}^2}, \quad (2.7)$$

onde  $h$  é a ordem harmônica da componente em relação a frequência fundamental e  $i_{\phi}$  é a corrente de fase.

Além da THD, existem limites para o valor das componentes individuais, que depende de sua ordem. A Tabela 2.1 sumariza a razão máxima entre as componentes individuais e componente fundamental. As razões individuais das componentes podem ser calculados pela expressão

Tabela 2.1 – Distorção das correntes individuais na norma ABNT 16149.

Harmonicas Impares	<9°	11° a 15°	17° a 21°	>23°
ABNT 16149	<4,0%	<2,0%	<1,5%	<0,6%
Harmonicas Pares	<8°	10° a 14°	16° a 20°	>22°
ABNT 16149	<1,0%	<0,5%	<0,5%	<0,5%

Fonte: Adaptado de (ABNT, 2003).

$$H\% = 100 \frac{i_{\phi h}}{i_{\phi 1}}. \quad (2.8)$$

Embora a norma ABNT 16149 seja adotada nesse trabalho, essa é muito semelhante para os valores mínimos de THD e das componentes individuais em comparação a outras normas internacionais, como IEEE 1547 e IEC 61727 (FIGUEIRA et al., 2015). Portanto, os filtros dimensionados baseados na norma ABNT podem ser também considerados em outras normas de conexão à rede.

### 2.3.2 IEC 62109-2 (IEC, 2011)

A norma IEC 62109-2 (IEC, 2011) estabelece diversas questões de segurança em instalações FV. Particularmente, para sistemas sem transformador, a norma prevê que as carcaças metálicas dos painéis FV sejam aterradas. Esse aterramento pode acontecer diretamente com o solo, em caso de uma usina distante da rede, ou pode ser realizada no aterramento do próprio poste para a geração distribuída. A necessidade do aterramento vem por questões de segurança: caso uma pessoa entre em contato com os painéis, a corrente de fuga não circula inteiramente pelo indivíduo.

Com o aterramento em comum entre rede e painéis FV, as correntes de fuga circulam pelos elementos parasitas típicos dos painéis, como já detalhado. Segundo a IEC 62109-2, essas correntes devem ser limitadas. O limite das correntes pode ser respeitado seguindo duas modalidades distintas.

Na primeira modalidade, as correntes devem possuir um valor eficaz inferior a 30 mA, o que deve ser medido por um dispositivo de corrente residual (DR), que pode ser integrado ao inversor ou instalado separadamente.

Na segunda modalidade, as correntes devem ser medidas por uma unidade de monitoramento de corrente residual (RCMU), onde o valor eficaz da corrente de fuga deve ser inferior a 300 mA para sistemas com potência igual ou inferior a 30 kW. Para sistemas de potência maior, a norma prevê um aumento no limite de 10 mA para cada 1 kW adicional. Além disso, nessa modalidade, o inversor deve se desconectar da rede quando o RCMU detectar mudanças bruscas na corrente residual acima de 30 mA. A Tabela 2.2 sumariza a velocidade de desconexão do inversor para diferentes faixas de mudança de corrente.

É importante deixar claro que a norma estabelece que uma das modalidades deve ser respeitada, o que fica a escolha do projetista. A segunda modalidade é adotada nesse trabalho por ser menos restritiva quanto o valor máximo eficaz da corrente de fuga.

A IEC 62109-2 esclarece alguns pontos referentes às modalidades apresentadas. Segundo a norma, caso a segunda modalidade seja adotada, o valor máximo eficaz da corrente de fuga deve ser limitada para restringir a circulação de correntes nas instalações

Tabela 2.2 – Tempo máximo de desconexão do inversor para mudanças bruscas na corrente residual segundo IEC 62109-2.

Mudança no valor eficaz da corrente residual	Tempo máximo de desconexão da rede
de 30 a 59 mA	0,3 s
de 60 a 149 mA	0,15 s
>150 mA	0,04 s

Fonte: Adaptado de (IEC, 2011).

do sistema, evitando ou diminuindo a degradação de equipamentos, eliminando ocasionais mal funcionamentos ou incêndios. Além disso, caso um indivíduo entre em contato com os painéis, adicionando outro caminho de corrente para as correntes de fuga, o valor eficaz detectado pelo RCMU muda bruscamente, o que justifica a desconexão do inversor com a rede. Na primeira modalidade, o valor máximo eficaz da corrente de fuga é pequeno, não sendo necessário a desconexão do inversor com a rede caso um indivíduo entre em contato com os painéis.

Atualmente, as normas brasileiras vigentes para conexão de inversores fotovoltaicos a rede não estabelecem questões de segurança que limitam diretamente as correntes de fuga. Entretanto, segundo (GIACOMINI, 2018), existe uma norma em desenvolvimento que trata de questões de segurança referentes a instalações FV, a NBR 16690. Dentre os tópicos de segurança, essa norma irá estabelecer os valores máximos de corrente de fuga para sistemas FV no Brasil, tomando como referência a IEC 62109-2.

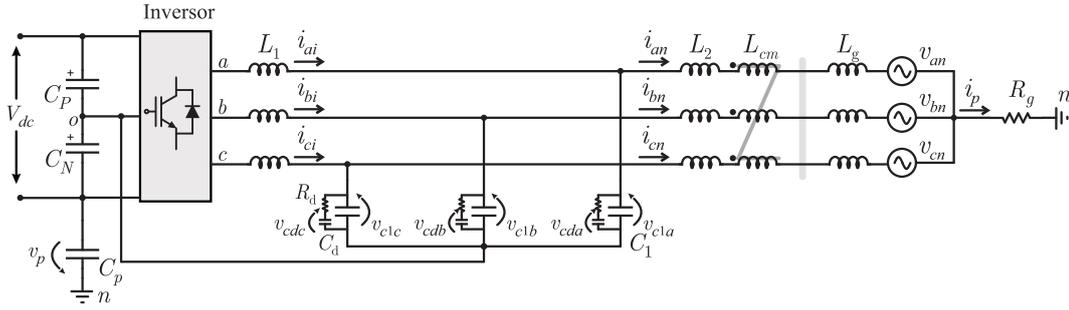
## 2.4 ANÁLISE DO FILTRO EMPREGADO

Como detalhado até este momento, um filtro LCLM é adotado neste trabalho, por apresentar atenuação de 60 dB/década nas parcelas diferenciais e 80 dB/década nas parcelas de modo comum (GIACOMINI et al., 2018). Um amortecimento passivo do tipo RC é adotado. Além disso, para garantir que as correntes de fuga fiquem abaixo dos valores estipulados por norma, um indutor de modo comum é colocado no lado da rede.

### 2.4.1 Modelagem

A modelagem do sistema é baseada e adaptada dos modelos já obtidos em (MORAES, 2020) e (GIACOMINI, 2018). Os modelos são obtidos considerando o circuito ilustrado na Figura 2.5. Algumas considerações são assumidas para a obtenção dos mo-

Figura 2.5 – (a) Topologia de filtro empregada para um inversor qualquer..



Fonte: Autor.

delos:

- a tensão dos capacitores do barramento  $C_P$  e  $C_N$  então perfeitamente equilibradas, assumindo  $V_{dc}/2$ ;
- a dinâmica dos capacitores  $C_P$  e  $C_N$  são desconsideradas, visto que as ondulações de tensão nesses são muito menores que seus valores CC;
- as tensões na rede são equilibradas e perfeitamente senoidais;
- a resistência nos indutores e capacitores são desconsideradas. Entretanto, uma resistência de aterramento é adicionada ao modelo;
- para a obtenção de um modelo linear, as discontinuidades das tensões geradas pelas comutações dos interruptores são desconsideradas, visto que a frequência de comutação é muito maior que a frequência fundamental;
- é assumido que o indutor de modo comum possui um acoplamento perfeito;
- os valores de indutâncias e capacitâncias empregadas no filtro são idênticos entre as fases.

Tipicamente, um modelo em espaço de estados em coordenadas  $abc$  pode ser definido pela seguinte expressão:

$$\dot{\mathbf{x}}_{abc} = \mathbf{A}_{abc}\mathbf{x}_{abc} + \mathbf{B}_{abc}\mathbf{u}_{abc} + \mathbf{F}_{nabc}\mathbf{v}_{nabc}, \quad (2.9)$$

onde  $\mathbf{x}_{abc}$  é o vetor de estados,  $\mathbf{u}_{abc}$  é o vetor de entrada e  $\mathbf{v}_{nabc}$  é o vetor dos distúrbios, que são definidos como:

$$\mathbf{x}_{abc} = \left[ i_{ai} \quad i_{bi} \quad i_{ci} \quad i_{an} \quad i_{bn} \quad i_{cn} \quad v_{c1a} \quad v_{c1b} \quad v_{c1c} \quad v_{cda} \quad v_{cdb} \quad v_{cdc} \quad v_p \right]^T \quad (2.10)$$

$$\mathbf{u}_{abc} = \left[ v_{ao} \quad v_{bo} \quad v_{co} \right]^T, \quad \mathbf{v}_{nabc} = \left[ v_{an} \quad v_{bn} \quad v_{cn} \right]^T.$$

Aplicando a lei de Kirchoff das tensões e correntes no circuito da Figura 2.5, as matrizes da equação (2.9) podem ser escritas como

$$\mathbf{A}_{abc} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & -\mathbf{E}_1 & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{E}_2 & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{E}_3 \\ \mathbf{E}_4 & -\mathbf{E}_4 & -\mathbf{E}_5 & \mathbf{E}_5 & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{E}_6 & -\mathbf{E}_6 & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{E}_7 & \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_{abc} = \begin{bmatrix} \mathbf{E}_1 \\ \mathbf{0}_{10 \times 3} \end{bmatrix}, \mathbf{F}_{nabc} = \begin{bmatrix} \mathbf{0}_{3 \times 3} \\ -\mathbf{E}_2 \\ \mathbf{0}_{7 \times 3} \end{bmatrix}, \quad (2.11)$$

onde  $\mathbf{E}_n$  são as matrizes que carregam os elementos passivos, e são definidas como

$$\mathbf{E}_1 = \frac{1}{L_1} \mathbf{I}_{3 \times 3}, \mathbf{E}_3 = \frac{1}{3L_{cm} + L_2^*} \mathbf{1}_{3 \times 1}, \mathbf{E}_4 = \frac{1}{C_1} \mathbf{I}_{3 \times 3}, \mathbf{E}_5 = \frac{1}{R_d} \mathbf{E}_4, \mathbf{E}_6 = \frac{1}{C_d R_d} \mathbf{I}_{3 \times 3}$$

$$\mathbf{E}_2 = \frac{1}{3L_2^* L_{cm} + L_2^{*2}} \begin{bmatrix} 2L_{cm} + L_2^* & -L_{cm} & -L_{cm} \\ -L_{cm} & 2L_{cm} + L_2^* & -L_{cm} \\ -L_{cm} & -L_{cm} & 2L_{cm} + L_2^* \end{bmatrix}, \mathbf{E}_7 = \frac{1}{C_p R_g} \mathbf{I}_{3 \times 3} \quad (2.12)$$

onde  $\mathbf{I}_{3 \times 3}$  é a matriz identidade e  $L_2^* = L_2 + L_g$ . Perceba que em coordenadas  $abc$ , como as parcelas das correntes de modo comum circulam entre as fases, pelas equações (2.9)-(2.12) existe um acoplamento, ou seja, as variáveis de uma fase interferem nas demais. Além disso, como as correntes de fase, variáveis a serem controladas, não são constantes, um compensador do tipo proporcional-ressonante é necessário. Para desacoplar as variáveis diferenciais e de modo comum, bem como facilitar o projeto dos compensadores, a transformada de Park pode ser empregada, convertendo os sinais em coordenadas  $abc$  para um plano girante síncrono em  $dq0$  (BLAABJERG et al., 2006). Como o plano em  $dq0$  é girante, os sinais de corrente no tempo se tornam constantes, facilitando o projeto de controle uma vez que compensadores do tipo proporcional-integral (PI) podem ser empregados.

A transformada de Park possui diferentes formatos. Pode-se manter a potência constante, ou manter a amplitude dos sinais de interesse. Além disso, o eixo  $d$  pode ser alinhado com qualquer um dos outros eixos. Nesse trabalho, é adotado a transformada que mantém a amplitude dos sinais constantes e que alinha o eixo  $d$  ao eixo  $a$ , apresentada pela equação (2.13).

$$\begin{bmatrix} \mathbf{x}_d \\ \mathbf{x}_q \\ \mathbf{x}_0 \end{bmatrix} = \mathbf{T}_{dq0} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \cos\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ -\sin(\theta) & -\sin\left(\theta - \frac{2\pi}{3}\right) & -\sin\left(\theta + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \mathbf{x}_a \\ \mathbf{x}_b \\ \mathbf{x}_c \end{bmatrix}. \quad (2.13)$$

Aplicando a transformada (2.13), obtêm-se

$$\mathbf{T}_a \dot{\mathbf{x}}_{abc} \mathbf{T}_a^{-1} = \mathbf{T}_a \mathbf{A}_{abc} \mathbf{T}_a^{-1} \mathbf{x}_{abc} + \mathbf{T}_a \mathbf{B}_{abc} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{u}_{abc} + \mathbf{T}_a \mathbf{F}_{nabc} \mathbf{T}_{dq0}^{-1} \mathbf{v}_{nabc}, \quad (2.14)$$

onde

$$\mathbf{T}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{T}_{dq0} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{dq0} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{dq0} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{T}_{dq0} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.15)$$

Observando o lado esquerdo da equação (2.14), percebe-se que a transformada  $\mathbf{T}_{dq0}$  está sendo utilizada em um termo em derivada. Utilizando a regra da cadeia no lado esquerdo de (2.14), podemos afirmar que

$$\mathbf{T}_a \dot{\mathbf{x}}_{abc} \mathbf{T}_a^{-1} = \dot{\mathbf{x}}_{dq0} + \mathbf{T}_a \frac{d\mathbf{T}_a^{-1}}{dt} \dot{\mathbf{x}}_{dq0} \quad (2.16)$$

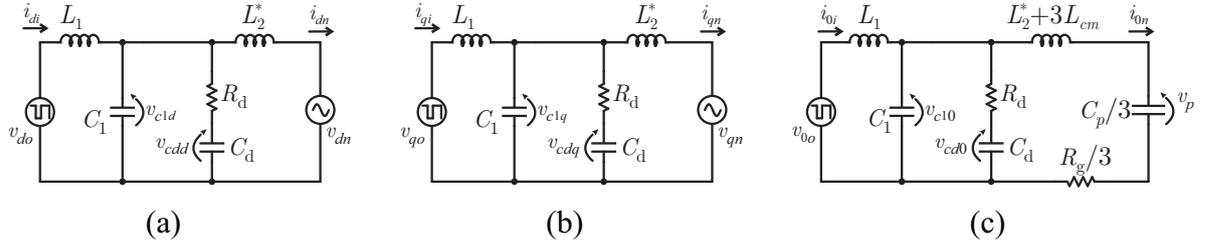
onde

$$\mathbf{T}_{dq0} \frac{d\mathbf{T}_{dq0}^{-1}}{dt} = \begin{bmatrix} 0 & -\omega & 0 \\ \omega & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} = \mathbf{W}, \mathbf{W}_a = \begin{bmatrix} \mathbf{W} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{W} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{W} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{0}_{3 \times 3} & \mathbf{W} & \mathbf{0}_{3 \times 1} \\ \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & \mathbf{0}_{1 \times 3} & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.17)$$

Considerando o acoplamento criado entre as variáveis, o sistema pode ser escrito em coordenadas  $dq0$  como

$$\dot{\mathbf{x}}_{dq0} + \mathbf{W}_a \dot{\mathbf{x}}_{dq0} = \mathbf{A}_{dq0} \mathbf{x}_{dq0} + \mathbf{B}_{dq0} \mathbf{u}_{dq0} + \mathbf{B}_{ndq0} \mathbf{v}_{ndq0}. \quad (2.18)$$

O acoplamento criado entre os eixos  $d$  e  $q$  pelo termo  $\mathbf{W}_a$  aumenta a complexidade do sistema de controle. Entretanto, é possível compensar o efeito do acoplamento utilizando métodos de controle e realimentação das variáveis, como é detalhado na seção a seguir. Nesse momento, considere que o sistema compensa o efeito do acoplamento, de maneira que esse é desprezível. Desprezando  $\mathbf{W}_a$ , o sistema descrito por (2.18) não possui acoplamento entre seus eixos, onde as variáveis em cada eixo podem ser reagrupadas por simplicidade. Portanto, reagrupando as variáveis em um mesmo eixo, a equação (2.18) pode ser reescrita como

Figura 2.6 – Circuitos equivalentes: (a) para o eixo  $d$ , (b) para o eixo  $q$ , (c) para o eixo 0.

Fonte: Autor.

$$\begin{aligned}
 \dot{\mathbf{x}}_d &= \mathbf{A}_d \mathbf{x}_d + \mathbf{B}_d v_{do} + \mathbf{F}_{nd} v_{dn} \\
 \dot{\mathbf{x}}_q &= \mathbf{A}_q \mathbf{x}_q + \mathbf{B}_q v_{qo} + \mathbf{F}_{nq} v_{qn} \\
 \dot{\mathbf{x}}_0 &= \mathbf{A}_0 \mathbf{x}_0 + \mathbf{B}_0 v_{0o},
 \end{aligned} \tag{2.19}$$

onde

$$\begin{aligned}
 \mathbf{x}_d &= [i_{di} \quad i_{dn} \quad v_{c1d} \quad v_{cdd}]^T \\
 \mathbf{x}_q &= [i_{qi} \quad i_{qn} \quad v_{c1q} \quad v_{cdq}]^T \\
 \mathbf{x}_0 &= [i_{0i} \quad i_{0n} \quad v_{c10} \quad v_{cd0} \quad v_p]^T,
 \end{aligned} \tag{2.20}$$

$$\mathbf{A}_d = \mathbf{A}_q = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_2^*} & 0 \\ \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_d} & \frac{1}{C_1 R_d} \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_d R_d} & -\frac{1}{C_d R_d} \end{bmatrix}, \mathbf{B}_d = \mathbf{B}_q = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}, \mathbf{F}_{nd} = \mathbf{F}_{nq} = \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{1}{L_2^*} \\ 0 \end{bmatrix}, \tag{2.21}$$

$$\mathbf{A}_0 = \begin{bmatrix} 0 & 0 & -\frac{1}{L_1} & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{3L_{cm} + L_2^*} & 0 & -\frac{1}{3L_{cm} + L_2^*} \\ \frac{1}{C_1} & \frac{1}{C_1} & -\frac{1}{C_1 R_d} & \frac{1}{C_1 R_d} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{C_d R_d} & -\frac{1}{C_d R_d} & 0 \\ 0 & \frac{3}{C_p R_g} & 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}, \mathbf{B}_0 = \begin{bmatrix} \frac{1}{L_1} \\ 0 \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix}. \tag{2.22}$$

Como foi considerado que as tensões da rede são equilibradas e perfeitamente senoidais, o termo  $v_{0n}$  na coordenada 0 da equação (2.19) é nulo. A Figura 2.6 ilustra os circuitos equivalentes nas coordenadas  $dq0$  representados pela equação (2.19), onde o acoplamento criado entre os eixos  $d$  e  $q$ , como mencionado anteriormente, é desconsiderado.

### 2.4.1.1 Desacoplamento dos eixos $dq$

Como representado pela equação (2.18), sistemas em coordenadas  $dq0$  apresentam um acoplamento entre os eixos  $dq$ . Para desacoplar o sistema, a dinâmica adicionada por  $\mathbf{W}_a$  deve ser compensada via controle. A dinâmica inserida por  $\mathbf{W}_a$ , desconsiderando o eixo 0, pode ser expressa por (MORAES, 2020)

$$\begin{aligned} dLCL &= -\omega(L_1 + L_2) \cdot i_{qi} - \omega \cdot L_1 \cdot s(C_1 \cdot v_{c1q} + C_d \cdot v_{cdq}) \\ qLCL &= \omega(L_1 + L_2) \cdot i_{di} + \omega \cdot L_1 \cdot s(C_1 \cdot v_{c1d} + C_d \cdot v_{cdd}), \end{aligned} \quad (2.23)$$

onde  $dLCL$  e  $qLCL$  são as dinâmicas adicionadas, que devem ser compensadas. Perceba que o total desacoplamento dos eixos requer o conhecimento da tensão nos capacitores do filtro. Entretanto, visando evitar o uso de sensores adicionais, o desacoplamento pode ser realizando apenas considerando a parcela de corrente. Como apontado em (GEDDADA; KARANKI; MISHRA, 2013), (MORAES, 2020), as dinâmicas inseridas pelos capacitores são muito pequenas, e podem ser desprezadas. Portanto, o desacoplamento dos eixos é realizado considerando apenas as correntes de fase e as indutâncias do filtro, onde os sinais adicionados são expressos por

$$\mathbf{K}_L = \begin{cases} dL = \omega(L_1 + L_2) \cdot i_{qi} \\ qL = -\omega(L_1 + L_2) \cdot i_{di} \end{cases}. \quad (2.24)$$

Perceba que, por simplicidade, se considera que o valor médio quase instantâneo das correntes do lado do inversor e da rede são iguais. Assim, apenas as correntes do lado do inversor são usadas para o desacoplamento dos eixos. A Figura 2.14 ilustra a realimentação usando os sinais definidos em (2.24).

### 2.4.1.2 Obtenção do circuito de modo comum

O circuito de modo comum, para avaliar a corrente de fuga, já foi obtido em (GIACOMINI, 2015) e (GIACOMINI, 2018) com uma configuração de filtro muito semelhante ao empregado nesse trabalho. Portanto, os mesmos passos para a obtenção do circuito equivalente de modo comum são adotados.

Mantendo as mesmas considerações feitas na seção anterior, pela malha interna do circuito da Figura 2.5, é possível extrair a seguinte equação para a fase  $a$ :

$$v_{ao}(t) - L_1 \frac{di_{ai}(t)}{dt} - v_{c1a}(t) = 0. \quad (2.25)$$

Realizando o mesmo procedimento nas outras fases e somando as equações obtidas, tem-se:

$$[v_{ao}(t) + v_{bo}(t) + v_{co}(t)] - L_1 \frac{d}{dt} [i_{ai}(t) + i_{bi}(t) + i_{ci}(t)] - [v_{c1a}(t) + v_{c1b}(t) + v_{c1c}(t)] = 0. \quad (2.26)$$

Dividindo (2.26) por três, e rearranjando os termos, tem-se:

$$\frac{v_{ao}(t) + v_{bo}(t) + v_{co}(t)}{3} = \frac{L_1}{3} \frac{d}{dt} [i_{ai}(t) + i_{bi}(t) + i_{ci}(t)] + \frac{v_{c1a}(t) + v_{c1b}(t) + v_{c1c}(t)}{3}. \quad (2.27)$$

Como definido no capítulo 1, a parcela de (2.27) é igual a tensão de modo comum. Substituindo (1.4) em (2.27), obtêm-se:

$$V_{cm} = \frac{L_1}{3} \frac{d}{dt} [i_{ai}(t) + i_{bi}(t) + i_{ci}(t)] + \frac{v_{c1a}(t) + v_{c1b}(t) + v_{c1c}(t)}{3}. \quad (2.28)$$

As componentes de modo comum estão presentes igualmente em cada fase. Portanto, as seguintes grandezas de modo comum podem ser definidas:

$$\begin{cases} i_{i,cm}(t) = i_{ai}(t) + i_{bi}(t) + i_{ci}(t) \\ v_{c1,cm}(t) = v_{c1a}(t) + v_{c1b}(t) + v_{c1c}(t). \end{cases} \quad (2.29)$$

Substituindo (2.29) em (2.28)

$$V_{cm} = \frac{L_1}{3} \frac{di_{i,cm}(t)}{dt} + \frac{v_{c1,cm}(t)}{3}. \quad (2.30)$$

Seguindo o mesmo procedimento anterior, analisando a malha externa do circuito da Figura 2.5, a soma das três malhas dividida por três resulta em:

$$\begin{aligned} v_p(t) &= \frac{v_{cda}(t) + v_{cdb}(t) + v_{cdc}(t)}{3} - [i_{da}(t) + i_{db}(t) + i_{dc}(t)] \frac{R_d}{3} \\ &- \left( \frac{L_2^*}{3} + L_{cm} \right) \frac{d}{dt} [i_{an}(t) + i_{bn}(t) + i_{cn}(t)] - R_g i_p(t) + \frac{v_{an}(t) + v_{bn}(t) + v_{cn}(t)}{3}. \end{aligned} \quad (2.31)$$

Como as tensões da rede foram consideradas senoidais e equilibradas, a soma dessas é igual a zero. Além disso, como na malha anterior, as seguintes variáveis são definidas:

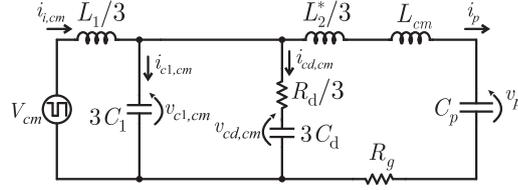
$$\begin{cases} v_{cd,cm}(t) = v_{cda}(t) + v_{cdb}(t) + v_{cdc}(t) \\ i_{d,cm}(t) = i_{da}(t) + i_{db}(t) + i_{dc}(t) \\ i_p(t) = i_{an}(t) + i_{bn}(t) + i_{cn}(t). \end{cases} \quad (2.32)$$

Substituindo (2.32) em (2.31), obtêm-se:

$$v_p(t) = \frac{v_{cd,cm}(t)}{3} - i_{d,cm}(t) \frac{R_d}{3} - \left( \frac{L_2^*}{3} + L_{cm} \right) \frac{di_p(t)}{dt} - R_g i_p(t). \quad (2.33)$$

Além disso, as correntes nos nós do circuito ilustrado na Figura 2.5 podem ser

Figura 2.7 – Circuitos equivalentes de modo comum.



Fonte: Autor.

expressas por:

$$\begin{aligned} i_{ai}(t) + i_{bi}(t) + i_{ci}(t) &= [i_{c1a}(t) + i_{c1b}(t) + i_{c1c}(t)] \\ &+ [i_{cda}(t) + i_{cdb}(t) + i_{cdc}(t)] + [i_{an}(t) + i_{bn}(t) + i_{cn}(t)]. \end{aligned} \quad (2.34)$$

Utilizando as variáveis de modo comum já definidas, a soma das correntes é igual a:

$$i_{i,cm}(t) = i_{c1,cm}(t) + i_{cd,cm}(t) + i_p(t). \quad (2.35)$$

Observando atentamente as equações (2.30), (2.33) e (2.35), o circuito equivalente de modo comum é ilustrado na Figura 2.7. Perceba que existe uma relação entre o circuito de modo comum e o eixo 0 obtido na seção anterior, onde  $i_p = i_{0n}/3$ .

### 2.4.2 Filtro diferencial

Mesmo que os elementos  $L_1$ ,  $L_2$  e  $C_1$  do filtro estejam presentes no circuito de modo comum, esses são responsáveis por processar toda a potência da parte diferencial. Portanto, o projeto desses leva em consideração apenas a norma ABNT 16149. Para atender a corrente de fuga, o indutor de modo comum  $L_{cm}$  é dimensionado.

O projeto dos elementos de um filtro de terceira ordem é mais complexo, já que três componentes são dimensionados. Antes de explorar e discutir as metodologias disponíveis na literatura, é importante estabelecer certas regras e limites para os elementos do filtro LCLM.

