

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA

Kelwin de Oliveira Silveira

**Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado ao Inversor Multinível com
Aterramento Comum para Sistemas de Geração Solar Fotovoltaica**

Alegrete

2022

Kelwin de Oliveira Silveira

**Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado ao Inversor Multinível com
Aterramento Comum para Sistemas de Geração Solar Fotovoltaica**

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

Orientador: Prof. Dr. Felipe B. Grigoletto

UNIVERSIDADE FEDERAL DO PAMPA - UNIPAMPA
Graduação em Engenharia Elétrica

Alegrete
2022

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

S587c Silveira, Kelwin de Oliveira
Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado ao Inversor
Multinível com Aterramento Comum para Sistemas de Geração
Solar Fotovoltaica / Kelwin de Oliveira Silveira.

58 p.

Trabalho de Conclusão de Curso(Graduação)-- Universidade
Federal do Pampa, ENGENHARIA ELÉTRICA, 2022.

"Orientação: Felipe Bovolini Grigoletto".

1. Eletrônica de Potência. 2. Geração Solar Fotovoltaica.
3. Inversores Não Isolados. 4. Inversores Com Aterramento
Comum. 5. Controle Preditivo Baseado em Modelo. I. Título.

KELWIN DE OLIVEIRA SILVEIRA

CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO APLICADO AO INVERSOR MULTINÍVEL COM ATERRAMENTO COMUM PARA SISTEMAS DE GERAÇÃO SOLAR FOTOVOLTAICA

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

Trabalho de Conclusão de Curso defendido e aprovado em: 03 de agosto de 2022.

Banca examinadora:

Prof. Dr. Felipe Bovolini Grigoletto

Orientador

UNIPAMPA

Prof. Dr. Guilherme Sebastiao da Silva

UNIPAMPA

Prof. Dr. Márcio Stefanello

UNIPAMPA

Assinado eletronicamente por **FELIPE BOVOLINI GRIGOLETTO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 03/08/2022, às 15:29, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as



normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **MARCIO STEFANELLO, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 03/08/2022, às 15:34, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



Assinado eletronicamente por **GUILHERME SEBASTIAO DA SILVA, PROFESSOR DO MAGISTERIO SUPERIOR**, em 03/08/2022, às 15:37, conforme horário oficial de Brasília, de acordo com as normativas legais aplicáveis.



A autenticidade deste documento pode ser conferida no site https://sei.unipampa.edu.br/sei/controlador_externo.php?acao=documento_conferir&id_orgao_acesso_externo=0, informando o código verificador **0877900** e o código CRC **13404079**.

Universidade Federal do Pampa, Campus Alegrete
Av. Tiarajú, 810 – Bairro: Ibirapuitã – Alegrete – RS CEP: 97.546-550

Telefone: (55) 3422-8400

Este trabalho é dedicado à todos meus familiares e amigo, por todo o apoio fornecido durante essa jornada.

AGRADECIMENTOS

A minha mãe Elisângela, que nunca mediu esforços para me proporcionar o melhor; ao meu pai Luciano, que foi meu maior incentivo aos estudos. Bem como, todos os familiares que me acompanharam até aqui.

A todos os professores, em especial ao professor Felipe Bovolini Grigoletto, por ter aceitado me acompanhar nessa caminhada, transmitindo da melhor forma os conhecimentos necessários para o desenvolvimento deste trabalho.

Aos colegas e amigos, que me acompanharam durante a graduação e que, com certeza foram imprescindíveis em minha caminhada. Em especial ao Gabriel Pardino e Jaíne Reuse, pelas horas de estudos e amizade compartilhada até aqui.

"A felicidade é como aqueles palácios das ilhas encantadas, cujas portas são vigiadas por dragões. É preciso lutar para conquista-la [...]"
(Edmond Dantès, O Conde de Monte Cristo - Alexandre Dumas)

RESUMO

A expansão da geração distribuída empregando sistemas solares fotovoltaicos motivou o desenvolvimento de diversas topologias e estratégias de controle visando adequada operação destes sistemas. O inversor sem uso de transformador é uma das topologias mais empregadas em sistemas de geração de baixa potência, apresentando excelentes características, tais como: reduzido peso/volume, alta eficiência e baixo custo. Entretanto, tais inversores possuem problemas com correntes de fuga, que segundo as normas devem ser limitadas para prevenir problemas de segurança e danos à instalação ou pessoal. Várias topologias de inversores não isolados foram propostas para reduzir as correntes de fuga em sistemas fotovoltaicos. Este trabalho tem a finalidade de discutir as características de uma topologia específica de inversores destinados à solucionar o problema de correntes de fuga em sistemas solares fotovoltaicos conectados à rede. Além disso, serão apresentadas duas estratégias de controle preditivo baseado em modelo para essa topologia. As análises realizadas terão um enfoque em estudar o comportamento transitório e de regime permanente. Com isso, serão verificadas características de erro de tensão CC nos capacitores e distorção harmônica total para a corrente de saída.

Palavras-chave: Geração Solar Fotovoltaica; Inversores Não Isolados; Inversores com Aterramento Comum; Controle Preditivo Baseado Em Modelo.

ABSTRACT

The expansion of distributed generation using solar photovoltaic systems motivated the development of several topologies and control strategies aiming at the proper operation of these systems. The transformerless inverter is one of the most used topologies in low power generation, presenting excellent characteristics, such as: reduced weight/volume, high efficiency and low cost. However, such inverters have problems with leakage currents, which according to regulations must be limited to prevent safety problems and damage to the installation or personnel. Several non-isolated converter topologies have been proposed to reduce leakage currents in photovoltaic systems. This work aims to discuss the characteristics of a specific topology of inverters intended to solve the problem of leakage currents in grid-connected solar photovoltaic systems. In addition, two model predictive control strategies for this topology will be presented. The analyzes carried out will focus on studying the transient and steady-state behavior. With that, will be verified characteristics of DC voltage error in the capacitors and total harmonic distortion for the output current.

Key words: Solar Photovoltaic Generation; Transformerless Inverters; Common Grounded Inverter; Model Predictive Control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Modelo de geração fotovoltaica conectada a rede utilizando inversores não isolados.	18
Figura 2 – Modelo de geração fotovoltaica utilizando isolamento galvânica proveniente de um transformador.	20
Figura 3 – Classificação de inversores monofásico não isoladas para sistemas de geração fotovoltaica.	21
Figura 4 – Inversor Neutral Point Clamped - PWM.	22
Figura 5 – Inversor Aalborg.	22
Figura 6 – Inversores DC Decoupling.	23
Figura 7 – Inversor HERIC.	24
Figura 8 – Modelo de geração fotovoltaica conectada a rede utilizando inversor não isolado com terra comum	24
Figura 9 – Inversores Common Ground.	25
Figura 10 – Inversor multinível terra comum sem isolamento galvânica.	26
Figura 11 – Representação dos estados de chaveamento e caminho da corrente destacado em vermelho.	28
Figura 12 – Diagrama de controle do FSC-MPC	31
Figura 13 – Fluxograma com o algoritmo do FS-MPC multiobjetivo.	32
Figura 14 – Diagrama de controle do FSC-MPC com funções custo em cascata	33
Figura 15 – Fluxograma com o algoritmo FS-MPC com funções custo em cascata.	34
Figura 16 – Modelo RL do circuito de saída do inversor	35
Figura 17 – Resposta em frequência do filtro de saída do inversor.	39
Figura 18 – Caracterização do MPC em função de λ_1	40
Figura 19 – Resposta em regime permanente para o FS-MPC.	41
Figura 20 – Erro percentual da tensão nos capacitores o FS-MPC.	42
Figura 21 – Espectro de i_o para o FS-MPC.	42
Figura 22 – Degrau em i_{ref} para o FS-MPC.	44
Figura 23 – Degrau no barramento CC para o FS-MPC.	45
Figura 24 – Diagrama fasorial do inversor fornecendo ou consumindo reativos.	45
Figura 25 – Curva de Capacidade de Operação Para Inversores.	46
Figura 26 – Variação do fator de potência para o FS-MPC multiobjetivo.	47
Figura 27 – Resposta em regime permanente para o MPC-FCC.	48
Figura 28 – Erro percentual da tensão nos capacitores o MPC-FCC.	49
Figura 29 – Espectro de i_o para o MPC-FCC.	49
Figura 30 – Degrau em i_{ref} para o MPC-FCC.	50
Figura 31 – Degrau no barramento CC para o MPC-FCC.	51
Figura 32 – Variação para fator de potência indutivo para o MPC-FCC.	52

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Capacitância parasita C_{PV} com relação ao terra para diferentes tecnologias de painéis fotovoltaicos.	19
Tabela 2 – Limites de corrente de fuga e seu respectivo tempo de desconexão de acordo com a norma VDE 0126-1-1.	20
Tabela 3 – Resumo qualitativo acerca das principais topologias de inversores não isolados	26
Tabela 4 – Comparação de características construtivas entre topologias de inversores CG.	27
Tabela 5 – Estados de chaveamento do conversor, correntes nos capacitores e tensão de saída correspondente	28
Tabela 6 – Aplicações de MPC na eletrônica de potência, topologias de conversores e objetivo do controle.	30
Tabela 7 – Parâmetros de Simulação	40
Tabela 8 – Distorção harmônica máxima para i_o	43

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CG	Terra Comum, do inglês <i>Common Ground</i>
CMC	Circuito de Modo Comum, do inglês <i>Common Mode Circuit</i>
DSP	Processador Digital de Sinais, do inglês <i>Digital Signal Processor</i>
FCC	Função Custo Cascata
FP	Fator de Potência
FPGA	Matrizes de Portas Programáveis em Campo, do inglês <i>field programmable gate array</i>
FS	Conjunto Finito, do inglês <i>Finit Set</i>
GD	Geração Distribuída
MPC	Controle Preditivo Baseado em Modelo, do inglês <i>Model Predictive Control</i>
NPC	Ponto Neutro Fixo, do inglês <i>Neutral Point Clamped</i>
PI	Proporcional Integral
PLECS	<i>Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation</i>
PV	Fotovoltaico, do inglês <i>Photovoltaic</i>
PWM	Modulação por Largura de Pulso, do inglês <i>Pulse Width Modulation</i>
SEP	Sistema Elétrico de Potência

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	14
1.1	Justificativa e Objetivos	15
1.2	Organização do Trabalho	16
2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	18
2.1	Circuito de modo comum e correntes de fuga	18
2.2	Inversores não isolados	21
2.3	Inversor multiníveis não isolado com aterramento comum	26
2.4	Controle Preditivo Baseado em Modelo Com Função Custo Multiobje- tiva	29
2.5	Controle Preditivo Baseado em Modelo Com Funções Custo Em Cascata	33
3	MODELAGEM DO INVERSOR MULTINÍVEL	35
3.1	Modelagem da Corrente	35
3.2	Modelagem da Tensão	36
4	FS-MPC MULTIOBJETIVO APLICADO À INVERSOR COM ATER- RAMENTO COMUM	38
4.1	Parâmetros de Simulação	38
4.2	Caracterização do FS-MPC em Função de Fatores de Peso	39
4.3	Comportamento de Regime Permanente para o FS-MPC Multiobjetivo	41
4.4	Comportamento Dinâmico do FS-MPC Multiobjetivo	43
4.5	Inversor Multiníveis Fornecendo e Absorvendo Reativos Para a Rede Baseado em FS-MPC	44
5	FS-MPC COM FUNÇÕES CUSTO CASCATA APLICADO À IN- VERSOR COM ATERRAMENTO COMUM	48
5.1	Comportamento de Regime Permanente para o FS-MPC Com Funções Custo em Cascata	48
5.2	Comportamento Dinâmico para o FS-MPC Com Funções Custo em Cascata	50
5.3	Inversor Multiníveis Fornecendo e Absorvendo Reativos Para a Rede Baseado em MPC-FCC	51
6	CONCLUSÃO	53
	REFERÊNCIAS	55

1 INTRODUÇÃO

Diante do atual cenário, onde existe grande demanda de energia elétrica, a utilização de fontes renováveis empregadas na geração distribuída (GD) vem demonstrando-se como uma importante alternativa na busca de suprir tal demanda. Dentre as várias modalidades de GD, como por exemplo geração eólica e biomassa, os sistemas solares fotovoltaicos (PV) vem destacando-se por conta de seu perfil acessível e a grande disponibilidade no mercado (KHAN et al., 2019).

A geração solar fotovoltaica pode ser realizada de duas principais formas, em sistemas isolados ou conectados à rede elétrica. Para geração isolada, a tensão fornecida nos painéis é armazenada em bancos de baterias e utilizada conforme a demanda da instalação. Por outro lado, os sistemas conectados fornecem potência elétrica à rede, para isso é necessário que a tensão contínua gerada no arranjo fotovoltaico seja convertida ao perfil alternado verificado na rede utilizando de um inversor, a corrente injetada na rede deve ser filtrada para garantir que não ocorra inserção de distorções harmônicas no sistema elétrico de potência (SEP).

Os sistemas PV conectados à rede com potência superior a 75 kW requerem a inserção de isolamento galvânica no ponto de acoplamento entre o módulo de geração e a rede. Por sua vez, em sistemas com potência inferior a 75 kW é possível realizar a conexão de estrutura de geração diretamente com a rede, sem existir a necessidade de inserção do transformador de acoplamento, conforme previsto no módulo 3 do Procedimentos de Distribuição de Energia Elétrica no Sistema Elétrico Nacional (PRODIST) (ANEEL, 2021).

Diante da possibilidade de não utilizar isolamento galvânica, existe uma gama de topologias de inversores que podem ser empregados em sistemas de geração solar fotovoltaica, denominados inversores sem isolamento galvânica, do inglês *Transformerless Inverter* tornando-se uma alternativa de redução de custo, tamanho, e um aumento de eficiência e qualidade de serviço (SIWAKOTI; BLAABJERG, 2017). Porém, os inversores não isolados estão sujeitos ao efeito do circuito de modo comum (CMC) proveniente das características construtivas dos painéis solares fotovoltaicos.

Por conta dos materiais que são utilizados na estrutura dos painéis PV ele apresentam uma capacitância parasita C_{pv} que conecta o arranjo fotovoltaico com o aterramento da estrutura. Seus valores podem variar em função da tecnologia empregada na fabricação do equipamento, e a conexão que ela gera possui efeitos nocivos a estrutura, pois juntamente com a impedância de linha e elementos de filtro é formado um circuito ressonante que pode ser excitado conforme a frequência de comutação do inversor aproxima-se da frequência de ressonância do circuito (KHAN et al., 2019).

Quando ocorre a excitação do circuito verifica-se a circulação de corrente de fuga ao longo da instalação, esse fenômeno é nocivo para os equipamentos de proteção, podendo também provocar degradação da instalação em geral, além de causar danos físicos devido o

contato de pessoas com a instalação. Com o objetivo de realizar o controle dessas correntes de fuga, várias estratégias foram propostas com o intuito de buscar reduzir amplitude.

Dentre as principais estratégias, destacam-se as classes de inversores não isoladas, na qual foram propostas inúmeras topologias de inversores buscando mitigar as correntes circulantes. Dentre elas, algumas são mais consolidadas na literatura como é o caso do inversor *Neutral Point Clamped* (NPC) que opera com base na fixação do ponto neutro do inversor, com o objetivo de controlar a tensão do circuito de modo comum (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981).

Por outro lado, também são verificadas topologias baseadas no conceito de ponte H, na qual operam a partir do princípio de desconexão do barramento CC, como é o caso de inversores clássicos como o H5 e o H6, também são verificadas topologias que operam desconectando o circuito AC (RIZZOLI et al., 2019; JI; WANG; ZHAO, 2012), como é o caso do inversor HERIC. Todas essas classes buscam limitar a tensão de modo comum, reduzindo ou anulando as correntes de fuga no circuito de modo comum.

Mais recentemente, foi apresentada uma nova ramificação de inversores *transformerless* intitulada topologia com aterramento comum, do inglês *common-ground* (CG). Ela apresenta a conexão do aterramento do painel PV com o neutro da rede, isso fornece um desvio do circuito de modo comum que possibilita manter a tensão de modo comum constante, anulando as correntes de fuga (SIWAKOTI; BLAABJERG, 2017).

1.1 Justificativa e Objetivos

Por conta da grande expansão verificada para a topologia com aterramento comum é possível destacar sua relevância na literatura. Por outro lado, com o surgimento de novas topologias nesta classe de inversores constata-se também o aumento de complexidade dos circuitos proposto, exigindo o controle de diversas variáveis simultaneamente para obter a operação adequada do sistema.

Devido a expansão das tecnologias e poder de processamento dos dispositivos utilizados para atuar sobre os conversores de potência, novos métodos de controle puderam ser aplicados ao invés dos clássicos controladores lineares como o caso de proporcional-integral (PI) ou proporcional-ressonantes, que apresentam uma relativa complexidade de implementação (KOURO et al., 2015).

Um dos métodos que vem demonstrando sua grande importância na área de eletrônica de potência é o controle preditivo baseado em modelo (MPC). É uma estratégias de controle não linear que apresenta bons resultados no controle de inversores empregados na geração solar fotovoltaica, como por exemplo para o inversor quatro pernas com fonte dividida (COCCO et al., 2018), ou para a topologias de inversores CG (ALY et al., 2020; ALY et al., 2021b).

Como ponto positivo para MPC destaca-se a sua simplicidade de implementação, unindo modulação com estratégia de controle em um único método, além de poder atuar

de forma multiobjetiva sobre diversas variáveis por meio de apenas uma função custo.

Por conta da grande relevância já citada para a topologia de inversor com aterramento comum, bom como a grande importância atribuída ao MPC para o controle de conversores estáticos de potência, este trabalho irá apresentar a implementação de dois métodos de controle preditivo baseado em modelo a uma topologia de inversor CG proposta recentemente na literatura.

