

Diego Brum Chaves

**Estratégias de Modulação Aplicadas a  
Conversores Split Source para a Redução de  
Correntes de Modo Comum em Sistemas  
Fotovoltaicos Conectados à Rede**

Alegrete, RS

12 de julho de 2019



Diego Brum Chaves

# **Estratégias de Modulação Aplicadas a Conversores Split Source para a Redução de Correntes de Modo Comum em Sistemas Fotovoltaicos Conectados à Rede**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Graduação em Engenharia Elétrica, Área de Concentração em Sistemas de Energia, da Universidade Federal do Pampa (Unipampa, RS), como requisito parcial para obtenção do grau de **Bacharel em Engenharia Elétrica**.

Universidade Federal do Pampa – Unipampa

Curso de Engenharia Elétrica

Orientador: Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto

Alegrete, RS

12 de julho de 2019

Ficha catalográfica elaborada automaticamente com os dados fornecidos  
pelo(a) autor(a) através do Módulo de Biblioteca do  
Sistema GURI (Gestão Unificada de Recursos Institucionais) .

C512e Chaves, Diego

Estratégias de Modulação a Conversores Split Source para a  
Redução de Correntes de Modo Comum em Sistemas Fotovoltaicos  
Conectados à Rede / Diego Chaves.

49 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade  
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2019.

"Orientação: Felipe Grigoletto".

1. Inversor de Fonte Dividida. 2. Inversor Simplificado de  
Fonte Dividida. 3. Tensão de Modo Comum. I. Título.

DIEGO BRUM CHAVES

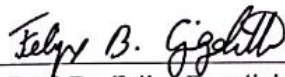
**ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO APLICADAS A CONVERSORES SPLIT SOURCE PARA A REDUÇÃO DE CORRENTES DE MODO COMUM EM SISTEMAS FOTOVOLTAICOS CONECTADOS À REDE**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado ao Curso de Engenharia Elétrica da Universidade Federal do Pampa, como requisito parcial para obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Área de Concentração: Controle de Processos Eletrônicos, Eletrônica de Potência, Eletrônica Industrial

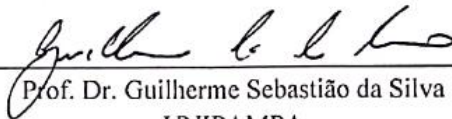
Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 24 de junho de 2019.

Banca examinadora:



---

Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto  
Orientador



---

Prof. Dr. Guilherme Sebastião da Silva  
UNIPAMPA



---

Prof.ª Dr.ª Natalia Braun Chagas  
UNIPAMPA



*A todos professores do curso,  
que foram tão importantes na minha vida acadêmica.*

*A minha mãe,  
que nunca mediu esforços e apoio.*

*Aos meus amigos,  
que muito compartilharam de horas de dedicação.*





# Agradecimentos

Ao professor Felipe Bovolini Grigoletto, por todo conhecimento e experiência transmitida. Meu mais profundo agradecimento por não apenas me orientar, mas se envolver em todas as etapas desse trabalho.

À Universidade Federal do Pampa, pelo apoio financeiro, com bolsas para iniciação científica e por fornecer laboratórios e salas para a realização de vários trabalhos durante 24h por dia.

A todos professores da Universidade, que de alguma forma contribuíram com este trabalho, mesmo que indiretamente. A professora Natalia Braun Chagas, por me orientar no início da graduação, e me ajudar no início da vida acadêmica.

A meus amigos da cidade de Alegrete, que tive o prazer de conhecer durante esse período da graduação. Em especial, agradeço aos amigos: Andressa Minich, Isadora Minich, Marielly Quevedo, Rodolfo Londero e Eduarda Kottwitz pelos momentos e horas de estudo compartilhadas.

A toda minha família, e em especial minha mãe, por todo apoio fornecido, sem o qual não seria possível concluir esse trabalho.



*“Se você quiser descobrir os segredos do Universo,  
pense em termos de energia, frequência e vibração.”  
(Nikola Tesla)*

*“A vida é uma grande universidade,  
mas pouco ensina a quem não sabe ser aluno.”  
(Augusto Cury)*

*“O que é escrito sem esforço,  
em geral é lido sem prazer.”  
(Samuel Johnson)*

*“Palavras são, na minha nada humilde opinião, nossa inesgotável fonte de magia,  
capazes de formar grandes sentimentos e também de remediá-los.”  
(Alvo Dumbledore)*



# Resumo

Tendo em vista o grande crescimento de fontes de geração elétrica alternativas, novas tecnologias são necessárias para garantir a qualidade dessas na inserção à rede elétrica. Uma das fontes com maior ascensão de exploração no Brasil trata-se da geração fotovoltaica. Os painéis fotovoltaicos fornecem nos terminais de entrada um sinal de corrente contínua, sendo necessário o uso de inversores elétricos para a transferência de potência. Novas topologias e estratégias para inversores foram desenvolvidas recentemente voltadas para a geração fotovoltaica. Um sistema fotovoltaico clássico conta com um conversor CC-CC elevador, um inversor e um transformador. O transformador, geralmente empregado para prover isolamento galvânica, evita as correntes de fuga típicas de sistemas fotovoltaicos. O Inversor de Fonte Dividida (*Split-Source Inverter* - SSI) foi recentemente proposto como uma topologia que dispensa o uso de um conversor CC-CC elevador. A topologia possui o mesmo número de chaves ativas de um inversor convencional, três diodos adicionais e 8 estados de comutação. Com o intuito de diminuir ou eliminar as correntes de fuga sem a adição de um transformador, estratégias de modulação que visem baixas variações da tensão de modo comum podem ser empregadas. Entretanto, O SSI apresenta certas limitações na liberdade de escolhas dos estados do inversor, devido suas características operacionais, o que dificulta a implementação de estratégias de modulações com baixa variação da tensão de modo comum. O inversor Simplificado de fonte Dividida (*Simplified Split-Source Inverter* - S<sup>3</sup>I), como o SSI, trata-se de uma recente proposta topologica com compatibilidade *boost*. Originalmente, o S<sup>3</sup>I foi proposto como uma topologia monofásica, mas pode ser facilmente derivado para uma topologia trifásica com a adição de um braço. No S<sup>3</sup>I, os três diodos adicionais presentes no SSI são substituídos por uma chave ativa. Quando comparado ao SSI, uma versão trifásica do S<sup>3</sup>I apresenta maior flexibilidade na escolha dos estados do inversor, o que possibilita maior redução nas variações da tensão de modo comum. Com isso, esse trabalho apresenta duas estratégias de modulação para ambas as topologias: duas estratégias de modulação vetorial (*space vector Modulation* - SVM) usando todos estados dos inversores e duas estratégias SVM modificadas visando baixas variações da tensão de modo comum.

**Palavras-chave:** Inversor de Fonte Dividida, Inversor Simplificado de Fonte Dividida, Tensão de Modo Comum.



# Abstract

In view of the increase use of alternative energy sources, new technologies are necessary to ensure the quality of those in the insertion to the electrical grid or the power supply of isolated loads. One of the sources with greater exploration in Brazil is the photovoltaic generation. This generation modality supplies at the input terminals a direct current signal, requiring the use of electrical inverters to the power transfer. New topologies and strategies for inverters has been recently developed, directed toward photovoltaic generation. A classic photovoltaic system count with a cc-cc boost converter, a inverter and a transformer. The transformer is required to provide galvanic insulation, which avoids leakage currents. The Split-Source Inverter – SSI has been recently proposed as a topology that dispenses the use of a boost converter cc-cc. The topology has the same number of active keys of a conventional inverter, three additional diodes and eight comute states. In order to reduce or eliminate leakage currents without a transformer, modulation strategies that aim low common mode voltage variations may be employed. However, SSI has certain limitations in the inverter states due to its operational characteristics, which make difficult the implementation of modulations with low common mode voltage. The Simplified Split Source Inverter - S<sup>3</sup>I has a single state conversion dc-ac with boost compatibility. In the S<sup>3</sup>I, the three additional diodes present in SSI are replaced for an active key. When compared of the SSI, a three-phase version of the S<sup>3</sup>I has greater flexibility in the inverter states, which enables greater reduction in common mode voltage. Therefore, this paper presents two space vector modulation strategies for both topologies: two space vector modulation strategies using all inverter states and two modified space vector modulation strategies with low common mode voltage.

**Key-words:** Split-Source Inverter, Simplified Split Source Inverter, Low Common Mode Voltage.





# Lista de ilustrações

Figura 1 – Sistema clássico para geração fotovoltaica conectada à rede elétrica. . . . .	22
Figura 2 – Inversor de Fonte Dividida Trifásico. . . . .	28
Figura 3 – Estados de carga e descarga do SSI trifásico, desconsiderando as condições de carga; (a) $V_x = 0$ e $L$ carrega; (b) $V_x = V_C$ e $L$ descarrega, onde $x$ representa as fases do inversor. . . . .	28
Figura 4 – Inversor Simplificado de Fonte dividida Trifásico. . . . .	29
Figura 5 – Estados de carga e descarga do S <sup>3</sup> I trifásico, desconsiderando as condições de carga; (a) $V_a = 0$ e $L$ carrega; (b) $V_a = V_C$ e $L$ carrega; (c) $V_a = V_C$ e $L$ descarrega. . . . .	29
Figura 6 – Modelo de um Inversor Trifásico. . . . .	30
Figura 7 – Modelo do Inversor: (a) Passos para obtenção do modelo entre as fases $ab$ ; (b) modelo simplificado trifásico. . . . .	31
Figura 8 – Sequência de comutação para a estratégia MSVM para o SSI. . . . .	33
Figura 9 – Diagrama de espaço vetorial, (a) convencional SVM e MSVM, (b) SSVM-I e SSVM-II. . . . .	33
Figura 10 – Sequência de comutação para a estratégia SVM para o S <sup>3</sup> I. . . . .	34
Figura 11 – Variação da tensão CM para: (a) estratégias MSVM e SVM; (b) estratégia SSVM-I. . . . .	35
Figura 12 – Sequência de comutação para: (a) SSVM-I; (b) SSVM-II. . . . .	36
Figura 13 – THD em função do índice de modulação, considerando $V_C/V_{PV} = 4$ para as estratégias SVM e MSVM; $V_C/V_{PV} = 5.3$ para a estratégia SSVM-I e SSVM-II. . . . .	39
Figura 14 – Duração do tempo de descarga $d_{des}$ em função do índice de modulação $m$ . . . . .	40
Figura 15 – Resultados de simulação para tensão de linha, corrente de fase e corrente de fuga, para as estratégias: (a) MSVM e (b) SSVM-II do SSI. . . . .	42
Figura 16 – Resultados de simulação para tensão de linha, corrente de fase e corrente de fuga, para as estratégias: (a) SVM e (b) SSVM-I do S <sup>3</sup> I. . . . .	43
Figura 17 – Resultados experimentais (escala de tempo 5 ms/DIV) (a) e (b) MSVM (c) e (d) SSVM-II. . . . .	44



