

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SANTA CATARINA  
CENTRO TECNOLÓGICO  
CURSO DE GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

José Eduardo Nascimento dos Santos

**INVERSORES MULTINÍVEIS A CAPACITOR FLUTUANTE: EM APLICAÇÃO DE  
PROCESSAMENTO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE  
ELÉTRICA DE DISTRIBUIÇÃO**

Florianópolis

2022



José Eduardo Nascimento dos Santos

**INVERSORES MULTINÍVEIS A CAPACITOR FLUTUANTE: EM APLICAÇÃO DE  
PROCESSAMENTO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE  
ELÉTRICA DE DISTRIBUIÇÃO**

Trabalho de Conclusão de Curso do Curso de Graduação em Engenharia Elétrica do Centro Tecnológico da Universidade Federal de Santa Catarina para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientador: Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.

Florianópolis

2022

Ficha de identificação da obra elaborada pelo autor,  
através do Programa de Geração Automática da Biblioteca Universitária da UFSC.

Santos, José Eduardo Nascimento dos  
Inversores multiníveis a capacitor flutuante : em  
aplicação de processamento de energia solar fotovoltaica  
conectado à rede elétrica de distribuição / José Eduardo  
Nascimento dos Santos ; orientador, Denizar Cruz Martins,  
2022.  
84 p.

Trabalho de Conclusão de Curso (graduação) -  
Universidade Federal de Santa Catarina, Centro Tecnológico,  
Graduação em Engenharia Elétrica, Florianópolis, 2022.

Inclui referências.

1. Engenharia Elétrica. 2. Inversor multinível. 3.  
Capacitor flutuante. 4. Microrrede. 5. Energias  
renováveis. I. Martins, Denizar Cruz. II. Universidade  
Federal de Santa Catarina. Graduação em Engenharia  
Elétrica. III. Título.

José Eduardo Nascimento dos Santos

**INVERSORES MULTINÍVEIS A CAPACITOR FLUTUANTE: EM APLICAÇÃO DE  
PROCESSAMENTO DE ENERGIA SOLAR FOTOVOLTAICA CONECTADO À REDE  
ELÉTRICA DE DISTRIBUIÇÃO**

Este Trabalho de Conclusão de Curso foi julgado adequado para obtenção do Título de Bacharel em Engenharia Elétrica e aprovado em sua forma final pelo Curso de Graduação em Engenharia Elétrica.

Florianópolis, 16 de novembro de 2022.

---

Prof. Miguel Moreto, Dr  
Coordenador do Curso de Graduação em  
Engenharia Elétrica

**Banca Examinadora:**

---

Prof. Denizar Cruz Martins, Dr.  
Orientador

---

Dr. Antonio Luiz Schalata Pacheco, Eng.Dr.  
UFSC/INEP - Instituto de Eletrônica de  
Potência

---

Prof. Roberto Francisco Coelho, Dr.  
Subcoordenador do Curso - EEL/UFSC

## LISTA DE FIGURAS

Figura 1 – Previsão de crescimento de geração fotovoltaica ONS/PEN. . . . .	29
Figura 2 – Inversor FC monofásico de três níveis. . . . .	33
Figura 3 – Inversor FC monofásico de cinco níveis. . . . .	34
Figura 4 – Inversor FC trifásico de três níveis. . . . .	35
Figura 5 – Inversor FC trifásico de cinco níveis. . . . .	35
Figura 6 – Sequência de comutação para um inversor com capacitor flutuante monofásico de três níveis.(a) Interruptores acionados para síntese da tensão $v_{a0}$ .(b) Interruptores acionados durante a síntese da tensão $v_{an}$ . . . . .	36
Figura 7 – Primeiro estado de operação. (a) Corrente positiva. (b) Corrente negativa. . .	38
Figura 8 – Segundo estado de operação. (a) Corrente positiva. (b) Corrente negativa. . .	39
Figura 9 – Terceiro estado de operação. (a) Corrente positiva. (b) Corrente negativa. . .	39
Figura 10 – Quarto estado de operação. (a) Corrente positiva. (b) Corrente negativa. . . .	40
Figura 11 – Circuitos equivalentes de cada uma das etapas de operação. . . . .	41
Figura 12 – Circuito equivalente com filtro L evidenciado. . . . .	42
Figura 13 – Geração dos sinais de comando para os interruptores a partir da modulação de três níveis. . . . .	43
Figura 14 – Circuito simulado no PSIM para obtenção das formas de onda. . . . .	44
Figura 15 – Circuito auxiliar para geração dos pulsos de comando para os interruptores. . .	45
Figura 16 – Formas de ondas dos sinais utilizados para geração dos pulsos de comutação com $f_s$ de 1 kHz. . . . .	45
Figura 17 – Tensão de saída $v_{a0}$ e $v_{an}$ com índice de modulação de 0,8 e frequência de comutação de 5 kHz. . . . .	46
Figura 18 – Tensão no capacitor flutuante $V_C$ e corrente $I_C$ com índice de modulação de 0,8 e frequência de comutação de 5 kHz. . . . .	46
Figura 19 – Tensão e corrente no interruptor $S_1$ para FC com índice de modulação de 0,8 e frequência de comutação de 5 kHz. . . . .	47
Figura 20 – Tensão e corrente na saída do inversor ( $V_o$ e $I_o$ ) para o inversor FC de três níveis. Índice de modulação de 0,8 e frequência de comutação de 5 kHz e indutância $L_o = 6,621$ mH . . . . .	47
Figura 21 – Modulação com portadoras dispostas em fase para inversor de três níveis. . .	50
Figura 22 – Modulação com portadoras dispostas em oposição de fase para inversor de três níveis. . . . .	51
Figura 23 – Modulação com as portadoras dispostas em oposição alternada de fase para inversor de quatro níveis. . . . .	52

Figura 24 – Modulação com as portadoras com deslocamento de fase para um conversor de três níveis. . . . .	53
Figura 25 – Diagrama da modulação de espaço vetorial para conversor de três níveis. . .	53
Figura 26 – Usina solar fotovoltaica de 59,33 MW. . . . .	57
Figura 27 – Sistema conectado à rede de distribuição de 13,8 kV com fonte solar fotovoltaica. . . . .	58
Figura 28 – Curvas $I$ vs $V$ do módulo fotovoltaico AE TME-132BDS Series 680W-700W.	59
Figura 29 – Modelo físico do módulo implementado no PSIM. . . . .	59
Figura 30 – Resultado obtido para o modelo. . . . .	60
Figura 31 – Dados de STC para o módulo fotovoltaico AE TME-132BDS Series 680W-700W. . . . .	60
Figura 32 – Arranjo com os 10 módulos conectados em série. . . . .	61
Figura 33 – Arranjo fotovoltaico considerando associação com o bloco <i>boost</i> . . . . .	61
Figura 34 – Resultado obtido para a integração do arranjo solar fotovoltaico com o conversor <i>boost</i> . . . . .	62
Figura 35 – Conversor <i>boost</i> com $f_s$ de 50 kHz e $D=0,649$ e circuito auxiliar para geração do sinal de comando. . . . .	63
Figura 36 – Formas de onda da corrente de saída $I_o$ , tensão de saída $V_o$ e potência de saída $P_o$ do <i>boost</i> para $f_s=50$ kHz e $D=0,649$ . . . . .	64
Figura 37 – MPPT associado ao conversor e aos sensores de temperatura e tensão. . . .	65
Figura 38 – Bloco de implementação do MPPT no PSIM . . . . .	66
Figura 39 – Temperatura nos módulos e tensão na entrada do <i>boost</i> . . . . .	66
Figura 40 – Potência na entrada do <i>boost</i> e potência gerada pelo arranjo. . . . .	67
Figura 41 – Simplificação do modelo dinâmico do inversor. . . . .	67
Figura 42 – Diagrama de blocos para o controle da corrente de saída. . . . .	68
Figura 43 – Diagrama de Bode de magnitude e fase. . . . .	69
Figura 44 – Diagrama de Bode de magnitude e fase do sistema compensado. . . . .	70
Figura 45 – Diagrama do controle da corrente e do sinal de comando para os interruptores no PSIM. . . . .	71
Figura 46 – Circuito do inversor MLFC-3 conectado à rede elétrica de 60 Hz. . . . .	72
Figura 47 – Corrente de saída do inversor e tensão da rede normalizada. . . . .	72
Figura 48 – Barramento CC com sentido das correntes definidas. . . . .	73
Figura 49 – Magnitude [dB] e fase [graus] de $G_v(s)$ . . . . .	74
Figura 50 – Malha dupla de controle da tensão do barramento CC e da corrente injetada na rede. . . . .	74
Figura 51 – Diagrama de Bode de magnitude e fase do sistema compensado. . . . .	75

Figura 52 – Diagrama do bloco de controle do barramento CC e do controle da injeção de corrente na rede elétrica. . . . .	76
Figura 53 – Circuito do inversor MLFC-3 conectado à rede elétrica com perturbação na corrente do barramento. . . . .	76
Figura 54 – Corrente no indutor e tensão de saída normalizada com perturbação na corrente no barramento CC. . . . .	77
Figura 55 – Corrente de saída no indutor, tensão no barramento CC e sinal de referência para a malhada de corrente injetada na rede elétrica. . . . .	77
Figura 56 – Sistema completo. . . . .	78
Figura 57 – Diagrama de Bode de magnitude e fase do sistema compensado ajustado. . .	79
Figura 58 – Curva de irradiância solar (S) e temperatura (T) em grau Celsius. . . . .	80
Figura 59 – Tensão e corrente de entrada do conversor <i>boost</i> . . . . .	80
Figura 60 – Potência de entrada do <i>boost</i> vs potência gerada pelos módulos. . . . .	81
Figura 61 – Tensão no barramento CC e razão cíclica e tensão de entrada <i>boost</i> . . . . .	81
Figura 62 – Corrente de saída e irradiância incidente. . . . .	82
Figura 63 – Corrente de saída e corrente de referência. . . . .	82
Figura 64 – Curvas de tensão e corrente de saída do inversor e de entrada do conversor <i>boost</i> . . . . .	83
Figura 65 – Curvas de tensão e corrente na transformação 0,66/13,8 kV. . . . .	83

## LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Sequência de comutação para um inversor com capacitor flutuante monofásico de três níveis. . . . .	36
Tabela 2 – Sequência de comutação para um inversor com capacitor flutuante monofásico de cinco níveis. . . . .	37
Tabela 3 – Parâmetros utilizados para obtenção das formas de onda do inversor monofásico FC de três níveis com modulação PWM-PS. . . . .	44

## **AGRADECIMENTOS**

Deixo os meus profundos agradecimentos ao meu pai e minha mãe que apesar das inúmeras dificuldades não mediram esforços para que eu alcançasse meus sonhos. Ao meu namorado, Mateus, que esteve comigo nesse período. Também agradeço aos amigos que fiz nessa trajetória, ajudando a passar pelos desafios, que na graduação são muitos. A sociedade brasileira, a qual devo o cumprimento do meu dever social, aos membros da banca e ao meu orientador Prof. Denizar que sempre foi prestativo desde a iniciação científica que fiz em 2020.

*"Se partires um dia rumo a Ítaca,  
faz votos de que o caminho seja longo,  
repleto de aventuras, repleto de saber.  
Nem Lestrigões nem os Ciclopes  
nem o colérico Posídon te intimidem;  
eles no teu caminho jamais encontrarás  
se altivo for teu pensamento, se sutil  
emoção teu corpo e teu espírito tocar.[...]"*

**Ítaca - KAVÁFIS, Konstantinos (1863-1933)**

**Tradução: Jorge Nagle**

## RESUMO

O objetivo deste trabalho é apresentar as características atreladas ao inversor multinível a capacitor flutuante aplicado a um sistema de processamento de energia de fonte fotovoltaica. Para tanto, faz-se uso de um levantamento da literatura com as descrições dos principais pontos que caracterizam essa topologia, como o seu princípio de funcionamento e como se dá seu comportamento ao longo de cada estado de operação, bem como as principais técnicas de modulação empregadas e as aplicações que essa topologia pode suprir considerando as vantagens e desvantagens que traz consigo. Além disso, utiliza-se o emprego qualiquantitativo de figuras de mérito como as formas de onda das principais grandezas elétricas (corrente e tensão) sobre os componentes, bem como a distorção harmônica total (DHT) na saída do inversor. A parte do projeto foi dividida em blocos e constituem a descrição e os resultados para cada um dos estágios do processamento de energia, considerando a implementação de rastreamento de máxima potência pelo método da variação de temperatura e pelo fechamento da malha com o controle da tensão de barramento CC e também da corrente injetada na rede elétrica. Os resultados foram obtidos via simulação no software Psim e o dimensionamento se deu em planilhas de software Mathcad.

**Palavras-chave:** Inversor multinível, Capacitor flutuante, Microrrede, Energias renováveis.

## ABSTRACT

The objective of this work presenting the characteristics linked to the floating capacitor multilevel inverter applied to a photovoltaic source energy processing system. In order to do so, a survey of the literature is used with descriptions of the main points that characterize this topology such as its operating principle and how its behavior occurs throughout each operating state as well as the main modulation techniques that are employed and the applications that this topology can supply, taking into account its advantages and disadvantages. In addition, the qualitative and quantitative use of figures of merit is used, such as the waveforms of the main electrical quantities (current and voltage) on the components, as well as the total harmonic distortion at the inverter output. The project part was divided into blocks and constitute the description and results for each of the energy processing stages, taking into account the implementation of maximum power tracking using the temperature variation method and by closing voltage control loop of the DC bus and also the current that is injected into the electrical network. The results were obtained via simulation in the software Psim and the design took place in Mathcad spreadsheets.

**Keywords:** Multilevel Inverter, Flying Capacitor, Microgrid, Renewable Energy.

## LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

APOD	<i>Alternative phase opposition disposition</i>
ASMD	<i>Adjustable speed motor drive</i>
CC	Corrente Contínua
DHT	Distorção Harmônica Total
EDO	Equação Diferencial Ordinária
FACTS	Flexible alternating current transmission systems
FC	<i>Flying Capacitor</i>
<i>FTLA</i>	Função de transferência de laço aberto
HVDC	High voltage direct current
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MLFC-3	Multi Level Flying Capacitor (três níveis)
MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i>
ONS	Operador Nacional do Sistema Elétrico
PD	<i>Phase Deposition</i>
PEN	Plano Anual da Operação Energética
PI	Compensador Proporcional-integral
POD	<i>Phase opposition disposition</i>
POD-PWM	Phase opposition disposition pulse PWM
PSPWM	Phase-shift PWM
PWM	Pulse Width Modulation
SIC-MOSFET	MOSFETs de carbeto de silício
SVM	<i>Space vector modulation</i>
VSI	Voltage source inverter

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\alpha$	Fator de amortecimento
$\Delta v_{Cf}$	Ondulação de tensão do capacitor flutuante
$\delta_X$	Função de modulação
$\eta$	Rendimento
$\omega$	Frequência da rede elétrica
$\omega_c$	Frequência de corte
$\omega_o$	Frequência de saída do inversor
$\omega_z$	Frequência do PI
$\theta$	Ângulo do fator de potência
$C_{\delta,h}$	Função de modelação de corrente no capacitor
$C_{1,2}$	Capacitores de barramento
$C_i$	Compensador de corrente
$C_o$	Capacitor de saída
$C_v$	Compensador de tensão
$C_z$	Capacitor equivalente
$f_o$	Frequência de saída do inversor em Hz
$f_s$	Frequência de comutação
$G$	Ganho estático do boost
$I(LF_C)$	Corrente no indutor do inversor
$I_\pi$	Corrente de recuperação reversa
$I_{CC}$	Corrente CC do barramento
$i_{in}$	corrente na entrada do inversor
$I_{o.rms}$	Corrente eficaz na saída

$i_o(t)$	Corrente de saída
$I_{opp}$	Corrente de pico na saída
$I_{oref}$	Corrente de referência de saída
$i_C$	Corrente no capacitor
$I_s$	Corrente no interruptor
$J_1$	Função de Bessel
$k_c$	Ganho do PI
$L_o$	Indutância de saída
$m$	Níveis de tensão
$M_\Phi$	Margem de fase
$M_a$	índice de modulação
$n$	Número de níveis
$N_C$	Número de capacitores conectados em série
$P_{CC}$	Potência no barramento CC
$P_{Dx.cond}$	Perdas de condução no Diodo
$P_{in}$	Potência de entrada
$P_{Sx.cond}$	Perdas de condução no interruptor
$P_o$	Potência de saída
$P_o$	Potência de saída
$R_e$	Resistência no enrolamento do indutor
$R_o$	Resistência de saída
$S_x$	Interruptor
$S_o$	Potência aparente de saída
$T^{STC}$	Temperatura de STC, 25 °C

$t_{\pi}$	Tempo de recuperação reversa
$u_{V_{mp}}$	Coefficiente de temperatura de máxima potência
$v_{a0}$	Tensão de saída em relação ao zero
$v_{an}$	Tensão de saída em relação ao barramento
$V_{CC}$	Tensão de barramento CC
$V_{mp}(T)$	Tensão de máxima potência
$V_{mp}^{STC}(T)$	Tensão de máxima potência no STC
$V_o$	Tensão de saída
$V_{opp}$	Tensão de pico na saída do inversor
$W_{\pi}$	Energia de recuperação reversa do diodo
$W_{Sx.ON/OFF}$	Perdas de comutação no interruptor
$Z_o$	Impedância de saída
D	Razão cíclica
S	Irradiância W/m <sup>2</sup>
T	Temperatura em °C

## SUMÁRIO

<b>1</b>	<b>INTRODUÇÃO</b>	<b>27</b>
<b>1.1</b>	<b>DELIMITAÇÃO DO TEMA</b>	<b>28</b>
<b>1.2</b>	<b>PROBLEMAS E PREMISSAS</b>	<b>28</b>
<b>1.3</b>	<b>OBJETIVOS</b>	<b>30</b>
1.3.1	Objetivo Geral	30
1.3.2	Objetivos Específicos	30
<b>1.4</b>	<b>JUSTIFICATIVA</b>	<b>30</b>
<b>1.5</b>	<b>PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS</b>	<b>31</b>
<b>1.6</b>	<b>ESTRUTURA DO TRABALHO</b>	<b>31</b>
<b>2</b>	<b>FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA: INVERSORES MULTINÍVEIS A CAPACITOR FLUTUANTE</b>	<b>33</b>
<b>2.1</b>	<b>TOPOLOGIAS: MONOFÁSICA E TRIFÁSICA</b>	<b>33</b>
2.1.1	Monofásica	33
2.1.2	Trifásica	35
<b>2.2</b>	<b>PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO</b>	<b>36</b>
2.2.1	Etapas de Operação	37
2.2.1.1	Primeiro estado de operação	37
2.2.1.2	Segundo estado de operação	38
2.2.1.3	Terceiro estado de operação	39
2.2.1.4	Quarto estado de operação	40
<b>2.3</b>	<b>MODELAGEM DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO</b>	<b>40</b>
2.3.1	Equações do estado 1 e estado 4	41
2.3.2	Equações do estado 2 e estado 3	42
2.3.3	Determinação do valor de indutância	42
2.3.4	Principais Formas de Ondas	44
2.3.5	Modelagem de perdas	47
<b>2.4</b>	<b>PRINCIPAIS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO</b>	<b>49</b>
2.4.1	Modulação com portadoras dispostas em fase	50
2.4.2	Modulação com portadoras dispostas em oposição de fase	51
2.4.3	Modulação com as portadoras dispostas em oposição alternada de fase	52
2.4.4	Modulação com as portadoras dispostas com deslocamento de fase	52
2.4.5	Modulação de espaço vetorial	53
<b>2.5</b>	<b>PRINCIPAIS APLICAÇÕES</b>	<b>54</b>
2.5.1	Retificadores multiníveis	55

---

2.5.2	Conversores CC-CC . . . . .	55
2.5.3	Aplicações em tensões ao nível de distribuição . . . . .	55
2.5.4	Dispositivos semicondutores avançados de alta tensão e alta potência . . .	55
2.5.5	Gerenciamento térmico . . . . .	55
2.5.6	Aplicações de energia distribuída . . . . .	56
<b>3</b>	<b>SISTEMA PROPOSTO . . . . .</b>	<b>57</b>
<b>3.1</b>	<b>SISTEMA FOTOVOLTAICO . . . . .</b>	<b>58</b>
<b>3.2</b>	<b>CONVERSOR <i>BOOST</i> . . . . .</b>	<b>62</b>
<b>3.3</b>	<b>MPPT . . . . .</b>	<b>64</b>
3.3.1	Implementação do MPPT no PSIM . . . . .	65
<b>3.4</b>	<b>CONTROLE DA CORRENTE INJETADA NA REDE . . . . .</b>	<b>67</b>
3.4.1	Implementação do controle da corrente no PSIM . . . . .	70
<b>3.5</b>	<b>CONTROLE DO BARRAMENTO CC . . . . .</b>	<b>72</b>
3.5.1	Implementação do controle do barramento CC no PSIM . . . . .	76
<b>3.6</b>	<b>INTEGRAÇÃO ENTRE OS BLOCOS . . . . .</b>	<b>78</b>
3.6.1	Resultados da integração . . . . .	79
<b>4</b>	<b>CONSIDERAÇÕES FINAIS . . . . .</b>	<b>85</b>
	<b>REFERÊNCIAS . . . . .</b>	<b>87</b>

## 1 INTRODUÇÃO

Inicialmente propostos por Meynard e Foch (1992), os inversores multiníveis a capacitor flutuante surgem, como alternativa, à configuração que se vale do uso de diodos de grameamento. Diante da configuração clássica, em Maheshkumar, Maheskumar e Divya (2013), é apresentada uma nova proposta para o inversor a capacitor flutuante. Neste estudo é apresentado um parecer das desvantagens da topologia clássica, como a enorme quantidade de armazenamento de energia no capacitor durante quedas de energia, o conteúdo harmônico devido ao aumento de perdas por comutação, controle do inversor, número de interruptores e a ausência de um equilíbrio natural de tensões.

Em Syu *et al.* (2020), é apresentada uma proposta de técnica de modulação para a topologia trifásica. Consiste no emprego do controle da modulação PSPWM com deslocamento de fase (do inglês, *phase-shift PWM*) para se obter uma ondulação de corrente no indutor idêntica como na técnica de modulação SVPWM de espaços vetoriais (do inglês, *Space-Vector Pulse Width Modulation*) para inversores a capacitores flutuantes trifásicos. Essa técnica possui a vantagem do equilíbrio das tensões do capacitor flutuante proporcionado pela PSPWM, além de propiciar uma menor distorção harmônica e maior utilização do barramento CC, sendo adequado para aplicações de alta tensão e alta potência conforme apresentado em Amini (2014). Outra técnica de modulação é utilizada por Devaraj e Anitha (2016), em que se utiliza a modulação com portadoras dispostas em oposição de fase POD-PWM (do inglês, *Phase Opposition Disposition-pulse PWM*) em um sistema de malha fechada que engloba além do conversor multinível uma ponte H auxiliar.

Em Wu e Narimani (2017) há a explicação do princípio de operação dos inversores multiníveis, uma apresentação dos esquemas de modulação e elaboração do controle de balanceamento de tensão do capacitor CC que também é apresentado em F. Peng (2000) por meio de um modo generalizado a partir de uma célula básica para inversores multiníveis. Algoritmos de balanceamento dos capacitores flutuantes também são apresentados em Amini *et al.* (2016).

Em Shukla, Ghosh e Joshi (2008) e em Kim, Seo e Hyun (1993), têm-se os estudos sobre o controle da tensão do capacitor flutuante, pelo emprego da corrente de histerese em associação com a regulação do balanceamento das tensões sobre os capacitores flutuantes, neste estudo, a saber, se considerou a topologia que se vale de 5 níveis, mas com um conjunto de propostas que se estendem de forma mais universal a qualquer topologia de inversor multinível.

Em Sato e Natori (2018), são apresentados os princípios de operação do inversor de modo mais generalista, mas é dado enfoque no tipo de tecnologia empregada nos semicondutores, neste caso, os *SIC-MOSFETs*, MOSFETs de carbeto de silício que conferem vantagens à topologia em estudo, principalmente em se tratando de velocidade de comutação e das perdas associadas

ao estado de condução das chaves. Além disso, é apresentada uma análise térmica a partir dos protótipos utilizados. Um estudo sobre a influência do uso de inversores multiníveis sobre as perdas de um sistema de acionamento de motor, ao utilizar os inversores multiníveis, são apresentadas em Mochidate *et al.* (2016). Ainda em termos de topologias e principais formas de controle, são apresentadas em Rodriguez, Lai e F. Z. Peng (2002) as topologias dos inversores multiníveis, incluindo o de capacitor flutuante, bem como, as formas de controle empregadas e a aplicabilidade que se tem com esse tipo de tecnologia.

Há o uso de nitreto de gálio (GaN) para aplicações mais compactas e em frequências elevadas de cerca de 120 kHz, conforme mostrado no estudo do inversor monofásico de 2 kW de 7 níveis e eficiência de 97,6% Lei *et al.* (2016).

Em Hochgraf *et al.* (1994), há a comparação do desempenho dos inversores multiníveis, sob a configuração com diodos de grampeamento e capacitores flutuantes, para a aplicação em compensadores de reativos. Além disso, o referido trabalho, evidencia-se o impacto que se tem com a estratégia de modulação utilizada e a redundância advinda dos inúmeros estados combinacionais para a configuração a capacitor flutuante.

Na dissertação de Moritz (2018), é apresentado estudo, modelagem e implementação de um protótipo de um inversor *flying capacitor* com cinco níveis conectado à rede de distribuição.

## 1.1 DELIMITAÇÃO DO TEMA

Este trabalho apresenta um estudo que se utiliza do conversor multinível a capacitor flutuante (do inglês, multi-level flying capacitor) associado com a aplicação em microrrede para o processamento de energia de origem solar fotovoltaica, bem como das descrições das características desse tipo de topologia. Também são apresentados detalhes da concepção em malha fechada para o controle do barramento CC e o rastreamento de MPPT do ponto de máxima potência (do inglês *maximum power point tracking*) baseado na variação da temperatura do conjunto fotovoltaico.