Uma dessas estratégias, denominada Controle Preditivo de Conjunto Finito Baseado em Modelo, do inglês *Finite Set Model Predictive Control* (FS-MPC), consiste em realizar o cálculo de variáveis preditas dentro de um conjunto finito de ações de controle. Este método consiste no perfil mais consolidada do MPC para controle de inversores, onde as variáveis preditas calculadas são processadas em uma função custo multiobjetiva afim de definir a melhor ação de controle.

Por sua vez, o segundo método é proveniente de uma variação do FS-MPC denominada MPC com função custo em cascata (MPC-FCC). Para esse método, é realizado a minimização de diversas variáveis por meio de funções custo individuais para cada variável. Diante disto, é calculada a melhor combinação de erros em cascata e, assim, define-se qual a ação de controle deverá ser aplicada na planta.

Para atingir os objetivos do trabalho de forma específica, as etapas à serem trilhadas deverão ser:

- desenvolver um estudo a respeito do circuito de modo comum e as correntes de fuga;
- apresentar algumas soluções presentes na literatura que buscam limitar a ocorrência de correntes de fuga;
- realizar estudo das principais topologias de inversores *transformerless* com o objetivo de compreender as particularidades dentro de cada classe;
- apresentar as características do MPC e sua operação;
- realizar a modelagem do inversor proposto por (Grigoletto, 2021);
- apresentar resultados de simulação que validem o FS-MPC e o MPC-FCC;
- estabelecer comparativos entre os dois métodos.

1.2 Organização do Trabalho

Este trabalho estrutura-se com base em seis capítulos, nos quais o primeiro é esta introdução. O Capítulo 2 irá apresentar os conceitos básicos presentes na literatura a respeito de CMC na geração fotovoltaica, o problema da circulação de correntes de fuga, e soluções para isso; topologias de inversores utilizadas para limitar a corrente de

fuga, característica do inversor ao qual será aplicado os métodos, e por fim o capítulo é encerrado apresentando os conceitos dos métodos de MPC que serão utilizados.

O Capítulo 3 irá apresentar de forma detalhada os meios para realização da modelagem para a corrente de saída do inversor e as tensões nos capacitores, para que o método de controle seja aplicado. O Capítulo 4 é responsável por apresentar os parâmetros de simulação utilizado, bem como os resultados levantados via simulação para o inversor operando segundo FS-MPC multiobjetivo, onde análises de espectro e erros em regime permanente são apresentadas e também características de comportamento dinâmico do inversor.

O Capítulo 5 demonstra os resultados levantados para o MPC-FCC, onde são utilizadas duas funções custo que operam em cascata, uma para controlar a corrente de saída do inversor e a outra para regular o balanço de tensão nos capacitores, os resultados serão dispostos de forma semelhante aos verificados no Capítulo 4. Por fim, o Capítulo 6 tem por objetivo estabelecer conclusões a respeito dos dois métodos nos Capítulos anteriores.

2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Neste capítulo será apresentada a revisão bibliográfica realizada para este trabalho. Ele está subdividido em seções, a seção 2.1 é destinada a apresentar o problema do CMC na geração fotovoltaica e de que forma ocorrem as correntes de fuga em sistemas de geração fotovoltaica conectadas à rede, posteriormente são apresentados algumas métodos que buscam tais problemas. Na sequência, a seção 2.2 tem o objetivo de discutir o método de controle de correntes de fuga baseado em topologias de inversores.

Posteriormente, na seção 2.3 são apresentadas as características construtivas de uma topologia de inversor com aterramento comum presente na literatura. Na seção 2.4 são apresentadas as características do FS-MPC para controle de inversores. Por fim, na seção 2.5 é apresentado a variação de MPC intitulado MPC-FCC.

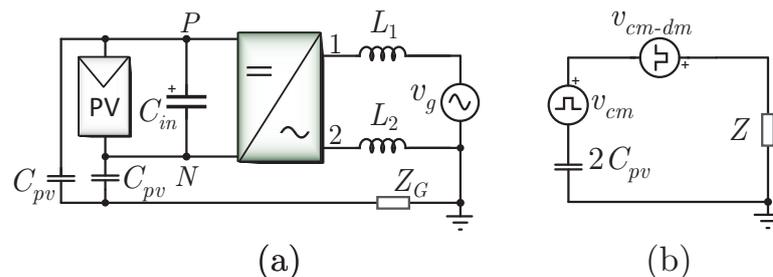
2.1 Circuito de modo comum e correntes de fuga

A GD baseada em painéis PV apresenta um problema característico das estruturas de arranjos fotovoltaicos. Os painéis PV possuem uma estrutura baseada em camadas de materiais, essa constituição acarreta no surgimento de capacitâncias parasitas C_{pv} . Elas conectam o ponto negativo do painel com o aterramento da estrutura, e o valor desta capacitância pode variar em função dos materiais utilizados na construção do painel (PEREIRA et al., 2016).

Os módulos PV podem ser formados por estruturas de vidro, filme e substratos, que ao entrarem contato com a estrutura metálica do painel geram diferentes valores de capacitância parasita (PEREIRA et al., 2016). A Tabela 1 apresenta valores de C_{pv} para diferentes características construtivas, podendo variar de 1 nF/m^2 até 150 nF/m^2 .

Os sistemas elétricos em geral, demandam que a tensão proveniente dos painéis fotovoltaicos passe por um módulo de conversão de corrente contínua (CC) para corrente alternada (CA), que é realizado utilizando um inversor, conforme apresenta a Figura 1 (a) para um sistema de geração conectado à rede.

Figura 1 – Modelo de geração fotovoltaica conectada a rede utilizando inversores não isolados.



(a) Modelo geração fotovoltaica sem isolamento galvânico. (b) Modelo de circuito CM. Fonte: Adaptado de (KADAM; SHUKLA, 2017)

Tabela 1 – Capacitância parasita C_{PV} com relação ao terra para diferentes tecnologias de painéis fotovoltaicos.

Valor	Tecnologia e condições	Método
1nF/m ²	Vidro-vidro, sem carcaça	Estimado
5nF/m ²	Vidro-vidro, carcaça de alumínio	Estimado
50nF/m ²	Filme-fino, substrato flexível sobre superfície metálica	Estimado
2.7nF/m ² - 10nF/m ²	Vidro-vidro, sem carcaça	Medido
10nF/m ² - 80nF/m ²	Vidro-vidro, carcaça de alumínio	Medido
300nF/m ² - 500nF/m ²	Filme-fino, substrato flexível sobre superfície metálica	Medido
50nF/m ² - 150nF/m ²	Vidro-vidro, silício cristalino	Medido
1μF/kW	Filme-fino, substrato metálica	Medido

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

Por conta da conexão galvânica do sistema no esquemático de geração da Figura 1 (a), pode-se observar que a C_{pv} realiza uma conexão do terminal negativo do arranjo PV com o neutro da rede e isso acarreta no surgimento do CMC - do inglês *common mode circuit* (XIAO; XIE, 2010), que é representado na Figura 1 (b). Este circuito é alimentado por uma componente de tensão em alta frequência v_{cm} e por uma tensão diferencial v_{cm-dm} , que são expressas por:

$$v_{cm} = \frac{v_{1N} + v_{2N}}{2} \quad (2.1)$$

$$v_{cm-dm} = (v_{1N} - v_{2N}) \frac{L_2 - L_1}{2(L_1 + L_2)}. \quad (2.2)$$

Por conta do CMC correntes de modo comum i_{cm} , podem ser denominadas como correntes de fuga, passam a circular ao longo deste circuito. Quando a frequência de comutação das chaves no conversor atinge o valor da frequência de ressonância do circuito, que é dada por (2.3), então as corrente de fuga tendem a aumentar (GAAFAR et al., 2021). Para um sistema monofásico, o módulo das correntes de fuga é dado por (2.4).

$$f_{res} = \frac{1}{2\pi\sqrt{LC_{pv}}} \quad (2.3)$$

$$|i_{cm}| = \frac{|v_{cm}|}{\left| \frac{1}{j2\pi f C_{pv}} + j2\pi f L + Z_g \right|} \quad (2.4)$$

As correntes de fuga são um problema para os sistemas de geração fotovoltaica pois podem causar danos a estrutura que levam a redução da vida útil dos módulos. Além disso, podem interferir em sistemas de proteção baseados em correntes residuais, acrescentar conteúdo harmônico na corrente injetada na rede e causar choques elétricos em pessoas ao entrarem em contato com a estrutura (GAAFAR et al., 2021). Por conta disso, as normas internacionais definem limites para as correntes de fuga em sistemas de geração fotovoltaica conectada à rede.

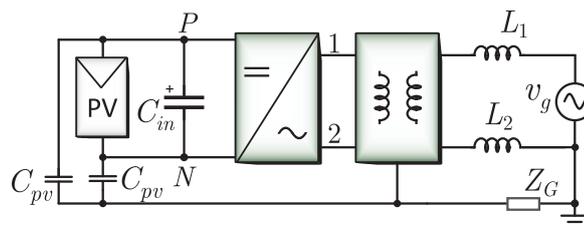
Tabela 2 – Limites de corrente de fuga e seu respectivo tempo de desconexão de acordo com a norma VDE 0126-1-1.

Valor de Corrente de Fuga (mA)	Tempo de Desconexão (ms)
30	300
60	150
100	40

Fonte: (VDE0126-1-1,).

A IEC 62109-2 define que, as correntes de fuga devem ser limitadas à um valor de no máximo 300 mA ao longo da estrutura (IEC62109-2, 2011). Por sua vez, o Instituto Alemão de Testes e Certificações em Elétrica e Eletrotécnica estabelece o limite de corrente de fuga e o respectivo tempo para a desconexão do sistema, conforme exposto na Tabela 2. Assim, vários métodos foram propostos buscando reduzir as correntes de fuga, como por exemplo, a inserção de isolamento galvânica. Tradicionalmente, na geração fotovoltaica com potência acima de 75 kW é inserido um transformador de baixa frequência no sistema, conforme a Figura 2 representa, porém para potências inferiores esse equipamento pode acarretar em aumento de perdas, valor e tamanho no projeto.

Figura 2 – Modelo de geração fotovoltaica utilizando isolamento galvânica proveniente de um transformador.



Fonte: Adaptado de (CHAVES, 2019)

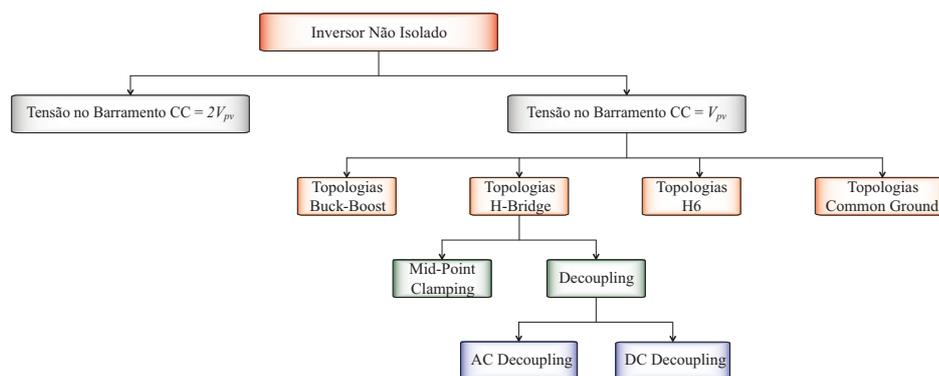
Por conta dos pontos negativos da inserção do transformador no sistema, alguns outros métodos para anulação de tensão de modo comum foram propostas, como por

exemplo, a inserção de indutâncias iguais nos filtros de saída do inversor. Conforme (2.2), quando as indutâncias L_1 e L_2 inseridas no filtro são iguais, as fontes v_{cm} e v_{dm} no CMC se anulam. Embora este método seja efetivo para controle de correntes de fuga no sistema, ocorrência de variações paramétricas nos indutores podem invalidá-lo.

Por outro lado, outras estratégias para o controle de correntes de fuga são verificadas na literatura, como é o caso da utilização de estratégias de modulação vetorial (*space vector modulation - SVM*) aplicada a inversores trifásicos proposta em (CHAVES, 2019). Além destes métodos, outras soluções ao problema do CMC foram propostas na literatura em termos de topologias de inversores sem isolamento.

2.2 Inversores não isolados

Figura 3 – Classificação de inversores monofásico não isoladas para sistemas de geração fotovoltaica.

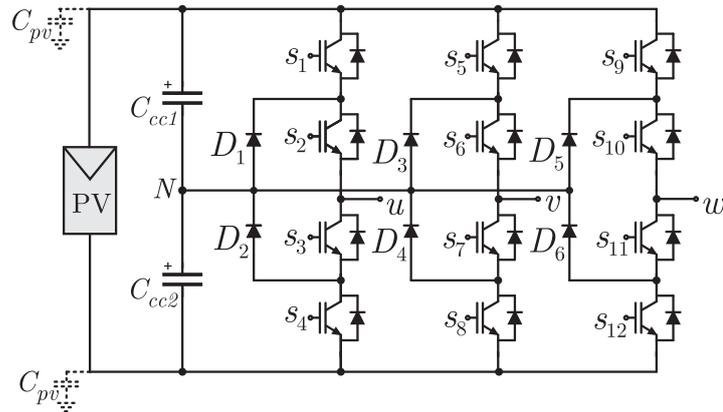


Fonte: Adaptado de (KHAN et al., 2019)

A Figura 3 propõe duas classes para os inversores não isolado que podem ser aplicados para a geração fotovoltaica, essa classificação ocorre de acordo as características de seu barramento CC. A primeira, é dos inversores em que a tensão do barramento CC é igual a duas vezes o valor fornecido pelo painel PV, ou seja $2V_{pv}$. Nesse grupo encontra-se inversores clássicos como é o caso do NPC, proposto por (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981), que possui três pernas com quatro chaves ativas. O barramento CC é dividido entre dois capacitores com um ponto neutro entre eles onde são conectados dois diodos, conforme a Figura 4 representa, que tem o objetivo de fixar o ponto neutro nos períodos de folga do controle PWM.

Posteriormente correu o surgimento outras topologias de NPC, as quais consistiram de variações do circuito NPC proposto inicialmente. Para estas variantes de NPC verifica-se a substituição dos dois diodos por chaves ativas, bem como variações onde verifica-se a união entre diodos e chave ativa, entre outras variações. Estas reestruturações da topologia inicial foram propostas buscando-se alcançar eficiência mais elevada para o conversor.

Figura 4 – Inversor Neutral Point Clamped - PWM.

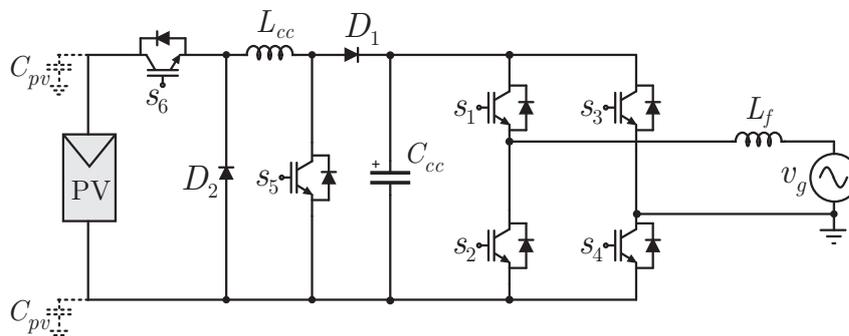


Fonte: Adaptado de (NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981)

A segunda classe, proposta na Figura 3, encontram-se inversores que possuem a tensão em seu barramento CC igual a tensão fornecida pelo arranjo PV, V_{pv} . Essa classe ramifica-se em várias subclasses como, os inversores *Buck-Boost*, *H-Bridge*, H6 e mais recentemente os inversores CG. Os conversores denominados *Buck-Boost* demonstram um bom desempenho em termos de corrente de fuga, apresentando baixa magnitude. Por outro lado, possui alta THD da corrente de saída e o equipamento é muito grande, além de apresentar eficiência mediana em relação as outras topologias.

O inversor Aalborg proposto em 2015 possui um bom desempenho entre os *Buck-Boost* para geração fotovoltaica, requisitando a inserção de apenas seis chaves ativas, sendo quatro para formar um circuito *H-bridge*, e duas para realizar a desconexão do barramento CC. Além disso, verifica-se dois diodos, um indutor e um capacitor (WU; JI; BLAABJERG, 2015), conforme o esquemático da Figura 5.

Figura 5 – Inversor Aalborg.



Fonte: Adaptado de (WU; JI; BLAABJERG, 2015)

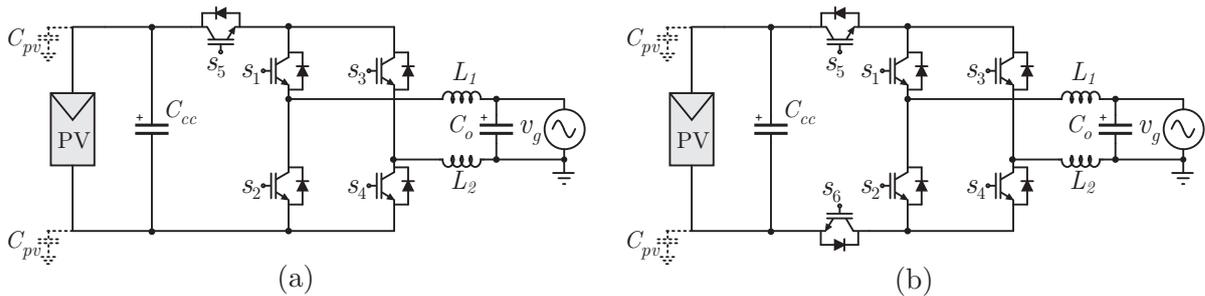
Por outro lado, na subclasse *H-bridge*, é possível separar as topologias entre *Decoupling* e *Mid-point Clamping*. *Decoupling* refere-se aos inversores que desconectam trechos do circuito em determinados intervalos de operação, dessa forma, um inversor *DC Decoupling* realiza o desacoplamento de seu barramento CC, por meio de chaves ativas. Essa

desconexão do barramento, possibilita reduzir as corrente de fuga no equipamento. Porém, estas topologias apresentam perdas adicionais por condução, a eficiência e o tamanho do equipamento são medianos, se comparado a outras topologias (KHAN et al., 2019).