# Lista de tabelas

Tabela 1 – Estados dos Inversores . . . . .	27
Tabela 2 – Estresse de Corrente no SSI e no S <sup>3</sup> I . . . . .	30
Tabela 3 – Tempo de duração dos vetores nas estratégias SSVM-I e SSVM-II . . . . .	36
Tabela 4 – Parâmetros de Simulação . . . . .	40
Tabela 5 – Resultados de simulação e experimentais. . . . .	41



# Sumário

<b>1</b>	<b>Introdução</b>	<b>21</b>
1.1	Contextualização e Justificativas	24
1.2	Objetivo Geral	24
1.3	Objetivo Específico	24
1.4	Metodologia	25
<b>2</b>	<b>Desenvolvimento Teórico</b>	<b>27</b>
2.1	Inversor de Fonte Dividida	27
2.2	Inversor Simplificado de Fonte Dividida	28
2.3	Corrente de Fuga em Sistemas Fotovoltaicos Trifásicos não Isolados	29
2.4	Modulação por Espaço Vetorial (SVM)	32
2.4.1	Modulação por Espaço Vetorial Modificada (MSVM) para o SSI	33
2.4.2	Modulação por Espaço Vetorial (SVM) para o S <sup>3</sup> I	34
2.4.3	Modulação por Espaço Vetorial com Seleção de Vetores para o S <sup>3</sup> I (SSVM-I)	35
2.4.4	Modulação de Espaço Vetorial com Seleção de Vetores para o SSI (SSVM-II)	36
<b>3</b>	<b>Resultados Experimentais e Simulações</b>	<b>39</b>
3.1	Simulações e Comparações	39
3.2	Resultados Experimentais para o SSI	41
<b>4</b>	<b>Conclusão</b>	<b>45</b>
	<b>Referências</b>	<b>47</b>



# 1 Introdução

Nos últimos anos, a crescente demanda de energia impulsionou a implementação de fontes alternativas de energia. As fontes de energia fotovoltaicas vem ganhando grande popularidade e espaço nas gerações distribuídas. A geração de energia fotovoltaica oferece certos desafios, vinculados às curvas de operação, os elementos parasitas e a necessidade do uso de inversores para o processamento de potência.

Dentre os desafios citados, os elementos parasitas vem sendo estudados nos últimos anos com o objetivo de minimizar suas influencias. Painéis fotovoltaicos (PV) apresentam capacitâncias parasitas entre as placas de silício, material responsável pela geração de corrente. O valor das capacitâncias depende da tecnologia empregada nos painéis, as condições de clima, da potência instalada e do arranjo dos PVs (SHEN; JOU; WU, 2012). Geralmente, as normas de conexão à rede, para geração PV, preveem que as carcaças metálicas dos painéis sejam aterradas por questões de segurança (FIGUEIRA et al., 2015). Quando há conexão com a rede ou alimentação de cargas isoladas, há um caminho de corrente de fuga entre o terra das capacitâncias parasitas e à rede ou carga alimentada. Essa corrente eleva as perdas do inversor e aumenta a taxa de distorção harmônica (THD) das correntes de saída. Além disso, isso gera dificuldade na detecção de correntes de fuga por dispositivos de proteção diferencial em caso de choque elétrico. A corrente de fuga em sistemas não isolados é diretamente relacionada à tensão de modo comum (CM) produzida pelo inversor (Lee; Lee, 2014).

Para evitar as correntes de fuga, tem-se como uma solução trivial o uso do transformador. O transformador isola o terra das capacitâncias parasitas do terra da rede ou carga alimentada, através da isolação galvânica. No entanto, além de encarecer o sistema, o uso do transformador também diminui a eficiência do sistema de conversão elétrica. A Figura 1 ilustra um sistema típico para geração fotovoltaica. Devido as desvantagens do uso de transformadores, nos últimos anos, diversas topologias e estratégias para inversores que dispensam seu uso vem sendo desenvolvidas (MENESES et al., 2013; LI et al., 2015; KEREKES et al., 2009).

As novas estratégias e topologias variam tanto em complexidade quanto em número de níveis no sinal de saída. Cacciato (2017, at all) propôs uma mudança topológica que reduz as variações da tensão CM, com a adição de 2 chaves ativas e 12 diodos (CACCIATO et al., 2007). O grande número de componentes adicionais aumenta significativamente o custo, o volume e diminui a eficiência do inversor. Com o objetivo de gerar tensões CM iguais a estados ativos de um inversor de Ponte Completa, Concari propôs um inversor H8 (CONCARI et al., 2016); o inversor proposto reduz as variações da tensão CM, porém

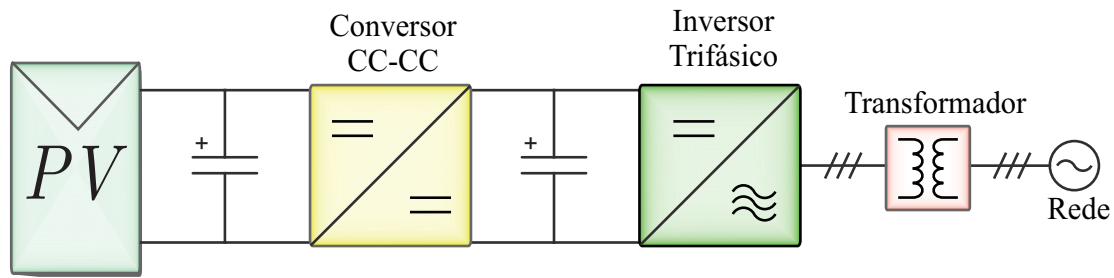


Figura 1 – Sistema clássico para geração fotovoltaica conectada à rede elétrica.

agrega um número adicional de componentes passivos e ativos. Em (INVERTER et al., 2015) um inversor H7 é proposto com um número adicional de componentes inferior; porém, para alcançar a mesma redução da tensão CM do inversor H8, um dos estados do inversor H7 deve ser eliminado, diminuindo a qualidade do sinal de saída.

Propostas topológicas agregam mais componentes, e aumentam a complexidade da topologia como um todo. Para evitar um acréscimo de componentes, soluções para reduzir ou eliminar a corrente de fuga também foram propostas via estratégias de modulação vetorial (*Space Vector Modulation* - SVM). Estratégias SVM se concentram em selecionar vetores e organizar as ordens de comutação afim de evitar ou diminuir variações na tensão CM. Em (ÜN; MEMBER; HAVA, 2009) os autores propuseram uma estratégia SVM modificada excluindo os vetores redundantes do diagrama de espaço vetorial (*Space Vector* - SV); a estratégia reduz as variações da tensão CM, mas limita o índice de modulação entre  $2/3 - 1$ . Com o mesmo propósito, em (K. Tian et al., 2016) os autores propõem uma estratégia SVM usando vetores virtuais no diagrama SV; a estratégia proposta diminui as variações a tensão CM e elimina componentes de baixa ordem, entretanto limita o índice de modulação em  $\sqrt{3}/2$ . Em (CAVALCANTI et al., 2010) as variações da tensão CM são zeradas, excluindo 3 dos vetores ativos e os vetores redundantes do diagrama SV; porém, a exclusão dos vetores resulta em um limite de índice de modulação em  $\sqrt{3}/3$ .

Como mencionado, estratégias de modulação também foram desenvolvidas para inversores multiníveis. Esses inversores possuem vantagens em termos de THD em comparação aos de dois níveis. Porém, são mais complexos e demandam maior esforço computacional para suas modulações. O inversor de ponto neutro grampeado (*Neutral Point Clamped* - NPC) é um inversor com três níveis, e bastante popular para aplicações fotovoltaicas não isoladas. Diversas estratégias de modulação foram propostas para a topologia. Com o objetivo de reduzir a corrente de fuga, Lee (2014) propôs uma modulação SVM modificada (LEE; LEE, 2014). Já Giacomini (2017) propôs amortecimento ativos para reduzir a corrente de fuga, sem nenhuma mudança a nível de modulação (GIACOMINI et al., 2017). Trabalhos considerando inversores com quatro níveis também foram desenvolvidos. Guo (2017) desenvolveu uma estratégia SVM onde são criados vetores virtuais a partir dos



vetores adjacentes, para o inversor de ponto neutro aninhado grampeado (*Nested Neutral Point Clamped* - NNPC) (GUO et al., 2017).

Como exposto, há um número elevado de trabalhos que se dedicam a eliminar a necessidade do transformador no sistema fotovoltaico. Porém, uma das desvantagens das topologias e estratégias citadas, é de que essas precisam de uma elevada tensão de entrada dos painéis fotovoltaicos (PV). Em várias aplicações, a tensão alternada necessária para a transferência de potência para a rede excede a tensão fornecida nos terminais dos painéis fotovoltaicos. Para elevar a tensão do barramento, as arquiteturas convencionais incluem dois estágios: um conversor elevador CC-CC; um inversor de tensão CC-CA (DING; GAO; TIAN, 2016), como ilustrado na Figura 1. Para tanto, topologias nos últimos anos foram desenvolvidas para eliminar da dependência de um conversor elevador. O Inversor de Fonte de Impedância (*Z-Source Inverter* - ZSI) proposto por Peng (2003) dispensa o estágio de elevação de tensão necessário nos sistemas tradicionais (PENG, 2003). Com o intuito de utilizar o ZSI em aplicações fotovoltaicas não isoladas, Bradaschia (2011) propôs uma técnica de modulação com reduzida corrente de fuga (BRADASCHIA et al., 2011). Com isso, o sistema tradicional fotovoltaico pode ser bastante reduzido, concentrando os processos de elevação de tensão e inversão em um único dispositivo. Entretanto, a estratégia de modulação proposta resulta em limitado índice de modulação e força o inversor a operar com elevados ganhos.

Como uma segunda alternativa, o Inversor de Fonte Dividida (*Split Source Inverter* - SSI) foi recentemente proposto por Abdelhakim (2016) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016). Esta topologia não usa de nenhum estado de comutação adicional, agregando os estados de inversão aos estados de elevação de tensão, e apresenta um reduzido estresse de tensão para maiores ganhos de tensão. Entretanto, a topologia pode apresentar um estresse de corrente assimétrica entre as chaves superiores e inferiores de cada braço, dependendo da modulação utilizada, e apresenta perdas nos diodos adicionais de entrada. Com o intuito de agregar as topologias multiníveis, o SSI foi derivado para as topologias de Capacitores Flutuantes (*Flying Capacitor* - FC-SSI) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2017) e para a NPC (NPC-SSI) (ABDELHAKIM; MATTAVELLI, 2016). Buscando diminuir as variações da tensão CM no SSI, Hassan (2018) propôs uma estratégia de modulação descontínua (HASSAN; SHOYAMA, 2018). Entretanto, a estratégia de modulação não reduz significativamente as variações da tensão CM; além disso, resulta em ondulações de baixa frequência no barramento CC. Portanto, reduzir variações da tensão CM no SSI deve ser melhor investigado.

