

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

Dissertação de Mestrado

Integração de Sistemas Fotovoltaicos na Rede
Elétrica por Meio do Conversor de Quatro
Braços e Controle Preditivo de Corrente

Kananda Bezerra de Carvalho

João Pessoa, Brasil
23 de fevereiro de 2025

Kananda Bezerra de Carvalho

**INTEGRAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS NA REDE ELÉTRICA
POR MEIO DO CONVERSOR DE QUATRO BRAÇOS E CONTROLE
PREDITIVO DE CORRENTE**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica - PPGEE, da Universidade Federal da Paraíba - UFPB, como requisito parcial para a obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Nady Rocha

Coorientador: Rogério Gaspar de Almeida

João Pessoa, Brasil

23 de fevereiro de 2025

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

C331i Carvalho, Kananda Bezerra de.

Integração de sistemas fotovoltaicos na rede elétrica por meio do conversor de quatro braços e controle preditivo de corrente / Kananda Bezerra de Carvalho. - João Pessoa, 2025.

104 f. : il.

Orientação: Nady Rocha.

Coorientação: Rogério Gaspar de Almeida.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Sistema fotovoltaico. 2. Conversor de quatro braços. 3. Conversor boost. 4. Controle preditivo. I. Rocha, Nady. II. Almeida, Rogério Gaspar de. III. Título.

UFPB/BC

CDU 621.311(043)

UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAÍBA – UFPB
CENTRO DE ENERGIAS ALTERNATIVAS E RENOVÁVEIS – CEAR
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA – PPGE

A Comissão Examinadora, abaixo assinada, aprova a Dissertação

**INTEGRAÇÃO DE SISTEMAS FOTOVOLTAICOS NA REDE ELÉTRICA POR
MEIO DE CONVERSOR DE QUATRO BRAÇOS E CONTROLE PREDITIVO DE
CORRENTE**

Elaborada por

KANANDA BEZERRA DE CARVALHO

como requisito parcial para obtenção do grau de
Mestre em Engenharia Elétrica.

COMISSÃO EXAMINADORA



Documento assinado digitalmente
NADY ROCHA
Data: 29/11/2024 14:27:59-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. NADY ROCHA
Orientador – UFPB



Documento assinado digitalmente
ROGERIO GASPAS DE ALMEIDA
Data: 29/11/2024 14:35:33-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. ROGÉRIO GASPAS DE ALMEIDA
Coorientador – UFPB



Documento assinado digitalmente
DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES
Data: 02/12/2024 21:32:08-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES
Examinador Interno – UFPB



Documento assinado digitalmente
BRUNA SEIBEL GEHRKE
Data: 29/11/2024 15:36:21-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. BRUNA SEIBEL GEHRKE
Examinadora Externa – UFPB



Documento assinado digitalmente
FILIPPE ANTONIO DA COSTA BAHIA
Data: 02/12/2024 14:29:43-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. FILIPPE ANTÔNIO DA COSTA BAHIA
Examinador Externo – UFBA

Com profunda gratidão, dedico este trabalho ao Espírito Santo, minha constante luz e fonte inesgotável de inspiração. Cada página é moldada pelo reconhecimento da Sua orientação, que não só influenciou minha jornada acadêmica, mas também minha evolução como pessoa e profissional. Agradeço por Sua presença ao meu lado, guiando, inspirando e capacitando-me até este ponto. Que cada passo que eu der seja um tributo à Sua presença transformadora, iluminando não apenas este trabalho, mas cada aspecto da minha vida. A Ele, toda honra e glória.

Amém.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus por todas as oportunidades que Ele colocou em meu caminho, permitindo meu amadurecimento pessoal e profissional, por Sua proteção constante e amor incondicional apesar das minhas limitações. Expresso minha profunda gratidão aos meus pais, Jocélia e Emilson, por guiarem meus passos por um caminho íntegro e por ensinarem os valores essenciais da vida. Às pessoas mais próximas, meus irmãos Kamila e Emilson Filho, agradeço pelos sábios conselhos, e aos meus sobrinhos João Lucas e Isaac, por tornarem meus dias mais divertidos e leves. Dedico uma gratidão especial à minha primeira professora e também avó, Célia César, que foi a maior incentivadora dos meus sonhos.

Agradeço aos professores do PPGE – UFPB, em especial aos dedicados membros do Grupo de Eletrônica de Potência e Máquinas Elétricas, GEPAME, cujas orientações em cada reunião foram fundamentais para direcionar minhas pesquisas, contribuindo de maneira significativa para o desenvolvimento deste trabalho. Expresso minha profunda gratidão à Universidade Federal da Paraíba por proporcionar oportunidades valiosas de adquirir conhecimentos e por disponibilizar a estrutura necessária para a realização dos experimentos essenciais para este estudo.

Agradeço à FAPESQ por financiar minha pesquisa e possibilitar a continuidade dos meus estudos. O suporte financeiro dessa instituição foi importante para o progresso deste trabalho, e sou grata pela confiança e investimento em minha jornada acadêmica.

Agradeço profundamente ao meu orientador, Nady Rocha, e ao coorientador, Rogério Almeida, por guiarem-me com dedicação e integridade em minha jornada acadêmica. Suas orientações sempre solícitas e atenciosas foram essenciais em todos os momentos aos quais recorri a eles. Além do apoio acadêmico, agradeço por serem exemplos de integridade e comprometimento.

O reconhecimento dessas influências é a base da minha jornada, e a todos os meus amigos, meu profundo agradecimento.

“E sabemos que todas as coisas contribuem juntamente para o bem daqueles que amam a Deus, daqueles que são chamados segundo o seu propósito. ”
(Bíblia Sagrada - Romanos 8:28)

RESUMO

O sistema elétrico brasileiro, caracterizado por uma vasta rede de transmissão e distribuição, enfrenta desafios crescentes, especialmente nas áreas residenciais, que são alimentadas por transformadores de distribuição conectados em delta/estrela. Esses sistemas configuram uma rede trifásica de quatro fios, que enfrenta desafios devido à coexistência de cargas trifásicas e monofásicas conectadas à rede de distribuição. A presença dessas cargas monofásicas pode ocasionar desbalanceamentos, resultando em correntes significativas no condutor neutro, sobrecarregando-o e degradando a qualidade da energia. Portanto, este trabalho propõe o uso de um inversor trifásico de quatro braços com Controle Preditivo de Modelo de Conjunto Finito (FCS-MPC, do inglês *Finite Control Set Model Predictive Control*) para mitigar a corrente de neutro e otimizar a qualidade da energia na rede elétrica de baixa tensão. Assim como, para otimizar o desempenho do sistema fotovoltaico, o estudo também investiga duas técnicas de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT, do inglês *Maximum Power Point Tracking*): o método Perturbação e Observação (P&O, do inglês *Perturb and Observe*) e uma estratégia híbrida que combina P&O com o controle preditivo. Por fim, o estudo dedica-se à análise das perdas nas chaves semicondutoras do conversor. Para validar as estratégias de controle propostas, simulações foram realizadas no *software* PSIM[®] e experimentos conduzidos no Laboratório de Otimização de Sistemas (LOSE) da UFPB. Os resultados obtidos demonstram a viabilidade e a eficácia das abordagens propostas, contribuindo para o aprimoramento da qualidade da energia em sistemas de distribuição de baixa tensão.

Palavras-chave: Sistema Fotovoltaico; Conversor de Quatro Braços; Conversor *Boost*; Controle preditivo; Rastreamento do Ponto de Máxima Potência.

ABSTRACT

The Brazilian electrical system, characterized by an extensive transmission and distribution network, faces growing challenges, especially in residential areas, which are supplied by distribution transformers connected in delta/star configuration. These systems form a three-phase four-wire network, which encounters difficulties due to the coexistence of three-phase and single-phase loads connected to the distribution grid. The presence of these single-phase loads can lead to imbalances, resulting in significant currents in the neutral conductor, overloading it and degrading power quality. Therefore, this work proposes the use of a four-arm three-phase inverter with Finite Control Set Model Predictive Control (FCS-MPC) to mitigate neutral current and optimize power quality in low-voltage electrical networks. Additionally, to optimize the photovoltaic system's performance, the study also investigates two Maximum Power Point Tracking (MPPT) techniques: the Perturb and Observe (P&O) method and a hybrid strategy that combines P&O with predictive control. Finally, the study focuses on analyzing losses in the semiconductor switches of the converter. To validate the proposed control strategies, simulations were conducted using PSIM[®] software, and experiments were carried out in the System Optimization Laboratory (LOSE) at UFPB. The obtained results demonstrate the feasibility and effectiveness of the proposed approaches, contributing to the improvement of power quality in low-voltage distribution systems.

Keywords: Photovoltaic System; Four-Leg Converter; Boost Converter; Predictive Control; Maximum Power Point Tracking.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Esquemático do sistema estudado.	32
Figura 2 – Análise da estrutura do conversor <i>Boost</i> e seu modelo dinâmico.	33
Figura 3 – Etapas de operação do conversor <i>boost</i> . (a) Primeira etapa. (b) Segunda etapa.	35
Figura 4 – Formas de onda do conversor <i>boost</i> . (a) Operando em CCM. (b) Operando em DCM.	36
Figura 5 – Circuitos de um inversor trifásico. (a) Circuito típico de um inversor trifásico com quatro-braços. (b) Circuito típico de um inversor trifásico com divisor capacitivo.	39
Figura 6 – Esquemático do circuito para a modelagem matemática da corrente de fase i_{s1}	40
Figura 7 – Representação gráfica da transformação de Clarke em 3D	41
Figura 8 – Geometria do sólido gerado pela combinação dos vetores ativos nos eixos do sistema.	44
Figura 9 – Comportamento do sistema FCS-MPC ao longo do período de amostragem: (a) Horizonte de previsão de uma etapa e (b) Horizonte de previsão de duas etapas	50
Figura 10 – Funcionamento do FCS-MPC com compensação.	50
Figura 11 – Diagrama de controle do inversor trifásico de quatro braços.	51
Figura 12 – Fluxograma de controle FCS-MPC.	52
Figura 13 – Diagrama do controle do barramento.	53
Figura 14 – Diagrama do controle PI com Anti <i>Wind-Up</i>	56
Figura 15 – Diagrama do controle P&O.	59
Figura 16 – Fluxograma do controle P&O.	60
Figura 17 – Controle preditivo MPPT.	60
Figura 18 – Modelagem do circuito térmico. (a) Rede de Cauer. (b) Rede de Foster.	69
Figura 19 – Esquemático do circuito implementado.	73
Figura 20 – Tensão do barramento CC. (a) comparação da tensão com e sem <i>Wind-Up</i> . (b) comportamento durante o transitório com <i>Wind-Up</i>	77
Figura 21 – Curva da potência dos módulos fotovoltaicos com os métodos P&O e com FCS-MPC. (a) Durante o transitório. (b) Em regime permanente.	78
Figura 22 – Evolução da tensão dos módulos fotovoltaicos sob diferentes técnicas de MPPT. (a) Aplicação do algoritmo P&O. (b) Integração do algoritmo P&O com FCS-MPC.	78
Figura 23 – Corrente dos módulos fotovoltaicos. (a) Método P&O. (b) Método P&O com FCS-MPC.	79

Figura 24 – Corrente no indutor do conversor <i>boost</i> . (a) Método P&O. (b) Método P&O e FCS-MPC.	80
Figura 25 – Comportamento das correntes do sistema no Cenário 1. (a) Correntes do inversor de quatro braços (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). (b) Correntes injetadas na rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}). (c) Componentes $\alpha - \beta$ das correntes do sistema trifásico. (d) Correntes no neutro do inversor, na fase e na carga. (e) Correntes $i_{s123}(k)$, $i_{l123}(k)$ e tensão $E(k)$. (f) Tensão e corrente da rede.	82
Figura 26 – Comportamento das correntes do sistema no Cenário 2. (a) Correntes do inversor de quatro braços (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). (b) Correntes injetadas na rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}). (c) Componentes $\alpha - \beta$ das correntes do sistema trifásico. (d) Corrente de neutro, no inversor e na carga. (e) Tensão e corrente da rede.	84
Figura 27 – Comportamento das correntes do sistema no Cenário 3. (a) Correntes do inversor de quatro braços (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). (b) Correntes injetadas na rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}). (c) Componentes $\alpha - \beta$ das correntes do sistema trifásico. (d) Corrente de neutro, no inversor e na carga. (e) Tensão e corrente da rede.	86
Figura 28 – Perdas médias para as técnicas FCS-MPC e P&O. (a) Perdas médias FCS-MPC. (b) Perdas médias P&O.	88
Figura 29 – Perdas nas chaves MOSFET: (a) para a técnica FCS-MPC. (b) para a técnica P&O.	89
Figura 30 – Perdas nas chaves SiC. (a) Para a técnica FCS-MPC. (b) Para a técnica P&O.	90
Figura 31 – Perdas nas chaves GAN. (a) Para a técnica FCS-MPC. (b) Para a técnica P&O.	90
Figura 32 – Correntes da Rede.	94
Figura 33 – Corrente de Neutro do Inversor, de Fase e da Carga.	94
Figura 34 – Correntes do Inversor.	94
Figura 35 – Tensão e Corrente da rede para a Fase 1.	94
Figura 36 – Transitório das Correntes do Inversor, Corrente da Carga e Corrente da Rede.	94
Figura 37 – Transitório das Correntes do Inversor.	94

LISTA DE TABELAS

Tabela 1	– Tabela de Vetores	45
Tabela 2	– Especificações Elétricas do Módulo Fotovoltaico.	75
Tabela 3	– Parâmetros de Projeto do Conversor <i>Boost</i>	75
Tabela 4	– Características dos Componentes do Conversor <i>Boost</i>	76
Tabela 5	– Especificações do Filtro de Saída.	76
Tabela 6	– Parâmetros das Cargas - Cenário 1.	81
Tabela 7	– Parâmetros das Cargas - Cenário 2.	83
Tabela 8	– Valores de THD para Correntes e Tensões do Sistema	91

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

3D-SVPWM	<i>Three-Dimensional Space Vector Pulse Width Modulation</i> (Modulação de Vetor Espacial Tridimensional)
ADC	Conversor Analógico-Digital (<i>Analog-to-Digital Converter</i>)
CC	Corrente Contínua
CCM	<i>Continuous Conduction Mode</i> (Modo de Condução Contínua)
CCS-MPC	<i>Continuous Control Set Model Predictive Control</i> (Controle Preditivo Baseado em Modelo de Conjunto Contínuo de Controle)
CB-PWM	<i>Carrier-Based Pulse Width Modulation</i> (Modulação de Largura de Pulso Baseada em Portadora)
DSP	<i>Digital Signal Processor</i> (Processador Digital de Sinais)
FM	Figuras de Mérito (<i>Figures of Merit</i>)
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i> (Controle Preditivo de Modelo de Conjunto Finito)
FET	Transistor de Efeito de Campo (<i>Field-Effect Transistor</i>)
FFT	<i>Fast Fourier Transform</i> (Transformada Rápida de Fourier)
GaAs	Arseneto de Gálio (<i>Gallium Arsenide</i>)
GaN	Nitreto de Gálio (<i>Gallium Nitride</i>)
GD	Geração Distribuída
IEEE	<i>Institute of Electrical and Electronic Engineers</i> (Instituto de Engenheiros Eletricistas e Eletrônicos)
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i> (Transistor Bipolar de Porta Isolada)
INC	Método de Condutância Incremental (<i>Incremental Conductance</i>)
L	Indutância
LKT	Lei de Kirchhoff das Tensões
LM	Indutância do Conversor
LQR	Controle Linear Quadrático Regulador

MPPT	<i>Maximum Power Point Tracking</i> (Rastreamento do Ponto de Máxima Potência)
MPC	Controle Preditivo Baseado em Modelo (<i>Model Predictive Control</i>)
MME	Ministério de Minas e Energia
MOSFET	Transistor de Efeito de Campo Metal-Óxido-Semicondutor (<i>Metal-Oxide-Semiconductor Field-Effect Transistor</i>)
PI	Controle Proporcional-Integral
PID	Controlador Proporcional Integral Derivativo
P-N	Junção P-N
P&O	<i>Perturb and Observe</i> (Perturbação e Observação)
PM	Dispositivos Semicondutores de Potência (<i>Power Semiconductors</i>)
PV	Sistemas Fotovoltaicos (<i>Photovoltaic Systems</i>)
RC	Circuito Resistivo-Capacitivo
RL	Carga Resistivo-Indutiva
RF	Radiofrequência (<i>RF</i>)
RT	Resistência Total
R	Resistência
SS	Estado de Controle
Si	Silício
SiC	Carbeto de Silício (<i>Silicon Carbide</i>)
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i> (Distorção Harmônica Total)

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitância do barramento CC.
C_o	Capacitância do conversor <i>boost</i> .
C'	Capacitância equivalente do barramento CC.
C_{pv}	Capacitância do painel fotovoltaico.
D	Ciclo de Trabalho do Conversor Boost.
D_1	Diodo de condução.
E	Tensão medida do barramento CC.
$E(k)$	Erro entre a tensão medida e a tensão de referência no instante k .
E^*	Tensão de referência desejada para o barramento CC.
$E(s)$	Transformada de Laplace da tensão no barramento CC.
$E_{\text{on}}(I_{\text{load}}(\theta))$	Energia dissipada durante o processo de comutação <i>turn-on</i> em função da corrente de carga $I_{\text{load}}(\theta)$ e do ângulo de comutação θ .
$E_{\text{off}}(I_{\text{load}}(\theta))$	Energia dissipada durante o processo de comutação <i>turn-off</i> em função da corrente de carga $I_{\text{load}}(\theta)$ e do ângulo de comutação θ .
$E_{\text{rec}}(I_{\text{load}}(\theta))$	Energia dissipada durante o processo de recuperação em função da corrente de carga $I_{\text{load}}(\theta)$ e do ângulo de comutação θ .
$E_{\text{sat}}(s)$	Transformada de Laplace do sinal de controle saturado.
$E_{\text{prev}}(t)$	Energia dissipada no ciclo anterior.
$G(s)$	Função de transferência de segunda ordem que descreve a dinâmica do sistema.
$G_{Ema}(s)$	Função de transferência em malha aberta entre a tensão de referência $E^*(s)$ e a tensão $E(s)$.
$G_{Emf}(s)$	Função de transferência em malha fechada entre a tensão de referência $E^*(s)$ e a tensão $E(s)$.
I_C	Corrente do capacitor no sistema de controle do barramento CC.
I_C^*	Corrente de referência do capacitor no sistema de controle do barramento CC.