Como exemplos clássicos de inversores *DC Decoupling*, destacam-se o inversor H5 e o H6. O H5 é um circuito de ponte H constituído de 4 chaves, porém, é inserido uma chave adicional para realizar a desconexão do barramento CC (VICTOR et al., 2008) conforme a Figura 6 (a). Esta topologia destaca-se como uma das melhores da classe por conta do número de componentes utilizados e eficiência apresentada.

Por sua vez, o H6 consiste em um inversor semelhante ao H5, estruturado em ponte H porém apresentando duas chaves ativas, uma que desconecta o barramento no ponto positivo e a outra no negativo, como é possível observar na Figura 6 (b). Posteriormente, aprimoramentos do H6 foram propostos, estabelecendo uma nova classe de inversores, com a adição de mais componentes na busca de obtenção de resultados superiores em termos de redução de v_{cm} (JI; WANG; ZHAO, 2013)(YU et al., 2011).

Figura 6 – Inversores DC Decoupling.



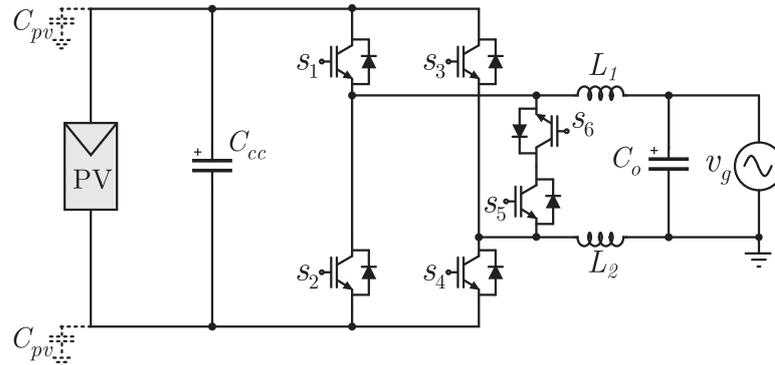
(a) Inversor H5 (VICTOR et al., 2008). (b) Inversor H6.

Os inversores baseados na desconexão do circuito CA são conhecidos por *AC Decoupling*. É possível destacar que para essa topologia o problema de perdas por condução foi corrigido, além disso, a corrente de saída apresenta um valor de THD baixo. Em contrapartida, são inseridos novas chaves no sistema e como o circuito DC mantém-se conectado ha incidência de corrente de fuga residual na frequência da linha. Entretanto, sua eficiência é elevada e o tamanho do sistema é mediano.

O inversor HERIC é um clássico exemplar de *AC Decoupling*, patentado em 2006 apresenta 4 chaves dispostas em um circuito *H-bridge*, porém com a adição de duas chaves ativas no ponto de conexão AC do circuito (SCHMIDT; SIEDLE; KETTERER, 2006), conforme a representação na Figura 7. Podendo ser verificada variações na literatura, onde é inserido uma chave e diodos em antiparalelo para evitar a circulação de corrente residual.

Por fim, na classe de inversores V_{pv} , expostas na Figura 3, destaca-se a topologia com aterramento comum, do inglês *Common Ground (CG)*. Ela possui o melhor desempenho em termos de correntes de fuga, pois possui a conexão do negativo do painel fotovoltaico com o neutro da rede, como ilustra a Figura 8. Com essa conexão, o CMC é

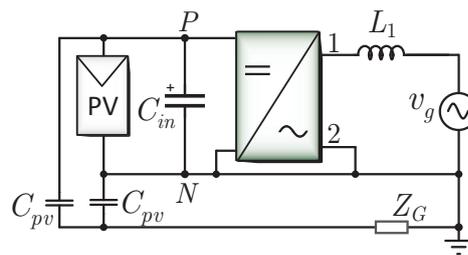
Figura 7 – Inversor HERIC.



Fonte: (SCHMIDT; SIEDLE; KETTERER, 2006).

desviado, dessa forma, garantindo que a tensão de v_{cm} seja nula, portanto, o módulo da corrente de fuga, dado em (2.4) também seja nula.

Figura 8 – Modelo de geração fotovoltaica conectada a rede utilizando inversor não isolado com terra comum



Fonte: Adaptado de (Grigoletto, 2021)

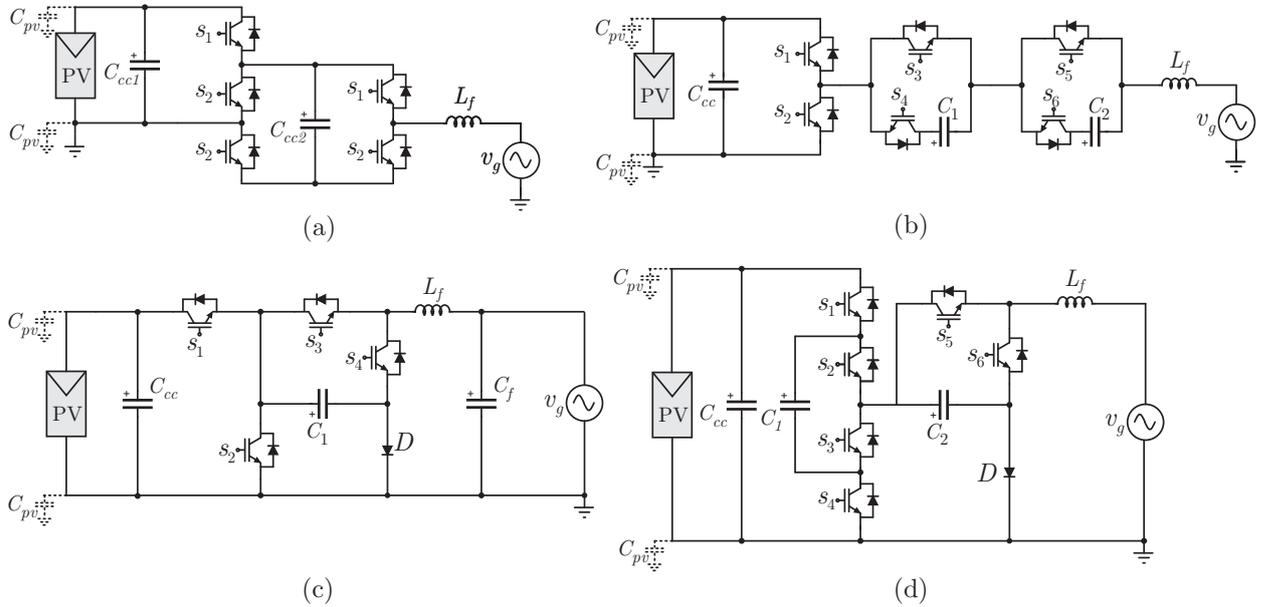
Uma das primeiras topologias CG foi o inversor três níveis, proposta em (GU et al., 2012), nela é apresentado o conceito de barramento CC virtual, que é criado pelo inserção do capacitor C_{cc2} , conforme a Figura 9 (a), isso permite que os níveis de tensão negativa sejam gerado sem que ocorra a circulação das correntes de fuga. Dessa forma, as tensões $+v_{CC}$ e 0 são fornecidas pelo barramento conectado a C_{cc1} e de 0 a $-v_{CC}$, será fornecido por C_{cc2} . Por conta disso, esta topologia requer cinco chaves e dois capacitores, sendo C_{cc2} um capacitor flutuante.

Mais recentemente, ocorreu o surgimento de novas topologias CG na literatura, em 2017 foi proposto um inversor CG que pode operar fornecendo três níveis, ou cinco níveis de tensão de saída. Para fornecer três níveis o inversor requer quatro chaves, sendo duas delas utilizadas para compor uma perna *half-bridge*. Além disso, utiliza um capacitor chaveado que auxilia na obtenção dos níveis de tensão de saída (KADAM; SHUKLA, 2017).

Para operação do inversor fornecendo cinco níveis é necessário a inserção de mais três chaves e um capacitor chaveado, totalizando seis chaves, três capacitores, dentre os quais um é utilizado no barramento CC e os outros dois, C_1 e C_2 , são capacitores chaveados

que auxiliam na manutenção dos cinco níveis de tensão (KADAM; SHUKLA, 2017). Sendo a representação da topologia para operação com cinco níveis exposta no esquemático da Figura 9 (b).

Figura 9 – Inversores Common Ground.



(a) Barramento CC Virtual (GU et al., 2012). (b) Multinível com aterramento comum (KADAM; SHUKLA, 2017). (c) Aterramento comum topologia 1 (SIWAKOTI; BLAABJERG, 2017). (d) Cinco níveis com aterramento comum (Grigoletto, 2020).

Em termos de multiníveis três novas topologias de inversores CG foram propostas em (SIWAKOTI; BLAABJERG, 2017) no mesmo ano, que também possui capacitores chaveados, a Figura 9 (c) demonstra seu esquemático. Apesar de inversores CG possuírem um tamanho pequeno e eficiência muito alta, a utilização de capacitores ou indutores chaveados, é um ponto negativo, uma vez que a aplicação do sistema de controle tradicionais torna-se consideravelmente mais complexa (KHAN et al., 2019).

Mais recentemente, foi proposto um inversor CG em (Grigoletto, 2020) que apresenta seis chaves, três capacitores, um para o barramento CC e os demais são capacitores chaveados, além da inserção de um diodo, o circuito deste conversor está representado na Figura 9 (d). A frequência de comutação é relativamente baixa, e apresentando uma eficiência de 95.88% entregando até 1.2kW de potência. Porém, devido a utilização de capacitores chaveados, o mesmo está sujeito ao aumento da complexidade na implementação do seu sistema de controle.

Por fim, é possível resumir as características das topologias apontadas na Tabela 3, onde são destacadas as vantagens e desvantagens para cada uma. Sendo o CMC desviado nos inversores CG, os efeitos das correntes de fuga são praticamente nulos, reduzindo suas perdas e apresentando eficiência muito alta. Essas características, justificam sua atratividade que motivou sua expansão em termos de pesquisa, recentemente.

Tabela 3 – Resumo qualitativo acerca das principais topologias de inversores não isolados

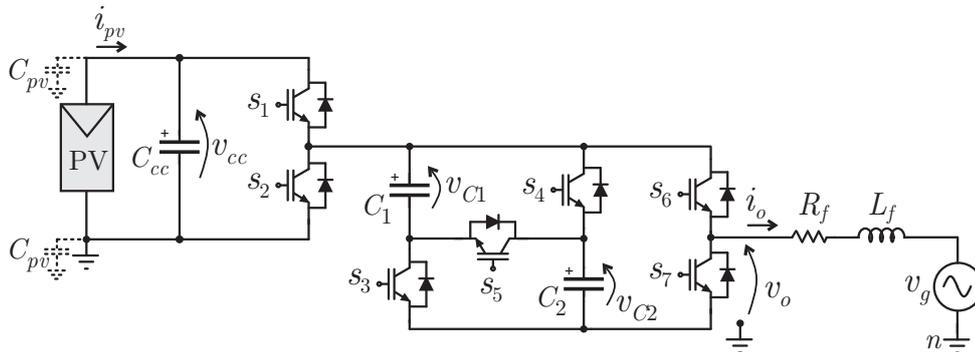
Topologias de Inversores Não Isolados	Vantagens	Desvantagens	Tamanho do Inversor	Eficiência
Common Ground	Sem Efeitos CMC Menos Semicondutores Filtro pequeno	Complexidade de controle para capacitores e indutores flutuantes	Pequeno	Muito alto
Mid-Point Clamplng	v_{cm} constante Baixo i_{cm} .	Maior complexidade Mais semicondutores	Grande	Médio
AC-Decoupling	Baixas perdas de condução Corrente de saída não flui através dos diodos antiparalelos de FB Baixa THD	Requer chaves adicionais Corrente de fuga residual na frequência da linha	Médio	Alto
DC-Decoupling	Desvio do barramento CC durante o período que origina i_{cm}	Altas perdas de condução Elementos adicionais Chaveamento desbalanceado	Médio	Médio
H6	Baixo ripple de corrente de saída	Controle complexo Mais semicondutores Tensão CM flutuante	Grande	Médio
Buck-Boost	Baixo i_{cm}	Alto THD	Grande	Médio

Fonte: Adaptado de (KHAN et al., 2019)

2.3 Inversor multiníveis não isolado com aterramento comum

O inversor multiníveis exposto na Figura 10 é classificado como CG não isolado, e foi proposto recentemente na literatura. Devido suas características construtivas o problema das correntes de fuga é eliminado, pois a tensão de modo comum é mantida constante (Grigoletto, 2021). Observa-se na Figura 10 que este conversor possui como características construtivas sete chaves ativas S_1, \dots, S_7 e três capacitores C_{cc}, C_1, C_2 , nos quais nenhum capacitor é chaveado, e isso alivia o esforço de corrente nos semicondutores.

Figura 10 – Inversor multinível terra comum sem isolamento galvânica.



Fonte: Adaptado de (Grigoletto, 2021)

A Tabela 4 apresenta alguns comparativos das características do inversor com outros de inversores *transformerless*. Em termos de numero de chaves de chaves, o inversor proposto por (Grigoletto, 2021) possui a segunda maior quantidade. Por outro lado, ele destaca-se por não possuir diodos ou capacitores chaveados, sendo uma das poucas topolo-

gias CG com essas características. Por fim, o nível percentual de tensão CC demandado é um dos maiores para os inversores CG; a sua tensão de saída possui cinco níveis e é necessário apenas 1 sensor de tensão CC para a operação do inversor.

Tabela 4 – Comparação de características construtivas entre topologias de inversores CG.

Parameter	A	B	C	D	E	F
N° de chaves	7	6	6	4	5	8
N° de diodos	0	0	1	1	0	6
N° de capacitores	3	3	3	2	2	4
N° de níveis	5	5	5	3	3	4
Tensão de barramento CC requerida (%)	157	157	100	100	100	200
Capacitores chaveados	Não	Não	Sim	Sim	Sim	Não
N° de sensores de tensão CC	1	3	2	1	1	4

A:(Grigoletto, 2021); B:(KADAM; SHUKLA, 2017); C:(Grigoletto, 2020); D:(SIWAKOTI; BLAABJERG, 2017); E:(GU et al., 2012); F:(NABAE; TAKAHASHI; AKAGI, 1981). Fonte: Adaptado de (Grigoletto, 2021)

Os cinco estados de tensão CC v_o do inversor distribuídos entre oito vetores de chaveamento. A Tabela 5 apresenta estes oito vetores os seus respectivos níveis lógicos de acionamento das chaves, e as correntes i_{C1} e i_{C2} que circulam através dos capacitores. Pode ser notado a existência de estados redundantes, onde \mathbf{V}^1 e \mathbf{V}^2 que resultam em tensão de saída $v_o = V_{cc}$; por sua vez, para \mathbf{V}^4 , \mathbf{V}^5 e \mathbf{V}^6 , a tensão de saída será $v_o = 0$. A existência das redundâncias verificadas é interessante para o inversor, pois elas fornecem graus de liberdade para os controle da tensão dos capacitores C_1 e C_2 , e isso pode facilitar na redução de perdas por chaveamento (Grigoletto, 2021).

Para que o conversor opere de forma adequada, é necessário que suas chaves obedeçam a seguinte lógica $S_1 = \bar{S}_2$, $S_3 = \bar{S}_5$, $S_6 = \bar{S}_7$ e, por sua vez, $S_3 = S_4$. Na perspectiva de C_1 e C_2 , a disposição em que encontram-se no circuito, bem como dependendo dos vetores de chaveamento do conversor, os mesmos estarão dispostos em série ou em paralelo com a mesma polaridade. Portanto, o módulo da corrente que irá circular por eles será o mesmo, e conseqüentemente os níveis de tensão sobre eles deverão ser iguais, como é possível verificar na Tabela 5, evitando com que ocorra desbalanço.

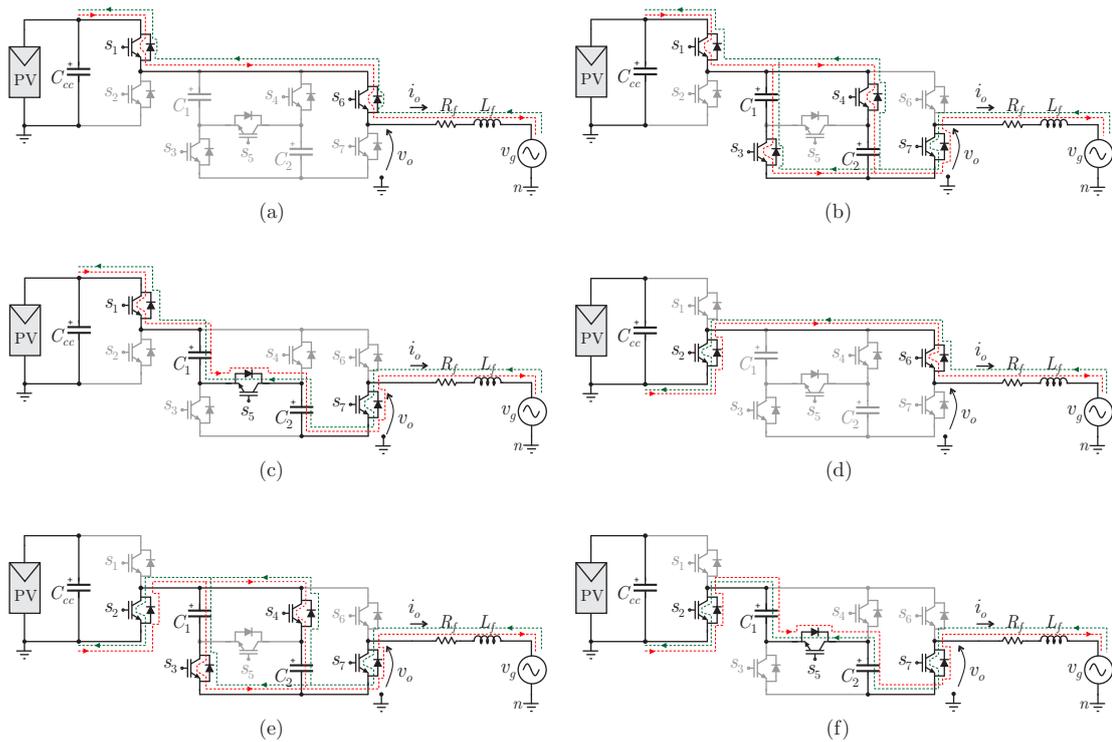
Por conta das características apresentadas pelos capacitores utiliza-se apenas um sensor de tensão CC para ele. Quando um dos dois capacitores está com sua tensão regulada o segundo irá apresentar o mesmo comportamento, isso é uma ponto positivo para a topologia que representa uma maior facilidade na implementação de métodos de controle para o inversor.