Mais recentemente, Lee (2018) propôs o Inversor Simplificado de Fonte Dividida (*Simplified Split Source Inverter* - S<sup>3</sup>I) como uma variação do SSI para aplicações monofásicas (LEE et al., 2018). No S<sup>3</sup>I, os diodos adicionais presentes no SSI são substituídos por uma chave ativa em um dos braços do inversor. O S<sup>3</sup>I apresenta vantagens em relação a

THD dos sinais de saída e maiores faixas de ganho. Uma versão trifásica do S<sup>3</sup>I pode ser derivada apenas adicionando um braço a topologia; porém, um S<sup>3</sup>I trifásico apresentando elevada assimetria de corrente nas chaves, visto que a corrente de entrada circula apenas em um dos braços do inversor. Além disso, a adição do terceiro braço força o inversor a operar em estados de comutação que inibem as vantagens relacionadas ao ganho, observadas na versão monofásica.

A primeira vista, uma versão trifásica do S<sup>3</sup>I não apresenta muitas vantagens. Entretanto, quando comparado ao SSI, o S<sup>3</sup>I apresenta estados de comutação que facilitam a diminuição das variações da tensão CM, responsáveis pelo surgimento das correntes de fuga. Desta forma, esse trabalho apresenta estratégias de modulação para o SSI e S<sup>3</sup>I, com o intuito de reduzir ou eliminar as correntes de fuga. As estratégias de modulação propostas foram elaboradas considerando o espaço vetorial das tensões de saída do inversor. Resultados de simulação e práticos serão apresentados afim de validar as análises realizadas.

## 1.1 Contextualização e Justificativas

O inversor SSI e S<sup>3</sup>I são bastante recentes e trazem uma proposta inovadora em meio aos inversores convencionais, possuindo poucas contribuições no âmbito de análise técnica e de desempenho frente a estratégias de modulação. No caso do S<sup>3</sup>I, não há na literatura uma versão trifásica para o inversor. Com isso, esse trabalho tem o objetivo de contribuir nesse âmbito.

## 1.2 Objetivo Geral

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver estratégias de modulação para os inversores SSI e S<sup>3</sup>I em aplicações fotovoltaicas não isoladas conectadas a rede, tendo em vista o ganho de eficiência e custos em um sistema que dispensa o uso do transformador e conversor CC-CC elevador de tensão.

## 1.3 Objetivo Específico

- Estudo das técnicas de modulação aplicadas a inversores trifásicos dois níveis, desenvolvidas para sistemas fotovoltaicos não isolados;
- Estudo do SSI e S<sup>3</sup>I, e de suas características de operação;
- Desenvolvimento e implementação de técnicas de modulação para os inversores SSI e S<sup>3</sup>I visando baixa variação da tensão de modo comum.

## 1.4 Metodologia

Primeiramente, foi realizada uma revisão bibliográfica acerca de sistemas fotovoltaicos não isolados. A revisão se estendeu para inversores de diferentes níveis. Também foram verificados como definir os parâmetros parasitas dos PVs, dado a tecnologia dos painéis e demais fatores. A partir desse estudo, alguns inversores e estratégias iniciais foram elaboradas, com um certo enfoque no inversor NPC.

Após isso, é realizado um estudo do comportamento do SSI e S<sup>3</sup>I, e suas particularidades para aplicações fotovoltaicas não isoladas. São verificados quais estados dos conversores resultam em comportamentos que elevam ou diminuem a corrente de fuga.

Utilizando do espaço vetorial das tensões do inversor, foram elaboradas técnicas de modulação que visam diminuir ou eliminar a corrente de fuga. A partir disso, realizam-se simulações em ambiente MATLAB Simulink, com o objetivo de verificar a efetividade das modulações propostas. Após os resultados de simulação, aplicam-se as técnicas de modulação propostas em um protótipo, a fim de validar os resultados obtidos.



## 2 Desenvolvimento Teórico

Neste capítulo será abordada a operação do SSI e S<sup>3</sup>I, e como esses se comportam para algumas estratégias de modulação. Será desenvolvido o modelo de tensão CM para os inversores, e qual a tensão CM resultante para as modulações propostas.

### 2.1 Inversor de Fonte Dividida

O SSI pode ser visto na Figura 2. Igualmente a um inversor de Ponte Completa, o SSI possui 8 estados de operação, que se encontram na Tabela 1.

Quando ao menos um dos interruptores inferiores estiver em condução, o que corresponde aos estados  $V_0$  à  $V_6$ , o indutor  $L$  acumula energia da fonte de entrada, como pode ser visto na Figura 3(a). Quando todos os interruptores superiores estiverem em condução, o que corresponde ao estado  $V_7$ , o indutor transfere energia para o capacitor, e portanto descarrega, como pode ser visto na Figura 3(b). O ganho do inversor pode ser definido como o inverso do tempo de descarga:

$$\frac{V_C}{V_E} = \frac{1}{d_{des}} \quad (2.1)$$

onde  $d_{des}$  é igual a soma dos tempos  $\Delta t_{des}$  associados aos vetores que descarregam o indutor  $L$ , dividido pelo período de comutação  $T_s$ . No SSI, todo tempo de descarga é atribuído a duração do estado  $V_7$ . Note que, para evitar variações no ganho do inversor em sua operação, a duração do vetor  $V_7$  deve ser constante em toda operação do inversor.

Tabela 1 – Estados dos Inversores

Vetores	$S_1$	$S_2$	$S_3$	Energia no Indutor $L$		$V_{CM}$
				SSI	S <sup>3</sup> I	
$V_0$	0	0	0	↑	↑	0
$V_1$	1	0	0	↑	↑ ou ↓	$V_C/3$
$V_2$	1	1	0	↑	↑ ou ↓	$2V_C/3$
$V_3$	0	1	0	↑	↑	$V_C/3$
$V_4$	0	1	1	↑	↑	$2V_C/3$
$V_5$	0	0	1	↑	↑	$V_C/3$
$V_6$	1	0	1	↑	↑ ou ↓	$2V_C/3$
$V_7$	1	1	1	↓	↑ ou ↓	$V_C$

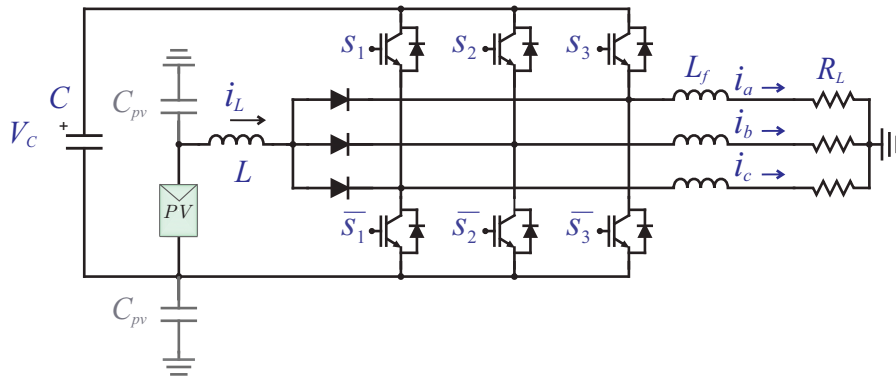


Figura 2 – Inversor de Fonte Dividida Trifásico.

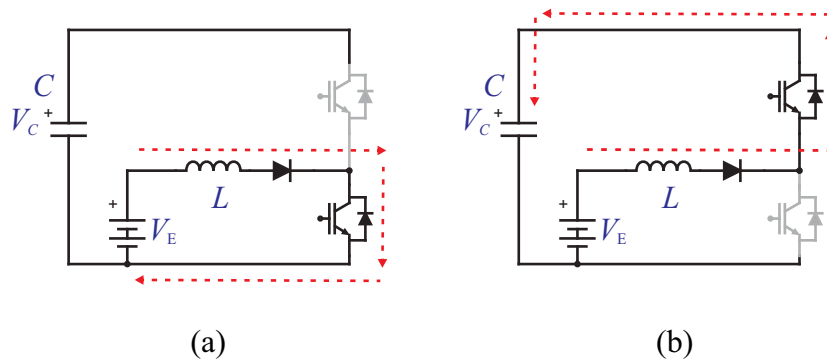


Figura 3 – Estados de carga e descarga do SSI trifásico, desconsiderando as condições de carga; (a)  $V_x = 0$  e  $L$  carrega; (b)  $V_x = V_C$  e  $L$  descarrega, onde  $x$  representa as fases do inversor.

## 2.2 Inversor Simplificado de Fonte Dividida

O S<sup>3</sup>I pode ser visto na Figura 4. No S<sup>3</sup>I, os vetores  $V_1$ ,  $V_2$ ,  $V_6$  e  $V_7$  podem descarregar o indutor  $L$ . É importante notar que a descarga do indutor no SSI sempre ocorre no vetor  $V_7$ ; já no S<sup>3</sup>I, os vetores podem ou não descarregar o indutor  $L$ , por meio do controle da chave  $S_{bo}$ . A Figura 5 detalha os estados do S<sup>3</sup>I, considerando o braço onde a tensão de entrada está conectada. A Tabela 1 contém os estados do inversor.

Na Figura 5, percebe-se que para descarregar o indutor  $L$ , a chave  $S_{bo}$  deve estar ON quando  $S_1$  estiver ON. Quando a chave  $S_1$  estiver OFF, a chave  $S_{bo}$  deve obrigatoriamente estar ON, para formar o caminho da corrente de fase. Considerando que o sinal 1 representa ON, e 0 representa OFF, podemos expressar o estado da chave  $S_4$  como:

$$S_4 = \overline{S_1} \cdot S_{bo}$$

A Tabela 2 apresenta uma comparação do estresse de corrente entre as topologias SSI e S<sup>3</sup>I. No S<sup>3</sup>I, o estresse de corrente se refere ao braço onde a fonte de entrada está conectada. Os demais braços possuem o mesmo estresse de corrente de um inversor de

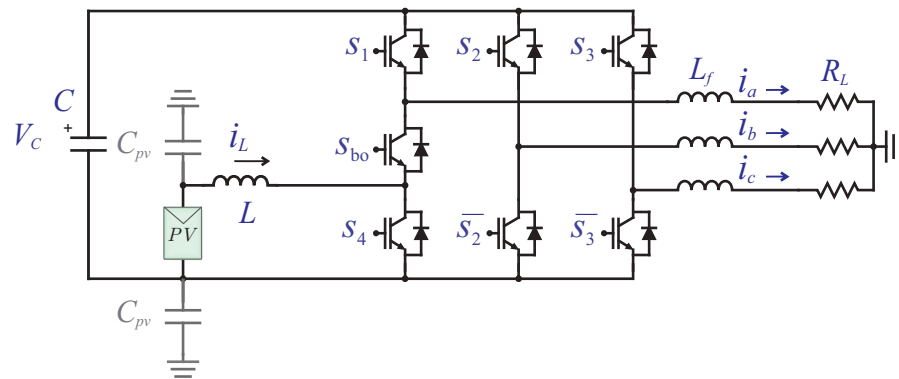


Figura 4 – Inversor Simplificado de Fonte dividida Trifásico.