De maneira geral, os capacitores  $C_1$  do filtro são selecionados seguindo dois princípios: de maneira que não afetem consideravelmente o fator de potência; que não resultem em ressonâncias próximas às frequências de comutação ou fundamental. Tipicamente, o valor máximo de variação de fator de potência é assumido como 5%. Portanto, o capacitor máximo em uma aplicação qualquer pode ser determinado pela expressão (REZNIK et al., 2014)

$$C_{1,\max} = 0,05 \left( \frac{P}{2\pi f_1 v_g^2} \right). \quad (2.36)$$

Além disso, outra restrição de projeto é a queda de tensão nos indutores. A soma dos indutores usados não deve saturar os sinais modulantes do inversor. A queda de tensão nos indutores depende do fator de potência. Considerando o pior caso (para um fator de potência  $\approx 0$  capacitivo), a soma dos indutores deve ser menor que (REZNIK et al., 2014)

$$L_1 + L_2 \leq \frac{V_{dc}/\sqrt{3} - v_\phi}{2\pi f_1 \cdot i_\phi}, \quad (2.37)$$

onde  $V_{dc}/\sqrt{3}$  é igual a tensão de fase máxima sintetizada pelo inversor,  $v_\phi$  e  $i_\phi$  são as tensões e correntes pico de fase, respectivamente. Além das restrições apresentadas, segundo (LISERRE; BLAABJERG; HANSEN, 2005), para garantir boa atenuação nas frequências de comutação e não amplificar as componentes de baixa frequência, o ponto de ressonância do filtro deve estar entre dez vezes a frequência fundamental e a metade da frequência de comutação, o que pode ser escrito como

$$10 \cdot f_1 \leq f_0 \leq f_s/2, \quad (2.38)$$

onde o ponto de ressonância é determinado por

$$f_0 = \frac{1}{2\pi} \sqrt{\frac{L_1 + L_2}{L_1 \cdot L_2 \cdot C_1}}. \quad (2.39)$$

O ponto de ressonância é crucial para o dimensionamento do filtro. Como ilustrado pela Figura 2.4, o filtro LCL possui uma atenuação de 20 db/década antes do ponto de ressonância; portanto, um ponto de ressonância próximo a frequência de comutação leva a um comportamento majoritariamente de primeira ordem. Se o ponto de ressonância acontece em baixas frequências ( $f_0 \leq 10 \cdot f_1$ ), o pico da ressonância pode levar as componentes de baixa ordem a desrespeitar à norma ABNT 16149. De forma geral, independente da metodologia empregada, as restrições estabelecidas por (2.36)-(2.38) devem ser respeitadas.

Existem duas principais abordagens para o dimensionamento de filtros LCL na literatura: projeto individual dos componentes considerando a ondulação de corrente no indutor  $L_1$  (JIAO; LEE, 2015; REZNIK et al., 2014); projetar o filtro para obter a menor soma das indutâncias  $L_{tot} = L_1 + L_2$  (CHANNEGOWDA; JOHN, 2010).

Na primeira abordagem, o indutor do lado do inversor  $L_1$  é dimensionado para atender a uma ondulação máxima das correntes do lado do inversor  $i_{i,abc}$ . Tipicamente, os projetos consideram uma ondulação máxima entre 10 e 20%. Após isso, se assume o valor máximo do capacitor  $C_1$ , já que para esse valor, o ponto de ressonância ocorre mais

cedo, garantindo maior atenuação na frequência de comutação. Finalmente, o indutor  $L_2$  é determinado para satisfazer a norma de conexão adotada. Os parâmetros do projeto podem ser ajustados considerando as restrições (2.36)-(2.38).

Na segunda abordagem, o projeto leva em consideração a menor indutância total possível para respeitar a norma de conexão. Como explorado em (CHANNEGOWDA; JOHN, 2010), isto ocorre quando  $L_1 = L_2$ . Portanto, as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  devem ser determinadas apenas considerando a norma de conexão adotada. O capacitor novamente é selecionado como maior possível, e os elementos do projeto, como na abordagem anterior, são ajustados conforme as restrições (2.36)-(2.38).

Embora as abordagens possuam seus méritos, nenhuma delas garante o menor volume dos indutores. Ao invés de analisar a indutância, como uma terceira abordagem, o projeto pode visar a minimização da energia dos indutores.

Em (JALILI; BERNET, 2009), os autores dimensionam as indutâncias do filtro LCL visando a minimização da energia dos componentes. Entretanto, o cálculo da energia dos componentes foi realizada apenas considerando a corrente fundamental, o que pode levar a erros no processo de minimizar a energia total. Além disso, a energia do capacitor foi considerada também como um fator a ser minimizado. Nesse trabalho, a abordagem proposta em (JALILI; BERNET, 2009) é adotada, considerando algumas modificações: as ondulações de corrente também são computadas no cálculo da energia total, e não apenas a corrente fundamental; o projeto visa a minimização dos indutores, sem considerar a energia do capacitor.

Para determinar a atenuação necessária do filtro que atende a norma considerada, se define uma impedância requerida. Pela lei de ohm, a impedância requerida e tensão  $v_{inv}$  podem ser relacionadas pela expressão

$$i_{\phi}(h) = \frac{v_{inv}(h)}{Z_{req}}. \quad (2.40)$$

onde  $v_{inv}$  é a tensão de linha gerada pelo inversor. Dividindo (2.40) pela componente fundamental da corrente, obtemos

$$\frac{i_{\phi}(h)}{i_{\phi 1}} = \frac{v_{inv}(h)}{i_{\phi 1} \cdot Z_{req}} \leq H(h), \quad (2.41)$$

onde  $H(h)$  foi definido pela norma, e carrega as relações estabelecidas na Tabela 2.1. Para a obtenção de funções de transferência, com o objetivo de analisar a resposta de uma impedância à frequência, uma transformada é empregada para passar os sinais no domínio do tempo para o domínio da frequência. Normalmente, se emprega a transformada de Laplace, que é definida por

$$\mathcal{L}\{f(t)\} = \int_0^{\infty} f(t) \cdot e^{-st} dt. \quad (2.42)$$

Utilizando a transformada de Laplace, e reorganizando os termos da equação (2.41), obtemos

$$G_{nor}(s) = \frac{1}{Z_{req}(s)} = \frac{i_{\phi 1} \cdot H(s)}{v_{inv}(s)}. \quad (2.43)$$

Considerando os circuitos equivalentes ilustrados na Figura 2.6, a função de transferência entre a tensão gerada pelo inversor e a corrente de fase  $G_{i_{\phi}, v_{inv}}(s)$  é igual a

$$\frac{i_{\phi}(s)}{v_{inv}(s)} = \frac{sC_d R_d + 1}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_d R_d + s^3 L_1 L_2 (C_1 + C_d) + s^2 C_d R_d (L_1 + L_2) + s(L_1 + L_2)}. \quad (2.44)$$

Portanto, para respeitar as normas de conexão à rede, a impedância do filtro deve ser maior que a impedância requerida  $G_{nor}(s)$ , o que pode ser escrito como

$$\frac{sC_d R_d + 1}{s^4 L_1 L_2 C_1 C_d R_d + s^3 L_1 L_2 (C_1 + C_d) + s^2 C_d R_d (L_1 + L_2) + s(L_1 + L_2)} \leq \frac{i_{\phi 1} \cdot H(s)}{v_{inv}(s)} \quad (2.45)$$

O capacitor  $C_1$  é determinado pela expressão (2.36); os elementos do circuito de amortecimento são obtidos pelas relações estabelecidas na subseção 2.2.5. Portanto, como os demais elementos do circuito foram pré-determinados, os indutores  $L_1$  e  $L_2$  podem ser determinados por (2.45). A energia nos indutores pode ser determinada por

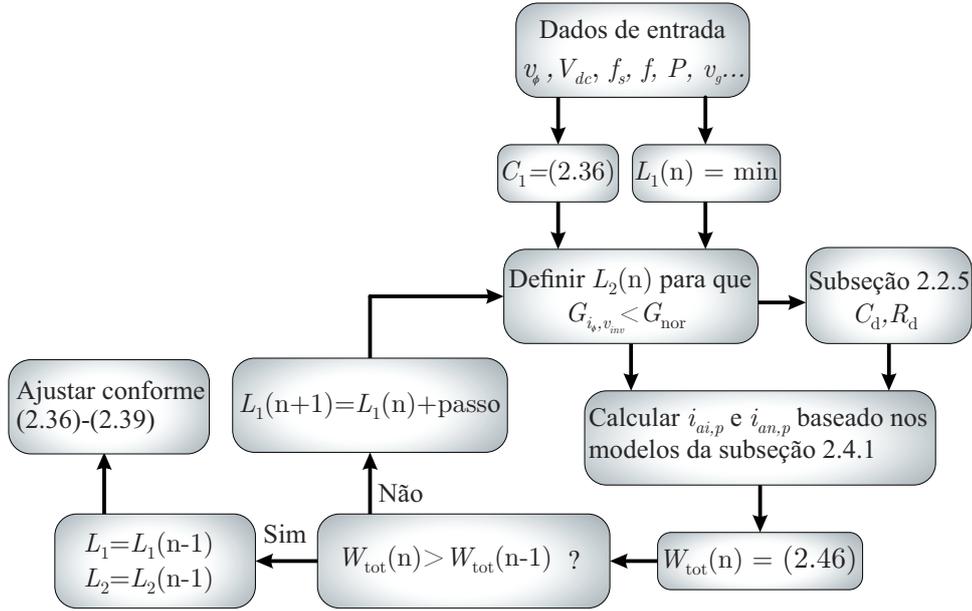
$$W_{L,tot} = W_{L1} + W_{L2} = \frac{3}{2} (L_1 \cdot i_{ai,p}^2 + L_2 \cdot i_{an,p}^2). \quad (2.46)$$

A equação (2.46) é válida apenas para um sistema trifásico equilibrado. Sabendo que a relação estabelecida em (2.45) pode ser respeitada com uma combinação infinita entre os indutores  $L_1$  e  $L_2$ , o objetivo do projeto é encontrar uma combinação para que a equação (2.46) resulte na menor energia. O processo iterativo para obter a menor energia é ilustrado no fluxograma da Figura 2.8. Os parâmetros finais do filtro são então ajustados, caso necessário, conforme (2.36)-(2.38). O valor inicial para  $L_1$  deve ser definido pelo projetista.

### 2.4.3 Filtro de modo comum

Como mencionado, a corrente de fuga eficaz deve ser inferior aos valores estipulados pela norma IEC 62109-2. Para estimar o filtro de modo comum necessário, considere o circuito da Figura 2.7. Nesse, se percebe que a corrente de fuga é proporcional a tensão CM gerada pelo inversor e pela impedância total do circuito, como já discutido. A função de transferência que relaciona a tensão CM e a corrente de fuga  $i_p$  é igual a

Figura 2.8 – Pseudocódigo para a definição dos indutores com a menor energia, onde o passo é definido arbitrariamente.



Fonte: Autor.

$$G_{i_p, V_{cm}}(s) = \frac{i_p(s)}{V_{cm}(s)} = \frac{1}{Z_p(s)} = \frac{s^2 a_2 + s a_1}{s^5 b_5 + s^4 b_4 + s^3 b_3 + s^2 b_2 + s b_1 + 1}, \quad (2.47)$$

onde

$$\begin{cases} a_2 = 3C_{pv}C_dR_d \\ a_1 = 3C_{pv} \\ b_5 = C_{pv}C_dC_1R_d(L_2 + 3L_{cm}) \\ b_4 = C_{pv}L_1(3C_1C_dR_dR_g + 3C_dL_{cm} + 3C_1L_{cm} + C_dL_2 + C_1L_2) \\ b_3 = 3C_dC_{pv}L_{cm}R_d + 3C_dC_{pv}L_1R_g + 3C_1C_{pv}L_1R_g + C_dC_{pv}L_2R_d \\ \quad \quad \quad + C_dC_{pv}L_1R_d + C_1C_dL_1R_d \\ b_2 = 3C_dC_{pv}R_dR_g + 3C_{pv}L_{cm} + C_{pv}L_2 + C_{pv}L_1 + C_dL_1 + C_1L_1 \\ b_1 = C_dR_d + 3C_{pv}R_g \end{cases}. \quad (2.48)$$

Por outro lado, o valor da corrente de fuga eficaz de qualquer uma das suas componentes, dentro do espectro harmônico, pode ser obtido pela relação

$$i_{p,rms}(h) = \frac{V_{cm}(h)}{\sqrt{2} \cdot |Z_p(h)|}. \quad (2.49)$$

A equação acima resulta no valor eficaz das componentes individuais da corrente de fuga. O valor eficaz total pode ser determinado pela soma de todas suas componentes:

$$i_{p,rms} = \sqrt{i_{p1,rms}^2 + i_{p2,rms}^2 + i_{p3,rms}^2 + \dots} \quad (2.50)$$

Note que na equação (2.50), os termos se somam infinitamente. Substituindo (2.47) e (2.49) em (2.50), obtemos

$$i_{p,rms} = \sqrt{\sum_{h=1}^{\infty} \left( \frac{V_{cmh}}{\sqrt{2}|Z_{ph}|} \right)^2}. \quad (2.51)$$

A tensão CM e suas componentes podem ser obtidas via simulação. Os demais elementos são estipulados anteriormente. Conhecendo esses parâmetros, o valor de  $L_{cm}$  pode ser obtido de maneira interativa até que a equação (2.51) resulte em uma corrente inferior ao estipulado por norma.

Na metodologia apresentada, algumas simplificações foram adotadas no processo. Tempo morto nos interruptores, bem como ondulações nos capacitores em topologias multiníveis podem adicionar mais componentes a tensão CM, elevando o requerimento dos filtros de modo comum; entretanto, as componentes oriundas desses fenômenos são muito pequenas, tendo pouco efeito na corrente de fuga.

#### 2.4.4 Exemplo de projeto para filtro diferencial

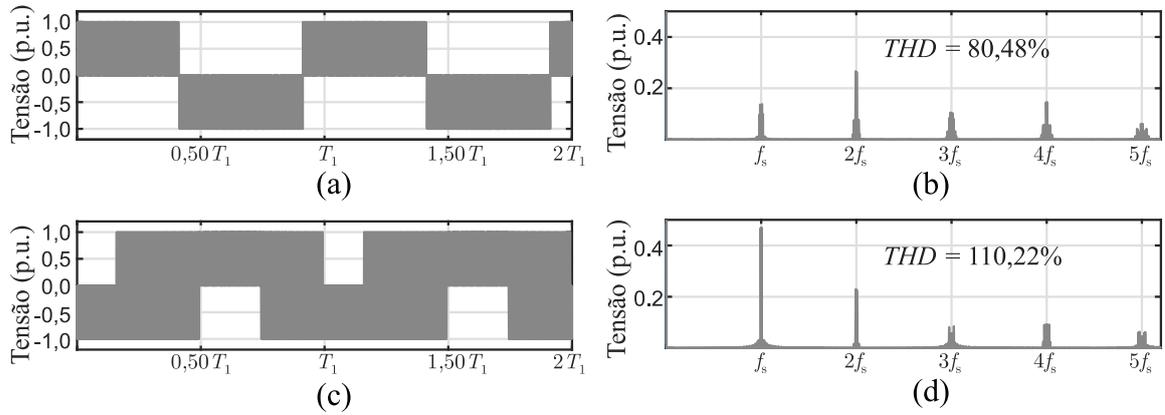
No projeto a seguir, as modulações e a topologia mencionadas não são detalhadas, visto que essas fazem parte do capítulo 3. Considere as modulações CSVM e Z3SVM e um inversor de ponte completa trifásico ilustrado na Figura 3.1 no próximo capítulo. Os parâmetros considerados no exemplo se encontram na Tabela 2.3. Para os valores de tensão de barramento CC e de fase especificados, o índice de modulação (sem levar em conta as quedas de tensões no filtro) é de aproximadamente  $m = 0,77$ .

Tabela 2.3 – Especificações para o exemplo de dimensionamento dos filtros.

Parâmetros	Valores
Tensão de linha ( $v_g$ )	380 Vrms
Tensão do barramento ( $V_{dc}$ )	700 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	10 kHz
Frequência fundamental ( $f_1$ )	50 Hz
Potência ( $P$ )	30 kW
Resistência de aterramento ( $R_g$ )	2 $\Omega$
Capacitância parasita ( $C_p$ )	3 $\mu\text{F}$

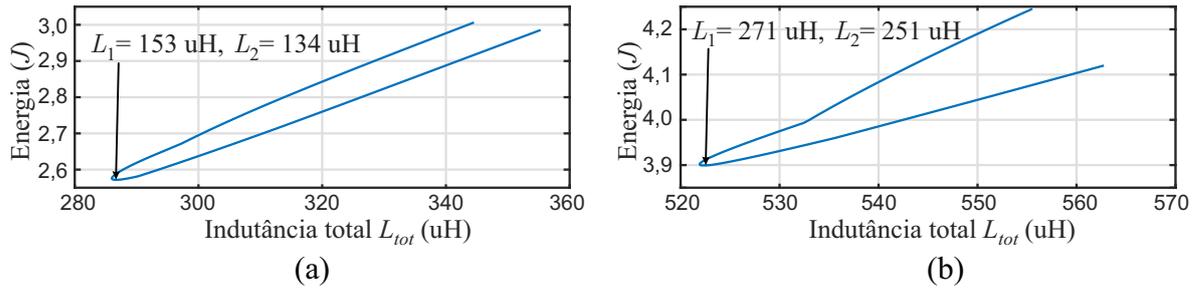
Fonte: Autor.

Figura 2.9 – Tensão de linha  $v_{inv}$  gerada por um inversor ponte completa e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) Z3SVM.



Fonte: Autor.

Figura 2.10 – Energia total nos indutores diferenciais para diferentes combinações de  $L_1$  e  $L_2$  que respeitam a norma ABNT 16149, (a) CSVM, (b) Z3SVM.



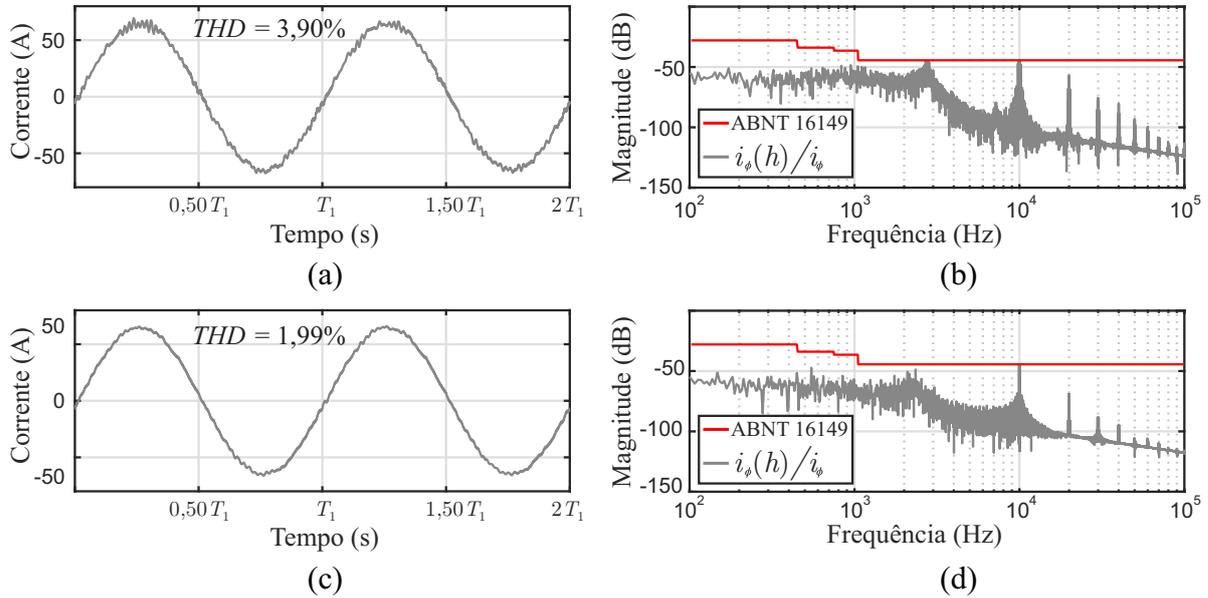
Fonte: Autor.

Primeiramente, deve-se definir o valor do capacitor  $C_1$ . Utilizando a equação (2.36), o valor máximo para o capacitor  $C_1$  é de

$$C_1 \leq 0,05 \left( \frac{30000}{2\pi \cdot 50 \cdot 380^2} \right) \approx 33 \mu F. \quad (2.52)$$

Portanto, um capacitor  $C_1$  de  $30 \mu F$  é adotado no projeto. De posse do valor do capacitor, o próximo passo é determinar as indutâncias  $L_1$  e  $L_2$  para respeitar as normas de conexão, que resultem na menor energia. A Figura 2.9 ilustra a tensão de linha  $v_{inv}$  gerada pelo inversor normalizada, e seu correspondente espectro harmônico considerando os parâmetros na Tabela 2.3. De posse da tensão de linha, utilizando a expressão (2.45), a Figura 2.10 ilustra a energia total do sistema, para ambas as modulações, com diferentes combinações de indutores. Os indutores com menor energia total, que respeitam a norma de conexão nas estratégias CSVM e Z3SVM são

Figura 2.11 – Correntes de fase para os filtros dimensionados e suas respectivas componentes harmônicas: (a)-(b) CSVM, (c)-(d) Z3SVM.



Fonte: Autor.

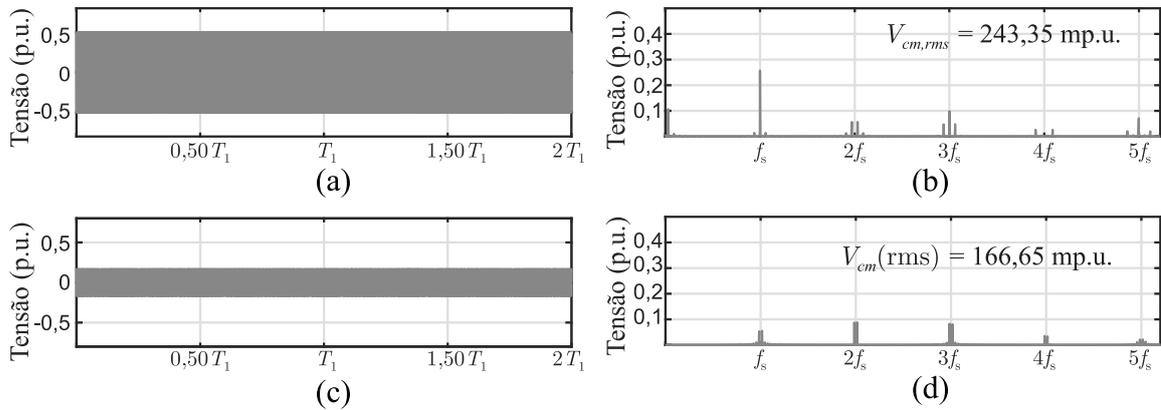
$$\begin{cases} L_1 = 153\mu H, L_2 = 134\mu H, & \text{Estratégia CSVM} \\ L_1 = 271\mu H, L_2 = 251\mu H, & \text{Estratégia Z3SVM} \end{cases} \quad (2.53)$$

Os elementos do circuito de amortecimento foram determinados como descrito na seção 2.2.4. A Figura 2.11 ilustra a corrente em uma das fases do inversor, para as estratégias CSVM e Z3SVM, utilizando os filtros dimensionados. Perceba que a THD de ambas é bastante inferior aos 5% estipulado por norma; portanto, metodologias que se baseiam na THD total das correntes podem desrespeitar os valores para as correntes individuais. Além disso, a Figura 2.11(b), (d) ilustra que de fato as componentes individuais estão todas abaixo do que é estipulado pela norma ABNT 16149.

#### 2.4.5 Exemplo de projeto para filtro de modo comum

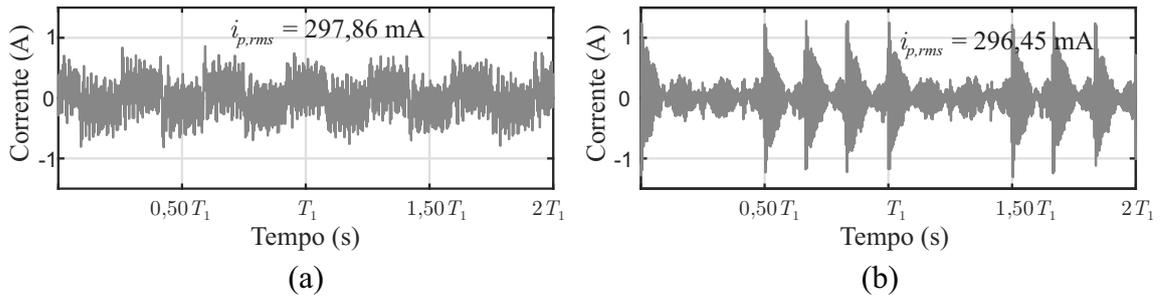
Para o projeto do filtro de modo comum, assim como nos filtros diferenciais, a tensão  $V_{cm}$  deve ser obtida via simulação. A Figura 2.12 ilustra a tensão CM normalizada gerada pelas estratégias CSVM e Z3SVM e seu correspondente espectro harmônico. De posse das componentes harmônicas, considerando os filtros diferenciais projetados na seção anterior e dos parâmetros sumarizados na Tabela 2.3, os filtros de modo comum podem ser determinados pela equação (2.51)

Figura 2.12 – Tensão CM normalizada e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) Z3SVM.



Fonte: Autor.

Figura 2.13 – Correntes de fuga para (a) CSVM, (b) Z3SVM.



Fonte: Autor.

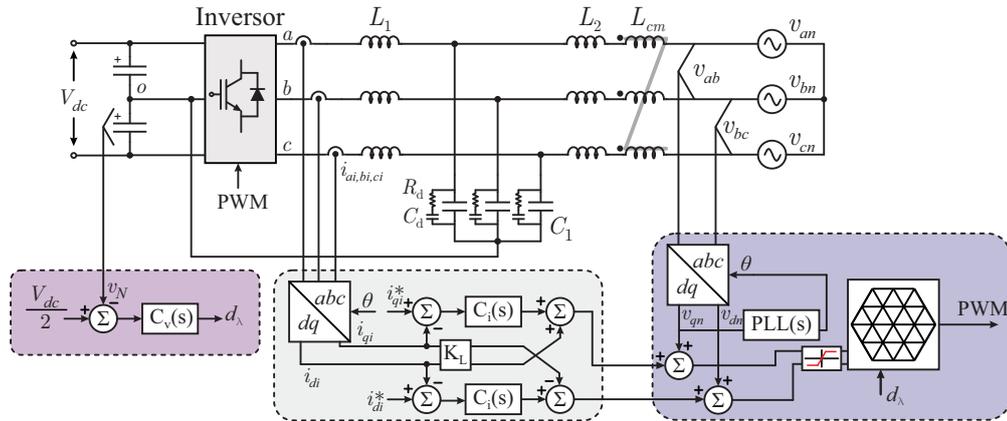
$$L_{cm} = \begin{cases} 678\mu H, & \text{Estratégia CSVM} \\ 71\mu H, & \text{Estratégia Z3SVM} \end{cases} \quad (2.54)$$

Perceba que a estratégia CSVM apresenta um indutor de modo comum 9,54 vezes maior que o necessário para a estratégia Z3SVM. A Figura 2.13 ilustra as correntes de fuga para ambas as estratégias. Como esperado, o valor da corrente RMS é próximo de 300 mA em ambas estratégias.

## 2.5 MALHAS DE CONTROLE

A Figura 2.14 ilustra o diagrama geral do inversor com as malhas de controle. Note que as correntes  $i_{d,q}$  são multiplicadas por um fator  $K_L$  e somadas na saída dos compensadores. Isso é feito para eliminar o acoplamento entre os eixos, como discutido na seção 2.4. Além disso, conforme abordado a seguir, um algoritmo de travamento de

Figura 2.14 – Diagrama geral.



Fonte: Autor.

fase (*Phase Locked Loop* - PLL) é utilizado para fornecer o ângulo de sincronismo  $\theta$  usado na transformação de coordenadas. Por fim, uma alimentação direta (*feedforward*) na saída dos compensadores com a tensão da rede é adotada, melhorando a dinâmica e aumentando a velocidade de convergência das malhas de corrente. Os sinais de controle são saturados na saída, evitando que o inversor trabalhe na região de sobremodulação. Para que não opere nessa região, os sinais de tensão de referência, em coordenadas  $dq0$ , devem respeitar a relação estabelecida por (2.55). Além disso, percebe-se que caso o inversor utilizado seja multinível, a tensão do divisor capacitivo deve ser controlada, o que é abordado no capítulo 4.