## 1.2 PROBLEMAS E PREMISSAS

As aplicações dos conversores multiníveis perpassam diferentes áreas de desenvolvimento tecnológico conforme apresentado por Barbi (2022):

- processamento de energia produzida por fontes renováveis e alternativas em sistemas conectados com a rede elétrica ou isolados;
- sistemas de armazenamento de energia em baterias ou supercapacitores;
- microrrede de corrente contínua e alternada;

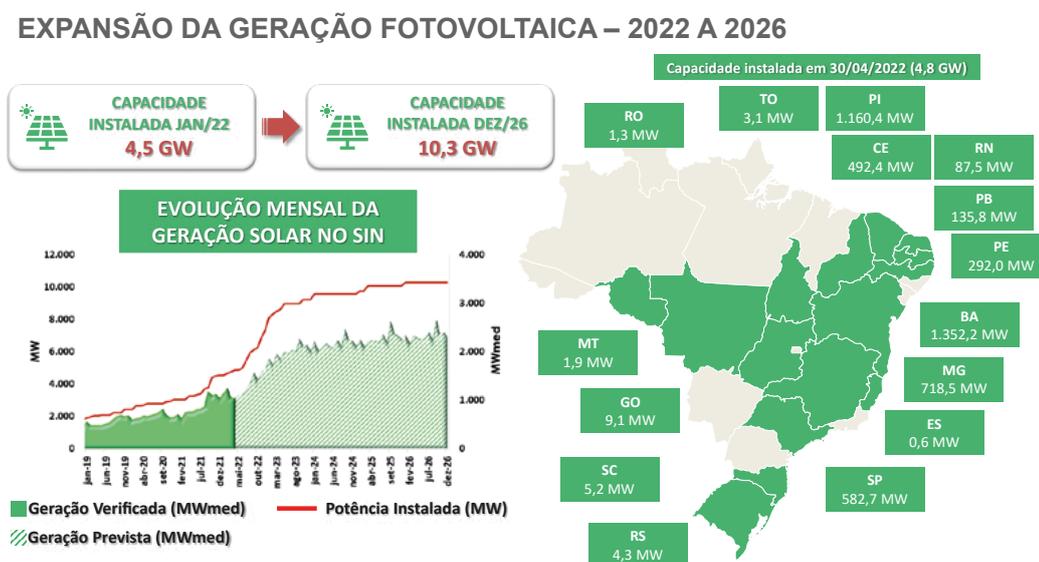
- sistemas ininterruptos de energias (UPS);
- acionamentos de motores de corrente alternada;
- filtros ativos;
- compensadores estáticos de potência reativa;
- sistemas de transmissão e distribuição em corrente contínua;
- aquecimento indutivo.

Entre essas aplicações, o processamento de potência produzida a partir de fontes renováveis é um dos desafios que surgem no médio prazo do cenário energético brasileiro, conforme previsões do ONS, pois segundo o PEN, Plano da Operação Energética, verificou-se um expressivo crescimento nas instalações de MMDG (micro e minigeração distribuída), principalmente a partir da fonte solar. ONS (2022).

Segundo projeção de médio prazo do Operador Nacional do Sistema Elétrico — ONS, as fontes de origem solar fotovoltaica têm crescimento previsto para 10,3 GW de potência instalada, o que em 2026 corresponderá ao montante aproximado de 4,8% de toda a matriz energética brasileira, as quais somavam cerca de 4,508 MW em janeiro de 2022, Figura 1. ONS (2021)

Desse modo, é imprescindível que se tenha a disposição tecnologias capazes de processar a energia e disponibiliza-lá ao sistema com qualidade e segurança, como a tecnologia empregada nos inversores multiníveis a capacitor flutuante.

Figura 1 – Previsão de crescimento de geração fotovoltaica ONS/PEN.



adaptado de ONS (2022)

Diante desse cenário, o processamento de montantes cada vez mais expressivos de energia de origem solar, necessitarão de empregos de tecnologias como a utilizada nos inversores multiníveis. Há, portanto, a necessidade, de se ter estudos sólidos no desenvolvimento das alternativas que melhor equilibrem segurança e qualidade da energia disponibilizada ao sistema, tanto do ponto de vista eletroenergético quanto da aplicação da Eletrônica de Potência.

### 1.3 OBJETIVOS

#### 1.3.1 OBJETIVO GERAL

Aplicar o uso do inversor multinível a capacitor flutuante no processamento de energia fotovoltaica em um sistema conectado à rede de distribuição de 13,8 kV.

#### 1.3.2 OBJETIVOS ESPECÍFICOS

- Estudar a topologia MLFC-3.
- Apresentar as etapas de operação e suas respectivas equações, bem como as principais formas de ondas.
- Levantar os dados dos módulos fotovoltaicos comerciais *NBR 10899* (2020).
- Aplicar o MPPT por temperatura ao sistema proposto.
- Realizar o controle do barramento CC e da corrente injetada na rede.
- Analisar os resultados e obter as conclusões.

### 1.4 JUSTIFICATIVA

Em que pese a qualidade, os inversores multiníveis possuem vantagens em relação ao conteúdo harmônico e a segurança, essa última, devido à redundância conferida pelo fato de um estado de comutação ser obtido por mais de um único arranjo de combinações dos semicondutores. Os inversores multiníveis que se utilizam de capacitor flutuante, possuem a vantagem de não necessitarem de fontes CC isoladas e diodos de grampeamento extras. Além disso, os inversores multiníveis, podem ser facilmente expandidos para vários níveis que, na prática, resume-se ao emprego de menos elementos semicondutores. F. Peng (2000).

Desse modo, o estudo das topologias de inversores multiníveis no contexto apresentado é plausível a medida que se tem o ganho de qualidade de energia disponibilizada para o sistema.

## 1.5 PROCEDIMENTOS METODOLÓGICOS

Este trabalho consiste inicialmente no levantamento bibliográfico acerca do tema de MLFC e inversores multiníveis de modo geral, elencando os pontos sobre os princípios de funcionamento e as características que descrevem esse tipo topológico de inversor.

Posteriormente é apresentada a proposta do conjunto associando-se os arranjos fotovoltaicos ao barramento CC e este ao inversor MLFC-3 que se conecta na rede por meio um indutor com a função de filtrar a corrente. Nessas etapas são apresentados os modelos matemáticos que descrevem os blocos, a saber, as malhas que foram posteriormente utilizadas para o projeto do controlador PI proporcional integral (do inglês, proporcional-integral) utilizando o domínio da frequência. Os resultados são obtidos por meio de simulações.

## 1.6 ESTRUTURA DO TRABALHO

Este trabalho é dividido em 4 capítulos. No Capítulo 2, é apresentada a fundamentação teórica desses inversores, apresentando os pontos importantes referentes à modelagem e ao comportamento em cada um dos estados operativos possíveis. No Capítulo 3 são apresentados os detalhes do sistema proposto, além do dimensionamento dos pormenores inerentes ao projeto. Este capítulo é dividido em seções, cada qual abordando um aspecto do projeto e, ao seu final, é avaliada a integração de todos os blocos. Por fim, no Capítulo 4, são feitas as conclusões finais e sugestões para trabalhos futuros.



## 2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA: INVERSORES MULTINÍVEIS A CAPACITOR FLUTUANTE

A premissa básica para o emprego de inversores multiníveis está no fato de esse tipo de configuração conferir uma distribuição dos esforços de tensão e de corrente sobre os componentes envolvidos durante o processo de conversão de energia ativa e reativa. Além disso, ao se empregar inversores multiníveis, o conteúdo harmônico que dele é gerado é minimizado com o aumento no número de níveis quando da associação com filtros adequadamente projetados Moritz (2018) Maheshkumar, Maheskumar e Divya (2013).

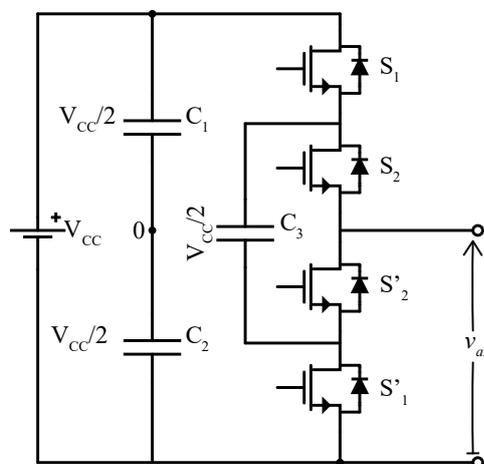
Esse processamento de potência pode se dar, por exemplo, por meio de Sistemas Flexíveis de Transmissão de Corrente Alternada (FACTS), Corrente Contínua de Alta Tensão (HVDC) e acionamento de motor elétrico de grande porte com velocidade ajustável (ASMD) Feng, Liang e Agelidis (2007).

### 2.1 TOPOLOGIAS: MONOFÁSICA E TRIFÁSICA

#### 2.1.1 MONOFÁSICA

Com a finalidade de se obter níveis com simetria na saída, a tensão no capacitor flutuante de três níveis deve ser metade da tensão do barramento CC ( $V_{CC}$ ), ou seja, de  $\frac{1}{2}V_{CC}$ . Para essa finalidade, há a existência de dois capacitores ligados ao barramento com a tensão  $V_{CC}$  ( $C_1$  e  $C_2$ ), como ilustrado na Figura 2, de forma que estejam submetidos ao mesmo potencial. Além disso, a fim de se evitar um curto-circuito de braço, os interruptores, MOSFETS, representados por  $S'_1$  e  $S'_2$  devem ser acionados complementarmente Oliveira (2017).

Figura 2 – Inversor FC monofásico de três níveis.



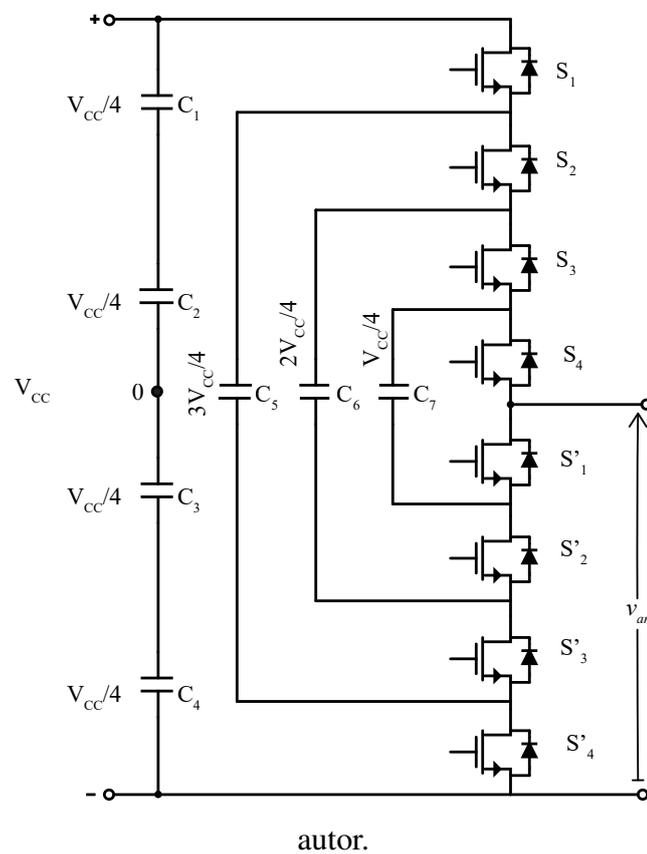
autor.

É uma topologia em que a tensão de fase pode ser sintetizada por mais de um estado de

condução, conferindo, portanto, o caráter redundante. Entretanto, há dificuldades em se regular o nível de tensão dos capacitores flutuantes à medida que seu número aumenta Moritz (2018). Para o caso da topologia de três níveis, o estado de tensão nula (0 V) pode ser sintetizado por dois estados de operação, conforme a Tabela 1, na página 36, apresenta.

Na topologia de cinco níveis, ilustrada pela Figura 3, há uma maior flexibilidade em relação à de três níveis, uma vez que essa topologia possui um maior número de combinações possíveis na obtenção de níveis de tensão em relação ao de três níveis. No entanto, com o aumento do número de níveis  $m$ , há o aumento do número de capacitores ( $N_C$ ) conectados em série, conforme dado pela Equação (1). Além disso, são necessários  $m - 1$  capacitores no barramento principal Rodriguez, Lai e F. Z. Peng (2002).

Figura 3 – Inversor FC monofásico de cinco níveis.



$$N_C = (m - 1) \cdot \frac{(m - 2)}{2} \tag{1}$$

Assim, para um conversor de três níveis seria necessário apenas um capacitor flutuante, por outro lado, para um conversor com cinco níveis seriam necessários seis capacitores flutuantes que, por consequência, leva ao aumento da complexidade de se controlar as tensões nesses capacitores para o efetivo grameamento dos interruptores.

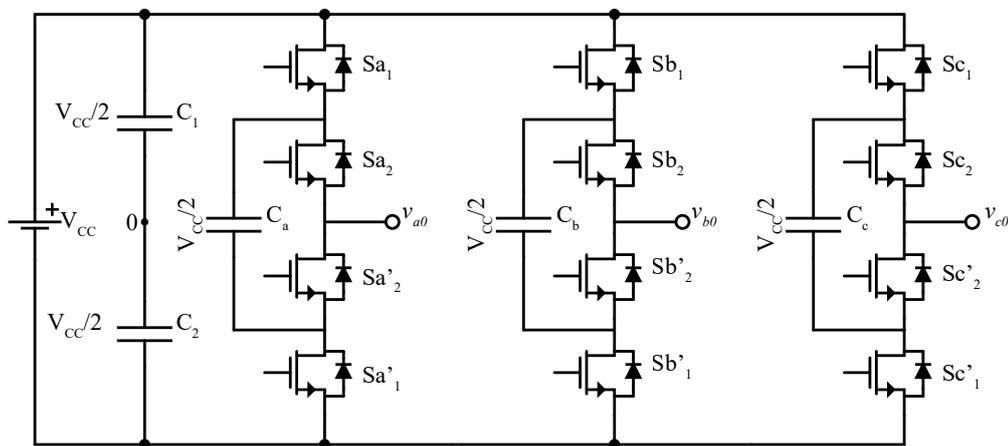
Desse modo, é definida para essa topologia a relação entre os níveis de tensão que o conversor pode sintetizar na saída ( $V_o$ ) por meio da Equação 2 Brooks *et al.* (2022), Meynard e Foch (1992) e Moritz (2018).

$$V_o = \frac{1}{m-1} \cdot V_{CC} \quad (2)$$

### 2.1.2 TRIFÁSICA

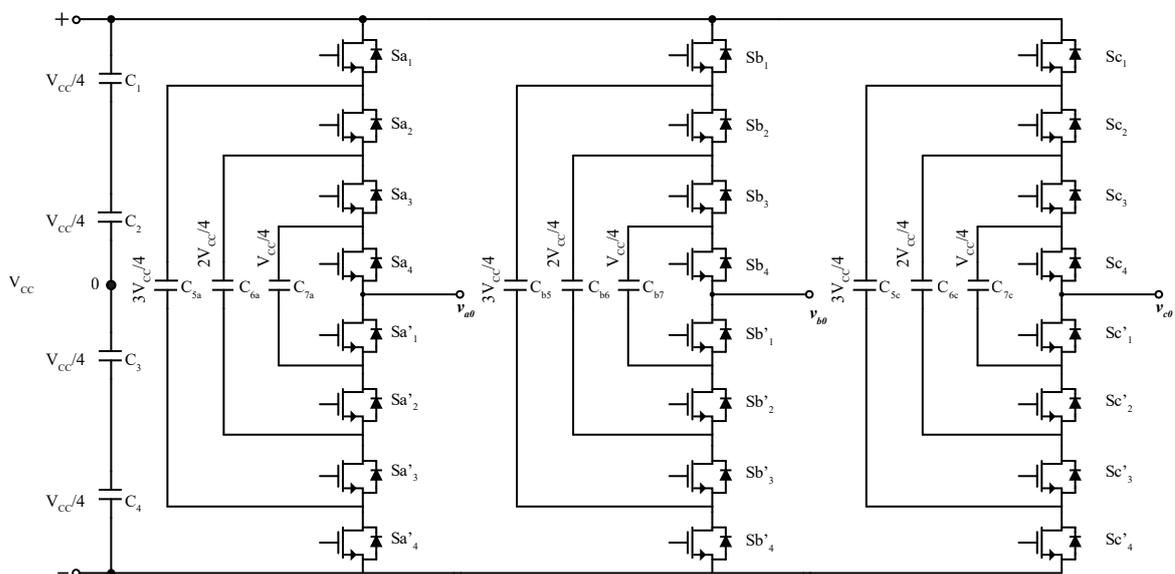
Para a topologia trifásica desse tipo de inversor, o que se tem é uma adição, em paralelo, de outros dois inversores paralelamente entre si, conforme apresentado na Figura 4, para o inversor de três níveis, e na Figura 5, para o inversor de cinco níveis.

Figura 4 – Inversor FC trifásico de três níveis.



autor.

Figura 5 – Inversor FC trifásico de cinco níveis.



autor.

Assim, como a topologia trifásica é simétrica, cada fase pode ser controlada independentemente e as formas de onda obtidas nesse sistema deverão ter o defasamento entre si de 120 graus.

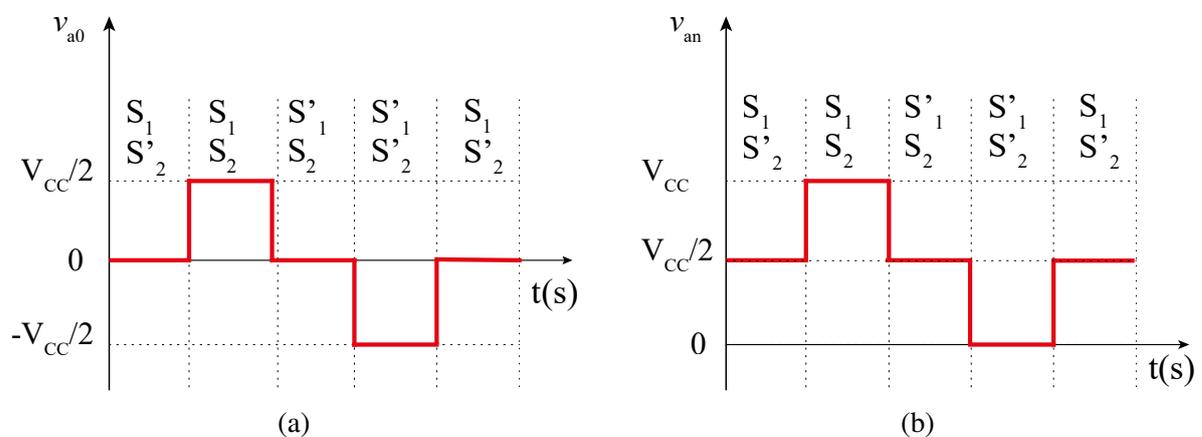
## 2.2 PRINCÍPIOS DE FUNCIONAMENTO

Para o estudo do princípio de funcionamento, bem como das etapas de operação, considerou-se o inversor FC de três níveis, monofásico. Assim, considerando a tensão de saída em relação ao barramento CC como sendo  $v_{an}$ , os níveis sintetizados são  $0$ ,  $\frac{1}{2}V_{CC}$  e  $V_{CC}$ . E para a tensão de saída em relação ao zero de referência,  $v_{a0}$  com os níveis  $-\frac{1}{2}V_{CC}$ ,  $0$  e  $\frac{1}{2}V_{CC}$ . Tem-se a tensão de saída do braço do FC de três níveis em função do estado das chaves conforme apresentado na Tabela 1 e a Figura 6 ilustra o comportamento representado na tabela em forma de onda.

Tabela 1 – Sequência de comutação para um inversor com capacitor flutuante monofásico de três níveis.

Estado das chaves				Tensão de saída	
$S_1$	$S_2$	$S'_1$	$S'_2$	$v_{a0}$	$v_{an}$
1	1	0	0	$\frac{1}{2}V_{CC}$	$V_{CC}$
1	0	0	1	0	$\frac{1}{2}V_{CC}$
0	1	1	0	0	$\frac{1}{2}V_{CC}$
0	0	1	1	$-\frac{1}{2}V_{CC}$	0

Figura 6 – Sequência de comutação para um inversor com capacitor flutuante monofásico de três níveis. (a) Interruptores acionados para síntese da tensão  $v_{a0}$ . (b) Interruptores acionados durante a síntese da tensão  $v_{an}$ .



autor.

Adicionalmente, considerando um conversor de cinco níveis, têm-se os níveis de tensão para cada uma das combinações possíveis entre as chaves comutadas, conforme apresentado

na Tabela 2. Neste estudo não serão apresentados os estados de operação para o inversor de 5 níveis.

Tabela 2 – Sequência de comutação para um inversor com capacitor flutuante monofásico de cinco níveis.

Tensão de Saída $v_{a0}$	$S_1$	$S_2$	$S_3$	$S_4$	$S_1'$	$S_2'$	$S_3'$	$S_4'$
VCC / 2	1	1	1	1	0	0	0	0
VCC / 4	0	1	1	1	1	0	0	0
VCC / 4	1	0	1	1	0	1	0	0
VCC / 4	1	1	0	1	0	0	1	0
VCC / 4	1	1	1	0	0	0	0	1
0	0	0	1	1	1	1	0	0
0	0	1	0	1	1	0	1	0
0	0	1	1	0	1	0	0	1
0	1	0	0	1	0	1	1	0
0	1	0	1	0	0	1	0	1
0	1	1	0	0	0	0	1	1
- VCC / 4	0	0	0	1	1	1	1	0
- VCC / 4	0	0	1	0	1	1	0	1
- VCC / 4	0	1	0	0	1	0	1	1
- VCC / 4	1	0	0	0	0	1	1	1
- VCC / 2	0	0	0	0	1	1	1	1

### 2.2.1 ETAPAS DE OPERAÇÃO

Neste estudo, para a apresentação das etapas de operação, foram desconsideradas as não idealidades como a queda nos semicondutores, tempos de comutação e elementos parasitas e consideradas idealidades como tensão constante e positiva no barramento do conversor e corrente de carga constante para um período de comutação.

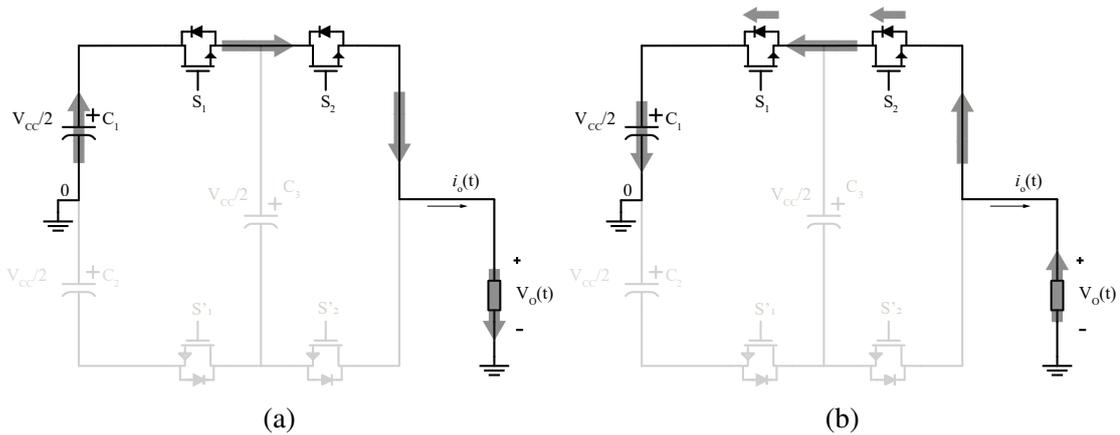
A análise das etapas de operação foi dividida em quatro estados, apresentados de 2.2.1.1 até 2.2.1.4, nesse primeiro momento, ainda não se está considerando o inversor conectado à rede e sim a uma carga.

#### 2.2.1.1 Primeiro estado de operação

Nesse estado, as chaves  $S_1$  e  $S_2$  estão habilitadas e em condução, enquanto as chaves  $S_1'$  e  $S_2'$  estão bloqueadas e sintetizam a tensão  $V_o(t) = \frac{1}{2}V_{CC}$  independente do sentido da corrente, conforme a Figura 7 (a), no qual há tensão e corrente positivas,  $V_o(t) > 0$  e  $i_o(t) > 0$  e, portanto, caracterizando o fornecimento de energia da fonte para a carga. Por outro lado, instantaneamente,

pode-se ter uma carga em que a tensão seja positiva e a corrente, seja negativa. Nesse caso, a corrente fluiria pelos diodos em antiparalelo com as chaves, Figura 7(b), caracterizando uma regeneração da energia da carga para a fonte. Em ambos os casos, a tensão de saída,  $V_o(t)$ , é  $\frac{1}{2}V_{CC}$ .

Figura 7 – Primeiro estado de operação. (a) Corrente positiva. (b) Corrente negativa.



autor.

Por estarem em condução, as chaves  $S_1$  e  $S_2$ , idealmente, estão com queda de potencial nulo. No que lhes, concerne, as chaves  $S'_1$  e  $S'_2$  estão submetidas à tensão  $\frac{V_{CC}}{2}$ . Aplicando a *Lei de Kirchhoff das Tensões* à malha mais à esquerda da Figura 7, tem-se que a tensão total do barramento é  $V_{CC}$ , enquanto a tensão do capacitor flutuante é  $\frac{V_{CC}}{2}$ . Desse modo, a tensão imposta sob a chave  $S'_1$  é  $\frac{V_{CC}}{2}$ , a mesma tensão imposta na chave  $S'_2$ .

Aplicando a *Lei de Kirchhoff das Tensões* para cada um dos estados subsequentes de operação, a tensão imposta sobre as chaves é a própria tensão do capacitor flutuante, desde que essa tensão esteja regulada para ser metade da tensão total do barramento.

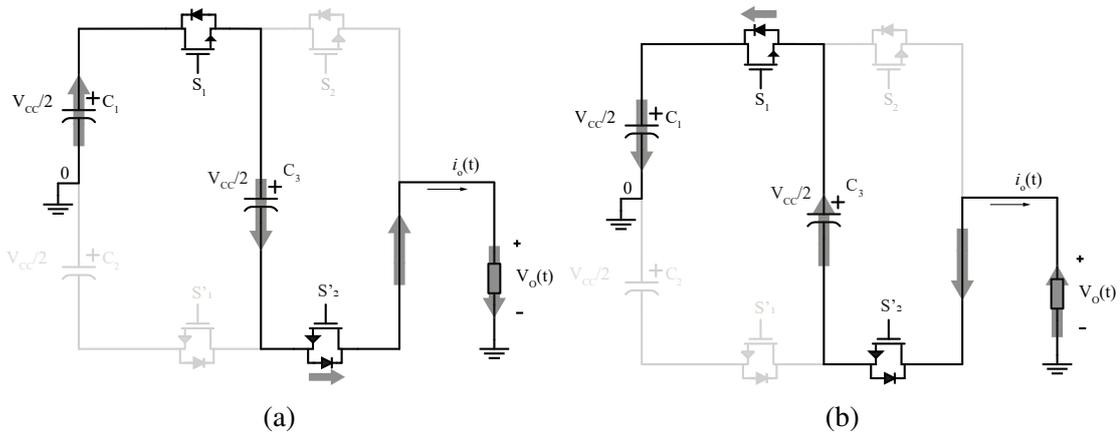
### 2.2.1.2 Segundo estado de operação

Nesse estado, a chave  $S_1$  permanece habilitada, mas a chave  $S_2$  é desabilitada e no seu lugar é acionada a chave  $S'_2$ . Agora, encontra-se inserido o capacitor que anteriormente estava “flutuante” no circuito.

Pela inspeção do circuito apresentado na Figura 8,  $\frac{V_{CC}}{2} - \frac{V_{CC}}{2} - V_o(t) = 0$ , portanto, sintetizando o valor de tensão nula na saída do inversor.

Tanto para o caso da corrente positiva, Figura 8 (a), quanto para a corrente negativa, Figura 8 (b), a tensão sintetizada será zero. A diferença é que para esse estado, o capacitor flutuante se carrega, e se descarrega quando  $i_o(t) < 0$  Rodriguez, Lai e F. Z. Peng (2002).

Figura 8 – Segundo estado de operação. (a) Corrente positiva. (b) Corrente negativa.