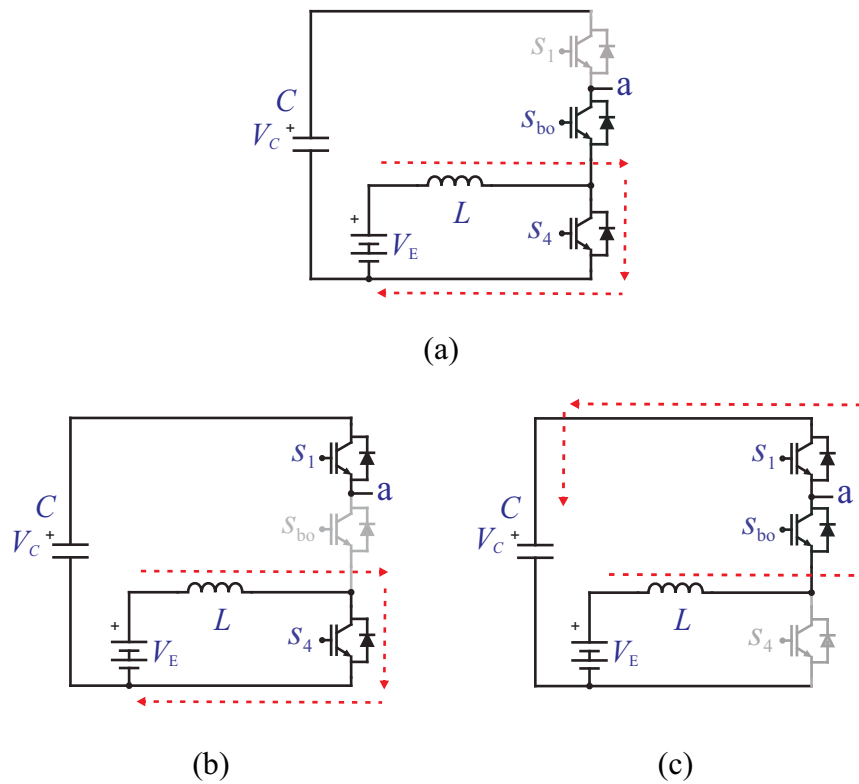


Figura 5 – Estados de carga e descarga do S<sup>3</sup>I trifásico, desconsiderando as condições de carga; (a)  $V_a = 0$  e  $L$  carrega; (b)  $V_a = V_C$  e  $L$  carrega; (c)  $V_a = V_C$  e  $L$  descarrega.

ponte completa.

## 2.3 Corrente de Fuga em Sistemas Fotovoltaicos Trifásicos não Isolados

Em sistemas não isolados, onde a carcaça metálica dos painéis fotovoltaicos é aterrada, o aterramento é comum ao ponto neutro da rede e as capacitâncias dos painéis.

Tabela 2 – Estresse de Corrente no SSI e no S<sup>3</sup>I

	SSI	S <sup>3</sup> I
IGBTs Superiores	$I_{\max} = I_{\phi 1}$	$I_{\max} = I_{\phi 1}$
Diodo(s)		
Antiparalelos Superiores	$I_{\max} = \frac{I_L + \Delta I_L}{3} + I_{\phi 1}$	$I_{\max} = I_L + \Delta I_L + I_{\phi 1}$
IGBT(s) Inferiores	$I_{\max} = I_L + \Delta I_L + I_{\phi 1}$	$I_{\max} = I_L + \Delta I_L + I_{\phi 1}$
Diodo(s)		
Antiparalelos Inferiores	$I_{\max} = I_{\phi 1}$	$I_{\max} = I_{\phi 1}$
Três Diodos Adicionais	$I_{\max} = I_L + \Delta I_L$	-
IGBT Adicional	-	$I_{\max} = I_{\phi 1}$
Diodo Adicional	-	$I_{\max} = I_L + \Delta I_L$

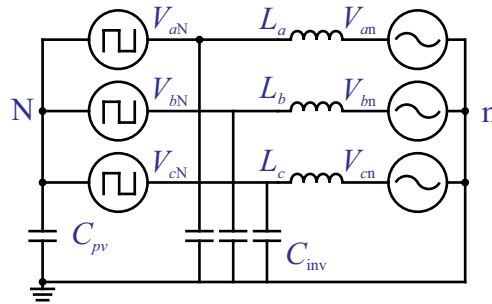


Figura 6 – Modelo de um Inversor Trifásico.

As normas voltadas a sistemas fotovoltaicos estabelecem que a corrente de fuga deve ser de no máximo 300 mA RMS (IEC62109-2, 2011).

Levando em consideração que a corrente de fuga é proporcional as variações da tensão CM, estratégias de modulação para sistemas não isolados frequentemente se baseiam em diminuir essas variações. A Figura 6 mostra o modelo trifásico do inversor, considerando que os painéis fotovoltaicos estão conectados à rede, onde  $C_{pv}$  e  $C_{inv}$  representam as capacitâncias parasitas dos PVs e do inversor, respectivamente. A Figura 7(a) demonstra os passos necessários para obter o circuito simplificado onde circulam as correntes de fuga. A tensão CM e a diferente das tensões entre as fases (DM) para as fases  $a$  e  $b$  podem ser definidas como:

$$V_{CM(ab)} = \frac{V_{aN} + V_{bN}}{2} \quad (2.2)$$

$$V_{DM(ab)} = V_{aN} - V_{bN} \quad (2.3)$$



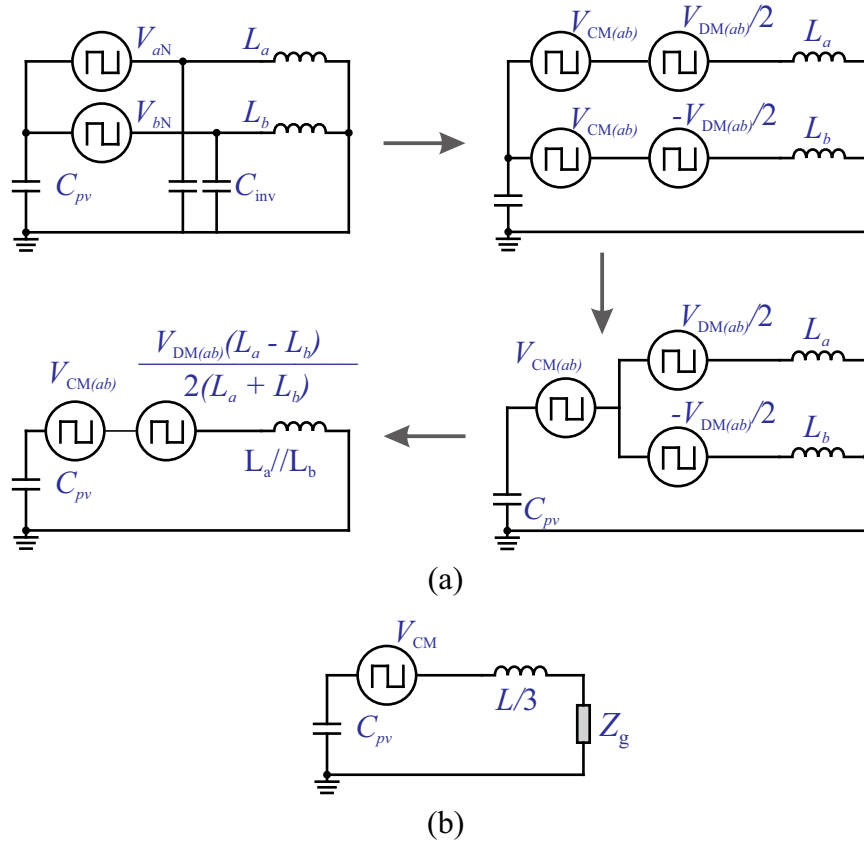


Figura 7 – Modelo do Inversor: (a) Passos para obtenção do modelo entre as fases  $ab$ ; (b) modelo simplificado trifásico.

onde  $V_{aN}$  e  $V_{bN}$  são as tensões entre o terminal negativo do PV e a saída do inversor.

Usando (2.2) e (2.3), as tensões de saída podem ser expressadas por:

$$V_{aN} = \frac{V_{DM(ab)}}{2} + V_{CM(ab)} \quad (2.4)$$

$$V_{aN} = -\frac{V_{DM(ab)}}{2} + V_{CM(ab)} \quad (2.5)$$

Se considerarmos os indutores  $L_a$  e  $L_b$  como idênticos, pode-se ignorar a parcela referente a tensão DM, como demonstrado na Figura 7(a). O processo pode ser expandido para as demais fases de maneira semelhante. A Figura 7(b) mostra o circuito simplificado trifásico para a tensão CM. A tensão CM gerada em um sistema trifásico pode ser matematicamente expressa por:

$$V_{CM} = \frac{V_{aN} + V_{bN} + V_{cN}}{3} \quad (2.6)$$

Usando os estados do inversor, encontrados na Tabela 1, onde  $S_1$ ,  $S_2$  e  $S_3$  represen-

tam a tensão de fase normalizada, (2.6) pode ser reescrita como:

$$V_{CM} = \frac{V_C(S_1 + S_2 + S_3)}{3} \quad (2.7)$$

Como demonstrado na Figura 7(b), a corrente de fuga é igual a corrente de um circuito RLC, considerando a resistência de aterramento. A magnitude da corrente de fuga pode ser expressa como:

$$|I_{LC}| = \frac{3|V_{cm}|}{\left| \frac{3}{j2\pi f C_{pv}} + j2\pi f L + Z_g \right|} \quad (2.8)$$

O total da corrente de fuga é igual a soma de todas as frequências presentes na tensão CM. A medida que a frequência de comutação se aproxima do ponto de ressonância do circuito  $LC$ , a corrente de fuga tende a crescer.

## 2.4 Modulação por Espaço Vetorial (SVM)

Na modulação SVM, as tensões de saída do inversor são tratadas como vetores em um espaço vetorial, onde cada uma das fases do inversor é representada como um eixo 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  $T_{\alpha\beta\gamma}$  (2.9). Quando alimenta-se cargas equilibradas em um inversor com três pernas, o termo  $\Gamma$  é zero, e portanto resulta em um plano em coordenadas  $\alpha\beta$  em duas dimensões.

$$T_{\alpha\beta\gamma} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

A principal vantagem da modulação SVM é a possibilidade para a definição de vetores e sequências de comutações. Isso permite uma otimização de algumas variáveis de interesse, como perdas e qualidade do sinal de saída. A Figura 9(a) apresenta o diagrama resultante de um conversor dois níveis, em coordenadas  $\alpha\beta$ . Quando o vetor referência está dentro de uma das regiões, o sinal de tensão de saída é sintetizado usando os três vetores mais próximos à referência. Como ilustrado na Figura 9(a), os três vetores formam um plano no espaço vetorial. Em inversores de dois níveis, há 6 regiões distintas considerando uma modulação convencional.