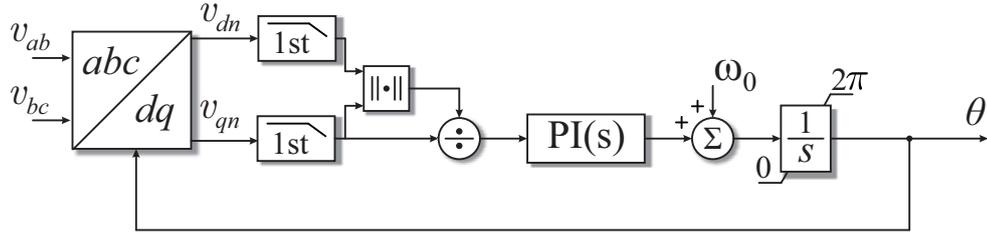
$$\sqrt{v_d^{*2} + v_q^{*2}} \leq V_{dc}. \quad (2.55)$$

### 2.5.1 Estratégia de Sincronismo com a Rede Elétrica

Para a sincronização do inversor com a rede elétrica, algoritmos de sincronismo são empregados. Esses algoritmos fornecem o ângulo da rede, utilizado na transformação de variáveis de  $abc$  para  $dq0$ , abordado na seção 2.4. Existem diversos algoritmos disponíveis na literatura (FERREIRA; ARAÃOJO; LOPES, 2011; NICASTRI; NAGLIERO, 2010; NAGLIERO et al., 2010). Entre os algoritmos PLL existentes, o mais comum é o SRF-PLL (*Synchronous Reference Frame PLL*), devido a sua estrutura simples e robustez (GOLESTAN; GUERRERO; VASQUEZ, 2017). Portanto, um algoritmo SRF-PLL é adotado. A Figura 2.15 ilustra o diagrama para a implementação do SRF-PLL, onde  $\omega_0$  é a frequência de referência da rede. Perceba que filtros de primeira ordem são adicionados às tensões em  $dq$ , evitando ruídos de medida.

O algoritmo SRF-PLL adotado é detalhado no curso de controle digital para con-

Figura 2.15 – Diagrama de blocos do SRF-PLL.



Fonte: Autor.

versores conectados a rede, oferecido pela Hil Academy em parceria com o grupo de controle e eletrônica de potência (GEPOC). Detalhes sobre os ganhos do compensador PI, frequência de corte dos filtros de primeira ordem, bem como outras considerações podem ser encontradas em (CARNIELUTTI, 2018).

### 2.5.2 Malha de corrente

As correntes de fase podem ser controladas pelo lado do inversor ou da rede. Considerando os circuitos em coordenadas  $dq0$  obtidos nas seções anteriores, as funções de transferência das correntes, em relação as tensões de fase geradas pelo inversor, são expressas por

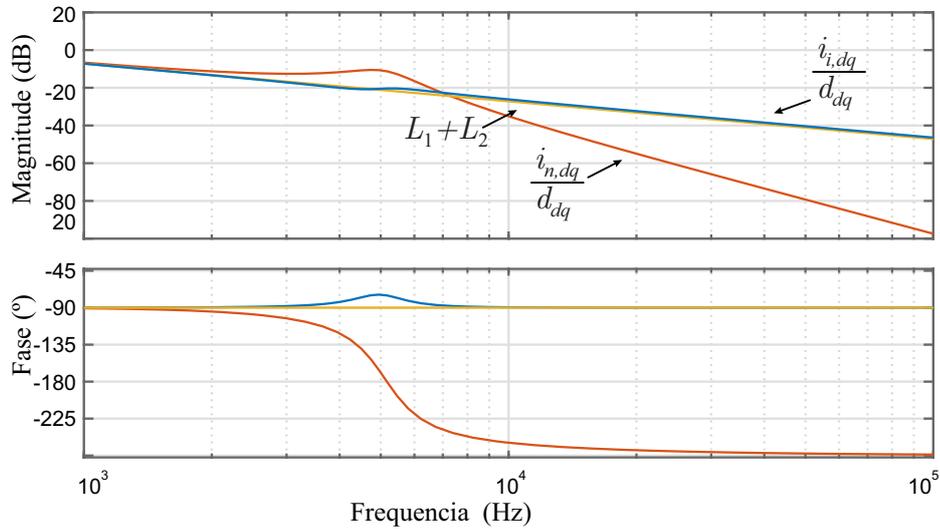
$$\frac{i_{i,dq}}{d_{dq}} = \frac{V_{dc} [s^3(C_d C_1 L_2 R_d) + s^2 \cdot L_2(C_1 + C_d) + s(R_d C_d) + 1]}{s^4(C_d C_1 L_1 L_2 R_d) + s^3 \cdot L_1 L_2(C_d + C_1) + s^2 \cdot R_d C_d(L_1 + L_2) + s(L_1 + L_2)}, \quad (2.56)$$

$$\frac{i_{n,dq}}{d_{dq}} = \frac{V_{dc} [s(R_d C_d) + 1]}{s^4(C_d C_1 L_1 L_2 R_d) + s^3 \cdot L_1 L_2(C_d + C_1) + s^2 \cdot R_d C_d(L_1 + L_2) + s(L_1 + L_2)}, \quad (2.57)$$

onde  $i_{i,dq}$  e  $i_{n,dq}$  são respectivamente as correntes do lado do inversor e da rede. Perceba que as funções de transferência consideram a razão cíclica, onde  $d_{dq} \cdot V_{dc}$  é igual as tensões de fase geradas pelo inversor, em coordenadas  $dq$ . A Figura 2.16 ilustra o diagrama de bode para as funções de transferência (2.56) e (2.57), considerando os parâmetros obtidos na seção 2.4.4 para a estratégia CSVM. Observando a Figura 2.3, é possível perceber que após a ressonância, a função de transferência utilizando as correntes do lado do inversor (2.56) apresenta um comportamento de primeira ordem. Por outro lado, a função de transferência considerando as correntes da rede (2.57) apresenta um comportamento típico de terceira ordem.

Por apresentar um comportamento de terceira ordem, o controle das correntes pelo

Figura 2.16 – Diagrama de bode da função de transferência entre as correntes do lado do inversor e da rede, comparado a uma função de transferência de primeira ordem considerando um filtro puramente indutivo.



Fonte: Autor.

lado da rede pode tornar o sistema instável, dependendo do ganho do projeto, o que não é observado na função de transferência para as correntes no inversor. Além disso, em aplicações industriais, o controle pelas correntes do inversor é preferível, visto que os sensores de corrente podem ser usados tanto para proteção contra sobrecorrentes quanto para fins de controle (ABEYASEKERA et al., 2005). Portanto, a função de transferência (2.56) é adotada nesse trabalho.

Como o sistema foi modelado em coordenadas  $dq0$ , as variáveis de corrente são constantes no tempo, sendo necessário o emprego de compensadores PI, cuja função de transferência é dada por

$$C_i(s) = K_c \left( \frac{s + \omega_z}{s} \right). \quad (2.58)$$

Perceba que, como estabelecido na literatura, um polo na origem é adicionado pelo compensador, garantindo erro nulo nas componentes contínuas. De maneira geral, duas variáveis devem ser ajustadas no compensador PI: o ganho  $K_c$  e a posição do zero  $\omega_z$ . Essas variáveis são ajustadas para que o sistema tenha as seguintes características: frequência de corte  $f_c$  uma década abaixo da frequência de comutação  $f_s$ ; margem de fase de  $60^\circ$ . Com essas características, o sistema de controle não amplifica os sinais de alta frequência das comutações, e mantém um sobressinal baixo na ocorrência de variações da referência.

É importante destacar que, como nesse trabalho as modulações consideradas podem ter diferentes requerimentos de filtro e de tensão de barramento  $V_{dc}$ , os compensadores são diferentes para cada uma das estratégias; entretanto, esses são projetados

considerando as mesmas características mencionadas acima.

## 2.6 CONCLUSÃO

Como detalhado ao decorrer do capítulo, a conexão de inversores à rede elétrica envolve diversas etapas, desde questões mais associadas à *hardware*, como o dimensionamento e escolha da arquitetura dos filtros, como questões mais próximas de *software*, como o controle das correntes de fase. Os principais pontos referentes ao assunto foram revisadas nesse capítulo, e são utilizados nos próximos para diferentes topologias de inversores bem como diferentes estratégias de modulação.

Além disso, esse capítulo introduziu uma metodologia para o dimensionamento do indutor CM em conjunto ao filtro LCLM. Embora essa estrutura já tenha sido apresentada na literatura, nenhuma metodologia havia sido detalhada para o dimensionamento dos componentes contemplando o indutor CM.

## 3 REDUÇÃO DA CMV PARA INVERSORES 2 NÍVEIS

### 3.1 INTRODUÇÃO

O inversor trifásico dois níveis é a topologia mais usada na indústria em aplicações trifásicas. Isso se deve principalmente pela sua simplicidade, baixo número de componentes semicondutores e fácil implementação. Embora esses inversores gerem tensões de fase de dois níveis, o que leva a sinais de tensão de menor qualidade, o aumento significativo na frequência de comutação vindo das novas tecnologias de semicondutores (ANURAG; ACHARYA; BHATTACHARYA, 2019) leva a uma redução dos filtros. Além disso, essas novas tecnologias podem processar elevadas potências (ROGERS; MOTTO; STEINER, 2020). Portanto, em aplicações onde seriam necessários inversores multiníveis, inversores dois níveis podem ser usados considerando as novas gerações de semicondutores.

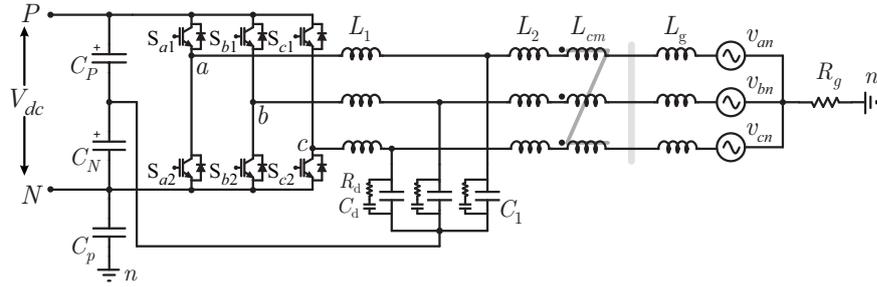
O tema para redução da tensão CM em inversores dois níveis já foi amplamente explorado por diversos autores. Antes da popularização de sistemas fotovoltaicos, essas modulações eram propostas para aplicações de máquinas elétricas (RATNAYAKE; MURAI, 1998). Nessas modulações, os vetores do diagrama SV são excluídos e/ou criados a fim de reduzir ou eliminar a tensão CM.

Para aplicações fotovoltaicas, as estratégias também se demonstraram efetivas, uma vez que, como já discutido, a corrente de fuga é diretamente proporcional a tensão CM. Entretanto, inversores dois níveis apresentam poucos vetores no diagrama SV, como ilustra a Figura 1.10(a). Com poucos recursos, estratégias com reduzido número de vetores podem prejudicar consideravelmente a operação do inversor (Chaves; Grigoletto, 2020a). Nesse capítulo, é apresentado uma revisão de estratégias de modulação para inversores dois níveis com reduzida tensão CM, considerando uma aplicação fotovoltaica. Ao final do capítulo, uma comparação entre os filtros necessários para a conexão do inversor à rede é realizada considerando as diferentes modulações e a topologia MLCL detalhada no capítulo anterior.

### 3.2 OPERAÇÃO DO INVERSOR TRIFÁSICO DOIS NÍVEIS

Um inversor trifásico dois níveis com o filtro LCLM é ilustrado na Figura 3.1. O inversor é constituído de três braços, com dois interruptores cada. Os interruptores de cada braço funcionam de maneira complementar: se a chave  $S_{x1}$  está ON, a chave  $S_{x2}$  deve estar OFF. Quando  $S_{x1}$  está ON, a tensão de fase correspondente assume o valor do barramento CC; caso contrário, a tensão é zero. Por se tratar de um inversor dois níveis,

Figura 3.1 – Inversor trifásico dois níveis.



Fonte: Autor.

usando a equação (1.8), o inversor possui sete diferentes combinações entre suas chaves, que resultam em sete possíveis implementações.

### 3.2.1 Tensão de modo comum

A tensão CM pode ser definida de maneiras diferentes dependendo do inversor utilizado. No inversor trifásico dois níveis, a tensão CM é definida como

$$V_{cm} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3} = V_{dc} \cdot \left( \frac{v_a + v_b + v_c}{3} \right) = V_{dc} \cdot v_{cm}, \quad (3.1)$$

onde  $v_{a,b,c}$  são as tensões de fase normalizadas e  $v_{cm}$  é a tensão CM normalizada. Perceba que no inversor trifásico dois níveis, a tensão CM possui um nível CC, já que as tensões de fase normalizadas assumem apenas valores positivos considerando a maneira que foram definidas. Como a parcela CC não contribui para a corrente de fuga, essa é desconsiderada nas próximas seções.

## 3.3 ESTRATÉGIAS SVM PARA INVERSORES TRIFÁSICOS DOIS NÍVEIS

Nesta seção, são apresentados técnicas SVM para inversores trifásicos dois níveis. A posição dos vetores para os primeiros  $120^\circ$ , necessária para a implementação das es-

Tabela 3.1 – Posição dos vetores para os primeiros  $120^\circ$ , considerando um inversor dois níveis.

Vetores	$\mathbf{v}^0$	$\mathbf{v}^1$	$\mathbf{v}^2$	$\mathbf{v}^3$
$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^n & \mathbf{v}_\beta^n \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{3} & -\frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}$

Fonte: Autor.

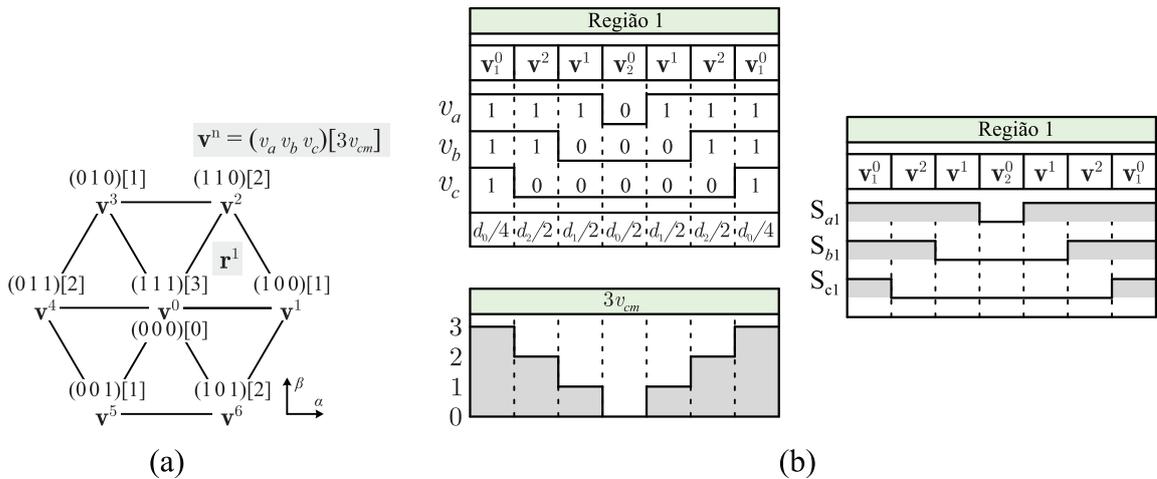
estratégias, se encontra na Tabela 3.1. As técnicas são apresentadas brevemente, onde os detalhes sobre essas podem ser encontrados nos artigos originais referenciados. Também é importante ressaltar que todas estratégias consideradas podem ser implementadas utilizando microcontroladores comerciais com o uso de dupla portadora, o que é detalhado no apêndice A.

Além das estratégias de modulação que são apresentadas nessa seção, existem algumas outras na literatura (XU et al., 2020; JANABI; WANG, 2019). Entretanto, essas estratégias não foram consideradas por se tratar de combinações das estratégias apresentadas a seguir.

### 3.3.1 Estratégia SVM convencional (CSVM)

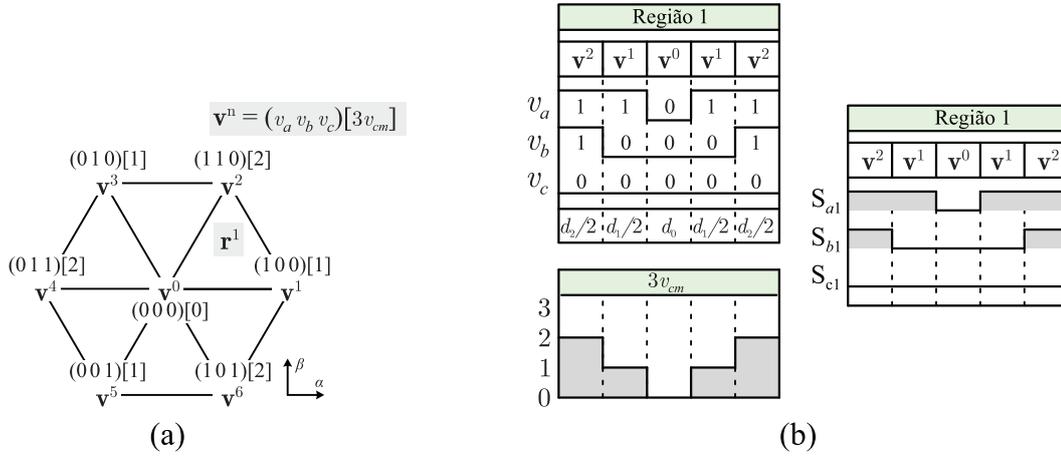
Na estratégia de modulação SV convencional (*conventional space vector modulation* - CSVM), todos os vetores do diagrama SV são utilizados. A Figura 3.2(a) ilustra o diagrama resultante. As regiões de operação são formadas pelos três vetores mais próximos, garantindo melhor conteúdo harmônico e maior facilidade de implementação. Como exemplo, considere um vetor de referência  $\mathbf{u}_{\text{Ref}} = [u_\alpha \ u_\beta] = [0, 9/2 \ 0, 9/(2\sqrt{3})]$  dentro da região  $\mathbf{r}^1$  ilustrado na Figura 3.2(a), a duração dos vetores  $\mathbf{v}^0$ ,  $\mathbf{v}^1$  e  $\mathbf{v}^2$  podem ser definidas pela equação de equilíbrio de tensão, cuja forma normalizada no tempo pode ser expressa como

Figura 3.2 – (a) Diagrama SV para a estratégia CSVM considerando todos os vetores, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação  $T_s$ .



Fonte: Autor.

Figura 3.3 – (a) Diagrama SV para a estratégia DSVM, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação  $T_s$ .



Fonte: Autor.

$$\begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} \frac{0,9}{2} \\ \frac{0,9}{2\sqrt{3}} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,1 \\ 0,45 \\ 0,45 \end{bmatrix}, \quad (3.2)$$

onde

$$M_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^0 & \mathbf{v}_\alpha^1 & \mathbf{v}_\alpha^2 \\ \mathbf{v}_\beta^0 & \mathbf{v}_\beta^1 & \mathbf{v}_\beta^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.3)$$

A Figura 3.2(b) ilustra a ordem de comutação, a tensão CM normalizada e os sinais enviados para os interruptores de potência. Pelo arranjo ilustrado, percebe-se que a ordem de comutação pode ser implementada utilizando uma modulante triangular. Como os vetores são utilizados duas vezes na ordem de comutação, a duração desses é dividida igualmente.

O vetor  $\mathbf{v}^0$  é utilizado duas vezes na ordem de comutação, onde as duas formas redundantes de implementação são utilizadas, dividindo a duração  $d_0$  igualmente entre as duas. O uso de ambas implementações garante simetria nas perdas de comutação nos interruptores superiores e inferiores e maior qualidade nos sinais de linha. Entretanto, eleva a tensão CM, que varia do seu maior ao menor valor em qualquer região do diagrama SV.

### 3.3.2 Estratégia SVM descontínua (DSVM)

Dentro das estratégias, a SVM descontínua (*discontinuous space vector modulation* DSVM) é a mais próxima da estratégia CSVM. Nela, nenhum vetor é excluído ou criado

na operação do inversor; entretanto, as implementações redundantes são selecionadas a fim de diminuir a tensão CM. Estratégias de modulação descontinuas podem ser aplicadas em inversores de  $n$  níveis, e oferecem um boa troca em termos de filtro diferencial e de modo comum, como é detalhado na seção de comparações.

A Figura 3.3(a) ilustra o diagrama SV resultante, onde uma das implementações do vetor  $\mathbf{v}^0$  é excluída. O calculo para os tempos dos vetores é igual para a estratégia anterior. A Figura 3.3(b) ilustra a ordem de comutação, tensão de modo comum normalizada e sinais nos interruptores. Além da redução da tensão CM, também se percebe uma redução nas comutações nos interruptores, o que pode reduzir as perdas do inversor.

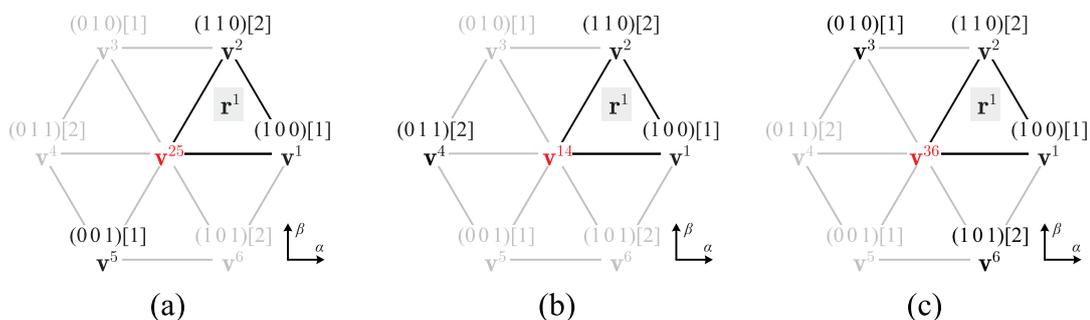
### 3.3.3 Estratégia SVM substituindo o vetor $\mathbf{v}^0$ (OSVM) (LAI; SHYU, 2004)

Como ilustrado nas duas estratégias de modulação anteriores (CSVM e DSVM), o vetor  $\mathbf{v}^0$  é um dos grandes responsáveis pelo incremento da tensão CM. Com o intuito de excluir o vetor  $\mathbf{v}^0$  da operação do inversor, a estratégia *optimized space vector modulation* (OSVM) proposta em (LAI; SHYU, 2004) cria vetores virtuais para substituir  $\mathbf{v}^0$ .

Um vetor virtual é criado a partir da combinação de dois ou mais vetores. Em (LAI; SHYU, 2004), três opções para a implementação dos vetores são consideradas. A Figura 3.4 ilustra as três diferentes formas para a região 1, onde os vetores virtuais estão em vermelho. As duas primeiras implementações apresentam resultados semelhantes, como apontado em (LAI; SHYU, 2004); a terceira implementação eleva o número de vetores utilizados nas regiões de operação. Portanto, as implementações das Figuras 3.4(b) e (c) são consideradas, onde são chamadas de OSVM1 e OSVM2, respectivamente.

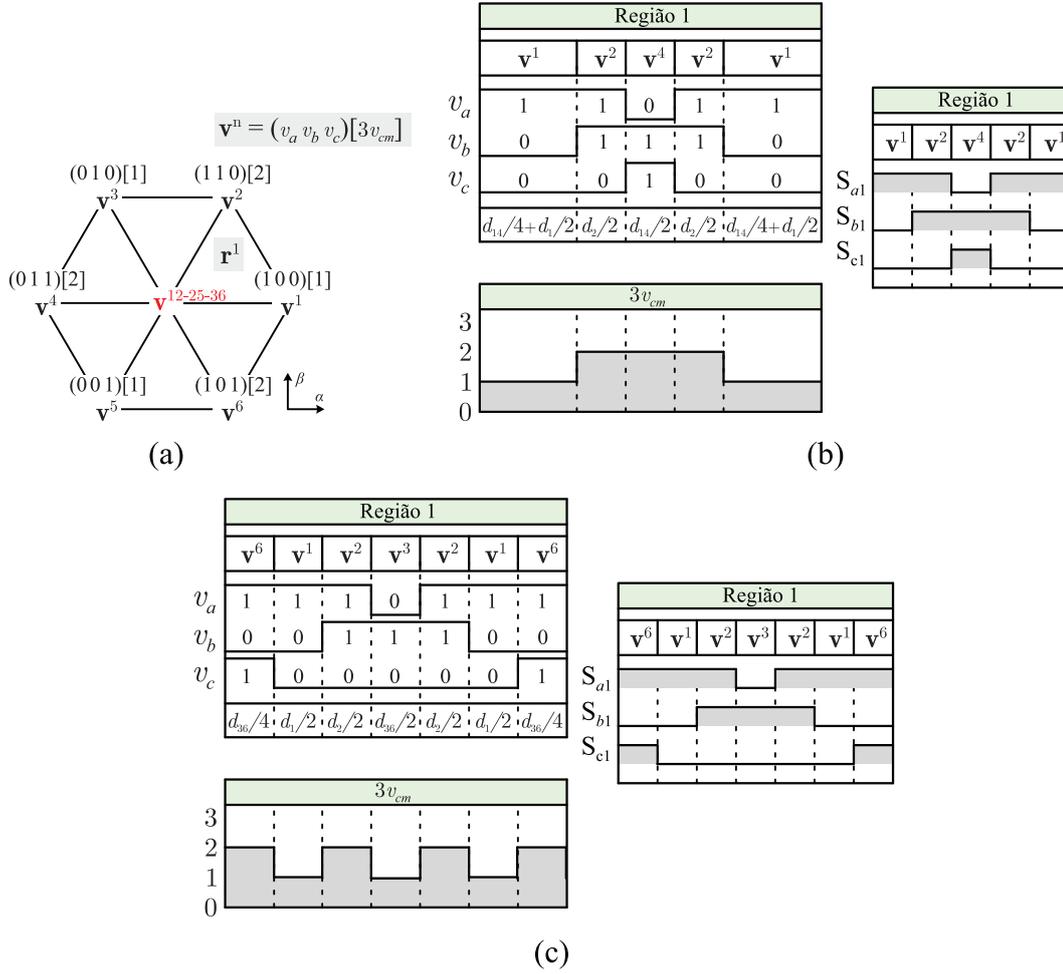
A Figura 3.5(a) ilustra o diagrama SV resultante para as estratégias OSVM1 e OSVM2. Considere um vetor de referência  $\mathbf{u}_{\text{Ref}} = \left[0, 9/2 \quad 0, 9/(2\sqrt{3})\right]$  dentro da região

Figura 3.4 – Vetores virtuais que podem ser criados para substituir  $\mathbf{v}^0$  na estratégia OSVM. Os vetores virtuais são criados a partir dos vetores: (a)  $\mathbf{v}^2$  e  $\mathbf{v}^5$ , (b)  $\mathbf{v}^1$  e  $\mathbf{v}^4$ , (c)  $\mathbf{v}^3$  e  $\mathbf{v}^6$ .



Fonte: Autor.

Figura 3.5 – (a) Diagrama SV para a estratégia OSVM (b) ordem de comutação adotada na região 1 para a OSVM1, (c) ordem de comutação adotada na região 1 para a OSVM2.



Fonte: Autor.