$I_C(s)$	Transformada de Laplace da corrente I_C no barramento CC.
$I_C^*(s)$	Transformada de Laplace da corrente de referência I_C^* .
$I_{\text{load}}(\theta)$	Corrente de carga em função do ângulo de comutação.
i_d	Corrente no diodo.
i_{co}	Corrente no capacitor de saída.
i_{Lb}	Corrente que passa pelo indutor.
$i_L(t)$	Corrente no indutor no instante de tempo t .
i_o	Corrente de saída do conversor.
i_{pv}	Corrente de saída dos painéis fotovoltaicos.
$i_{g\alpha}(k), i_{g\beta}(k), i_{g\gamma}(k)$	Correntes nas fases α , β e γ no instante de tempo k .
$i_{g\alpha\beta}(k+2), i_{g\gamma}(k+2)$	Correntes previstas para $k+2$ com base no modelo de previsão.
$i_{gn}(k+2)$	Correntes previstas para o passo $k+2$ do controle.
$i_{gn}^*(k+2)$	Correntes de referência para o passo $k+2$ do controle.
L_b	Indutância do conversor <i>boost</i> .
L_1, L_2, L_3	Elementos resistivos da carga trifásica conectada ao sistema.
N	Ponto comum da rede elétrica trifásica.
$P(t)$	Potência gerada pelo painel fotovoltaico no tempo t .
$P_{\text{prev}}(t)$	Potência gerada na iteração anterior.
$P_{\text{turn-on}}$	Perda de energia durante o processo de comutação <i>turn-on</i> .
$P_{\text{turn-off}}$	Perda de energia durante o processo de comutação <i>turn-off</i> .
P_{rec}	Perda de energia devido ao processo de recuperação.
$P_{\text{comut,total}}$	Perda total associada à comutação.
$P_{\text{cond},Q}$	Perda de condução associada ao IGBT.
$P_{\text{cond},D}$	Perda de condução associada ao diodo.
Q_n	Estado de comutação do inversor.

R	Resistência do indutor.
S_1	Interruptor controlado (IGBT).
S_{1PWM}	Sinal de modulação PWM que controla a chave S_1 .
T_i	Intervalo de tempo em que o conversor opera em DCM (Modo de Condução Descontínua).
T_s	Período de comutação ou tempo de amostragem.
V_o	Tensão de saída do conversor <i>boost</i> .
$V_0, V_1, V_2, \dots, V_{15}$	Vetores de tensão no espaço $\gamma\alpha\beta$.
V_{pv}	Tensão de entrada do conversor <i>boost</i> (geralmente proveniente de um arranjo fotovoltaico).
v_{ab}	Tensão entre os pontos a e b do conversor.
$v_L(t)$	Tensão no indutor no instante de tempo t .
ΔI_L	Variação da corrente no indutor durante um ciclo de operação.
Δv_{c_o}	Variação da tensão no capacitor de saída durante um ciclo de operação.
$v_\alpha, v_\beta, v_\gamma$	Tensões nos eixos α , β e γ do sistema.
$v_{f\alpha}, v_{f\beta}, v_{f\gamma}$	Tensões de fase nos eixos α , β e γ .
ω_c	Frequência natural do sistema de segunda ordem.
ω_n	Frequência natural do sistema de segunda ordem.
ζ_c	Fator de amortecimento do sistema de segunda ordem.

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	19
1.1.1	Motivação e Localização do Tema	19
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	21
1.2.1	Inversores Trifásicos a Quatro Fios: Benefícios no Cenário Brasileiro	21
1.2.2	Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC)	22
1.2.2.1	Desempenho do MPC em Condições de Cargas Desbalanceadas	22
1.2.2.2	Comparação com Outras Técnicas de Controle	23
1.2.3	Controle Preditivo de Modelo de Conjunto Finito (FCS-MPC) em Sistemas de Inversores de Quatro Braços	24
1.2.4	Técnicas de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT): Usando Método de Perturbação e Observação (P&O) e Controle Preditivo	26
1.2.4.1	Comparação entre P&O e MPC	27
1.3	METODOLOGIA DO TRABALHO	27
1.4	OBJETIVO GERAL	28
1.4.1	Objetivos Específicos	28
1.5	PUBLICAÇÕES	28
1.6	VISÃO GERAL DA ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	29
1.6.1	Capítulo 2: Modelagem do Sistema para Conversão de Energia	29
1.6.2	Capítulo 3: Semicondutores de Potência e Figuras de Mérito	29
1.6.3	Capítulo 4: Estratégia de Controle	29
1.6.4	Capítulo 5: Resultados de Simulação	30
1.6.5	Capítulo 6: Resultados Experimentais	30
2	MODELAGEM DO SISTEMA PARA CONVERSÃO DE ENERGIA	31
2.1	DESCRIÇÃO GERAL DO SISTEMA	31
2.2	MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST	32
2.2.1	Definição e Princípios de Operação	32
2.3	MODELO MATEMÁTICO DO CONVERSOR BOOST	35
2.3.1	Ciclo de Trabalho (D)	36
2.3.2	Indutância (L_b)	37
2.3.3	Capacitância (C)	37
2.4	MODELAGEM DO INVERSOR DE QUATRO BRAÇOS	38
2.4.1	Estrutura do Conversor de Quatro Braços	38

2.4.2	Fundamentos da Conversão CC-CA	39
2.4.2.1	Modelo Matemático e Transformações	39
2.4.2.2	Transformação de Clarke: do Espaço (123) para $(\alpha\beta\gamma)$	41
2.4.2.3	Discretização do Sistema	42
2.4.2.4	Correlação entre Estados de Comutação e Tensões no Sistema	43
2.5	CONCLUSÃO	46
3	ESTRATÉGIA DE CONTROLE	47
3.1	CONTROLE DE INVERSORES TRIFÁSICOS DE QUATRO BRAÇOS	47
3.1.1	Modelagem Matemática, Compensação de Atrasos e Estrutura do Controle FCS-MPC	48
3.2	CONTROLE DO BARRAMENTO CC	53
3.2.1	Controle PI de Tensão do Barramento CC	53
3.2.2	Modelo do Sistema em Malha Aberta	53
3.2.3	Modelo do Controlador PI	54
3.2.4	Função de Transferência em Malha Fechada	54
3.2.5	Forma Canônica de Segunda Ordem	55
3.2.6	Cálculo dos Ganhos do Controlador PI	55
3.2.7	Controle PI com Anti <i>Wind-Up</i>	56
3.2.8	Modelagem no Domínio de Laplace	57
3.2.9	Saturação e Limitação do Controle	57
3.3	TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)	57
3.3.1	Método de Perturbação e Observação (P&O)	58
3.3.2	Controle Preditivo de Modelo de Conjunto Finito (FCS-MPC) em MPPT	59
3.4	CONCLUSÃO	62
4	SEMICONDUCTORES DE POTÊNCIA E FIGURAS DE MÉRITO	63
4.1	CONCEITOS FUNDAMENTAIS SOBRE SEMICONDUCTORES	63
4.1.1	Estrutura Atômica e Níveis de Energia	63
4.1.2	Dopagem e Tipos de Semicondutores	64
4.1.3	Propriedades de Semicondutores para Aplicações Fotovoltaicas	64
4.2	FIGURAS DE MÉRITO	65
4.2.1	Perdas Durante a Comutação	66
4.2.2	Perdas de Condução	68
4.2.3	Estresse Térmico em Dispositivos Semicondutores	69
4.2.4	Estresse de Tensão em Dispositivos Semicondutores	69
4.2.5	Comparação entre Diferentes Tecnologias de Dispositivos	70

4.2.6	Distorção Harmônica Total (THD)	71
4.3	CONCLUSÕES	71
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	72
5.1	DESCRIÇÃO DO MODELO DE SIMULAÇÃO	72
5.2	ANÁLISE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC COM E SEM A APLICAÇÃO DE WIND UP	76
5.3	COMPARAÇÃO E ANÁLISE DAS TÉCNICAS DE MPPT	77
5.4	ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO INVERSOR	80
5.4.1	Cenário 1	80
5.4.2	Cenário 2	83
5.4.3	Cenário 3	84
5.5	PERDAS NAS CHAVES	87
5.5.1	Comparação das Perdas: Mosfet, SiC e GaN	87
5.6	THD	89
5.7	CONCLUSÃO	91
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	93
6.1	CONCLUSÃO	94
7	CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS	96
7.1	TRABALHOS FUTUROS	97
	REFERÊNCIAS	98

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo visa situar o tema proposto dentro do escopo da linha de pesquisa, justificando a problemática abordada. São apresentados os objetivos iniciais, a abordagem metodológica adotada para o desenvolvimento da pesquisa, bem como a estrutura do documento que organiza as seções subsequentes.

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

De acordo com dados da Empresa de Pesquisa Energética (EPE), o consumo de energia elétrica no Brasil tem aumentado continuamente, e a correlação entre esse crescimento e a necessidade de expansão da geração durante os períodos de estiagem leva ao uso de termelétricas para evitar racionamentos ou apagões, como apresentado em EPE (2023). Essa situação resulta em um aumento das tarifas de energia, impactando diretamente os consumidores e gerando um efeito em cascata que afeta tanto fornecedores quanto consumidores, contribuindo para o crescimento da inflação no país, conforme discutido por Mendes (2021). Dessa forma, a interação entre oferta, demanda e condições climáticas destaca a urgência de estudos sobre estratégias para garantir a segurança energética no Brasil.

Segundo o Ministério de Minas e Energia MME (2023), as fontes renováveis emergem como alternativas sustentáveis de suprimento energético, sendo a energia fotovoltaica uma das opções mais competitivas no Brasil. Isso se deve, em grande parte, à localização geográfica do país, que se encontra em uma zona de convergência intertropical, proporcionando um significativo potencial de geração de energia solar, conforme destacado no relatório (REN21, 2020).

Entretanto, o crescente uso de fontes renováveis traz desafios significativos para o sistema elétrico brasileiro, especialmente em sistemas de menor porte, como os residenciais e comerciais. Um dos principais obstáculos está na variabilidade da geração solar fotovoltaica, que depende de fatores climáticos, como a irradiância solar, gerando flutuações no fornecimento de energia (KERSTING, 2007; SRINIVAS; KUMAR, 2015). Essas flutuações de potência podem gerar desequilíbrios de carga, afetando a estabilidade do sistema e degradando a qualidade da energia fornecida.

1.1.1 Motivação e Localização do Tema

No Brasil, as redes de distribuição elétrica, especialmente as de baixa tensão, têm um impacto significativo da coexistência de cargas monofásicas em uma infraestrutura predominantemente trifásica (WILDI, 2002). Embora a rede de distribuição seja em sua maioria trifásica, com transformadores conectados em configuração delta/estrela, nem

todas as residências ou estabelecimentos comerciais demandam cargas trifásicas. Muitas residências, por exemplo, utilizam cargas monofásicas, o que resulta em uma combinação de cargas trifásicas e monofásicas que pode causar desbalanceamento nas fases do sistema, uma vez que a distribuição de potência não ocorre de forma uniforme.

Esse desbalanceamento gera correntes desequilibradas, resultando em uma corrente de neutro. A presença dessa corrente de neutro, gerada pelo desbalanceamento entre as fases, pode causar uma série de problemas em sistemas de baixa tensão, como o aquecimento excessivo de transformadores, sobrecarga nos condutores de neutro e distorções harmônicas, que afetam diretamente a qualidade da energia fornecida às residências e outros consumidores. Além disso, essas correntes desequilibradas comprometem a estabilidade e a confiabilidade do sistema elétrico como um todo, podendo impactar o desempenho de outros dispositivos conectados à rede.

Portanto, a coexistência de cargas monofásicas com o sistema trifásico é uma característica importante para a análise de soluções tecnológicas (FRERIS; INFELD, 2008a; GLOVER; SARMA; OVERBYE, 2011), visto que, apesar de o sistema elétrico brasileiro ser predominantemente trifásico, as características das cargas podem afetar a rede.

Uma solução promissora para mitigar esses problemas é o uso de inversores de quatro braços a quatro fios, que permitem um controle mais preciso das correntes de fase e do neutro. Diferente dos inversores de três braços, os inversores de quatro braços podem atuar diretamente na compensação do desbalanceamento das cargas, reduzindo os efeitos negativos sobre a rede elétrica (HUNG; BIANCHI; HSIEH, 2012).

Segundo Yaramasu et al. (2013), o Controle Preditivo de Corrente (MPC, do inglês Model Predictive Control) aplicado a inversores de quatro braços oferece maior precisão no controle das correntes de fase e do neutro, além de uma resposta dinâmica rápida. Essa técnica se destaca pela capacidade de lidar com desequilíbrios e distorções harmônicas em tempo real, superando os métodos de controle tradicionais. As simulações demonstraram que o MPC é eficiente na mitigação de harmônicos, melhorando, assim, a qualidade da energia distribuída.

Arelado a esses fatores, também é essencial analisar o sistema de forma integrada, desde a geração de energia até a sua injeção na rede elétrica. Nesse sentido, o estudo das técnicas de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT, do inglês Maximum Power Point Tracking) é fundamental, pois garante a otimização da geração solar em diferentes condições de operação. Assim como também é fundamental entender as perdas que ocorrem, especialmente nas chaves semicondutoras dos inversores, pois essas perdas afetam diretamente a eficiência do sistema. Ao considerar tanto o controle de MPPT quanto as perdas no processo de conversão, é possível melhorar o desempenho do sistema fotovoltaico e assegurar que a energia gerada seja entregue com maior eficiência e qualidade

à rede elétrica.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

1.2.1 Inversores Trifásicos a Quatro Fios: Benefícios no Cenário Brasileiro

Um estudo conduzido por Kowalski e Zarebski (2016) destaca que os inversores de três braços são eficazes em cenários de baixa distorção harmônica e com cargas próximas do equilíbrio. Eles também apresentam menores perdas de comutação, o que torna essa topologia mais eficiente em termos de custo para aplicações simples e de menor porte (KOWALSKI; ZAREBSKI, 2016).

Freris e Infield (2008b) apontam que, em sistemas com uma grande quantidade de cargas não lineares ou com variabilidade acentuada, como ocorre em redes de geração distribuída com energias renováveis, a topologia de três braços pode não ser suficiente para garantir a simetria das tensões e a mitigação de harmônicas (FRERIS; INFELD, 2008a).

A topologia de inversores trifásicos com quatro braços oferece uma solução mais robusta para sistemas de GD com cargas desbalanceadas. O quarto braço adicional, além dos três principais que controlam as fases, permite o controle independente do fio neutro, o que melhora significativamente a capacidade do inversor de lidar com correntes desbalanceadas e distorções harmônicas.

Com o quarto braço, o inversor pode compensar diretamente as correntes desbalanceadas, resultando em um controle mais preciso das tensões de saída e uma maior capacidade de manter a qualidade da energia em condições adversas (WANG; WANG; LUO, 2015). Esse controle adicional é especialmente importante em cenários onde a geração e a carga variam dinamicamente, como em microrredes com geração renovável intermitente.

Além disso, estudos propostos por Mohan, Undeland e Robbins (2007) indicam que o uso de inversores de quatro braços permite uma melhor supressão de harmônicas de baixa e alta ordem, uma vez que o controle do quarto braço possibilita a filtragem ativa das correntes desbalanceadas e das componentes harmônicas indesejadas.

Os inversores trifásicos de quatro braços têm a vantagem de terem suas tensões de saída desacopladas, conforme demonstrado em PRASAD, BOROJEVIC e ZHANG (1997), RYAN, LORENZ e DONCKER (1999). Isso significa que ajustes em uma fase não afetam as outras fases, tornando-os uma escolha robusta e em comparação com outras topologias de inversores, como os de três braços. Essa estratégia oferece uma solução eficiente para otimizar e garantir a estabilidade do sistema elétrico em redes distribuídas de baixa tensão.

Comparando inversores de três e quatro braços, Chen, He e Zhang (2018) ressaltam que os inversores de quatro braços, apesar de mais complexos, oferecem um melhor desempenho em termos de estabilidade de tensão e qualidade da energia em redes de

geração distribuída. Eles são particularmente eficazes em sistemas com variações rápidas de carga ou geração, comuns em redes com integração de fontes como solar fotovoltaica e eólica.

Além disso, os inversores de quatro braços são mais adequados para cenários de alta penetração de geração distribuída, da qual o desbalanceamento e as distorções harmônicas são problemas críticos, pois, a adição do quarto braço melhora a capacidade do inversor de responder a flutuações rápidas e garante uma melhor integração com a rede elétrica, especialmente em redes com alto conteúdo harmônico (POGAKU; PRODANOVIC; GREEN, 2007).

1.2.2 Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC)

O MPC é uma técnica de controle que utiliza um modelo dinâmico do sistema para prever o comportamento futuro e otimizar a ação de controle de forma a minimizar uma função custo. Essa técnica tem sido aplicada no controle de conversores estáticos de potência, como inversores trifásicos.

Segundo Camacho e Bordons (2013), o MPC se destaca por sua capacidade de lidar com sistemas multivariáveis e por permitir a imposição de restrições nos sinais de controle e nas variáveis de estado. No contexto de inversores trifásicos a quatro fios, o MPC é particularmente eficaz para regular as correntes e tensões de saída, garantindo uma operação equilibrada mesmo em condições de carga desbalanceada e intermitência da geração renovável.

A aplicação do MPC em inversores trifásicos a quatro fios para sistemas de geração distribuída (GD) tem recebido atenção crescente na literatura. Caponetto, Graziani e Scarcella (2019) investigaram o uso de MPC para controlar inversores em microrredes trifásicas com cargas desbalanceadas e não lineares. O MPC foi capaz de prever o comportamento dinâmico do sistema e ajustar os sinais de controle de modo a minimizar a distorção harmônica e equilibrar as tensões de saída.

Outro estudo relevante é o de Rodriguez, Cortés e Silva (2007a), que exploram o uso de MPC em inversores trifásicos para sistemas de distribuição de energia com geração fotovoltaica. O estudo mostra que o MPC oferece uma excelente resposta dinâmica, ao passo que controla as correntes de saída, reduzindo a distorção harmônica e otimizando a operação do inversor durante variações rápidas na geração de energia

1.2.2.1 Desempenho do MPC em Condições de Cargas Desbalanceadas

Um dos principais desafios em inversores trifásicos a quatro fios é a operação em condições de cargas desbalanceadas. Kouro et al. (2015) apresentam um método de controle preditivo para inversores em microrredes que inclui a compensação ativa

de desbalanceamento de cargas. Nesse trabalho, o MPC foi utilizado para prever o desbalanceamento de carga e ajustar dinamicamente os sinais de controle de forma a manter o equilíbrio das tensões e reduzir as distorções harmônicas.

De forma semelhante, Sánchez, Pereira e Espinoza (2014) aplicam MPC em inversores trifásicos conectados a redes de distribuição que apresentam variações rápidas de carga. O trabalho destaca que o MPC oferece uma solução eficiente para lidar com a variação das cargas, mantendo a estabilidade das tensões de saída e minimizando a distorção harmônica total (THD).