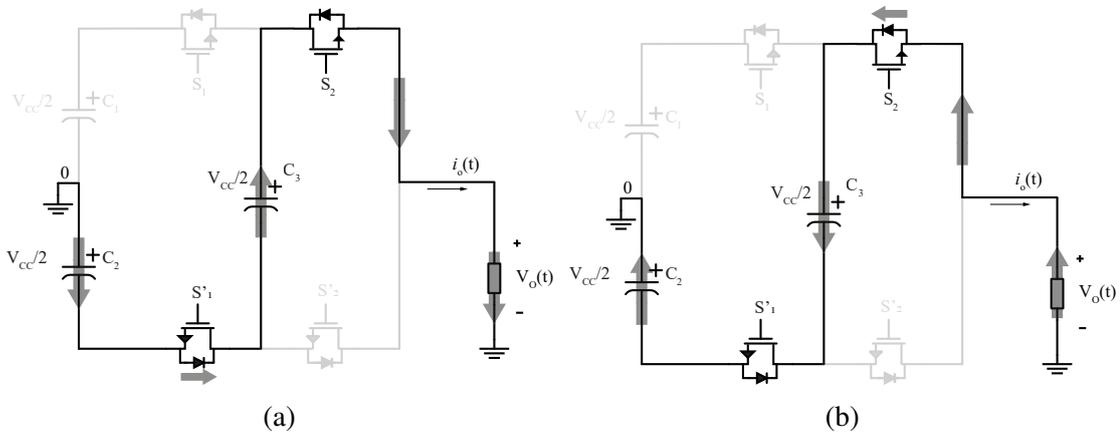


autor.

### 2.2.1.3 Terceiro estado de operação

Esse estado, de mesmo modo que o segundo estado, sintetiza a tensão nula na saída do inversor. Constata-se, portanto, a característica de redundância, ao se ter mais de um estado de comutação para a síntese de um mesmo valor de tensão.

Figura 9 – Terceiro estado de operação. (a) Corrente positiva. (b) Corrente negativa.



autor.

Para esse estado, as chaves  $S'_1$  e  $S_2$  permanecem habilitadas, Figura 9. Entretanto, ao contrário do que ocorre no segundo estado, agora a corrente  $i_o(t) > 0$ , Figura 9 (a) acaba por descarregar o capacitor flutuante e quando a corrente flui da carga para a fonte, ou seja  $i_o(t) < 0$ , Figura 9 (b), acaba carregá-lo.

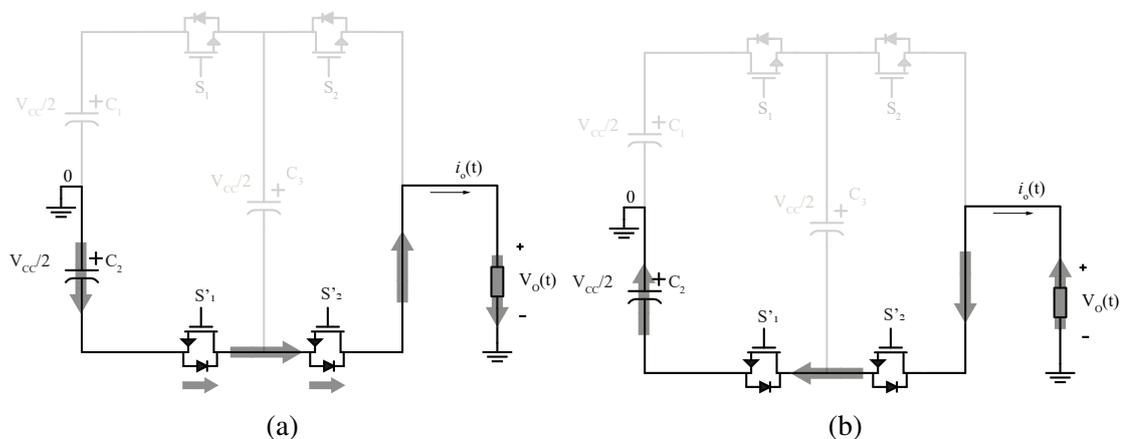
Desse modo, tanto o segundo quanto o terceiro estado de operação podem ser utilizados para regularem a tensão no capacitor flutuante a partir do sentido da corrente instantânea que circula por ele.

#### 2.2.1.4 Quarto estado de operação

O quarto e último estado de operação possível para esse inversor de três níveis é obtido a partir do acionamento das chaves  $S'_1$  e  $S'_2$ .

Pela inspeção do circuito apresentado na Figura 10, a tensão sintetizada na saída do inversor é igual a  $-\frac{V_{CC}}{2}$ , independentemente do sentido da corrente que flui pela carga. Além disso, assim como para o primeiro estado de operação, no quarto estado o capacitor flutuante encontra-se desacoplado do restante do circuito.

Figura 10 – Quarto estado de operação. (a) Corrente positiva. (b) Corrente negativa.

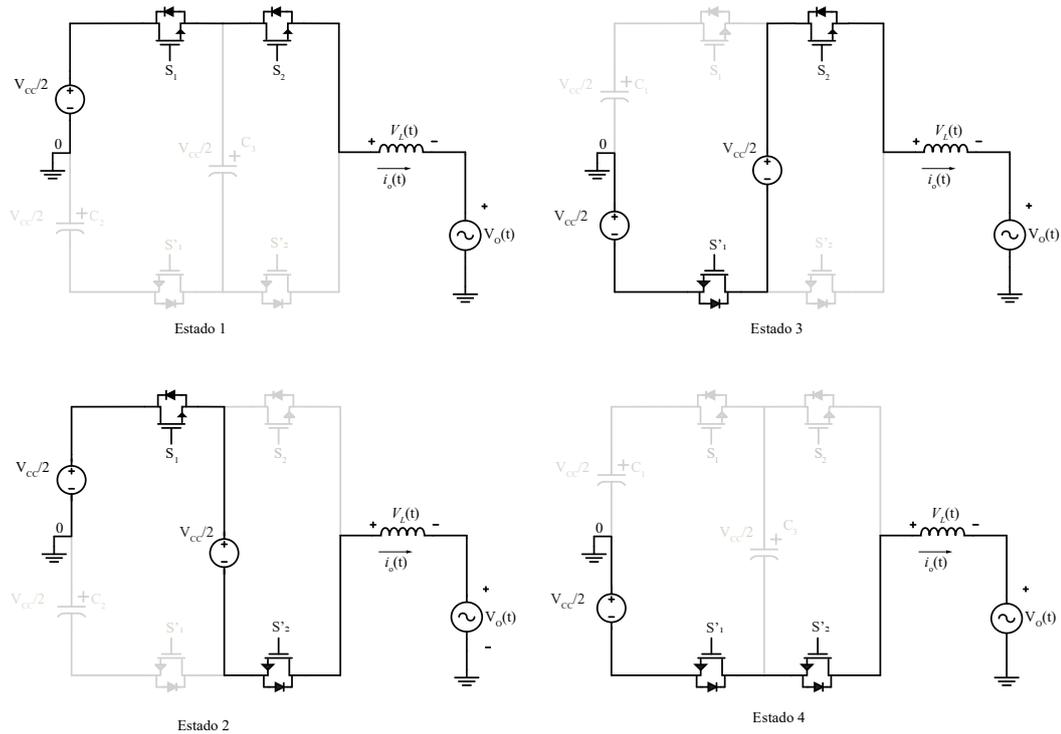


autor.

### 2.3 MODELAGEM DAS ETAPAS DE OPERAÇÃO

Para este estudo, algumas simplificações foram adotadas para a análise matemática sobre o comportamento do inversor em cada etapa de operação. A principal simplificação é considerar os capacitores como sendo fontes de tensão. Desse modo, o que se tem é o conjunto de configurações apresentado na Figura 11, para cada um dos estados de operação. Além disso, fenômenos como perdas associadas aos elementos resistivos dos componentes, bem como os tempos associados a comutações das chaves, são desprezados.

Figura 11 – Circuitos equivalentes de cada uma das etapas de operação.



autor.

### 2.3.1 EQUAÇÕES DO ESTADO 1 E ESTADO 4

Como já mencionado em 2.2.1.1 e em 2.2.1.4, nesses estados, o que se tem é a tensão de metade do barramento CC imposta sobre o indutor L. Considerando a conexão com a rede, tem-se, pela resolução da malha com aplicação de Laplace, conforme a Equação (3):

$$I_o(s) = \frac{\frac{V_{CC}}{2 \cdot s} - \frac{V_{opk} \cdot \omega}{s^2 + \omega^2}}{s \cdot L}, \quad (3)$$

em que  $V_{opk}$  é a tensão de pico de  $V_o$  cuja solução no domínio do tempo é dado pela Equação (4).

$$i_o(t) = \frac{V_{CC} \cdot t}{2 \cdot L} - \frac{V_{opk}}{L \cdot \omega} + \frac{V_{opk} \cdot \cos(\omega \cdot t)}{L \cdot \omega}. \quad (4)$$

A configuração que se tem para o estado de operação 4, apresentado na Equação 5, é semelhante ao estado 1 a menos do valor de tensão visto pelo indutor.

$$I_o(s) = \frac{-\frac{V_{CC}}{2 \cdot s} - \frac{V_{opk} \cdot \omega}{s^2 + \omega^2}}{s \cdot L}, \quad (5)$$

no domínio do tempo o que se tem é dado pela Equação 6

$$i_o(t) = -\frac{V_{CC} \cdot t}{2 \cdot L} - \frac{V_{opk}}{L \cdot \omega} + \frac{V_{opk} \cdot \cos(\omega \cdot t)}{L \cdot \omega}. \quad (6)$$

### 2.3.2 EQUAÇÕES DO ESTADO 2 E ESTADO 3

Os estados 2 e 3 correspondem aos modos nos quais o capacitor flutuante é inserido no circuito. Esses são os modos que a partir do sentido da corrente possibilitam o controle da tensão sob o capacitor.

Para o estado 2 da Figura 11, o que se tem é a tensão zero sintetizada na saída do inversor. Considerando que o capacitor foi adotado como fonte de tensão ideal, para o estado 3 o que muda é a disposição das “fontes” no circuito, mas com o mesmo resultado do estado 2 do ponto de vista da tensão gerada, portanto, tem-se como resultado a Equação 7:

$$I_o(s) = \frac{0 - \frac{V_{opk} \cdot \omega}{s^2 + \omega^2}}{s \cdot L}, \quad (7)$$

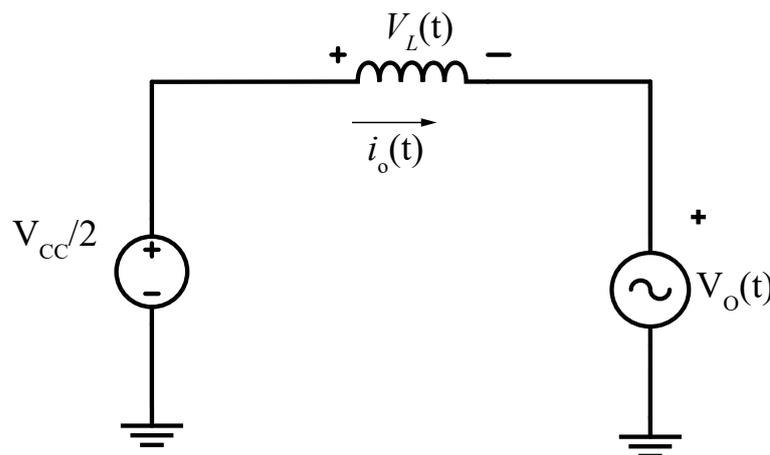
e a Equação 8 para o domínio do tempo,

$$i_o(t) = \frac{V_{opk}}{L \cdot \omega} [\cos(\omega \cdot t) - 1]. \quad (8)$$

### 2.3.3 DETERMINAÇÃO DO VALOR DE INDUTÂNCIA

Para a determinação do valor da indutância no indutor do filtro L, inicialmente, considera-se o circuito fornecido na etapa de operação 1, em que as chaves S<sub>1</sub> e S<sub>2</sub> estão habilitadas.

Figura 12 – Circuito equivalente com filtro L evidenciado.



autor.

Agora, o valor da tensão  $v_L$  é dado pela Equação (9):

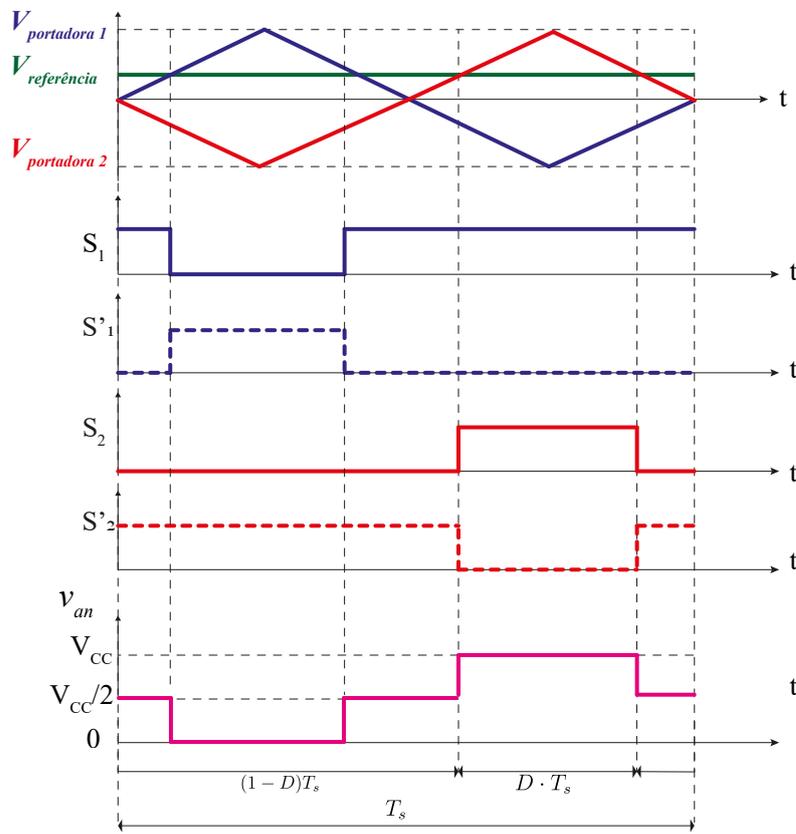
$$v_L = \frac{V_{CC}}{2} - V_o. \quad (9)$$

Como  $v_L(t) = \frac{L \cdot di(t)}{dt}$ , e considerando a variação da corrente no indutor como um parâmetro de projeto, pode-se reescrever a Equação (9) como:

$$\frac{L \cdot \Delta i_L}{\Delta t} = \frac{V_{CC}}{2} - V_{opk}. \quad (10)$$

Nesse ponto, ao se avaliar o período em que os interruptores estão em condução, conclui-se que o período  $\Delta t$  pode ser determinado a partir da variação senoidal da razão cíclica, ou seja,  $\Delta t = D \cdot T_s$ . Na Figura 13 é apresentada a geração dos sinais de pulsos de comando, em volts, e os respectivos períodos.

Figura 13 – Geração dos sinais de comando para os interruptores a partir da modulação de três níveis.



autor.

Uma vez que a frequência de comutação,  $f_s$ , é o inverso do período de comutação,  $T_s$ , a indutância para o indutor fica definida como:

$$L = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{2} - V_{opk}\right) \cdot \Delta t}{\Delta i_L} = \frac{\left(\frac{V_{CC}}{2} - V_{opk}\right) \cdot D}{\Delta i_L \cdot f_s}. \quad (11)$$

### 2.3.4 PRINCIPAIS FORMAS DE ONDAS

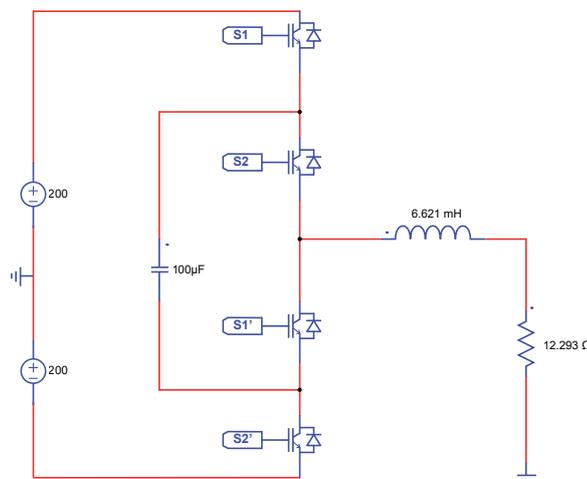
As formas de onda apresentadas nesta seção foram obtidas a partir da topologia do inversor FC de três níveis utilizando a modulação *phase-shift*, apresentada na subseção 2.4.4, com índice de modulação 0,8 e frequência de comutação de 5 kHz. Ressalta-se que as frequências, bem como os demais parâmetros, utilizadas nesta seção para a obtenção das formas de onda são exclusivos dessa subseção. Os parâmetros são apresentados na Tabela 3.

Tabela 3 – Parâmetros utilizados para obtenção das formas de onda do inversor monofásico FC de três níveis com modulação PWM-PS.

Parâmetro	Valor	Descrição
$P_o$	1000 W	Potência de saída
$V_{CC}$	400 V	Tensão do barramento CC
$M_a$	0,8	Índice de modulação
$f_s$	5000 Hz	Frequência de comutação
$f_o$	60 Hz	Frequência de saída do inversor
$I_{opp}$	12,755 A	Corrente de pico de saída
$C_f$	100 $\mu$ F	Capacitor flutuante

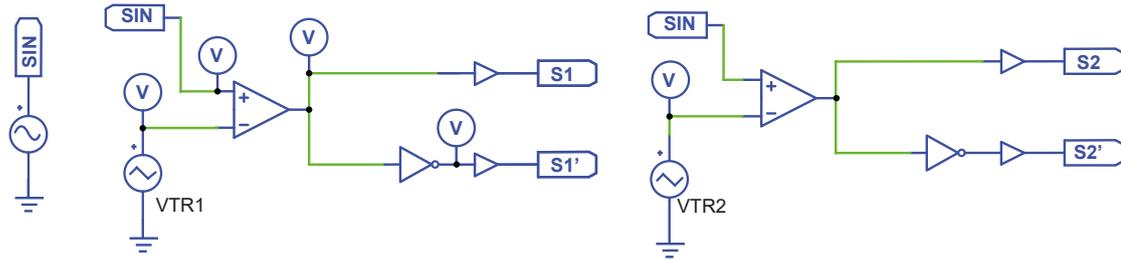
O circuito utilizado para a obtenção das formas de onda é apresentado na Figura 14. Além dele, utilizou-se como circuito auxiliar para geração dos sinais de comutação o circuito da Figura 15. Nele há o emprego de dois comparadores que, a partir de um sinal de referência senoidal com  $f_o$  de 60 Hz, comparam com as formas de onda triangulares de valores médios nulos e defasadas de 180 graus, conforme a Figura 16.

Figura 14 – Circuito simulado no PSIM para obtenção das formas de onda.



autor.

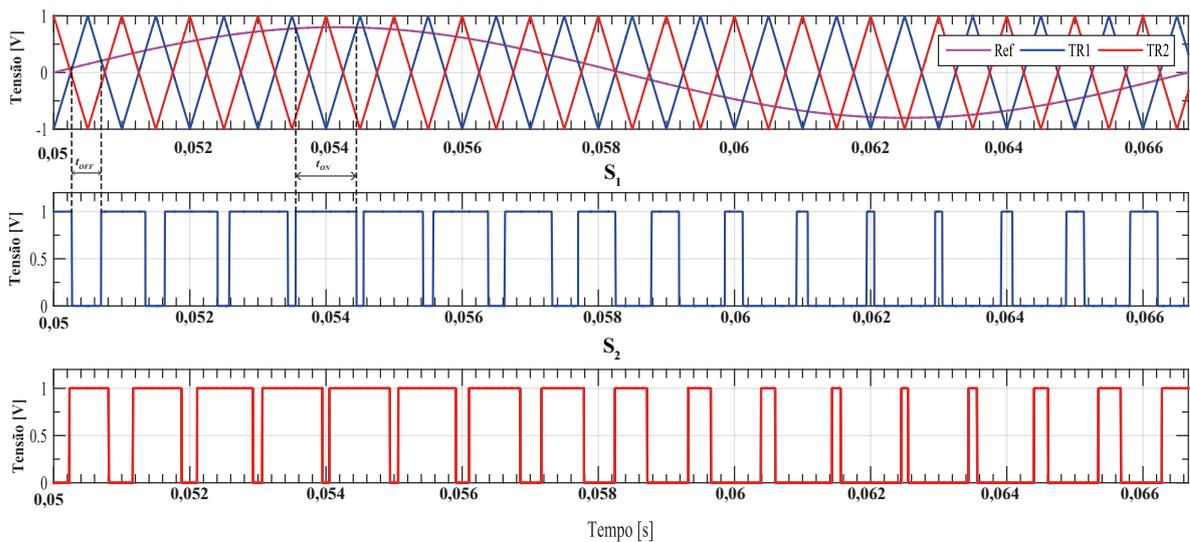
Figura 15 – Circuito auxiliar para geração dos pulsos de comando para os interruptores.



autor.

Como forma de se obter uma melhor visualização das comutações no período de referência da frequência de 60 Hz, optou-se por ajustar a frequência de comutação para de 5 kHz para 1 kHz, somente para a Figura 16.

Figura 16 – Formas de ondas dos sinais utilizados para geração dos pulsos de comutação com  $f_s$  de 1 kHz.

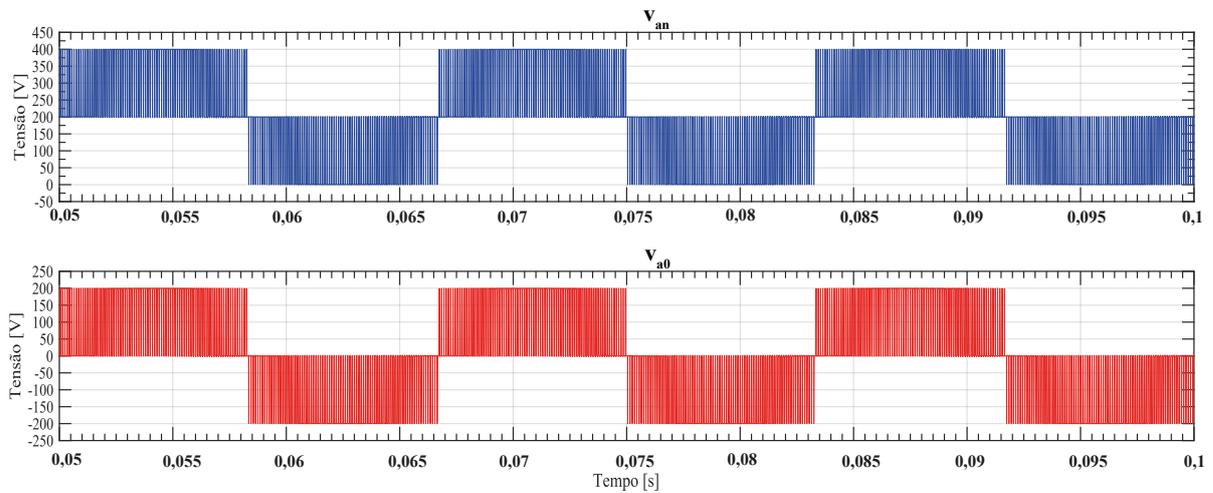


autor.

Na Figura 16, percebe-se que no tempo  $t_{OFF}$  o sinal da onda triangular, TR1, é superior ao sinal de referência senoidal, logo, a chave  $S_1$  é bloqueada e não há circulação de corrente. Já no tempo  $t_{ON}$ , o sinal de referência é superior ao da onda triangular, TR1, e coloca a chave  $S_1$  em condução.

Conforme foi já exposta na Figura 6, na página 36 e na Tabela 1, também da página 36, as tensões sintetizadas na saída do inversor, nesse caso o de três níveis, podem ser referenciadas a partir do zero de referência  $v_{a0}$  ou do nó em relação ao barramento CC,  $v_{an}$ . A Figura 17 apresenta essas duas possibilidades. Há apenas a consideração de se estar comutando em uma frequência de 5 kHz.

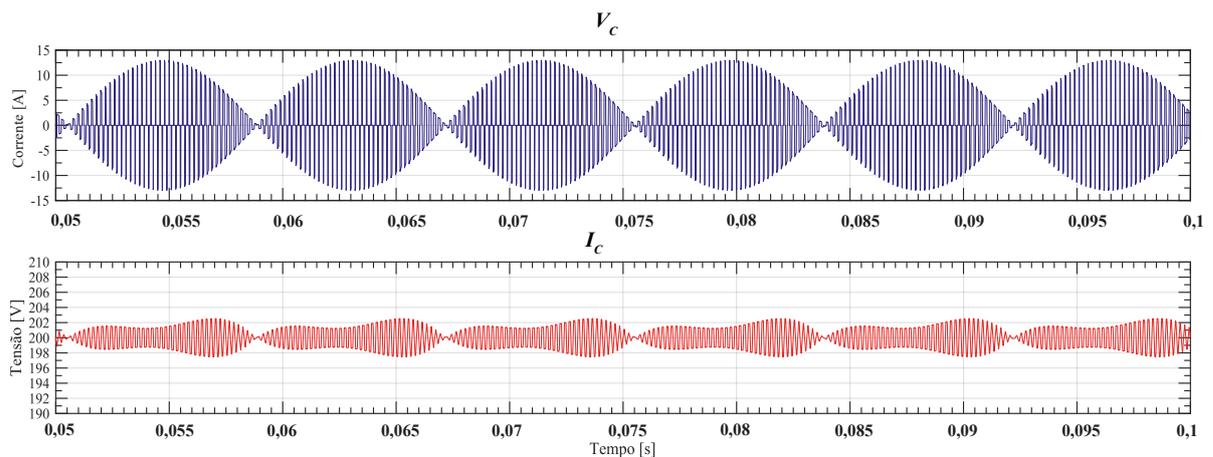
Figura 17 – Tensão de saída  $v_{a0}$  e  $v_{an}$  com índice de modulação de 0,8 e frequência de comutação de 5 kHz.



autor.

Na Figura 18, são apresentadas as formas de onda de tensão e de corrente no capacitor flutuante. A forma de onda da corrente no capacitor, em regime permanente, possui valor médio nulo. Já a forma de onda da tensão evidencia o nível de grameamento da tensão sob os interruptores que fica em torno da metade da tensão do barramento CC para o FC de três níveis, por meio do equilíbrio que a modulação *phase-shift* promove, considerando o inversor como sendo ideal. Além disso, a corrente de pico no capacitor é a mesma observada na saída do inversor.

Figura 18 – Tensão no capacitor flutuante  $V_C$  e corrente  $I_C$  com índice de modulação de 0,8 e frequência de comutação de 5 kHz.