Cinco etapas podem ser identificadas na implementação da modulação SV: definição dos possíveis vetores de comutação no espaço das tensões de saída, identificação dos planos de separação, identificação dos planos limites no espaço das tensões de saída, obtenção

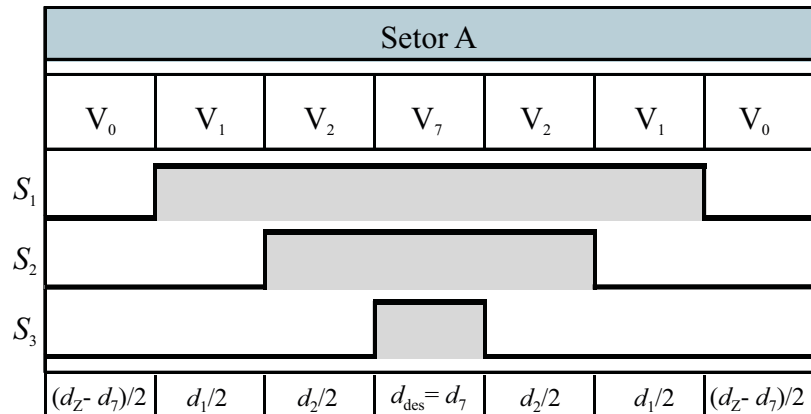


Figura 8 – Sequência de comutação para a estratégia MSVM para o SSI.

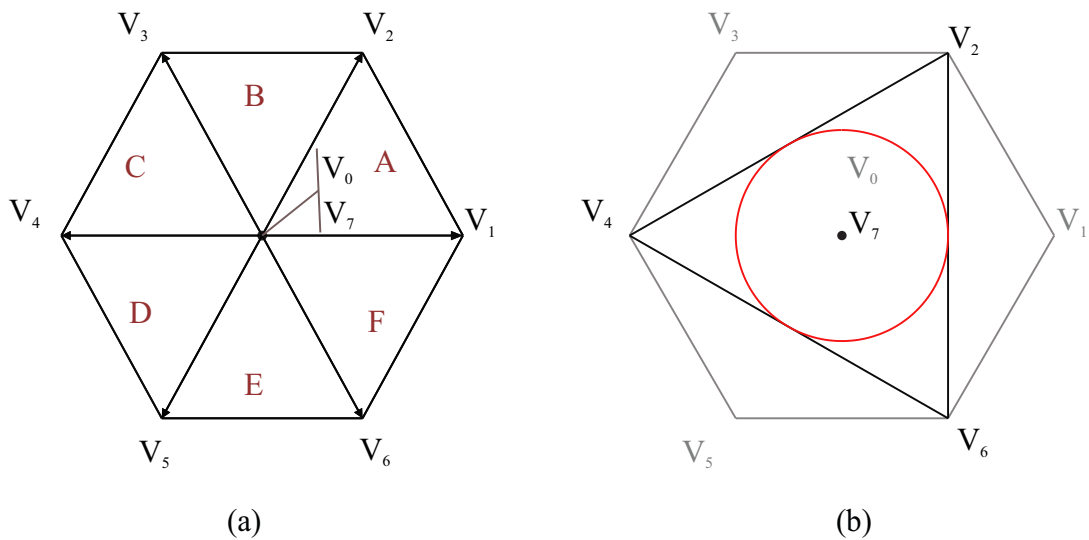


Figura 9 – Diagrama de espaço vetorial, (a) convencional SVM e MSVM, (b) SSVM-I e SSVM-II.

das matrizes de decomposição e definição da sequência de comutação (PINHEIRO et al., 2015).

#### 2.4.1 Modulação por Espaço Vetorial Modificada (MSVM) para o SSI

Em (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016), é proposto uma estratégia SVM modificada (MSVM) para o SSI. Como o estado  $V_7$  sempre descarrega o indutor  $L$ , para evitar ondulações de baixa frequência no barramento, o tempo de duração  $d_7$  deve ser fixo. Isso é possível já que os estados  $V_0$  e  $V_7$  são redundantes entre si. Entretanto, para baixos ganhos de operação, o índice de modulação  $m$  deve ser reduzido. Isso é necessário para acrescentar tempo de duração aos vetores redundantes. O índice de modulação, em

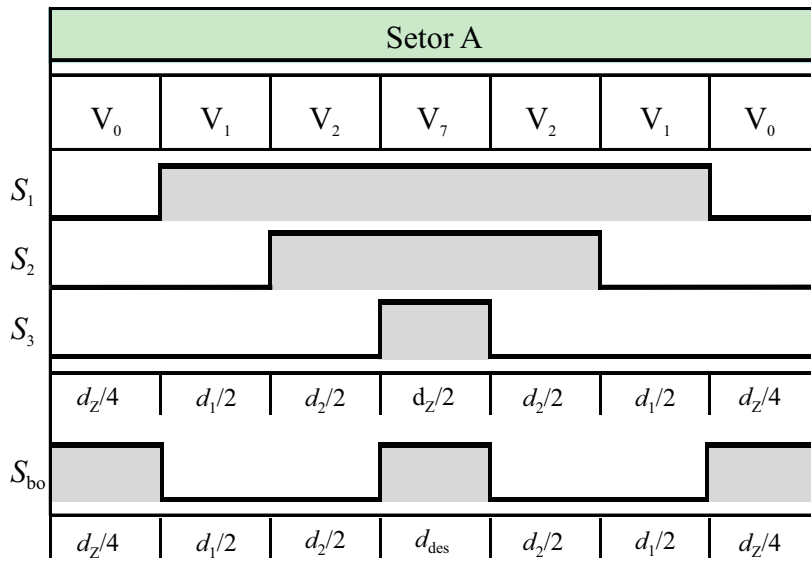


Figura 10 – Sequência de comutação para a estratégia SVM para o S<sup>3</sup>I.

função do tempo de duração de descarga, pode ser escrito como:

$$m \leq 1 - d_{\text{des}} \quad (2.10)$$

A Figura 9(a) apresenta o diagrama SV correspondente para a modulação MSVM. A ordem de comutação adotada para o setor A pode ser vista na Figura 8, onde  $d_z$  representa o tempo total associado aos vetores.

#### 2.4.2 Modulação por Espaço Vetorial (SVM) para o S<sup>3</sup>I

No S<sup>3</sup>I, não é necessário fixar o tempo de duração  $d_7$ , já que pode-se controlar a descarga do indutor  $L$  controlando a chave  $S_{bo}$ . Uma das vantagens do S<sup>3</sup>I é a capacidade de descarregar o indutor  $L$  em vetores ativos. Porém, devido aos estados de comutação necessários para a inversão, certas regiões de operação não usam nenhum estado ativo com  $S_1$  ON. O vetor redundante  $V_7$  é o único estado que mantém a chave  $S_1$  ON em toda operação do inversor; portanto, para uma estratégia SVM convencional, o S<sup>3</sup>I apresenta as mesmas limitações de índice de modulação do SSI, dada por (2.10).

A Figura 9(a) apresenta o diagrama SV correspondente para o S<sup>3</sup>I. A ordem de comutação em ambos os inversores é semelhante, e para o setor A, se encontra na Figura 10. A Figura 11(a) apresenta o padrão da tensão CM gerado por ambos os inversores.

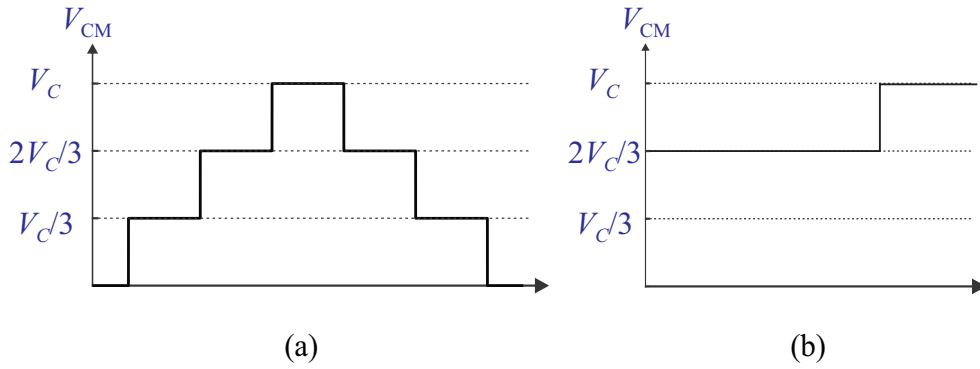


Figura 11 – Variação da tensão CM para: (a) estratégias MSVM e SVM; (b) estratégia SSVM-I.

### 2.4.3 Modulação por Espaço Vetorial com Seleção de Vetores para o S<sup>3</sup>I (SSVM-I)

No S<sup>3</sup>I, na estratégia SSVM-I apenas os vetores  $V_2$ ,  $V_4$  e  $V_6$  são utilizados na operação do inversor. O diagrama SV resultante pode ser visto na Figura 9(b). Como já exposto na Tabela 1, os vetores  $V_2$  e  $V_6$  podem descarregar o indutor  $L$ . Supondo uma tensão de referência a ser sintetizada pelo inversor  $u_{\alpha\beta} = T_s [u_\alpha \ u_\beta]$ , os tempos de duração dos vetores  $V_2$ ,  $V_4$  e  $V_6$  podem ser definidos como:

$$\begin{bmatrix} u_\alpha & u_\beta & 1 \end{bmatrix}^T = M \begin{bmatrix} d_2 & d_4 & d_6 \end{bmatrix}^T \quad (2.11)$$

$$M = \begin{bmatrix} v_{2\alpha} & v_{4\alpha} & v_{6\alpha} \\ v_{2\beta} & v_{4\beta} & v_{6\beta} \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

onde a matriz  $M$  representa a posição no diagrama SV dos vetores  $V_2$ ,  $V_4$  e  $V_6$ . Multiplicando ambos os lados de (2.11) por  $M^{-1}$ , os tempos de duração dos vetores podem ser determinados por:

$$\begin{bmatrix} d_2 \\ d_4 \\ d_6 \end{bmatrix} = M^{-1} \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

Na estratégia, o índice de modulação máximo é de  $\sqrt{3}/3$ , devido aos vetores utilizados na operação do inversor. Como nas estratégias de modulação anteriores, o índice de modulação máximo é limitado pela descarga do indutor  $L$ , pela relação:

$$m \leq \frac{\sqrt{3}}{3} (2 - 3d_{des}) \quad (2.14)$$

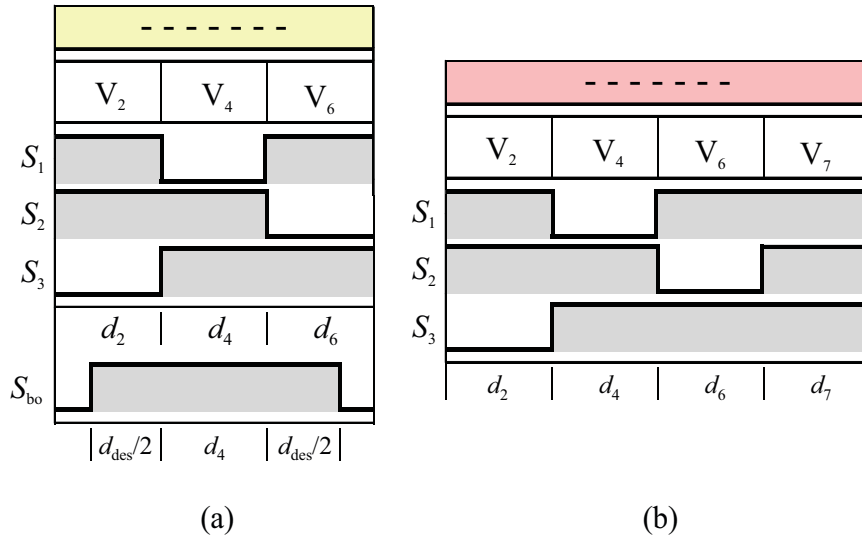


Figura 12 – Sequência de comutação para: (a) SSVM-I; (b) SSVM-II.