O controle preditivo baseado em modelo também tem se mostrado eficiente para o gerenciamento da qualidade da energia em inversores trifásicos a quatro fios. Vazquez, Ortega e Luna (2016) estudaram o impacto do MPC na melhoria do fator de potência e na mitigação de harmônicas em redes de geração distribuída. O estudo demonstrou que o MPC foi capaz de manter o fator de potência dentro de limites adequados, ao mesmo tempo que reduziu significativamente as distorções harmônicas introduzidas por cargas não lineares.

Além disso, Xu, Wang e Wei (2018) exploraram a utilização de MPC para controlar inversores trifásicos a quatro fios em microrredes com alta penetração de energia renovável. O MPC garantiu que a qualidade da energia fosse mantida, mesmo durante flutuações de geração e variações de carga, ao ajustar rapidamente os sinais de controle do inversor para compensar as mudanças dinâmicas.

1.2.2.2 Comparação com Outras Técnicas de Controle

Diversas técnicas de controle têm sido desenvolvidas para otimizar o desempenho desses inversores. O controle por histerese, uma das técnicas mais simples e utilizadas, ajusta a saída com base em um nível de referência e uma faixa de histerese definida. Embora ofereça resposta rápida a variações de carga e seja fácil de implementar, essa abordagem pode levar a oscilações nas tensões de saída e aumentar as perdas de comutação, especialmente em situações de carga desbalanceada (CORTES; RODRIGUEZ; KOURO, 2008).

Outra técnica comum é o Controle Proporcional-Integral (PI), que combina ações proporcional e integral para ajustar a saída do inversor com base na diferença entre a tensão de referência e a tensão medida. O controle PI melhora o desempenho em regime estacionário, resultando em tensões de saída mais próximas do ideal. No entanto, sua eficácia diminui em dinâmicas rápidas e pode não lidar adequadamente com restrições operacionais (RODRIGUEZ; CORTÉS; SILVA, 2007a).

O Controle Linear Quadrático Regulador (LQR) é uma abordagem que minimiza uma função de custo usando um modelo do sistema, equilibrando desempenho e controle da

energia. O LQR é eficaz em sistemas lineares, proporcionando estabilidade e boa resposta a distúrbios, mas a necessidade de uma modelagem precisa pode ser uma limitação significativa (VAZQUEZ; ORTEGA; LUNA, 2016).

Por outro lado, o controle fuzzy utiliza lógica fuzzy para lidar com incertezas e imprecisões, permitindo uma modelagem intuitiva do sistema. Essa técnica é eficaz em sistemas complexos, onde a modelagem matemática é difícil; no entanto, pode ser menos eficiente em termos de precisão e resposta rápida em comparação ao MPC (XU; WANG; WEI, 2018).

A literatura também compara o MPC com outras estratégias de controle para inversores trifásicos a quatro fios. Céspedes, Ortega e Sanchez (2017) conduziram uma análise comparativa entre MPC e o controle baseado em histerese para inversores trifásicos em microrredes. Embora o controle por histerese ofereça uma implementação simples, os autores observaram que o MPC apresenta uma melhor performance em termos de qualidade da energia, tempo de resposta e flexibilidade para lidar com restrições do sistema.

Cortes, Rodriguez e Kouro (2008) também realizaram uma comparação entre o MPC e o controle vetorial tradicional para inversores trifásicos a quatro fios. O estudo concluiu que o MPC oferece melhor precisão no controle das correntes de saída e é mais eficaz na redução de distorções harmônicas, especialmente em cenários com cargas desbalanceadas.

A aplicação do MPC em inversores trifásicos a quatro fios tem mostrado grande potencial para melhorar a qualidade da energia em sistemas de geração distribuída. Estudos como os de Rodriguez, Cortés e Silva (2007a) e Kouro et al. (2015) indicam que o MPC pode fornecer uma solução robusta para mitigar problemas de desbalanceamento de carga, distorções harmônicas e flutuações de geração. A capacidade do MPC de prever o comportamento dinâmico do sistema e otimizar as ações de controle em tempo real faz dele uma escolha promissora para o controle de inversores em redes de GD.

1.2.3 Controle Preditivo de Modelo de Conjunto Finito (FCS-MPC) em Sistemas de Inversores de Quatro Braços

O FCS-MPC é uma extensão do MPC que opera com um conjunto finito de entradas discretas. De acordo com Mesbah e Kheir (2010), essa técnica utiliza um modelo do sistema para prever o comportamento futuro e otimizar as ações de controle com base em um critério de desempenho definido. O controle é realizado através da seleção da melhor ação entre um conjunto discreto de possibilidades, o que permite uma implementação mais simples e eficiente em sistemas eletrônicos de potência.

O FCS-MPC, que se apoia no uso de um número limitado de opções de comutação disponíveis para inversores de potência estática, juntamente com modelos matemáticos do

sistema Pontt (2007).

Um estudo comparativo entre a topologia do inversor trifásico em ponte completa e o modelo trifásico a quatro braços, concluiu que ao aplicar uma carga desbalanceada no sistema com o inversor trifásico a quatro braços o inversor foi capaz de estabilizar as correntes na rede, enquanto para o inversor trifásico em ponte completa ocorreram pequenas diferenças entre as correntes nas fases devido a ausência de chaveamento para o condutor neutro. Também foi observado que o uso do inversor trifásico a quatro braços proporcionou o controle sobre o fluxo de corrente elétrica no condutor neutro da rede, com Corrente Alternada (CA), além das características semelhantes ao inversor trifásico em ponte completa (BARRETO, 2007).

Esses modelos permitem antecipar o comportamento das variáveis sob diferentes configurações de comutação. Para realizar a seleção dos estados dos comutadores é utilizada uma função custo, que escolhe a combinação de comutação de menor custo com base em valores previstos e atuais das variáveis do sistema, como mostra (VENKATA et al., 2013).

Uma das principais características dessa estratégia é a utilização de modelos da carga e do conversor para antecipar o comportamento futuro, permitindo a escolha da ação subsequente mais adequada, assim como é exposto em Rodriguez et al. (2013). Além disso, quando se trata do controle de corrente em inversores de fonte de tensão de dois níveis, estudos comparativos têm sido realizados entre o controlador preditivo e controladores lineares, como o controlador PI. Os resultados dessas pesquisas apontam que o FCS-MPC supera os controladores PI em operações transitórias, demonstrando um desempenho superior. No entanto, em situações de regime permanente, os controladores PI com PWM exibem um comportamento mais eficaz em relação ao FCS-MPC. Essa análise comparativa destaca as vantagens e limitações do FCS-MPC em relação aos controladores convencionais, revelando que o seu desempenho varia de acordo com as condições de operação, vistos em (JUAN; KENNEL, 2010; PREINDL; SCHALTZ, 2010; RODRIGUEZ et al., 2013).

A revisão de literatura mostra que o FCS-MPC apresenta várias vantagens em relação a métodos tradicionais, como a Modulação de Vetor Espacial Tridimensional (3D-SVPWM) e a Modulação de Largura de Pulso Baseada em Portadora (CB-PWM). Em estudos realizados por Liu, Wang e Xu (2015), foi demonstrado que o FCS-MPC proporciona uma resposta dinâmica mais rápida e melhor controle sobre a qualidade da energia. Além disso, o controle preditivo permite a adaptação em tempo real às mudanças nas condições de carga, otimizando o desempenho do sistema (ZHANG, 2002; PERALES et al., 2003; CHUDOUNG; SANGWONGWANICH, 2007).

Pesquisas experimentais têm validado a eficácia do FCS-MPC em inversores de quatro braços. Um estudo realizado por Zhang, Chen e Wang (2021) demonstrou que, ao implementar o FCS-MPC em um inversor de quatro braços, foi possível atingir um fator de potência superior a 0,95 mesmo em condições de carga desbalanceada. Este resultado

indica que o FCS-MPC não apenas melhora a eficiência do sistema, mas também garante uma qualidade de energia aceitável.

Uma das características notáveis do FCS-MPC é sua adaptabilidade a cenários de carga variável. Em um trabalho de Souza, Santos e Lopes (2019), foi apresentado que o FCS-MPC consegue se ajustar rapidamente a alterações nas cargas conectadas ao sistema, mantendo a qualidade da energia e minimizando as distorções harmônicas.

Embora o FCS-MPC apresente diversas vantagens, existem desafios a serem enfrentados. A complexidade computacional ainda é um fator limitante, especialmente em aplicações em tempo real. Conforme discutido por Ma, Wu e Chen (2022), o desenvolvimento de algoritmos mais eficientes e a utilização de *hardware* especializado podem mitigar esses problemas e permitir a aplicação mais ampla do FCS-MPC em sistemas de controle de energia.

O FCS-MPC também pode ser comparado com outras abordagens de controle, como o LQR e o Controle Fuzzy. Segundo o estudo de Choi, Lee e Kim (2019), enquanto o LQR é eficaz em sistemas lineares e oferece boa resposta a distúrbios, o FCS-MPC se destaca por sua capacidade de lidar com não linearidades e restrições, proporcionando um desempenho superior em condições desafiadoras.

1.2.4 Técnicas de Rastreamento do Ponto de Máxima Potência (MPPT): Usando Método de Perturbação e Observação (P&O) e Controle Preditivo

Além da importância de mitigar a corrente de neutro, para garantir um sistema eficiente, os autores Celikel (2022) destacam a necessidade do MPPT, para otimizar a extração máxima de potência do sistema fotovoltaico. O MPPT, que é diretamente influenciado pelas variações de irradiância e temperatura, representa a potência máxima de um painel fotovoltaico.

A literatura apresenta diversos algoritmos MPPT, em módulos fotovoltaicos, cada um com sua própria abordagem. O método Perturbação e Observação (P&O), dentre as diversas estratégias de MPPT, têm sido objeto de intensa pesquisa acadêmica e prática e é uma escolha tradicional e popular, perturbando a corrente, tensão ou ciclo de trabalho para o MPPT é abordado por Dadkhah e Niroomand (2021). Outra estratégia de MPPT, baseia-se na estratégia do FCS-MPC, que apesar de ser um controlador com metodologia de previsão futura, destaca-se por suas amplas vantagens no MPPT em comparação com o algoritmo P&O. Devido a sua capacidade de previsão futura e minimização da função custo, tornando-o rápido, com menos oscilações e uma maior eficiência, em comparação com o P&O (MAHMOUD; EL-SAADANY, 2016; LASHAB, 2019; METRY; BALOG, 2020).

1.2.4.1 Comparação entre P&O e MPC

O método P&O é uma das técnicas mais simples e populares para MPPT devido à sua facilidade de implementação e eficiência em condições variáveis de irradiância. O princípio básico do P&O consiste em perturbar a tensão ou a corrente do sistema e observar a alteração na potência. Se a potência aumentar após a perturbação, o sistema continuará na mesma direção; se a potência diminuir, a direção da perturbação será invertida.

Vários estudos demonstram a eficácia do método P&O. De acordo com Liu, Xu e Zheng (2017), essa técnica é capaz de manter um desempenho eficiente mesmo em condições de irradiância dinâmica, embora possa apresentar oscilações em torno do ponto de máxima potência (MPP) devido ao seu caráter discreto. Khan, Ahmed e Shah (2020) também ressaltam que o P&O é suscetível a erros quando aplicado em condições de baixa irradiância ou com variações rápidas, o que pode resultar em um desempenho bom em relação a outras técnicas.

O estudo de Khalid, Ismail e Ahmad (2018) apresenta um controle preditivo que se adapta rapidamente a mudanças nas condições de operação, demonstrando melhorias significativas no desempenho em comparação com o P&O. O MPC permite um rastreamento mais preciso do MPP, mesmo sob condições variáveis de carga e irradiância, reduzindo as oscilações de potência e melhorando a estabilidade do sistema. Mahmud, Rahman e Islam (2021) também relatam que o uso de MPC pode maximizar a eficiência energética em sistemas fotovoltaicos, especialmente quando integrado com outras técnicas de controle.

A escolha entre P&O e MPC depende de vários fatores, incluindo a complexidade do sistema, a necessidade de precisão e a disponibilidade de recursos computacionais. Khan, Ahmed e Shah (2020) comparam diretamente as duas abordagens, indicando que, enquanto o P&O é mais fácil de implementar e requer menos recursos, o MPC oferece vantagens em termos de desempenho em condições variáveis.

Apesar das vantagens do MPC, existem desafios associados à sua implementação, como a necessidade de um modelo preciso do sistema e a complexidade computacional. A pesquisa atual, como discutido por Mahmud, Rahman e Islam (2021), sugere que o uso de técnicas híbridas, combinando P&O e MPC, pode oferecer um compromisso ideal entre simplicidade e desempenho, permitindo que sistemas fotovoltaicos operem de maneira mais eficiente sob diversas condições.

1.3 METODOLOGIA DO TRABALHO

A metodologia adotada neste trabalho consistiu em três etapas inter-relacionadas. Inicialmente, realizou-se uma revisão bibliográfica para estabelecer uma contextualização. Em seguida, foram conduzidas simulações detalhadas para analisar o comportamento teórico do sistema em diferentes cenários. Por fim, a validação prática foi realizada por meio

de experimentos, consolidando e complementando os resultados obtidos nas simulações.

1.4 OBJETIVO GERAL

Este estudo visa abordar dois aspectos principais: primeiramente, a análise da aplicação do Controle Preditivo de Modelo de Conjunto Finito em um conversor trifásico de quatro braços, integrado a um sistema fotovoltaico dentro de um contexto de geração distribuída. Em segundo lugar, a implementação do controle preditivo para o Rastreamento do Ponto de Máxima Potência neste mesmo sistema.

1.4.1 Objetivos Específicos

1. **Analisar a Performance do FCS-MPC:** Investigar a eficácia do FCS-MPC em um conversor trifásico de quatro braços por meio de simulações e experimentos, analisando a geração de correntes senoidais com alto fator de potência e a redução da corrente no neutro do sistema.
2. **Comparar Desempenho das Técnicas de MPPT:** Estudar e comparar a eficácia do método Perturbação e Observação (P&O) e da abordagem híbrida que combina P&O com o FCS-MPC no rastreamento do ponto de potência máxima.
3. **Mitigação do Desbalanceamento de Fases em Sistemas Trifásicos com Cargas RL:** A pesquisa investiga o desbalanceamento de fases em sistemas trifásicos causado por cargas RL, que resulta em correntes elevadas no condutor neutro, comprometendo a qualidade da energia.
4. **Estudo de Perdas nas Chaves Semicondutoras:** Comparar as perdas por condução e comutação em diferentes tecnologias de chaves semicondutoras, considerando seu impacto no desempenho do conversor em termos de eficiência e operação térmica.
5. **Desenvolver Simulações e Experimentos:** Conduzir simulações usando o *software* PSIM® e realizar experimentos práticos no Laboratório de Otimização de Sistemas (LOSE) da UFPB para validar as estratégias de controle propostas.

1.5 PUBLICAÇÕES

O trabalho intitulado "*Model Predictive Current Controller for Grid Connected Photovoltaic System Based on Four-Leg Inverter*" foi apresentado e publicado no Congresso Brasileiro de Eletrônica de Potência (COBEP) e *Southern Power Electronics Conference* (SPEC). O evento ocorreu na cidade de Florianópolis, durante os dias 26 a 29 de novembro de 2023.

1.6 VISÃO GERAL DA ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho está organizado em sete capítulos, cada um abordando um aspecto fundamental do estudo de conversores de potência e estratégias de controle aplicadas a sistemas de energia elétrica. A seguir, será apresentada uma descrição detalhada de cada capítulo.

1.6.1 Capítulo 2: Modelagem do Sistema para Conversão de Energia

Este capítulo é dedicado à modelagem do sistema de conversão de energia, focando na representação matemática e nos componentes do sistema, como conversores e inversores. Inicia-se com a descrição da topologia de conversores, seguida pela análise de diferentes tipos de conversores e suas respectivas características operacionais. Além disso, são discutidos aspectos como o comportamento dinâmico e a modelagem do barramento CC, com destaque para a integração com fontes renováveis, como os sistemas fotovoltaicos. O objetivo é fornecer uma base sólida para o entendimento do funcionamento do sistema de conversão e as interações entre os componentes.

1.6.2 Capítulo 3: Semicondutores de Potência e Figuras de Mérito

Este capítulo explora os dispositivos semicondutores utilizados em sistemas de conversão de energia, com ênfase nas figuras de mérito (FM) associadas a cada tecnologia. A análise abrange os principais tipos de semicondutores, como o silício (Si), carbeto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN), discutindo suas características, vantagens e limitações. A importância das FM na escolha do dispositivo adequado para diferentes aplicações é destacada, considerando o impacto nas perdas de chaveamento, eficiência e desempenho térmico dos sistemas. A escolha de semicondutores com melhores FMs pode resultar em conversores mais eficientes, especialmente em aplicações de alta frequência e potência.

1.6.3 Capítulo 4: Estratégia de Controle

Neste capítulo, são discutidas as estratégias de controle adotadas para a operação eficiente do sistema de conversão de energia. O foco está no controle preditivo, em particular o controle preditivo com modelo finito (FCS-MPC), que é utilizado para melhorar o desempenho dos conversores. São apresentados os fundamentos do FCS-MPC e suas vantagens, como a capacidade de lidar com sistemas não lineares e as exigências de controle em tempo real. Além disso, o capítulo aborda os desafios e as soluções propostas para a implementação do controle preditivo, incluindo a análise da implementação em hardware e os algoritmos de otimização utilizados para a escolha do melhor estado de operação do conversor.

1.6.4 Capítulo 5: Resultados de Simulação

O quarto capítulo apresenta os resultados de simulação obtidos a partir da modelagem do sistema e da implementação do controle FCS-MPC. Os resultados são analisados em termos de desempenho do sistema, comparando a eficácia do FCS-MPC com outras técnicas de controle, como o método de P&O (Perturb and Observe), com foco na precisão no controle de corrente e potência. As simulações foram realizadas utilizando o software PSIM®, e os resultados são discutidos de forma a validar a capacidade do sistema em manter um bom desempenho em condições adversas, como desbalanceamento de carga e variações na tensão de entrada.

1.6.5 Capítulo 6: Resultados Experimentais

O último capítulo é dedicado à apresentação dos resultados experimentais obtidos a partir de um protótipo físico implementado para validar os conceitos discutidos ao longo do trabalho. Os resultados experimentais são comparados com os resultados de simulação, destacando a precisão do controle e a robustez do sistema em condições reais de operação. São analisados aspectos como a resposta do sistema a transições de carga, a atenuação da corrente de neutro e a eficiência do controle na gestão de potência. Este capítulo busca validar a aplicabilidade do FCS-MPC em um ambiente experimental, proporcionando uma análise crítica sobre as diferenças entre os resultados simulados e experimentais e oferecendo insights para melhorias futuras.