$\mathbf{r}^1$  ilustrado na Figura 3.5(a). Considerando a estratégia OSVM2, a duração dos vetores  $\mathbf{v}^{14}$ ,  $\mathbf{v}^1$  e  $\mathbf{v}^2$  podem ser calculados como

$$\begin{bmatrix} d_{14} \\ d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} \frac{0,9}{2} \\ \frac{0,9}{2\sqrt{3}} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,1 \\ 0,45 \\ 0,45 \end{bmatrix}, \quad (3.4)$$

onde

$$M_1 = \begin{bmatrix} (\mathbf{v}_\alpha^1 + \mathbf{v}_\alpha^4)/2 & \mathbf{v}_\alpha^1 & \mathbf{v}_\alpha^2 \\ (\mathbf{v}_\beta^1 + \mathbf{v}_\beta^4)/2 & \mathbf{v}_\beta^1 & \mathbf{v}_\beta^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.5)$$

Pela matriz (3.5), fica evidente que a posição do vetor  $\mathbf{v}^{14}$  é igual a média das posições dos vetores  $\mathbf{v}^1$  e  $\mathbf{v}^4$ . Mesmo com o emprego de vetores virtuais, já que o diagrama SV em si não foi alterado, o calculo dos tempos é igual ao das modulações anteriores. As

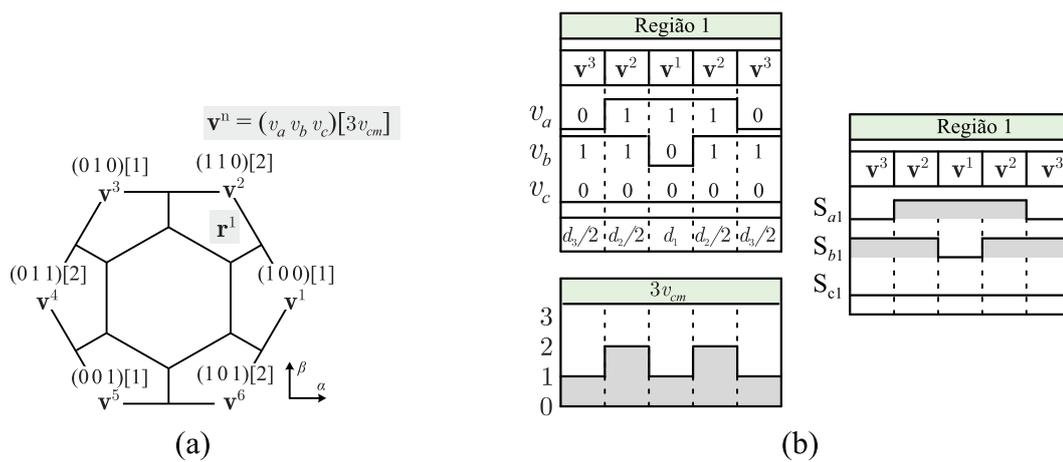
Figuras 3.5(b) e (c) ilustram a ordem e comutação das estratégias OSVM1 e OSVM2, respectivamente.

### 3.3.4 Estratégia SVM sem o vetor $\mathbf{v}^0$ (NSVM) (UN; HAVA, 2009)

Mantendo em mente que o vetor  $\mathbf{v}^0$  é um dos maiores agravantes para a tensão CM, os autores em (UN; HAVA, 2009) também propõem uma estratégia SVM sem a implementação o vetor  $\mathbf{v}^0$ . Entretanto, ao invés de substituir o  $\mathbf{v}^0$  por vetores virtuais, ele é simplesmente excluído do diagrama SV. A Figura 3.6(a) ilustra o diagrama resultante. Neste trabalho, da mesma maneira que as modulações anteriores, as regiões são formadas pelos três vetores mais próximos; entretanto, a definição das regiões não fica clara em (UN; HAVA, 2009).

Nas modulações anteriores, embora vetores foram excluídos e criados, o diagrama SV não havia sofrido modificações, não trazendo nenhuma penalidade em termos de região de operação. Entretanto, na estratégia *near space vector modulation* (NSVM), o diagrama SV é modificado. Como ilustrado na Figura 3.6(a), não existem regiões de operação para baixos índices de modulação  $m$ . Portanto, o inversor pode operar para índices de modulação entre  $2/3 < m < 1$ . Considere um vetor de referência  $\mathbf{u}_{\text{Ref}} = [0, 9/2\sqrt{3} \ 0, 9/2]$  dentro da região  $\mathbf{r}^1$  ilustrado na Figura 3.6(a). A duração dos vetores  $\mathbf{v}^1$ ,  $\mathbf{v}^2$  e  $\mathbf{v}^3$  pode ser calculada por

Figura 3.6 – (a) Diagrama SV para a estratégia NSVM, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação  $T_s$ .



Fonte: Autor.

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_2 \\ d_3 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} \frac{0,9}{2} \\ \frac{0,9}{2\sqrt{3}} \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0, 2206 \\ 0, 5588 \\ 0, 2206 \end{bmatrix}, \quad (3.6)$$

onde

$$M_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^1 & \mathbf{v}_\alpha^2 & \mathbf{v}_\alpha^3 \\ \mathbf{v}_\beta^1 & \mathbf{v}_\beta^2 & \mathbf{v}_\beta^3 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & \frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.7)$$

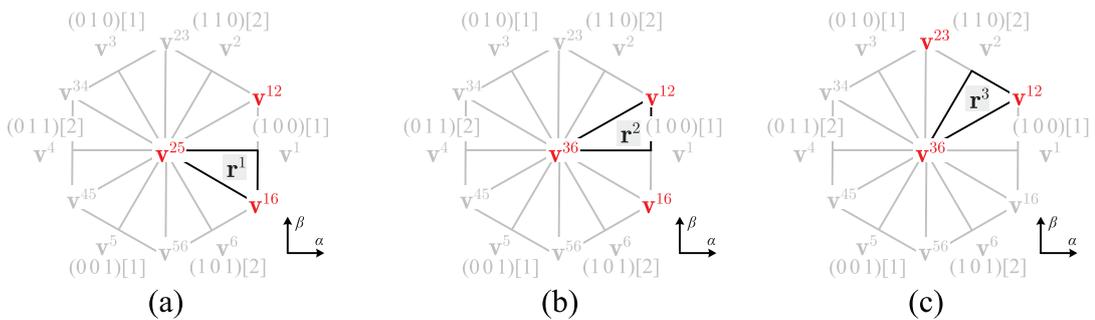
A Figura 3.6(b) ilustra a ordem de comutação adotada. Perceba que, além de reduzir a tensão CM, um dos interruptores em todas as regiões de operação não comuta, o que indica menores perdas de comutação.

### 3.3.5 Estratégia SVM sem componentes de baixa ordem (Z3SVM) (Tian et al., 2016)

Até o momento, todas as estratégias anteriores apresentam componentes de baixa ordem na tensão CM. Dependendo do ponto de ressonância do circuito de modo comum, componentes de baixa ordem podem elevar consideravelmente a corrente de fuga. Com o objetivo de reduzir a tensão CM, e eliminar as componentes de baixa frequência, em (Tian et al., 2016) os autores propõem uma modulação que emprega vetores virtuais.

Os autores em (Tian et al., 2016) propõem três diferentes maneiras para a criação dos vetores virtuais. Entretanto, pelas análises realizadas pelos autores, uma das implementações é superior em termos de THD da tensão de linha e tensão CM, e portanto essa é adotada nesse trabalho. A Figura 3.7 ilustra três regiões de operações, e quais vetores são utilizados. Para zerar as componentes de baixa frequência, o valor médio da tensão CM deve ser igual em qualquer ponto do diagrama SV. Para ilustrar o processo, considere

Figura 3.7 – Vetores virtuais criados para três diferentes regiões de operações, (a) região 1, (b) região 2, (c) região 3.



Fonte: Autor.

primeiro um vetor de referência  $\mathbf{u}_{\text{Ref}} = [0, 9/2 \ 0]$  dentro da região  $\mathbf{r}^2$ . As durações dos vetores  $\mathbf{v}^{12}$ ,  $\mathbf{v}^{16}$  e  $\mathbf{v}^{36}$  podem ser calculadas como

$$\begin{bmatrix} d_{12} \\ d_{16} \\ d_{36} \end{bmatrix} = M_2^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = M_2^{-1} \begin{bmatrix} 0,9 \\ 2 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,45 \\ 0,45 \\ 0,1 \end{bmatrix}, \quad (3.8)$$

onde

$$M_2 = \begin{bmatrix} (\mathbf{v}_\alpha^1 + \mathbf{v}_\alpha^2)/2 & (\mathbf{v}_\alpha^1 + \mathbf{v}_\alpha^6)/2 & (\mathbf{v}_\alpha^3 + \mathbf{v}_\alpha^6)/2 \\ (\mathbf{v}_\beta^1 + \mathbf{v}_\beta^2)/2 & (\mathbf{v}_\beta^1 + \mathbf{v}_\beta^6)/2 & (\mathbf{v}_\beta^3 + \mathbf{v}_\beta^6)/2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & 0 \\ \frac{\sqrt{3}}{6} & -\frac{\sqrt{3}}{6} & 0 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (3.9)$$

A média da tensão CM normalizada para a região e vetor de referência considerados é igual a

$$v_{cm(\text{med})} = v_{cm}(\mathbf{v}^1) \left( \frac{d_{12}}{2} + \frac{d_{16}}{2} \right) + v_{cm}(\mathbf{v}^2) \left( \frac{d_{12}}{2} \right) + v_{cm}(\mathbf{v}^3) \left( \frac{d_{36}}{2} \right) + v_{cm}(\mathbf{v}^6) \left( \frac{d_{36}}{2} + \frac{d_{16}}{2} \right),$$

$$v_{cm(\text{med})} = (0,45 + 2 \cdot 0,225 + 0,05 + 2 \cdot 0,275)/3 = 0,5.$$

Considere dessa vez um vetor referência  $\mathbf{u}_{\text{Ref}} = [0, 9\sqrt{3}/4 \ -0,9/4]$  dentro da região  $\mathbf{r}^1$ . As durações dos vetores  $\mathbf{v}^{12}$ ,  $\mathbf{v}^{16}$  e  $\mathbf{v}^{25}$  são

$$\begin{bmatrix} d_{12} \\ d_{16} \\ d_{25} \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} 0,9\sqrt{3} \\ 4 \\ -0,9 \\ 4 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 \\ 0,7794 \\ 0,2206 \end{bmatrix}, \quad (3.10)$$

onde  $M_1 = M_2$ . A média da tensão  $v_{av}$  é igual a

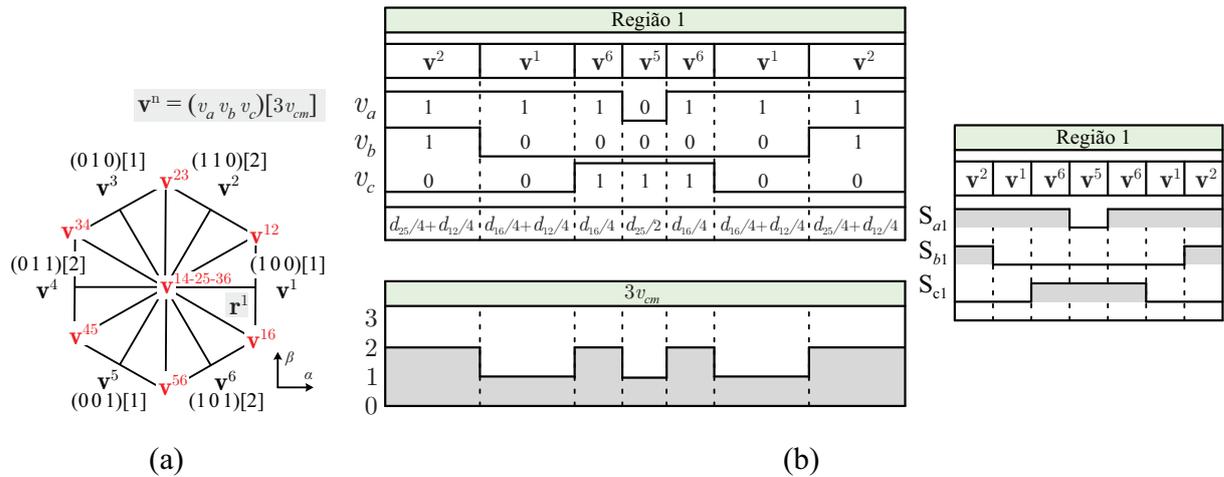
$$v_{cm(\text{med})} = v_{cm}(\mathbf{v}^1) \left( \frac{d_{12}}{2} + \frac{d_{16}}{2} \right) + v_{cm}(\mathbf{v}^2) \left( \frac{d_{12}}{2} + \frac{d_{25}}{2} \right) + v_{cm}(\mathbf{v}^5) \left( \frac{d_{25}}{2} \right) + v_{cm}(\mathbf{v}^6) \left( \frac{d_{16}}{2} \right),$$

$$v_{cm(\text{med})} = (0,3897 + 2 \cdot 0,1103 + 0,1103 + 2 \cdot 0,3897) = 0,5.$$

Note que o valor médio da tensão CM normalizada é igual em ambas situações. Dessa maneira, como mencionado anteriormente, as componentes de baixa ordem da tensão CM são eliminadas.

A Figura 3.8(a) ilustra o diagrama SV. Perceba que o diagrama SV é reduzido, onde o inversor opera para índices de modulação entre  $0 < m < \sqrt{3}/2$ . Como é bem estabelecido na literatura, a adição de tensão CM de terceira ordem, que faz parte das componentes de baixa ordem, aumenta o aproveitamento do barramento CC. A eliminação dessas componentes naturalmente reduz a região linear de operação do inversor. A Figura 3.8(b) ilustra a ordem e comutação e a tensão CM normalizada.

Figura 3.8 – (a) Diagrama SV para a estratégia Z3SVM, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação  $T_s$ .

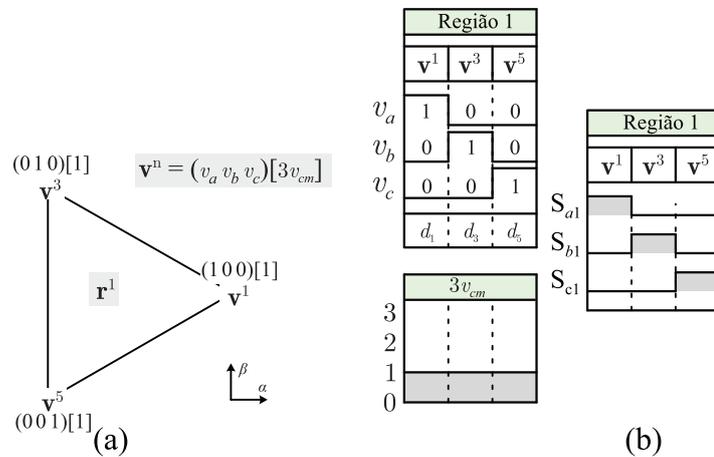


Fonte: Autor.

### 3.3.6 Estratégia SVM com zero tensão CM (ZSVM) (CACCIATO et al., 1999)

Nessa estratégia, o vetor  $\mathbf{v}^0$  também é excluído da operação do inversor. Além disso, a região de operação é formada por vetores com mesma tensão CM. Dessa maneira, não existem variações na tensão CM, e portanto a corrente de fuga é zero. A Figura 3.9(a) ilustra o diagrama resultante, que possui apenas uma região de operação. A região pode ser formada pelos vetores  $\mathbf{v}^1, \mathbf{v}^3$  e  $\mathbf{v}^5$  ou  $\mathbf{v}^2, \mathbf{v}^4$  e  $\mathbf{v}^6$ . Os resultados em termos de tensão

Figura 3.9 – (a) Diagrama SV para a estratégia ZSVM, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação  $T_s$ .



Fonte: Autor.

CM e tensão de linha são idênticos independente da combinação de vetores selecionados. A Figura 3.9(b) ilustra a ordem de comutação e tensão CM normalizada. A ordem de comutação para a estratégia ZSVM é assimétrica, ou seja, os pulsos não são centrados.

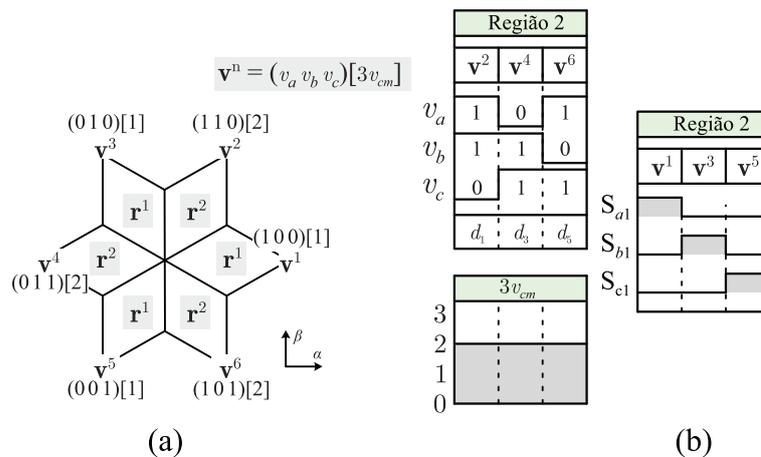
Entre as estratégias apresentadas, a estratégia ZSVM é a primeira a zerar a corrente de fuga. Entretanto, percebe-se uma drástica redução da região linear de operação, onde o inversor trabalha com índices de modulação entre  $0 < m < \sqrt{3}/3$ .

### 3.3.7 Estratégia SVM com seleção de vetores (SSVM) (CACCIATO et al., 1999)

Em (CACCIATO et al., 1999), além da estratégia ZSVM detalhada na seção anterior, os autores também propuseram uma estratégia combinando ambos os grupos de vetores  $\mathbf{v}^1, \mathbf{v}^3, \mathbf{v}^5$  e  $\mathbf{v}^2, \mathbf{v}^4, \mathbf{v}^6$ , que é chamada SSVM nesse trabalho. O uso de ambos grupos trás uma pequena expansão na região linear de operação. A Figura 3.10 ilustra o diagrama SV resultante, onde existem duas regiões de operação. A região 1 ( $\mathbf{r}^1$ ) é igual a modulação ZSVM anterior.

A Figura 3.10(b) ilustra a ordem de comutação e tensão CM normalizada na região 2. Perceba que, embora não existam variações de tensão CM dentro das regiões, existem variações na troca de regiões. Portanto, parcelas de baixa frequências são esperadas na tensão CM. A estratégia SSVM aumenta a região de operação em 15,47% em comparação a estratégia ZSVM, com índice de modulação entre  $0 < m < 2/3$ .

Figura 3.10 – (a) Diagrama SV para a estratégia SSVM, (b) ordem de comutação adotada e tensão CM normalizada em um período de comutação  $T_s$ .



Fonte: Autor.

### 3.4 RESULTADOS E COMPARAÇÕES

Nesta seção, em um primeiro momento, as modulações apresentadas são comparadas em termos de tensão CM, de maneira generalizada, sem definir os parâmetros do inversor e aplicação.

Após isso, é considerado uma aplicação fotovoltaica com o inversor conectado à rede. Nessa, como mencionado anteriormente, a corrente de fuga deve ser inferior ao que é estabelecido nas normas IEC-62109-2 e DIN-VDE-0126. Além disso, por estar conectado à rede, o inversor deve respeitar a norma ABNT 16149 para máxima THD e componentes harmônicas individuais. Os filtros diferenciais e de modo comum necessários para atender as normas são dimensionados em cada uma das estratégias.

#### 3.4.1 Tensões de modo comum

Como ilustrado, as técnicas de modulação possuem diferentes níveis de redução da tensão CM. Para comparar as tensões geradas, a transformação rápida de Fourier é utilizada neste trabalho (ASEFI; NAZARZADEH, 2018). A Figura 3.11 ilustra a tensão CM e o correspondente espectro harmônico para as todas as estratégias apresentadas. As simulações foram realizadas considerando 90% do índice máximo de modulação de cada estratégia, e considerando um período de fundamental  $T_1$  e frequência de comutação  $f_s$  quaisquer. Os resultados consideram a tensão CM normalizada.

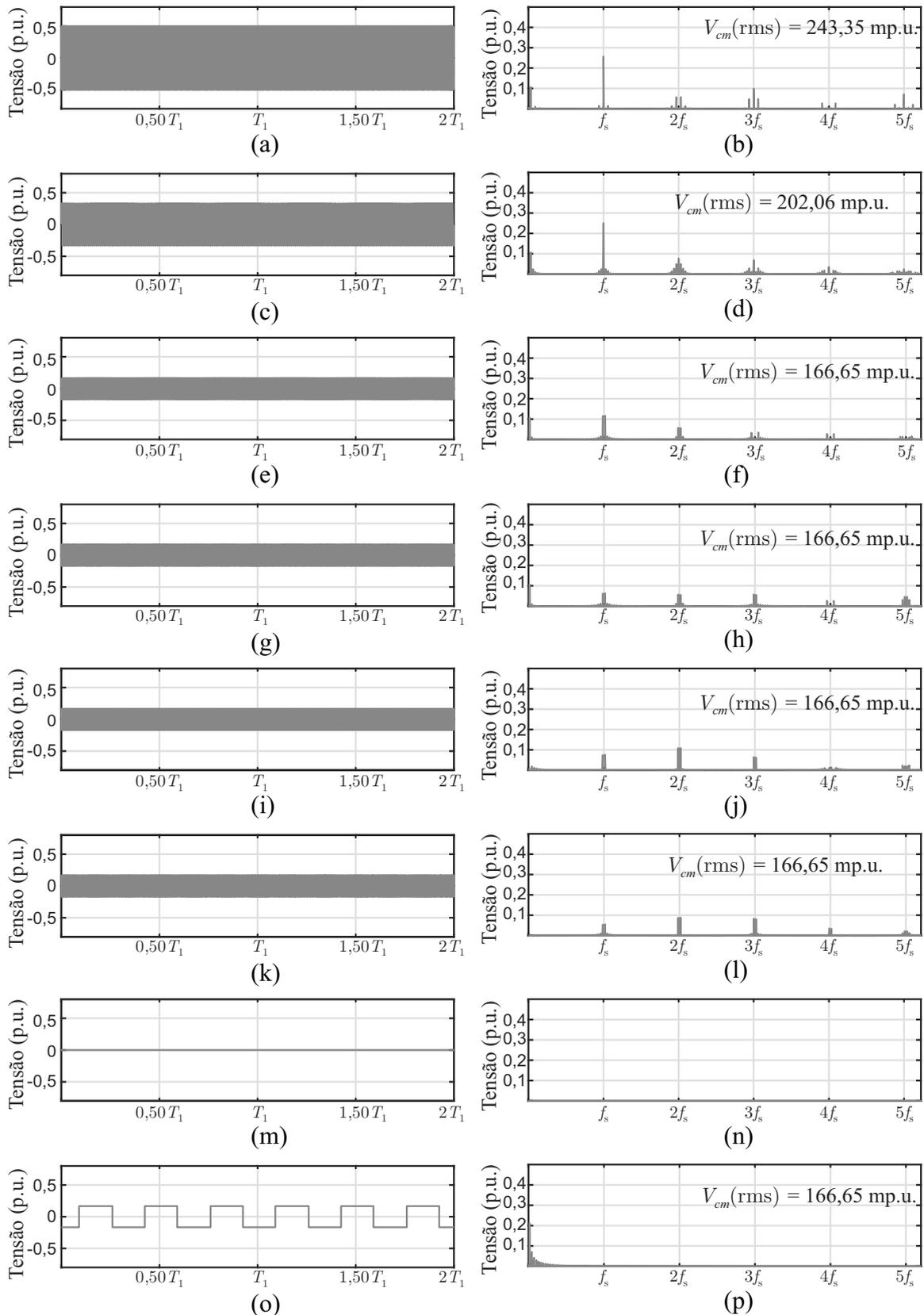
É importante ressaltar que a tensão CM RMS não leva em consideração a posição das componentes da tensão CM no espectro harmônico. Portanto, embora possa ser usada como indicativo, não deve sozinha ser usada para qualificar a corrente de fuga.

#### 3.4.2 Tensões de linha (diferencial)

Como ilustrado anteriormente, as técnicas de modulação possuem diferentes níveis de tensão CM, que possuem diferentes distribuições no espectro harmônico. O mesmo ocorre com a tensão de linha gerada pelo inversor  $v_{inv}$ . Da mesma forma que na subseção anterior, para comparar as tensões geradas, a transformação rápida de Fourier é utilizada. A Figura 3.11 ilustra a tensão de linha e o correspondente espectro harmônico para as todas as estratégias apresentadas, considerando 90% do índice máximo de modulação de cada estratégia, e considerando um período de fundamental  $T_1$  e frequência de comutação  $f_s$  quaisquer.

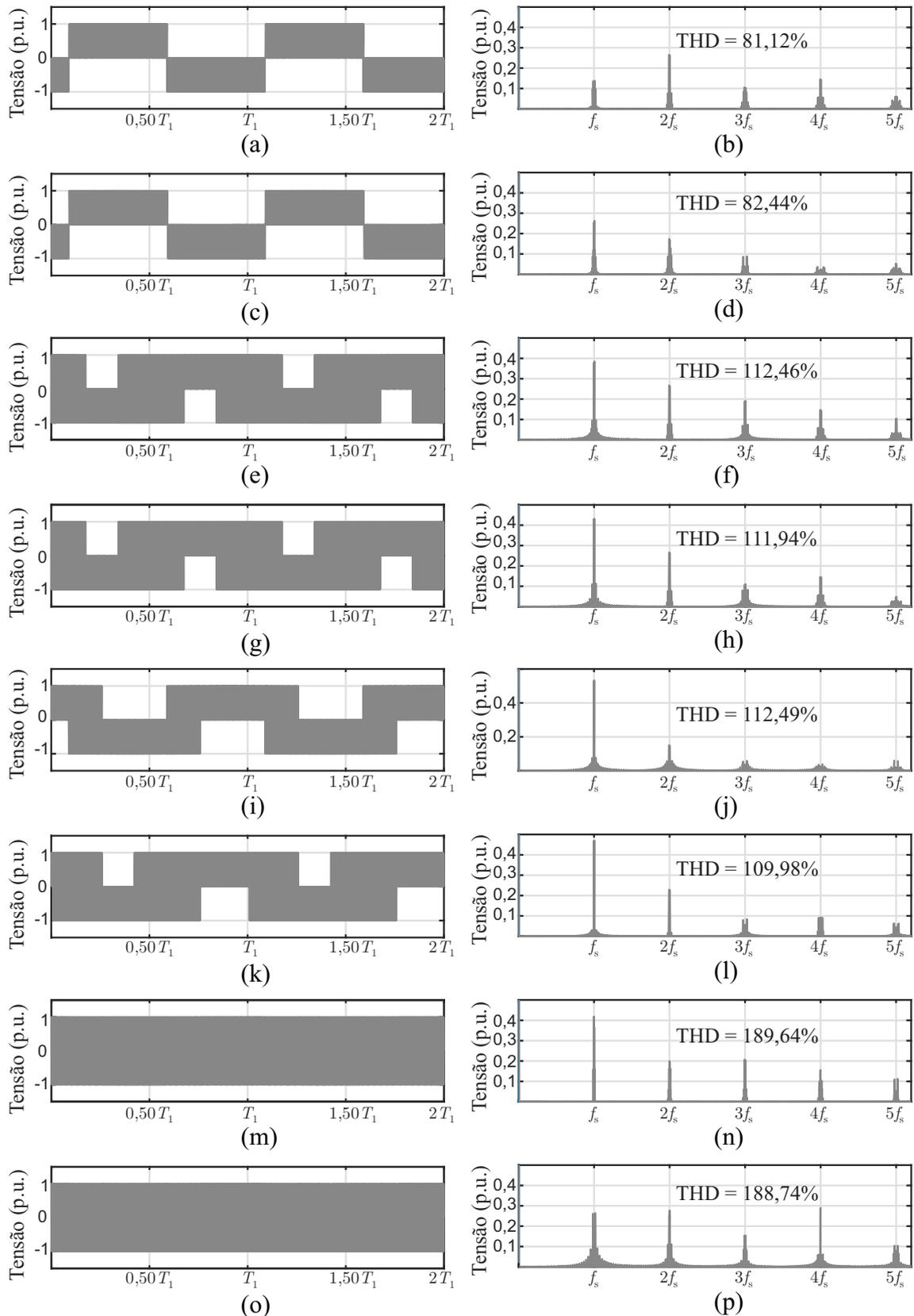
Diferente da tensão CM, onde todas as componentes devem ser consideradas para o cálculo do valor RMS, o projeto dos filtros diferenciais normalmente é realizado consi-

Figura 3.11 – Tensão CM e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) DSVM, (e)-(f) OSVM1, (g)-(h) OSVM2, (i)-(j) NSVM, (k)-(l) Z3SVM, (m)-(n) ZSVM, (o)-(p) SSVM.



Fonte: Autor.

Figura 3.12 – Tensão de linha gerada pelo inversor  $v_{inv}$  e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) DSVM, (e)-(f) OSVM1, (g)-(h) OSVM2, (i)-(j) NSVM, (k)-(l) Z3SVM, (m)-(n) ZSVM, (o)-(p) SSVM.