Tabela 3 – Tempo de duração dos vetores nas estratégias SSVM-I e SSVM-II

Estratégias	Setores	Duração dos Vetores
<b>SSVM-I</b>	-	$d_2 = (m/\sqrt{3}) \cos(\theta - \pi/3) + 1/3$
		$d_4 = (m/\sqrt{3}) \cos(\theta + \pi) + 1/3$
		$d_6 = (m/\sqrt{3}) \cos(\theta + \pi/3) + 1/3$
<b>SSVM-II</b>	-	$d_2 = (m/\sqrt{3}) \cos(\theta - \pi/3) + (1 - d_7)/3$
		$d_4 = (m/\sqrt{3}) \cos(\theta + \pi) + (1 - d_7)/3$
		$d_6 = (m/\sqrt{3}) \cos(\theta + \pi/3) + (1 - d_7)/3$

É importante ressaltar que, segundo (2.14), a duração do tempo de descarga  $d_{desc}$  só começa a limitar o índice de modulação quando essa é superior a  $1/3$ . Entretanto, diferente das demais modulações, a estratégia apresenta uma descarga mínima de  $2/3$ . A Figura 12(a) ilustra a ordem de comutação adotada. Note que o diagrama SV não fica dividido por setores, e portanto a ordem de comutação é utilizada em toda operação do inversor. Utilizando a estratégia SSVM-I no  $S^3I$ , zera-se as variações da tensão CM.

#### 2.4.4 Modulação de Espaço Vetorial com Seleção de Vetores para o SSI (SSVM-II)

No SSI, na modulação SSVM-II são usados os vetores  $V_2$ ,  $V_4$ ,  $V_6$  e  $V_7$ . O diagrama SV resultante pode ser visto na Fig. 9(b). Diferente do  $S^3I$ , no SSI o vetor  $V_7$  deve ser usado para descarregar o indutor  $L$ . Para evitar ondulações de baixa frequência, a duração do tempo  $d_7$  é fixada. O cálculo das durações dos vetores é semelhante ao SSVM-I. Porém, a duração do tempo  $d_7$  deve ser descontado das durações dos demais vetores. Os tempos

de duração dos vetores são dados por:

$$\begin{bmatrix} d_2 \\ d_4 \\ d_6 \end{bmatrix} = M^{-1} \left( \begin{bmatrix} v_\alpha \\ v_\beta \\ 1 \end{bmatrix} - \begin{bmatrix} 0 \\ 0 \\ 1 \end{bmatrix} d_7 \right) \quad (2.15)$$

onde  $d_7$  é o tempo de duração do vetor associado a descarga do indutor  $L$ .

Da mesma maneira que nas modulações anteriores, o índice de modulação é limitado em função da descarga do indutor, pela relação:

$$m \leq \frac{\sqrt{3}}{3} (1 - d_{\text{des}}) \quad (2.16)$$

Na Figura 12(b), pode-se observar a ordem de comutação proposta para a estratégia SSVM-II. Utilizando a estratégia SSVM-II no SSI, mantém-se a tensão CM entre  $V_C \sim 2V_C/3$ , como ilustrado na Figura 11(b).

Os cálculos dos tempos das durações de cada vetor, para as estratégias SSVM-I e SSVM-II se encontram na Tabela 3.





## 3 Resultados Experimentais e Simulações

### 3.1 Simulações e Comparações

Um modelo dos inversores foi desenvolvido em ambiente MATLAB/Simulink. O indutor  $L$  e capacitor  $C$  de entrada podem ser projetados considerando uma descarga do indutor constante, de acordo com (ABDELHAKIM; MATTAVELLI; SPIAZZI, 2016). A capacitância dos PVs dependem de diversas variáveis: a potência do sistema, o solo onde a carcaça metálica dos PVs é aterrada, da modulação utilizada e especialmente da tecnologia de painéis empregada (LÓPEZ et al., 2007). Visando atender um elevado número de situações, o capacitor parasita foi sobredimensionado. Os parâmetros da simulação se encontram na Tabela 4. Como nas estratégias SSVM os índices de modulação são reduzidos, a tensão do barramento CC deve ser superior, quando comparado as demais modulações. As estratégias SSVM possuem tensão de barramento de  $V_C = 530$  e índice de modulação de  $m = 0.4622$ . Nas demais estratégias foi utilizado um barramento de  $V_C = 400$  e índice de modulação de  $m = 0.6124$ .

A Figura 13 contém a THD das modulações em função do índice de modulação, considerando o ganho individual de cada estratégia. É importante notar que cada estratégia possui um limite de índice de modulação diferente. A Figura 14 contém o tempo de descarga em função do índice de modulação, onde a área abaixo da curva representa as possibilidades de descarga dos inversores.

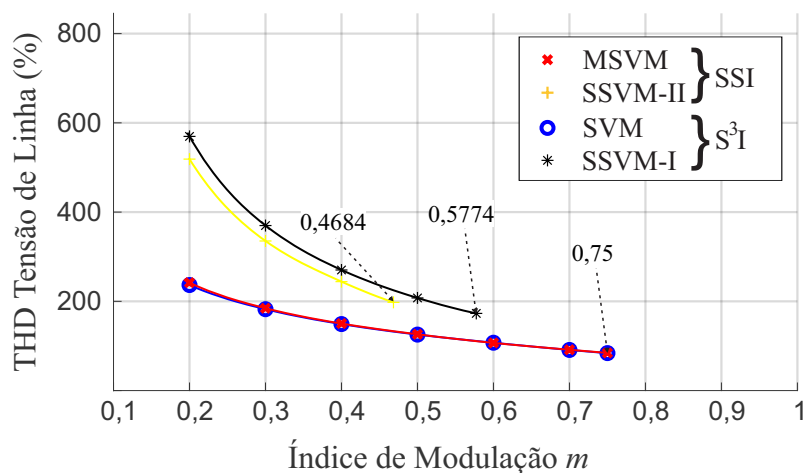


Figura 13 – THD em função do índice de modulação, considerando  $V_C/V_{PV} = 4$  para as estratégias SVM e MSVM;  $V_C/V_{PV} = 5.3$  para a estratégia SSVM-I e SSVM-II.

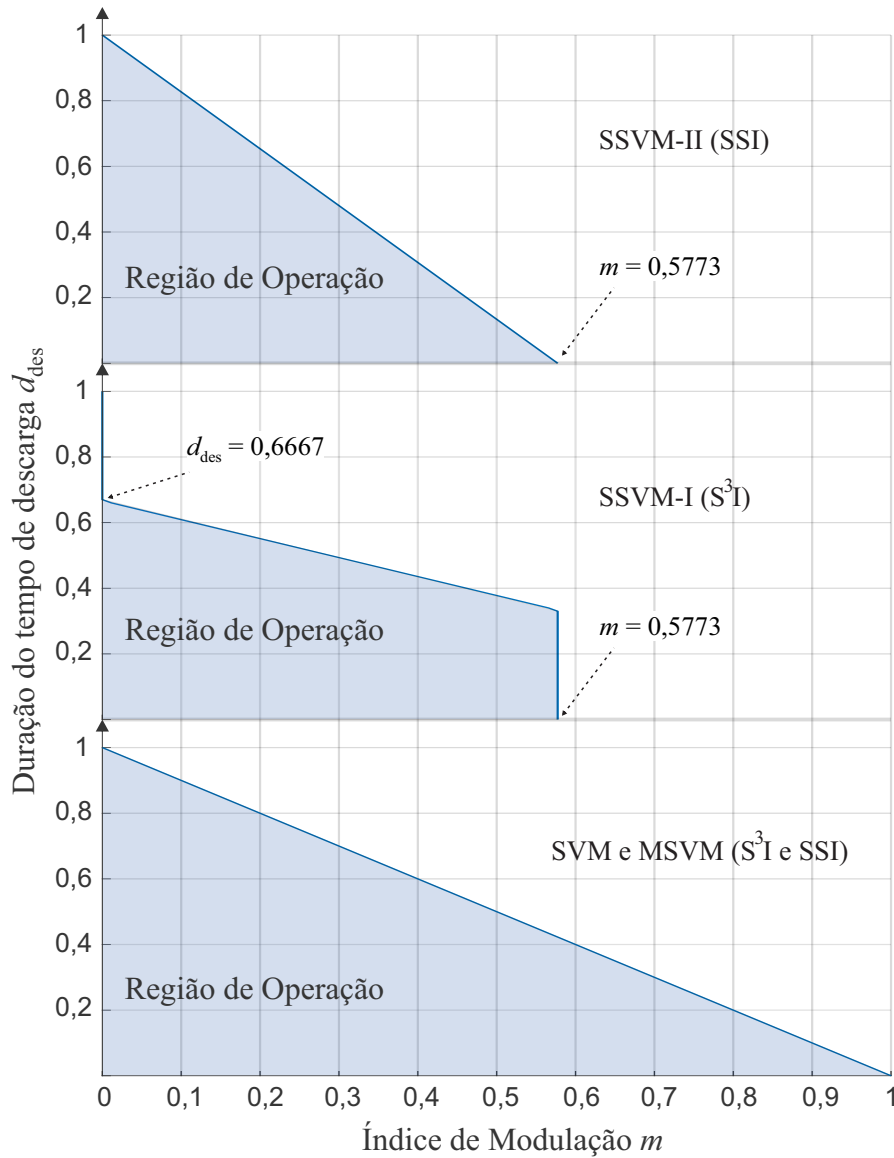


Figura 14 – Duração do tempo de descarga  $d_{des}$  em função do índice de modulação  $m$ .

Tabela 4 – Parâmetros de Simulação

Frequência de Chaveamento	25 kHz	Tensão de fase Eficaz	100 V
Filtro Indutivo	4 mH	Tensão de Entrada	100 V
Capacitor de Barramento	500 $\mu$ F	Indutor de Entrada	2 mH
Capacitor Parasita	330 pF	Carga Resistiva	15 ohms
Tensão de Barramento	400~530 V	Índice de Modulação	0.4622~0.6124

Tabela 5 – Resultados de simulação e experimentais.