Tabela 5 – Estados de chaveamento do conversor, correntes nos capacitores e tensão de saída correspondente

V^x	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	i_{C1}	i_{C2}	v_o
V^1	1	0	1	1	0	1	0	0	0	v_{cc}
V^2	1	0	0	0	1	1	0	0	0	v_{cc}
V^3	1	0	1	1	0	0	1	$i_0/2$	$i_0/2$	$v_{cc}/2$
V^4	1	0	0	0	1	0	1	i_0	i_0	0
V^5	0	1	1	1	0	1	0	0	0	0
V^6	0	1	0	0	1	1	0	0	0	0
V^7	0	1	1	1	0	0	1	$i_0/2$	$i_0/2$	$-v_{cc}/2$
V^8	0	1	0	0	1	0	1	i_0	i_0	$-v_{cc}$

Fonte: Adaptado de (Grigoletto, 2021)

Figura 11 – Representação dos estados de chaveamento e caminho da corrente destacado em vermelho.



(a) V^1 e V^2 . (b) V^3 . (c) V^4 . (d) V^5 e V^6 . (e) V^7 . (f) V^8 . Fonte: Adaptado de (Grigoletto, 2021)

A Figura 11 apresenta o esquemático de operação do conversor para os oito vetores de estados. O vetores V^1 e V^2 representam níveis de v_o redundantes, igual a v_{cc} , e a corrente de saída irá fluir através das chaves S_1 e S_6 independentemente das demais, para estes estados não haverá circulação de corrente através dos capacitores, observa-se o comportamento do inversor para V^1 e V^2 na Figura 11 (a).

No estado V^3 , as chaves S_1 , S_3 , S_4 e S_7 encontram-se em nível alto e isso conecta C_1 e C_2 em paralelo, conforme a Figura 11 (b) demonstra, assim a corrente fluirá sobre

eles com modulo igual a $i_{C1} = i_{C2} = i_o/2$ e $v_o = v_{cc}/2$. Em \mathbf{V}^4 , S_1 , S_5 e S_7 estarão ativas e o arranjo entre os capacitores C_1 e C_2 será série, acarretando com que a corrente de saída flua através deles e $v_o = 0$, a representação desse estado encontra-se na Figura 11 (c).

Na Figura 11 (d), observa-se que a corrente de saída fluirá através de S_2 e S_6 independente dos estados de comutação das demais chaves, quando os vetores \mathbf{V}^5 e \mathbf{V}^6 forem fornecidos ao inversor, acarretando com que os capacitores sejam desconectados, nesses estados o nível de v_o é redundante com o de \mathbf{V}^4 . Por sua vez, S_2 , S_3 , S_4 e S_7 estarão em condução quando \mathbf{V}^7 atuar, configurando os capacitores em paralelo novamente, dessa forma, dividindo a corrente que circula sobre eles e v_o será igual a $-v_{cc}/2$, como a Figura 11 (e) apresenta.

Por fim, quando o vetor \mathbf{V}^8 estiver operando, as chaves S_2 , S_5 e S_7 estarão em condução, e isso causará a conexão dos capacitores em série novamente, portanto, a corrente que irá circular sobre eles será igual a i_o . A Figura 11 (f) traz a representação do comportamento do inversor nesse estado, e conforme a Tabela 5 estabelece, a tensão de saída será $v_o = -v_{cc}$.

Para que os cinco níveis de tensão de operação do inversor ocorram, é necessário que a tensão CC fornecida como referência para os capacitores C_1 e C_2 seja igual e metade do valor do barramento CC, ou seja, $v_{Cref} = v_{CC}/2$.

Por outro lado, operação do inversor é limitada por um índice de modulação, de tal forma a garantir que a carga e a descarga dos capacitores ocorra adequadamente (Grigoletto, 2021), esse índice de modulação é definido como sendo (2.5), onde ϕ é ângulo do deslocamento de fase de saída.

$$m \leq \frac{2}{\sin\phi + (\pi - \phi)\cos\phi} \quad (2.5)$$

O índice de modulação máximo para que o inversor opere com fator de potência unitário, deve ser $m \approx 0.637$. A partir dessa relação é possível definir os níveis de tensão do barramento CC para um valor conhecido de tensão na rede, uma vez que m também pode ser escrito como a razão entre a tensão da rede e a tensão do barramento CC do inversor, como conforme (2.6).

$$m \approx \frac{v_g}{v_{dc}} \quad (2.6)$$

2.4 Controle Preditivo Baseado em Modelo Com Função Custo Multiobjetiva

Os conversores de potência são constituídos por dispositivos eletrônicos semicondutores, que operam em região de corte e saturação, apresentando a característica de chaveamento desejada para a operação destes dispositivos. Por conta disto, os sinais de controle que são enviados para os transistores, que operam como chave, devem ser convertidos para sinais descontínuos. Esse estágio de tratamento da informação de controle

é um processo de modulação em que uma portadora binária de alta frequência insere no inversor informações de baixa frequência em seu valor médio de tempo (KOURO et al., 2015).

Diversos métodos de modulação e controle já foram propostos para conversores de potência, como é o caso das estratégias de controle linear baseadas em controladores ressonantes ou PI, que são os métodos clássicos para controle de conversores CC/CA. Por outro lado, ao longo dos anos o grande desenvolvimento de tecnologia de comunicação, bem como a expansão do poder de processamento de matrizes de portas programáveis em campo, *field programmable gate array* (FPGA), e processadores digitais de sinais, *digital signal processor* (DSP), possibilitou a aplicação de novos métodos para o controle de conversores de potência.

O controle preditivo baseado em modelo (MPC) desenvolveu-se em pesquisas na área de processos químicos industriais, apresentando resultados satisfatórios nas últimas décadas. Sua popularidade expandiu-se devido a boas respostas para controlar comportamentos de plantas não lineares com características físicas, químicas e biológicas complexas (HAN; QIAO, 2014). Isso ocorre pois o método apresenta um aspecto de otimização multiobjetiva, ou seja, com apenas um controlador pode-se atuar sobre diversas variáveis, de forma simultânea e com maior facilidade de implementação.

Tabela 6 – Aplicações de MPC na eletrônica de potência, topologias de conversores e objetivo do controle.

Aplicação	Topologia de Conversor	Objetivo do Controlador	Referência
Qualidade de energia	<i>Cascaded H-Bridge</i>	Controle de Corrente, Potência Ativa, Reativa e Balanço de Tensão	A
	<i>Flying Capacitor</i>	Controle de Corrente, Tensão, Balanço de Tensão e Frequência de Chaveamento	B
Acionamento de Máquinas	<i>Voltage Source Inverter</i>	Controle de Corrente, Frequência de comutação, Magnitude de Corrente, Torque e Limites de corrente	C
	NPC	Controle de Corrente, Torque e Fluxo, Perdas por Chaveamento e Balanço de Tensão	D
Conversores Conectados à Rede	Multinível CG	Controle de Corrente e Balanço de Tensão	E, F
	Inversor SSI	Controle de Corrente e Tensão de Saída	G

A: (TOWNSEND; SUMMERS; BETZ, 2012). **B:** (DEFAY; LLOR; FADEL, 2010). **C:** (YOUNG et al., 2014). **D:** (LACZYNSKI; MERTENS, 2009). **E:** (ALY et al., 2020). **F:** (ALY et al., 2021b). **G:** (COCCO et al., 2018). Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2015).

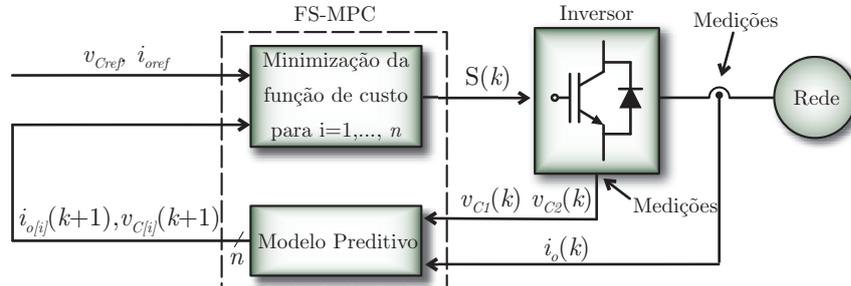
Diante dos bons resultados observados na indústria química, e o aprimoramento dos microcontroladores, ao longo dos últimos anos o MPC passou a ser assimilado dentro da eletrônica de potência como um poderoso método de controle multiobjetivo. Verificado-

se utilização em aplicações envolvendo qualidade de energia, acionamento de máquinas e controle de conversores conectados à rede. Dentro desses métodos, variáveis como corrente, tensão em capacitores, potências ativas e reativas são otimizadas na operação dos conversores (KOURO et al., 2015). A Tabela 6 apresenta, de forma detalhada, algumas aplicações para MPC na eletrônica de potência.

O emprego do MPC em um conversor CC/CA aplicado na geração fotovoltaica conectada à rede, depende da realização da modelagem discreta das variáveis que serão controladas. Para a topologia apresentada na seção 2.3, as variáveis que devem ser controladas são: o balanço de tensão nos capacitores e a corrente de saída do inversor, de forma semelhante ao apresentado para o inversor multiníveis CG em (ALY et al., 2021a).

Para tal cenário, define-se a ação de controle em domínio discreto sobre a planta como sendo os estados de chaveamento do inversor, representado por $S(k)$. Diante disso, o inversor possui um número finito de ações de controle sobre ele, representado por n (KOURO et al., 2008) que é o seu número de estados de chaveamento. Ou seja, para o inversor multiníveis da seção 2.3, o número de ações de controle para ele será $n = 8$. Por conta disso, nomeia-se o MPC como controle preditivo de conjunto finito baseado em modelo, *Finite Set Model Predictive Control* (FS-MPC).

Figura 12 – Diagrama de controle do FSC-MPC



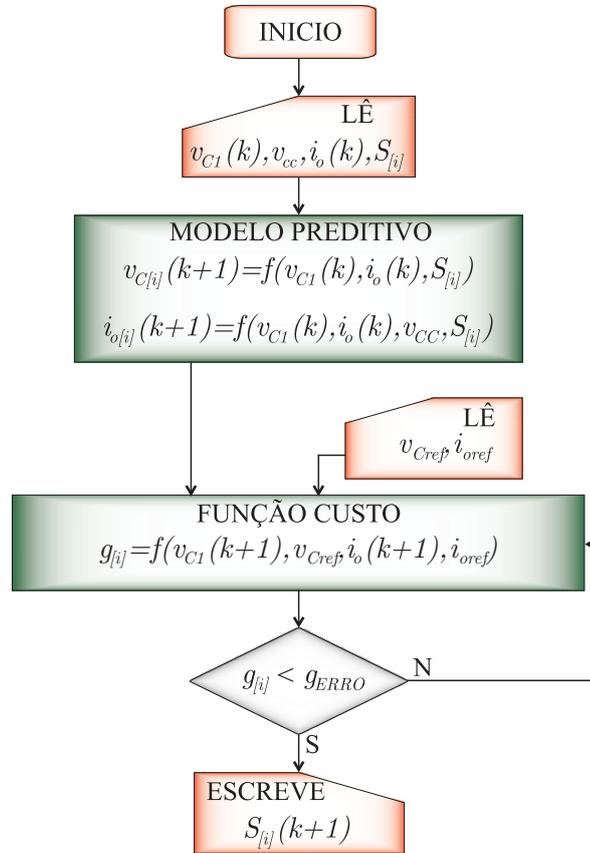
Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2008)

O diagrama de controle representado na Figura 12 exemplifica o FS-MPC aplicado a um inversor. As variáveis à serem controladas são a corrente de saída do inversor, e a tensão sobre os capacitores C_1 e C_2 , representadas por $i_o(k)$, $v_{C1}(k)$ e $v_{C2}(k)$ respectivamente. Na planta, são realizadas medições dessas variáveis que serão enviadas ao bloco de controle do FS-MPC. Neste bloco serão realizados os processamentos que irão descrever o comportamento futuro dessas variáveis.

O modelo preditivo executa para $i = 1, \dots, n$ o cálculo de $i_o(k+1)$ e $v_C(k+1)$, que são as variáveis preditas. Para realizar a otimização de tais variáveis é fornecido um valor de referência para a função custo, onde são realizadas as otimizações afim de determinar qual das variáveis preditas no instante $(k+1)$ possui o menor erro dentre as n calculadas. Com isso, seleciona-se no conjunto finito de ações de controle qual devem ser inseridas na planta (VAZQUEZ et al., 2014). O fluxograma na Figura 13 exemplifica o algoritmo do

FS-MPC com o procedimento para implementação do método.

Figura 13 – Fluxograma com o algoritmo do FS-MPC multiobjetivo.



Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2008)

Como a função custo no FS-MPC possui caráter multiobjetivo, ela apresenta um termo para controle da corrente e o outro é responsável pela tensão, conforme (2.7). Porém, estes termos são constituídos por grandezas de magnitudes diferentes, e por conta disso é necessário a inserção de fatores de peso que devem ponderar minimização sobre cada variável. Esses fatores de peso são representados por λ_1 e λ_2 .

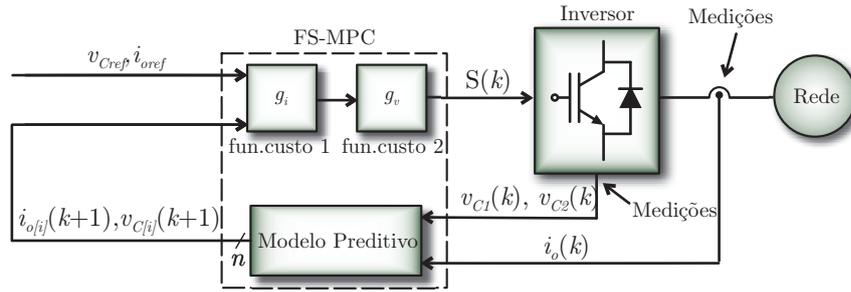
$$g(k) = \lambda_1(i_{ref} - i_o(k+1))^2 + \lambda_2(v_{Cref} - v_{C1}(k+1))^2 \quad (2.7)$$

Existe uma complexidade para a determinação dos fatores de peso para a função de custo, pois seus valores são obtidos de forma empírica, pois depende do inversor e planta utilizados. Por conta disso, se faz necessário realizar uma caracterização para cada sistema em que se deseja aplicar o método. Para determinar os valores de λ_1 e λ_2 , realiza-se a atribuição de um valor para um dos fatores de peso e varia-se o outro. Posteriormente é traçado a curva de erro que o controlador descreve e define-se um ponto adequado para a operação (CORTES et al., 2009; COCCO et al., 2018).

2.5 Controle Preditivo Baseado em Modelo Com Funções Custo Em Cascata

Sendo a determinação de fatores de peso um ponto negativo para o FS-MPC, então, foi proposto uma estratégia de controle preditivo baseado em modelo onde são utilizadas funções custo em cascata para cada variável controlada (ALY et al., 2021b). No caso do inversor estudado são utilizadas duas funções custo, uma que atua para a corrente de saída do inversor e a outra para a tensão nos capacitores.

Figura 14 – Diagrama de controle do FSC-MPC com funções custo em cascata



Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2008)

Na Figura 14 é apresentado o diagrama de controle para a operação do inversor CG em operação conectado à rede, onde o MPC-FCC realiza o controle de sua operação. Os blocos g_i e g_v representam as funções custo para corrente e tensão respectivamente e são descritas por (2.8) e (2.9). O procedimento do cálculo das variáveis preditas, $i_o(k+1)$ e $v_C(k+1)$, é o mesmo verificado na abordagem multiobjetiva.

Entretanto, para esse método, a função de custo g_i atua na busca da melhor ação de controle dentro de seu conjunto finito, em função do mínimo valor de erro entre $i_o(k+1)$ e i_{ref} . Caso a ação escolhida possui um estado de chaveamento redundante, conforme a Tabela 5 apresenta, então a função custo da tensão g_v atua definindo qual entre os estados redundantes possui o menor erro de $v_C(k+1)$ e v_{Cref} para selecionar a ação de controle.