Fonte: Autor.

derando a componente na frequência de comutação. Para filtros de primeira ordem, em alguns casos a segunda componente pode ser a mais impactante; entretanto, em filtros de terceira ordem, isso dificilmente ocorre. Então, de maneira visual, é previsível que a estratégia CSVM tende a apresentar filtros diferenciais menores que as demais estratégias.

### 3.4.3 Resultados de simulação

A Tabela 3.2 sumariza os parâmetros de simulação considerados. As estratégias ZSVM e SSVM possuem o barramento CC de 1 kV, devido a limitação do índice de modulação máximo imposto nessas estratégias. As demais estratégias usam um barramento de 700 V. A determinação da indutância e capacitância dos filtros é detalhada no capítulo 2.

A Tabela 3.3 sumariza a indutância necessária em cada uma das estratégias para respeitar a norma de conexão ABNT 16149, bem como o valor do indutor CM para respeitar o valor máximo da corrente de fuga considerando os parâmetros da Tabela 3.2. Como o sistema considerado é de 30 kW, a corrente máxima de fuga tolerada pela norma é de 300 mA RMS. A Figura 3.13 ilustra as correntes do lado do inversor ( $i_{i,abc}$ ), as correntes de fase ( $i_{n,abc}$ ) e a corrente de fuga ( $i_p$ ) para as oito estratégias SVM apresentadas nesse capítulo.

Perceba que, como sumarizado na Tabela 3.3, um resultado anormal é observado na estratégia SSVM: um indutor de modo-comum ( $L_{cm}$ ) de 1139mH é necessário para atenuar a corrente de fuga a 300 mA RMS. Isso se deve ao fato da estratégia apresentar elevado conteúdo harmônico nas baixas frequências da tensão CM. Essas componentes, considerando o barramento selecionado, bem como os demais parâmetros, são grandes o

Tabela 3.2 – Parâmetros de simulação.

Parâmetros	Valores
Tensão de linha ( $v_g$ )	380 Vrms
Tensão do barramento ( $V_{dc}$ )	700/1000 V
Frequência de comutação ( $f_s$ )	10 kHz
Frequência fundamental ( $f_1$ )	50 Hz
Resistência de aterramento ( $R_g$ )	2 $\Omega$
Potência ( $P$ )	30 kW $\Omega$
Capacitância parasita ( $C_p$ )	2 $\mu F$
Capacitância do filtro ( $C_1$ )	20 $\mu F$

Fonte: Autor.

Tabela 3.3 – Estimativa da indutância diferencial, de modo-comum, perdas nos semicondutores (em relação a potência) e região de operação para as estratégias de modulação, onde os resultados em verde e vermelho representam os melhores e piores resultados entre as estratégias, respectivamente.

Estratégias de Modulação	$L_1+L_2$	$L_{cm}$	Perdas nos Semicondutores	Região de operação
CSVM	231 $\mu H$ + 199 $\mu H$	586 $\mu H$	0,7501%	$0 \leq m \leq 1$
DSVM	329 $\mu H$ + 255 $\mu H$	398 $\mu H$	0,4338%	$0 \leq m \leq 1$
OSVM1	383 $\mu H$ + 323 $\mu H$	194 $\mu H$	0,9320%	$0 \leq m \leq 1$
OSVM2	400 $\mu H$ + 351 $\mu H$	60 $\mu H$	0,8644%	$0 \leq m \leq 1$
NSVM	504 $\mu H$ + 344 $\mu H$	109 $\mu H$	0,7949%	$2/3 \leq m \leq 1$
Z3SVM	404 $\mu H$ + 379 $\mu H$	70 $\mu H$	0,8894%	$0 \leq m \leq \sqrt{3}/2$
ZSVM	555 $\mu H$ + 347 $\mu H$	0	1,4499%	$0 \leq m \leq \sqrt{3}/3$
SSVM	511 $\mu H$ + 249 $\mu H$	1139 $mH$	0,8721%	$0 \leq m \leq 2/3$

Fonte: Autor.

suficientes para gerar uma corrente de fuga acima de 300 mA RMS, mesmo excluindo as componentes de alta frequência. Portanto, uma indutância muito elevada é necessária para filtrar as componentes de baixa ordem.

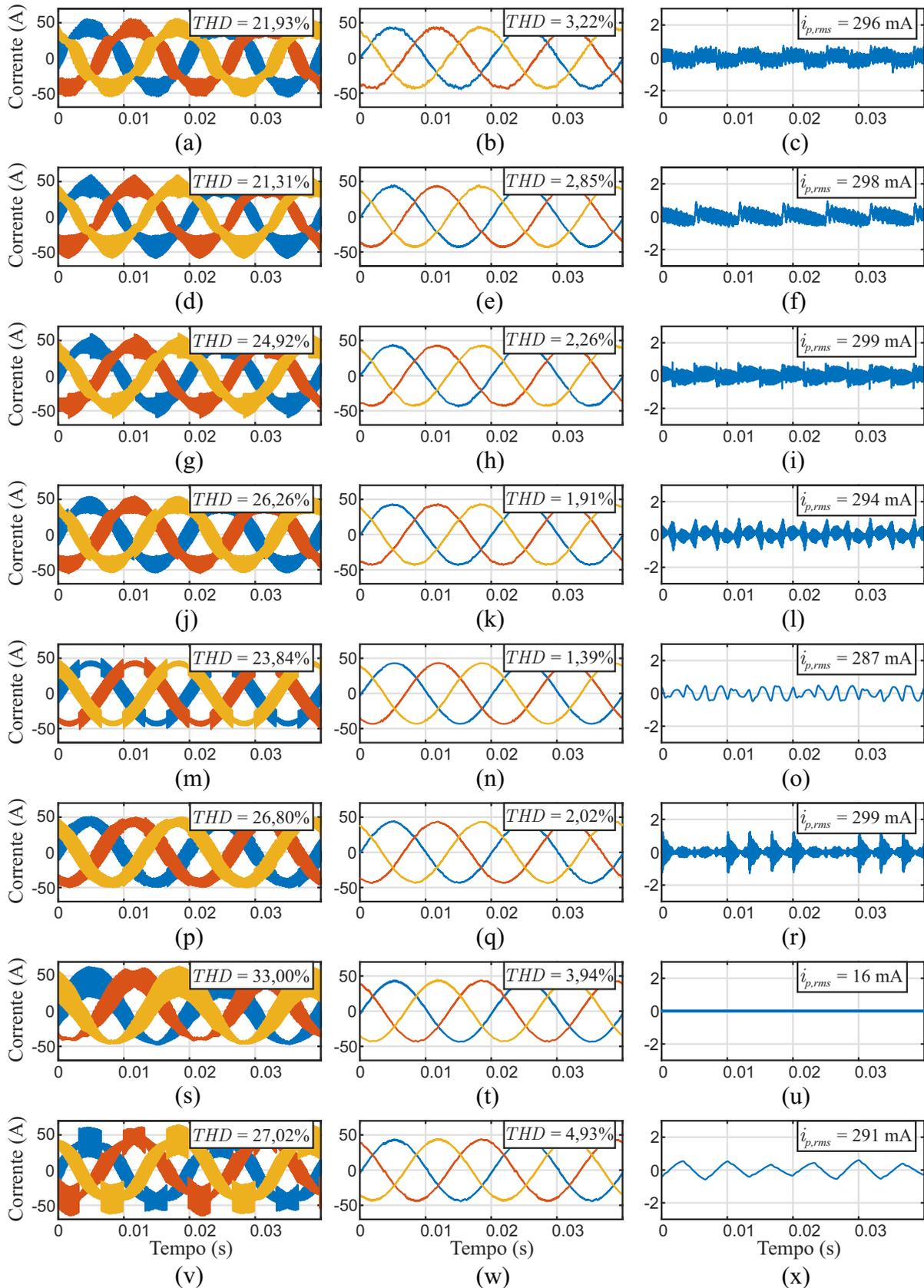
Além disso, como ilustrado na Figura 3.13(u), a estratégia ZSVM que não possui variações na tensão de modo-comum apresenta 16 mA RMS de corrente de fuga. Isso ocorre por pequenas não linearidades introduzidas pelo inversor nas simulações que não foram consideradas nas análises, como por exemplo os efeitos do tempo morto, que nas simulações foi considerado como 1  $\mu s$ .

Adicionalmente, as perdas de condução e comutação foram estimadas para cada uma das estratégias, considerando o MOSFET de *silicon Carbide* (SiC) C2M0040120D. As perdas foram estimadas usando o modelo *spice* fornecido pelo próprio fabricante. A Tabela 3.3 sumariza as principais características das técnicas de modulação, onde os resultados em verde e vermelho representam o melhor e pior resultado entre as estratégias, respectivamente.

### 3.5 CONCLUSÃO

Nesse capítulo, as principais estratégias de modulação que apresentam reduzida tensão CM foram revisadas, onde um comparativo entre as estratégias foi apresentado considerando não apenas a tensão CM, como também os demais parâmetros do inversor. Na literatura, existem diversos estudos comparando as variáveis elétricas de estratégias

Figura 3.13 – Da direita para a esquerda: correntes no inversor ( $i_{i,abc}$ ), correntes de fase ( $i_{n,abc}$ ) e correntes de fuga ( $i_p$ ) para o projeto dos indutores. (a)-(c) CSVM, (d)-(f) DSVM, (g)-(i) OSVM1, (j)-(l) OSVM2, (m)-(o) NSVM, (p)-(r) Z3SVM, (s)-(u) ZSVM, (v)-(x) SSVM.



SVM com esse propósito; entretanto, quase nenhuma leva em consideração normas de conexão à rede, ou faz uma escolha apropriada para a arquitetura dos filtros.

Como bem evidenciado, a redução da tensão CM via modulação causa um aumento no requerimento dos filtros diferenciais. Embora não tenha sido abordado nesse trabalho, filtros diferenciais tendem a ser maiores que indutores de modo-comum (Heldwein; Dalesandro; Kolar, 2011). Portanto, de maneira preliminar, a estratégia CSVM aparenta ser a melhor alternativa entre as estratégias apresentadas, considerando uma aplicação FV. Estudos futuros, considerando o projeto dos dispositivos magnéticos de maneira otimizada, são necessários para chegar a uma conclusão final.

## 4 REDUÇÃO DA TENSÃO CM PARA INVERSORES 3 NÍVEIS

### 4.1 INTRODUÇÃO

Inversores multiníveis são bastante populares para aplicações de média tensão, devido ao baixo estresse de tensão sobre os interruptores de potência e melhor performance harmônica (Abu-Rub et al., 2010). Existe uma melhora considerável na qualidade dos sinais de tensão PWM, especialmente para os inversores 3 níveis quando comparados aos inversores 2 níveis, possibilitando a redução de filtros do lado CA (Schweizer; Friedli; Kolar, 2013). Devido as suas vantagens, o uso de inversores multiníveis continua crescendo em diferentes aplicações (Rodriguez et al., 2009; Kouro et al., 2012) e emergem também como candidatos atrativos para aplicações de baixa tensão (Teichmann; Bernet, 2005).

Entre as diversas topologias multiníveis, o inversor com diodos de grampeamento (NPC) (Nabae; Takahashi; Akagi, 1981) vem sendo o mais usado em aplicações industriais (Krug; Kume; Swamy, 2004; Rodriguez et al., 2010). Alternativamente, com o objetivo de diminuir o número de semicondutores empregados, e portanto elevar a eficiência em inversores multiníveis, diversas topologias vem sendo propostas nos últimos anos (Salem et al., 2021). Entre elas, o inversor T-Type surge como uma opção (Schweizer; Kolar, 2013). O inversor T-type apresenta reduzidas perdas de condução nos semicondutores; entretanto, possui maior tensão de bloqueio nos mesmos, sendo recomendado para aplicações de baixa tensão (Schweizer; Kolar, 2013).

Além disso, como nos inversores 2 níveis, a tensão CM gera corrente de fuga através dos elementos parasitas. A redução da tensão CM em inversores multiníveis oferece diferentes desafios dependendo da topologia empregada. Em inversores com capacitores flutuantes (FC) (Meynard; Foch, 1992), os capacitores podem ser equilibrados sem a alteração das tensões de fase, fato que possibilita a redução da tensão CM sem grandes prejuízos no equilíbrio das tensões dos capacitores (Guo et al., 2018a; Chaves; Grigoletto, 2020b). Em inversores multiníveis com células conectadas em série (Baker, 1975), quando as células são implementadas com fontes isoladas, a exclusão de vetores no diagrama SV é mais fácil de ser realizada, principalmente na definição das ordens de comutação (Gupta; Khambadkone, 2007); entretanto, é importante ressaltar que para aplicações fotovoltaicas, a tensão CM deve ser reduzida individualmente em cada uma das células empregadas (Guo et al., 2018b).

Em inversores do tipo NPC ou T-type, que possuem operação análoga, o equilíbrio das tensões dos capacitores ocorre alterando os vetores redundantes utilizados no diagrama SV, o que altera as tensões de fase e a tensão CM. Nesse capítulo, uma revisão sobre

estratégias de modulação para reduzir a tensão CM em inversores T-type ou NPC é realizada, e uma nova estratégia de modulação é proposta.

## 4.2 OPERAÇÃO DO INVERSOR T-TYPE

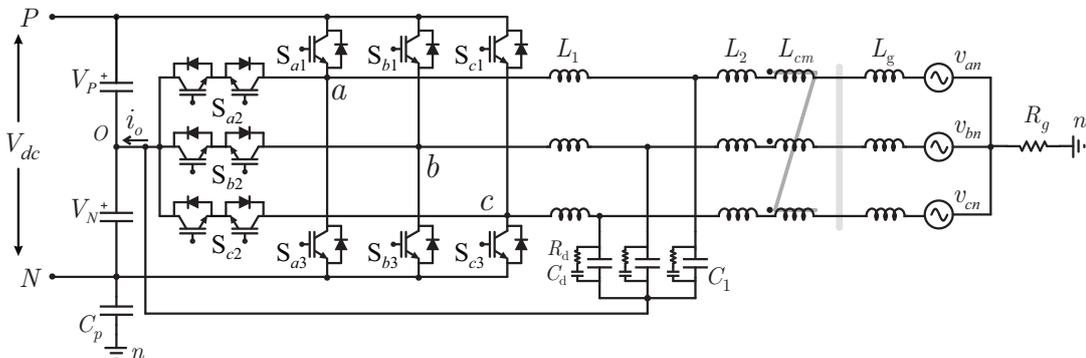
O inversor T-type três níveis é ilustrado na Figura 4.1. Cada braço do inversor possui quatro interruptores, onde dois deles são utilizados como uma chave bidirecional conectando os braços ao ponto central capacitivo  $O$ . Por simplicidade, os interruptores que formam a chave bidirecional são tratados como um único componente ( $S_{x2}$ ), onde  $x$  representa as fases do inversor. O inversor possui capacidade de sintetizar três níveis de tensão distintos por fase, como ilustra a Figura 4.2. Note que existe circulação de corrente no ponto central capacitivo para os estados onde a tensão é zero. Isso leva os capacitores a se desequilibrarem, dependendo da polaridade das correntes. As tensões de fase normalizadas, considerando o ponto  $x$  e  $O$ , são definidas como

$$v_x = \frac{(2 \cdot v_{xo})}{V_{dc}} = \begin{cases} 1; S_{x1} = 1, S_{x2} = S_{x3} = 0 \\ 0; S_{x2} = 1, S_{x1} = S_{x3} = 0 \\ -1; S_{x3} = 1, S_{x1} = S_{x2} = 0 \end{cases} \quad (4.1)$$

Diferente do inversor NPC, os interruptores  $S_{x1}$  e  $S_{x2}$  devem suportar a tensão total do barramento CC; por outro lado, as chaves bidirecionais devem bloquear apenas metade do barramento CC. Embora o inversor demande interruptores que bloqueiem a tensão total do barramento, para os estados onde o braço do inversor está conectado no positivo ou negativo do barramento CC (Figuras 4.2(a) e 4.2(c)), as correntes de fase circulam apenas por um interruptor, diminuindo as perdas de condução nos semicondutores.

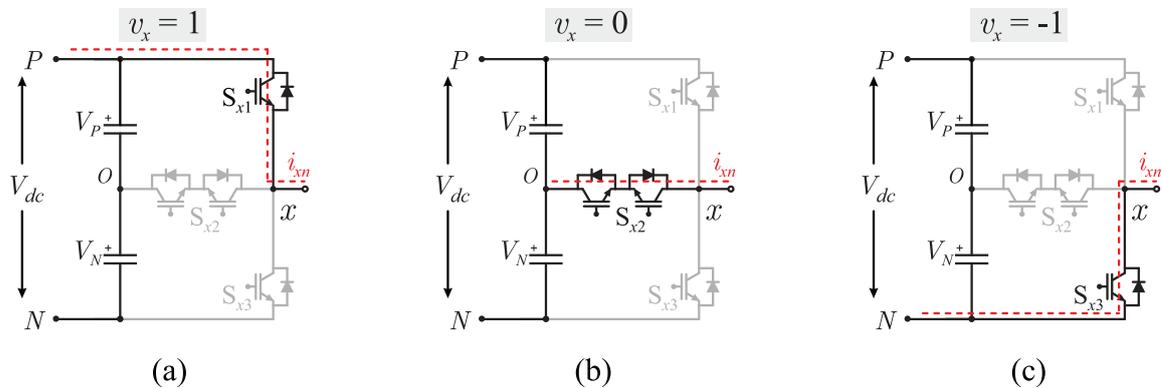
O inversor T-type também é usado em aplicações de média tensão (Kouro et al., 2010), onde é conhecido como *neutral point piloted (NPP)*. Em aplicações de média tensão,

Figura 4.1 – Inversor T-Type trifásico de três níveis



Fonte: Autor.

Figura 4.2 – Possíveis estados de condução para os interruptores de um dos braços do inversor T-type



Fonte: Autor.

devido a limitação de bloqueio de tensão dos dispositivos semicondutores, os interruptores  $S_{x1}$  e  $S_{x2}$  são substituídos por uma conexão em série de dois interruptores. Essa conexão aumenta as perdas de condução e requer maior esforço de implementação. Portanto, a configuração não é recomendada para aplicações de média tensão.

#### 4.2.1 Tensão CM

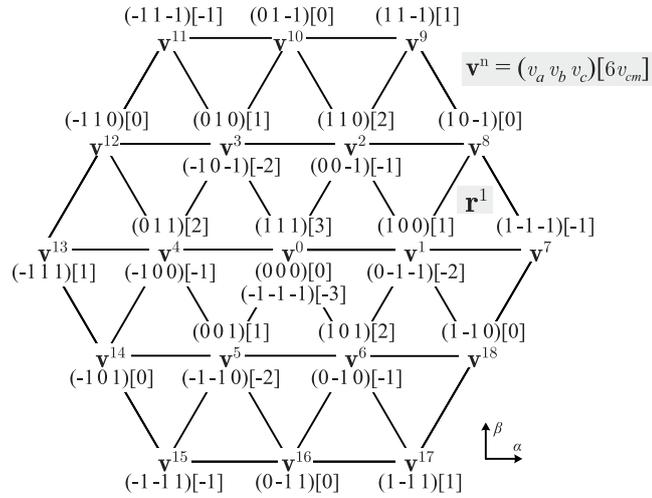
Da mesma maneira que inversores dois níveis, a tensão gerada pelos braços do inversor pode ser dividida em duas parcelas, diferencial e comum. A tensão CM é igual em amplitude e fase entre os braços do inversor, e por isso é anulada nas tensões de linha e correntes de fase.

Para avaliar a tensão CM, existem dois referenciais adotados por diferentes autores: em relação ao negativo do barramento CC  $N$ , ou em relação ao ponto neutro do divisor capacitivo  $O$ . Neste capítulo, a tensão CM é avaliada considerando o ponto neutro do divisor capacitivo  $O$ . Portanto, a tensão CM pode ser escrita como

$$V_{cm} = \frac{v_{ao} + v_{bo} + v_{co}}{3} = \frac{V_{dc}(v_a + v_b + v_c)}{6} = V_{dc} \cdot v_{cm}. \quad (4.2)$$

onde os termos  $v_a$ ,  $v_b$  e  $v_c$  são as tensões normalizadas definidas anteriormente e  $v_{cm}$  representa a tensão CM normalizada. Por se tratar de um inversor três níveis, a tensão CM pode assumir sete valores distintos, o que pode ser calculado pela equação (1.9).

Figura 4.3 – Diagrama SV típico para um conversor de três níveis



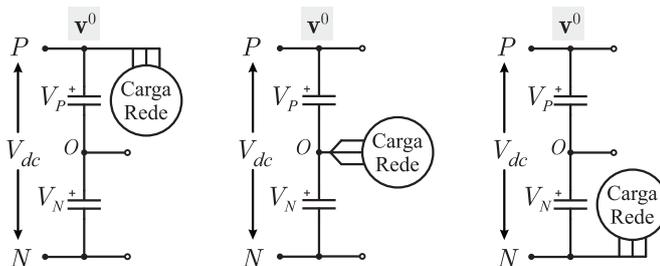
Fonte: Autor.

#### 4.2.2 Análise da corrente no ponto central do divisor capacitivo

Para avaliar o impacto dos estados do inversor no ponto central do divisor capacitivo  $O$ , um diagrama SV é considerado. A Figura 4.3 ilustra, em coordenadas  $\alpha\beta$ , todos os vetores de tensão. Como se trata de um inversor três níveis, existem vinte e sete diferentes estados possíveis, formando dezenove vetores de tensão, o que pode ser verificado pelas equações (1.8) e (1.7), respectivamente. Os vetores podem ser divididos em quatro grupos: zero, pequenos, médios e grandes. Cada um dos grupos tem um impacto diferente na tensão dos capacitores.

O vetor zero, representado como  $\mathbf{v}^0$ , pode ser implementado de três maneiras distintas. A Figura 4.4 ilustra o circuito equivalente para as implementações. Note que, em nenhuma delas existe circulação de corrente nos capacitores, pois a carga/rede não está conectada entre o ponto neutro e o terminal superior/inferior do barramento CC.

Figura 4.4 – Corrente no ponto central do divisor capacitivo para o vetor  $\mathbf{v}^0$

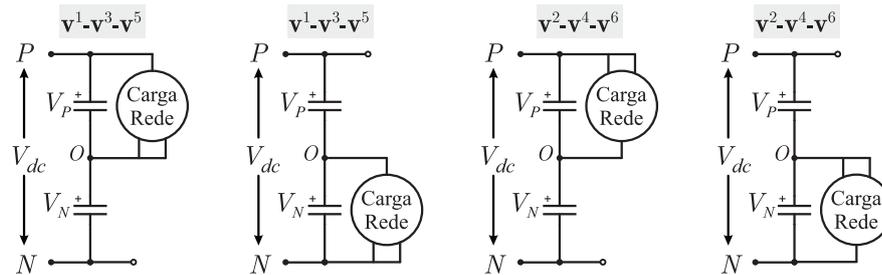


Fonte: Autor.

Os vetores pequenos, representados como  $\mathbf{v}^{1-6}$ , podem ser implementados de duas

maneiras. Esses vetores alteram o equilíbrio das tensões dos capacitores; entretanto, as diferentes implementações possibilitam conectar a carga/rede entre o ponto neutro e o positivo do barramento CC, ou entre o ponto neutro e o negativo do barramento CC. A Figura 4.5 ilustra as possíveis implementações para os vetores. Note que essas redundâncias, como explorado por muitos autores, podem ser usadas para o controle da tensão dos capacitores.

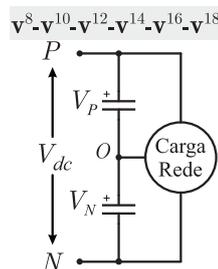
Figura 4.5 – Corrente no ponto central do divisor capacitivo para os vetores  $\mathbf{v}^{1-6}$



Fonte: Autor.

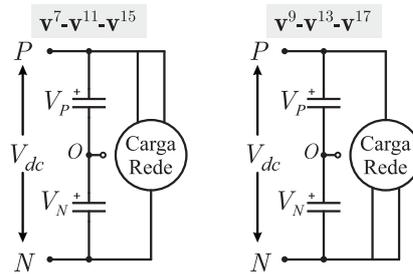
Os vetores médios são representados como  $\mathbf{v}^{8,10,12,14,16,18}$ . Esse grupo de vetores não possui redundância em suas implementações e impactam na tensão dos capacitores, já que a carga/rede está conectada entre o ponto neutro e o terminal superior/inferior do barramento CC. A Figura 4.6 ilustra o circuito equivalente. Como esses vetores não possuem redundância, não é possível regular a tensão dos capacitores, que é o principal motivo para as ondulações de baixa frequências bastante presentes em índices de modulação altos (Busquets-Monge et al., 2004).

Figura 4.6 – Corrente no ponto central do divisor capacitivo para os vetores  $\mathbf{v}^{8,10,12,14,16,18}$



Fonte: Autor.

Os vetores grandes são representados como  $\mathbf{v}^{7,9,11,13,15,17}$ . Esses vetores também não possuem redundância em sua implementação. Entretanto, diferente dos vetores médios, o ponto neutro não é conectado ao terminal superior/inferior do barramento CC. A Figura 4.7 ilustra os circuitos equivalentes. Desta forma, mesmo que não possua redundâncias, a tensão dos capacitores não é alterada.

Figura 4.7 – Corrente no ponto central do divisor capacitivo para os vetores  $\mathbf{v}^{7,9,11,13,15,17}$ 

Fonte: Autor.

Tabela 4.1 – Posição dos vetores, corrente no ponto  $O$  e tensão CM normalizada para os primeiros  $120^\circ$  no inversor T-type trifásico de três níveis.

Tipo	Vetor	$\begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^n & \mathbf{v}_\beta^n \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix}$	$i_o$	$6v_{cm}$
Zero	$\mathbf{v}^0$	$\begin{bmatrix} 0 & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}$	0	3
			$\begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \end{bmatrix}$	0	0
			$\begin{bmatrix} -1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$	0	-3
Pequenos	$\mathbf{v}^1$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{3} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & -1 \end{bmatrix}$	$-i_a$ $i_a$	1 -2
	$\mathbf{v}^2$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{6} & \frac{\sqrt{3}}{6} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$i_c$ $-i_c$	2 -1
	$\mathbf{v}^3$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{6} & -\frac{\sqrt{3}}{6} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \end{bmatrix}$	$-i_b$ $-i_b$	1 -1
Médios	$\mathbf{v}^8$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{6} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 0 & -1 \end{bmatrix}$	$i_b$	0
	$\mathbf{v}^{10}$	$\begin{bmatrix} 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 0 & 1 & -1 \end{bmatrix}$	$i_a$	0
Grandes	$\mathbf{v}^7$	$\begin{bmatrix} \frac{2}{3} & 0 \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & -1 & -1 \end{bmatrix}$	0	-1
	$\mathbf{v}^9$	$\begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} 1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$	0	1
	$\mathbf{v}^{11}$	$\begin{bmatrix} -\frac{1}{3} & \frac{\sqrt{3}}{3} \end{bmatrix}$	$\begin{bmatrix} -1 & 1 & -1 \end{bmatrix}$	0	-1

Fonte: Autor.

### 4.3 ESTRATÉGIAS SVM PARA INVERSORES TRIFÁSICOS TRÊS NÍVEIS

Nesta seção, são apresentadas técnicas SVM para inversores trifásicos três níveis, assim como no capítulo anterior. A posição dos vetores para os primeiros  $120^\circ$  e a corrente produzida pelos vetores no ponto central capacitivo se encontram na Tabela 4.1.