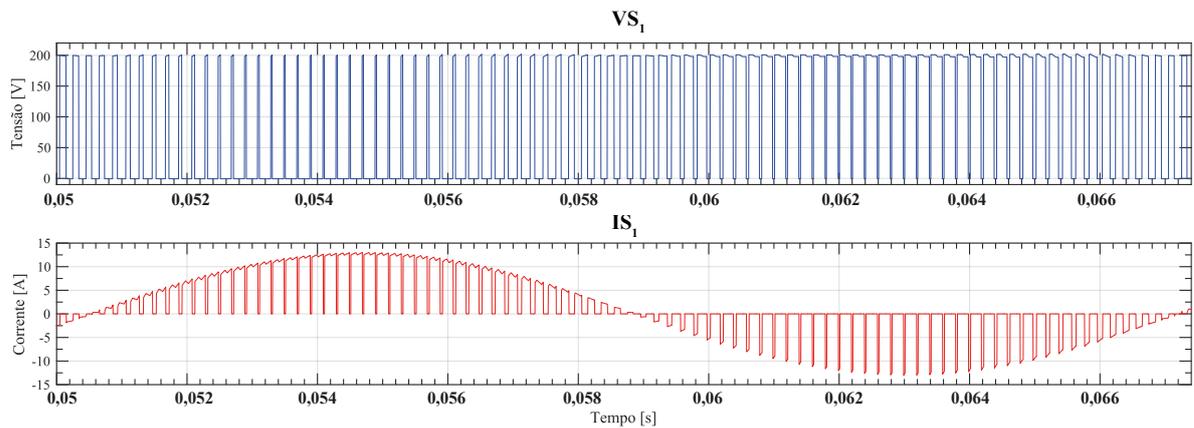


autor.

Outras importantes formas de ondas são as de tensão,  $V_{S1}$ , e corrente,  $I_{S1}$ , nas chaves. Para efeito de simplificação e considerando que para a modulação *phase-shift* as correntes são distribuídas uniformemente entre os interruptores, optou-se pela apresentação dessas grandezas

somente na chave  $S_1$ . Ademais, percebe-se na Figura 19 que a tensão sobre a chave  $S_1$  durante o bloqueio é a diferença entre a tensão do barramento CC, nesse caso 400 V, e a tensão no capacitor flutuante de 200 V.

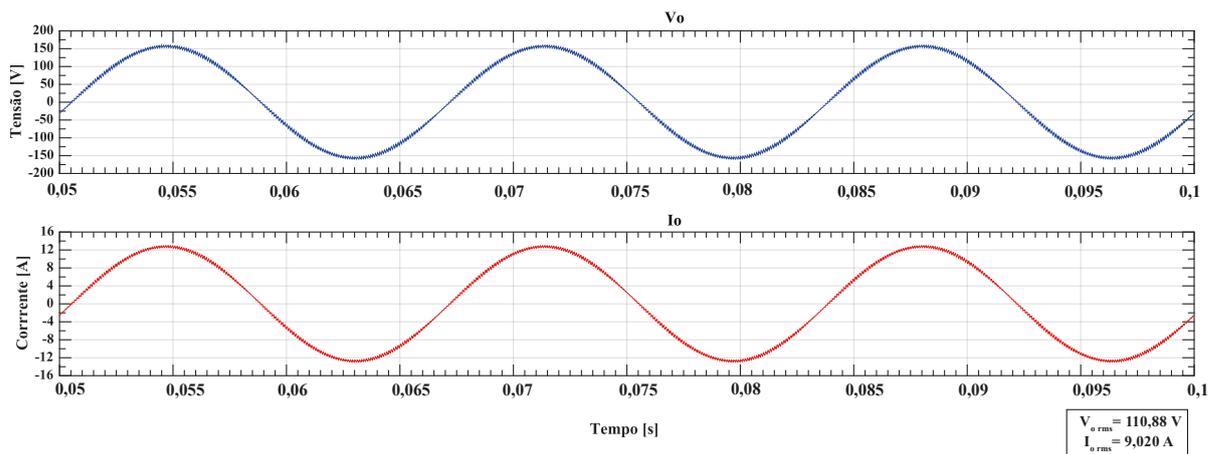
Figura 19 – Tensão e corrente no interruptor  $S_1$  para FC com índice de modulação de 0,8 e frequência de comutação de 5 kHz.



autor.

Por fim, a Figura 20 ilustra as formas de ondas que se tem na saída do inversor. As formas de ondas senoidais apresentam ondulações inerentes aos critérios de projeto.

Figura 20 – Tensão e corrente na saída do inversor ( $V_o$  e  $I_o$ ) para o inversor FC de três níveis. Índice de modulação de 0,8 e frequência de comutação de 5 kHz e indutância  $L_o = 6,621$  mH



autor.

### 2.3.5 MODELAGEM DE PERDAS

No escopo deste trabalho não há a consideração das perdas, ainda assim, nessa subseção são apresentadas as expressões que podem ser utilizadas para este fim.

Para se ter condições de modelar adequadamente as perdas em circuitos que utilizam semicondutores devem ser considerados os esforços de corrente e tensão a que esses dispositivos estejam submetidos. Desse modo, a determinação das funções da corrente ao longo de um período para os interruptores e diodos conforme é apresentada nas Equações (12) e (13), respectivamente.

$$I_{S_{Xmedio}} = \frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \delta_{S_X}(\omega t) \cdot i_o \cdot (\omega t) \cdot d(\omega t); \quad (12)$$

$$I_{S_{Xeficaz}} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \cdot \int_0^{2\pi} \delta_{S_X}(\omega t) \cdot i_o \cdot (\omega t)^2 \cdot d(\omega t)}; \quad (13)$$

em que  $\delta_X$  é a função de modulação.

Considerando o emprego da modulação *phase-shift* e os expostos na seção 2.3.4 a função de modulação para os interruptores é dado pela Equação (14) e a corrente de saída pela Equação (15):

$$\delta_{S_X}(\omega t) = \begin{cases} 0 & \text{se } 0 \leq \omega t \leq \theta_o \\ 1 - \frac{1}{3} \cdot M_a \cdot \sin(\omega t) & \text{se } \theta_o \leq \omega t \leq \pi \\ 1 - \frac{1}{3} \cdot M_a \cdot |\sin(\omega t)| & \text{se } \pi \leq \omega t \leq \pi + \theta_o \\ 0 & \text{se } \pi + \theta_o \leq \omega t \leq 2\pi; \end{cases} \quad (14)$$

$$i_o(\omega t) = \begin{cases} I_{opk} \cdot \sin(\omega t - \theta_o) & \text{se } \theta_o \leq \omega t \leq \pi \\ I_{opk} \cdot \sin(\omega t - \theta_o) & \text{se } \pi \leq \omega t \leq \pi + \theta_o. \end{cases} \quad (15)$$

Para os diodos, tem-se o mesmo padrão. Nos diodos associados às chaves  $S_1$  e  $S_2$  as correntes que fluem por eles são idênticas, dadas pelas Equações (16) e (17) Joca (2014):

$$\delta_{D_1}(\omega t) = \begin{cases} 1 - \frac{1}{3} \cdot M_a \cdot \sin(\omega t) & \text{se } 0 \leq \omega t \leq \theta_o \\ 0 & \text{se } \theta_o \leq \omega t \leq \pi + \theta_o \\ 1 - \frac{1}{3} \cdot M_a \cdot |\sin(\omega t)| & \text{se } \pi + \theta_o \leq \omega t \leq 2\pi; \end{cases} \quad (16)$$

$$i_o(\omega t) = \begin{cases} -I_{opk} \cdot \sin(\omega t - \theta_o) & \text{se } 0 \leq \omega t \leq \theta_o \\ -I_{opk} \cdot \sin(\omega t - \theta_o) & \text{se } \pi + \theta_o \leq \omega t \leq 2\pi. \end{cases} \quad (17)$$

As perdas por condução nos semicondutores, podem ser determinadas por meio das Equações (18) e (19) Joca (2014):

$$P_{S_{X.cond}} = V_{TO} \cdot I_{S_{X.medio}} + R_s I_{S_{X.eficaz}}^2; \quad (18)$$

$$P_{DX.cond} = V_D \cdot I_{DX.medio} + R_D I_{DX.eficaz}^2 \quad (19)$$

Ainda em Joca (2014) é apresentada uma metodologia para o cálculo das perdas por comutação. Essa metodologia se vale da utilização de uma aproximação polinomial de segunda ordem que descreve a energia dissipada durante a comutação, conforme as Equações (20) e (21):

$$W_{SX.ON} = k_{0.ON} + k_{1.ON} \cdot I_{SX}(\omega t) + k_{2.ON} \cdot I_{SX}^2(\omega t); \quad (20)$$

$$W_{SX.OFF} = k_{0.OFF} + k_{1.OFF} \cdot I_{SX}(\omega t) + k_{2.OFF} \cdot I_{SX}^2(\omega t); \quad (21)$$

em que os coeficientes  $k_0$ ,  $k_1$  e  $k_2$  ON e OFF são obtidos por meio da regressão polinomial das curvas de dissipação de energia fornecidas no *datasheet* do componente.

Com as expressões das energias dissipadas apresentadas, pode-se, então, por meio da integração em função da frequência de comutação  $f_s$ , representadas pelas Equações (22) e (23), determinar as perdas de comutação na entrada em condução,  $P_{SX.Cond.}$ , e no bloqueio,  $P_{SX.Bloq.}$ , dos interruptores:

$$P_{SX.Cond.} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{SX.ON}(\omega t) \cdot d(\omega t); \quad (22)$$

$$P_{SX.Bloq.} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{SX.OFF}(\omega t) \cdot d(\omega t). \quad (23)$$

Já para o caso do diodos, o que se tem é a perda na recuperação reversa dissipada em função da frequência de comutação, a qual pode ser obtida por meio da Equação (24):

$$W_{\Pi}(\omega t) = \frac{V_{CC}}{2} \left( 0,8 + \frac{0,2 \cdot i_D(\omega t)}{I_o} \right) \cdot t_{\Pi} \cdot \left( 0,35 \cdot I_{\Pi} + 0,15 \cdot \frac{I_{\Pi}}{I_o} \cdot i_D(\omega t) + i_D(\omega t) \right). \quad (24)$$

em que  $I_o$  é a corrente nominal do diodo,  $t_{\Pi}$  o tempo de recuperação reversa e  $I_{\Pi}$  a corrente de recuperação reversa.

Integrando (24) em função de  $f_s$ , tem-se então a potência dissipada nos diodos dada pela Equação (25):

$$P_{\Pi} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} f_s \cdot W_{\Pi}(\omega t) \cdot d(\omega t). \quad (25)$$

## 2.4 PRINCIPAIS TÉCNICAS DE MODULAÇÃO

Controlar a tensão de saída é uma necessidade básica para qualquer que seja a topologia de inversor utilizada. A modulação, que em linha gerais é o deslocamento de informação por

meio de uma ou mais portadoras de alta frequência, desempenha este papel. Diferentes técnicas de modulação se apresentam como solução para essa questão, cada uma com suas respectivas vantagens e desvantagens.

Além do controle da tensão de saída frente à variação da tensão CC de entrada de um inversor, a aplicação de técnicas de modulação tem por objetivos regular a tensão nos inversores e satisfazer requisitos mínimos de controle de tensão e frequência constantes Rashid (2015).

Diferentes técnicas de modulação são empregadas, sendo que as mais utilizadas são a modulação por largura de pulso (do inglês, *pulse width modulation – PWM*) e suas variantes, que se utilizam do deslocamento de fase (*phase-shift PWM*) ou em vetores espaciais (do inglês, *space vector modulation – SVM*).

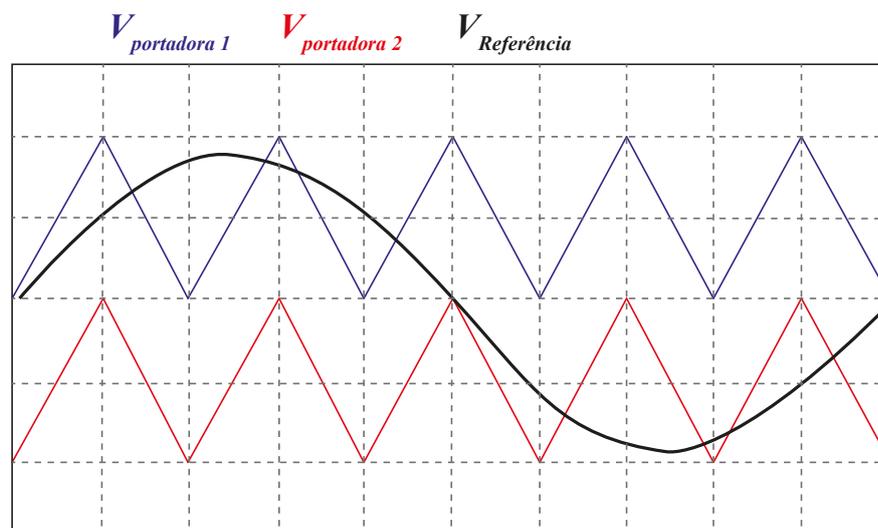
Essencialmente, a modulação PWM caracteriza-se pela variação da razão cíclica do sinal em alta frequência, na qual se realiza a comutação dos interruptores. Com isso é possível gerar um sinal de saída com frequência fundamental mais baixa, com possibilidade de ajuste na frequência e na amplitude Moritz (2018).

Neste trabalho é dado mais enfoque na modulação por largura de pulso e as possíveis variações que se pode obter com este tipo de modulação.

#### 2.4.1 MODULAÇÃO COM PORTADORAS DISPOSTAS EM FASE

Na Modulação com portadoras dispostas em fase, PD, (do inglês, *phase disposition*) como o nome sugere, não há defasagem entre as fases das portadoras. A diferença reside no fato de que cada uma das portadoras possui um valor médio distinto, conforme ilustrado na Figura 21.

Figura 21 – Modulação com portadoras dispostas em fase para inversor de três níveis.



autor.

Por meio da comparação do sinal da portadora com um sinal de referência, frequentemente

um sinal sinusoidal, são obtidos os sinais que comutarão os interruptores. Assim, quando o sinal de referência é maior que a respectiva portadora, o interruptor é colocado em condução, e quando o sinal for inferior ao da portadora, o interruptor é bloqueado.

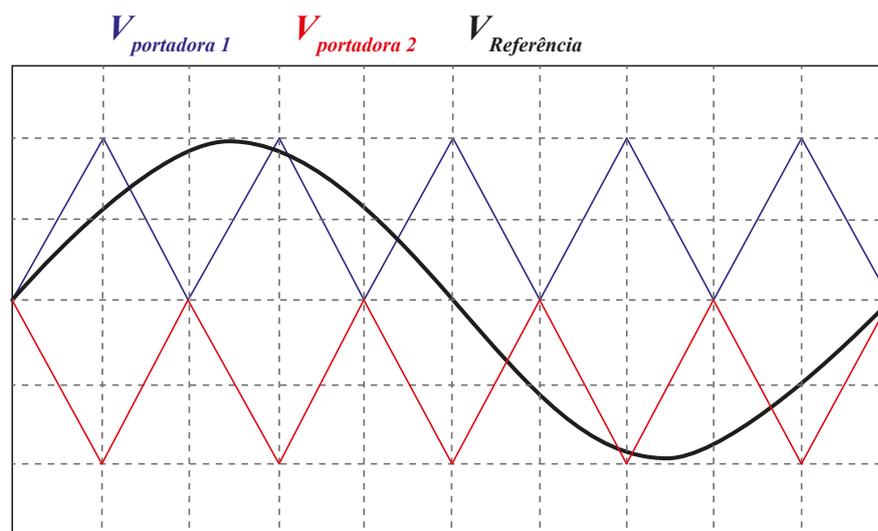
Essa modulação produz uma forma de onda de saída com múltiplos níveis, de modo que a distorção harmônica total (DHT) resultante é menor que aquela obtida, por exemplo, com a modulação senoidal, SPWM (do inglês, *PWM sinusoidal* que produz uma forma de onda de saída sem níveis Mowaviq, Riawan e Suryoatmojo (2022).

A quantidade de portadores segue a regra  $m - 1$ , em que  $m$  é o número de níveis que o inversor consegue sintetizar em sua saída.

#### 2.4.2 MODULAÇÃO COM PORTADORAS DISPOSTAS EM OPOSIÇÃO DE FASE

Nessa modulação as portadoras possuem amplitudes iguais e valores médios distintos. A diferença em relação à disposta em fase, está no fato de as portadoras com valores médios abaixo de zero possuírem uma defasagem de 180 graus em relação às portadoras com valores médios positivos, como ilustrado na Figura 22. Além disso, diferem-se também pelo conteúdo harmônico para tensões de linha, uma vez que na POD (do inglês, *Phase Opposition Disposition*) há uma DHT de maior valor Moritz (2018). Assim como na PD, nesse tipo de modulação se faz necessário pelo menos  $m - 1$  portadoras para sintetizar os níveis desejados.

Figura 22 – Modulação com portadoras dispostas em oposição de fase para inversor de três níveis.

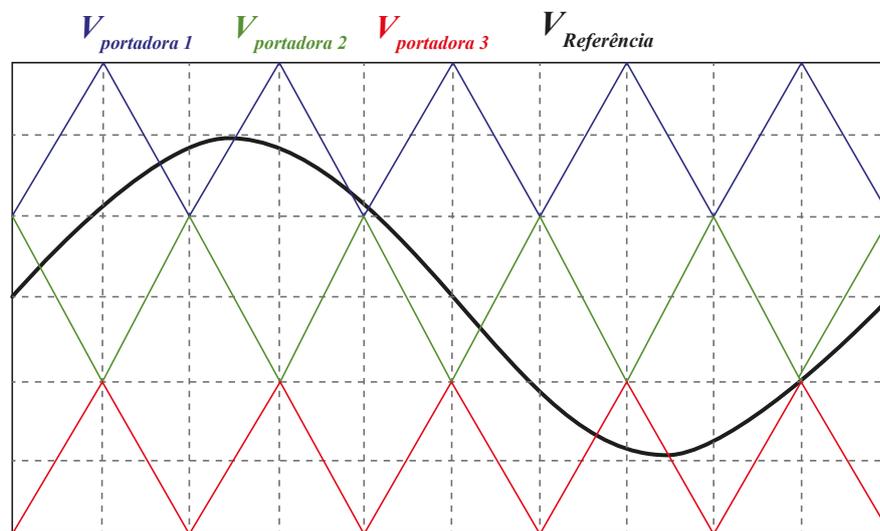


autor.

### 2.4.3 MODULAÇÃO COM AS PORTADORAS DISPOSTAS EM OPOSIÇÃO ALTERNADA DE FASE

Essa modulação difere das apresentadas anteriormente pelo fato de possuir uma defasagem de 180 graus em relação a uma portadora e a portadora subsequente, como ilustrado na Figura 23. Além disso, a APOD (do inglês, *alternative opposition disposition*) possui uma DHT de tensão de linha menor do que a modulação POD e maior do que a PD, embora a DHT da tensão de fase seja muito semelhante Moritz (2018).

Figura 23 – Modulação com as portadoras dispostas em oposição alternada de fase para inversor de quatro níveis.



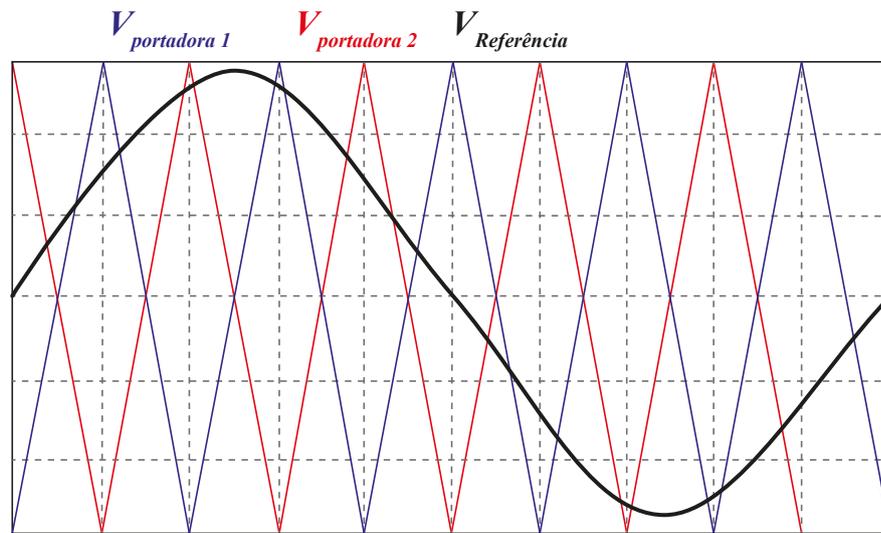
autor.

### 2.4.4 MODULAÇÃO COM AS PORTADORAS DISPOSTAS COM DESLOCAMENTO DE FASE

Na modulação com deslocamento de fase, PS (do inglês, *phase shift*), as portadoras são deslocadas em fase pela razão  $\frac{360^\circ}{m-1}$  e possuem valores médios e de amplitude iguais entre si, conforme apresentado na Figura 24 para um inversor de três níveis. Outro ponto relevante para este tipo de modulação é o fato de ela proporcionar uma distribuição mais uniforme das correntes nos semicondutores, conferindo, portanto, uma maior facilidade de cálculo térmico requerido para o adequado dimensionamento do sistema de refrigeração.

Como as chaves comutam em alta frequência, essa modulação permite uma maior facilidade na concepção da filtragem da tensão de saída, uma vez que as componentes harmônicas dominantes se encontram em torno da frequência das portadoras  $(m-1) \cdot F_{Portadora}$  Moritz (2018). Por outro lado, esse alto número de comutações resulta em um aumento das perdas por comutação.

Figura 24 – Modulação com as portadoras com deslocamento de fase para um conversor de três níveis.

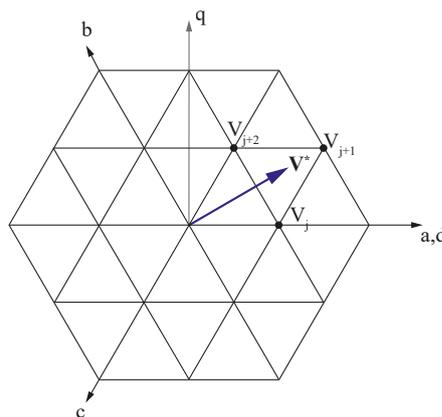


autor.

### 2.4.5 MODULAÇÃO DE ESPAÇO VETORIAL

Essa modulação difere das demais pelo fato de considerar a topologia do conversor e as possíveis combinações de chaveamento. Para tanto, faz-se uso de um vetor espacial de referência, como ilustrado na Figura 25, para o adequado gerenciamento dos interruptores a serem comutados por meio do processamento computacional que executa o algoritmo desejado.

Figura 25 – Diagrama da modulação de espaço vetorial para conversor de três níveis.



adaptado de Rodriguez, Lai e F. Z. Peng (2002).

Em suma, segundo Moritz (2018), a utilização desse tipo de modulação consiste em considerar três passos fundamentais:

1. definir os vetores que sintetizam no tempo o vetor de referência;
2. definir o tempo de cada vetor selecionado durante a comutação;

3. a escolha da sequência de vetores e de estados de comutação que sintetizam os vetores previamente escolhidos. Os três vetores adjacentes podem sintetizar um vetor de tensão desejado calculando o ciclo de trabalho como apresentado na Equação (26) para cada vetor:

$$\mathbf{V}^* = \frac{(T_j \mathbf{V}_j + T_{j+1} \mathbf{V}_{j+1} + T_{j+2} \mathbf{V}_{j+2})}{T}, \quad (26)$$

em que  $T_j$ ,  $T_{j+1}$ , e  $T_{j+2}$  são os tempos de cada vetor  $\mathbf{V}$ .

Com essa modulação, há também ganhos em quesitos como a redução do conteúdo harmônico na saída do conversor, do número de comutações e da tensão de “modo comum”, além de possibilitar maior flexibilidade por meio da utilização das diversas possíveis combinações existentes advindas da topologia do inversor utilizada, conferindo, portanto, uma redução também nas perdas de comutação.

## 2.5 PRINCIPAIS APLICAÇÕES

Em linhas gerais, as aplicações dos inversores multiníveis conferem algumas características que, a depender da aplicação, podem ser mais ou menos atraente. Podem ser citadas: geração de tensões de saída com baixa distorção harmônica e menores valores de variações de  $\frac{dv}{dt}$ ; extração de corrente de entrada com baixa DHT; menor tensão de “modo comum”, (quando um sinal aparece em duas linhas de um sistema que use dois condutores, em fase e com a mesma amplitude quando referidos a um valor de terra BRAGA (2022)) que, por consequência, confere um menor estresse nos mancais em aplicações que se utilizam de motores ou até mesmo eliminando; possibilidade de operação com frequências de comutação mais baixas Rodriguez, Lai e F. Z. Peng (2002).

Especificamente, as aplicações que comumente podem ser encontradas no dia a dia industrial são:

- retificadores multiníveis;
- conversores CC-CC;
- aplicações em tensões ao nível de distribuição;
- dispositivos semicondutores avançados de alta tensão e alta potência;
- gerenciamento térmico;
- aplicações de energia distribuída.

### 2.5.1 RETIFICADORES MULTINÍVEIS

Essa aplicação visa eliminar o uso de transformadores defasadores que possuem a função de eliminar harmônicos na corrente de linha. Segundo Rodriguez, Lai e F. Z. Peng (2002), os retificadores multiníveis são aplicados em situações em que não há necessidades regenerativas, como é para o caso do chamado retificador de Vienna, utilizado em sistemas de alimentação para aplicações em telecomunicações.

### 2.5.2 CONVERSORES CC-CC

Nesse tipo de aplicação, destacam-se algumas semelhanças com os conversores CC-CC que utilizam a modulação por deslocamento de fase em ponte completa, como, a similar tensão de fase e o fato de ser necessária a adequada comutação das chaves, uma vez que há restrições para que certos pares de chaves sejam comutadas simultaneamente Rodriguez, Lai e F. Z. Peng (2002).

### 2.5.3 APLICAÇÕES EM TENSÕES AO NÍVEL DE DISTRIBUIÇÃO

Nas aplicações que envolvem tensões ao nível de distribuição (comumente entre 11 kV e 16 kV), os inversores multiníveis apresentam vantagens em relação aos conversores a tiristores que possuem uma velocidade de comutação mais lenta e também pela incapacidade de desligamento, além de os interruptores serem submetidos a tensões de  $\frac{1}{(m-1)}$  vezes a tensão do barramento CC Dodo *et al.* (2016).

### 2.5.4 DISPOSITIVOS SEMICONDUTORES AVANÇADOS DE ALTA TENSÃO E ALTA POTÊNCIA

Considerando os avanços na área de desenvolvimento de semicondutores, a disponibilidade de dispositivos capazes de suportar maiores valores de tensão e de corrente, propiciam a utilização de inversores multiníveis, uma vez que na proporção os inversores multiníveis possuem maiores capacidades de processamento de energia. Segundo Rodriguez, Lai e F. Z. Peng (2002), nessas condições tais inversores podem chegar a 5 MW capacidade de processamento utilizando somente três níveis.

### 2.5.5 GERENCIAMENTO TÉRMICO

O problema de se ter um adequado sistema de arrefecimento, seja ele natural ou forçado, é um ponto fundamental a se considerar quando se está considerando a aplicação prática com todas as nuances técnicas e financeiras associadas. Por esse motivo, dado o tipo de tecnologia que é

geralmente empregado para esse tipo de inversor, tem-se um ganho, pois há uma flexibilização nas técnicas que podem ser empregadas sem se limitar as restrições que outras tecnologias trazem consigo, como os requisitos de isolamento e resfriamento.

#### 2.5.6 APLICAÇÕES DE ENERGIA DISTRIBUÍDA

Sistemas baseados em fontes de energias alternativas, sobretudo solar fotovoltaica, podem se beneficiar do emprego desse tipo de topologia.