	SSI		S <sup>3</sup> I	
	MSVM	SSVM-II	SVM	SSVM-I
Resultados de Simulação (P = 2kW)				
THD Correntes de Saída	3,66%	4,43%	3,72%	4,68%
Corrente de Fuga (RMS)	669,35 mA	253,58 mA	663,15 mA	1,05 mA
Resultados Experimentais (P = 750W)				
THD Correntes de Saída	9,77%	11,89%		
Corrente de Fuga (RMS)	675,52 mA	273,86 mA		

As Figuras 15 e 16 contém os resultados de simulação para tensão de linha, corrente de saída e corrente de fuga, para os inversores SSI, e S<sup>3</sup>I, respectivamente, para cada uma das estratégias desenvolvidas. A Tabela 5 contém os resultados de simulação. Segundo a norma de conexões fotovoltaicas, a corrente de fuga em sistemas conectados à rede não pode exceder 300 mA (IEC62109-2, 2011). Ambas estratégias SSVM-I e SSVM-II apresentaram corrente de fuga dentro da norma; porém, a estratégia SSVM-II zera a corrente de fuga. Portanto, usando o S<sup>3</sup>I com a estratégia SSVM-II, podemos reduzir o filtro indutivo ou a frequência de comutação do inversor, mantendo a corrente de fuga sempre dentro da norma.

## 3.2 Resultados Experimentais para o SSI

Para comprovar as análises realizadas, foi montado um protótipo do inversor de 750W. O inversor é composto por IGBT's IKW40N120H3 e diodos STTH3012W. Para gerar os pulsos PWM, foi utilizado o DSP XMC4500 da INFINEON. O DSP é capaz de gerar PWM assimétricos, necessários para implementar as estratégias, sem a adição de nenhum circuito lógico ou FPGA. Nos terminais de saída do inversor, foi conectado uma carga resistiva trifásica de 41  $\Omega$ . Os demais parâmetros são os mesmos presentes nas simulações.

A Figura 17 contém os resultados de tensão de linha, corrente de saída do inversor e corrente de fuga, para as modulações apresentadas. Os resultados experimentais estão de acordo com as simulações. A Tabela 5 apresenta os resultados experimentais, bem como uma comparação entre os resultados de simulação. Os resultados de simulação e experimentais são bastante semelhantes, com exceção da THD das correntes de saída, que são maiores nos resultados experimentais. Isso decorre da baixa potência do experimento, que diminui a componente fundamental das correntes de saída, aumentando o percentual das demais harmônicas. Uma pequena diferença também foi observada nas correntes de fuga, que surgiram devido a não linearidades do inversor que não foram consideradas nas simulações, bem como os efeitos do tempo morto das chaves.

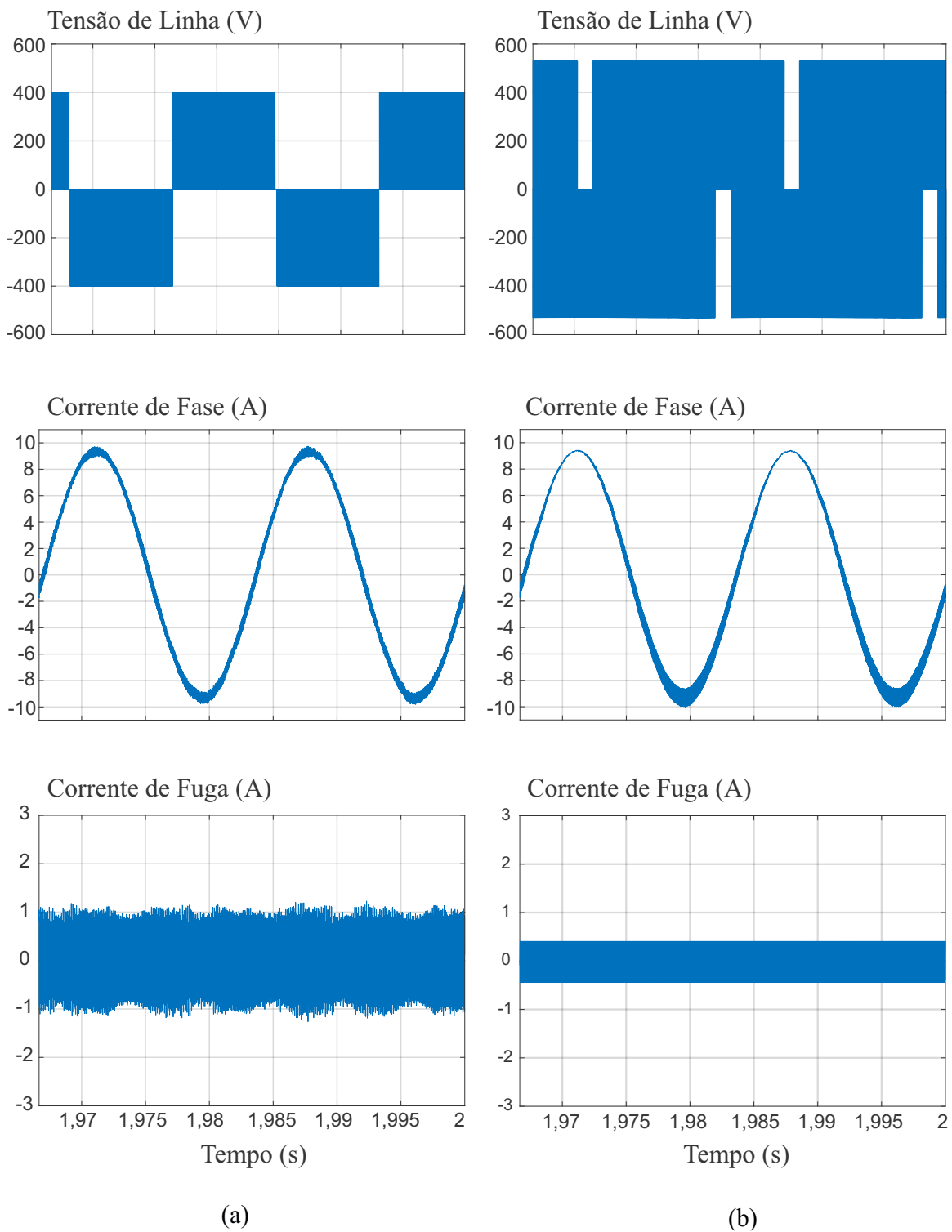


Figura 15 – Resultados de simulação para tensão de linha, corrente de fase e corrente de fuga, para as estratégias: (a) MSVM e (b) SSVM-II do SSI.

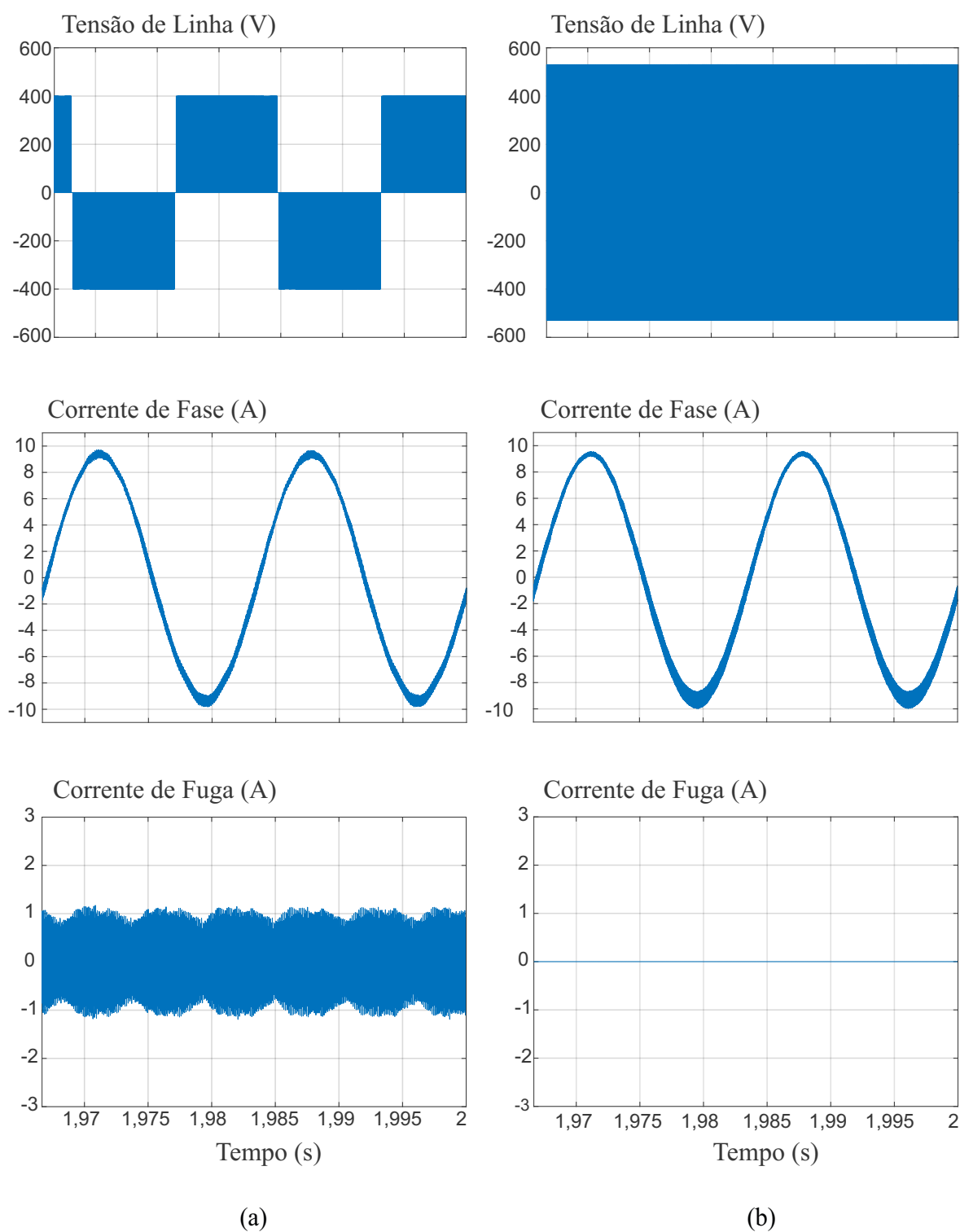


Figura 16 – Resultados de simulação para tensão de linha, corrente de fase e corrente de fuga, para as estratégias: (a) SVM e (b) SSVM-I do S<sup>3</sup>I.