### 4.3.1 Estratégia SVM convencional (CSVM)

Na estratégia SVM convencional (CSVM), todos os vetores do diagrama SV são utilizados. A Fig. 4.3 ilustra o diagrama resultante considerando todos os vetores. As regiões de operação são formadas pelos três vetores mais próximos, garantindo melhor conteúdo harmônico e maior facilidade de implementação. Considere um vetor de referência  $\mathbf{u}_{\text{Ref}} = [u_\alpha \ u_\beta] = [0,9/\sqrt{3} \ 0]$  dentro da região  $\mathbf{r}^1$  ilustrado na Figura 4.3, a duração dos vetores  $\mathbf{v}^1$ ,  $\mathbf{v}^7$  e  $\mathbf{v}^8$  podem ser definidas pela equação

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_7 \\ d_8 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} \frac{0,9}{\sqrt{3}} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,4412 \\ 0,5588 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.3)$$

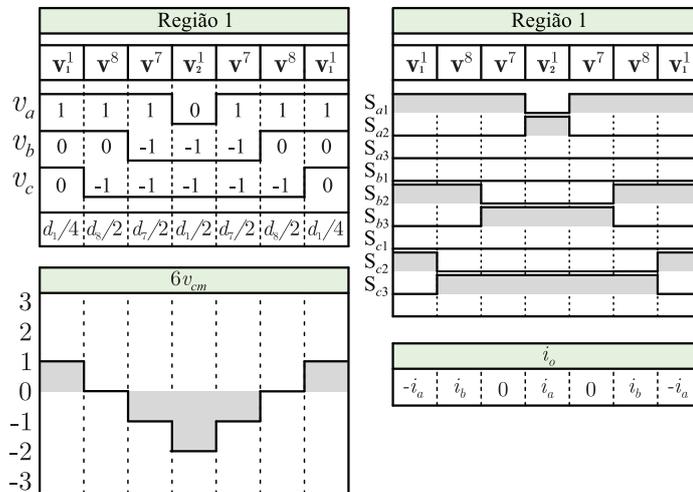
onde

$$M_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^1 & \mathbf{v}_\alpha^7 & \mathbf{v}_\alpha^8 \\ \mathbf{v}_\beta^1 & \mathbf{v}_\beta^7 & \mathbf{v}_\beta^8 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.4)$$

A Figura 4.8 ilustra a ordem de comutação, a tensão CM normalizada, os sinais PWM dos interruptores e a corrente no ponto central capacitivo na região  $\mathbf{r}^1$ . Note que a tensão  $6v_{cm}$  varia entre 1 e -2 na região  $\mathbf{r}^1$ . Entretanto, pode variar entre 2 e -1 em outras regiões de operação.

Perceba que a estratégia CSVM para um inversor três níveis possui menor amplitude de tensão CM quando comparado ao inversor dois níveis. De fato inversores multiníveis apresentam tensão CM reduzida para altos índices de modulação.

Figura 4.8 – Ordem de comutação adotada, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação  $T_s$  na estratégia CSVM.



Fonte: Autor.

#### 4.3.1.1 Corrente no ponto central do divisor capacitivo

Pela Figura 4.8 e Tabela 4.1, sabendo que o vetor  $\mathbf{v}^1$  pode ser implementado de duas maneiras, a corrente no ponto central do divisor capacitivo pode ser expressa como

$$i_o = \lambda d_{\mathbf{v}^1}(i_a) + (1 - \lambda)d_{\mathbf{v}^1}(-i_a) + d_{\mathbf{v}^7}(i_b), \quad (4.5)$$

onde lambda pode assumir valores entre 0 e 1, e pode ser utilizada para controlar a corrente no ponto central capacitivo. Dependendo da polaridade das correntes, que estão diretamente relacionadas ao fator de potência, é possível zerar em um período de comutação  $T_s$  a soma das correntes. Em (Grigoletto; Humberto, 2009), os autores exploram para quais índices de modulação  $m$  e fator de potencia a corrente  $i_o$  média é zero.

A malha de controle para as tensões dos capacitores é ilustrada na Figura 2.14 do capítulo 2. A função de transferência que relaciona a tensão de um dos capacitores e a corrente do ponto central capacitivo é dada por

$$\frac{V_P(s)}{i_0(s)} = \frac{1}{s2C}. \quad (4.6)$$

Como se trata de variáveis contínuas, um compensador do tipo proporcional-integral é empregado para o controle das tensões, ajustando a variável lambda. Tradicionalmente, o compensador para o barramento CC é projetado para que o sistema tenha as seguintes características: frequência de corte  $f_c$  duas décadas abaixo da frequência de comutação  $f_s$ ; margem de fase de  $60^\circ$ .

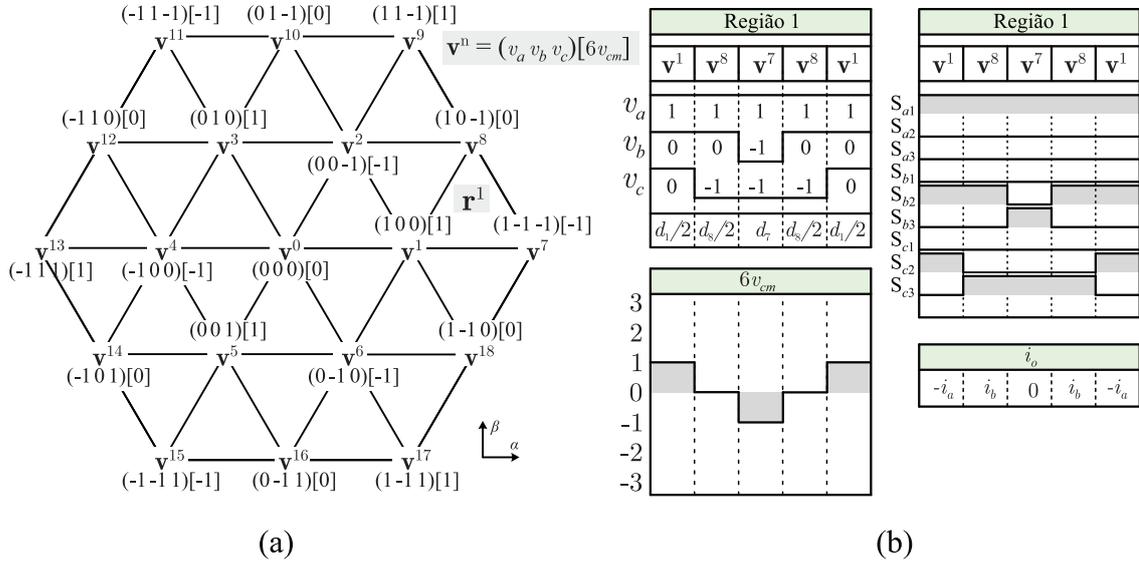
Além da modulação CSVM, outras duas estratégias de modulações a seguir possibilitam o controle da corrente no ponto central capacitivo. A duração dos vetores, através do controle de lambda, para o controle da corrente no ponto central nessas estratégias de modulação ocorre de maneira similar.

#### 4.3.2 Estratégia SVM descontínua (DSVM)

Assim como em inversor trifásico dois níveis, a tensão CM pode ser reduzida excluindo implementações redundantes dos vetores, sem grandes mudanças no diagrama SV, e portanto sem prejuízos na capacidade de sintetizar de tensão do inversor. A Figura 4.9(a) ilustra o diagrama resultante. Como em inversor três níveis existem mais vetores redundantes, são excluídos oito diferentes implementações do diagrama SV, sete a mais quando comparado a um inversor dois níveis.

A Figura 4.9(b) ilustra a ordem de comutação, tensão CM normalizada e corrente no ponto central. Perceba que na estratégia CSVM, os vetores pequenos são usados para equilibrar a tensão dos capacitores. Na estratégia DSVM, isso não é possível, já que

Figura 4.9 – (a) Diagrama SV para a estratégia DSVM, (b) ordem de comutação adotada, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação  $T_s$ .



Fonte: Autor.

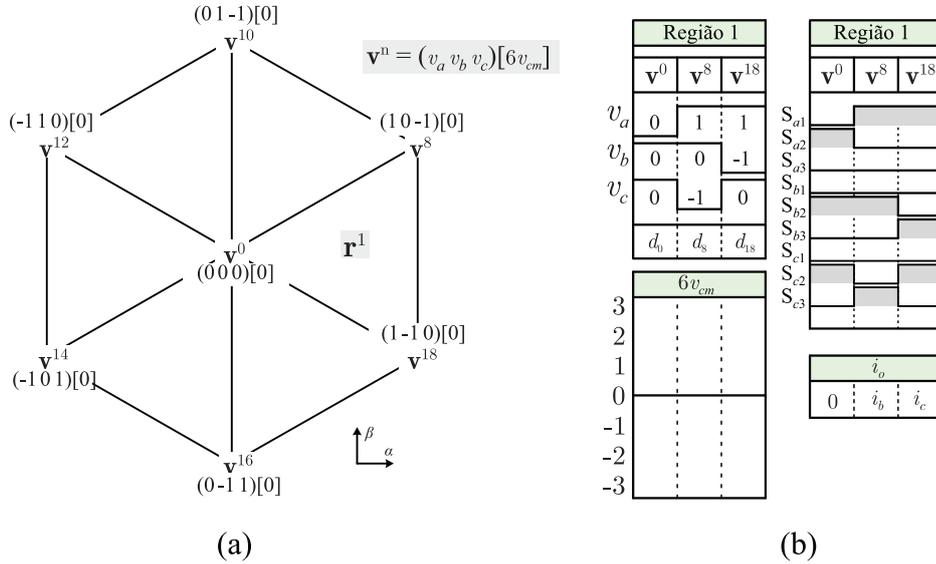
as implementações dos vetores necessários para o mecanismo são excluídos da operação do inversor. Além de elevar as ondulações de tensão, o inversor não possui recurso para equilibrar as tensões dos capacitores caso alguma perturbação ocorra. Usando a estratégia DSVM em um inversor três níveis, a tensão CM é consideravelmente reduzida quando comparado à mesma estratégia aplicada a um inversor dois níveis. Além disso, a estratégia DSVM apresenta menor número de comutações.

### 4.3.3 Estratégia SVM com vetores médios e zero (MZSVM) (Cavalcanti et al., 2010)

Na estratégia MZSVM proposta em (Cavalcanti et al., 2010), os autores utilizam apenas os vetores médios e um dos estados do vetor zero. O diagrama SV resultante é ilustrado na Figura 4.10(a), e é dividido em 6 regiões. Note que o diagrama resultante lembra o diagrama de um inversor dois níveis.

Como todos os vetores utilizados possuem a mesma tensão de modo-comum ( $V_{cm} = 0$ ), a corrente de fuga é zero. Outra opção para a eliminação da tensão CM é a utilização de apenas os vetores médios. Entretanto, como explorado em (Cavalcanti et al., 2010), a utilização de dois vetores médios e o vetor zero resulta em melhor performance harmônica e maior região de operação. Considere um vetor de referência  $\mathbf{u}_{\text{Ref}} = [u_\alpha \ u_\beta] = [0, 9/\sqrt{3} \ 0]$  dentro da região  $\mathbf{r}^1$  ilustrado na Figura 4.10(a), a duração dos vetores  $\mathbf{v}^1$ ,  $\mathbf{v}^7$  e  $\mathbf{v}^8$  podem ser definidas pela equação

Figura 4.10 – (a) Diagrama SV para a estratégia MZSVM, (b) ordem de comutação adotada, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação  $T_s$ .



Fonte: Autor.

$$\begin{bmatrix} d_1 \\ d_7 \\ d_8 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} \frac{0,9}{\sqrt{3}} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,4412 \\ 0,5588 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.7)$$

onde

$$M_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^1 & \mathbf{v}_\alpha^7 & \mathbf{v}_\alpha^8 \\ \mathbf{v}_\beta^1 & \mathbf{v}_\beta^7 & \mathbf{v}_\beta^8 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} & \frac{2}{3} & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.8)$$

Pela Figura 4.10(a), se percebe uma redução da região linear, onde o inversor trabalha com índices de modulação entre  $0 < m < \sqrt{3}/2$ , portanto tendo um aproveitamento do barramento CC de 86,66%. Embora prejudique a utilização do barramento CC, a estratégia MZSVM possui um índice máximo de modulação consideravelmente maior quando comparado a uma estratégia que zera a tensão CM em um inversor dois níveis (ZSVM), que possui aproveitamento do barramento CC de 57,74% ( $m_{max} = \sqrt{3}/3$ ).

A Figura 4.10(b) ilustra a ordem de comutação, a tensão CM normalizada e a corrente no ponto central capacitivo na região  $\mathbf{r}^1$ . Embora a tensão CM seja zero, isso é feito sobre um enorme custo, onde a qualidade da tensão diferencial é bastante prejudicada pela exclusão de vetores no diagrama SV.

#### 4.3.4 Estratégia SVM com os vetores grandes, médios e zero (LMZSVM) (Lee; Lee, 2014)

Na estratégia LMZSVM, proposta em (Lee; Lee, 2014), são excluídos da operação do inversor apenas os vetores pequenos, mantendo os vetores grandes, médios e zero. Devido ao acréscimo de vetores, são formadas 12 regiões de operação. O diagrama SV resultante é ilustrado na Fig. 4.11(a). Considere um vetor de referência  $\mathbf{u}_{\text{Ref}} = [u_\alpha \ u_\beta] = [0, 9/\sqrt{3} \ 0]$  dentro da região  $\mathbf{r}^1$  ilustrado na Figura 4.11(a), a duração dos vetores  $\mathbf{v}^0$ ,  $\mathbf{v}^7$  e  $\mathbf{v}^8$  podem ser definidas pela equação

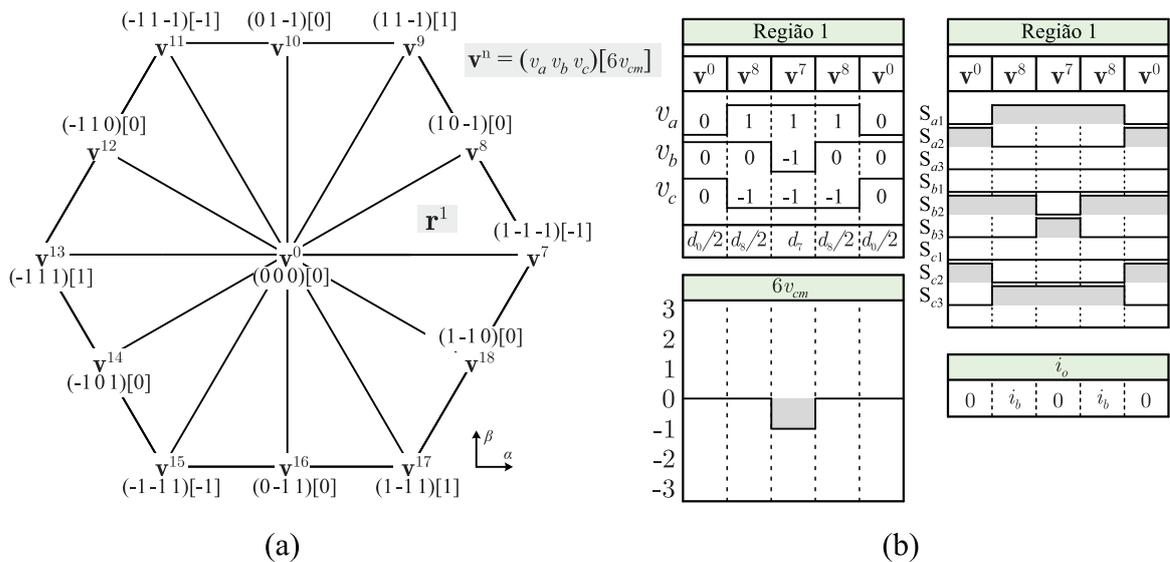
$$\begin{bmatrix} d_0 \\ d_7 \\ d_8 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} \frac{0,9}{\sqrt{3}} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0,2206 \\ 0,7794 \\ 0 \end{bmatrix}, \quad (4.9)$$

onde

$$M_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^0 & \mathbf{v}_\alpha^7 & \mathbf{v}_\alpha^8 \\ \mathbf{v}_\beta^0 & \mathbf{v}_\beta^7 & \mathbf{v}_\beta^8 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3} & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (4.10)$$

A Figura 4.11(b) ilustra a ordem de comutação adotada. Perceba que, como nas modulações anteriores, não é possível controlar a tensão dos capacitores, aumentando as ondulações de tensão. A tensão  $6v_{cm}$  varia entre -1 e 0 ou 0 e 1, dependendo da região.

Figura 4.11 – (a) Diagrama SV para a estratégia LMZSVM, (b) ordem de comutação adotada, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação  $T_s$ .

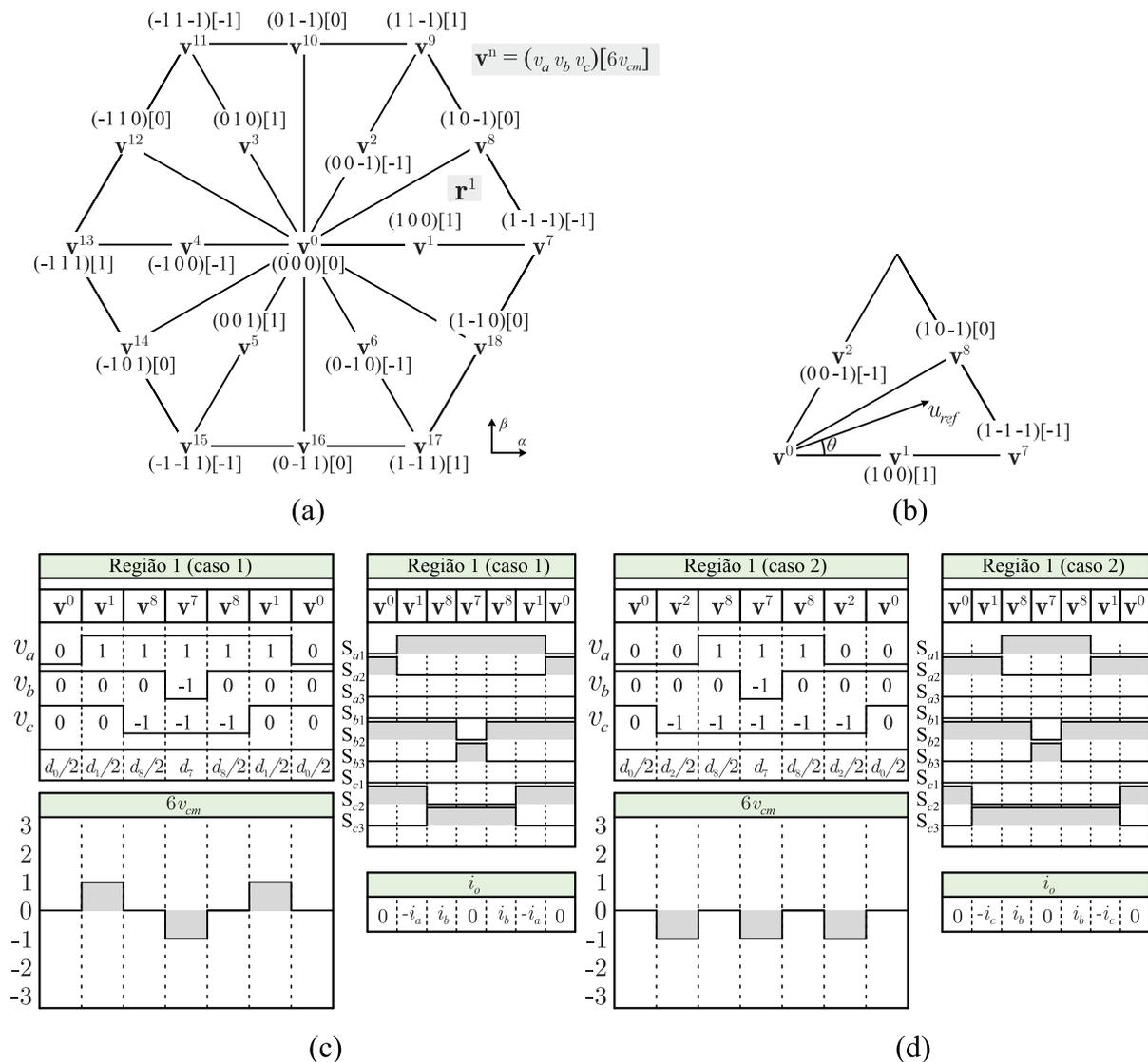


Fonte: Autor.

4.3.5 Estratégia SVM com equilíbrio da tensão dos capacitores do barramento CC e redução da CMV (ISVM) (Xing et al., 2019)

Na estratégia ISVM, proposta em (Xing et al., 2019), nenhum grupo de vetores é excluído da operação do inversor. Entretanto, o arranjo das regiões de operação é modificado. A Figura 4.12(a) ilustra o diagrama SV. As regiões de operação são formadas, assim como na estratégia LMZSVM, pelos vetores grandes, médios e zero; entretanto, os vetores pequenos são introduzidos na ordem de comutação a fim de adicionar um dispositivo de equilíbrio para a tensão do divisor capacitivo. Desta maneira, as regiões

Figura 4.12 – (a)-(b) Diagrama SV para a estratégia ISVM, (c)-(d) ordem de comutação adotada, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação  $T_s$ .



Fonte: Autor.

são formadas por quatro vetores.

Em estratégias SVM, considerando um inversor com três pernas trifásico, são necessários ao menos três vetores para sintetizar um vetor referência no espaço  $\alpha\beta$ . A duração desses vetores possui solução única. Entretanto, quando quatro ou mais vetores são introduzidos na região de operação, a duração desses não possui solução única, sendo possível definir a duração de alguns dos vetores, respeitando certos limites para manter a implementação da tensão de referência. Na estratégia ISVM, esse grau de liberdade é utilizado para controlar a duração dos vetores pequenos, e assim equilibrar a tensão dos capacitores.

As regiões podem ser implementadas usando diferentes vetores pequenos, dependendo da polaridade das correntes. Como exemplo, considere a região  $\mathbf{r}^1$ . Nessa, os vetores  $\mathbf{v}^0$ ,  $\mathbf{v}^7$  e  $\mathbf{v}^8$  são usados em conjunto com um dos vetor pequenos,  $\mathbf{v}^1$  ou  $\mathbf{v}^2$ . Vamos supor que a corrente  $i_b$  é positiva, e que os capacitores estão inicialmente perfeitamente equilibrados. Caso a corrente  $i_a$  seja positiva, o vetor  $\mathbf{v}^1$  é selecionado, dando origem a ordem de comutação ilustrada na Figura 4.12(c). Se a corrente  $i_a$  é negativa, o vetor  $\mathbf{v}^2$  é selecionado, dando origem a ordem de comutação ilustrada na Figura 4.12(d).

Supondo um vetor de referência na região 1 e que o vetor  $\mathbf{v}^1$  foi selecionado, sabendo que a duração de  $\mathbf{v}^1$  é pré-definida pelo desequilíbrio dos capacitores, a duração dos vetores  $\mathbf{v}^0$ ,  $\mathbf{v}^7$  e  $\mathbf{v}^8$  pode ser definidas pelas equações

$$\begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & 1 \end{bmatrix}^T = M_1 \begin{bmatrix} d_0 & d_7 & d_8 \end{bmatrix}^T + M_{\mathbf{v}^1} d_1, \quad (4.11)$$

onde

$$M_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^0 & \mathbf{v}_\alpha^7 & \mathbf{v}_\alpha^8 \\ \mathbf{v}_\beta^0 & \mathbf{v}_\beta^7 & \mathbf{v}_\beta^8 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3} & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; M_{\mathbf{v}^1} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^1 \\ \mathbf{v}_\beta^1 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4.12)$$

Multiplicando ambos os lados por  $M_1^{-1}$ , as durações são determinadas por

$$\begin{bmatrix} d_0 \\ d_7 \\ d_8 \end{bmatrix} = M^{-1} \left( \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{3} \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} d_1 \right). \quad (4.13)$$

Como mencionado, a duração dos vetores  $\mathbf{v}^1$  e  $\mathbf{v}^2$  devem respeitar certos limites. Para definir um valor máximo, considere o vetor referência ilustrado na Figura 4.12(b) de modulo qualquer. A máxima duração de  $\mathbf{v}^1$  em função do teta  $\theta$  e índice de modulação  $m$  é igual a

$$d_1 \leq 2 - 2m \cos(\theta - \pi/6), \quad (4.14)$$

As equações (4.14) é obtidas da relação estabelecida em (4.13). Um processo similar

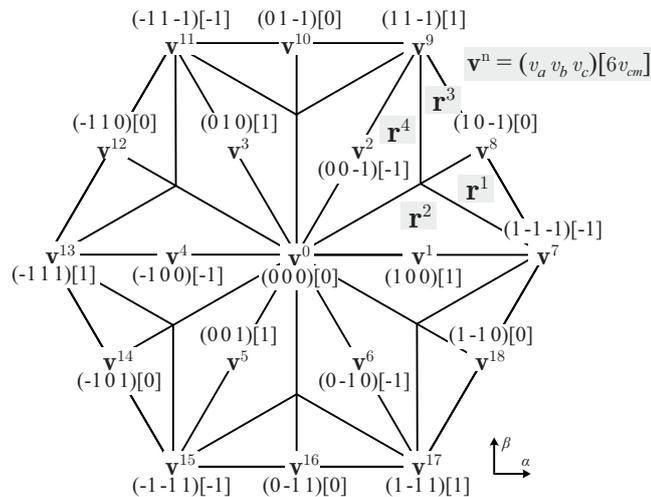
é adotado nas demais regiões. As Figuras 4.12(c)-(d) ilustram a tensão  $v_{ag}$ . Perceba que a tensão CM fica em função das regiões de operação, estabelecidas para o equilíbrio dos capacitores.

#### 4.3.6 Estratégia SVM proposta (PSVM)

Como discutido na seção anterior, componentes muito elevadas de baixa ordem podem ser bastante relevantes no valor final da corrente de fuga, dependendo dos parâmetros estabelecidos. Entretanto, na maioria das situações, as componentes de elevada ordem, próximas a frequência de comutação, tem maior contribuição no valor final da corrente de fuga. Na estratégia proposta, o diagrama SV é reorganizado a fim de elevar as componentes de baixa ordem e reduzir as componentes próximas da frequência de comutação. O diagrama SV resultante é ilustrado na Fig. 4.13. As regiões de operação são formadas por um vetor grande, médio e pequeno nas extremidades do diagrama SV, e por um vetor grande, médio, pequeno e zero nas regiões internas.

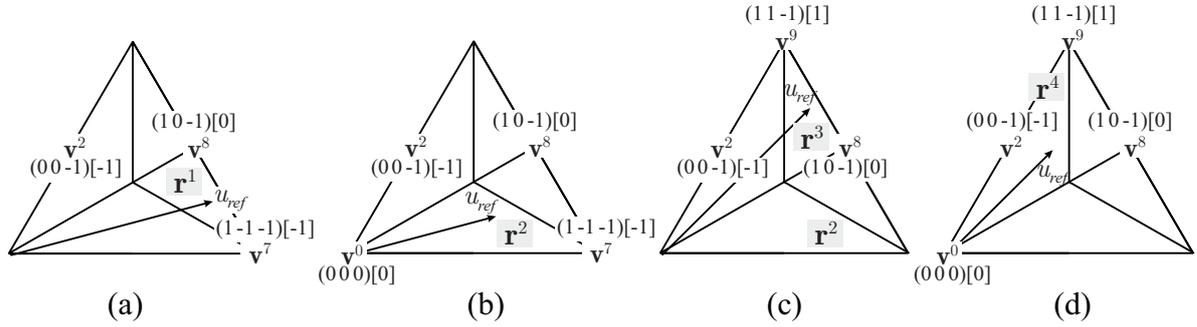
A Figura 4.14 ilustra os vetores utilizados em cada umas das regiões dos primeiros  $60^\circ$ . Perceba que, diferente da modulação anterior, as regiões para altos índices de modulação não utilizam o vetor  $\mathbf{v}^0$ . Isso garante melhor conteúdo harmônico na tensão de linha, reduzindo o requerimento do filtro diferencial; entretanto, o inversor perde a capacidade de equilibrar os capacitores do barramento. As regiões internas são idênticas da estratégia ISVM anterior, e são usadas para garantir o equilíbrio da tensão dos capacitores. Entretanto, perceba que ao usar o vetor  $\mathbf{v}^1$ , formando a ordem de comutação ilustrada na Figura 4.12(c), componentes de alta frequência são introduzidas na tensão CM, o que não

Figura 4.13 – Diagrama SV para a estratégia PSVM proposta.



Fonte: Autor.