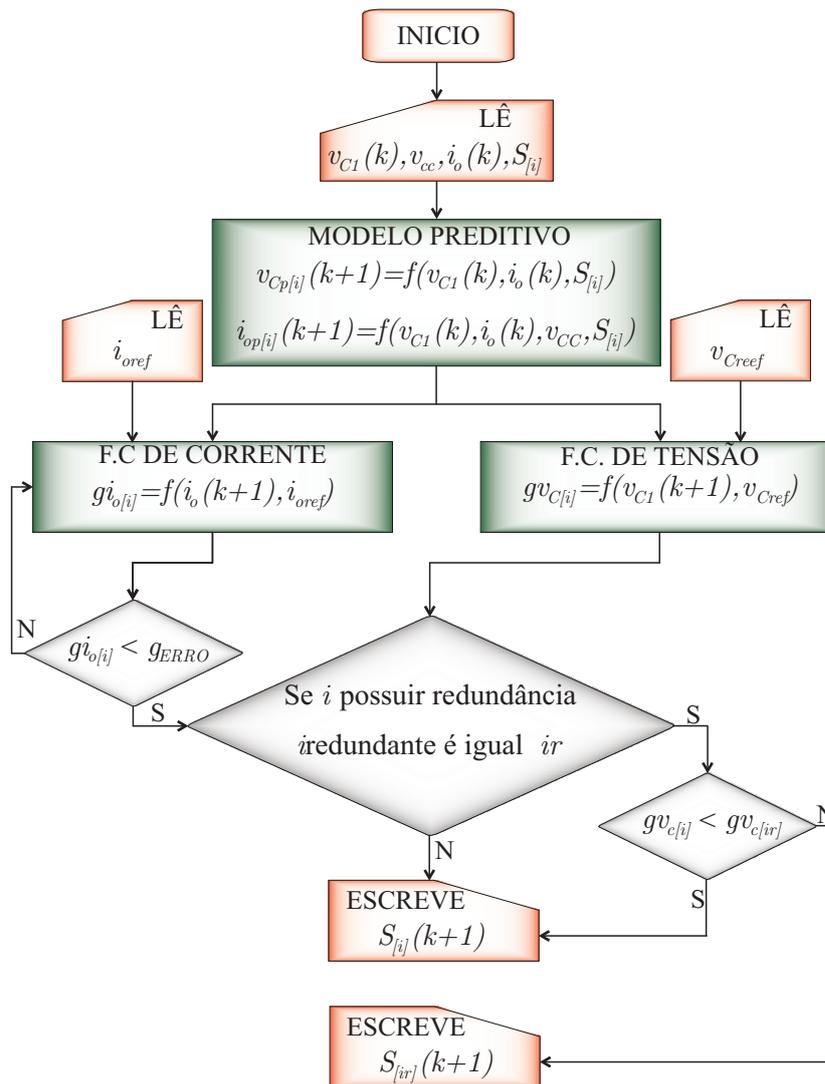
A implementação do método segue o princípio de operação básico descrito anteriormente, no qual o algoritmo a ser implementado é expresso do fluxograma exposto na Figura 15.

$$g_i(k) = (i_{ref} - i_o(k+1))^2 \quad (2.8)$$

$$g_v(k) = (v_{Cref}(k+1) - v_{C1}(k+1))^2 \quad (2.9)$$

A principal característica positiva dessa abordagem MPC-FCC está em não ser necessário o projeto dos fatores de peso para a implementação do método. Porém, devido a dependência entre as funções custo e a necessidade de realizar uma análise entre estados redundantes do inversor, o MPC-FCC apresenta um caráter mais complexo de implementação do algoritmo.

Figura 15 – Fluxograma com o algoritmo FS-MPC com funções custo em cascata.



3 MODELAGEM DO INVERSOR MULTINÍVEL

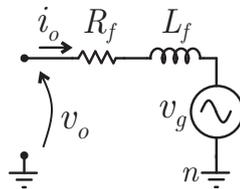
Sabe-se que para a aplicação do controle preditivo é necessário realizar a modelagem do sistema de geração fotovoltaico conectado à rede. A partir disso, o presente capítulo irá mostrar o procedimento realizado para obtenção do modelo preditivo do inversor multiníveis não isolado com aterramento comum operando conectado à rede, que foi apresentado na seção 2.3.

O procedimento de modelagem será dividido em duas seções, na seção 3.1 é realizado a modelagem da corrente predita de saída do inversor. Na sequência, a seção 3.2 é definido o modelo da tensão predita sobre os capacitores flutuantes do conversor.

3.1 Modelagem da Corrente

A potência injetada na rede, é função da corrente de saída do inversor i_o , e da tensão modulada por largura de pulso (PWM) v_o fornecida no terminal de saída do equipamento, bem como, da tensão da rede v_g . Uma vez que o objetivo do método de controle é a obtenção de uma adequada característica de corrente de saída i_o , que depende de v_o , então, busca-se um modelo que correlacione essas duas variáveis. Para isso, realiza-se uma simplificação sistema de geração, conforme apresentado na Figura 16.

Figura 16 – Modelo RL do circuito de saída do inversor



Fonte: Autor

Aplicando a lei das tensões de Kirchhoff, que define que o somatório das tensões em um circuito fechado é nulo (ALEXANDER; SADIKU, 2013), portanto, obtém-se (3.1)

$$v_g + v_R + v_L - v_o = 0, \quad (3.1)$$

Assim, substituindo as variáveis e reorganizando (3.1), obtém-se a equação diferencial que modela o sistema, que é representada por

$$L_f \frac{di_o}{dt} + R_f i_o + v_g - v_o = 0. \quad (3.2)$$

Isolando a taxa de variação da corrente i_o em (3.2), obtém-se (3.3).

$$\frac{di_o}{dt} = -\frac{R_f}{L_f} i_o + \frac{1}{L_f} (v_o - v_g). \quad (3.3)$$

Sendo a planta modelada por uma equação de primeira ordem, e considerando um período de amostragem com valor baixo, é possível realizar a discretização de (3.3) através da aproximação de Euler (KOURO et al., 2015; VARGAS et al., 2008), que é definida por (3.4) (BARROSO et al., 1987).

$$y(k+1) = y(k) + \frac{dy}{dt} \Delta t. \quad (3.4)$$

Isolando a taxa de variação em (3.4), substituindo y por i_o , e considerando que Δt é o um período de amostragem T_s , então, a taxa de variação de i_o é descrita por

$$\frac{di_o}{dt} = \frac{(i_o(k+1) - i_o(k))}{T_s}, \quad (3.5)$$

dessa forma, aplicando a discretização por método de Euler para a planta em (3.3), substituindo a taxa de variação de i_o por (3.5), então tem-se (3.6).

$$\frac{(i_o(k+1) - i_o(k))}{T_s} = -\frac{R_f}{L_f} i_o(k) + \frac{1}{L_f} (v_o(k) - v_g(k)). \quad (3.6)$$

Isolando $i_o(k+1)$ e reorganizando os termos em (3.6), então, obtém-se o modelo preditivo para a corrente de saída i_o do inversor, que é dados por

$$i_o(k+1) = \frac{T_s}{L_f} (v_o(k) - v_g(k)) + (1 - \frac{T_s R_f}{L_f}) i_o(k). \quad (3.7)$$

Em (3.7), a tensão v_o é função dos estados de chaveamento do inversor, sendo que para descreve-la é necessário correlacionar os estados de chaveamento representados na Tabela 5 com as tensões no barramento CC e a tensão sobre os capacitores. Assim, define-se v_o em função dos níveis lógicos em S_1 , S_7 e S_5 , como sendo:

$$v_o(k) = (S_1)v_{dc} - (S_7)(1 + (S_5))v_{C1}. \quad (3.8)$$

3.2 Modelagem da Tensão

É possível notar que v_o depende da tensão sobre os capacitores, então é necessário realizar a modelagem de v_{C1} e v_{C2} . Como característica da disposição dos componentes na topologia do inversor, para qualquer um dos oito estados presente na Tabela 5 os capacitores C_1 e C_2 devem possuir os mesmos níveis de tensão. Dessa forma, a modelagem da tensão dos capacitores pode ser realizada para apenas um capacitor e o outro irá descrever as mesmas características de tensão.

Partindo desse pré suposto, utiliza-se a equação da tensão sobre o capacitor C_1 , definida em (ALEXANDER; SADIKU, 2013) como sendo

$$v_{C1} = v_{C1}(0) + \frac{1}{C_1} \int_0^t i_{C1}(\tau) d\tau, \quad (3.9)$$

de forma semelhante ao procedimento realizado para a corrente, aplica-se a aproximação de Euler v_{C1} , então, a v_{C1} predito é escrito como sendo

$$v_{C1}(k+1) = v_{C1}(k) + T_s \frac{dv_{C1}}{dt}, \quad (3.10)$$

derivando 3.9, a taxa de variação de v_{C1} em relação ao tempo é expresso por (3.11).

$$\frac{dv_{C1}}{dt} = \frac{1}{C_1} i_{C1}(k). \quad (3.11)$$

Substituindo (3.11) em (3.10), obtém-se a equação da tensão predita sobre os capacitores, expressa por (3.12).

$$v_{C1}(k+1) = v_{C1}(k) + \frac{T_s}{C_1} i_{C1}(k) \quad (3.12)$$

A corrente que circula através dos capacitores i_{C1} também depende dos estados de chaveamento, já verificados na Tabela 5. Dessa forma, é necessário escrever o comportamento de i_{C1} em função dos estados de chaveamento, expresso por

$$i_{C1}(k) = (S_7)(1 - 0.5(S_3))i_o(k), \quad (3.13)$$

substituindo (3.13) em (3.12) define-se a equação final para a tensão predita do capacitor C_1 em função dos níveis lógicos nas chaves, que é descrita como (3.14).

$$v_{C1}(k+1) = v_{C1}(k) + \frac{T_s}{C_1} (S_7)(1 - 0.5(S_3))i_o(k) \quad (3.14)$$

4 FS-MPC MULTIOBJETIVO APLICADO À INVERSOR COM ATERRAMENTO COMUM

Neste Capítulo serão apresentados os resultados obtidos via simulação para o inversor CG operando conectado à rede, sobre ação de controle do FS-MPC. Para isso, o Capítulo foi dividido em cinco seções, na seção 4.1 são apresentados de forma detalhada os parâmetros de simulação utilizados para o sistema. Na sequência, a seção 4.2 tem o objetivo de caracterizar o FS-MPC em relação aos fatores de peso. A seção 4.3 dispõe dos resultados em regime permanente obtidos, onde são apresentados análises de espectro e erro nos capacitores. Na seção 4.4 encontram-se os resultados de análise do comportamento dinâmico do sistema frente a variações paramétricas. Por fim, a seção 4.5 apresenta um estudo do comportamento do inversor fornecendo e consumindo energia reativa com o FS-MPC.

4.1 Parâmetros de Simulação

As simulações foram realizadas utilizando um modelo do inversor multiníveis apresentado na seção 2.3, que foi elaborado no software de simulação Piecewise Linear Electrical Circuit Simulation (PLECS). Para isso, foram definidos parâmetros próximos aos verificados em condições reais de laboratório. As capacitâncias de C_1 e C_2 escolhidas foram de 3 mF para ambos. Para realizar a conexão com a rede é necessário a inserção de um filtro para auxiliar na redução de harmônicas da corrente i_o no inversor.

O filtro utilizado para essa topologia é o mais simples em aplicações de inversores conectados à rede, o filtro L. Esse filtro é representado pela indutância L_f , conectada em série com a saída do inversor, que possui uma função de transferência de primeira ordem, com decaimento de 20 dB/dec. Porém, devido as conexões do sistema, ocorre o surgimento de uma resistência R_f em série com a indutância, dessa forma a função de transferência para o filtro de saída do inversor é expressa por.

$$G_f(s) = \frac{1}{sL_f + R_f} \quad (4.1)$$

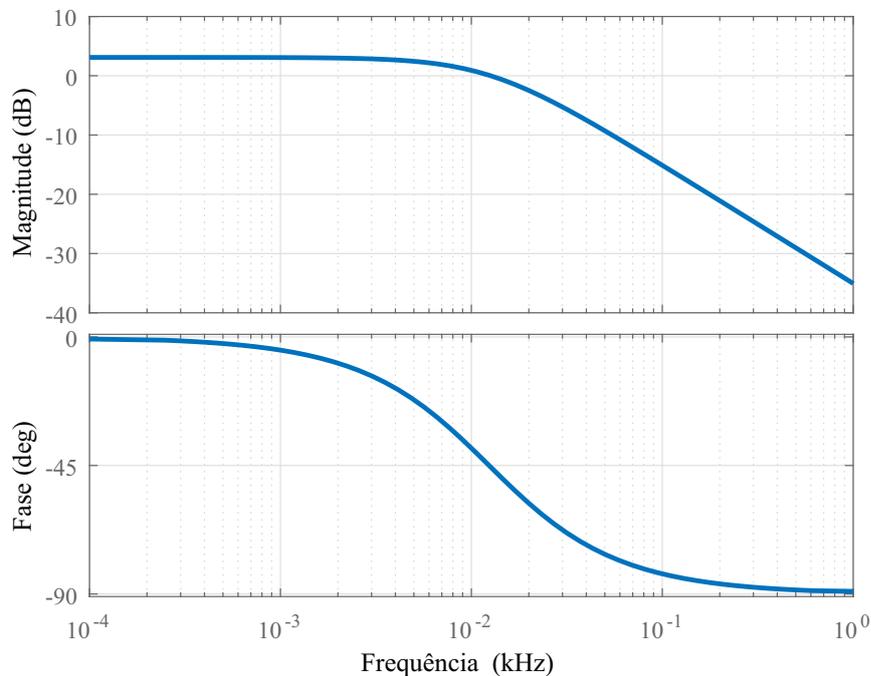
Esse filtro, apesar de possuir uma boa resposta para a frequência da rede, quando se desejar alcançar uma boa atenuação em frequências elevadas, requer um valor de indutância alto. Um exemplo que indutores utilizado nessa aplicação são os com núcleo ferromagnético, porém verifica-se um custo considerável para tais componentes (BEHR et al., 2019). Para a atividade de simulação realizada, utilizou-se uma indutância $L_f = 9$ mH e uma resistência $R_f = 700$ m Ω .

A Figura 17 apresenta o diagrama de Bode do filtro de saída do inversor com os parâmetros de L_f e R_f definidos. A magnitude está representada em dB, bem como a fase em graus, *degree* em inglês. É possível analisar o deslocamento da frequência de corte do filtro, sendo deslocada para aproximadamente 22 Hz, onde passa a ser verificado

o decaimento característico de 20 dB/dec para um sistema de primeira ordem; e no mesmo instante verifica-se a inflexão da fase do sinal.

Buscando a operação do inversor com um fator de potência próximo do unitário, o índice de modulação $m \approx 0,6$ deve ser respeitado. Para isso, utiliza-se a relação entre tensão da rede e v_{dc} exposta em (2.6) para definir a tensão do barramento CC. Estabelecendo $v_g = 155$ V de pico, então, a tensão do barramento CC calculada deve ser 258,33 V. Supondo uma baixa variação do fator de potência, eleva-se o valor do barramento CC para 260 V com o objetivo de operar com um valor de tensão inteiras.

Figura 17 – Resposta em frequência do filtro de saída do inversor.



Os capacitores C_1 e C_2 devem apresentar com uma tensão igual a $v_C = v_{cc}/2$, ou seja, $v_C = 130$ V. Para que os capacitores não iniciem com tensão nula, é necessário a realização de uma pré carga dos capacitores. Dessa forma, foi definido uma condição inicial para o capacitor com um valor 26,92% acima de v_{ref} , ou seja, $v_C(0) = 165$ V. A simulação foi realizada considerando um sistema de 60 Hz e um período de amostragem $T_s = 1/20000$ s. A Tabela 7 resume os parâmetros utilizados nas simulações.

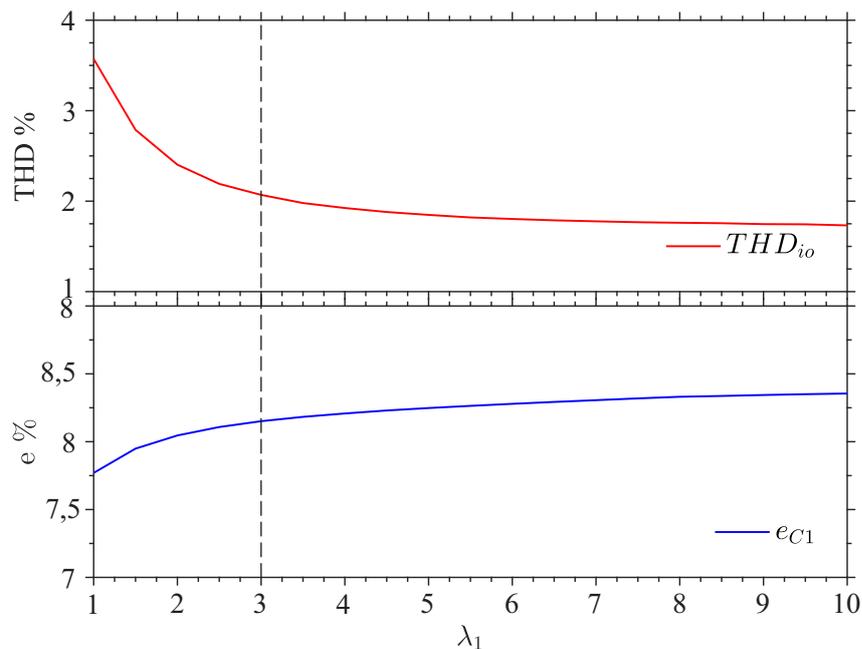
4.2 Caracterização do FS-MPC em Função de Fatores de Peso

Como abordado anteriormente, o FS-MPC necessita de fatores de peso para que a sua operação seja adequada. Diante disso, é necessário determinar os valores para λ_1 e λ_2 em (2.7). O método utilizado, consiste em fixar o valor de um dos fatores de peso e variar o outro, e com isso averiguar o erro que as variáveis controladas descrevem. Portanto,

Tabela 7 – Parâmetros de Simulação

Parâmetro	Valor
Tensão CC de alimentação (v_{dc})	260 V
Tensão de referência do capacitor (v_{Cref})	135 V
Condição Inicial do Capacitor ($v_C(o)$)	165 V
Capacitâncias (C_1 e C_2)	3 mF
Frequência da Rede	60 Hz
Tensão da Rede (v_{gp-p})	155 V
Indutor de Filtro (L_f)	9 mH
Resistor de Filtro (R_f)	700 m Ω
Período de Amostragem (T_s)	(1/20000) s

definiu-se o fator de peso da tensão nos capacitores como sendo $\lambda_2 = 1$, e variou-se λ_1 em um intervalo de 1 até 10.

Figura 18 – Caracterização do MPC em função de λ_1 .