Em resumo, o trabalho é estruturado para fornecer uma compreensão profunda da modelagem, controle e análise de sistemas de conversão de energia, com foco em técnicas modernas de controle e otimização de dispositivos semicondutores, culminando na validação experimental dos conceitos propostos.

2 MODELAGEM DO SISTEMA PARA CONVERSÃO DE ENERGIA

Este capítulo apresenta a modelagem detalhada do sistema de conversão de energia, abrangendo a descrição geral, a modelagem do conversor *boost* e a modelagem do inversor de quatro braços. O objetivo é representar matematicamente o funcionamento desses componentes, permitindo a análise do comportamento do sistema em diferentes condições operacionais.

2.1 DESCRIÇÃO GERAL DO SISTEMA

Para oferecer uma visão geral e facilitar a compreensão do papel de cada componente no processo de conversão de energia, esta seção introduz os elementos principais do modelo em estudo, ilustrado na Figura 1. O sistema é composto por módulos fotovoltaicos conectados a um conversor *boost* e a um inversor trifásico de quatro braços. A seguir, apresenta-se um detalhamento de cada elemento e de suas funções no sistema.

O conjunto fotovoltaico fornece energia em corrente contínua (CC), com a tensão e a corrente determinadas conforme as condições de operação e o controle do MPPT. A tensão proveniente do conjunto fotovoltaico, após o ajuste realizado pelo sistema do MPPT, é elevada e regulada pelo conversor *boost* para atender aos requisitos do barramento de CC. O conversor *boost* regula a tensão de entrada de acordo com o ciclo de trabalho (D), ajustando a relação entre as tensões de entrada e saída para garantir que o sistema mantenha um nível de tensão adequado antes da conversão para corrente alternada (CA), que é realizada pelo inversor trifásico de quatro braços.

No conversor *boost*, encontra-se uma chave S_1 , representada na Figura 1, que é um Transistor Bipolar de Porta Isolada, ou *Insulated Gate Bipolar Transistor* (IGBT, na sigla em inglês). Esta chave é responsável pelo controle da operação do conversor, sendo acionada por um sinal de comando gerado por um algoritmo de MPPT. O algoritmo de MPPT ajusta o ciclo de trabalho (D) de forma a maximizar a extração de energia dos módulos fotovoltaicos e garantir que o sistema opere no ponto de máxima eficiência.

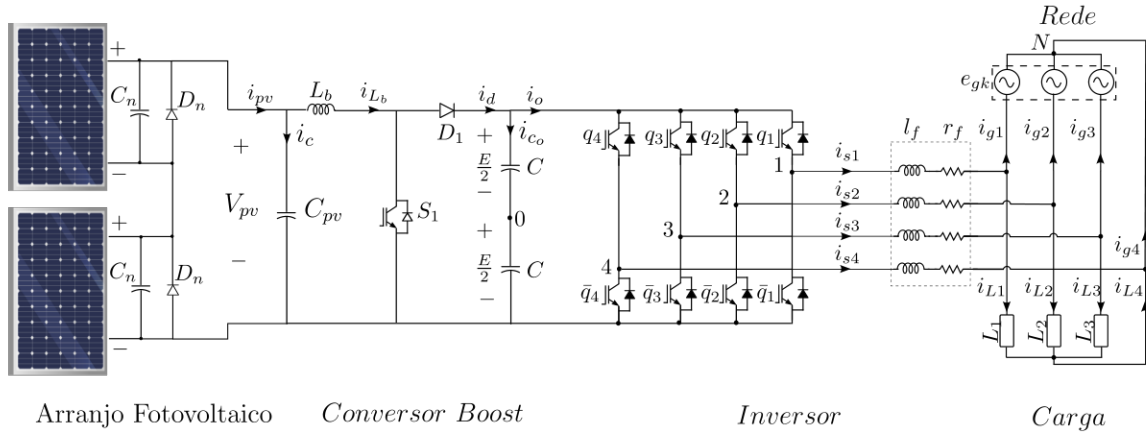
O inversor trifásico de quatro braços é composto por oito chaves semicondutoras do tipo IGBT: $q_1, q_2, q_3, q_4, \bar{q}_1, \bar{q}_2, \bar{q}_3$ e $\bar{q}_4$. As chaves de cada braço são complementares entre si, ou seja, para uma chave q_n , o valor 1 indica que a chave está fechada (ativa), enquanto 0 indica que está aberta (inativa). Quando uma chave q_n está ativa ($q_n = 1$), a chave complementar $\bar{q}_n$ estará inativa ($\bar{q}_n = 0$), e vice-versa.

Na entrada do sistema, um filtro é empregado para filtrar os sinais de corrente. Este filtro é constituído por uma resistência r_f e uma indutância l_f em série em cada fase, as quais limitam a taxa de variação da corrente e atenuam os harmônicos, reduzindo assim as perturbações no sinal de saída.

A rede elétrica trifásica é composta por três fontes de tensão senoidais defasadas em 120° , representadas por e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} , interligadas por um ponto comum N . Esse arranjo permite a transferência equilibrada de energia entre o sistema de geração fotovoltaica e a rede elétrica, mantendo o sistema estável e operando em sincronia com a rede.

Por fim, uma carga trifásica composta por três elementos, L_1 , L_2 e L_3 , é conectada ao sistema, representando o consumo de energia por parte de um dispositivo ou equipamento. A diferença nos valores dessas cargas provoca um desbalanceamento nas correntes das três fases, o que torna necessária a implementação de uma estratégia de controle eficaz para mitigar os efeitos desse desbalanceamento e garantir a qualidade da energia fornecida.

Figura 1 – Esquemático do sistema estudado.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

2.2 MODELAGEM DO CONVERSOR BOOST

Esta seção apresenta a modelagem matemática do conversor *boost*, destacando suas principais características e princípios de operação, fundamentais para garantir a eficiente elevação da tensão de entrada no sistema. São apresentadas as equações matemáticas que descrevem o funcionamento do conversor, assegurando sua integração e desempenho no contexto do sistema fotovoltaico.

2.2.1 Definição e Princípios de Operação

O conversor *boost*, também conhecido como conversor elevador de tensão, desempenha um papel fundamental em sistemas fotovoltaicos, especialmente quando há uma disparidade significativa entre a tensão de saída dos painéis fotovoltaicos e a tensão exigida pelo barramento CC do inversor para conexão à rede elétrica.

A tensão gerada pelos painéis fotovoltaicos, embora dependa das condições de irradiância solar e temperatura, geralmente é insuficiente para atender às necessidades do inversor. Isso ocorre porque os painéis fotovoltaicos geram uma tensão relativamente

baixa, que pode variar dependendo do número de módulos conectados e da intensidade da luz solar. A tensão típica gerada por um painel fotovoltaico é geralmente inferior àquela exigida pelos inversores para o seu funcionamento eficiente. Para garantir que o inversor receba a tensão necessária para operar corretamente, é necessário elevar essa tensão.

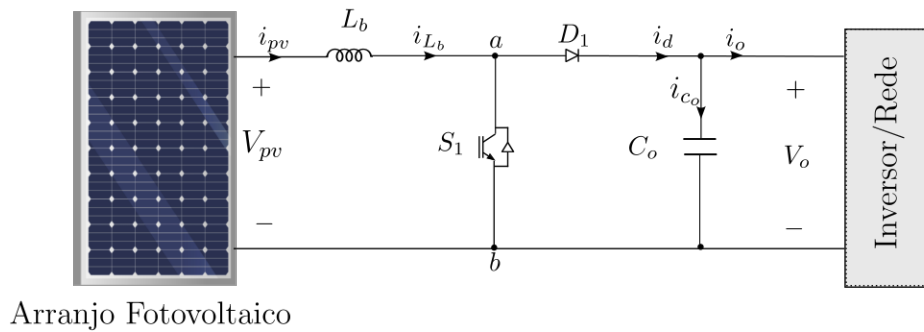
O conversor *boost* desempenha este papel de elevação da tensão, ajustando os níveis de tensão gerados pelos painéis para valores adequados ao funcionamento do inversor. Contudo, a regulação da tensão e a otimização da operação dos painéis fotovoltaicos, buscando sempre a máxima eficiência na extração de energia, são realizadas pelo algoritmo do MPPT, que ajusta continuamente o ponto de operação dos painéis de acordo com as condições ambientais, como irradiância e temperatura.

A topologia *boost* é particularmente vantajosa para essa aplicação devido à sua simplicidade de projeto e baixo custo de implementação. O conversor *boost* é composto por vários componentes-chave, incluindo um interruptor controlado unidirecionalmente em corrente (S_1), um transistor IGBT, um indutor de entrada (L_b), um interruptor não controlado (diodo D_1) e um capacitor de saída (C_o), conforme ilustrado na Figura 2.

A tensão medida antes do filtro de saída é indicada pelos pontos a e b , representando v_{ab} . O capacitor C_o , que é equivalente aos capacitores presentes no barramento CC do sistema, como pode ser observado na Figura 2, atua como estabilizador e suavizador da tensão de saída do conversor.

A conexão entre o conversor *boost* e o inversor ocorre por meio do barramento CC, permitindo a transferência eficiente de energia entre os dois componentes. Para maior clareza, a tensão de saída dos painéis fotovoltaicos (V_{pv}) e a corrente de saída dos painéis (i_{pv}) também são representadas no modelo.

Figura 2 – Análise da estrutura do conversor *Boost* e seu modelo dinâmico.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

De acordo com Mohan, Undeland e Robbins (2003) os conversores CC-CC apresentam dois modos distintos de funcionamento: condução contínua ou condução descontínua. O modo de condução é caracterizado pela corrente no indutor. Em situação de regime permanente, a ausência de atingimento do valor zero pela corrente indica que o conversor está operando em modo de condução contínua, no inglês *Continuous Conduction Mode*

(CCM). No entanto, se a corrente atinge zero em cada ciclo de comutação, o sistema está operando em modo de condução descontínua, no inglês *Discontinuous Conduction Mode* (DCM). A fronteira entre os dois modos de condução é designada como ponto de condução crítica.

No CCM, a corrente i_{Lb} que percorre o indutor do conversor nunca atinge o valor zero, o que mantém o diodo D_1 conduzindo apenas durante a fase em que a chave S_1 está aberta, sendo polarizado diretamente nesse período. Esse comportamento simplifica a modelagem do sistema (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

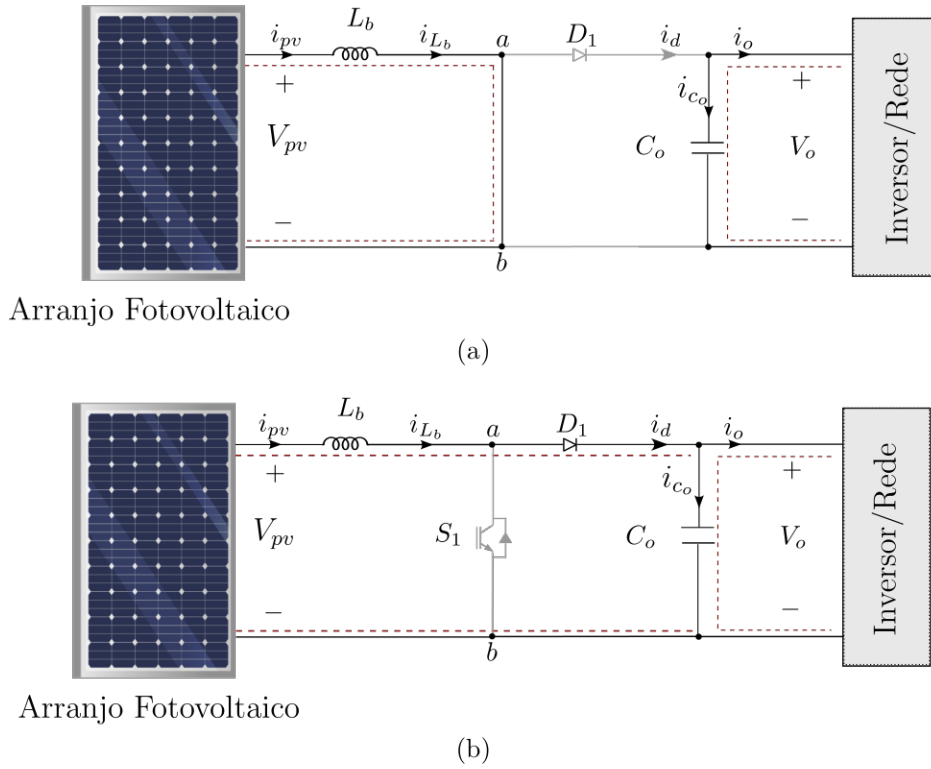
Em contraste, no DCM, a corrente no indutor chega a zero durante a fase de descarga e permanece assim até a próxima ativação da chave S_1 , quando o indutor inicia um novo ciclo de carregamento. Durante esse intervalo, o diodo D_1 fica polarizado reversamente, o que aumenta a complexidade da modelagem, pois a operação passa a envolver três etapas distintas de funcionamento (KASSAKIAN; SCHLECHT; VERGHESE, 1991).

O funcionamento do conversor *boost* pode ser simplificado em duas etapas, descritas a seguir. Na primeira etapa, ilustrada na Figura 3(a), o transistor está em condução, permitindo o fluxo de corrente pelo indutor, o que armazena energia magnética. Na segunda etapa, representada na Figura 3(b), o transistor interrompe a condução, e o diodo D_1 conduz a corrente do indutor para a carga e o capacitor de saída C_o . Após a conclusão da segunda etapa, o ciclo se reinicia, permitindo a operação cíclica do conversor. Nesse processo, a corrente i_o é definida como a diferença entre a corrente através do diodo (i_d) e a corrente pelo capacitor de saída (i_{c_o}).

A Figura 4 apresenta as formas de onda típicas para a operação do conversor *boost* em ambos os modos. Observa-se que, para um determinado ciclo de trabalho (D) e período de comutação (T_s), a chave S_1 é controlada por um sinal PWM, que determina sua operação no conversor. Na Figura 4(a), que ilustra o comportamento em CCM, identificam-se o sinal de comando S_{1PWM} , a tensão v_{ab} entre os pontos a e b , a corrente no indutor i_{Lb} , a tensão de saída V_o e a corrente no capacitor de saída i_{c_o} . Durante a primeira etapa ($0, DT_s$), S_1 está fechada, resultando em uma tensão nula entre os pontos a e b e um aumento linear da corrente no indutor. Na segunda etapa (DT_s, T_s), S_1 se abre, momento em que D_1 conduz, e a tensão de saída é aplicada entre a e b , permitindo a desmagnetização do indutor enquanto a corrente circula pela carga (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 1997).

No CCM, a corrente no indutor é contínua, com uma ondulação Δi_{Lb} , enquanto a tensão no capacitor de saída é essencialmente contínua, embora apresente uma ondulação Δv_{c_o} . Há ainda uma defasagem entre a tensão e a corrente no capacitor, de modo que ele conduz a corrente alternada de alta frequência proveniente do diodo. Este comportamento é comumente observado em sistemas com filtragem capacitiva (HART, 2010).

A Figura 4(b) mostra o comportamento em DCM, onde o conversor passa por três

Figura 3 – Etapas de operação do conversor *boost*. (a) Primeira etapa. (b) Segunda etapa.

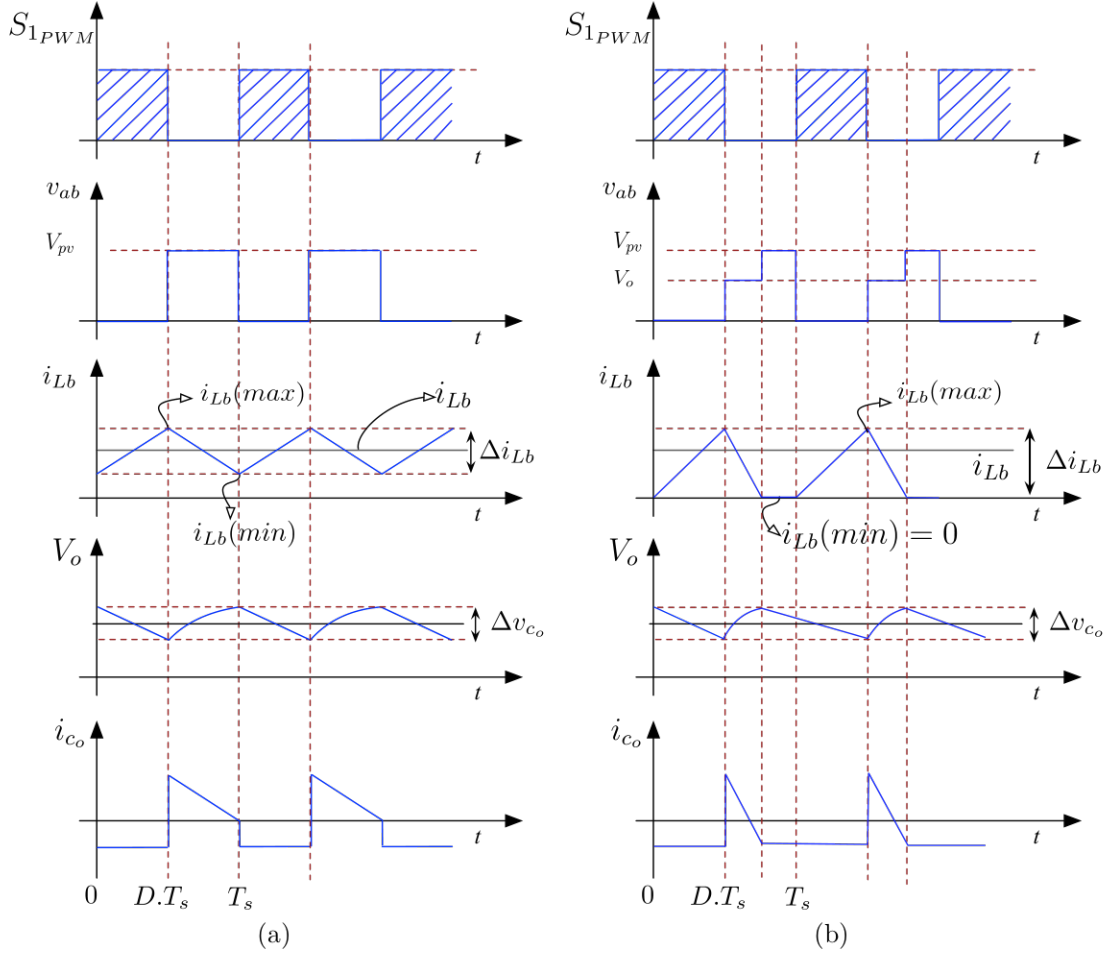
Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

etapas de operação: duas ilustradas nas Figuras 3(a) e 3(b), e uma terceira, entre $T_i = 0$ e T_s , onde a corrente no indutor é zero, bloqueando tanto a chave quanto o diodo. Nesse intervalo, a carga é alimentada apenas pelo capacitor até a próxima ativação de S_1 em T_s . Em DCM, a corrente no indutor apresenta um perfil descontínuo, com ondulação Δi_{Lb} , enquanto a tensão no capacitor permanece contínua, com ondulação Δv_{c_o} (RODRIGUEZ; BARRAGÁN; SÁNCHEZ, 2005).