Figura 4.14 – Vetores de tensão para a modulação proposta PSVM: (a) região 1, (b) região 2, (c) região 3 e (d) região 4.



Fonte: Autor.

ocorre utilizando a ordem de comutação ilustrada na Figura 4.12(d) utilizando o vetor  $\mathbf{v}^2$ . Portanto, diferente da modulação anterior, as ordens de comutação que garantem a menor variação da tensão CM são adotadas em toda operação do inversor.

Da mesma maneira que na modulação ISVM, as regiões internas possuem 4 vetores, onde a duração dos vetores pequenos é controlada para o equilíbrio da tensão dos capacitores. Supondo um vetor de referência na região 2, sabendo que a duração de  $\mathbf{v}^2$  é pré-definida pelo desequilíbrio dos capacitores, a duração dos vetores  $\mathbf{v}^0$ ,  $\mathbf{v}^7$  e  $\mathbf{v}^8$  pode ser definidas pelas equações

$$\begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & 1 \end{bmatrix}^T = M_2 \begin{bmatrix} d_0 & d_7 & d_8 \end{bmatrix}^T + M_{\mathbf{v}^2} d_2, \quad (4.15)$$

onde

$$M_2 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^0 & \mathbf{v}_\alpha^7 & \mathbf{v}_\alpha^8 \\ \mathbf{v}_\beta^0 & \mathbf{v}_\beta^7 & \mathbf{v}_\beta^8 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3} & \frac{1}{2} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}; M_{\mathbf{v}^2} = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^2 \\ \mathbf{v}_\beta^2 \\ 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \frac{1}{6} \\ \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 \end{bmatrix}. \quad (4.16)$$

Multiplicando ambos os lados por  $M_2^{-1}$ , as durações são determinadas por

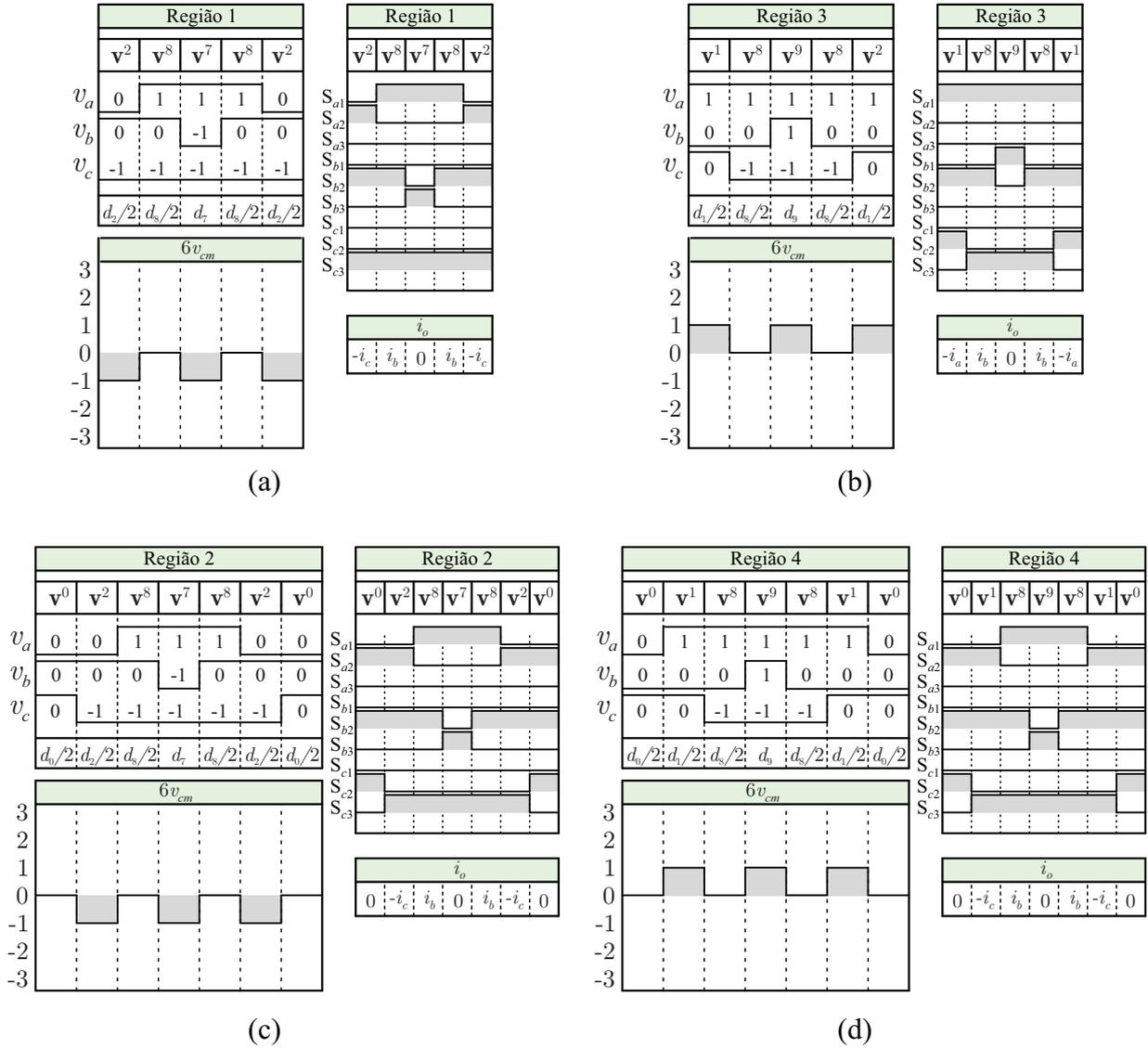
$$\begin{bmatrix} d_0 \\ d_7 \\ d_8 \end{bmatrix} = M_2^{-1} \left( \begin{bmatrix} u_\alpha \\ u_\beta \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} \frac{1}{6} \\ \frac{\sqrt{3}}{6} \\ 1 \end{bmatrix} d_2 \right). \quad (4.17)$$

Como a modulação anterior, 4 vetores são utilizados nas regiões internas da modulação. A máxima duração de  $\mathbf{v}^2$  em função do teta  $\theta$  e índice de modulação  $m$  é igual a

$$d_2 \leq \min [2 - 2m \cos(\theta - \pi/6), 2m \sin(\theta)]. \quad (4.18)$$

A Figura 4.15 ilustra as ordens de comutação adotadas para os primeiros  $60^\circ$ , a

Figura 4.15 – Ordem de comutação, tensão CM normalizada e corrente no ponto central capacitivo em um período de comutação  $T_s$  nos primeiros  $60^\circ$  da estratégia PSVM proposta.



Fonte: Autor.

tensão CM normalizada e a corrente no ponto central capacitivo. Perceba que, para as regiões com elevado índice de modulação, os interruptores de um dos braços do inversor não comutam, o que sugere redução de perdas. A tensão  $6v_{cm}$  varia de 0 a -1 ou entre 1 e 0, dependendo da região. Além disso, em qualquer região, dois dos três vetores usados possuem tensão CM diferente de zero, o que eleva as componentes de baixa frequência da estratégia, como mencionado.

#### 4.4 RESULTADOS E COMPARAÇÕES

Esta seção apresenta resultados e comparações entre as estratégias. As comparações são semelhantes ao do capítulo anterior, tendo em um primeiro momento uma análise da tensão CM e tensão de linha das estratégias de maneira generalizada, e então os resultados considerando uma aplicação fotovoltaica, onde a norma de conexão à rede ABNT 16149 e norma de corrente de fuga IEC-62109-2 devem ser respeitadas.

##### 4.4.1 Tensão de modo-comum

Assim como na seção anterior, é apresentadas de maneira generalizada as tensões CM das técnicas de modulação, onde a transformação rápida de Fourier é utilizada para a análise das componentes individuais. Da mesma maneira, as simulações foram realizadas considerando 90% do índice máximo de modulação de cada estratégia, utilizando a tensão CM normalizada e considerando um período de fundamental  $T_1$  e frequência de comutação  $f_s$  quaisquer. A Figura. 3.11 ilustra a tensão CM de cada estratégia e seu espectro harmônico.

Novamente, percebe-se que a tensão CM RMS não é um indicador direto para a corrente de fuga. A estratégia PSVM proposta possui maior RMS que algumas das estratégias, mas como é ilustrado nas subseções a seguir, apresenta menor corrente de fuga em alguns cenários.

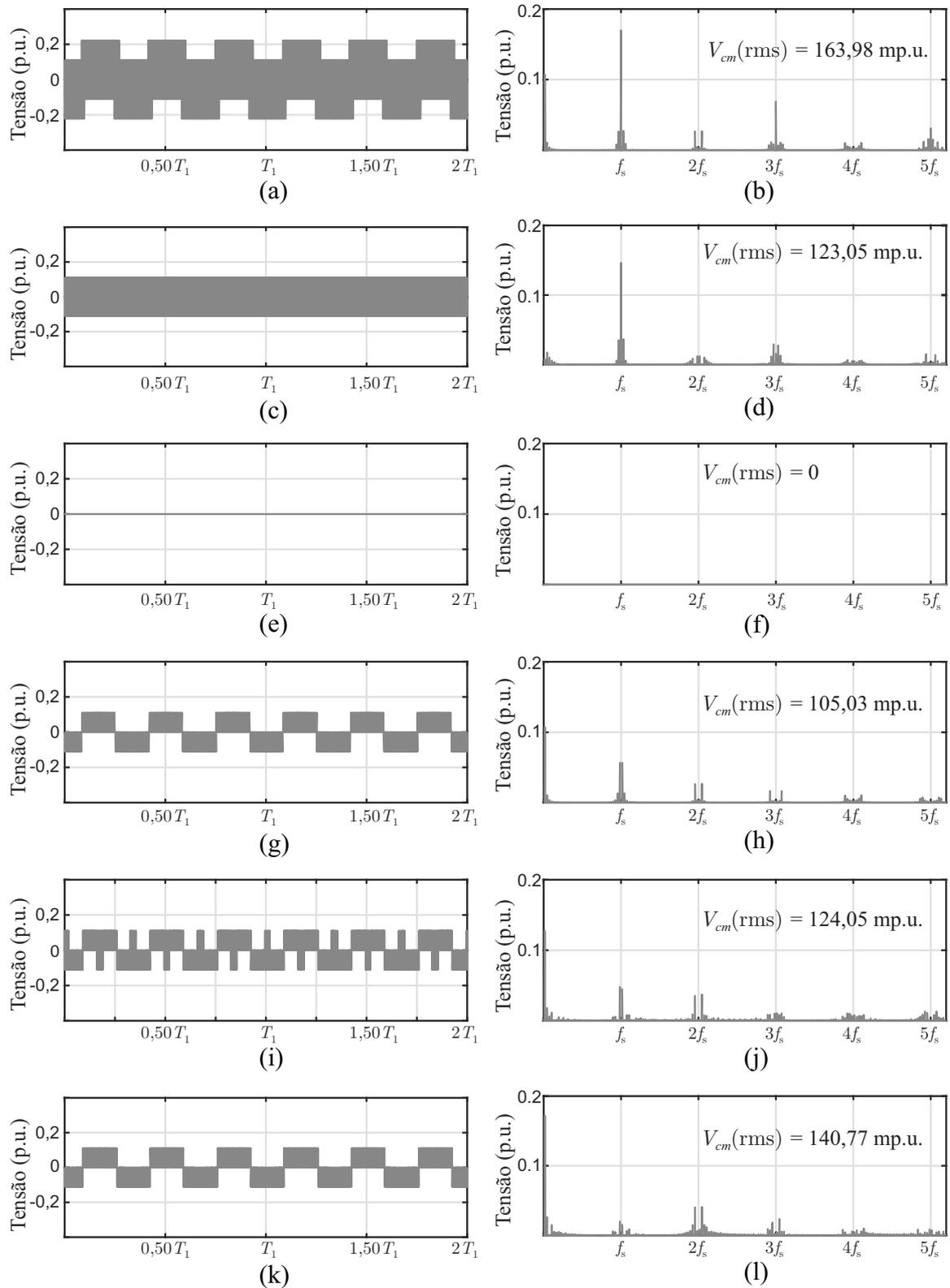
##### 4.4.2 Tensão de linha (diferencial)

A Figura 4.17 ilustra a tensão de linha e seu correspondente espectro harmônico para todas as estratégias apresentadas, considerando 90% do índice máximo de modulação de cada estratégia. Percebe-se pelo espectro harmônico que as componentes são muito inferiores a das apresentadas no inversor 2 níveis, o que resulta em uma redução bastante significativa do requerimento dos filtros. A amplitude da componente na frequência de comutação da estratégia PSVM proposta é similar a das demais estratégias com redução da tensão CM.

##### 4.4.3 Resultados de simulação

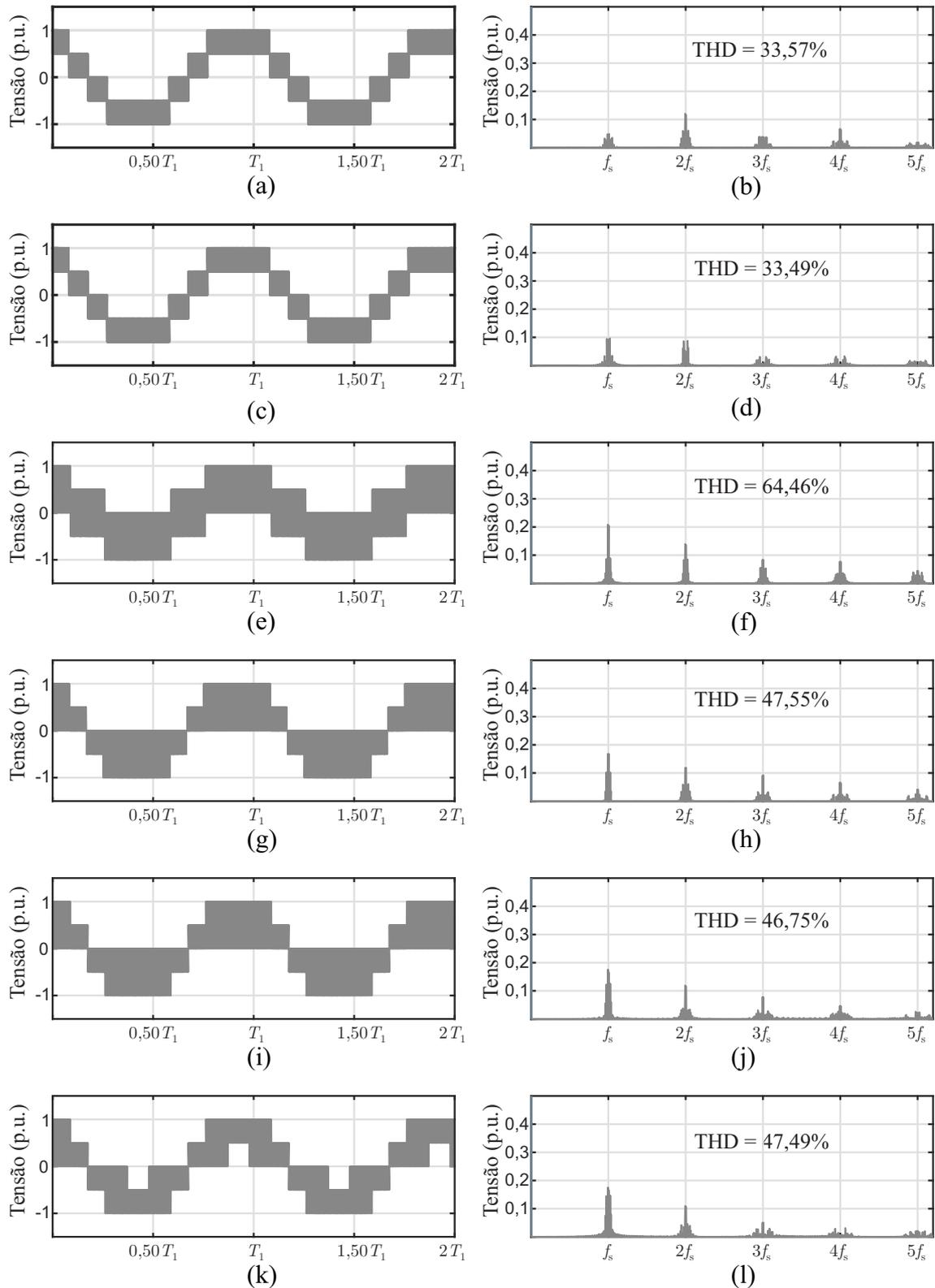
Novamente, a Tabela 3.2 do capítulo anterior sumariza os parâmetros de simulação. Entretanto, para o T-type, todas as estratégias possuem um barramento CC de 700 V.

Figura 4.16 – Tensão CM e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) DSVM, (e)-(f) MZSVM, (g)-(h) LMZSVM, (i)-(j) ISVM, (k)-(l) PSVM.



Fonte: Autor.

Figura 4.17 – Tensão de linha gerada pelo inversor  $v_{inv}$  e seu correspondente espectro harmônico para (a)-(b) CSVM, (c)-(d) DSVM, (e)-(f) MZSVM, (g)-(h) LMZSVM, (i)-(j) ISVM, (k)-(l) PSVM.



Fonte: Autor.

Tabela 4.2 – Estimativa da indutância diferencial, de modo-comum, perdas nos semicondutores e região de operação para as estratégias de modulação, onde os resultados em verde e vermelho representam os melhores e piores resultados, respectivamente.

Estratégias de Modulação	$L_1+L_2$	$L_{cm}$	Perdas nos Semicondutores	Região de operação	Equilíbrio dos capacitores
CSVM	93 $\mu H$ + 65 $\mu H$	2630 $\mu H$	0,7437%	$m \leq 1$	Sim
DSVM	241 $\mu H$ + 217 $\mu H$	287 $\mu H$	0,4274%	$m \leq 1$	Não
MZSVM	288 $\mu H$ + 244 $\mu H$	0	1,7074%	$m \leq \sqrt{3}/2$	Não
LMZSVM	312 $\mu H$ + 279 $\mu H$	129 $\mu H$	1,5681%	$m \leq 1$	Não
ISVM	321 $\mu H$ + 276 $\mu H$	0	1,5015%	$m \leq 1$	Sim
PSVM	263 $\mu H$ + 229 $\mu H$	0	1,1910%	$m \leq 1$	Sim

Fonte: Autor.

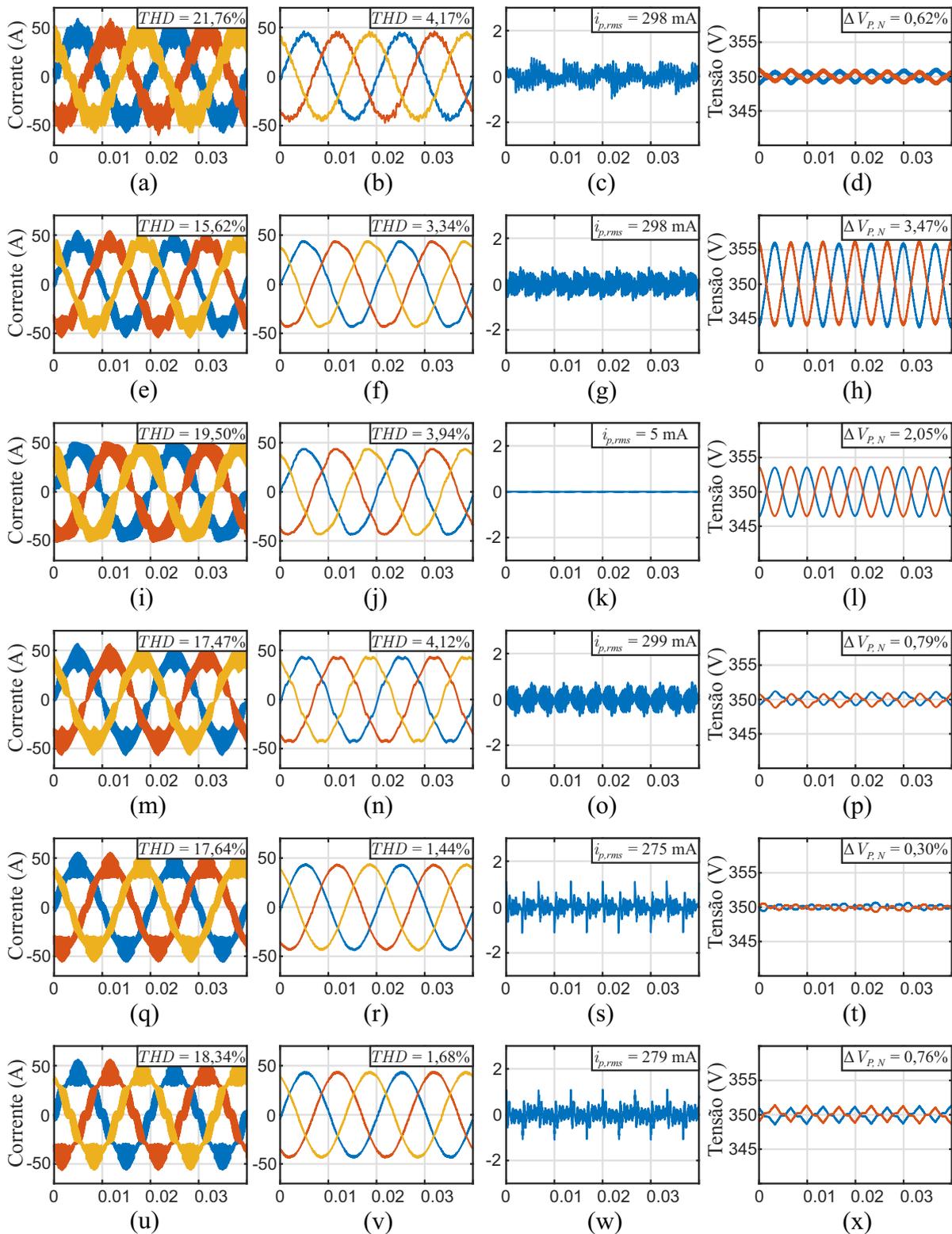
Novamente, as indutâncias e capacitâncias do filtro são determinadas conforme o capítulo 2. A Tabela 4.2 sumariza a indutância necessária em cada uma das estratégias para respeitar a norma de conexão ABNT 16149, bem como o valor do indutor CM para respeitar o valor máximo da corrente de fuga, que é de 300 mA RMS para um sistema de 30 kW. A Figura 4.18 ilustra as correntes do lado do inversor ( $i_{i,abc}$ ), as correntes de fase ( $i_{n,abc}$ ), a corrente de fuga ( $i_p$ ) e a tensão sobre os capacitores ( $V_{P,N}$ ) para as seis estratégias SVM apresentadas nesse capítulo.

Perceba que, para os parâmetros considerados, em três estratégias não foi necessário um indutor CM para obter uma corrente de fuga inferior a 300 mA RMS, incluindo a estratégia PSVM proposta. Porém, todas as modulações com tensão CM reduzida requerem indutores diferenciais muito maiores que o da estratégia CSVM. Outro resultado que chama atenção é o requerimento do indutor CM na estratégia CSVM. O requerimento é 4,48 vezes maior que a mesma estratégia no inversor dois níveis apresentada no capítulo anterior. Esse resultado é inesperado, visto que a tensão CM produzida pelo T-type é inferior em amplitude que a gerada pelo inversor dois níveis; entretanto, o filtro diferencial do inversor dois níveis é muito maior que no T-type, o que pode explicar o maior requerimento do indutor CM.

É importante ressaltar que, independentemente dos parâmetros selecionados, a estratégia MZSVM sempre apresenta corrente de fuga inferior a 300 mA RMS, já que a tensão CM gerada pelo inversor é zero. O mesmo não pode ser dito para as estratégias ISVM e PSVM proposta, onde um indutor CM pode ser necessário dependendo dos parâmetros do inversor.

Como no capítulo anterior, as perdas nos semicondutores foram estimadas, usando

Figura 4.18 – Da direita para a esquerda: correntes no inversor ( $i_{i,abc}$ ), correntes de fase ( $i_{n,abc}$ ), correntes de fuga ( $i_p$ ) e tensão nos capacitores ( $V_{P,N}$ ). (a)-(d) CSVM, (e)-(h) DSVM, (i)-(l) MZSVM, (m)-(p) LMZSVM, (q)-(t) ISVM, (u)-(x) PSVM.



Fonte: Autor.

modelos *spice*, para cada uma das estratégias, onde o MOSFET C3M0015065D foi empregado nos interruptores superiores e inferiores; para os interruptores centrais, que formam a chave bidirecional, foi empregado o MOSFET C2M0040120D.

#### 4.5 CONCLUSÃO

Nesse capítulo, as principais estratégias de modulação com tensão CM reduzida para o inversor T-Type ou NPC são apresentadas. Da mesma maneira que no VSI, todas apresentam considerável aumento nos indutores diferenciais, quando comparado a estratégia CSVM. Entretanto, uma redução bem relevante foi observada no indutor CM. Novamente, para uma conclusão final, é necessário um projeto otimizado dos indutores.

Perceba também que esses resultados são extremamente sensíveis as mudanças dos parâmetros do inversor. Tensão do barramento CC, frequência de comutação, potência, entre outros parâmetros podem modificar quais estratégias apresentam os melhores resultados. Para os parâmetros estipulados, a estratégia PSVM proposta apresenta o menor requerimento indutivo diferencial entre as estratégias que não requerem um indutor CM, bem como também apresenta as menores perdas nos semicondutores. Adicionalmente, a estratégia possui mecanismos para o equilíbrio dos capacitores.

## 5 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Essa dissertação de mestrado apresentou um estudo referente a técnicas de modulação por espaço vetorial com redução da corrente de fuga em sistemas trifásicos fotovoltaicos conectados à rede sem transformador. Como principais pontos discutidos na dissertação, destacam-se: uma metodologia para o dimensionamento das indutâncias de um filtro LCLM em conjunto a um indutor de modo-comum (CM) que respeita as normas de conexão de inversores à rede, bem como o valor máximo da corrente de fuga; uma comparação das indutâncias obtidas do filtro LCLM para quatorze estratégias de modulação por espaço vetorial, oito para um inversor dois níveis trifásico e seis para um inversor três níveis trifásico; uma nova proposta de modulação por espaço vetorial para a redução da corrente de fuga para o inversor T-type três níveis trifásico.

Redução da tensão CM através de estratégias de modulação, que como detalhado na dissertação está diretamente relacionada a corrente de fuga, é alvo de diversos autores a décadas. Antes da popularização de sistemas fotovoltaicos, o tema já era amplamente explorado em pesquisas para motores elétricos, bem como redução da interferência eletromagnética. Embora quatorze estratégias tenham sido exploradas nesse documento, muitas outras existem na literatura, além de novas estratégias que vem sendo propostas ao decorrer da dissertação. Além de técnicas de modulação, outras alternativas foram propostas para a redução da corrente de fuga. Uma das mais bem sucedidas é o uso de um filtro LCL modificado. Uma simples modificação no filtro eleva consideravelmente a atenuação da corrente de fuga, que passa de 40 dB/década para 80. A maioria dos estudos referentes a redução da tensão CM via estratégias de modulação negligência o uso de outras alternativas. Portanto, essa dissertação também se propõe a fazer uma revisão das estratégias existentes na literatura em conjunto ao filtro LCLM.

O capítulo 2 apresentou as características do filtro LCLM, e porque, entre as demais opções, essa arquitetura é superior, tanto do ponto de vista diferencial quanto de modo-comum. Além disso, para não sobredimensionar os elementos do filtro, um indutor CM é usado em conjunto, garantindo que a corrente de fuga seja inferior ao que é estipulado por norma. Algumas técnicas para o dimensionamento dos elementos do filtro foram discutidas, onde se optou por um projeto que visa reduzir a energia dos indutores. Como exposto em alguns trabalhos na literatura, a energia dos elementos magnéticos é a variável mais próxima ao volume final dos indutores. Além disso, modelos para o filtro LCLM foram obtidos e usados para fins de controle e dimensionamento dos elementos. O capítulo 3 é essencial na dissertação, pois estabelece como os filtros são dimensionados e como é realizado o controle dos inversores para conexão à rede nos demais capítulos.