Foi traçada a Figura 18 com a finalidade de averiguar o comportamento da THD percentual de i_o , e o erro percentual máximo entre a tensão dos capacitores e a referência, representada por $e\%$. Destaca-se que, quando λ_1 aumenta, a THD diminui, tendendo a assentar-se em aproximadamente 1,75 %. De forma oposta, o erro máximo de tensão nos capacitores aumenta, tendendo a assentar-se em um valor próximo à 8,30 %. Portanto, foi delimitado uma faixa de valores nos quais as taxas de erro verificadas foram mínimas.

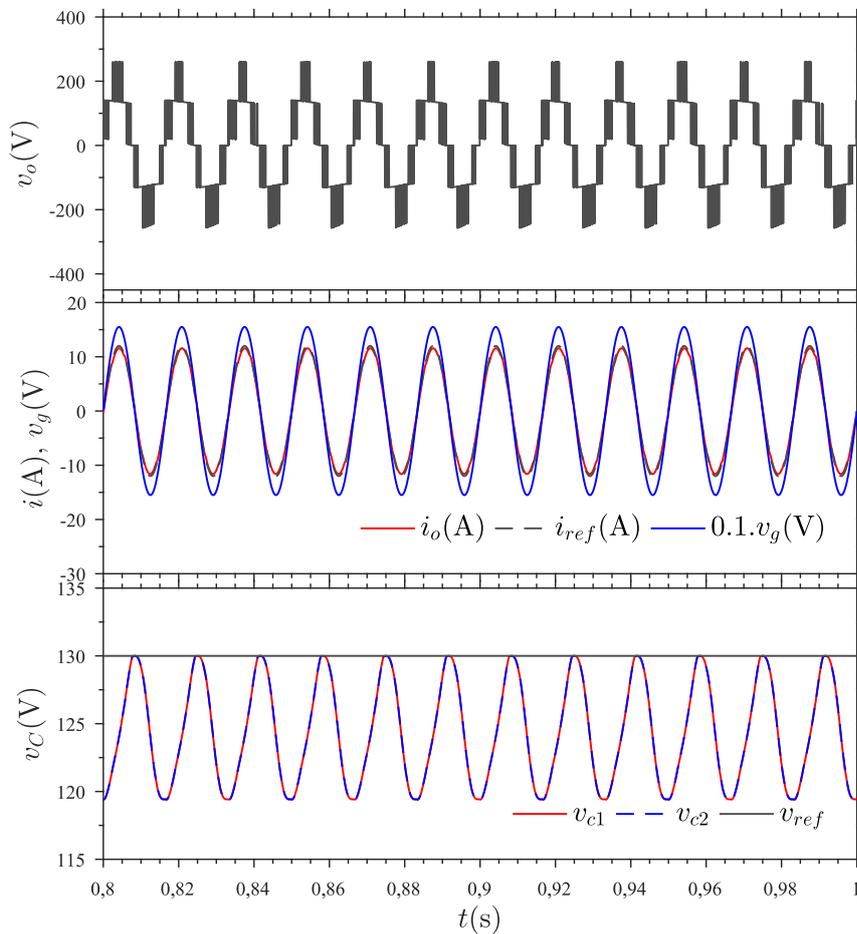
Diante disso, analisando as variações nas curvas da Figura 18, é aceitável realizar uma delimitação delas entre os intervalos de $\lambda_1 = 2,5$ até 4. O início do intervalo ocorre em 2,5 pois é onde a inclinação da curva encontra-se menos abrupta; porém, a partir de $\lambda_1 = 4$ os valores percentuais de erro para os capacitores tendem a elevar-se muito. Portanto,

dentro desse intervalo de valores aceitáveis, $\lambda_1 = 3$ foi optado como sendo o fator de peso utilizado.

4.3 Comportamento de Regime Permanente para o FS-MPC Multiobjetivo

Com o objetivo de observar e registrar o comportamento do inversor operando em regime permanente, foi simulado o circuito em um intervalo de 0 a 1 s. Na Figura 19, estão expostas as formas de onda da tensão PWM de saída do inversor v_o , corrente de saída i_o , sua referência i_{ref} , tensão da rede v_g com amplitude reduzida para 1 décimo, e a tensão nos capacitores v_{C1} , v_{C2} e com a tensão constante de referência v_{ref} .

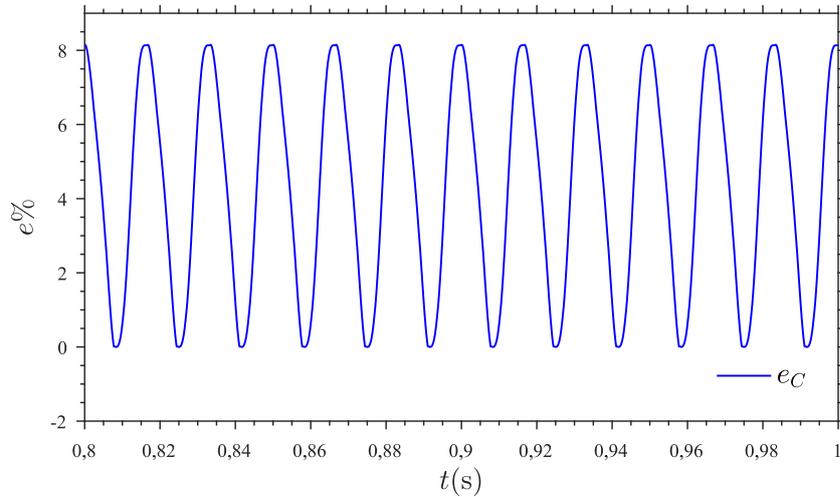
Figura 19 – Resposta em regime permanente para o FS-MPC.



Como esperado, o fator de potência do inversor está muito próximo do unitário, isso se reflete no gráfico de i_o que está em fase como a tensão da rede. Outra característica importante a ser destacada é a tensão dos capacitores, em que demonstra que utilizando um controlador sobre C_1 , por particularidades da topologia, C_2 apresenta comportamento de tensão similar, como o esperado.

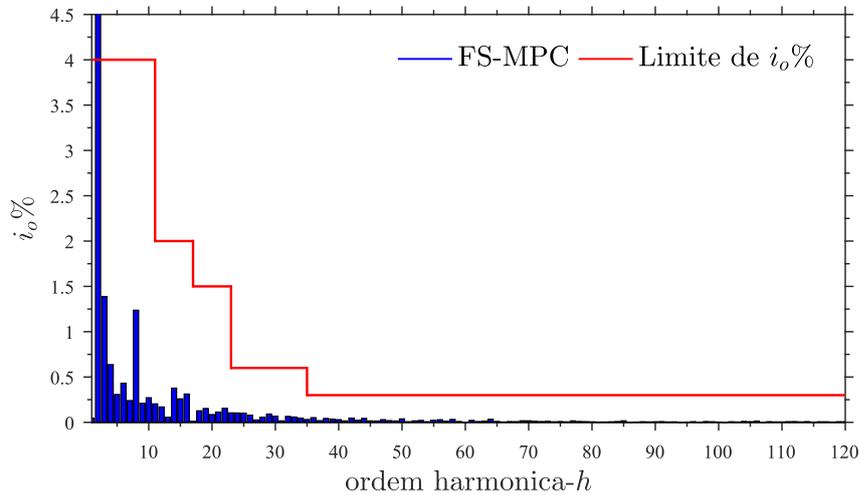
O *ripple* de tensão, descrito na Figura 19, caracteriza um erro entre o valor constante de v_{ref} e o valor de tensão aferida nos capacitores. Este erro é calculado em termos percentuais através de

Figura 20 – Erro percentual da tensão nos capacitores o FS-MPC.



$$e_C\% = 100 \frac{(v_{ref} - v_{C1})}{v_{ref}}. \quad (4.2)$$

A Figura 20 traz curva descrita por este erro C_1 em relação a tensão de referência, ao longo da janela de tempo entre 0,8 e 1 s. Apresentando um valor de erro máximo em torno de 8,15%, valor esse já esperado, por conta da curva de erro máximo traçada na Figura 18.

Figura 21 – Espectro de i_o para o FS-MPC.

Durante a conexão de um sistema fotovoltaico com a rede, é estabelecido pela IEEE que a corrente injetada na rede deve possuir THD inferior a 5 % (IEEE1547, 2018). Diante disso, foi calculada a THD de i_o com base no espectro de frequência apresentado na Figura 18. O cálculo foi realizado utilizando (4.3), onde i_1 representa o módulo da componente fundamental da corrente, e i_2, i_3, \dots, i_n as demais componentes harmônicas presentes no espectro de frequência da corrente. O valor de THD calculado para i_o é igual a 2,207%.

$$THD_{\%} = 100 \frac{\sqrt{i_2^2 + i_3^2 + \dots + i_n^2}}{i_1} \quad (4.3)$$

A norma também define os limites máximos de amplitude das componentes harmônicas, conforme apresentado na Tabela 8. Para validar a efetividade do método em termos de componentes harmônica, estes limites individuais foram traçados em vermelho na curva do espectro de frequência apresentado na Figura 21. A partir disso, é possível analisar que as harmônicas encontram-se abaixo dos valores máximos impostos pela IEEE 1547.

Tabela 8 – Distorção harmônica máxima para i_o

Ordem harmônica ímpar individual h	$h < 11$	$11 \leq h < 17$	$17 \leq h < 23$	$23 \leq h < 35$	$35 \leq h < 50$	THD
Percentual (%)	4	2	1,5	0,6	0,3	5

Fonte: Adaptado de (IEEE1547, 2018).

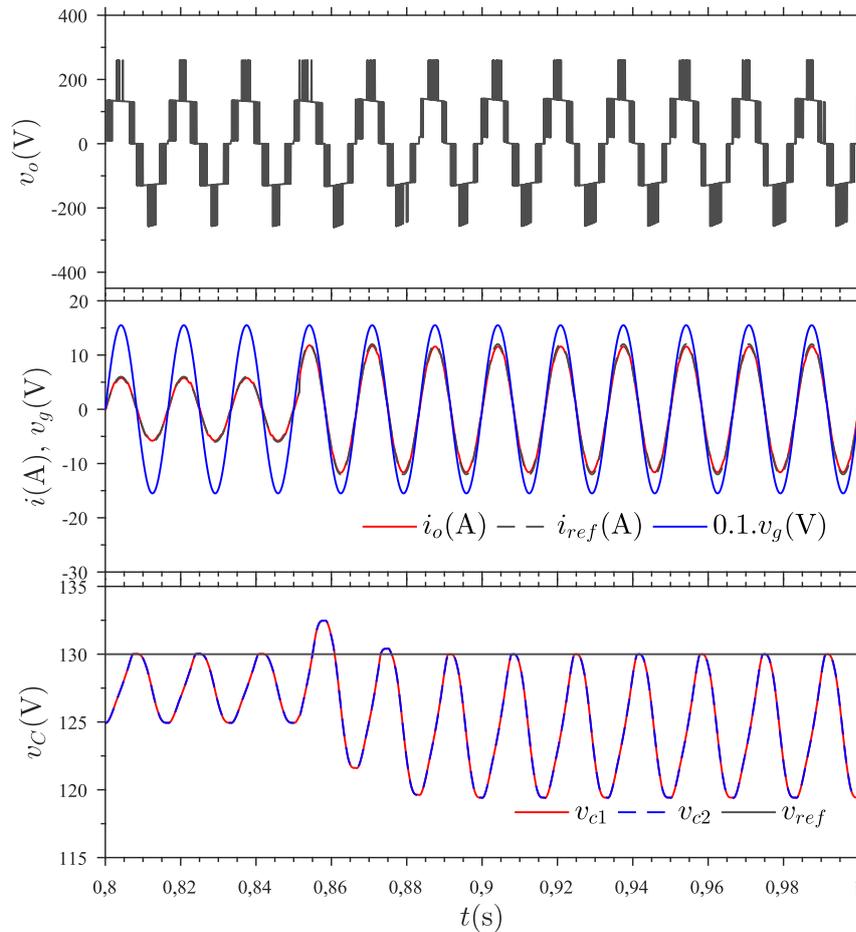
Além disso, analisando o espectro de frequência de i_o , percebe-se que os módulos das harmônicas se atenuam rapidamente, o que reflete no valor de THD calculado. Essa atenuação é efeito tanto do método de controle utilizado, ou seja, por meio da escolha de λ_1 e λ_2 que apresentam um bom desempenho em termos de erro mas, sobre tudo, possui grande influência das características do filtro arbitrado para a conexão entre o inversor e a rede.

4.4 Comportamento Dinâmico do FS-MPC Multiobjetivo

Afim de observar o comportamento do controlador quando submetido a distúrbios transitórios, foram realizados uma série de testes aplicando alterações em variáveis durante a operação do sistema. Nesta seção, estão apresentados os resultados destes testes realizados com a finalidade de observar como a i_o , v_o , v_{C1} e v_{C2} se comportam. O primeiro consistiu em variar a amplitude da referência de corrente, e no segundo foi aplicado uma variação na tensão de entrada do circuito.

A simulação em que é variada a amplitude de corrente consistiu em iniciar a operação do inversor com uma referência metade do valor final, ou seja, 6 A. No instante 0,85 s, durante a metade de um semiciclo, foi aplicado um degrau na amplitude da corrente que elevou o seu valor para 12 A, o resultado obtido é apresentado na Figura 22. As variáveis v_o e i_o demonstram bom comportamento dinâmico.

No instante em que o degrau é aplicado, o valor de tensão no capacitor sofre uma sobrelevação para além do valor de referência em torno de 132 V. Esse comportamento é verificado pois, a corrente que circula no circuito aumenta, sendo a tensão nos capacitores

Figura 22 – Degrau em i_{ref} para o FS-MPC.

função desta corrente, logo, a amplitude da oscilação de tensão que os capacitores irão apresentar deve ser maior.

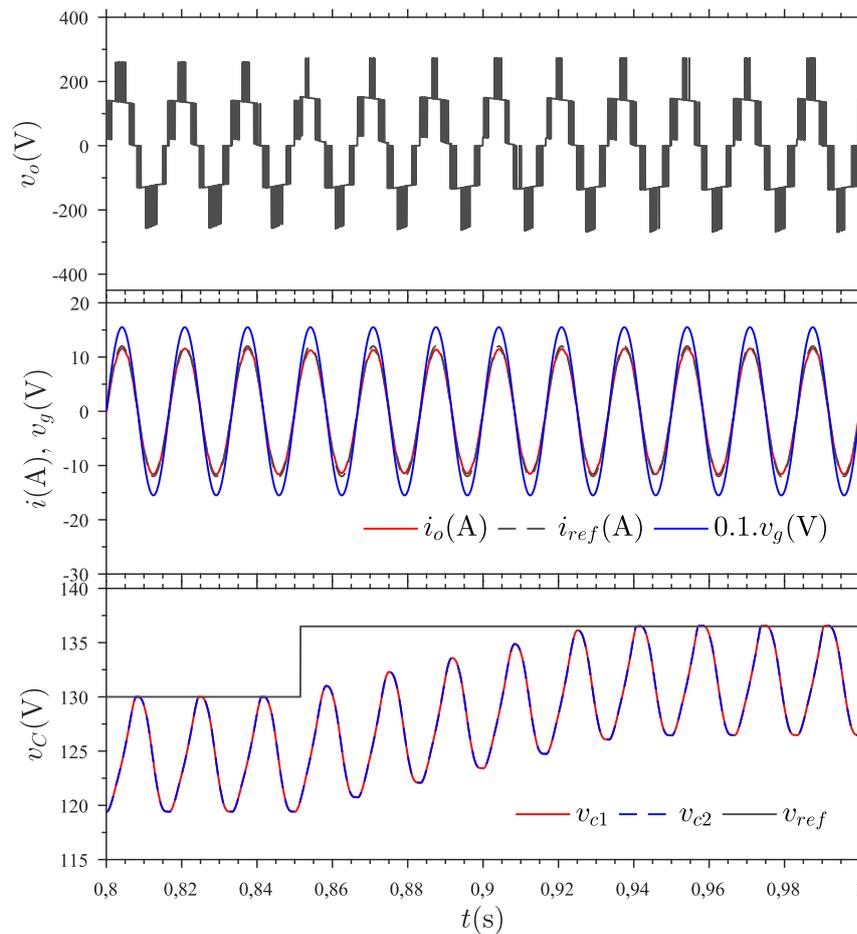
A Figura 23 apresenta os resultados de simulação para uma situação em que o valor do barramento CC do inversor é variado. Para essa situação, foi considerada uma sobrelevação da tensão de 5 % na alimentação do circuito, ou seja, um aumento de 13 V. Partiu-se de 260 V até 273 V, por meio de um degrau no instante de tempo 0,85 s. No controlador a tensão de referência é função da tensão do barramento CC, então nesta condição v_{ref} deve variar de 130 V até 136,5 V, acompanhando o valor do barramento CC.

Portanto, o comportamento de v_o para variação do valor do barramento CC é pouco impactante, bem como i_o não apresenta distúrbios. Para a tensão dos capacitores, é possível observar que o comportamento dinâmico é rápido, levando aproximadamente 90 ms para que atinja o valor de referência.

4.5 Inversor Multiníveis Fornecendo e Absorvendo Reativos Para a Rede Baseado em FS-MPC

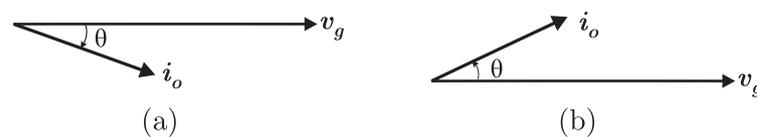
Inversores empregados na geração fotovoltaica conectada à rede podem atuar consumindo ou fornecendo energia reativa no Sistema Elétrico de Potência (SEP). De forma

Figura 23 – Degrau no barramento CC para o FS-MPC.



semelhante a um gerador síncrono, o inversor fornece energia reativa com a corrente em atraso, o que caracteriza um fator de potência (FP) da instalação em atraso (CHAPMAN, 2013). Por sua vez, quando reativos são consumidos pelo inversor a corrente estará em avanço, e conseqüentemente o FP também. A Figura 24 resume as características do fator de potência na geração quando a corrente é medida saindo do inversor em direção a rede elétrica.