Estudos, como o apresentado em Chen, Fong e Loh (2020), demonstram a viabilidade de se utilizar um inversor FC num sistema fotovoltaico para se ter maior confiabilidade em relação a topologias que necessitam um arranjo em série dos módulos. Além disso, para um mesmo número de níveis em ambas as topologias, a que se utiliza da topologia FC em cascata tem vantagens em relação ao número de capacitores utilizados.

### 3 SISTEMA PROPOSTO

O sistema proposto se vale da utilização do MLFC-3 em uma aplicação em microrrede que tem como fonte de energia um sistema de arranjo solar fotovoltaico. Neste capítulo é descrito cada um dos blocos constituintes do sistema, bem como o seu dimensionamento para conexão com a rede de distribuição.

A ordem de grandeza adotada, sobretudo no montante de potência processada, foi limitada pelas escolhas de simulação. Em comparação, na Figura 26 é apresentado um parque fotovoltaico com 109470 módulos fotovoltaicos, com potência entre 535W e 545 W e 294 inversores.

Figura 26 – Usina solar fotovoltaica de 59,33 MW.

Nome do Parque	Capacidade Instalada [MW]	Inversores			Módulos fotovoltaicos	
		Número de Unidades	Potência Unitária [MW]	Fabricante/ Modelo	Número de Unidades	Fabricante/Modelo
USI	59,33	294	0,175	Huawei SUN2000-1850KTL-H1	2952 (535W) 60024 (540W) 46494 (545W)	Trina Solar / TSM- DEG19C.20 535W, 540W e 545W

adaptado de ONS (2022).

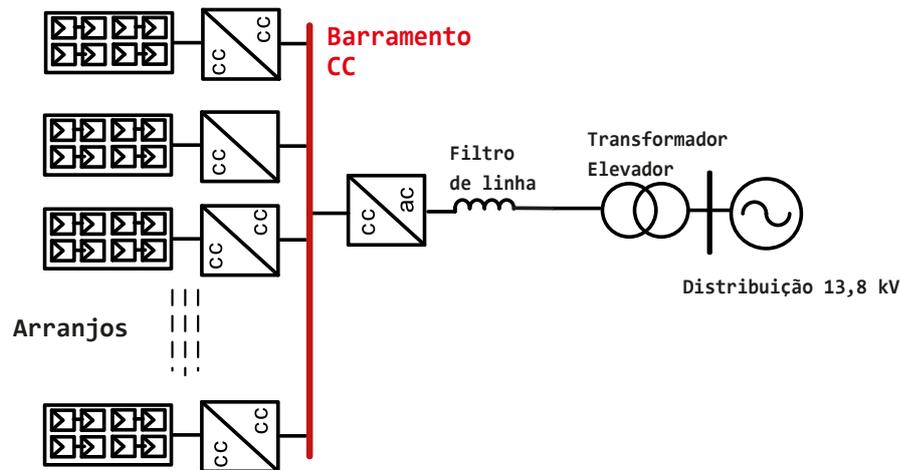
O sistema proposto tenta abarcar as principais nuances, que constituem um sistema solar fotovoltaico conectado à rede elétrica, descrevendo os blocos do arranjo fotovoltaico, do conversor *boost*, do inversor, além do dimensionamento do controle de tensão no barramento e do controle da corrente injetada na rede elétrica, associado ao rastreamento de máxima potência pela metodologia da observância da variação térmica nos arranjos.

O barramento CC é um ponto a partir do qual o inversor extrai potência para injetar na rede elétrica por meio do inversor.

Para efeitos de comparação, o inversor do modelo SUN2000-100KTL-H1, utilizado no parque de 59,33 MW apresentado, possui uma capacidade de 175 kW, uma tensão AC nominal de 800 V e uma tensão CC de entrada de 1500 V. Para este estudo, especificou-se uma tensão de barramento CC de 2400 V e uma tensão AC de saída de 660 V. Também se considerou a conexão com o nível da rede elétrica de distribuição de 13,8 kV. No caso do exemplo da usina, os arranjos foram conectados na tensão na transformação de 34,5/500 kV, devido ao porte de potência envolvido.

A topologia empregada segue o que é apresentado na Figura 27, na qual se tem um conjunto de arranjos fotovoltaicos conectados em paralelo ao barramento CC. Para o caso da implementação nesse trabalho, utilizou-se apenas um conjunto arranjo conectado a um conversor *boost* para o processamento de energia, com um total de 20 módulos dispostos em série.

Figura 27 – Sistema conectado à rede de distribuição de 13,8 kV com fonte solar fotovoltaica.



adaptado de Rabiul Islam *et al.* (2019).

Neste estudo, o montante de potência processada foi de 14 kW, sabendo-se que os limites operacionais podem ser explorados, sobretudo, pela possibilidade que a configuração FC possui de distribuição de esforços sobre seus componentes, a potência pode ser elevada para patamares de dezenas de kW.

Embora haja a distribuição dos esforços da tensão sobre os semicondutores, quando se trata do processamento em MW as elevadas correntes se tornaram o principal obstáculo para a viabilização.

A seguir são apresentados os blocos constituintes do sistema, bem como os resultados obtidos.

### 3.1 SISTEMA FOTOVOLTAICO

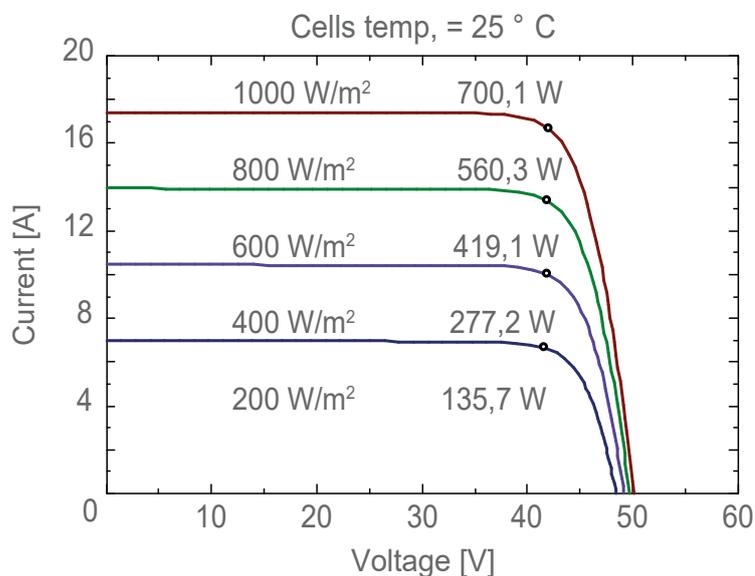
O sistema solar fotovoltaico proposto consiste no arranjo de 20 módulos do modelo AE TME-132BDS Series 680W-700W. Cada um dos módulos possui 132 meias células de heterojunção de silício, ou seja, combinações de materiais como silício Cristalino (c-Si), silício amorfo (a-Si) e óxido de índio e estanho (ITO). Essa tecnologia, tem a capacidade, para o módulo utilizado, de geração no, caso ideal, de 700 W e uma eficiência de 22,56%. Os módulos foram dispostos em série, totalizando o montante de 14 kW de potência, quando observadas as condições padrões de teste STC (do inglês *standard test conditions*) com irradiância de 1000 W/m<sup>2</sup>, temperatura de 25 °C e índice de massa de ar de 1,5.

Além dessas informações, ainda são fornecidas as curvas de corrente e de tensão para diferentes níveis de irradiância pelo *datasheet* disponibilizado pelo fabricante, conforme apresentada na Figura 28.

A partir da análise das curvas apresentadas, obtêm-se alguns valores importantes como a

corrente de curto circuito  $I_{cc}^{ref}$ , a tensão de circuito aberto  $V_{ca}^{ref}$ , a corrente de máxima potência  $I_{mp}^{ref}$  e a tensão de máxima potência  $V_{mp}^{ref}$ . Esses dados são importantes para a implementação do MPPT.

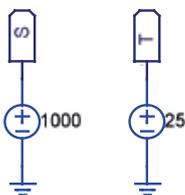
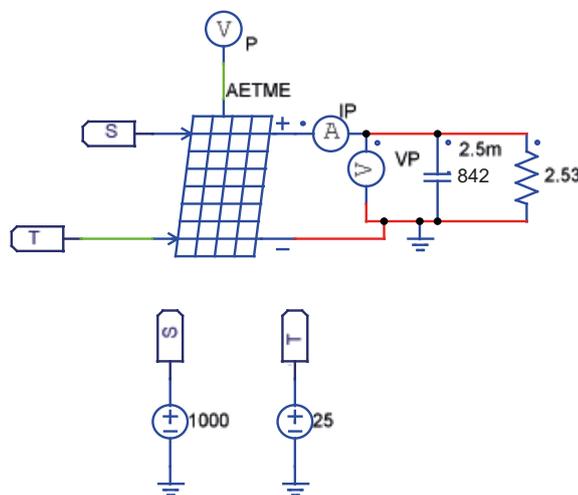
Figura 28 – Curvas I vs V do módulo fotovoltaico AE TME-132BDS Series 680W-700W.



disponível em AE Solar.

As principais grandezas foram exportadas para o modelo físico no PSIM, sendo realizado um ajuste na simulação considerando os valores obtidos em um único módulo. Os principais ajuste foram nas variáveis das condições de MPPT de temperatura e de irradiância para atingir o montante de 700 W. Na Figura 29 é apresentado o circuito utilizado para a realização desses ajustes. Na Figura 30 representados os resultados obtidos para o modelo, em que IP é a corrente de máxima potência, VP é a tensão de máxima potência e P é a potência do módulo no MPPT.

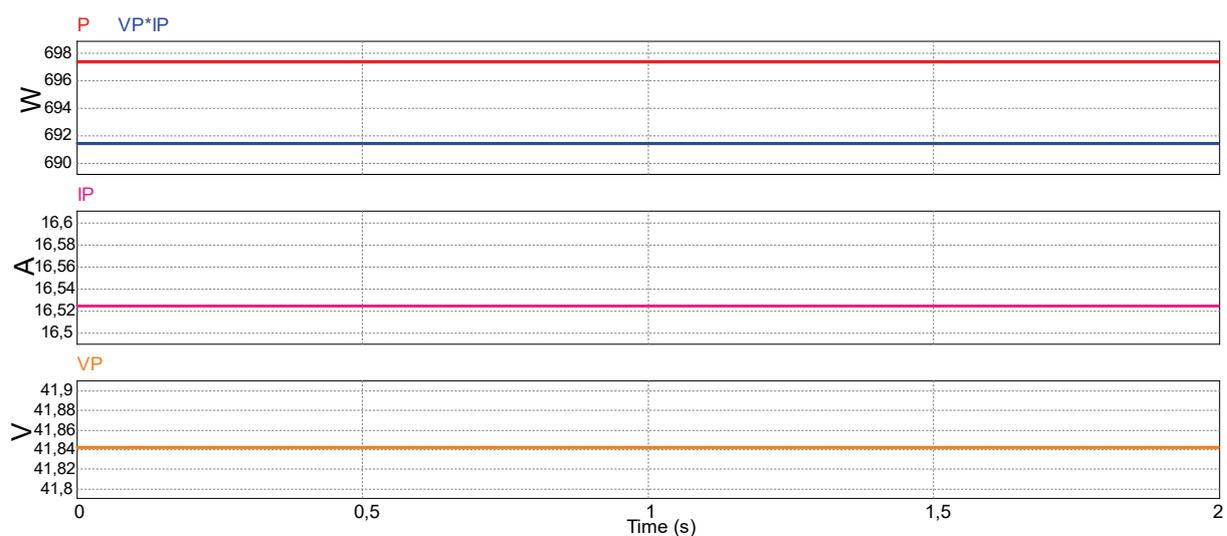
Figura 29 – Modelo físico do módulo implementado no PSIM.



autor.

Para os valores de corrente, tensão e potência, os resultados foram de 16,52 A, 41,84 V e 691,2 W respectivamente. Já a leitura no módulo apresentou 697,4 W. Com exceção do valor da potência no módulo, os resultados foram aderentes com o que consta no *datasheet* do fabricante, conforme apresentado na Figura 31. O desvio da potência foi de 8,8 W em relação ao constante no *datasheet*, devido ao fato de se estar utilizando módulos com a tecnologia *half-cell*, mas implementando no PSIM como não sendo.

Figura 30 – Resultado obtido para o modelo.



autor.

Figura 31 – Dados de STC para o módulo fotovoltaico AE TME-132BDS Series 680W-700W.

<b>Electrical specifications (STC*):</b>		<b>AE700TME-132BDS</b>
Nominal Max, Power	$P_{max}$ (Wp)	700
Maximum operating voltage	$V_{MPP}$ (V)	42,10
Maximum operating current	$I_{MPP}$ (A)	16,63
Open-circuit voltage	$V_{oc}$ (V)	50,13
Short-circuit current	$I_{sc}$ (A)	17,43
Module efficiency	$\eta$ (%)	22,56
Power tolerance	(W)	
Maximum system Voltage	(V)	
Maximum series fuse rating	(A)	

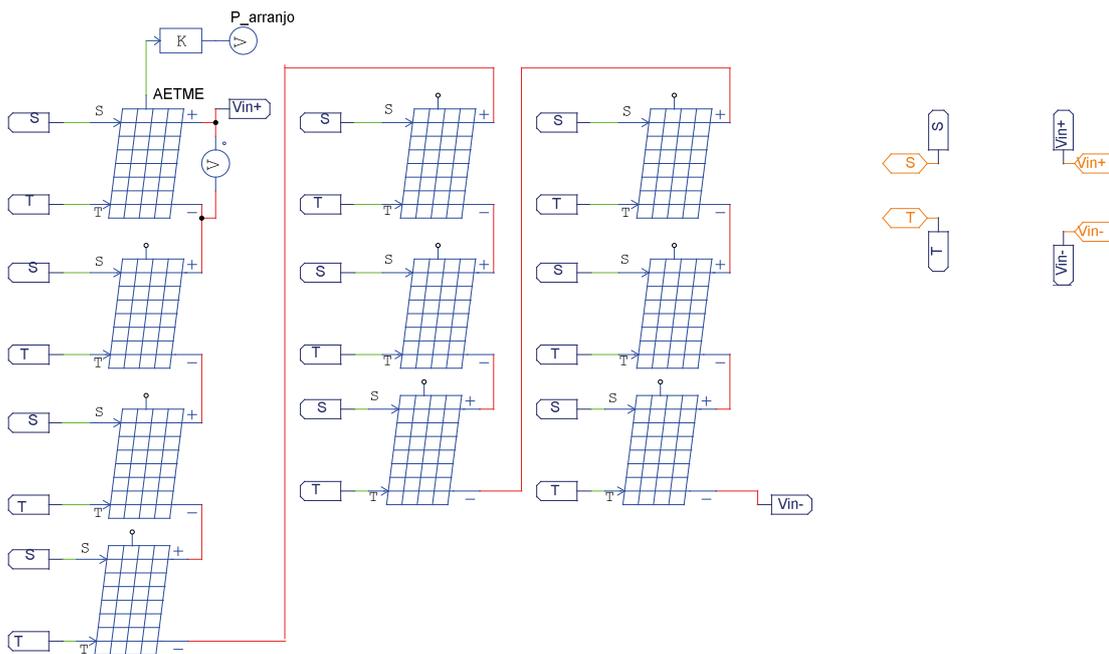
\*STC: Standard test conditions (Irradiance 1000 W/m<sup>2</sup>, Cell temperature 25°C and air mass of AM1,5)

disponível em AE Solar.

Uma vez modelado o módulo individualmente, o passo seguinte foi agrupar os 20 módulos e associar esse conjunto ao bloco *boost*, apresentado na Seção 3.2. Para fins de simplificação, foi utilizada hierarquia de sub-circuitos no PSIM, em que cada bloco de 10, apresentada na

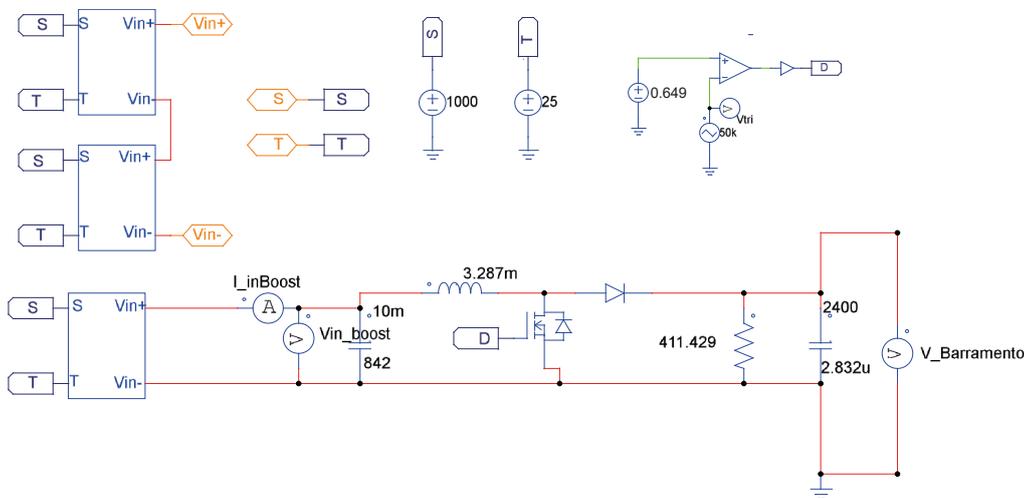
Figura 32, foi conectado em série totalizando os 20 módulos que substituíram a fonte de 842 V. A Figura 33 apresenta a configuração utilizada. Posteriormente, considerou a utilização do *toolbox* (*Solar Module (physical model)*) disponível no PSIM para utilizar apenas um módulo como se fosse uma associação em série dos 20 totais.

Figura 32 – Arranjo com os 10 módulos conectados em série.



autor.

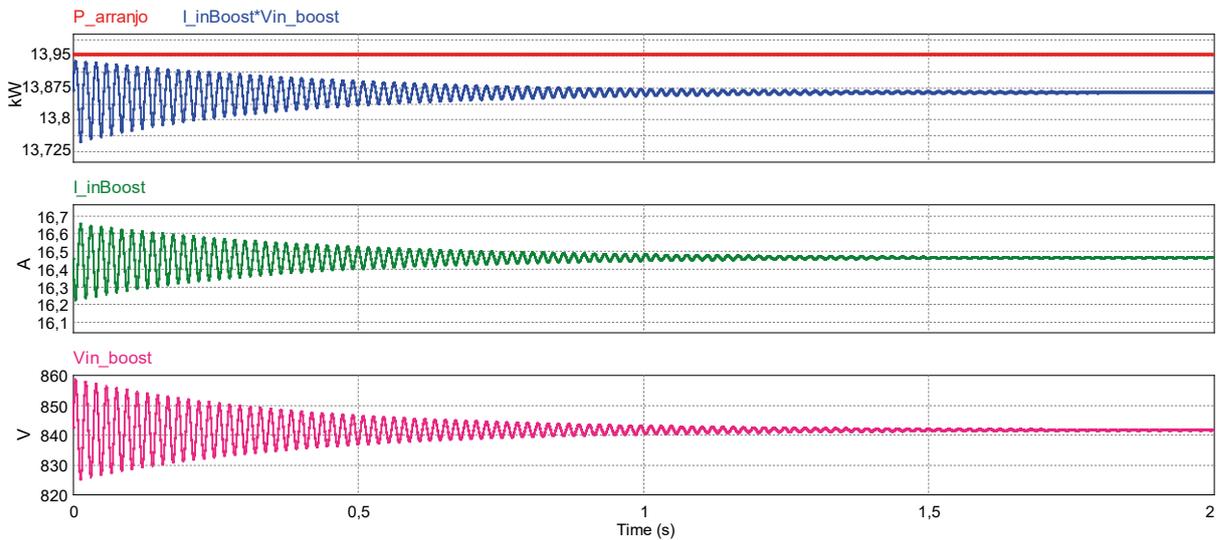
Figura 33 – Arranjo fotovoltaico considerando associação com o bloco *boost*.



Autor.

Como resultado dessa integração, obteve-se uma potência na entrada do *boost* de 13,867 kW, produto entre a corrente de entrada de 16,46 A e a tensão de entrada de 842,08 V. A potência medida diretamente no arranjo foi de 13,954 kW.

Figura 34 – Resultado obtido para a integração do arranjo solar fotovoltaico com o conversor *boost*.



autor.

### 3.2 CONVERSOR BOOST

O módulo do conversor *boost*, tem o papel de elevar o nível de tensão do arranjo fotovoltaico proposto. Considerando o que é apresentado na seção 3.1, o nível de tensão dos 20 módulos, cada um com uma tensão de MPPT de 42,10 V, foram dispostos em série, utilizou-se para o valor da tensão de entrada  $V_{inBoost}$  no conversor de 842 V. A resistência de cada módulo foi desprezada. O nível de processamento de potência estipulado é de cerca de 14 kW.

No escopo deste trabalho não se está considerando a viabilidade prática do *boost* ou a tecnologia dos elementos nele utilizado para o processamento desse montante de potência, todavia, há que se considerar o fato de que, a medida em que se tem aumento nas grandezas de tensão, corrente e potências envolvidas, técnicas como a *interleaved* devem ser exploradas.

Sabendo-se que a tensão do barramento CC adotada é de 2,4 kV, o cálculo da grandeza de ganho estático do *boost* no modo de condução contínua,  $G$ , é de cerca de 2,85, com isso é possível determinar a razão cíclica,  $D$ , conforme a Equação (27):

$$D = \frac{G-1}{G} = 0,649. \quad (27)$$

Para a determinação dos elementos armazenadores de energia, indutor e capacitor, foram estipulados valores de ondulação de corrente no indutor  $\Delta\%i_L$  e tensão de saída  $\Delta\%V_C$  de 20% e

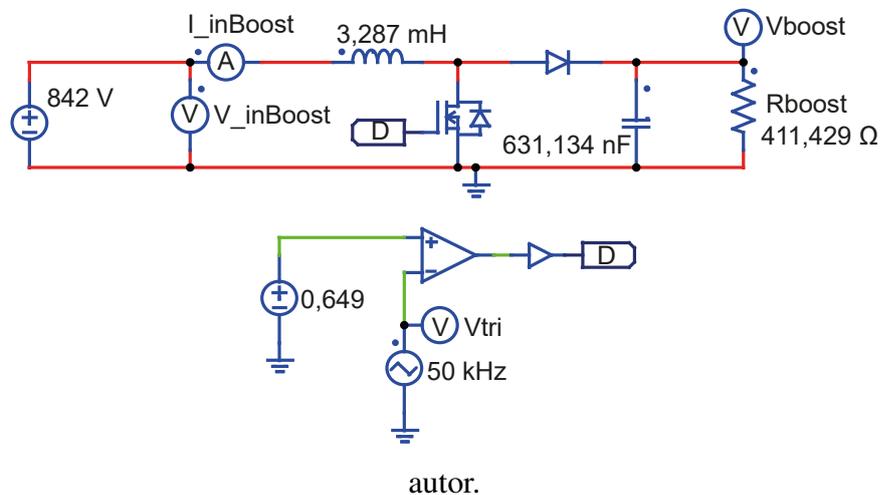
5% respectivamente. Desse modo, as Equações (28) e (29) são apresentadas:

$$L = \frac{V_{in} \cdot D}{f_s \cdot \Delta i_L}; \tag{28}$$

em que a tensão  $f_s$  e a frequência de comutação de 50 kHz do conversor *boost* e  $I_o$  é a corrente de saída dada pela razão  $\frac{P_o}{V_o}$ ;

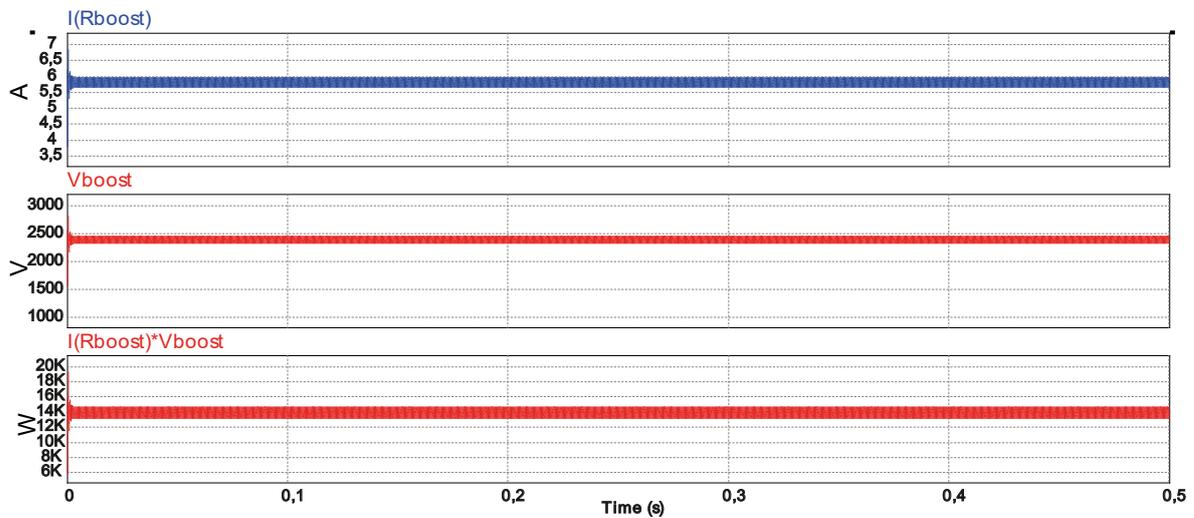
$$C = \frac{I_o \cdot D}{f_s \cdot \Delta V_C}. \tag{29}$$

Figura 35 – Conversor *boost* com  $f_s$  de 50 kHz e  $D= 0,649$  e circuito auxiliar para geração do sinal de comando.



Os valores obtidos para o indutor e para o capacitor foram de  $L= 3,287$  mH e  $C= 631,134$  nF respectivamente. Como parte da validação desse bloco, foi realizada a simulação individual, conforme a Figura 35. Há que se ressaltar que neste estudo não idealidades não foram consideradas por motivos de simplificação, como a resistência do indutor e o ganho estático.

Figura 36 – Formas de onda da corrente de saída  $I_o$ , tensão de saída  $V_o$  e potência de saída  $P_o$  do *boost* para  $f_s=50$  kHz e  $D=0,649$ .



autor.

Com os resultados obtidos para o bloco do conversor *boost*, representados na Figura 36, pode-se constatar a tensão de 2,4 kV na saída do conversor, com o *ripple* de 120 V, além da corrente de saída da ordem de 5,83 A e da potência de saída de cerca de 14 kW, dada pela multiplicação dessas duas grandezas.

### 3.3 MPPT

A implementação do MPPT tem por objetivo o rastreamento do ponto de máxima potência que pode ser fornecido pelos arranjos fotovoltaicos, utilizando-se das informações que constam no *datasheet* dos módulos.

Para se operar nessas condições há uma série de metodologias que podem ser implementadas, dentre elas a tensão constante, perturba e observa, condutância incremental e a que é utilizada neste estudo, a por temperatura.

O rastreamento pode consistir no monitoramento de variáveis como irradiância incidente e a temperatura dos módulos. Uma vez colocadas em monitoração essas variáveis, o controle é implementado com o intuito de se operar no ponto de interesse. Esse ponto é aquele em que a multiplicação da tensão e da corrente é máxima, e pode ser obtido a partir da curva característica do equipamento, como mostrado na Figura 28.

No caso do MPPT por temperatura, há a vantagem de essa técnica fazer a junção da velocidade, utilizada pelo método da tensão constante, e a precisão, que advém do rastreamento pelo método da condutância incremental Coelho (2013).