O capítulo 3 se dedica a fazer uma revisão das estratégias de modulação com reduzida tensão CM em um inversor dois níveis trifásico. Essa topologia tem grande relevância na eletrônica de potência, já que é a mais empregada na indústria por sua

simplicidade e reduzido número de semicondutores. Sete estratégias com reduzida tensão CM, bem como uma estratégia de modulação convencional (CSVM), são implementadas. Como já esperado, por não utilizar todos os vetores de tensão do diagrama vetorial, essas estratégias apresentam um aumento considerável nos indutores do filtro LCLM. Entre as estratégias com reduzida tensão CM, a OSVM2 se destaca, por apresentar um reduzido indutor CM sem prejudicar a região de operação do inversor; entretanto, como as demais, apresenta um aumento considerável na indutância diferencial.

O capítulo 4 faz novamente uma revisão das estratégias de modulação com reduzida tensão CM para o inversor T-Type três níveis trifásico. Novamente, uma estratégia convencional (CSVM) é implementada para comparações. O inversor T-Type é mais complexo, onde o equilíbrio das tensões dos capacitores deve ser levado em consideração. Nesse capítulo, uma nova estratégia de modulação (PSVM) é proposta, reduzindo a tensão CM e estabelecendo um mecanismo para o equilíbrio dos capacitores. A estratégia proposta reduz consideravelmente as componentes de alta frequência da tensão CM e, para os parâmetros estabelecidos, teve uma corrente de fuga abaixo da norma sem necessitar de um indutor CM. Entretanto, é importante destacar que a estratégia não zera as componentes da tensão CM, e portanto pode apresentar corrente de fuga acima da norma dependendo dos parâmetros do inversor.

Dentre todos os pontos discutidos nesse documento, o que fica bastante claro é que estratégias de modulação com reduzida tensão CM tem um impacto extremamente negativo nos filtros diferenciais, o que coloca em dúvida os benefícios dessas estratégias, ao menos em aplicações fotovoltaicas. Para efeitos de comparação, todas as estratégias de modulação com reduzida tensão CM implementadas no T-Type apresentam indutores diferenciais maiores que a estratégia CSVM implementada no inversor dois níveis. Mais estudos são necessários para entender o impacto final dessas estratégias nos componentes magnéticos.

## 5.1 SUGESTÕES DE TRABALHOS FUTUROS

Para complementar e ampliar o tema da dissertação, sugere-se:

- Utilizar uma metodologia otimizada para o projeto dos indutores das diferentes estratégias de modulação, e estabelecer novas comparações entre os indutores, como: volume, perdas e/ou temperatura;
- Explorar estratégias de modulação para sistemas multiníveis com mais de três níveis, onde a grande quantidade de vetores pode ser usada para propor estratégias mais otimizadas e com mais benefícios;
- Explorar outros meios de reduzir a tensão CM via *software*, como com controle

preditivo ou o uso de redes neurais artificiais.

## 5.2 ARTIGOS PUBLICADOS

As seguintes publicações foram realizadas ao decorrer dessa dissertação:

- CHAVES, D. B. ; GRIGOLETTO, F. B. ;CARNIELUTTI, F. ; PINHEIRO, H. **Modulação Space Vector para Redução da Tensão de Modo Comum em Inversores de Fonte Dividida (Split-Source) com Quatro Pernas.** In: XXIII Congresso Brasileiro de Automática, 2020, Congresso Virtual. Anais do CBA, 2020.
- STAATS, A. J.; CHAVES, D. B. ; VIERA, L. A. B. ; GRIGOLETTO, F. B. ;PINHEIRO, H. **Estratégia de Modulação por Abordagem Geométrica para Conversores com Diodos de Grampeamento de 5 Níveis.** In: XXIII Congresso Brasileiro de Automática, 2020, Congresso Virtual. Anais do CBA, 2020.
- CHAVES, D, B. ; GRIGOLETTO, F. B. ; PINHEIRO, H. **Modulation Technique for Common-Mode Voltage Reduction and Third-Order Component Elimination for Three-Level T-Type Inverter.** In: 2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON), 2021.
- CHAVES, D. B. ; GRIGOLETTO, F. B. ;CARNIELUTTI, F. ; PINHEIRO, H. **Metodologia de projeto para um filtro LCL com adição de um indutor de modo-comum para aplicações fotovoltaicas sem transformador.** In: IX Simpósio Brasileiro de Sistemas Elétricos (SBSE), 2022.

## REFERÊNCIAS

- ABEYASEKERA, T. et al. Suppression of line voltage related distortion in current controlled grid connected inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 20, n. 6, p. 1393–1401, 2005.
- ABNT. Sistemas fotovoltaicos (fv) - características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. **NBR 16149**, 2003.
- Abu-Rub, H. et al. Medium voltage drives, challenges and existing technology. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 3, n. 2, p. 29–41, 2016.
- \_\_\_\_\_. Medium voltage multilevel converters state of the art, challenges, and requirements in industrial applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2581–2596, 2010.
- AHMED, K.; FINNEY, S.; WILLIAMS, B. Passive filter design for three-phase inverter interfacing in distributed generation. In: **2007 Compatibility in Power Electronics**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–9.
- ANURAG, A.; ACHARYA, S.; BHATTACHARYA, S. Gate drivers for high frequency application of silicon carbide mosfets: Design considerations for faster growth of lv and mv applications. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 6, n. 3, p. 18–31, 2019.
- ANZALCHI, A. et al. High-penetration grid-tied photovoltaics: Analysis of power quality and feeder voltage profile. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 25, n. 5, p. 83–94, 2019.
- ASEFI, M.; NAZARZADEH, J. Integral-series fourier analysis of chaotic pwm patterns for common mode voltage stresses. **IET Power Electronics**, v. 11, n. 9, p. 1591–1602, 2018.
- Babaei, E.; Gowgani, S. S. Hybrid multilevel inverter using switched capacitor units. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 9, p. 4614–4621, 2014.
- Baker, L. H. B. R. H. Electric power converter. **U. S. Patent 4 270 163**, 1975.
- BERES, R. N. et al. A review of passive power filters for three-phase grid-connected voltage-source converters. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 4, n. 1, p. 54–69, 2016.
- BLAABJERG, F. et al. Overview of control and grid synchronization for distributed power generation systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 53, n. 5, p. 1398–1409, 2006.
- Busquets-Monge, S. et al. The nearest three virtual space vector pwm - a modulation for the comprehensive neutral-point balancing in the three-level npc inverter. **IEEE Power Electronics Letters**, v. 2, n. 1, p. 11–15, 2004.

BUYUK, M. et al. Topologies, generalized designs, passive and active damping methods of switching ripple filters for voltage source inverter: A comprehensive review. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 62, p. 46–69, 2016. ISSN 1364-0321.

CACCIATO, M. et al. Reduction of common-mode currents in pwm inverter motor drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 35, n. 2, p. 469–476, 1999.

CADAVAL, E. R. et al. Grid-connected photovoltaic generation plants: Components and operation. **IEEE Ind. Electron. Mag.**, v. 7, n. 3, p. 6–20, Sept 2013.

CARNIELUTTI, F. Digital control of grid-tied converters. **Hill Academy**, 2018. <https://hil.academy/courses/digital-control-of-grid-tied-converters/learndash-course-content>.

Carnielutti, F.; Pinheiro, H. Hybrid modulation strategy for asymmetrical cascaded multilevel converters under normal and fault conditions. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 1, p. 92–101, 2016.

Cavalcanti, M. C. et al. Modulation techniques to eliminate leakage currents in transformerless three phase photovoltaic systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 4, p. 1360–1368, April 2010. ISSN 1557-9948.

Celanovic, N.; Boroyevich, D. A fast space-vector modulation algorithm for multilevel three-phase converters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 2, p. 637–641, 2001.

CHANNEGOWDA, P.; JOHN, V. Filter optimization for grid interactive voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 12, p. 4106–4114, 2010.

Chaves, D. B.; Grigoletto, F. B. Space vector modulation techniques for common mode voltage reduction in three phase transformerless split source inverters. **Brazilian Journal of Power Electronics**, v. 25, n. 1, p. 4343–4352, 2020. ISSN 1414-8862.

\_\_\_\_\_. Virtual space vector modulation strategy for common-mode voltage reduction in three-phase three-level flying-capacitor split-source inverters. **IET Power Electronics**, Institution of Engineering and Technology, v. 13, p. 4368–4376(8), December 2020. ISSN 1755-4535.

Chen, W. et al. Leakage current calculation for pv inverter system based on a parasitic capacitor model. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 12, p. 8205–8217, 2016.

Dong, D. et al. Leakage current reduction in a single phase bidirectional ac dc full bridge inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 10, p. 4281–4291, 2012.

- FERREIRA, R. J.; ARAÃOJO, R. E.; LOPES, J. P. A comparative analysis and implementation of various pll techniques applied to single-phase grids. In: **Proceedings of the 2011 3rd International Youth Conference on Energetics (IYCE)**. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–8.
- FIGUEIRA, H. H. et al. Brazilian grid-connected photovoltaic inverters standards: A comparison with iec and ieee. In: **2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1104–1109.
- FOOTE, E. On the heat in the sun's rays. **American Journal of Science and Arts**, 1856.
- GEDDADA, N.; KARANKI, S. B.; MISHRA, M. K. Dstatcom with lcl filter using synchronous reference frame current controller. In: **2013 International Conference on Clean Electrical Power (ICCEP)**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 796–802.
- GIACOMINI, J. C. **Desenvolvimento de um Inversor Fotovoltaico Trifásicos não Isolados Conectados a Rede Elétrica**. 186 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2015.
- GIACOMINI, J. C. **Inversores Fotovoltaicos Trifásicos não Isolados Conectados a Rede com Técnicas para Redução da Corrente de Fuga**. 221 p. Tese (Doutorado) — Universidade Federal de Santa Maria, Santa Maria, 2018.
- GIACOMINI, J. C. et al. Design methodology of a passive damped modified lcl filter for leakage current reduction in grid-connected transformerless three-phase pv inverters. **IET Renewable Power Generation**, v. 11, n. 14, p. 1769–1777, 2017.
- \_\_\_\_\_. Active damping scheme for leakage current reduction in transformerless three-phase grid-connected pv inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 5, p. 3988–3999, 2018.
- GOLESTAN, S.; GUERRERO, J. M.; VASQUEZ, J. C. Single-phase plls: A review of recent advances. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 12, p. 9013–9030, 2017.
- GOMES, C. C.; CUPERTINO, A. F.; PEREIRA, H. A. Damping techniques for grid-connected voltage source converters based on lcl filter: An overview. **Renewable and Sustainable Energy Reviews**, v. 81, p. 116–135, 2018. ISSN 1364-0321.
- Grigoletto, F.; Humberto, P. Nova modulacao vetorial para o controle da tensao do ponto central do divisor capacitivo do conversor com ponto neutro grampeado. **Revista Controle e Automacao**, v. 20, n. 3, p. 439–453, 2009.
- Grigoletto, F. B. Multilevel common-ground transformerless inverter for photovoltaic applications. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 9, n. 1, p. 831–842, 2021.

GRIGOLETTO, F. B. et al. Step-up seven-level common-ground transformerless inverter. In: **2021 14th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 716–722.

Gu, Y. et al. Transformerless inverter with virtual dc bus concept for cost-effective grid-connected pv power systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 2, p. 793–805, 2013.

Guo, X. et al. Evaluation of three-phase transformerless dc-bypass pv inverters for leakage current reduction. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 6, p. 5918–5927, 2020.

\_\_\_\_\_. Leakage current suppression of three-phase flying capacitor pv inverter with new carrier modulation and logic function. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 3, p. 2127–2135, 2018.

\_\_\_\_\_. Leakage current attenuation of a three-phase cascaded inverter for transformerless grid-connected pv systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 1, p. 676–686, 2018.

Gupta, A. K.; Khambadkone, A. M. A space vector modulation scheme to reduce common mode voltage for cascaded multilevel inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 22, n. 5, p. 1672–1681, 2007.

Hagiwara, M.; Nishimura, K.; Akagi, H. A medium voltage motor drive with a modular multilevel pwm inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 25, n. 7, p. 1786–1799, 2010.

He, N. et al. 20 kw zero voltage switching sic mosfet grid inverter with 300 khz switching frequency. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 6, p. 5175–5190, 2019.

Heldwein, M. L.; Dalessandro, L.; Kolar, J. W. The three-phase common-mode inductor: Modeling and design issues. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 8, p. 3264–3274, 2011.

HELDWEIN, M. L.; KOLAR, J. W. Impact of emc filters on the power density of modern three-phase pwm converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 1577–1588, 2009.

IEC. Safety for power converters for use in photovoltaic power systems. part 2: Particular requirements for inverters. **IEC 62109-2**, 2011.

JAGANMOHAN, M. Renewable energy investments in the u.s. 2004-2019. **Statista**, 2021. <https://www.statista.com/statistics/186818/north-american-investment-in-sustainable-energy-since-2004/>.

JALILI, K.; BERNET, S. Design of lcl filters of active-front-end two-level voltage-source converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 5, p. 1674–1689, 2009.

JANABI, A.; WANG, B. Hybrid svpwm scheme to minimize the common-mode voltage frequency and amplitude in voltage source inverter drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 34, n. 2, p. 1595–1610, 2019.

JIAO, Y.; LEE, F. C. Lcl filter design and inductor current ripple analysis for a three-level npc grid interface converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 9, p. 4659–4668, 2015.

Kerekes, T.; Teodorescu, R.; Liserre, M. Common mode voltage in case of transformerless pv inverters connected to the grid. In: **2008 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2008. p. 2390–2395.

Khan, M. N. H. et al. Transformerless inverter topologies for single-phase photovoltaic systems: A comparative review. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 8, n. 1, p. 805–835, 2020.

KOURO, S. et al. Grid-connected photovoltaic systems: An overview of recent research and emerging pv converter technology. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 1, p. 47–61, 2015.

Kouro, S. et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2010.

\_\_\_\_\_. Powering the future of industry: High-power adjustable speed drive topologies. **IEEE Industry Applications Magazine**, v. 18, n. 4, p. 26–39, 2012.

Krug, H. .; Kume, T.; Swamy, M. Neutral-point clamped three-level general purpose inverter - features, benefits and applications. In: **2004 IEEE 35th Annual Power Electronics Specialists Conference (IEEE Cat. No.04CH37551)**. [S.l.: s.n.], 2004. v. 1, p. 323–328 Vol.1.

LAI, Y.-S.; SHYU, F.-S. Optimal common-mode voltage reduction pwm technique for inverter control with consideration of the dead-time effects-part i: basic development. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 40, n. 6, p. 1605–1612, 2004.

Lee, J.; Lee, K. 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**, v. 29, n. 4, p. 1720–1732, 2014.

LELIEVELD, J. et al. Effects of fossil fuel and total anthropogenic emission removal on public health and climate. **Proceedings of the National Academy of Sciences**, v. 116, n. 15, p. 7192–7197, 2019.

Li, W. et al. Topology review and derivation methodology of single-phase transformerless photovoltaic inverters for leakage current suppression. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 62, n. 7, p. 4537–4551, 2015.

- LISERRE, M.; BLAABJERG, F.; HANSEN, S. Design and control of an lcl-filter-based three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 5, p. 1281–1291, 2005.
- Lopez, O. et al. Eliminating ground current in a transformerless photovoltaic application. In: **2007 IEEE Power Engineering Society General Meeting**. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1–5.
- Meynard, T. A.; Foch, H. Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters. In: **PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 1992. p. 397–403 vol.1.
- MORAES, C. G. da S. **Análise e Concepção de um Sistema Híbrido de Armazenamento de Energia para Aplicação em Locomotivas Diesel Elétricas**. 233 p. Dissertação (Mestrado) — Universidade Federal de Santa Catarina, Florianópolis, 2020.
- Myrzik, J. M. A.; Calais, M. String and module integrated inverters for single-phase grid connected photovoltaic systems - a review. In: **2003 IEEE Bologna Power Tech Conference Proceedings**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 8 pp. Vol.2–.
- Nabae, A.; Takahashi, I.; Akagi, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-17, n. 5, p. 518–523, 1981.
- NAGLIERO, A. et al. Monitoring and synchronization techniques for single-phase pv systems. In: **SPEEDAM 2010**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1404–1409.
- Nayak, P.; Hatua, K. Active gate driving technique for a 1200 v sic mosfet to minimize detrimental effects of parasitic inductance in the converter layout. p. 1–8, 2016.
- NICASTRI, A.; NAGLIERO, A. Comparison and evaluation of the pll techniques for the design of the grid-connected inverter systems. In: **2010 IEEE International Symposium on Industrial Electronics**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 3865–3870.
- Rahimi, R. et al. Three phase filter clamped transformerless inverter for grid connected photovoltaic systems with low leakage current. **IEEE Transactions on Industry Applications**, p. 1–1, 2020.
- RATNAYAKE, K.; MURAI, Y. A novel pwm scheme to eliminate common-mode voltage in three-level voltage source inverter. In: **PESC 98 Record. 29th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference (Cat. No.98CH36196)**. [S.l.: s.n.], 1998. v. 1, p. 269–274 vol.1.
- REZNIK, A. et al. Lcl filter design and performance analysis for grid-interconnected systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 2, p. 1225–1232, 2014.
- RITCHIE, H.; ROSER, M. Causes of death. **Our World in Data**, 2018. <https://ourworldindata.org/causes-of-death>.

\_\_\_\_\_. Co2 and greenhouse gas emissions. **Our World in Data**, 2020. <https://ourworldindata.org/co2-and-other-greenhouse-gas-emissions>.

\_\_\_\_\_. Energy. **Our World in Data**, 2020. <https://ourworldindata.org/energy>.

ROCKHILL, A. A. et al. Grid-filter design for a multimegawatt medium-voltage voltage-source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 58, n. 4, p. 1205–1217, 2011.

Rodriguez, J. et al. A survey on neutral-point-clamped inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2219–2230, 2010.

\_\_\_\_\_. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, 2009.

ROGERS, M. J.; MOTTO, E. R.; STEINER, M. Performance comparison of state of the art 300a/1700v si igt and sic mosfet power modules. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 7, n. 3, p. 44–51, 2020.

ROSER, M. Economic growth. **Our World in Data**, 2013. <https://ourworldindata.org/economic-growth>.

\_\_\_\_\_. Human development index (hdi). **Our World in Data**, 2014. <https://ourworldindata.org/human-development-index>.

\_\_\_\_\_. Why did renewables become so cheap so fast? **Our World in Data**, 2020. <https://ourworldindata.org/cheap-renewables-growth>.

ROSER, M.; ORTIZ-OSPINA, E.; RITCHIE, H. Life expectancy. **Our World in Data**, 2013. <https://ourworldindata.org/life-expectancy>.

ROSER, M.; RITCHIE, H.; OSPINA, E. O. World population growth. **Our World in Data**, 2013. <https://ourworldindata.org/world-population-growth>.

Salem, A. et al. Voltage source multilevel inverters with reduced device count: Topological review and novel comparative factors. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 3, p. 2720–2747, 2021.

Schweizer, M.; Friedli, T.; Kolar, J. W. Comparative evaluation of advanced three-phase three-level inverter/converter topologies against two-level systems. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 60, n. 12, p. 5515–5527, 2013.

Schweizer, M.; Kolar, J. W. Design and implementation of a highly efficient three level t type converter for low voltage applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 2, p. 899–907, 2013.

Shen, J.; Jou, H.; Wu, J. Novel Transformerless Grid Connected Power Converter With Negative Grounding for Photovoltaic Generation System. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 4, p. 1818–1829, April 2012. ISSN 1941-0107.

- SMIL, V. Distributed generation and megacities: Are renewables the answer? **IEEE Power and Energy Magazine**, v. 17, n. 2, p. 37–41, 2019.
- 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**, v. 41, n. 3, p. 855–865, 2005.
- Tian, K. et al. A virtual space vector modulation technique for the reduction of common mode voltages in both magnitude and third order component. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 31, n. 1, p. 839–848, Jan 2016. ISSN 1941-0107.
- UN, E.; HAVA, A. M. A near-state pwm method with reduced switching losses and reduced common-mode voltage for three-phase voltage source inverters. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 45, n. 2, p. 782–793, 2009.
- WANG, C. et al. Structure and parameters design of output lc filter in d-statcom. In: **2010 International Conference on Power System Technology**. [S.l.: s.n.], 2010. p. 1–6.
- Wang, J. et al. Common mode noise reduction of three-level active neutral point clamped inverters with uncertain parasitic capacitance of photovoltaic panels. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 35, n. 7, p. 6974–6988, 2020.
- Wang, T. C. Y. et al. Output filter design for a grid-interconnected three-phase inverter. In: **IEEE 34th Annual Conference on Power Electronics Specialist, 2003. PESC 03**. [S.l.: s.n.], 2003. v. 2, p. 779–784 vol.2.
- 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**, v. 34, n. 9, p. 8697–8714, 2019.
- XU, J. et al. A novel scalar pwm method to reduce leakage current in three-phase two-level transformerless grid-connected vsis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 67, n. 5, p. 3788–3797, 2020.
- ZHONG, Q.-C.; WANG, Y.; REN, B. Connecting the home grid to the public grid: Field demonstration of virtual synchronous machines. **IEEE Power Electronics Magazine**, v. 6, n. 4, p. 41–49, 2019.

## APÊNDICES

---

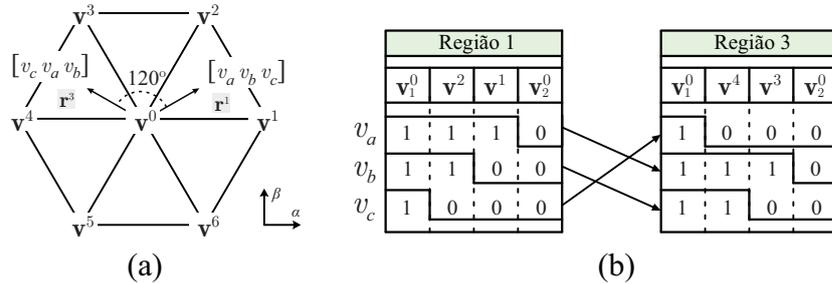
## Apêndice A – Detalhes para a implementação das modulações SV

### A.1 SIMETRIA DE UM TERÇO DE ONDA

Para garantir menor conteúdo harmônico, bem como eliminar a possibilidade do surgimento de múltiplas pares, estratégias de modulação SV devem possuir simetria de um terço de onda: as tensões geradas em um primeiro sextante  $[v_a \ v_b \ v_c]$  devem ser  $[v_c \ v_a \ v_b]$  no terceiro sextante. Perceba que as tensões geradas trocam suas posições entre os braços do inversor. A Figura A.1(a) ilustra a simetria em um diagrama SV de dois níveis.

Com isso, as ordens de comutação podem ser definidas apenas nos primeiros dois sextantes, já que para o restante do diagrama basta reciclar as mesmas ordens de comutação. A Figura A.1(b) ilustra a ordem de comutação para a estratégia CSVM na região 1 e 3.

Figura A.1 – Simetria de um terço de onda, (a) tensões no diagrama SV, (b) exemplo para a reutilização das ordens de comutação.



Fonte: Autor.

Além disso, para simplificar ainda mais a implementação das modulações SV, o cálculo da duração dos vetores pode ser realizado apenas no primeiro sextante e estendido para os demais sextantes, através de uma transformação linear sobre as tensões de referência. Considere um vetor referência  $u_{\text{Ref}} = [v_\alpha \ v_\beta]$  dentro da região  $r^1$ . A duração dos vetores  $\mathbf{v}^0$ ,  $\mathbf{v}^1$  e  $\mathbf{v}^2$ , que são os três vetores mais próximos de qualquer vetor referência dentro da região  $r^1$ , podem ser determinados por

$$\begin{bmatrix} d_0 \\ d_1 \\ d_2 \end{bmatrix} = M_1^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix}, \quad (\text{A.1})$$

onde

$$M_1 = \begin{bmatrix} \mathbf{v}_\alpha^0 & \mathbf{v}_\alpha^1 & \mathbf{v}_\alpha^2 \\ \mathbf{v}_\beta^0 & \mathbf{v}_\beta^1 & \mathbf{v}_\beta^2 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & \frac{2}{3} & \frac{1}{3} \\ 0 & 0 & \frac{\sqrt{3}}{3} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix}. \quad (\text{A.2})$$

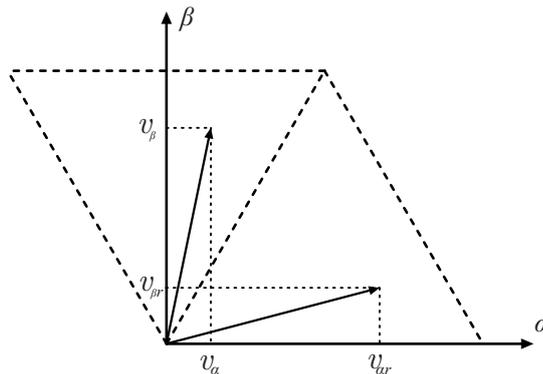
Da mesma maneira, considere um vetor referência  $\mathbf{u}_{\text{Ref}} = [v_\alpha \ v_\beta]$  dentro da região  $\mathbf{r}^2$ . Para que esse vetor referência use as mesmas equações estabelecidas acima, a seguinte transformada pode ser aplicada:

$$\begin{bmatrix} v_{\alpha r} \\ v_{\beta r} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\theta) & \sin(\theta) \\ -\sin(\theta) & \cos(\theta) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \end{bmatrix}, \quad (\text{A.3})$$

onde  $\theta = \frac{\pi}{3}(k - 1)$ .

A Figura A.2 ilustra a transformação, onde um vetor referência no segundo sextante é deslocado para o primeiro sextante.

Figura A.2 – Deslocamento de um vetor referência no segundo sextante para o primeiro sextante.



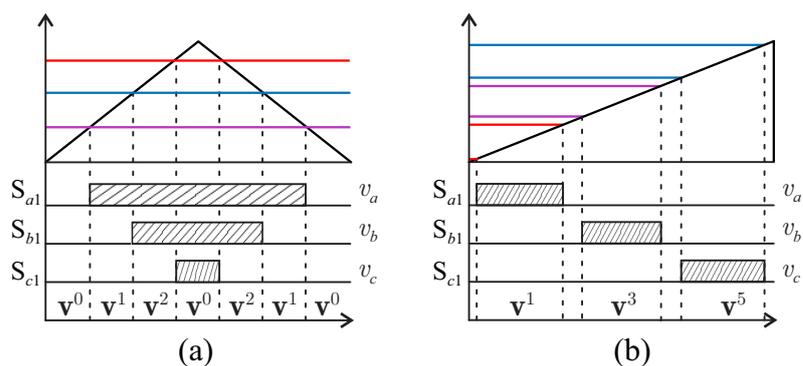
Fonte: Adaptado de (Grigoletto; Humberto, 2009).

## A.2 IMPLEMENTAÇÃO DOS SINAIS PWM

Em estratégias de modulação SV, os sinais PWM são formados através de uma ordem de comutação definida pelo projetista, que normalmente adota os vetores mais próximos garantindo melhor conteúdo harmônico. Além disso, quando os vetores mais próximos são selecionados, a implementação das ordens de comutação é mais fácil de ser realizada. Considere a estratégia CSVM apresentada no capítulo 2 para o VSI. A Figura A.3(a) ilustra como a ordem de comutação é implementada. Os sinais modulares, determinados pelo tempo de duração dos vetores, são comparados com uma portadora dentro de um período de comutação, gerando os sinais PWM. Como os pulsos são centrados, a portadora pode ser do tipo triangular, garantindo melhor conteúdo harmônico.

Por outro lado, em algumas estratégias, as ordens de comutação geram pulsos não centrados, o que impossibilita o uso de uma portadora do tipo triangular. Para a implementação dessas estratégias, a maioria dos microcontroladores modernos possibilita a utilização de duas portadoras para a geração dos sinais. A Figura A.3(b) ilustra a geração dos sinais PWM da estratégia ZSVM, apresentada no capítulo 2. Perceba que, nesse caso, uma portadora do tipo dente de serra é utilizada.

Figura A.3 – Implementação das ordens de comutação, (a) pulsos centrados simétricos, (b) pulsos assimétricos.



Fonte: Autor.