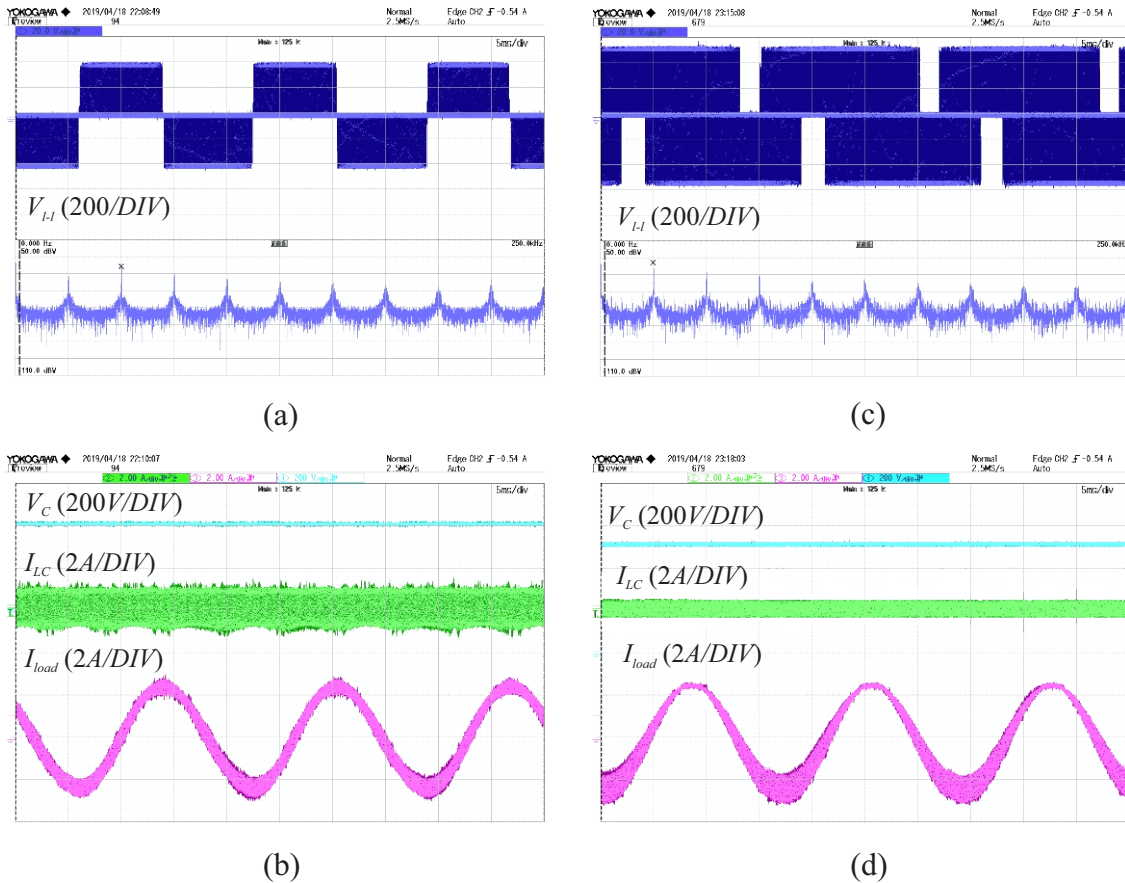


Figura 17 – Resultados experimentais (escala de tempo 5 ms/DIV) (a) e (b) MSVM (c) e (d) SSVM-II.

É possível notar nos resultados experimentais uma assimetria nas ondulações da corrente de saída, entre o ciclo positivo e negativo. Entretanto, a assimetria não produz um nível de corrente contínua significativo em nenhuma das estratégias. Nos resultados experimentais, a estratégia SSVM-II possui um nível de corrente contínua de aproximadamente 0,2% da fundamental. Nos resultados de simulação, onde a potência considerada é maior, o percentual é de 0,064%. Esses valores são menores do que especificado por normas (IEC61727, 2004), que impõem um nível de corrente contínua de no máximo 1% da fundamental.

## 4 Conclusão

Esse trabalho apresentou uma comparação entre o SSI e uma versão trifásica do S<sup>3</sup>I. Além disso, considerando que até o momento não há na literatura uma versão do S<sup>3</sup>I trifásica, duas estratégias modulações foram propostas para a topologia.

A primeira estratégia de modulação proposta para o S<sup>3</sup>I usa todos os vetores do diagrama SV, e usa apenas um dos vetores redundantes para descarregar o indutor de entrada. A modulação não apresenta nenhum ganho significativo quando comparada a MSVM do SSI, pois a vantagem de descarregar o indutor em vetores ativos não pode ser explorada no S<sup>3</sup>I trifásico usando todos os vetores do diagrama SV. A segunda modulação, intitulada SSVM-II usa apenas os vetores ativos pares do diagrama SV, que possuem a mesma tensão CM, onde dois desses são usados para descarregar o indutor de entrada. No SSI, a mesma modulação não se aplica, já que é necessário o uso de um dos vetores redundantes para a descarga do indutor de entrada. As características das estratégias de modulação podem ser sumarizadas como:

- para estratégias de modulação SV convencionais, o S<sup>3</sup>I apresenta maior assimetria de corrente nas chaves quando comparado ao SSI, sem nenhum ganho em termos de THD ou índice de modulação;
- no SSI, a estratégia SSVM-II apresenta reduzido índice de modulação ( $m < 0,577$ ), porém uma significativa redução da corrente de fuga.;
- no S<sup>3</sup>I, a estratégia SSVM-I apresenta reduzido índice de modulação ( $m < 0,577$ ), porém zerá a corrente de fuga relacionada as variações da tensão CM geradas pelos estados do inversor;
- no SSI, o vetor  $V_7$  deve ser usado para descarregar o indutor  $L$ , enquanto o S<sup>3</sup>I não apresenta essa restrição;
- para aplicações com reduzida variação da tensão CM, o S<sup>3</sup>I utilizando a estratégia SSVM-I apresenta melhor desempenho que o SSI utilizando a estratégia SSVM-II, tanto em termos de reduzir a corrente de fuga, quanto no índice de modulação máximo.

Portanto, devido a capacidade de descarregar o indutor de entrada em estágios ativos do inversor, o S<sup>3</sup>I apresenta melhores resultados quando comparado ao SSI, frente a sistemas fotovoltaicos não isolados.





# Referências

- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P. Analysis of the Three-Level Diode-Clamped Split-Source Inverter. *IECON Proceedings (Industrial Electronics Conference)*, p. 3259–3264, 2016. Citado na página [23](#).
- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G. Three-Phase Split-Source Inverter (SSI): Analysis and Modulation. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 31, n. 11, p. 7451–7461, 2016. Citado 3 vezes nas páginas [23](#), [33](#) e [39](#).
- ABDELHAKIM, A.; MATTAVELLI, P.; SPIAZZI, G. Three-Phase Three-Level Flying Capacitors Split-Source Inverters: Analysis and Modulation. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 6, p. 4571–4580, 2017. Citado na página [23](#).
- BRADASCHIA, F. et al. Modulation for Three-Phase Transformerless Z-Source Inverter to Reduce Leakage Currents in Photovoltaic Systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 12, p. 5385–5395, 2011. Citado na página [23](#).
- CACCIATO, M. et al. A Novel Space-Vector Modulation Technique for Common Mode Emissions Reduction. *International Aegean Conference on Electrical Machines and Power Electronics and Electromotion ACEMP'07 and Electromotion'07 Joint Conference*, n. 1, p. 199–204, 2007. Citado na página [21](#).
- CAVALCANTI, M. et al. Modulation Techniques to Eliminate Leakage Currents in Transformerless Three-Phase Photovoltaic Systems. *Fette, Seifen, Anstrichmittel*, v. 57, n. 11, p. 451–452, 2010. Citado na página [22](#).
- CONCARI, L. et al. H8 Inverter for Common-Mode Voltage Reduction in Electric Drives. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 52, n. 5, p. 4010–4019, 2016. Citado na página [21](#).
- DING, G.; GAO, F.; TIAN, H. Adaptive DC-Link Voltage Control of Two-Stage Photovoltaic Inverter During Low Voltage. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 31, n. 6, p. 4182–4194, 2016. Citado na página [23](#).
- FIGUEIRA, H. H. et al. Brazilian Grid-Connected Photovoltaic Inverters Standards: A Comparison with IEC and IEEE. p. 1104–1109, 2015. Citado na página [21](#).
- GIACOMINI, J. C. et al. Active damping scheme for leakage current reduction in transformerless three-phase grid-connected PV inverters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 11, n. 14, p. 1769–1777, 2017. Citado na página [22](#).
- GUO, X. et al. Modeling and modulation of NNPC four-level inverter for solar photovoltaic power plant. *International Journal of Photoenergy*, v. 2017, 2017. Citado na página [23](#).
- HASSAN, M. S.; SHOYAMA, M. Common-Mode Voltage Investigation and Reduction of Split-Source Inverter. In: *2018 International Conference on Smart Grid (icSmartGrid)*. [S.l.]: IEEE, 2018. p. 118–122. Citado na página [23](#).
- IEC61727. Photovoltaic (PV) systems - Characteristics of the utility interface. 2004. Citado na página [44](#).

IEC62109-2. Safety for Power Converters for Use in Photovoltaic Power Systems – Part 2: Particular Requirements for Inverters. 2011. Citado 2 vezes nas páginas 30 e 41.

INVERTER, H. P. et al. Modulation Techniques to Reduce Leakage Current in Three-Phase Transformerless H7 Photovoltaic Inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 1, p. 322–331, 2015. Citado na página 22.

K. Tian 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, 2016. Citado na página 22.

KEREKES, T. et al. Evaluation of Three-Phase Transformerless Photovoltaic Inverter Topologies. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 9, p. 2202–2211, 2009. Citado na página 21.

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. Citado na página 21.

LEE, J. S.; LEE, K. B. New modulation techniques for a leakage current reduction and a neutral-point voltage balance in transformerless photovoltaic systems using a three-level inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 4, p. 1720–1732, 2014. ISSN 08858993. Citado na página 22.

LEE, S. S. et al. Single-Phase Simplified Split-Source Inverter (S<sup>3</sup>I) for Boost DC-AC Power Conversion. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, PP, n. c, p. 1, 2018. Citado na página 23.

LI, W. et al. Topology Review and Derivation Methodology of Single-Phase Transformerless Photovoltaic Inverters for Leakage Current Suppression. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 62, n. 7, p. 4537–4551, 2015. Citado na página 21.

LÓPEZ, Ó. et al. Leakage current evaluation of a singlephase transformerless PV inverter connected to the grid. *Conference Proceedings - IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition - APEC*, p. 907–912, 2007. Citado na página 39.

MENESES, D. et al. Review and Comparison of Step-Up Transformerless Topologies for Photovoltaic AC-Module Application. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 6, p. 2649–2663, 2013. Citado na página 21.

PENG, F. Z. Z-source inverter. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 39, n. 2, p. 504–510, 2003. Citado na página 23.

PINHEIRO, H. et al. Modulação Space Vector para Inversores Alimentados em Tensão: Uma Abordagem Unificada. *Revista Controle e Automação*, v. 16, n. 1, p. 13–24, 2015. Citado na página 33.

SHEN, J. M.; JOU, H. L.; WU, J. C. Novel transformerless grid-connected power converter with negative grounding for photovoltaic generation system. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2012. Citado na página 21.

---

ÜN, E.; MEMBER, S.; HAVA, A. M. A Near-State PWM Method With Reduced Switching Losses and Reduced Common-Mode Voltage for Three-Phase Voltage Source Inverters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 45, n. 2, p. 782–793, 2009. Citado na página [22](#).