Essa implementação basicamente retorna o valor da Equação (30), em que a tensão de

máxima potência dos arranjos,  $V_{mp}(T)$ , varia com a temperatura da superfície dos módulos. Sabendo-se que as demais variáveis são constantes, fornecidas pelo *datasheet*, é possível determinar o valor da tensão de máxima potência nos terminais do arranjo Coelho (2013):

$$V_{mp}(T) = V_{mp}^{STC} + (T - T^{STC})u_{V_{mp}}; \quad (30)$$

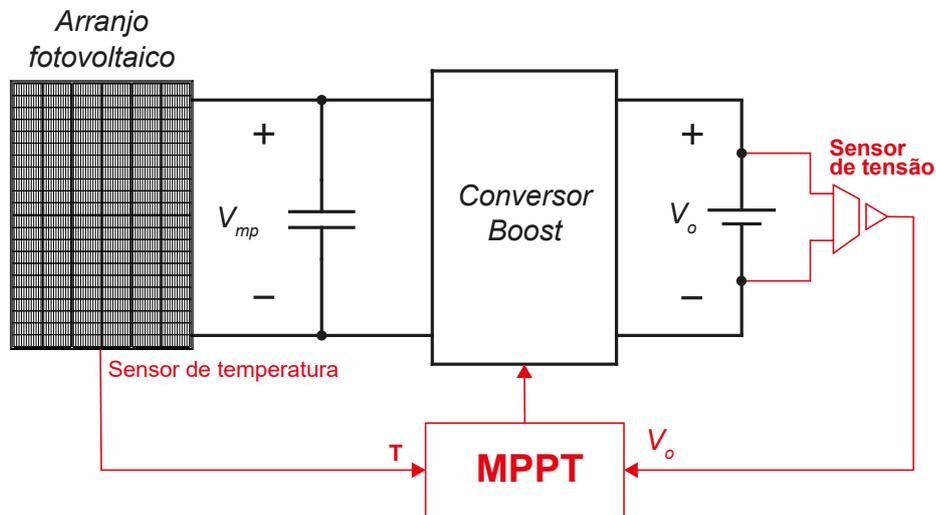
em que  $u_{V_{mp}}$  é o coeficiente de temperatura da tensão de máxima potência.

Na associação com o conversor *boost*, a tensão de entrada do conversor ( $V_{in}$ ) é a própria tensão,  $V_{mp}$ . Assim, sabendo-se que o ganho estático do conversor é dado pela razão  $\frac{V_o}{V_{mp}(T)}$ , a razão cíclica do conversor,  $D_{MPPT}$ , pode ser obtida pela Equação (31):

$$D_{MPPT} = \frac{(G - 1)}{G} = 1 - \frac{V_{mp}(T)}{V_o}. \quad (31)$$

O bloco do MPPT é apresentado na Figura 37, na qual o sensor de tensão monitora a tensão do barramento CC simultaneamente com a temperatura que também é medida e informada ao bloco, que, por meio do MPPT, gerando o sinal da razão cíclica para o conversor *boost*. No circuito também é considerado um capacitor na entrada do *boost* para estabilizar a tensão.

Figura 37 – MPPT associado ao conversor e aos sensores de temperatura e tensão.

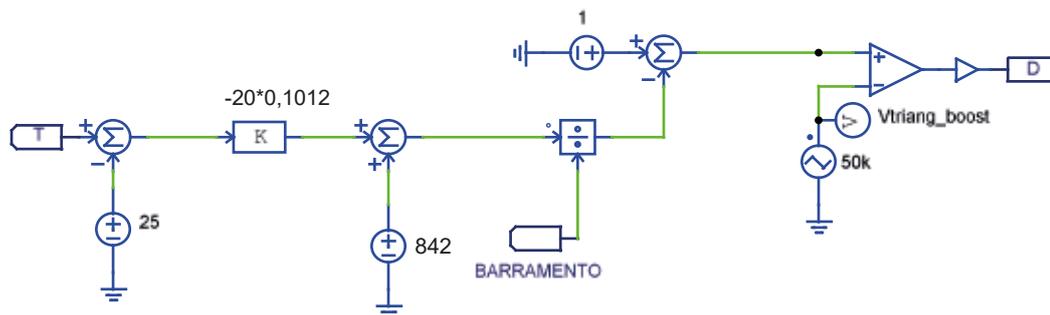


adaptado de Coelho (2013).

### 3.3.1 IMPLEMENTAÇÃO DO MPPT NO PSIM

A implementação no PSIM consiste em sintetizar o resultado da Equação (30) para a geração da razão cíclica adequada. Cada uma das etapas do equacionamento dessa implementação é descrita na Figura 38.

Figura 38 – Bloco de implementação do MPPT no PSIM

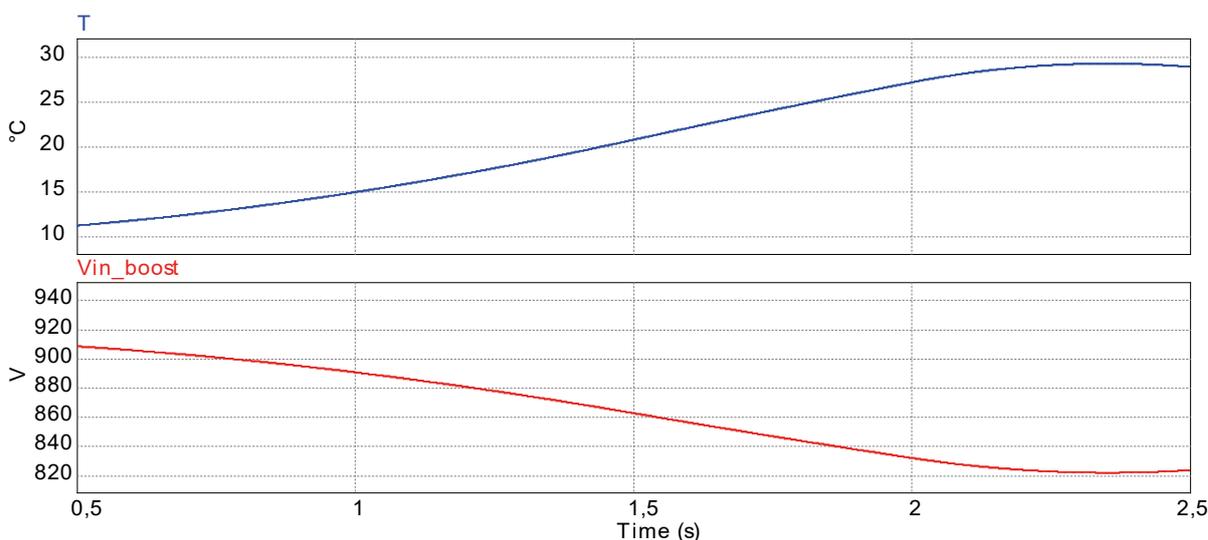


autor.

A constante K, da Figura 38, representa a multiplicação pelos 20 módulos da variável da  $u_{Vmp}$  fornecida no *datasheet*. Para a realização dessa simulação foi gerado um sinal variável de temperatura ao longo do tempo, utilizando o bloco *Piecewise linear voltage source* do PSIM e uma irradiância constante em  $1000 \text{ W/m}^2$ .

Na Figura 39 é possível constatar a variação da tensão conectada ao arranjo fotovoltaico, a qual é a mesma na entrada do *boost*. A variação corresponde a um decaimento da tensão no arranjo para seguir a referência de máxima potência, pois no modelo do sinal se considerou um aumento da temperatura.

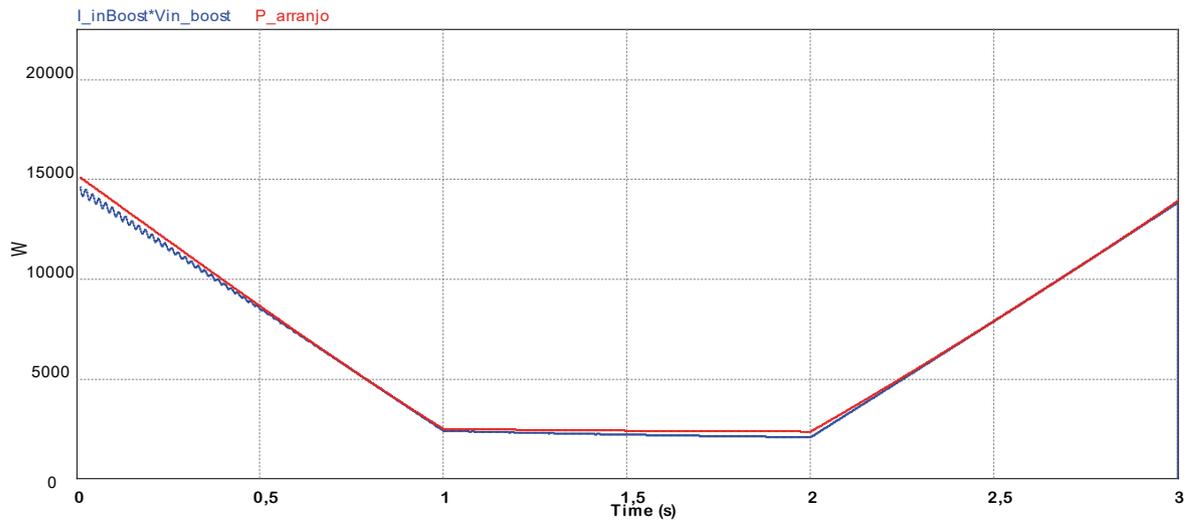
Figura 39 – Temperatura nos módulos e tensão na entrada do *boost*.



autor.

Para a verificação do MPPT implantado, realizou-se, além da variação da temperatura, uma variação na irradiância, seguindo a mesma metodologia utilizada para gerar o sinal de temperatura. O resultado obtido na Figura 40 apresenta a implementação, nela a potência na entrada do *boost* segue a potência gerada pelo modelo físico do arranjo no PSIM.

Figura 40 – Potência na entrada do *boost* e potência gerada pelo arranjo.



autor.

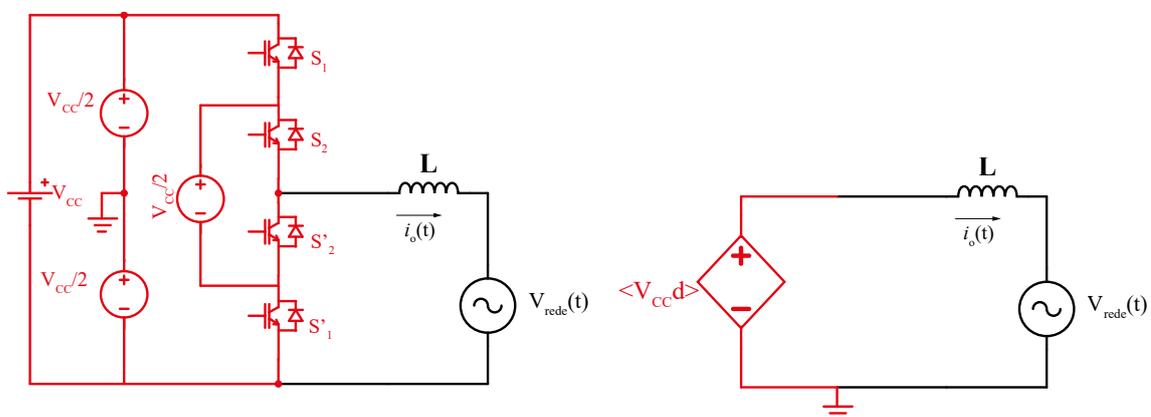
Também é possível constatar a potência para o caso do patamar de  $200 \text{ W/m}^2$ , no qual é produzida uma potência de saída de 2120 W.

### 3.4 CONTROLE DA CORRENTE INJETADA NA REDE

O controle da corrente injetada na rede é uma parte crucial do bom desempenho do sistema integrado, desde que seu formato se aproxime tanto quanto possível do formato senoidal e esteja em fase com a tensão de saída  $V_{rede}$  Coelho (2013).

O ponto de partida para a implementação desse controle é modelar o comportamento dinâmico do inversor. A partir das considerações já mencionadas neste estudo acerca da simplificação da topologia, a Figura 41 apresenta o modelo adotado para a concepção do controle de corrente.

Figura 41 – Simplificação do modelo dinâmico do inversor.



autor.

Considera-se o inversor FC de três níveis como um inversor fonte de tensão, VSI (do inglês, *voltage source inverter*) com modulação de 3 níveis e cuja tensão de saída é dependente da razão cíclica gerada, a qual determina os tempos de cada interruptor. Então, aplicando o modelo de pequenos sinais no circuito equivalente, tem-se:

$$-V_{a0}\hat{d} + \hat{v}_L = 0. \quad (32)$$

Como  $\hat{v}_L = \hat{i}_L \cdot sL$ , a função de transferência que relaciona a corrente no indutor do filtro de saída com a razão cíclica,  $G_{id}(s)$ , pode ser representada pela Equação (33):

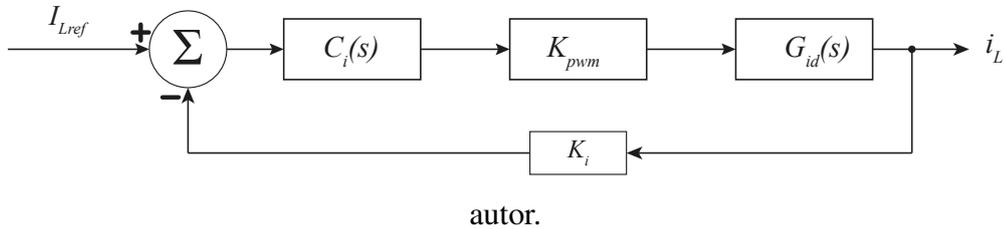
$$G_{id}(s) = \frac{\hat{i}_L}{\hat{d}} = \frac{V_{a0}}{s \cdot L}. \quad (33)$$

Como a máxima tensão  $v_{a0}$  é  $\frac{V_{CC}}{2}$ , a função de transferência pode ser reescrita como:

$$G_{id}(s) = \frac{V_{CC}}{2 \cdot s \cdot L} \quad (34)$$

Na Figura 42 é apresentada a representação da função de transferência determina, na qual o ganho  $K_{pwm}$  é dado pelo inverso da tensão de pico da portadora triangular  $V_{trip}$  e o  $K_i$  é unitário.

Figura 42 – Diagrama de blocos para o controle da corrente de saída.



Resta então determinar o compensador a ser utilizado no bloco estabelecido. Nesse caso, o compensador que se está utilizando é um Proporcional-Integral (PI). O seu projeto foi baseado na resposta em frequência, descrito pela Equação (35):

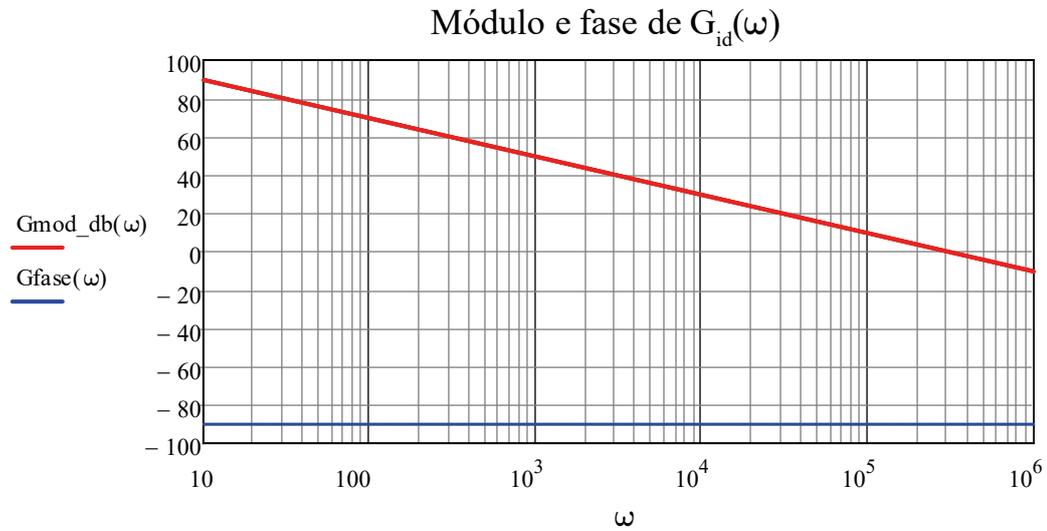
$$C(s \rightarrow j\omega) = k_c \cdot \frac{(j\omega + \omega_z)}{j\omega}, \quad (35)$$

em que  $k_c$  é definido pela Equação (36) e  $\omega_z$  pela Equação (37):

$$k_c = \frac{\omega_c}{|G_{id}(\omega_c)| \cdot \sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}}; \quad (36)$$

$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(M_\Phi - \frac{\pi}{2} - \angle G_{id}(\omega_c))}. \quad (37)$$

Figura 43 – Diagrama de Bode de magnitude e fase.



autor.

A determinação dos parâmetros do compensador foi realizada alocando-se a margem de fase em  $M_{\Phi} = 60^\circ$  e a frequência de cruzamento em  $f_c = 2$  kHz ( $\omega_c = 12,57$  krad/s). O valor da indutância, 3,911 mH, foi obtido por meio da Equação (11) com isso é possível traçar o diagrama de Bode para  $G_{id}(\omega)$ , dado pela Equação (34), conforme apresentado na Figura 43 em que o módulo é dado pela Equação (38), em dB, e a fase por meio da Equação (39), em graus:

$$G_{mod[dB]}(\omega) = 20 \cdot \log(|G_{id}(\omega_c)|); \quad (38)$$

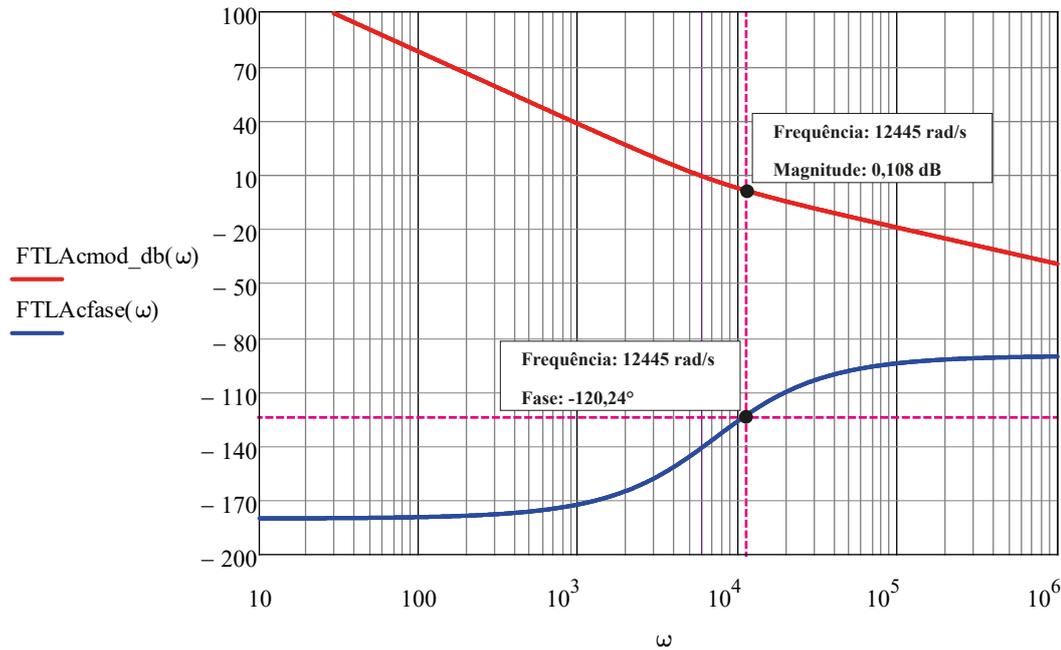
$$G_{fase[graus]}(\omega) = \frac{180}{\pi} \cdot \angle G_{id}(\omega_c). \quad (39)$$

Já os valores obtidos para o controlador são  $k_c = 0,035$  e  $\omega_z = 7,255$  krad/s. Assim, o compensador para o controle da corrente é:

$$C_i(s) = 0,035 \cdot \frac{(s + 7255)}{s}. \quad (40)$$

Com o compensador definido, sua representação, do diagrama de Bode do sistema já compensado, é apresentado na Figura 44.

Figura 44 – Diagrama de Bode de magnitude e fase do sistema compensado.



autor.

O resultado para o sistema compensado se mostra satisfatório com a frequência de cruzamento por zero  $\omega_c=12445$  rad/s e uma margem de fase de  $59,76^\circ$ .

### 3.4.1 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DA CORRENTE NO PSIM

Para a verificação da efetividade do controle da corrente para o projeto proposto, utilizou-se o bloco *Proportional-integral (PI) controller*, cujos valores de entrada são o ganho  $k_c$  e a constante de tempo dada por  $\frac{1}{\omega_c}$ , cujo valor foi de 137,832 us.

A simulação consistiu em gerar uma perturbação, conforme representado na Figura 45, na corrente de referência para ver se a corrente de saída seguia tal perturbação. Para tanto, foi utilizada uma variação de 50% em um período.

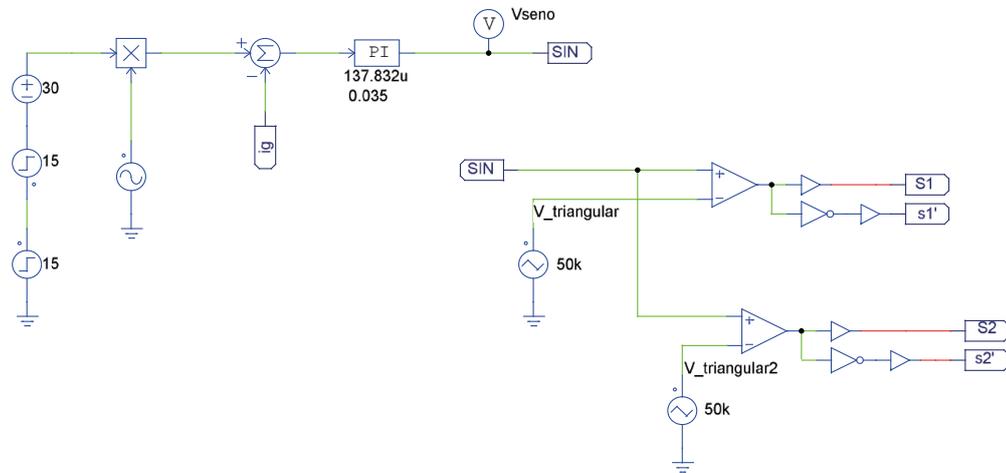
O valor de referência utilizado foi de 30 A, que corresponde ao valor da corrente de pico do indutor, conforme a Equação (41).

$$I_{opk} = \frac{P_o}{V_o} \cdot \sqrt{2}, \quad (41)$$

em que o valor RMS adotado para a tensão de saída é 660 V e a potência de 14 kW.

Esse valor é multiplicado por um sinal senoidal de 60 Hz e amplitude unitária. A diferença entre o sinal gerado e a corrente efetiva no indutor gera o sinal senoidal para o comando dos interruptores, após a passagem pelo compensador PI.

Figura 45 – Diagrama do controle da corrente e do sinal de comando para os interruptores no PSIM.



autor.

Na seção de integração é considerado ainda um transformador para elevar a tensão na saída do conversor para o nível da rede de distribuição de 13,8 kV.

Nessa etapa desconsideraram-se perturbações no barramento CC, logo, a tensão de entrada do barramento foi dada, pela fonte de tensão CC de 2,4 kV. A Figura 46 apresenta o inversor utilizado. os capacitores utilizados possuem valor de tensão inicial de metade da tensão do barramento CC sendo cada um deles com 1,2 kV, e uma capacitância que foi definida por meio da Equação (42), apresentada em Barbi (2022):

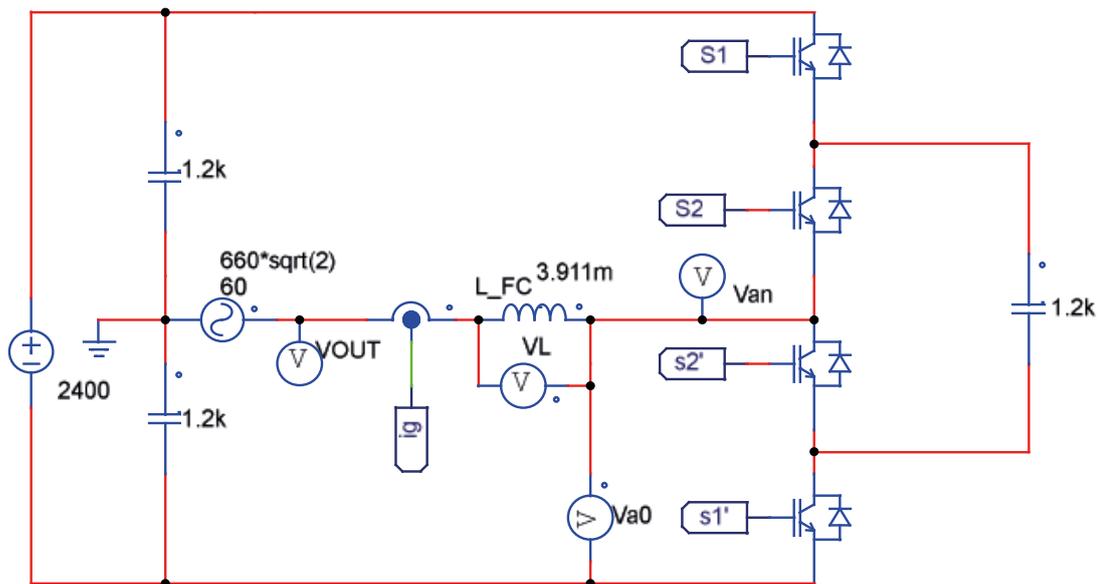
$$C_f = \frac{I_p \cdot [4 - \pi \cdot M_a]}{2 \cdot \omega \cdot \Delta V_{Cf}}, \quad (42)$$

$$C_f = \frac{30 \cdot [4 - \pi \cdot 0,78]}{2 \cdot 2\pi \cdot 60 \cdot 60} = 1,03 \text{ mF.}$$

O resultado do controle da corrente injetada na rede elétrica é apresentado na Figura 47. Adicionalmente, no gráfico é apresentada a tensão da rede normalizada com a corrente, para efeitos de comparação.