Figura 24 – Diagrama fasorial do inversor fornecendo ou consumindo reativos.

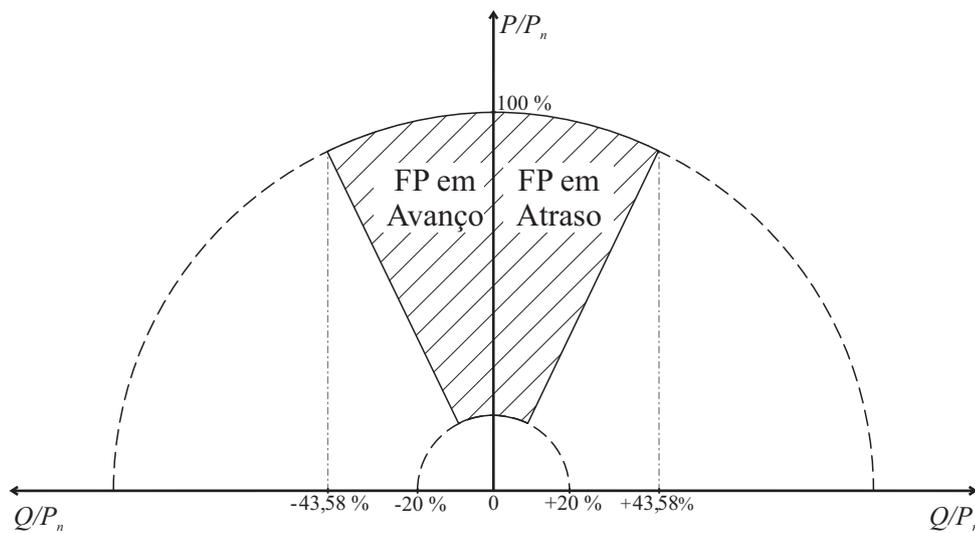


(a) Inversor fornecendo reativos. (b) Inversor absorvendo reativos.

No Brasil, os limites do fator de potência da instalação são definidos pela NBR 16149, com base na potência ativa nominal do sistema. Existem três patamares de FP para a instalação, o primeiro é definido para instalações de até 3 kW, o segundo para instalações com potência entre 3 kW até 6 kW, e por fim, o terceiro para instalações com potência superior a 6 kW, os valores de FP são definidos de acordo com os tópicos a seguir:

- para instalações com potência nominal até 3 kW, tolerância de trabalho do fator de potência está em torno de 0,98 em atraso e 0,98 em avanço;
- para instalações com potência nominal entre 3 kW e 6 kW, a tolerância de trabalho do fator de potência está em torno de 0,95 em atraso e 0,95 em avanço;
- para instalações com potência nominal superior a 6 kW, a tolerância de trabalho do fator de potência está em torno de 0,90 em atraso e 0,90 em avanço.

Figura 25 – Curva de Capacidade de Operação Para Inversores.



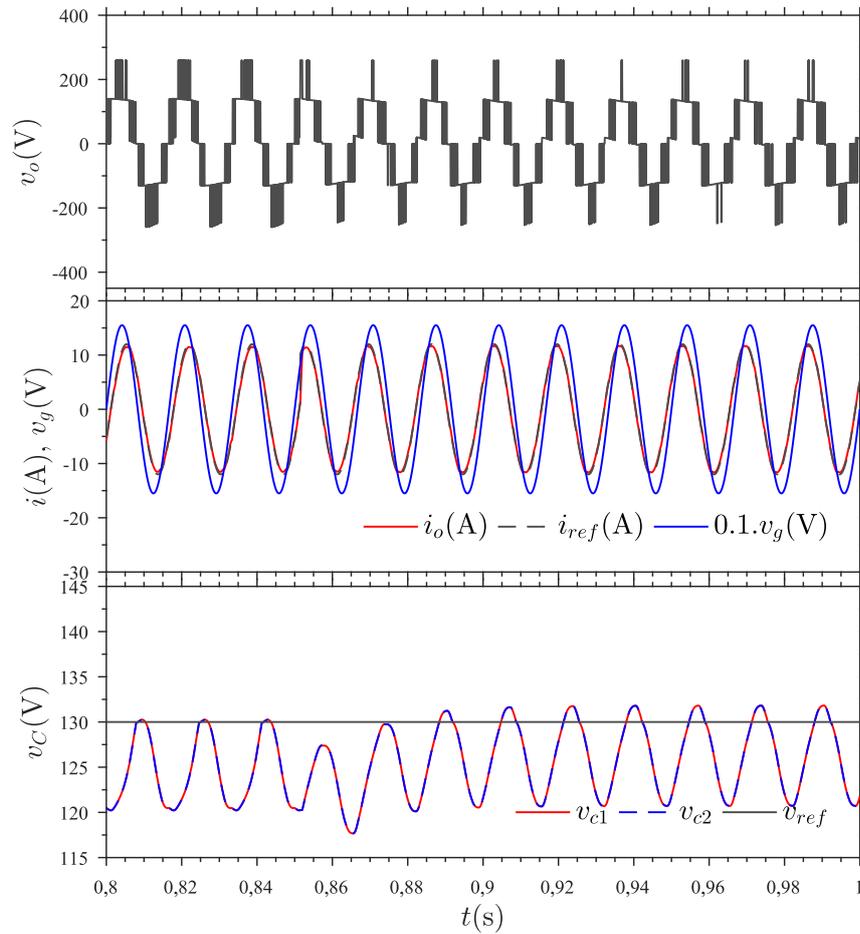
Fonte: Adaptado de (ABNT, 2013)

Portanto, para aferir o comportamento do sistema fornecendo ou consumindo energia reativa, foram realizadas simulações para o cenário mais extremo estabelecido na norma. O fator de potência da instalação foi definido como 0,90 em avanço e em atraso, com isso, a potência reativa total fornecida ao sistema foi igual a 43,58 % do valor máximo da instalação. A Figura 25 apresenta a curva de capacidade de potência do inversor com valores genéricos, a região hachurada delimita os pontos de operação injetando ou absorvendo potência da rede reativa do SEP.

A Figura 26 apresenta o resultado da operação do inversor fornecendo e absorvendo potência reativa para a rede. O sistema inicia a operação com fator de potência em atraso, a partir disso é possível observar os níveis de v_o bem definido, por conta da operação fornecendo energia reativa. Destaca-se a diferença angular $\theta = -25,84^\circ$ entre v_g e i_o , e a boa resposta apresentada pelos capacitores.

Com o objetivo de observar a resposta do controlador para uma variação de fator de potência, em $t = 0,85$ s foi aplicada uma variação da diferença angular entre v_g e i_o θ , resultando em um equivalente a $25,84^\circ$. Com isso, a corrente é apresentada em avanço, o que caracteriza consumo de reativos por parte do inversor. Conseqüentemente, verifica-se

Figura 26 – Variação do fator de potência para o FS-MPC multiobjetivo.



que os picos e vales da tensão PWM pouco definidos, e uma oscilação de tensão CC nos capacitores com uma pequena sobrelevação.

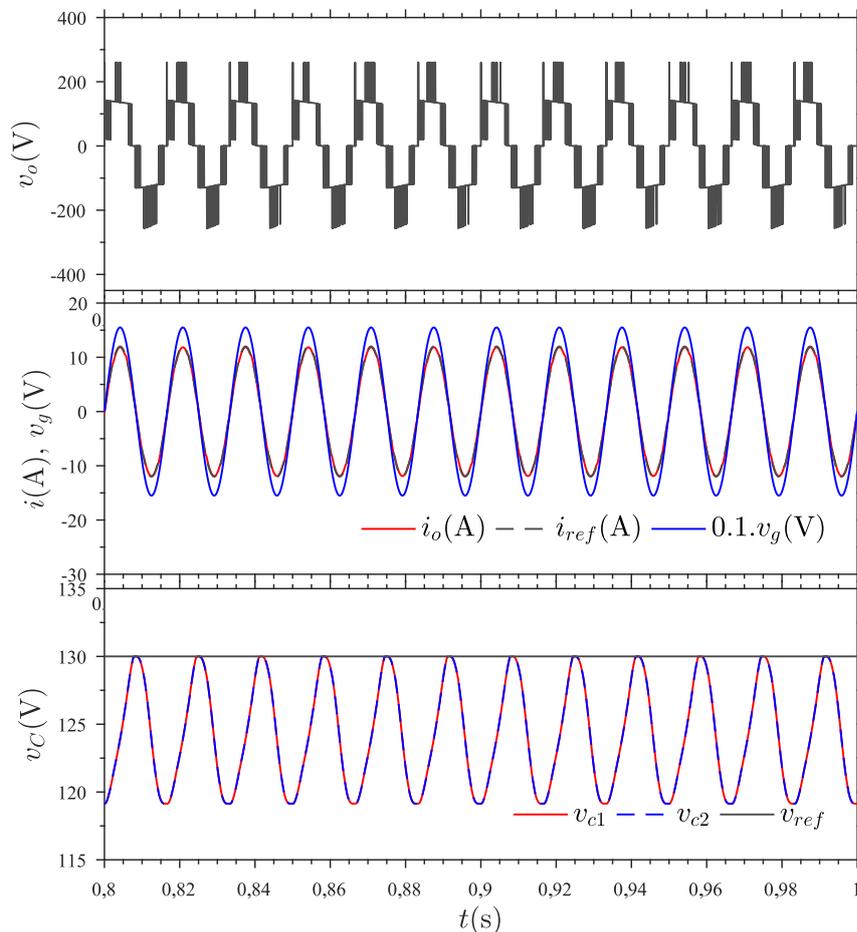
5 FS-MPC COM FUNÇÕES CUSTO CASCATA APLICADO À INVERSOR COM ATERRAMENTO COMUM

Neste Capítulo, serão apresentados os resultados obtidos via simulação para o inversor CG operando conectado à rede sobre ação do controlador MPC-FCC. Para isso, o capítulo foi dividido em três seções. Na seção 4.3 é apresentado os resultados em regime permanente obtidos para o método, onde são realizadas análises de espectro e erro nos capacitores. Na seção 4.4 encontram-se os resultados de análise do comportamento dinâmico do sistema, frente a variações nas fornecidas ao controlador referências. Por fim, na seção 5.3 foram apresentados os resultado para o comportamento do inversor fornecendo e consumindo reativos da rede, com base no MPC-FCC.

5.1 Comportamento de Regime Permanente para o FS-MPC Com Funções Custo em Cascata

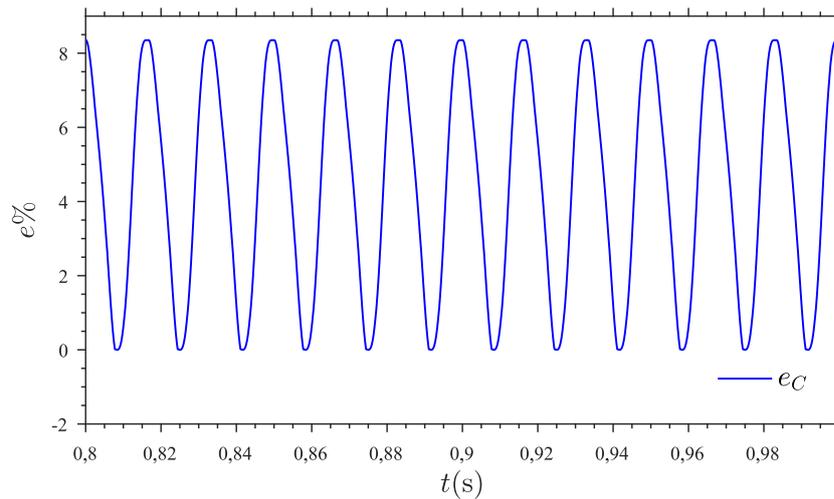
As simulações apresentadas nesta seção foram realizadas utilizando os parâmetros estabelecidos na Tabela 7, para um sistema de controle utilizando duas funções custo conforme a Figura 14 apresenta. Os resultados apresentados nesta seção são semelhantes aos vistos na seção 4.3, e a partir disso serão levantados comparativos entre os dois métodos.

Figura 27 – Resposta em regime permanente para o MPC-FCC.



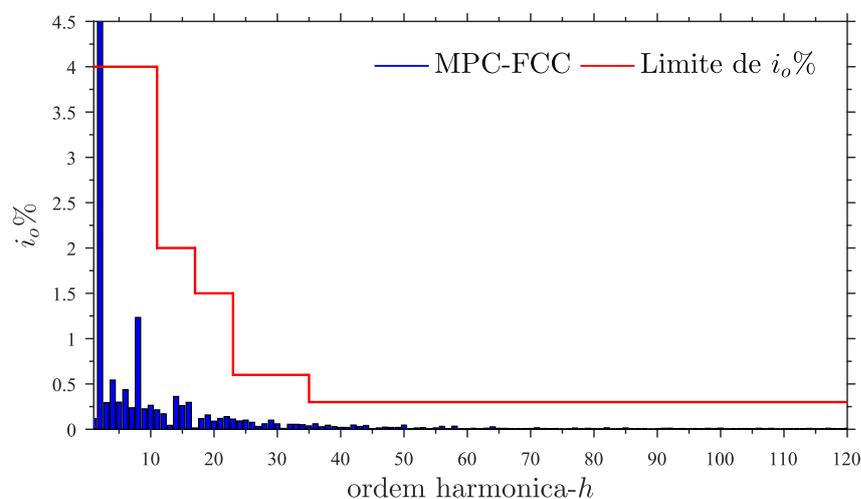
A Figura 27 possui três gráficos, onde estão expostas as formas de onda da tensão PWM v_o , i_o , i_{ref} e $0,1v_g$, v_{C1} , v_{C2} e v_{ref} . O comportamento do sistema demonstra um bom perfil para as variáveis controladas e é semelhante do observado para o FS-MPC. Porém, neste caso, v_o apresenta alguns níveis pouco definidos em certos pontos, por exemplo quando ocorrem passagem por zero onde o nível de tensão eleva-se até o seu valor máximo.

Figura 28 – Erro percentual da tensão nos capacitores o MPC-FCC.



Foi calculado o erro percentual da tensão nos capacitores utilizando (4.2), com isso, traçou-se curva que descreve o erro em função do tempo exposta na Figura 28. A partir disso, é possível destacar que o capacitor apresenta um valor máximo de erro superior em relação ao valor calculado para FS-MPC, 8,352%. Entretanto, pode-se frisar que a diferença entre os dois valores é pequena, representando pouco impacto no comportamento do sistema.

Figura 29 – Espectro de i_o para o MPC-FCC.



O espectro de i_o esta exposto na Figura 29, nela é possível observar que o módulo percentual das harmônicas em frequência mais elevada possuem uma amplitude

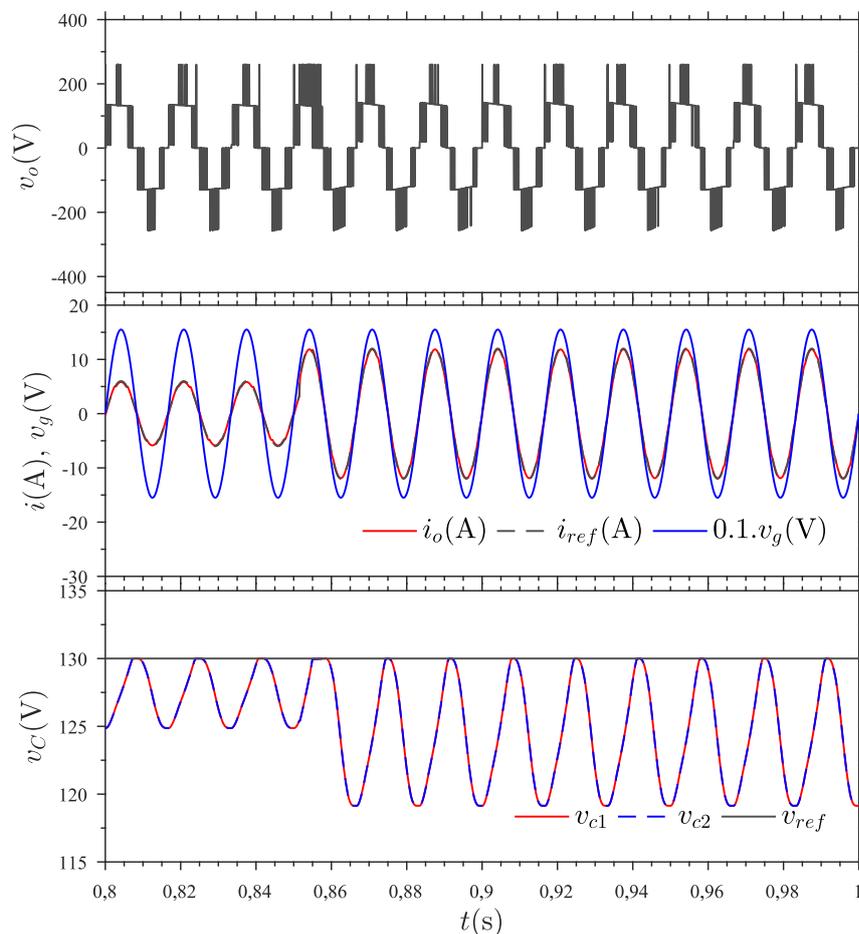
muito reduzida, sendo que a partir de 3,6 kHz as componentes possuem amplitude quase imperceptíveis. Isso reflete na THD calculada pra i_o , que apresenta um valor muito pequeno se comparado com o FS-MPC, 1,691%.

5.2 Comportamento Dinâmico para o FS-MPC Com Funções Custo em Cascata

Foram realizados os mesmos três testes apresentados na seção 4.4, com o objetivo de averiguar o comportamento dinâmico do inversor operando sobre a ação do MPC-FCC. Dessa forma, as variáveis de interesse na análise foram novamente v_o , i_o , v_{C1} e v_{C2} . Portanto, foi aplicado um degrau na amplitude da corrente variando seu valor de 6 A até 12 A em $t = 0,85$ s. O resultado do teste está representado na Figura 30.