Por fim, para simplificar a análise do modelo, assume-se que o capacitor C_o desacopla o conversor do inversor, sendo suficientemente grande para manter uma tensão constante V_o na saída do conversor, eliminando as oscilações de alta frequência associadas à rede (KREIN, 1998).

2.3 MODELO MATEMÁTICO DO CONVERSOR BOOST

Nesta seção, será abordada uma modelagem matemática detalhada do conversor *boost*, incluindo os principais parâmetros de projeto e sua interação dinâmica. As equações são derivadas com base nos princípios fundamentais de engenharia elétrica, permitindo um entendimento preciso do funcionamento do conversor.

Figura 4 – Formas de onda do conversor *boost*. (a) Operando em CCM. (b) Operando em DCM.

Fonte: Adaptado de (PETRY, 2020).

2.3.1 Ciclo de Trabalho (D)

No conversor *boost*, o ciclo de trabalho estabelece a relação entre a tensão de entrada (V_{pv}) e a tensão de saída (V_o), sendo fundamental para a ampliação da tensão. Considerando que V_{pv} permanece praticamente constante ao longo do tempo, é possível derivar uma relação entre as tensões V_{pv} , V_o e o ciclo de trabalho (D).

Durante o ciclo de comutação, a tensão média de saída do conversor é determinada pela interação entre a tensão de entrada e o ciclo de trabalho, o qual regula a conversão de energia entre essas duas tensões. A equação que descreve o ciclo de trabalho pode ser expressa em termos das tensões de entrada e de saída, conforme a equação (2.2). O ganho do conversor, que é definido como a razão entre a tensão de saída e a tensão de entrada ($a = \frac{V_o}{V_{pv}}$), é dado pela seguinte expressão:

$$\frac{V_o}{V_{pv}} = a = \frac{1}{1 - D} \quad (2.1)$$

$$D = 1 - \frac{V_{pv}}{V_o} \quad (2.2)$$

Este parâmetro é fundamental para a operação eficiente do sistema, pois regula a conversão de energia, sendo influenciado por variações na tensão de entrada e nas condições de carga (RODRIGUES; SILVA; FERREIRA, 2021).

2.3.2 Indutância (L_b)

A indutância é um componente fundamental no controle de corrente do conversor *boost*, uma vez que regula o fluxo de energia através do indutor durante os ciclos de comutação. Esse componente é responsável por armazenar e liberar energia de forma controlada, influenciando diretamente a dinâmica do conversor.

A variação da corrente $i_{L_b}(t)$ no indutor está relacionada à tensão $v_L(t)$ aplicada a ele, sendo esta descrita pela equação diferencial derivada da Lei de Faraday:

$$v_{L_b}(t) = L_b \frac{di_{L_b}(t)}{dt} \quad (2.3)$$

Integrando a equação (2.3) no intervalo de tempo $[t_0, t]$, obtém-se a expressão para a corrente no indutor $i_{L_b}(t)$, que pode ser escrita como:

$$i_{L_b}(t) = \frac{1}{L_b} \int_{t_0}^t v_L(\tau) d\tau + i_{L_b}(t_0) \quad (2.4)$$

A equação (2.4) descreve como a corrente no indutor varia ao longo do tempo, levando em consideração a tensão aplicada $v_L(t)$ e a condição inicial $i_{L_b}(t_0)$. Essa dinâmica é essencial para o correto funcionamento do conversor, especialmente no controle eficiente do fluxo de energia entre os componentes do sistema.

Para determinar a indutância L_b , deve-se considerar a relação entre a taxa de variação da corrente no indutor e os parâmetros do conversor, como a tensão de entrada, o ciclo de trabalho, a frequência de chaveamento e a variação permitida na corrente do indutor. Essa relação é expressa pela seguinte equação:

$$L_b = \frac{V_{pv} D}{f_s \Delta i_{L_b}} \quad (2.5)$$

2.3.3 Capacitância (C)

No conversor *boost*, o capacitor desempenha um papel essencial na filtragem e suavização das flutuações na tensão de saída, assegurando uma tensão estável e minimizando as variações indesejadas. A corrente $i_{C_o}(t)$ no capacitor é diretamente relacionada à taxa de variação da tensão $v_{C_o}(t)$, sendo expressa pela seguinte equação diferencial:

$$i_{C_o}(t) = C_o \frac{dv_{C_o}(t)}{dt} \quad (2.6)$$

Essa equação estabelece a relação entre a corrente e a variação de tensão no capacitor. A dinâmica da tensão no capacitor é descrita pela equação a seguir, derivada da Lei de Faraday para capacitores:

$$dv_{C_o}(t) = \frac{1}{C_o} i_{C_o}(t) dt \quad (2.7)$$

Integrando essa relação ao longo do intervalo de tempo dt , obtém-se a evolução da tensão no capacitor. A fórmula resultante para a capacitância é dada por:

$$C_o = \frac{i_{C_o} D}{f_s \Delta v_{C_o}} \quad (2.8)$$

Essa expressão relaciona os parâmetros chave do conversor *boost* com o valor da capacitância, permitindo o dimensionamento adequado do capacitor.

2.4 MODELAGEM DO INVERSOR DE QUATRO BRAÇOS

Os inversores trifásicos com topologia de quatro braços têm se destacado em diversas áreas devido à sua capacidade de operar com alta eficiência e ao controle aprimorado do ponto de neutro, características essenciais em sistemas que exigem alta precisão na distribuição de tensões e correntes. Uma das principais vantagens dessa topologia é a capacidade de controle ativo do ponto de neutro, permitindo um gerenciamento otimizado da tensão nas fases e, conseqüentemente, melhorando a qualidade da energia fornecida.

A modelagem do inversor é fundamental para entender o processo de conversão de corrente contínua (CC) para corrente alternada (CA), essencial no sistema em análise.

2.4.1 Estrutura do Conversor de Quatro Braços

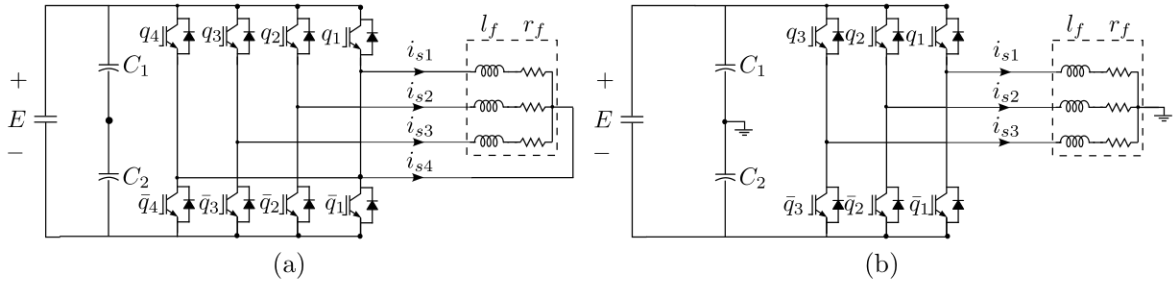
Um modelo genérico de inversor trifásico de quatro braços, alimentando uma carga resistiva-indutiva (RL), é apresentado na Figura 5. Em comparação com a topologia clássica de três braços, que utiliza um divisor capacitivo, o conversor de quatro braços introduz um braço suplementar, o qual substitui a função do divisor. Nesse novo arranjo, o ponto de neutro da carga não é mais diretamente determinado pela configuração do barramento CC, sendo, ao invés, controlado pelo braço adicional, denominado braço 4.

Uma característica notável dessa topologia é a capacidade de ajustar ativamente a tensão no ponto de neutro. Isso se torna possível devido à inclusão do braço extra, algo que não ocorre na configuração de três braços, onde o ponto de neutro é geralmente mantido em torno de metade da tensão do barramento. O novo arranjo permite, portanto,

um controle mais flexível e dinâmico da tensão de neutro, o que confere ao sistema uma vantagem significativa em termos de versatilidade e desempenho.

Para garantir o controle adequado dessa tensão de neutro, é imprescindível a implementação de uma malha de controle, capaz de balancear as tensões nos capacitores de maneira eficaz. Simultaneamente, é importante considerar as correntes que circulam através desses componentes, pois um desequilíbrio nas correntes pode afetar negativamente a eficiência do sistema ou até danificar os capacitores. O monitoramento adequado dessas correntes assegura a confiabilidade e a longevidade do inversor.

Figura 5 – Circuitos de um inversor trifásico. (a) Circuito típico de um inversor trifásico com quatro-braços. (b) Circuito típico de um inversor trifásico com divisor capacitivo.



Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

2.4.2 Fundamentos da Conversão CC-CA

O inversor trifásico, composto por quatro braços, cada um com duas chaves IGBTs, realiza essa conversão de maneira eficiente. Essas chaves complementares têm um papel importante no controle e direcionamento do fluxo de corrente, possibilitando a conversão eficaz entre os modos de operação de CC e CA.

2.4.2.1 Modelo Matemático e Transformações

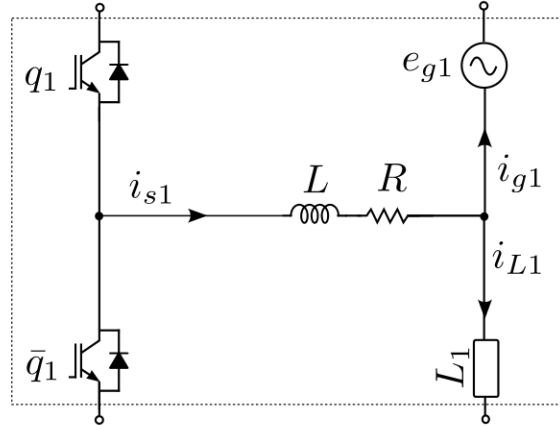
O modelo matemático foi desenvolvido com base no sistema ilustrado na Figura 1 e matematicamente, as tensões de fase podem ser determinadas pela diferença entre as tensões de polo (v_{10} , v_{20} , v_{30}) e a tensão de polo (v_{40}). A relação entre essas tensões é dada pelas Equações (2.9), (2.10) e (2.11):

$$v_{s14} = v_{10} - v_{40} \quad (2.9)$$

$$v_{s24} = v_{20} - v_{40} \quad (2.10)$$

$$v_{s34} = v_{30} - v_{40} \quad (2.11)$$

Na Figura 6 é apresentado o esquemático utilizado para a modelagem matemática da corrente de fase i_{s1} .

Figura 6 – Esquemático do circuito para a modelagem matemática da corrente de fase i_{s1} 

Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

De maneira análoga, as correntes de fase i_{s2} e i_{s3} são modeladas a partir da soma das correntes que fluem através das cargas (L_1 , L_2 , L_3) e das correntes provenientes da rede (i_{g1} , i_{g2} , i_{g3}), como ilustrado nas Equações (2.12), (2.13), (2.14) e (2.15):

$$i_{s1} = i_{g1} + i_{l1} \quad (2.12)$$

$$i_{s2} = i_{g2} + i_{l2} \quad (2.13)$$

$$i_{s3} = i_{g3} + i_{l3} \quad (2.14)$$

$$i_{s4} = i_{g4} + i_{l4} \quad (2.15)$$

A aplicação da Lei de Kirchhoff das Tensões (LKT) permite a expressão do modelo do sistema pelas Equações (2.16), (2.19) e (2.18):

$$v_{s14} = Ri_{s1} + L \frac{di_{s1}}{dt} + Ri_{s4} + L \frac{di_{s4}}{dt} + e_{g1} \quad (2.16)$$

$$v_{s24} = Ri_{s2} + L \frac{di_{s2}}{dt} + Ri_{s4} + L \frac{di_{s4}}{dt} + e_{g2} \quad (2.17)$$

$$v_{s34} = Ri_{s3} + L \frac{di_{s3}}{dt} + Ri_{s4} + L \frac{di_{s4}}{dt} + e_{g3} \quad (2.18)$$

Onde R e L representam a resistência e a indutância do filtro de entrada.

Sabendo que a corrente i_{s4} é obtida pela soma de i_{s1} , i_{s2} e i_{s3} , conforme a Equação (2.19), e a partir das tensões e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} , pode ser obtida a Equação (2.20):

$$i_{s4} = i_{s1} + i_{s2} + i_{s3} \quad (2.19)$$

$$v_{s14} + v_{s24} + v_{s34} = 4Ri_{g4} + 4L \frac{di_{g4}}{dt} \quad (2.20)$$

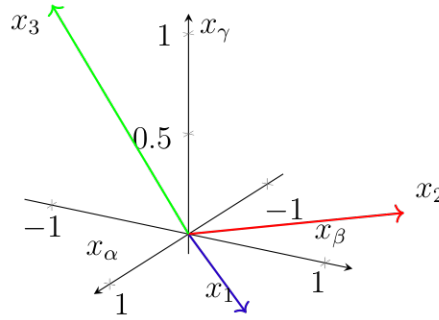
2.4.2.2 Transformação de Clarke: do Espaço (123) para $(\alpha\beta\gamma)$

Devido à complexidade do modelo do sistema, torna-se impraticável para simulações diretas. Para simplificar a análise, utiliza-se a transformação de Clarke, que converte o sistema trifásico original (123) para um sistema de coordenadas α , β e γ . Essa transformação, ilustrada na Figura 7.

No espaço $\alpha\beta\gamma$, o conversor de quatro braços pode gerar 16 vetores de tensão distintos, incluindo vetores ativos e nulos. Essa flexibilidade permite o controle independente da tensão de saída e da corrente de cada fase.

A incorporação da componente de sequência zero e o uso de controle preditivo possibilitam ao conversor uma resposta eficiente a desequilíbrios de carga, garantindo estabilidade mesmo sob flutuações dinâmicas.

Figura 7 – Representação gráfica da transformação de Clarke em 3D



Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

A transformação de Clarke facilita a análise ao desacoplar as componentes de corrente ou tensão, reduzindo as interações entre as fases, o que é fundamental para o controle de inversores e outros sistemas de potência.

A matriz de transformação para essa conversão é dada por:

$$T = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \quad (2.21)$$

A relação entre os sistemas 123 e $\gamma\alpha\beta$ é dada pela seguinte equação:

$$\begin{bmatrix} x_\gamma \\ x_\alpha \\ x_\beta \end{bmatrix} = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} & \sqrt{\frac{1}{2}} \\ 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} x_1 \\ x_2 \\ x_3 \end{bmatrix} \quad (2.22)$$

A partir dessa transformação, as tensões no sistema $\alpha - \beta$ e a tensão homopolar podem ser expressas como segue nas Equações (2.23), (2.24) e (2.25):

$$v_\alpha = Ri_{g\alpha} + L \frac{di_{g\alpha}}{dt} + e_{g\alpha} \quad (2.23)$$

$$v_\beta = Ri_{g\beta} + L \frac{di_{g\beta}}{dt} + e_{g\beta} \quad (2.24)$$

$$v_\gamma = 4Ri_{g\gamma} + 4L \frac{di_{g\gamma}}{dt} + e_{g\gamma} \quad (2.25)$$

Onde v_α e v_β representam as componentes das tensões do conversor nas direções α e β , e v_γ é a tensão homopolar, enquanto $i_{g\gamma}$ representa a corrente homopolar, de acordo com as equações (2.23) e (2.25).

Isolando o termo derivativo:

$$\frac{di_\alpha}{dt} = \frac{v_\alpha - Ri_{g\alpha} - e_{g\alpha}}{L} \quad (2.26)$$

$$\frac{di_\beta}{dt} = \frac{v_\beta - Ri_{g\beta} - e_{g\beta}}{L} \quad (2.27)$$

$$\frac{di_\gamma}{dt} = \frac{v_\gamma - 4Ri_{g\gamma} - e_{g\gamma}}{4L} \quad (2.28)$$

2.4.2.3 Discretização do Sistema

O processo de discretização do sistema é essencial para a tradução das equações diferenciais para o domínio discreto, o que torna possível a simulação computacional. Para isso, utiliza-se o método de Euler Regressivo, ou *Backward Euler*, conforme descrito na Equação (2.29). Nesse método, as variáveis são discretizadas no próximo passo de tempo e expressas em termos das variáveis atuais e futuras. A equação para a discretização é dada por:

$$\frac{di}{dt} \approx \frac{i(k) - i(k-1)}{T_s} \quad (2.29)$$

Onde T_s é o tempo de amostragem, $i(k)$ representa a corrente no instante de período de amostragem k , e $i(k-1)$ representa a corrente no instante de período de amostragem anterior, $k-1$.

A partir das equações diferenciais (2.26), (2.27) e (2.28), que descrevem o comportamento do sistema, é possível aplicar a discretização descrita na Equação 2.29. Isso leva à obtenção das seguintes equações discretizadas para as correntes i_α , i_β e i_γ :

$$\frac{i_\alpha(k) - i_\alpha(k-1)}{T_s} = \frac{v_\alpha(k) - Ri_\alpha(k) - e_{g\alpha}(k)}{L} \quad (2.30)$$

$$\frac{i_\beta(k) - i_\beta(k-1)}{T_s} = \frac{v_\beta(k) - Ri_\beta(k) - e_{g\beta}(k)}{L} \quad (2.31)$$

$$\frac{i_\gamma(k) - i_\gamma(k-1)}{T_s} = \frac{v_\gamma(k) - Ri_\gamma(k) - e_{g\gamma}(k)}{L} \quad (2.32)$$

Essas equações representam a relação entre as correntes e as tensões no sistema no domínio discreto. Para organizar essas expressões de forma mais conveniente, isolando as correntes $i_{g\alpha}$, $i_{g\beta}$ e $i_{g\gamma}$, são obtidas as seguintes equações:

$$i_{g\alpha}(k) = \frac{T_s(v_\alpha(k) - e_{g\alpha}(k)) + Li_\alpha(k-1)}{T_sR + L} \quad (2.33)$$

$$i_{g\beta}(k) = \frac{T_s(v_\beta(k) - e_{g\beta}(k)) + Li_\beta(k-1)}{T_sR + L} \quad (2.34)$$

$$i_{g\gamma}(k) = \frac{T_s(v_\gamma(k) - e_{g\gamma}(k)) + 4Li_\gamma(k-1)}{4(T_sR + L)} \quad (2.35)$$

Com essas equações, obtém-se uma descrição completa das correntes $i_{g\alpha}$, $i_{g\beta}$ e $i_{g\gamma}$ no sistema discretizado.