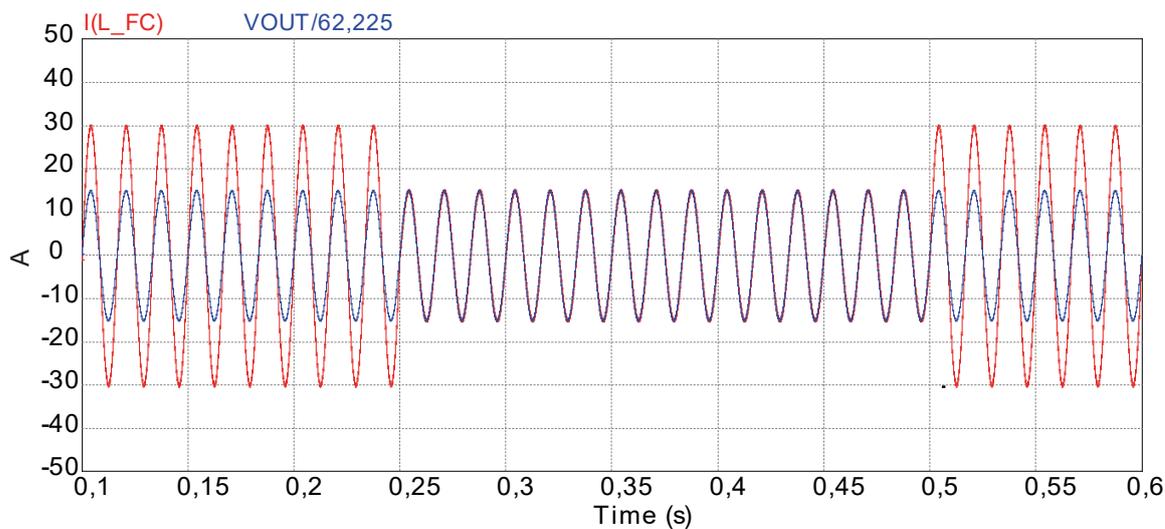
Com o compensador implementado, obteve-se um fator de potência de 0,999 antes da perturbação e 0,997 durante a perturbação. Já a DHT antes e após a perturbação foi de 0,84% e 1,68%, respectivamente.

Figura 46 – Circuito do inversor MLFC-3 conectado à rede elétrica de 60 Hz.



autor.

Figura 47 – Corrente de saída do inversor e tensão da rede normalizada.

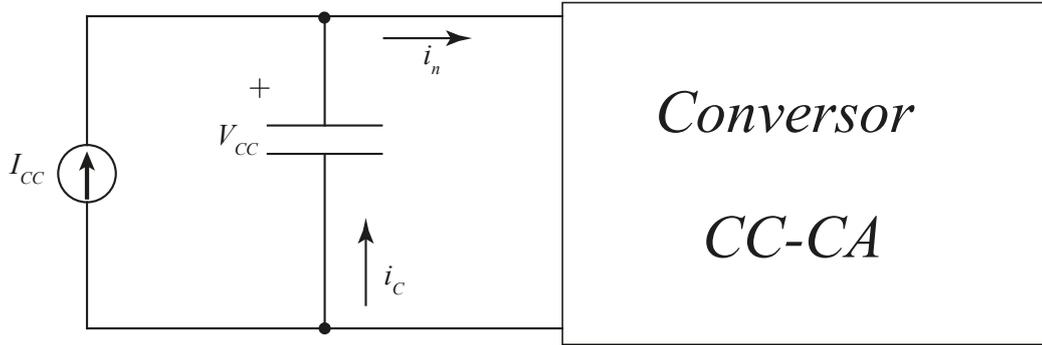


autor.

### 3.5 CONTROLE DO BARRAMENTO CC

O controle do barramento CC utilizado neste estudo se baseia no controle da corrente de pico injetada na rede elétrica conforme apresentado por Coelho (2013) considerando não haver perdas, ou seja,  $P_o = P_{in}$ . Na Figura 48 é apresentado o sentido das correntes adotadas.

Figura 48 – Barramento CC com sentido das correntes definidas.



autor.

Tomando os sentidos das correntes adotadas, a corrente que entra no conversor CC-CA é definida pela Equação (43) e expandidas nas Equações (44) e (45):

$$i_{in} = i_C + I_{CC}. \quad (43)$$

$$\frac{V_{opk} \cdot i_{opk}}{2} = (i_C + I_{CC}) \cdot v_{CC} \quad (44)$$

$$\frac{V_{opk} \cdot i_{opk}}{2 \cdot v_{CC}} = C \cdot \frac{dv_{CC}}{dt} + I_{CC} \quad (45)$$

Linearizando a Equação (45) com as Equações (46) e (47):

$$v_{CC} = V_{CC} + \hat{v}_{CC}, \quad (46)$$

$$i_{opk} = I_{opk} + \hat{i}_{opk}, \quad (47)$$

obtém-se:

$$\frac{V_{opk} \cdot (I_{opk} + \hat{i}_{opk})}{2 \cdot (V_{CC} + \hat{v}_{CC})} = C \cdot \frac{d[V_{CC} + \hat{v}_{CC}]}{dt} + I_{CC}. \quad (48)$$

Da Equação (48), obtém-se o modelo CC referente à corrente  $I_{CC}$ :

$$I_{CC} = \frac{V_{opk} \cdot I_{opk}}{2 \cdot V_{CC}}. \quad (49)$$

O modelo de pequenos sinais que define a planta  $G_v(s)$  é dado pela Equação (50):

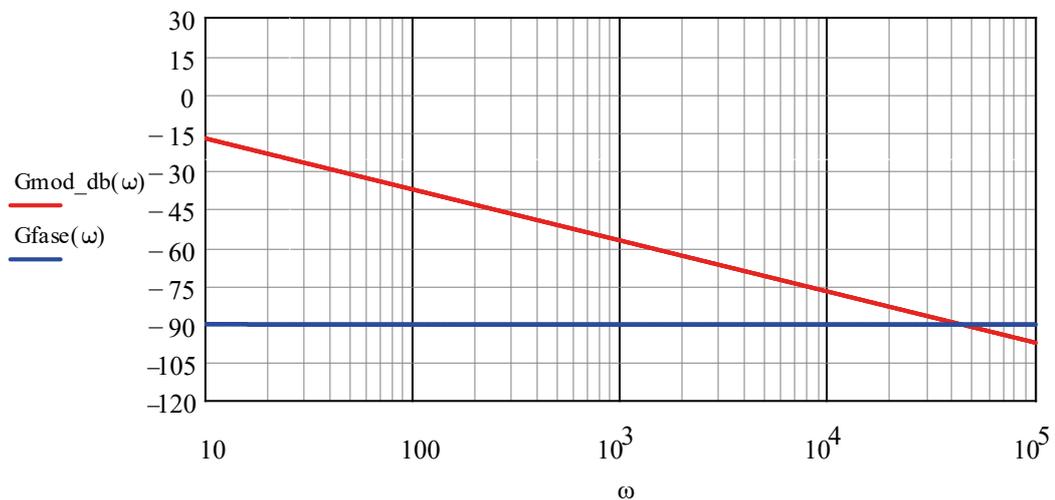
$$G_v(s) = \frac{\hat{v}_{CC}(s)}{\hat{i}_{opk}(s)} = \frac{V_{CC} \cdot V_{opk}}{2 \cdot C \cdot V_{CC}^2 \cdot s + V_{opk} \cdot I_{opk}}; \quad (50)$$

em que o valor da capacitância  $C$  é dado pela estimativa de 1 mF para cada 100 W. Como a potência a ser processada é da ordem de 14 kW, utilizou-se um capacitor de barramento de

140 mF. Na prática, o que se utilizar é a regra 1 mF/kW, ou seja, o sistema aqui proposto foi superdimensionado.

A Figura 49 apresenta a magnitude e fase de  $G_v(s)$ .

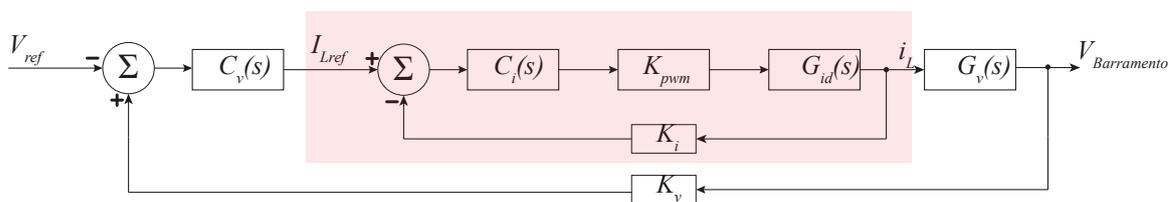
Figura 49 – Magnitude [dB] e fase [graus] de  $G_v(s)$ .



autor.

A planta que representa a tensão no barramento é definida por uma malha externa à da corrente, como pode ser observado na Figura 50 em que a malha interna de corrente pode ser vista como um ganho  $\frac{1}{K_i}$ . A malha de controle de tensão é uma malha mais lenta, em comparação com a malha de corrente.

Figura 50 – Malha dupla de controle da tensão do barramento CC e da corrente injetada na rede.



autor.

O procedimento adotado para a concepção do compensador da malha de tensão,  $C_v(s)$ , é o mesmo que foi utilizado para o caso do controle da corrente injetada na rede elétrica, utilizando a técnica no domínio da frequência. Foi definida uma margem de fase  $M_\Phi$  também de  $60^\circ$  e uma frequência de corte  $f_c$  de 10 Hz. Em Coelho (2013) é adotado o compensador com filtro, com a inserção de mais um polo, com a finalidade de se filtrar componentes de alta frequência.

Com isso, os valores obtidos para o ganho  $k_c$  e para a frequência  $\omega_z$  são dados pelas Equações (51) e (52), respectivamente:

$$k_c = \frac{\omega_c}{|G_v(\omega_c)| \cdot \sqrt{\omega_c^2 + \omega_z^2}}; \quad (51)$$

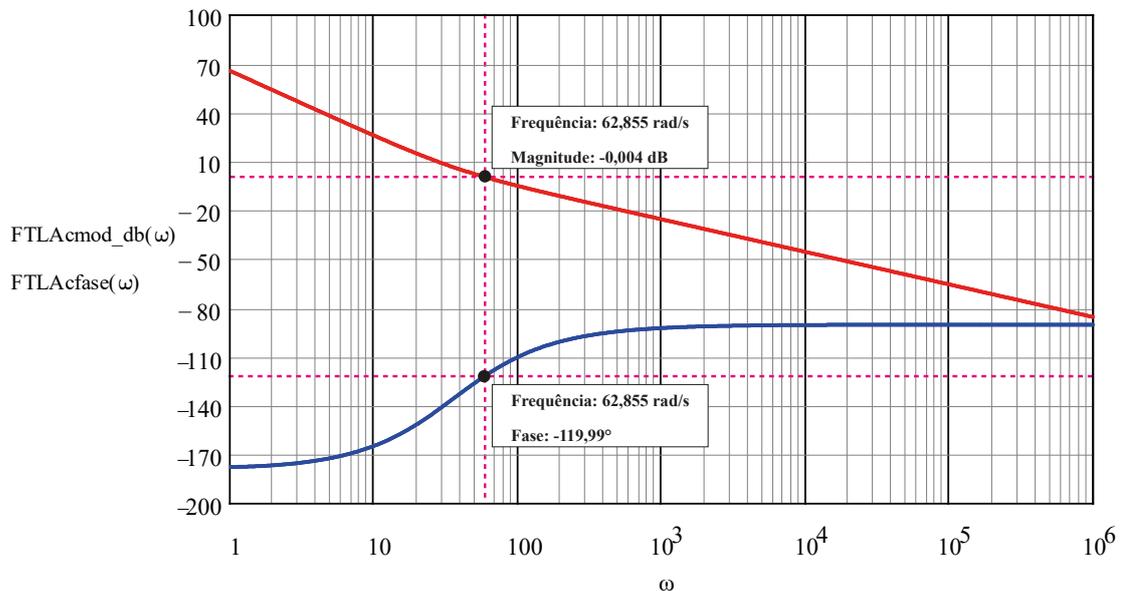
$$\omega_z = \frac{\omega_c}{\tan(M_\Phi - \frac{\pi}{2} - \angle G_v(\omega_c))}. \quad (52)$$

Para os parâmetros de margem de fase e frequência de cruzamento por zero, obtiveram-se os valores  $k_c = 39,17$  e  $\omega_z = 36,299$  rad/s, de modo que o compensador que se tem é apresentado na Equação (53):

$$C_v(s) = 39,17 \cdot \frac{(s + 36,299)}{s}. \quad (53)$$

O diagrama de Bode para a planta em associação com o compensador é apresentado na Figura 51, em que há a comprovação dos parâmetros de margem de fase e da frequência de corte definidos, sendo que a função de laço aberto é dada por meio da Equação (54) em que a magnitude e fase são dadas pelas Equações (55) e (56), respectivamente.

Figura 51 – Diagrama de Bode de magnitude e fase do sistema compensado.



autor.

$$FTLA_c(\omega) = G_v(\omega) \cdot C_v(\omega), \quad (54)$$

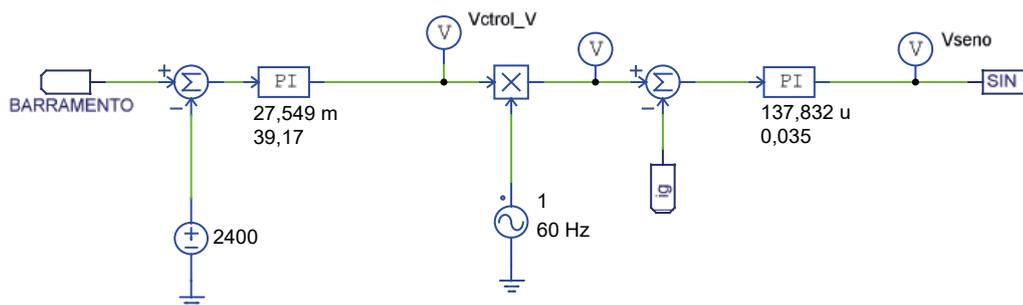
$$FTLA_{Acmod_{dB}}(\omega) = 20 \cdot \log(|FTLA_c(\omega)|), \quad (55)$$

$$FTLA_{Acfase}(\omega) = \frac{180}{\pi} \cdot \angle FTLA_c(\omega). \quad (56)$$

### 3.5.1 IMPLEMENTAÇÃO DO CONTROLE DO BARRAMENTO CC NO PSIM

A implementação do controle do barramento no PSIM segue o mesmo procedimento adotado para o controle da corrente injetada na rede elétrica. A concepção da malha dupla cascadeada que controla a tensão no barramento CC e a corrente injetada na rede é apresentada na Figura 52.

Figura 52 – Diagrama do bloco de controle do barramento CC e do controle da injeção de corrente na rede elétrica.

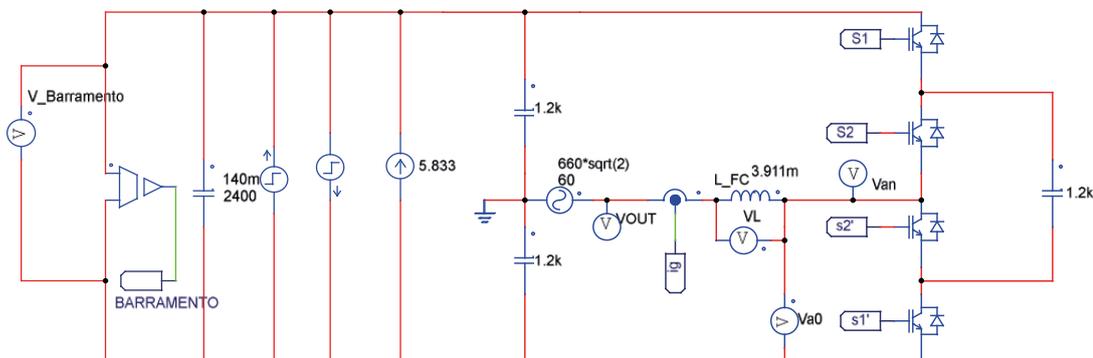


autor.

A perturbação na corrente injetada no barramento corresponde a 50% da corrente total, que pode ser obtida pela Equação (57). A perturbação é dada pelo degrau de corrente no barramento CC, como se pode observar no circuito usado na simulação, representado na Figura 53.

$$I_{CC} = \frac{P_{CC}}{V_{CC}} = \frac{14 \cdot 10^3}{2400} = 5,833 \text{ A.} \tag{57}$$

Figura 53 – Circuito do inversor MLFC-3 conectado à rede elétrica com perturbação na corrente do barramento.



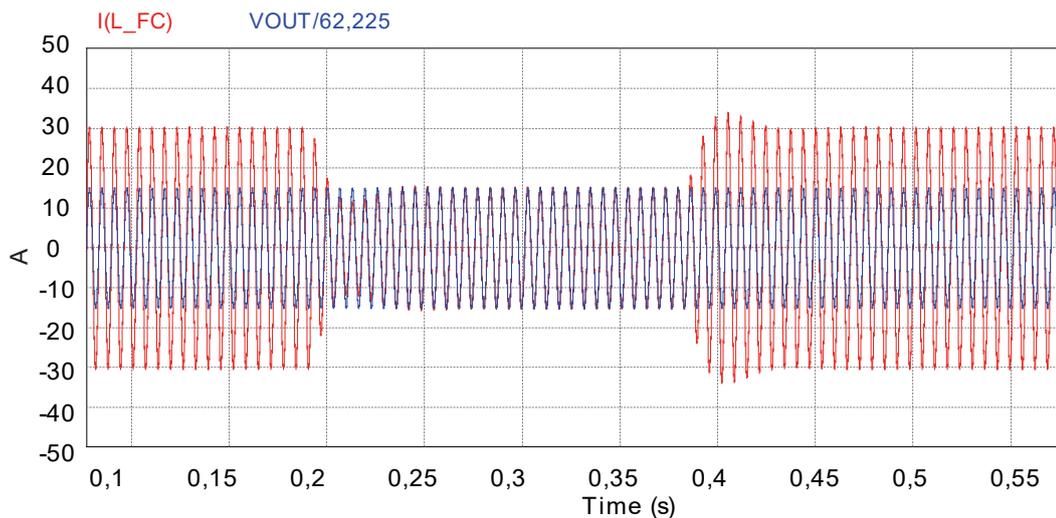
autor.

Como resultado para verificação da efetividade do controlador projetado, tem-se a Figura 54. Constata-se que o barramento CC manteve-se regulado em torno da tensão de referência

e a corrente seguiu a perturbação. Além disso, a DHT da corrente no indutor foi de 4,169% e 4,789% antes e durante a perturbação, respectivamente.

Neste ponto, ainda se obteve uma potência de 13,983 kW na saída do conversor com um fator de potência de 0,992.

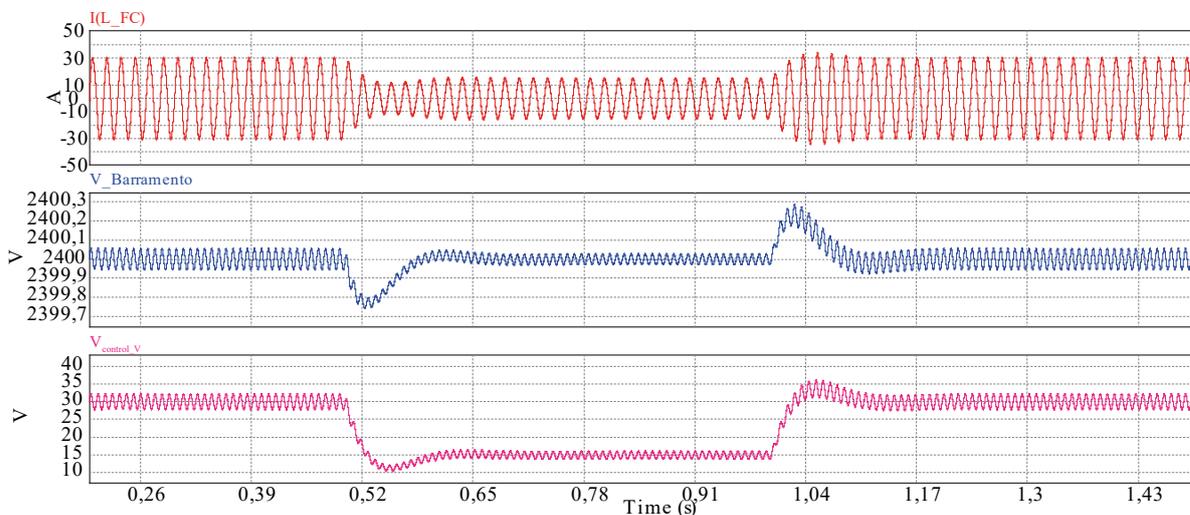
Figura 54 – Corrente no indutor e tensão de saída normalizada com perturbação na corrente no barramento CC.



autor.

O controle pode ainda ser comprovado a partir do valor medido após a compensação de  $C_v$ , dado por  $V_{control\_V}$  na Figura 55, que também apresenta a tensão do barramento CC, ( $V_{BARRAMENTO}$ ) e, novamente, a corrente no indutor,  $I(L_{FC})$ .

Figura 55 – Corrente de saída no indutor, tensão no barramento CC e sinal de referência para a malhada de corrente injetada na rede elétrica.

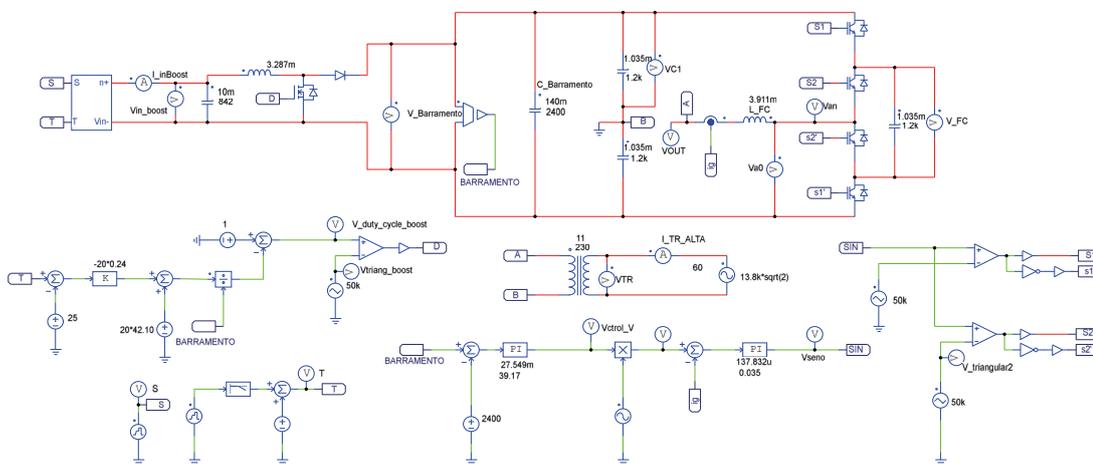


autor.

### 3.6 INTEGRAÇÃO ENTRE OS BLOCOS

Uma vez modelados os aspectos mais relevantes para descrever o sistema proposto, resta agora fazer a integração de cada uma das partes constituintes, no caso, integrar os blocos que descrevem o comportamento dos arranjos fotovoltaicos, do conversor *boost* e do inversor MLFC-3 com os respectivos controles de tensão, corrente injetada na rede elétrica, além do rastreamento de máxima potência. O sistema completo é apresentado na Figura 56. Agora, há a inclusão de um transformador para elevar a tensão RMS de 660 V, na saída do inversor, para uma tensão nominal de 13,8 kV. No escopo deste trabalho não foram consideradas não idealidades dessa transformação, portanto, foi considerado um transformador ideal na simulação.

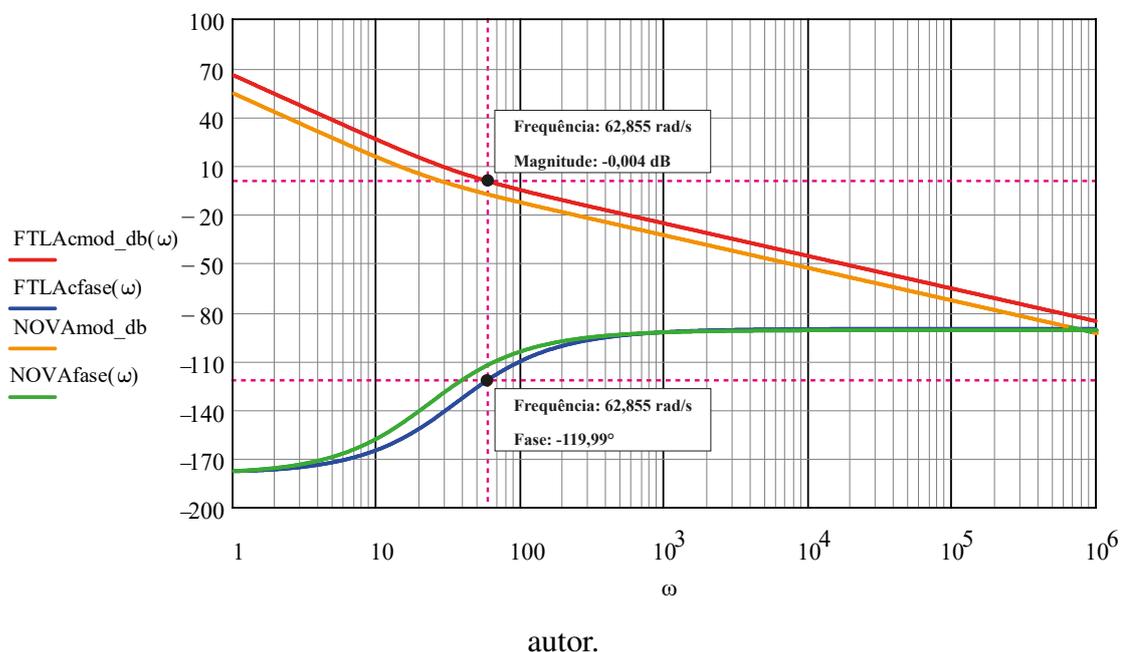
Figura 56 – Sistema completo.



autor.

Durante a simulação, um ajuste no compensador que controla o barramento CC foi necessário. O ganho  $k_c$  foi ajustado para 18,291 e a frequência de corte  $\omega_z$ , para 22,852 rad/s. Os valores de margem de fase e frequência de corte correspondentes foram de  $54^\circ$  e 5 Hz. A redução na frequência de corte bem como no ganho do compensador foram realizados para a melhoria da DHT da corrente no indutor de saída. O ajuste do compensador é apresentado na Figura 57.

Figura 57 – Diagrama de Bode de magnitude e fase do sistema compensado ajustado.



Realizada a devida correção, os resultados obtidos para o sistema proposto são apresentados.

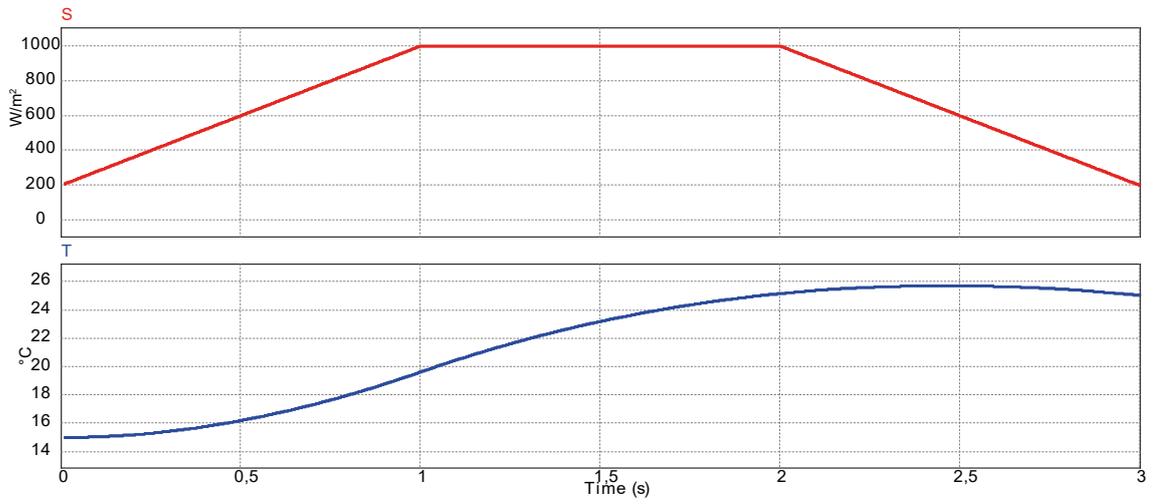
### 3.6.1 RESULTADOS DA INTEGRAÇÃO

Pela ordem, o primeiro ponto a ser avaliado é o comportamento do arranjo fotovoltaico, bem como do conversor *boost*. Para avaliar o desempenho do sistema, foram geradas curvas de radiação e de temperatura. A curva de irradiância foi gerada, considerando que ela se inicia em 200 W/m<sup>2</sup>, chega a um patamar máximo de 1000 W/m<sup>2</sup>, e decresce, retornando ao valor inicial, simulando um dia ensolarado ideal. A curva de temperatura, foi construída considerando que ela se inicia em 15 °C e atinge pouco mais de 26 °C, ao longo da simulação. As curvas geradas estão ilustradas na Figura 58.