Com a variação da amplitude de corrente durante a operação em regime permanente é possível destacar que v_o não sofre grandes perturbações, com relação ao seu resultado em regime permanente, por sua vez a corrente demonstra um bom comportamento; comparando com o FS-MPC, os resultados obtidos são similares. Porém, da perspectiva do capacitor, é possível destacar que com funções custo em cascata não se verifica sobrelevação do seu valor da tensão.

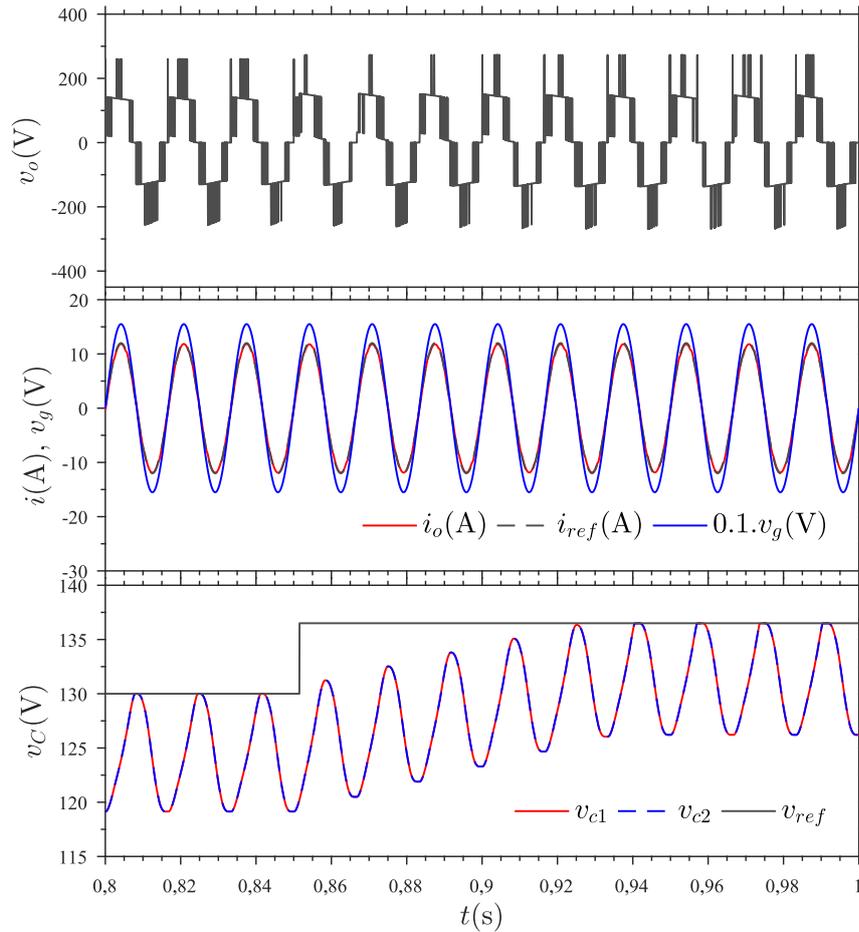
Figura 30 – Degrau em i_{ref} para o MPC-FCC.



A Figura 31 apresenta o resultado do teste da variação do valor do barramento

CC do inversor, as condições foram a mesma à qual o FS-MPC foi submetido, a tensão CC no barramento foi variada de 260 V até 273 V em $t = 0,85$ s. É possível observar nas curvas que a corrente e a tensão apresentam um bom comportamento, de forma análoga ao FS-MPC, porém, a tensão PWM passou a apresentar mais indefinições em seus níveis após o degrau de tensão.

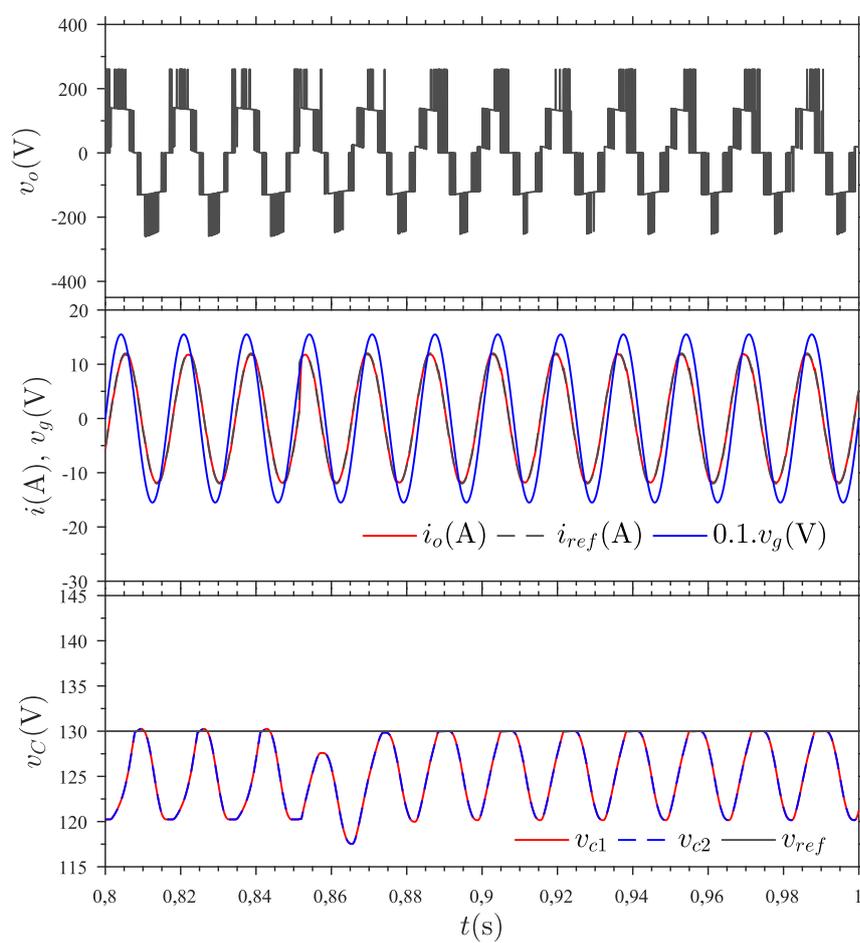
Figura 31 – Degrau no barramento CC para o MPC-FCC.



5.3 Inversor Multiníveis Fornecendo e Absorvendo Reativos Para a Rede Baseado em MPC-FCC

O inversor iniciou a operação com $FP=0,90$ em atraso, fornecendo reativos para a rede com $\theta = -25,84^\circ$. Em $t = 0,85$ s foi aplicada uma variação de θ para $25,84^\circ$, alterando a operação do sistema de tal forma à consumir energia reativa da rede. Os resultados obtidos estão apresentados na Figura 32. Em comparação com o FS-MPC, o MPC-FCC possui uma boa resposta, porém os níveis de v_o são mais indefinidos.

Figura 32 – Variação para fator de potência indutivo para o MPC-FCC.



6 CONCLUSÃO

Esse trabalho aplicou duas estratégias de modulação para um inversor multinível monofásico de aterramento comum, sendo que tais estratégias propostas apoiam-se no conceito de controle preditivo baseado em modelo.

A primeira estratégia, denominada FS-MPC, utiliza um modelo discreto de corrente e tensão para calcular o comportamento futuro dessas variáveis; por meio de uma função custo ele pondera o erro dessas correntes e tensões em estados futuro para determinar os qual o vetor de controle do inversor deve ser implementado. Foi realizado uma série de testes via simulação para validar o comportamento de regime permanente, e a característica dinâmica do controlador. Os resultados foram satisfatórios, apresentando respostas rápidas aos estímulos e facilidade de implementação.

Apesar do FS-MPC, o principal ponto negativo em utiliza-lo para controle de inversores, consiste na determinação de fatores de peso para a função custo. Esses fatores de peso atribuem o grau de importância que será aplicado para cada variável implementada na função custo; o valor que deve ser escolhido requer testes que caracterizem o erro do controlador em função desses fator de ponderação. A seguir, são apresentados tópicos que resumem os resultados obtidos para o FS-MPC:

- facilidade de implementação;
- complexidade no projeto de fatores de peso;
- bom desempenho em regime permanente, apresenta THD de corrente com valores satisfatórios e baixo erro para a tensão nos capacitores;
- bom desempenho dinâmico, demonstrando respostas rápidas para variações do sistema.

Por sua vez, o segundo método de controle consiste em uma variação do FS-MPC, denominado MPC-FFC. O principal diferencial desse método é a utilização de funções custo em cascata; nos testes realizados uma função custo atuou calculando o erro para a corrente do inversor, e é implementada uma segunda em cascata com o objetivo de regular a tensão nos capacitores. A função implementada para regular a tensão atua sobre os estados redundantes do inversor.

O principal ponto positivo para o MPC-FCC, está atrelado em não ser necessário realizar o projeto dos fatores de peso, uma vez que cada função custo opera individualmente sem a necessidade de realizar ponderações. Porém, a complexidade de implementação do método eleva-se pois, é necessário realizar comparativos entre os vetores de operação redundantes do inversor.

Apesar da complexidade do algoritmo, seu desempenho em regime permanente foi satisfatório, bem como os resultados obtidos para variações no barramento CC e na

corrente do inversor, demonstrando que é um bom método alternativo o para controle de inversores conectados à rede. A seguir são apresentados alguns tópicos que tem a finalidade de resumir as características do MPC-FCC:

- não requer projeto de fatores de peso;
- aumento na complexidade da lógica de implementação;
- bom desempenho em regime permanente, apresenta THD de corrente com valor inferior ao FS-MPC e valor de erro de tensão CC para os capacitores satisfatório;
- bom desempenho dinâmico, demonstrando respostas rápidas para variações na amplitude de corrente e tensão constante de alimentação.

Portanto, frente a tais resultados obtidos é possível estabelecer que o FS-MPC possui características superiores com relação MPC-FCC, apesar de os dois métodos possuírem resultados satisfatórios, frente as estratégias consolidadas de controle para inversores multiníveis não isolado destinados a conexão com a rede.

REFERÊNCIAS

- ABNT. Nbr 16149: Sistemas fotovoltaicos (fv) – características da interface de conexão com a rede elétrica de distribuição. *Rio de Janeiro*, 2013. Citado na página 46.
- ALEXANDER, C. K.; SADIKU, M. N. *Fundamentos de circuitos elétricos*. [S.l.]: AMGH Editora, 2013. Citado 2 vezes nas páginas 35 e 36.
- ALY, M. et al. A model predictive control method for common grounded photovoltaic multilevel inverter. In: IEEE. *IECON 2020 The 46th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society*. [S.l.], 2020. p. 2401–2406. Citado 2 vezes nas páginas 15 e 30.
- ALY, M. et al. Model predictive control method for flying capacitor five-level commonly-grounded photovoltaic inverter. In: IEEE. *2021 IEEE 12th Energy Conversion Congress & Exposition-Asia (ECCE-Asia)*. [S.l.], 2021. p. 1003–1008. Citado na página 31.
- ALY, M. et al. Finite control set model predictive control without weighting factors for common grounded five-level pv inverter. In: IEEE. *2021 IEEE 30th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)*. [S.l.], 2021. p. 01–06. Citado 3 vezes nas páginas 15, 30 e 33.
- ANEEL. Procedimentos de distribuição de energia elétrica no sistema elétrico nacional-prodist, módulo 3 - acesso ao sistema de distribuição. 2021. Citado na página 14.
- BARROSO, L. C. et al. Cálculo numérico. *Harbra Ltd., São Paulo*, 1987. Citado na página 36.
- BEHR, E. E. et al. Filtros passivos aplicados a inversores monofásicos conectados à rede elétrica. Florianópolis, SC, 2019. Citado na página 38.
- CHAPMAN, S. J. *Fundamentos de máquinas elétricas*. [S.l.]: AMGH editora, 2013. Citado na página 45.
- CHAVES, D. B. Estratégias de modulação aplicadas a conversores split source para a redução de correntes de modo comum em sistemas fotovoltaicos conectados à rede. Universidade Federal do Pampa, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- COCCO, G. M. et al. Finite set model predictive control of four-leg split-source inverters. In: *2018 13th IEEE International Conference on Industry Applications (INDUSCON)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 630–635. Citado 3 vezes nas páginas 15, 30 e 32.
- CORTES, P. et al. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. In: *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–7. Citado na página 32.
- DEFAY, F.; LLOR, A.-M.; FADEL, M. Direct control strategy for a four-level three-phase flying-capacitor inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 7, p. 2240–2248, 2010. Citado na página 30.
- GAAFAR, M. A. et al. Common-ground photovoltaic inverters for leakage current mitigation: Comparative review. *Applied Sciences*, MDPI, v. 11, n. 23, p. 11266, 2021. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.

- Grigoletto, F. B. Five-level transformerless inverter for single-phase solar photovoltaic applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 8, n. 4, p. 3411–3422, 2020. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 27.
- Grigoletto, F. B. Multilevel common-ground transformerless inverter for photovoltaic applications. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 9, n. 1, p. 831–842, 2021. Citado 6 vezes nas páginas 16, 24, 26, 27, 28 e 29.
- GU, Y. et al. Transformerless inverter with virtual dc bus concept for cost-effective grid-connected pv power systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 2, p. 793–805, 2012. Citado 3 vezes nas páginas 24, 25 e 27.
- HAN, H.; QIAO, J. Nonlinear model-predictive control for industrial processes: An application to wastewater treatment process. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 61, n. 4, p. 1970–1982, 2014. Citado na página 30.
- IEC62109-2. *Safety for Power Converters for Use in Photovoltaic Power Systems - Part 2: Particular Requirements for Inverters*. [S.l.], 2011. Citado na página 20.
- IEEE1547. *IEEE Standard for Interconnection and Interoperability of Distributed Energy Resources with Associated Electric Power Systems Interfaces*. [S.l.], 2018. Citado 2 vezes nas páginas 42 e 43.
- JI, B.; WANG, J.; ZHAO, J. High-efficiency single-phase transformerless pv h6 inverter with hybrid modulation method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 60, n. 5, p. 2104–2115, 2012. Citado na página 15.
- JI, B.; WANG, J.; ZHAO, J. High-efficiency single-phase transformerless pv h6 inverter with hybrid modulation method. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 5, p. 2104–2115, 2013. Citado na página 23.
- KADAM, A.; SHUKLA, A. A multilevel transformerless inverter employing ground connection between pv negative terminal and grid neutral point. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 64, n. 11, p. 8897–8907, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 18, 24, 25 e 27.
- KHAN, M. N. H. et al. Transformerless inverter topologies for single-phase photovoltaic systems: A comparative review. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, IEEE, v. 8, n. 1, p. 805–835, 2019. Citado 5 vezes nas páginas 14, 21, 23, 25 e 26.
- KOURO, S. et al. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on industrial electronics*, IEEE, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2008. Citado 3 vezes nas páginas 31, 32 e 33.
- KOURO, S. et al. Model predictive control: Mpc’s role in the evolution of power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, IEEE, v. 9, n. 4, p. 8–21, 2015. Citado 4 vezes nas páginas 15, 30, 31 e 36.
- LACZYNSKI, T.; MERTENS, A. Predictive stator current control for medium voltage drives with lc filters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 24, n. 11, p. 2427–2435, 2009. Citado na página 30.

- NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. *IEEE Transactions on industry applications*, IEEE, n. 5, p. 518–523, 1981. Citado 4 vezes nas páginas 15, 21, 22 e 27.
- PEREIRA, P. C. T. et al. Projeto e análise de sistemas fotovoltaicos com enfoque na compatibilidade eletromagnética. Universidade Federal de Minas Gerais, 2016. Citado 2 vezes nas páginas 18 e 19.
- RIZZOLI, G. et al. Comparative performance evaluation of full-bridge, h5, and h6 topologies for transformer-less solar converters. *IET Power Electronics*, Wiley Online Library, v. 12, n. 1, p. 22–29, 2019. Citado na página 15.
- SCHMIDT, H.; SIEDLE, C.; KETTERER, J. *DC/AC converter to convert direct electric voltage into alternating voltage or into alternating current*. [S.l.]: Google Patents, 2006. US Patent 7,046,534. Citado 2 vezes nas páginas 23 e 24.
- SIWAKOTI, Y. P.; BLAABJERG, F. Common-ground-type transformerless inverters for single-phase solar photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 65, n. 3, p. 2100–2111, 2017. Citado 4 vezes nas páginas 14, 15, 25 e 27.
- TOWNSEND, C. D.; SUMMERS, T. J.; BETZ, R. E. Multigoal heuristic model predictive control technique applied to a cascaded h-bridge statcom. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 27, n. 3, p. 1191–1200, 2012. Citado na página 30.
- VARGAS, R. et al. Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 12, p. 4362–4371, 2008. Citado na página 36.
- VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE industrial electronics magazine*, IEEE, v. 8, n. 1, p. 16–31, 2014. Citado na página 31.
- VDE0126-1-1. *4105 VDE 0126-1-1*. Citado na página 20.
- VICTOR, M. et al. *Method of converting a direct current voltage from a source of direct current voltage, more specifically from a photovoltaic source of direct current voltage, into a alternating current voltage*. [S.l.]: Google Patents, 2008. US Patent 7,411,802. Citado na página 23.
- WU, W.; JI, J.; BLAABJERG, F. Aalborg inverter - a new type of “buck in buck, boost in boost” grid-tied inverter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 30, n. 9, p. 4784–4793, 2015. Citado na página 22.
- XIAO, H.; XIE, S. Leakage current analytical model and application in single-phase transformerless photovoltaic grid-connected inverter. *IEEE Transactions on Electromagnetic Compatibility*, v. 52, n. 4, p. 902–913, 2010. Citado na página 19.
- YOUNG, H. A. et al. Assessing finite-control-set model predictive control: A comparison with a linear current controller in two-level voltage source inverters. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 8, n. 1, p. 44–52, 2014. Citado na página 30.
- YU, W. et al. High-efficiency mosfet inverter with h6-type configuration for photovoltaic nonisolated ac-module applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 26, n. 4, p. 1253–1260, 2011. Citado na página 23.