2.4.2.4 Correlação entre Estados de Comutação e Tensões no Sistema

Para o cálculo das tensões do sistema $\gamma\alpha\beta$, as equações (2.36), (2.37) e (2.38) expressam as tensões v_{s14} , v_{s24} e v_{s34} em termos dos estados de comutação q_1, q_2, q_3 e q_4 , e a tensão do barramento E :

$$v_{s14} = (q_1 - q_4)E \quad (2.36)$$

$$v_{s24} = (q_2 - q_4)E \quad (2.37)$$

$$v_{s34} = (q_3 - q_4)E \quad (2.38)$$

A partir dessas tensões de fase, as tensões v_γ , v_α e v_β podem ser obtidas usando as equações de transformação para o sistema $\gamma\alpha\beta$. A equação (2.39) descreve a tensão homopolar v_γ , enquanto as equações (2.40) e (2.41) descrevem as tensões nas direções α e β , respectivamente:

$$v_\gamma = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{1}{\sqrt{2}}v_{s14} + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s24} + \frac{1}{\sqrt{2}}v_{s34} \right) \quad (2.39)$$

$$v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(v_{s14} - \frac{v_{s24}}{2} - \frac{v_{s34}}{2} \right) \quad (2.40)$$

$$v_\beta = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{s24} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{s34} \right) \quad (2.41)$$

Essas equações representam a relação entre as tensões de fase e a tensão homopolar, levando em consideração as tensões de comutação.

As expressões para as tensões v_γ , v_α e v_β podem ser simplificadas para a forma final apresentada nas equações (2.42), (2.43) e (2.44), que descrevem a tensão nos eixos γ , α e β em termos dos estados de comutação q_1, q_2, q_3 e q_4 , e a tensão do barramento E :

$$v_\gamma = \frac{1}{\sqrt{3}} (q_1 + q_2 + q_3 - 3q_4) E \quad (2.42)$$

$$v_\alpha = \sqrt{\frac{2}{3}} \left(q_1 - \frac{q_2 + q_3}{2} \right) E \quad (2.43)$$

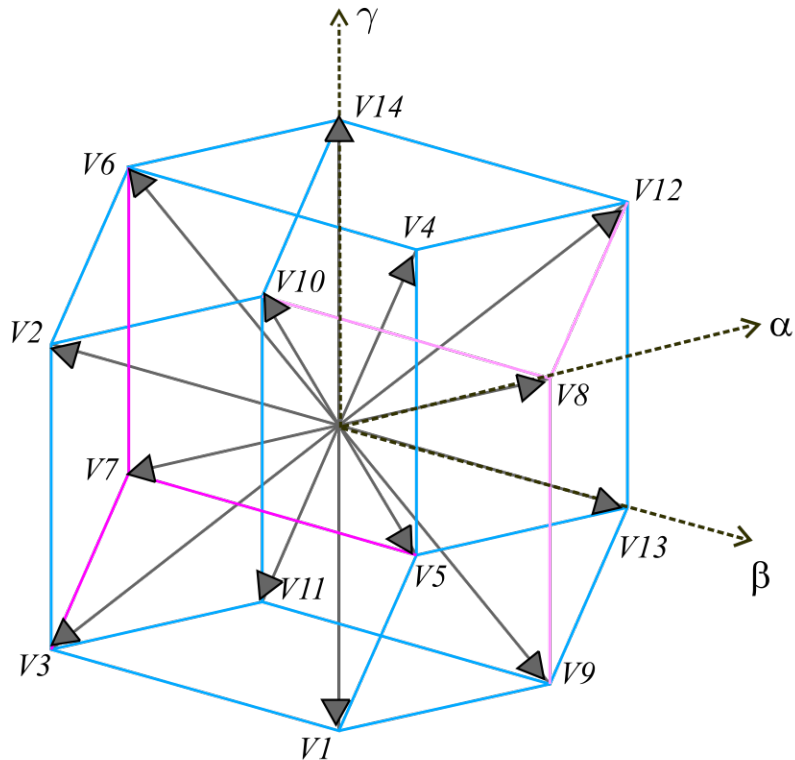
$$v_\beta = \frac{\sqrt{2}}{2} (q_2 - q_3) E \quad (2.44)$$

Onde q_1 , q_2 , q_3 e q_4 são os estados de comutação do inversor, que assumem valores binários de 1 ou 0.

Com base nas equações apresentadas, é possível construir uma tabela que relaciona as combinações dos estados de comutação q_1, q_2, q_3, q_4 com as tensões geradas no sistema $\gamma\alpha\beta$, conforme ilustrado na Tabela 1. Esta tabela representa os 16 estados de chaveamento possíveis no conversor de quatro braços e é essencial para a análise de desempenho e seleção dos melhores vetores de tensão a cada instante de amostragem.

No espaço $\gamma\alpha\beta$, formado por 16 vetores, dos quais dois são nulos, é possível agrupar os vetores adjacentes em conjuntos de três, formando até 24 grupos distintos, que correspondem a tetraedros. A configuração geométrica resultante dessa organização pode ser observada na Figura 8, que ilustra o poliedro formado pelos vetores.

Figura 8 – Geometria do sólido gerado pela combinação dos vetores ativos nos eixos do sistema.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Tabela 1 – Tabela de Vetores

Vetor	q_1	q_2	q_3	q_4	$v_{f\alpha}$	$v_{f\beta}$	$v_{f\gamma}$
V_0	0	0	0	0	0	0	0
V_1	0	0	0	1	0	0	$-\sqrt{3}E$
V_2	0	0	1	0	$\frac{-\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_3	0	0	1	1	$\frac{-\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$-2\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_4	0	1	0	0	$\frac{-\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_5	0	1	0	1	$\frac{-\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$-2\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_6	0	1	1	0	$-\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0	$2\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_7	0	1	1	1	$-\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0	$-\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_8	1	0	0	0	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0	$\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_9	1	0	0	1	$\frac{\sqrt{6}}{3}E$	0	$-2\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_{10}	1	0	1	0	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$2\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_{11}	1	0	1	1	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_{12}	1	1	0	0	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$2\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_{13}	1	1	0	1	$\frac{\sqrt{6}}{6}E$	$-\frac{\sqrt{2}}{2}E$	$-\frac{\sqrt{3}}{3}E$
V_{14}	1	1	1	0	0	0	$\sqrt{3}E$
V_{15}	1	1	1	1	0	0	0

Fonte: Adaptado de (BEZERRA et al., 2023), 2024.

2.5 CONCLUSÃO

Este capítulo apresentou a modelagem do sistema de conversão de energia fotovoltaica, com foco nas interações entre o conversor *boost* e o inversor trifásico de quatro braços. Por meio de uma análise detalhada de cada componente, foi possível entender as relações fundamentais para o desempenho do sistema.

A modelagem matemática do conversor *boost* destacou as diferenças entre os modos de operação CCM e DCM, fundamentais para otimizar o comportamento dinâmico do sistema. A descrição do inversor de quatro braços, incluindo a geração de vetores de tensão no espaço $\gamma\alpha\beta$, foi complementada pela introdução do conceito do dodecaedro, que facilita a visualização e seleção dos vetores de tensão.

Essas modelagens fornecem a base necessária para o desenvolvimento de estratégias de controle, essenciais para melhorar a eficiência e garantir a estabilidade do sistema fotovoltaico.

3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE

Este capítulo apresenta as principais estratégias de controle para sistemas de conversão de energia, concentrando-se em conversores de quatro braços, controle do barramento CC e técnicas de MPPT. Inicialmente, são exploradas as especificidades do controle de conversores de quatro braços, fundamentais para a compensação de desbalanceamentos devido a utilização de cargas monofásicas. Em seguida, é abordado o controle do barramento CC, que utiliza uma configuração de dois bancos de capacitores em série para garantir a estabilização da tensão. Finalmente, o capítulo examina o MPPT, destacando técnicas como P&O e MPC, visando aumentar a eficiência em fontes de energia renovável.

3.1 CONTROLE DE INVERSORES TRIFÁSICOS DE QUATRO BRAÇOS

O controle do conversor de quatro braços pode ser abordado de várias formas, sendo que uma das técnicas mais comuns, para gerar sinais de controle para os transistores, é a Modulação de Largura de Pulsons (so inglês *Pulse Width Modulation* - PWM). No entanto, em sistemas com forte não linearidade, como conversores operando em condições variáveis de carga e tensão, as técnicas de controle linear associado às técnicas PWM podem se tornar ineficientes. Isso ocorre porque as estratégias de controle tradicionais não conseguem prever nem compensar adequadamente as flutuações rápidas ou os efeitos dinâmicos indesejados, resultando em perdas de desempenho, como aquecimento excessivo, ruído e baixa eficiência energética.

Em contrastes a isso, o MPC se destaca em cenários no quais as variáveis do sistema são acopladas ou quando há restrições, como em sistemas com limites de corrente, tensão ou temperatura. De acordo com Rodriguez, Cortés e Silva (2007a), Kouro et al. (2009), o MPC utiliza um modelo matemático para prever o comportamento futuro do sistema, otimizando o desempenho ao longo de um horizonte de tempo. Ele é particularmente vantajoso em situações onde a modulação tradicional não consegue lidar com as não linearidades do sistema ou com a necessidade de resposta rápida a mudanças nas condições operacionais.

Portanto, esta abordagem elimina a necessidade de linearização do modelo do sistema, uma limitação de métodos tradicionais como o Controlador Proporcional Integral Derivativo (PID). Além disso, o MPC pode lidar diretamente com as restrições do sistema, como limites de corrente e tensão, e tem a capacidade de prever a resposta futura das variáveis do sistema, garantindo assim um desempenho otimizado.

No entanto, uma das principais desvantagens do MPC é a alta demanda computacional devido à necessidade de resolver um problema de otimização em tempo real. No entanto, como sugerido por Habibu et al. (2024), técnicas de otimização de tempo podem

ser implementadas para mitigar essa desvantagem, permitindo que o MPC seja aplicado de forma prática em sistemas de controle complexos.

Para aplicações em inversores de potência, uma alternativa eficiente é o Controle Preditivo Baseado em Modelo com Conjunto Finito de Estados (FCS-MPC, *Finite Control Set Model Predictive Control*), que simplifica o problema ao considerar diretamente os estados discretos disponíveis do conversor (CAMACHO; BORDONS, 2004; RODRIGUEZ; CORTÉS; SILVA, 2007b).

Além disso, a ausência de um modulador no FCS-MPC simplifica o processamento, uma vez que o controle preditivo trabalha com o próprio modelo dinâmico do sistema, utilizando um cálculo de custo para avaliar as possíveis ações de controle e selecionar a mais adequada. Este modelo é atualizado em tempo real, permitindo ao conversor responder rapidamente a mudanças nas condições da rede e do sistema de carga. Esse fator é especialmente relevante em sistemas fotovoltaicos e outras fontes de energia renovável, onde as condições de operação podem variar de forma imprevisível (KOURO et al., 2009b).

Outra vantagem significativa do FCS-MPC está na flexibilidade que ele oferece para lidar com restrições do sistema e limites de segurança, como limites de corrente e tensão de saída, que são incorporados diretamente na função de custo. Esse recurso facilita uma operação segura e eficiente, evitando o risco de sobrecarga e preservando a integridade dos componentes do conversor, algo que é mais difícil de alcançar em sistemas baseados em modulação vetorial (KOURO et al., 2015). Dessa forma, o FCS-MPC se destaca como uma técnica robusta e confiável, ideal para otimizar o desempenho e a vida útil dos conversores de quatro braços em ambientes de energia renovável e aplicações que exigem controle rigoroso.

3.1.1 Modelagem Matemática, Compensação de Atrasos e Estrutura do Controle FCS-MPC

Em sistemas práticos, os atrasos introduzidos pelos sensores e conversores analógico-digitais são inevitáveis e podem comprometer a qualidade do controle em tempo real. Esses atrasos ocorrem entre o momento da medição do sinal e a aplicação do novo estado do sistema, como ilustrado na Figura 9. Esse intervalo de tempo entre a medição e a aplicação do controle pode gerar distorções harmônicas significativas nos sinais controlados.

Para mitigar esse efeito, uma abordagem baseada no princípio de previsão de horizonte de dois passos foi utilizada para compensação de atrasos. Essa técnica, consiste em prever o comportamento do sistema durante dois passos futuros de amostragem, aplicando o novo estado de controle no início do próximo período de amostragem, em vez de aplicá-lo no intervalo atual. Isso ajuda a melhorar a precisão e reduzir os erros causados pelo atraso, proporcionando um controle mais estável e com menos distorções.

A compensação de atraso será explicada a seguir, abordando os seguintes pontos:

1. Iniciar o procedimento de medição e conversão analógico-digital (ADC), que captura as tensões $v_\alpha(k)$, $v_\beta(k)$ e $v_\gamma(k)$ das fases.
2. Enquanto o procedimento ADC está em execução, aplicar o estado de controle calculado no período de amostragem anterior, ou seja, as correntes das fases $i_{g\alpha}(k-1)$, $i_{g\beta}(k-1)$ e $i_{g\gamma}(k-1)$ são utilizadas para determinar as correntes $i_{g\alpha}(k)$, $i_{g\beta}(k)$ e $i_{g\gamma}(k)$.
3. Prever as tensões para o horizonte de previsão de um passo ($k+1$), com base nas medições atuais e nas correntes previstas. As tensões $v_{g\alpha}(k+1)$, $v_{g\beta}(k+1)$ e $v_{g\gamma}(k+1)$, assim como os erros $e_{g\alpha}(k+1)$, $e_{g\beta}(k+1)$ e $e_{g\gamma}(k+1)$, são utilizadas para encontrar as correntes $i_{g\alpha}(k+2)$, $i_{g\beta}(k+2)$ e $i_{g\gamma}(k+2)$, para o horizonte de dois passos, e são determinadas por meio de um modelo de previsão baseado nas equações dinâmicas do sistema. Esse modelo utiliza as medições anteriores e as variáveis previstas para calcular o comportamento futuro do sistema, obtendo:

$$i_{g\alpha\beta}(k+2) = \frac{Li_{g\alpha\beta}(k+1) + T_s[(v_{g\alpha\beta}(k+1) - e_{g\alpha\beta}(k+1))]}{RT_s + L} \quad (3.1)$$

$$i_{g\gamma}(k+2) = \frac{4Li_{g\gamma}(k+1) + T_s[(v_{g\gamma}(k+1) - e_{g\gamma}(k+1))]}{4RT_s + 4L} \quad (3.2)$$

4. Selecionar o melhor estado de controle de acordo com a seguinte função custo, que minimiza a diferença e as correntes previstas para o passo $k+2$:

$$g_1 = \sum_{n=\alpha\beta\gamma} (i_{gn}^*[k+2] - i_{gn}[k+2])^2 \quad (3.3)$$

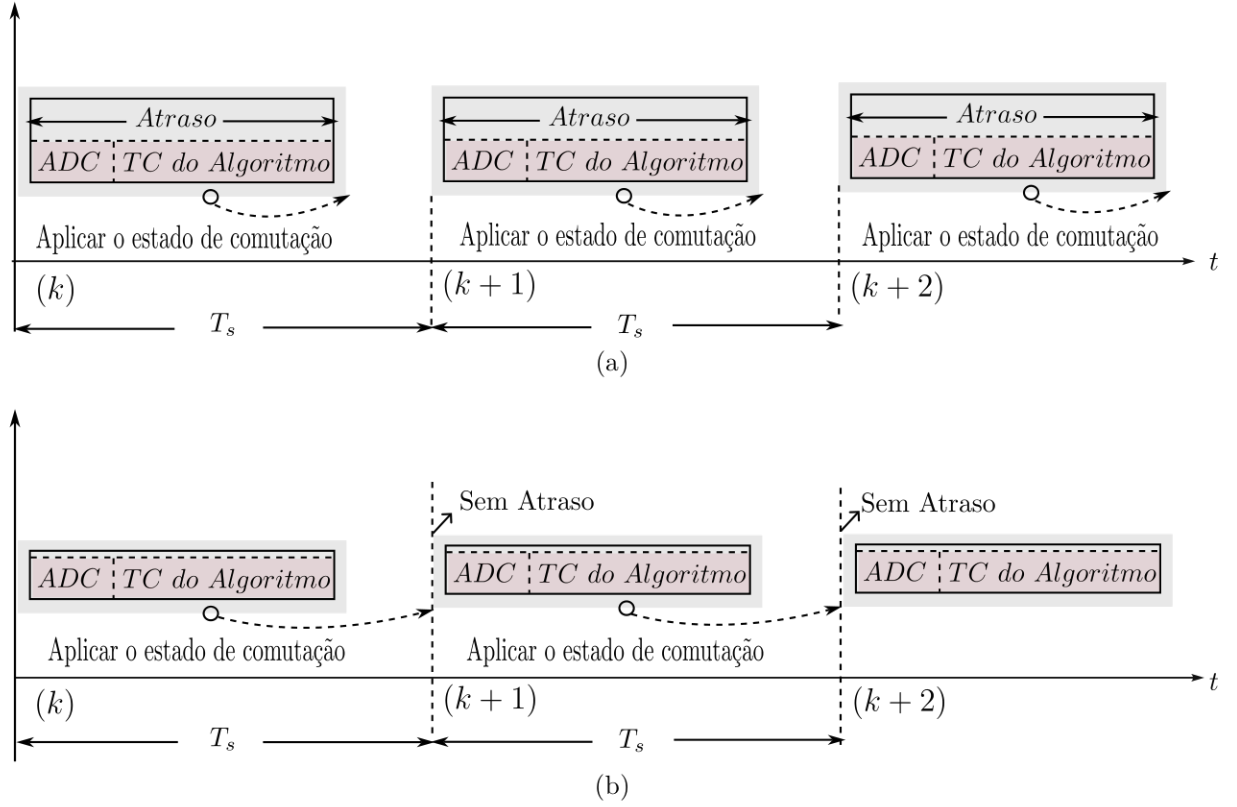
A implementação desse método permite que o controlador preveja e compense os atrasos associados ao processo de medição e cálculo.

Na Figura 9(a) é ilustrado o efeito do atraso no processo de controle do conversor, que ocorre entre o início da medição do sinal e o momento em que o novo estado de controle é efetivamente aplicado. Esse atraso gera uma defasagem significativa, o que resulta em distorções harmônicas elevadas nos sinais controlados. Essencialmente, enquanto os sinais de medição estão sendo processados e convertidos, o novo estado de controle, calculado anteriormente, não pode ser aplicado imediatamente, o que pode comprometer o desempenho do sistema e a qualidade da energia gerada.