Como pode ser observado na Figura 59, a corrente de entrada do conversor *boost* segue o padrão estabelecido pela incidência de irradiância nos módulos. Já a tensão de entrada segue o inverso da temperatura, diminuindo à medida que se tem uma elevação térmica.

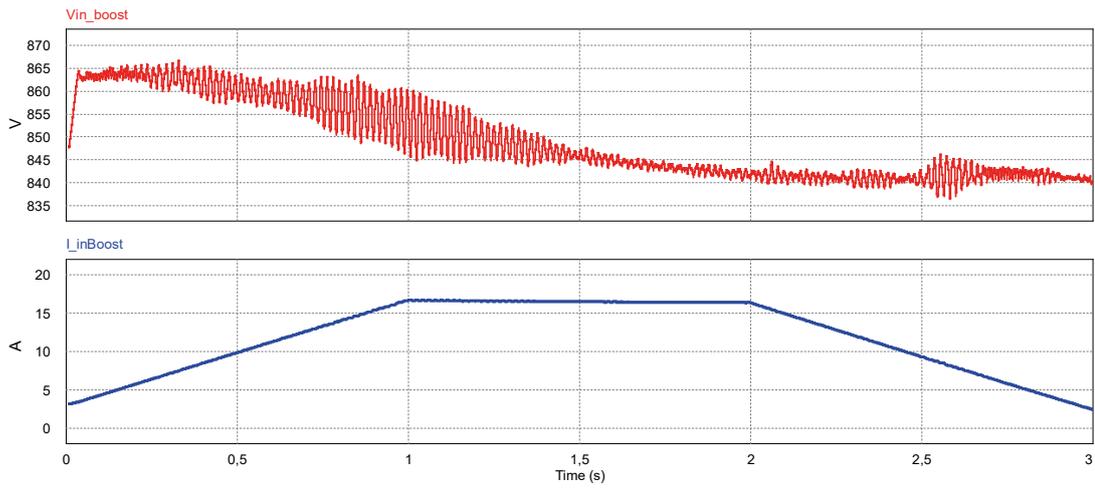
Para a verificação do MPPT, adotando o mesmo que foi definido na seção 3.3 na página 64, percebe-se a aderência da potência gerada pelo arranjo com o produto entre a tensão e corrente de entrada do conversor *boost*, a menos do erro já mencionado devido ao modelo adotado, Figura 60.

Figura 58 – Curva de irradiância solar (S) e temperatura (T) em grau Celsius.



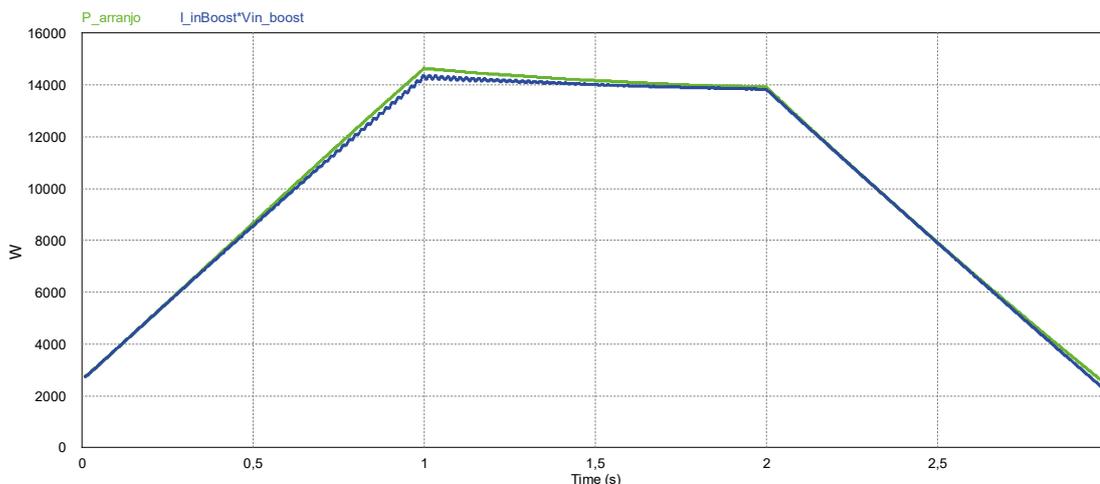
autor.

Figura 59 – Tensão e corrente de entrada do conversor *boost*.



autor.

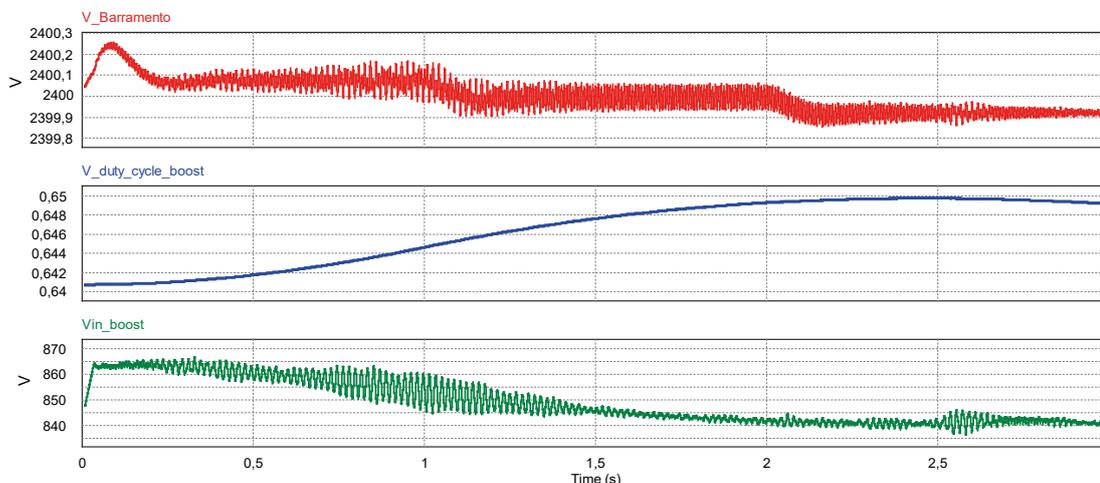
Figura 60 – Potência de entrada do *boost* vs potência gerada pelos módulos.



autor.

Como se pode observar na Figura 61, com a queda da tensão na entrada do *boost* devido ao aumento de temperatura, a razão cíclica do conversor aumenta. Na imagem, também é possível constatar a regulação da tensão do barramento CC.

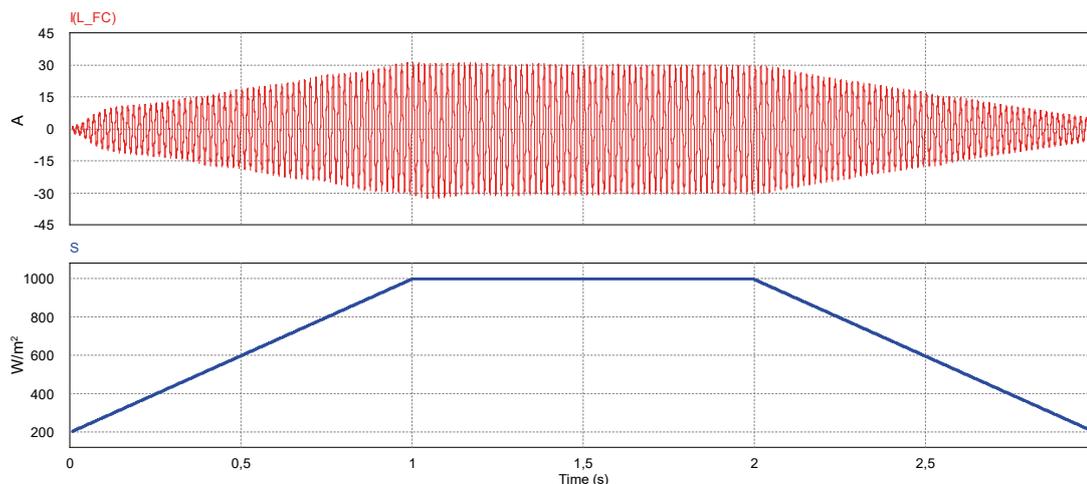
Figura 61 – Tensão no barramento CC e razão cíclica e tensão de entrada *boost*.



autor.

Quanto ao desempenho do MLFC-3, conseguiu-se obter uma DHT menor que 5% durante a máxima incidência de irradiância. Para o período ascendente de irradiância, até 1 s, a DHT foi da ordem de 4%, mas no trecho descendente, a DHT chegou em aproximadamente 9%, necessitando, portanto, um melhor dimensionamento do indutor de saída do inversor. Na Figura 62 é possível constatar o aumento, a estabilização e o decrescimento da corrente de saída do inversor à medida que a irradiância varia.

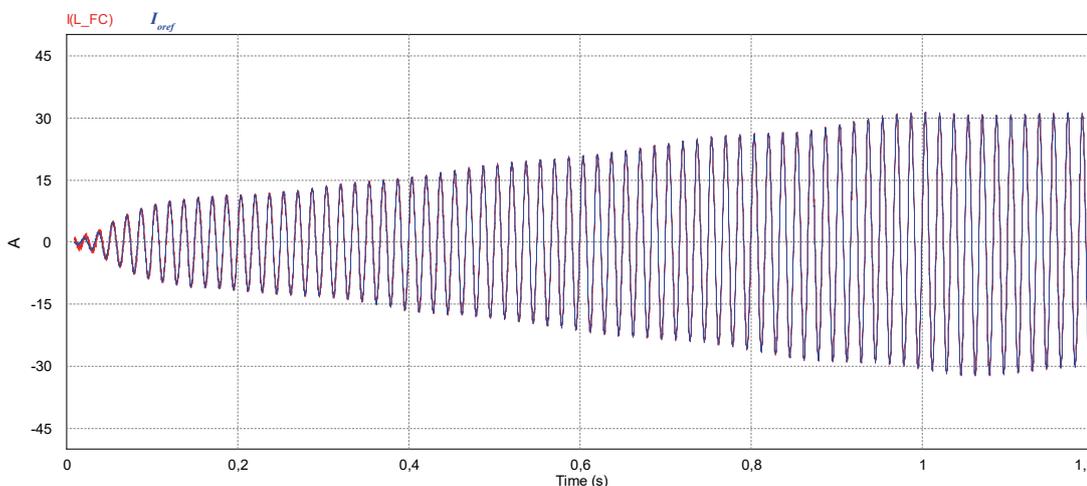
Figura 62 – Corrente de saída e irradiância incidente.



Autor.

Também é possível comparar a corrente de saída do inversor com a corrente de referência, a qual sai do compensador da malha de controle sendo multiplicada por uma senoide de amplitude unitária. Essa comparação é apresentada na Figura 63.

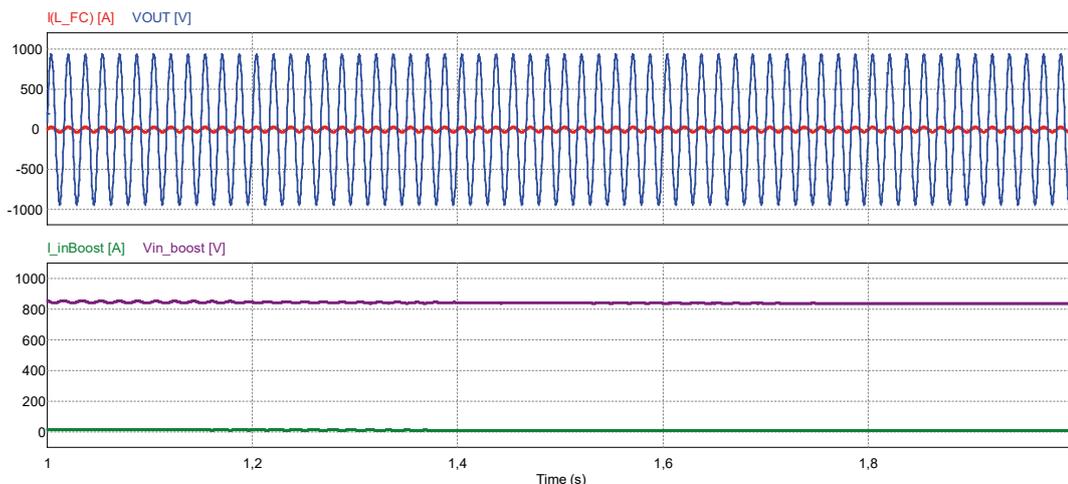
Figura 63 – Corrente de saída e corrente de referência.



autor.

Para o caso da potência de saída, tem-se a comparação com a potência de entrada do *boost*, idealmente não havendo perdas, o sistema dever apresentar potências muito semelhantes. A Figura 64 apresenta essa comparação entre potência de entrada e potência de saída. O rendimento obtido foi de 99,94%, alguns erros inerentes ao processo de convergência, como o *Time Step* do simulador, podem ter contribuído para um rendimento diferente de 100%, como em um sistema ideal.

Figura 64 – Curvas de tensão e corrente de saída do inversor e de entrada do conversor *boost*.

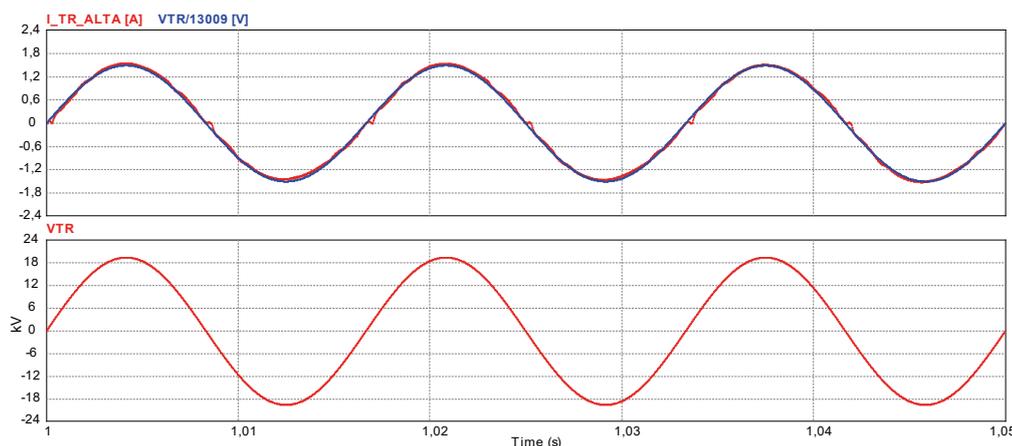


autor.

Ainda da Figura 64, obteve-se para o período de máxima irradiância um fator de potência na saída do inversor de 0,998 e uma DHT de 3,22% na corrente injetada na rede.

Considerando que se utilizou um transformador com características ideais para elevar a tensão de 660 V para 13,8 kV, são apresentadas as formas de onda da corrente e da tensão normalizada na Figura 65. Como esperado, os valores de DHT e fator de potência permaneceram os mesmos, havendo apenas o redimensionamento da tensão e da corrente.

Figura 65 – Curvas de tensão e corrente na transformação 0,66/13,8 kV.



autor.

Em linhas gerais, a integração foi satisfatória, à medida que se conseguiu obter os valores estipulados inicialmente para o sistema proposto. Há que se lembrar que o ponto de partida deste estudo foi considerar o sistema como ideal e a dinâmica do inversor foi reduzida para um VSI com filtro indutivo. Também se deve considerar o fato de não terem sido utilizados filtros

que pudessem melhorar as formas de onda utilizadas para a geração dos sinais de comando dos interruptores, sobretudo os que filtrassem as altas frequências.

## 4 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Os inversores multiníveis a capacitor flutuante apresentam-se, embora limitados na aplicação industrial, como uma solução com características interessantes de ganhos de redução na distorção harmônica total e também na própria redistribuição dos esforços de tensão a que os componentes semicondutores estão submetidos. Por outro lado, a topologia apresenta desvantagens principalmente no quesito de regulação da tensão sobre o capacitor flutuante (requisito para o efetivo grampeamento da tensão), na quantidade de componentes que crescem exponencialmente com o aumento no número de níveis e na limitação que se tem pelo fato de ter que se utilizar capacitores que são submetidos à corrente total de saída, gerando, portanto, desgastes mais acentuados.

Na aplicação para processamento de energia de fonte solar fotovoltaica, adotando o inversor como um VSI, o desempenho foi positivo, principalmente no quesito DHT e fator de potência. Entretanto, o modelo proposto não abrangeu as não idealidades, sobretudo, as de perdas nos elementos resistivos, mas, como ponto de partida, apresentou resultados consistentes em cada um dos blocos construtivos que compõe o sistema estudado.

O dimensionamento do montante de potência a ser processada pelo inversor também é uma lacuna a ser explorada em trabalhos vindouros, considerando a disponibilidade cada vez mais acentuada de elementos semicondutores com capacidades em centenas de kV. Também a desconsideração das não idealidades advindas dos capacitores flutuantes, reduzido neste escopo a fontes de tensões ideais.

Assim, apesar de os resultados serem satisfatórios (para a escala adotada), há que se ater as possibilidades de expansão, para os montantes de potência que comumente podem ser observados na produção de energia solar fotovoltaica.



## REFERÊNCIAS

- Amini, Jalal (2014). “An Effortless Space-Vector-Based Modulation for N -level Flying Capacitor Multilevel Inverter With Capacitor Voltage Balancing Capability”. *In: IEEE Transactions on Power Electronics* 29(11), pp. 6188–6195. DOI: 10.1109/TPEL.2014.2299716.
- Amini, Jalal *et al.* (2016). “A General Active Capacitor Voltage Regulating Method for L-Level M-Cell N-Phase Flying Capacitor Multilevel Inverter With Arbitrary DC Voltage Distribution”. *In: IEEE Transactions on Industrial Electronics* 63(5), pp. 2659–2668. DOI: 10.1109/TIE.2016.2517058.
- Barbi, Ivo (2022). *Inversores Monofásicos*. 1. Onélia Silva Guimarães CRB-14/071.
- BRAGA, Newton C. (2022). *Sinais em modo comum (TEL007)*. Instituto Newton C. Braga. Disponível em: <https://www.newtoncbraga.com.br/index.php/telecom-artigos/1707-tel007.html> (acesso em 17/11/2022).
- Brooks, Nathan C. *et al.* (2022). “Fundamental State-Space Modeling Methodology for the Flying Capacitor Multilevel Converter”. *In: 2022 IEEE 23rd Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–7. DOI: 10.1109/COMPEL53829.2022.9830006.
- Chen, Manxin, Yat-Chi Fong e Poh Chiang Loh (2020). “A Cascaded Flying Capacitor Multilevel Inverter with Double-Boost Voltage Gain and reduced capacitor count for solar PV systems”. *In: 2020 8th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)*, pp. 1–4. DOI: 10.1109/PESA50370.2020.9343971.
- Coelho, Roberto Francisco (2013). “CONCEPÇÃO, ANÁLISE E IMPLEMENTAÇÃO DE UMA MICRORREDE INTERLIGADA À REDE ELÉTRICA PARA ALIMENTAÇÃO ININTERRUPTA DE CARGAS CC A PARTIR DE FONTES RENOVÁVEIS”. *In: Tese (doutorado) - Universidade Federal de Santa Catarina*, p. 330.
- Devaraj, S. e G S Anitha (2016). “Closed loop system of a flying capacitor multilevel inverter using POD-PWM”. *In: 2016 Biennial International Conference on Power and Energy Systems: Towards Sustainable Energy (PESTSE)*, pp. 1–7. DOI: 10.1109/PESTSE.2016.7516519.
- Dodo, Yuki *et al.* (2016). “A study for improvement in power density of flying capacitor multilevel inverters for grid-connected applications”. *In: 2016 IEEE 8th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC-ECCE Asia)*, pp. 469–473. DOI: 10.1109/IPEMC.2016.7512331.

- Feng, Chunmei, Jun Liang e Vassilios G. Agelidis (2007). “Modified Phase-Shifted PWM Control for Flying Capacitor Multilevel Converters”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 22(1), pp. 178–185. DOI: 10.1109/TPEL.2006.886600.
- Hochgraf, C. *et al.* (1994). “Comparison of multilevel inverters for static VAR compensation”. In: *Proceedings of 1994 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 921–928 vol.2. DOI: 10.1109/IAS.1994.377528.
- Joca, Davi Rabelo (2014). “Técnica de modulação para redução de DHT em inversor multinível com capacitor flutuante de três níveis”. In: *Dissertação (mestrado) - Universidade Federal do Ceará*.
- Kim, Young-Seok, Beom-Seok Seo e Dong-Seok Hyun (1993). “A new N-level high voltage inversion system”. In: *Proceedings of IECON '93 - 19th Annual Conference of IEEE Industrial Electronics*, 1252–1257 vol.2. DOI: 10.1109/IECON.1993.339246.
- Lei, Yutian *et al.* (2016). “A 2 kW, single-phase, 7-level, GaN inverter with an active energy buffer achieving 216 W/in<sup>3</sup> power density and 97.6% peak efficiency”. In: *2016 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)*, pp. 1512–1519. DOI: 10.1109/APEC.2016.7468068.
- Maheshkumar, N., V. Maheskumar e M. Divya (2013). “The new topology in Flying Capacitor Multilevel Inverter”. In: *2013 International Conference on Computer Communication and Informatics*, pp. 1–6. DOI: 10.1109/ICCCI.2013.6466268.
- Meynard, T.A. e H. Foch (1992). “Multi-level conversion: high voltage choppers and voltage-source inverters”. In: *PESC '92 Record. 23rd Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 397–403 vol.1. DOI: 10.1109/PESC.1992.254717.
- Mochidate, Sae *et al.* (2016). “A study on total loss reduction in motor drive systems based on flying capacitor multilevel inverter”. In: *2016 19th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1–5.
- Moritz, Rodrigo Mauro Bauer (2018). *Estudo, Modelagem e Implementação de um Conversor Multinível Monofásico Flying Capacitor De Cinco Níveis Conectado a Rede de Distribuição*. UDESC. Disponível em: <https://sistemabu.udesc.br/pergamumweb/vinculos/000057/00005783.pdf> (acesso em 06/03/2022).
- Mowaviq, Muhammad Imbarothur, Dedet Candra Riawan e Heri Suryoatmojo (2022). “Phase Disposition PWM for Three Phase Nine-Level Diode Clamped Inverter”. In: *2022 International Seminar on Intelligent Technology and Its Applications (ISITIA)*, pp. 418–422. DOI: 10.1109/ISITIA56226.2022.9855325.

- NBR 10899 (ago. de 2020). *Energia solar fotovoltaica — Terminologia*. Associação Brasileira de Normas Técnicas. Rio de Janeiro.
- Oliveira, Francisco Hércules de (2017). *Estudo de Técnica Utilizando a Modulação PWM Baseada em Portadora Aplicada aos Inversores Monofásicos Assimétricos com Diodos de Grampeamento*. Universidade Federal da Paraíba. Disponível em: <https://repositorio.ufpb.br/jspui/handle/tede/9783> (acesso em 20/06/2022).
- ONS (2021). *Plano da Operação Elétrica de Médio Prazo do SIN – PAR/PEL*. OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO. Disponível em: [http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/Sumario%5C%20Executivo\\_PARPEL\\_2021.pdf#search=parpel](http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentosEPublicacoes/Sumario%5C%20Executivo_PARPEL_2021.pdf#search=parpel) (acesso em 06/03/2022).
- ONS (2022). *Plano da Operação Energética*. OPERADOR NACIONAL DO SISTEMA ELÉTRICO. Disponível em: [http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentos%20Publicacoes/Apresenta%5C%C3%5C%A7%5C%C3%5C%A3o%5C%20PEN%5C%202022%5C%20-%5C%20Agentes\\_rv2.pdf#search=MMGD](http://www.ons.org.br/AcervoDigitalDocumentos%20Publicacoes/Apresenta%5C%C3%5C%A7%5C%C3%5C%A3o%5C%20PEN%5C%202022%5C%20-%5C%20Agentes_rv2.pdf#search=MMGD) (acesso em 07/10/2022).
- Peng, F.Z. (2000). “A generalized multilevel inverter topology with self voltage balancing”. In: *Conference Record of the 2000 IEEE Industry Applications Conference. Thirty-Fifth IAS Annual Meeting and World Conference on Industrial Applications of Electrical Energy (Cat. No.00CH37129)*, 2024–2031 vol.3. DOI: 10.1109/IAS.2000.882155.
- Rabiul Islam, Md. *et al.* (2019). “State-of-the-Art of the Medium-Voltage Power Converter Technologies for Grid Integration of Solar Photovoltaic Power Plants”. In: *IEEE Transactions on Energy Conversion* 34(1), pp. 372–384. DOI: 10.1109/TEC.2018.2878885.
- Rashid, Muhammad H (2015). *ELETRÔNICA DE POTÊNCIA Dispositivos, circuitos e aplicações*. Pearson. ISBN: 978-85-430-1452-4.
- Rodriguez, J., Jih-Sheng Lai e Fang Zheng Peng (2002). “Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications”. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics* 49(4), pp. 724–738. DOI: 10.1109/TIE.2002.801052.
- Sato, Yukihiro e Kenji Natori (2018). “Design Consideration of Flying Capacitor Multilevel Inverters Using SiC MOSFETs”. In: *2018 International Power Electronics Conference (IPEC-Niigata 2018 -ECCE Asia)*, pp. 1860–1865. DOI: 10.23919/IPEC.2018.8507857.
- Shukla, Anshuman, Arindam Ghosh e Avinash Joshi (2008). “Improved Multilevel Hysteresis Current Regulation and Capacitor Voltage Balancing Schemes for Flying Capacitor Multilevel Inverter”. In: *IEEE Transactions on Power Electronics* 23(2), pp. 518–529. DOI: 10.1109/TPEL.2007.915788.

Syu, Yong-Long *et al.* (2020). “Phase-Shifted PWM with Dynamic Phase Shift Control and Zero Sequence Injection to Minimize Inductor Current Ripple in Three-Phase Flying Capacitor Multilevel Converters”. *In: 2020 IEEE 21st Workshop on Control and Modeling for Power Electronics (COMPEL)*, pp. 1–7. DOI: 10.1109/COMPEL49091.2020.9265783.

Wu, Bin e Mehdi Narimani (2017). “Other Multilevel Voltage Source Inverters”. *In: High-Power Converters and AC Drives*, pp. 185–223. DOI: 10.1002/9781119156079.ch9.