Para mitigar esse efeito negativo, na Figura 9(b) é ilustrada a compensação do atraso com o princípio do horizonte de predição de duas etapas ($k+2$). Nesta abordagem, o novo estado de controle não é aplicado no intervalo atual, mas sim no início do próximo período de amostragem. Isso é possível porque, antes de aplicar o controle, o sistema realiza

uma previsão da tensão de carga para dois passos à frente, ou seja, para $k + 2$. Assim, ao prever a evolução futura do sistema, o estado de chaveamento adequado é escolhido para o próximo ciclo de amostragem, minimizando as distorções causadas pelo atraso na medição e aplicação do controle.

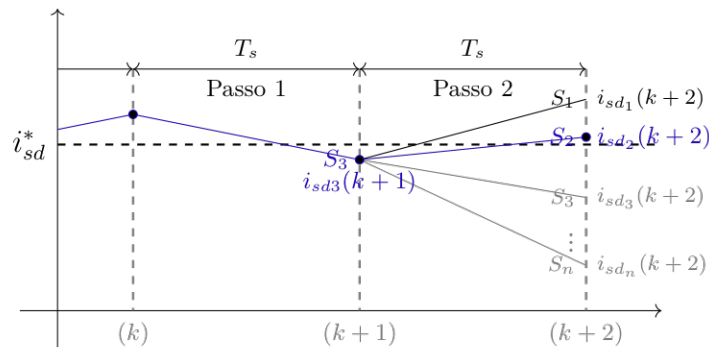
Figura 9 – Comportamento do sistema FCS-MPC ao longo do período de amostragem: (a) Horizonte de previsão de uma etapa e (b) Horizonte de previsão de duas etapas



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Na Figura 10 é demonstrado o funcionamento do FCS-MPC com a compensação de atrasos, detalhando o processo dividido em duas etapas para mitigar o impacto do atraso entre a medição do sinal e a aplicação do novo estado de controle.

Figura 10 – Funcionamento do FCS-MPC com compensação.



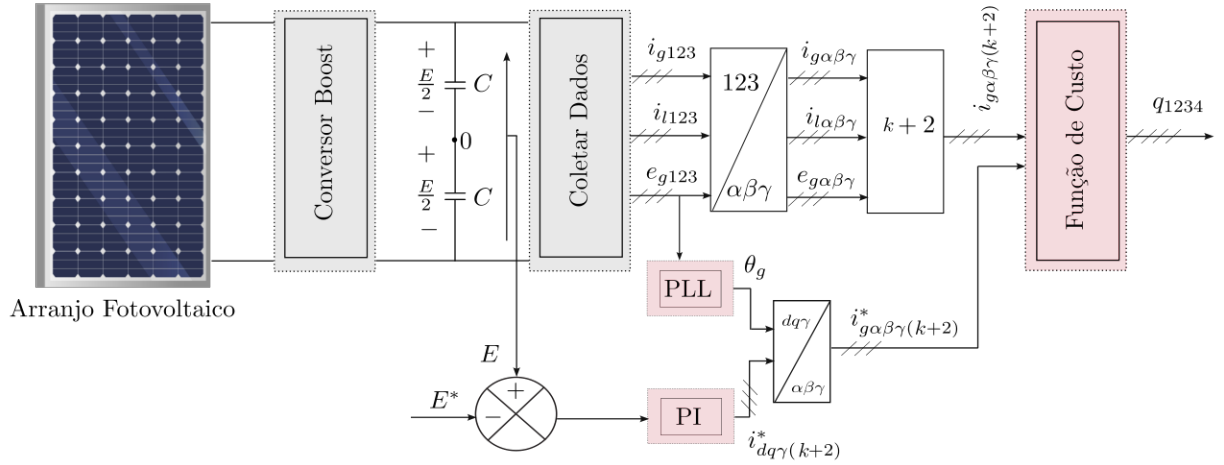
Fonte: Adaptado de (KOURO et al., 2009a), 2024.

Na primeira etapa, ao instante k , realiza-se a medição da variável e a predição da mesma para o instante $k+1$, com base no chaveamento que foi aplicado no período anterior. A predição de $i_{sd}(k+1)$ é única, sem múltiplas possibilidades, já que depende diretamente do chaveamento atual, sem considerar interações futuras. Isso significa que a previsão da corrente no próximo instante de amostragem, $k+1$, é determinada exclusivamente pela aplicação do chaveamento em k .

A segunda etapa envolve a predição da variável para o instante $k+2$. Utilizando a predição de $i_{sd}(k+1)$ calculada no passo anterior, realiza-se a predição de $i_{sd}(k+2)$ para todas as possíveis opções de chaveamento. Assim, existe um conjunto de n possibilidades de avaliação, que correspondem aos diferentes estados de controle $S_1, S_2, \dots, S_n$. Cada uma dessas opções resulta em uma predição distinta para a corrente $i_{sd_n}(k+2)$, permitindo uma comparação do desempenho do sistema para cada escolha de chaveamento no horizonte de previsão de duas etapas.

Na Figura 11, é ilustrada a estrutura do controle do inversor trifásico de quatro braços, com destaque para a interação entre o controle do barramento CC e o controle de corrente interno do sistema, que é realizado pelo MPC.

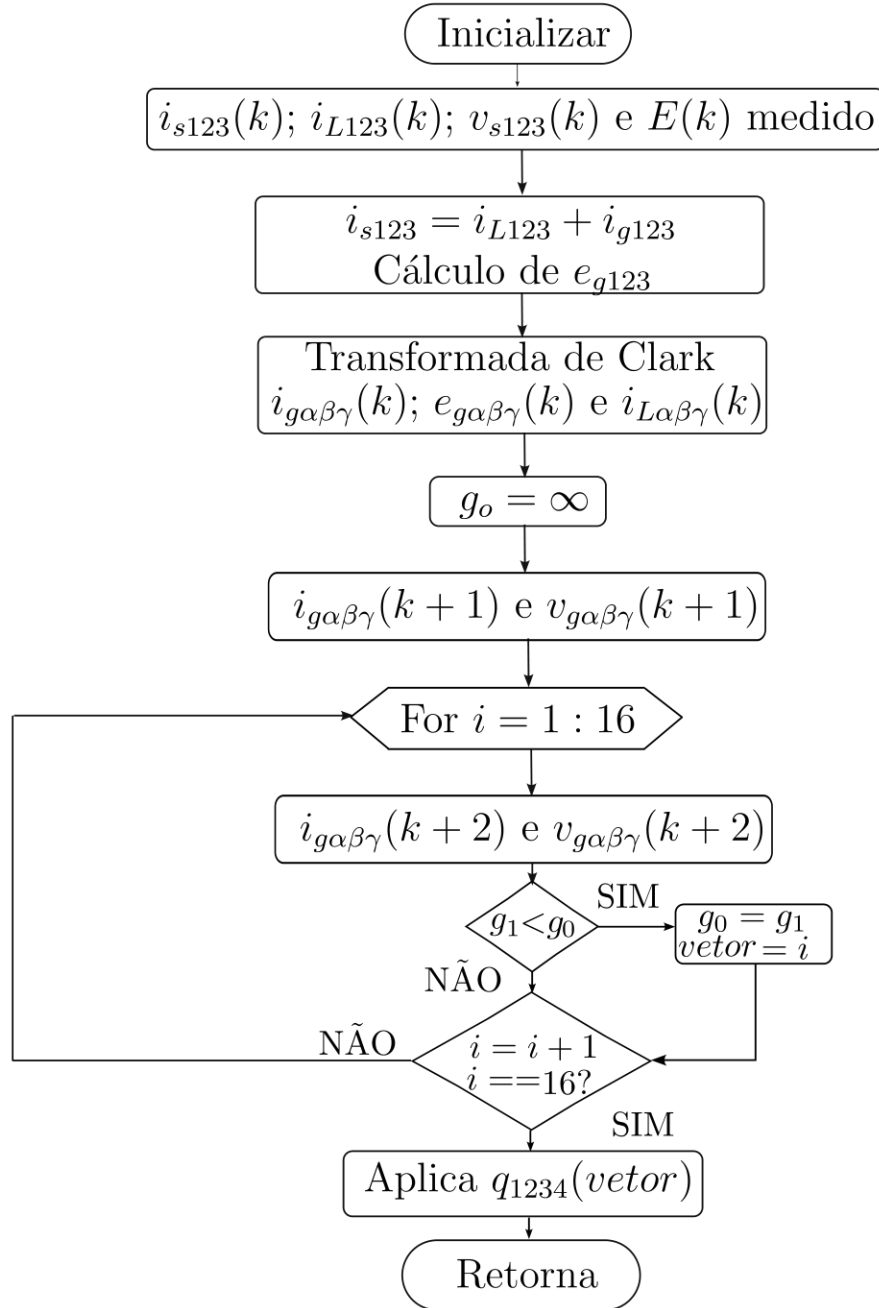
Figura 11 – Diagrama de controle do inversor trifásico de quatro braços.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Na Figura 12, é apresentado o fluxograma do controle do inversor utilizando a abordagem FCS-MPC. O processo se inicia com a medição das correntes $i_{s123}(k)$ e $i_{l123}(k)$, além da tensão no barramento $E(k)$. Em seguida, é realizada a avaliação das diferentes opções de controle, representadas pelos 16 vetores possíveis. Para cada vetor, é calculado o valor da função de custo g_1 . Caso o valor de g_1 não seja inferior a um limiar g_o , significa que o vetor em questão não é a melhor opção para o estado atual. Nesse caso, o fluxograma prossegue e verifica o próximo vetor de controle.

Figura 12 – Fluxograma de controle FCS-MPC.



Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

Esse processo de verificação continua até que todos os 16 vetores tenham sido avaliados. O vetor com o menor valor de g_1 (indicando o melhor desempenho) é selecionado como o estado de controle ideal para o período de amostragem atual. O vetor selecionado é então aplicado ao inversor, finalizando o ciclo de controle, e o processo se repete no próximo intervalo de amostragem.

3.2 CONTROLE DO BARRAMENTO CC

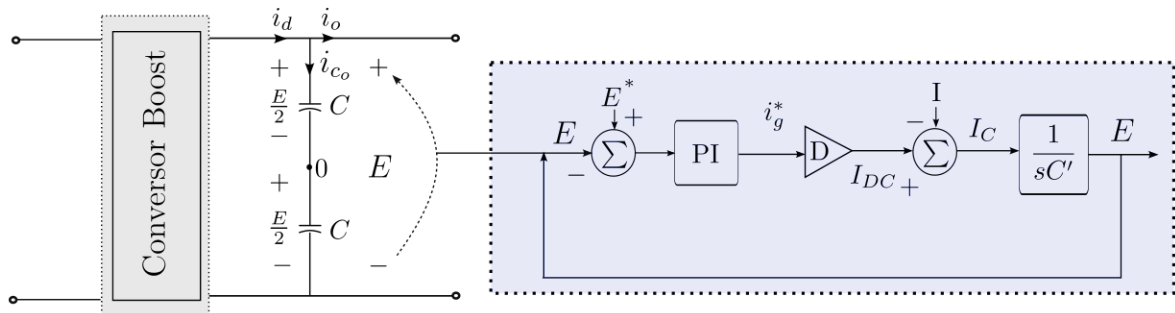
Nesta seção, será realizada a modelagem de dois tipos de controle para o barramento CC, com o objetivo de manter sua tensão dentro de valores desejados. O primeiro controle será baseado em um controlador PI convencional, que visa regular a tensão de barramento E a partir da diferença entre a tensão de referência E^* e a tensão medida E , utilizando os ganhos proporcional e integral para ajustar a tensão do capacitor. O segundo controle implementará a técnica de anti *wind-up*, que visa mitigar o problema de saturação do atuador e evitar o fenômeno de *wind-up* do termo integral, que ocorre quando o controlador continua acumulando erro mesmo após o atuador atingir seu limite máximo.

3.2.1 Controle PI de Tensão do Barramento CC

O controle PI de tensão do barramento CC é responsável por regular a tensão do barramento, mantendo-a próxima de um valor de referência E^* . O sistema em malha fechada que descreve o comportamento do barramento pode ser analisado a partir da equação de balanço de energia do barramento e das características do controlador PI.

Na Figura 13 é apresentado o diagrama do controle de tensão do barramento CC, onde o controlador PI ajusta a corrente de carga I_c com base na diferença entre a tensão medida E e a tensão de referência E^* . Esse ajuste permite que o sistema mantenha a tensão do barramento dentro dos limites desejados, garantindo que a operação do sistema seja estável e eficiente.

Figura 13 – Diagrama do controle do barramento.



Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

3.2.2 Modelo do Sistema em Malha Aberta

A dinâmica do barramento CC pode ser modelada como um sistema de integração, conforme pode ser observado no trabalho de Ali, Naouar e Monmasson (2020a)

A corrente i_c flui através do capacitor e altera a tensão E do barramento. A equação que descreve essa dinâmica no domínio do tempo é dada por:

$$E(t) = \frac{1}{C} \int I_C(t) dt \quad (3.4)$$

No domínio da frequência, a transformada de Laplace dessa equação resulta na seguinte relação:

$$E(s) = \frac{I_C(s)}{sC} \quad (3.5)$$

Onde:

- $E(s)$ é a transformada de Laplace da tensão no barramento.
- $I_C(s)$ é a transformada de Laplace da corrente I_C .
- C é a capacitância do barramento.

3.2.3 Modelo do Controlador PI

O controlador PI de tensão do barramento é descrito pela seguinte equação:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt \quad (3.6)$$

Onde:

- $u(t)$ é a saída do controlador, que é a corrente I_C^* .
- $e(t) = E^* - E(t)$ é o erro entre a referência E^* e a tensão $E(t)$.
- K_p e K_i são os ganhos proporcional e integral do controlador PI.

No domínio de Laplace, a equação do controlador PI se transforma em:

$$I_C^*(s) = K_p E^*(s) + K_i \frac{E^*(s)}{s} \quad (3.7)$$

Ou seja, a saída $I_C^*(s)$ do controlador é proporcional ao erro de tensão $E^*(s)$, com os termos proporcional (K_p) e integral (K_i).

3.2.4 Função de Transferência em Malha Fechada

A função de transferência em malha fechada $G_{Emf}(s)$ descreve a relação entre a referência $E^*(s)$ e a tensão real $E(s)$ quando há realimentação do erro de tensão. Ela é dada por:

$$G_{Emf}(s) = \frac{E(s)}{E^*(s)} = \frac{\frac{1}{sC} \cdot (K_p + \frac{K_i}{s})}{1 + \frac{1}{sC} \cdot (K_p + \frac{K_i}{s})} \quad (3.8)$$

Essa função de transferência descreve a dinâmica do sistema com a realimentação do erro de tensão aplicado ao controlador PI.

3.2.5 Forma Canônica de Segunda Ordem

Comparando a função de transferência em malha fechada da Equação (3.8) com a forma canônica de segunda ordem:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta_c\omega_n s + \omega_n^2} \quad (3.9)$$

Onde:

- ω_n é a frequência natural do sistema.
- ζ_c é o fator de amortecimento.

A função de transferência do sistema em malha fechada é um sistema de segunda ordem. Assim, ao comparar os denominadores das equações (3.8) e (3.9), podem ser deduzidos os parâmetros ω_n e ζ_c a partir dos ganhos do controlador PI.

3.2.6 Cálculo dos Ganhos do Controlador PI

Comparando as equações (3.8) e (3.9), podemos determinar os ganhos do controlador PI K_p e K_i em termos dos parâmetros do sistema de segunda ordem. Considerando que a relação entre a corrente do barramento e a tensão de referência no domínio de controle está associada ao ganho D , as equações para os ganhos do controlador PI são dadas por:

$$K_p = \frac{2C'\zeta_c\omega_c}{D} \quad (3.10)$$

$$K_i = \frac{C'\omega_c^2}{D} \quad (3.11)$$

Onde:

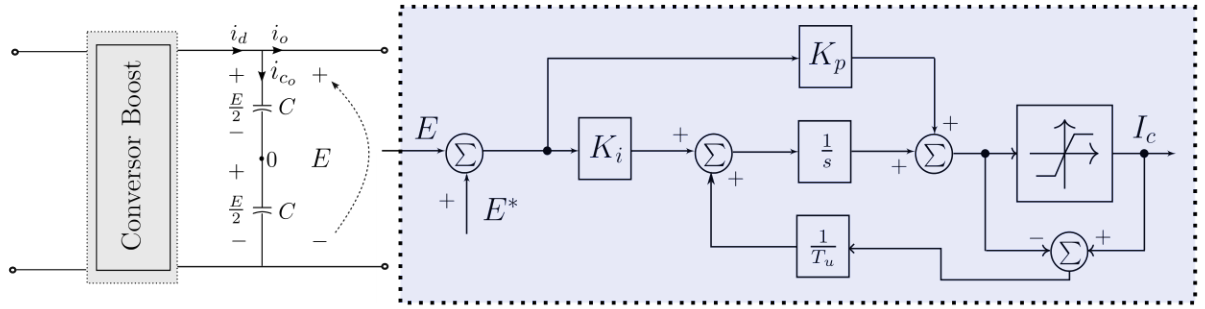
- $C' = \frac{C}{2}$ é a capacitância equivalente do barramento CC, como visto na seção anterior.
- ζ_c é o fator de amortecimento desejado, que controla a oscilação do sistema.
- ω_c é a frequência natural do sistema, que está relacionada com a rapidez da resposta.

3.2.7 Controle PI com Anti *Wind-Up*

Durante as simulações realizadas neste trabalho, foi observado que, no sistema proposto, o controlador PI convencional utilizou o erro de forma eficaz, porém, a tensão de barramento E demorou mais para se estabilizar em torno da referência E^* . Esse comportamento gerou um pico na curva de resposta inicial, embora o sistema eventualmente se estabilizasse dentro dos limites esperados.

Dessa forma, foi adotada a técnica de anti *wind-up*, proposta por Ouchen et al. (2017), para limitar o erro integral e prevenir que o controlador continue acumulando erro quando o sistema atinge um estado de saturação. O modelo do controlador PI com anti *Wind-Up* é apresentado na Figura 14.

Figura 14 – Diagrama do controle PI com Anti *Wind-Up*.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Quando o valor do sinal de controle atinge um limite máximo (ou mínimo), a parte integral do controlador é ajustada para evitar que continue acumulando erro. Esse processo de ajuste é implementado no código da seguinte maneira:

$$u(t) = K_p e(t) + K_i \int e(t) dt + \beta(u(t) - u_{\text{sat}}) \quad (3.12)$$

Onde:

- u_{sat} é o valor saturado do sinal de controle $u(t)$,
- β é um ganho de correção que determina a intensidade do efeito de *Anti Wind-Up*.

A ideia por trás dessa equação é que, quando o controlador atinge o limite de saturação, o termo de correção $\beta(u(t) - u_{\text{sat}})$ ajusta o erro integral para evitar que continue acumulando sem controle.

O termo de correção funciona da seguinte forma:

- Se $u(t)$ está dentro dos limites ($u_{\text{min}} \leq u(t) \leq u_{\text{max}}$), o controlador PI se comporta normalmente.

- Se $u(t)$ atinge o limite superior ($u(t) = u_{\max}$) ou inferior ($u(t) = u_{\min}$), o termo de correção atua para impedir que o erro integral continue aumentando.

3.2.8 Modelagem no Domínio de Laplace

No domínio de Laplace, a equação para o controlador PI com *Anti Wind-Up* pode ser representada como:

$$U(s) = K_p E(s) + \frac{K_i}{s} E(s) + \beta(U_{\text{sat}}(s) - U_{\text{sat,prev}}(s)) \quad (3.13)$$

Onde:

- $U_{\text{sat}}(s)$ é o sinal de controle saturado no domínio de Laplace,
- $U_{\text{sat,prev}}(s)$ é o valor de $U_{\text{sat}}(s)$ no ciclo anterior.

A equação de controle com *Anti Wind-Up* pode ser descrita como:

$$U(s) = \left(K_p + \frac{K_i}{s}\right) E(s) + \beta(U_{\text{sat}}(s) - U_{\text{sat,prev}}(s)) \quad (3.14)$$

3.2.9 Saturação e Limitação do Controle

Para garantir a saturação controlada e o efeito de *Anti Wind-Up*, o sinal do controle $u(t)$ é ajustado de acordo com a saturação do atuador. Ou seja, quando o valor de $u(t)$ ultrapassa os limites $u_{\min}$ ou $u_{\max}$, o erro integral é corrigido para evitar o acúmulo excessivo de erro.

3.3 TÉCNICAS DE RASTREAMENTO DO PONTO DE MÁXIMA POTÊNCIA (MPPT)

Entre as técnicas mais conhecidas de MPPT, se destacam o Método de Perturbação e Observação (P&O), o Método de Condutância Incremental (INC), e o Método de Corrente Constante. No entanto, o método P&O tem se destacado devido à sua simplicidade, eficiência e fácil implementação. Este método será o foco principal nesta seção, embora algumas comparações com outras técnicas possam ser feitas para fornecer uma visão geral.

Diversos estudos têm explorado essas técnicas, com destaque para trabalhos como o de Lee, Kim e Lee (2011), que compararam a eficiência do P&O com outras técnicas, e de Mussa, Srairi e Chikh (2013), que propuseram melhorias no P&O para aumentar sua robustez em ambientes com variações rápidas de irradiância. Além disso, o trabalho de Salim e Latif (2019) apresentou uma análise do desempenho do MPPT em sistemas fotovoltaicos com diferentes técnicas, destacando as vantagens do P&O em termos de simplicidade e aplicabilidade prática.

3.3.1 Método de Perturbação e Observação (P&O)

O P&O é uma das técnicas mais amplamente utilizadas para o rastreamento do ponto de máxima potência em sistemas fotovoltaicos devido à sua simplicidade e facilidade de implementação. A ideia básica do método P&O é perturbar a tensão de operação do sistema e observar a resposta da potência. Dependendo da direção da variação da potência, a tensão é ajustada para maximizar a potência.

No método P&O, a tensão de operação V dos módulos fotovoltaicos é periodicamente ajustada (perturbada). Se a variação na potência resultante (ΔP) for positiva, ou seja, a potência aumentou, a próxima perturbação será feita na mesma direção. Caso contrário, a direção da perturbação é invertida. Esse ciclo de perturbação e observação continua até que o ponto de máxima potência seja alcançado e mantido. Uma das principais vantagens desse método é sua simplicidade computacional, pois não requer o uso de sensores adicionais ou de cálculos complexos, tornando-o uma solução eficaz para sistemas fotovoltaicos com processadores de baixo custo.

Estudos como o de Khan, Shah e Sultana (2019) e Pereira, Silva e Fernandes (2017) demonstraram a eficácia do P&O em uma ampla gama de condições operacionais, incluindo variações rápidas de irradiância e temperatura. No entanto, uma das limitações do método P&O é o fenômeno de oscilação em torno do ponto de máxima potência, o que pode ser mais pronunciado em condições de mudanças rápidas de irradiância, como nuvens passando rapidamente sobre os painéis solares. Apesar disso, o P&O continua a ser uma das escolhas preferidas devido à sua robustez e simplicidade.

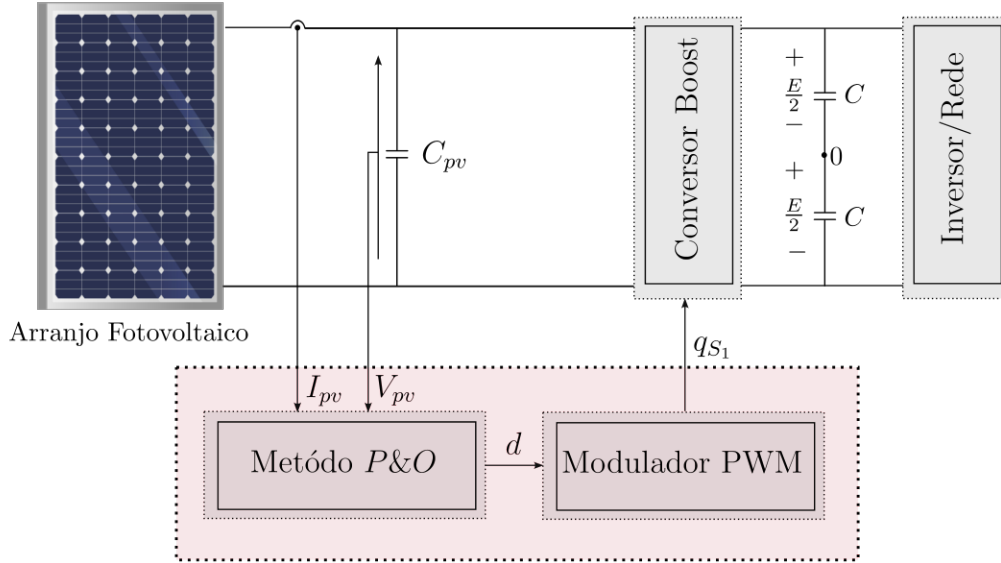
Embora o P&O não seja isento de limitações, ele se mantém como uma das abordagens mais eficazes para MPPT, sendo amplamente adotado em aplicações comerciais e industriais, como demonstrado por Ali, Naouar e Monmasson (2020b), que comparou o desempenho do P&O com outras técnicas em sistemas de geração de energia renovável.

O controle baseado no método de Perturbação e Observação (P&O), ilustrado na Figura 15 e na Figura 16, é apresentada a potência gerada, que é calculada utilizando a tensão aplicada e a corrente gerada pelo painel. Após cada perturbação, a potência gerada é comparada com a potência da iteração anterior.

O algoritmo inicia declarando as variáveis de entrada, que são a tensão fotovoltaica (V_{pv}) e a corrente i_{pv} provenientes dos módulos fotovoltaicos, possibilitando o cálculo da potência gerada $P(t)$. A seguir, é calculada a diferença entre a potência atual e a anterior (d_p) e entre as tensões atuais e anteriores (d_v). Se a diferença de potências for zero, o algoritmo é reiniciado. Caso contrário, a diferença de tensões é analisada para determinar a ação do controle.

- Se $d_p > 0$ e $d_v > 0$, a tensão de referência V^* será reduzida, pois o aumento da

Figura 15 – Diagrama do controle P&O.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

tensão causou uma redução na potência.

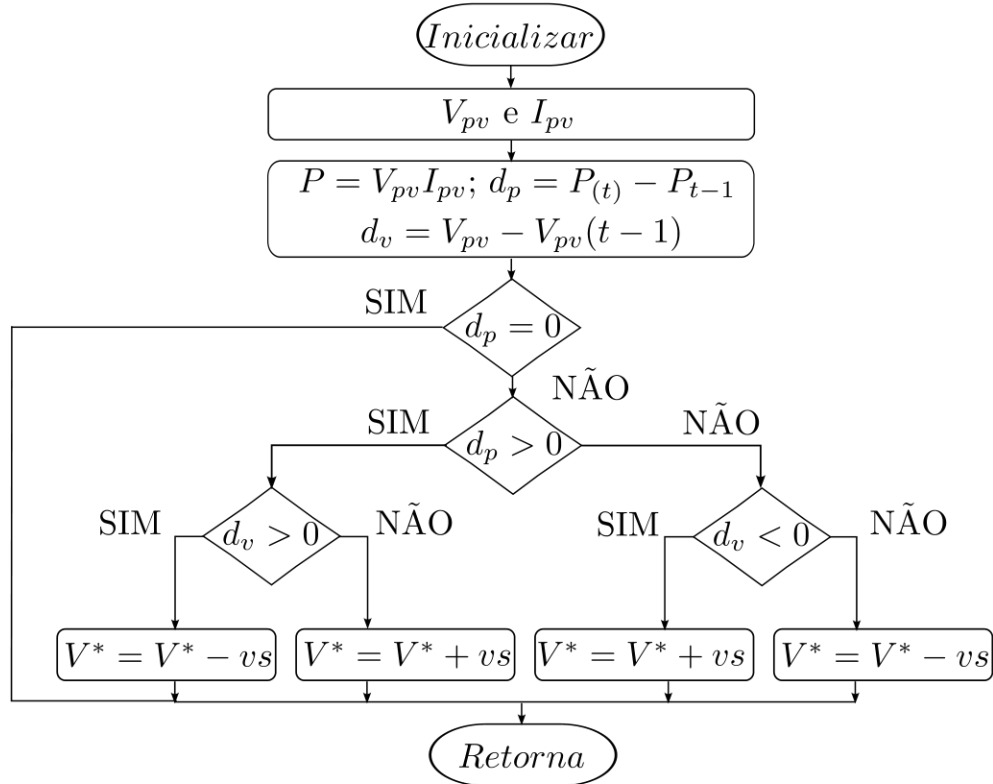
- Se $d_p > 0$ e $d_v < 0$, V^* será aumentada, pois o aumento da tensão levou a um aumento na potência.
- Se $d_p < 0$ e $d_v > 0$, V^* será aumentada, pois a redução da potência indica que a variação da tensão foi na direção correta.
- Se $d_p < 0$ e $d_v < 0$, V^* será reduzida, já que a diminuição da potência sugere que a variação da tensão foi excessiva e precisa ser corrigida.

3.3.2 Controle Preditivo de Modelo de Conjunto Finito (FCS-MPC) em MPPT

O controle preditivo de modelo aplicado ao MPPT utiliza uma abordagem baseada em previsão do comportamento do sistema, permitindo ajustar as ações do controle para otimizar a operação do sistema fotovoltaico. O modelo preditivo é realizado considerando dois estados de chaveamento para o interruptor S_1 , sendo estes 0 (desligado) ou 1 (ligado), e assume-se o diodo ideal para o circuito do conversor *boost*.

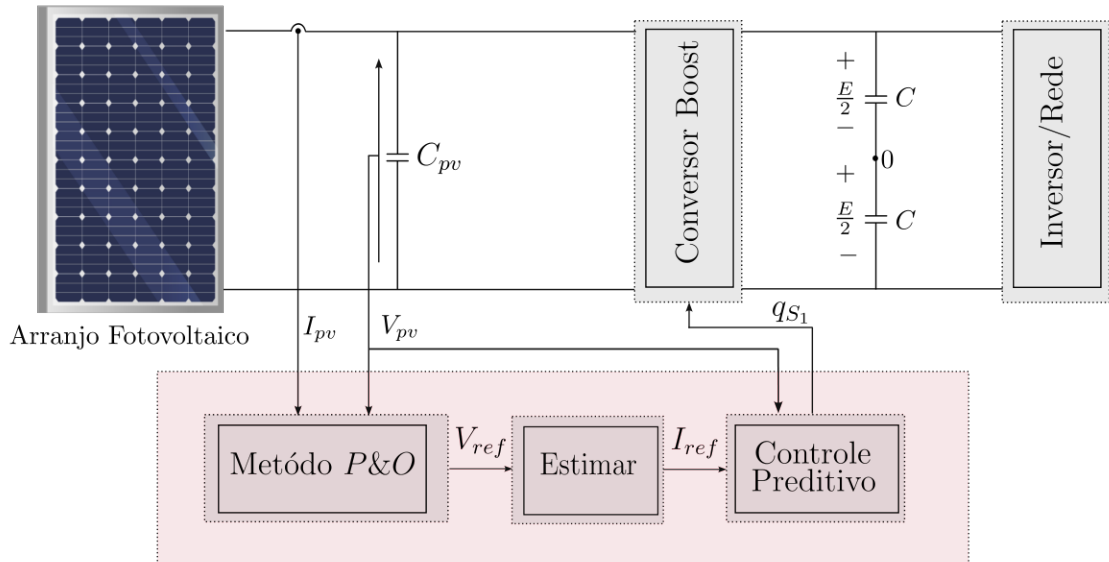
A Figura 17 apresenta o diagrama do controle preditivo para MPPT, onde o controle é dividido em duas malhas: uma malha externa do controle de tensão e uma malha interna do controle de corrente. A malha externa funciona como um regulador de tensão, gerando a referência de tensão utilizando o método de P&O. A partir dessa referência de tensão, o controle preditivo estima a corrente de referência necessária para o indutor e determina o valor aplicado à chave do controle.

Figura 16 – Fluxograma do controle P&O.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Figura 17 – Controle preditivo MPPT.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

A malha externa do controle é responsável por prever a corrente do indutor $i_L(k+1)$, que será usada como referência para o controlador preditivo. Para isso, utiliza-se a soma das correntes no nó do capacitor do conversor *boost*, como mostrado nas Equações (3.15) e

(3.16):

$$i_{Lb} = i_{pv} - i_C \quad (3.15)$$

$$i_C = C_{pv} \frac{dv_{pv}}{dt} \quad (3.16)$$

Onde, i_{Lb} é a corrente do indutor, que é calculada com base na diferença entre a corrente gerada pelo painel fotovoltaico i_{pv} e a corrente do capacitor i_C . A corrente do capacitor i_C é calculada utilizando a capacitância C_{pv} e a variação da tensão v_{pv} no tempo dt .

A derivada da tensão v_{pv} é obtida discretizando a equação de uma forma aproximada utilizando o método de Euler, como mostrado na Equação (3.17):

$$\frac{dv_{pv}}{dt} = \frac{i_{pv} - i_{Lb}}{C_{pv}} \quad (3.17)$$

A corrente do indutor prevista no próximo instante $k + 1$ pode ser calculada utilizando a Equação (3.18):

$$i_{Lb} = i_{pv} - \frac{(v_{pv}(k+1) - v_{pv}(k))C_{pv}}{T_s} \quad (3.18)$$

Onde T_s é o período de amostragem. A equação (3.18) determina a corrente do indutor com base na tensão v_{pv} no instante atual k e no próximo instante $k + 1$.

Para as diferentes condições de chaveamento, têm as seguintes equações para o caso de chave aberta e chave fechada:

- Chave Aberta: Para o estado de chave aberta (desligado), a corrente do indutor no próximo instante $k + 1$ é dada por:

$$i_{Lb}(k+1) = \frac{(V_{in} - E)T_s + (i_{pv}(k) + L)}{L + (T_s R)} \quad (3.19)$$

Onde V_{in} é a tensão de entrada do conversor e R é a resistência do indutor.

- Chave Fechada: Para o estado de chave fechada (ligado), a corrente do indutor no próximo instante $k + 1$ é dada por:

$$i_{Lb}(k+1) = \frac{(V_{in})T_s + (i_{pv}(k) + L)}{L + (T_s R)} \quad (3.20)$$

A Equação (3.20) mostra como a corrente do indutor é calculada para os dois estados de chaveamento, considerando os parâmetros do conversor.

3.4 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram realizadas duas abordagens do controle aplicadas ao MPPT em sistemas fotovoltaicos. Inicialmente, a Modelagem Matemática foi apresentada, discutindo a dinâmica do sistema e a compensação de atrasos, aspectos cruciais para o desempenho eficiente do MPPT. Em seguida, foi detalhada a Estrutura do Controle, destacando como as diferentes técnicas de controle podem ser aplicadas para otimizar a operação do sistema fotovoltaico.

Foram explorados dois tipos de controladores PI: o Controle PI de Tensão do Barramento CC, que oferece uma solução robusta para a regulação da tensão do barramento, e o Controle PI com Anti *Wind-Up*, que introduz um mecanismo de prevenção de saturação para melhorar a resposta dinâmica do sistema e evitar os efeitos indesejáveis de acúmulo excessivo de erro.

Além disso, o capítulo abordou as técnicas de MPPT, com ênfase no P&O, amplamente utilizado por sua simplicidade e eficácia, e o FCS-MPC, que oferece uma abordagem mais sofisticada, levando em consideração as previsões de comportamento do sistema para otimizar a operação do conversor.

Em suma, este capítulo apresentou uma análise abrangente das técnicas de controle e MPPT, fornecendo uma base sólida para o desenvolvimento e otimização de sistemas fotovoltaicos em termos de eficiência energética e resposta dinâmica.

4 SEMICONDUTORES DE POTÊNCIA E FIGURAS DE MÉRITO

Neste capítulo, serão discutidos os semicondutores de potência e as Figuras de Mérito (FM) associadas a diferentes tecnologias de chaves semicondutoras, com o objetivo de realizar uma análise das características operacionais de cada dispositivo, destacando seu desempenho em aplicações específicas de sistemas de eletrônica de potência, tais como retificadores e inversores.

De acordo com Baliga (2008) e Ravindranath e Kumar (2019), a relevância das FM dá-se à medida que cresce a demanda por dispositivos semicondutores mais eficientes. Com a crescente ênfase em soluções energéticas sustentáveis, como energia solar, a escolha do semicondutores adequados, fundamentada nas FM, é necessária para otimizar a eficácia geral do sistema.

4.1 CONCEITOS FUNDAMENTAIS SOBRE SEMICONDUTORES

Os semicondutores são materiais cuja condutividade elétrica está entre a dos condutores e dos isolantes, e sua capacidade de conduzir corrente elétrica pode ser significativamente influenciada por variações de temperatura, impurezas e campos elétricos externos (SZE, 2007). Essa característica torna os semicondutores fundamentais para a eletrônica moderna e para a geração de energia renovável, especialmente em dispositivos como as células solares, que convertem diretamente a energia luminosa em energia elétrica (GREEN, 2006).

4.1.1 Estrutura Atômica e Níveis de Energia

Em semicondutores, os elétrons ocupam bandas de energia bem definidas: a banda de valência, onde os elétrons estão ligados aos átomos, e a banda de condução, onde os elétrons podem se mover livremente e, assim, gerar corrente elétrica (STREETMAN; BANERJEE, 2016). A energia necessária para que os elétrons passem da banda de valência para a banda de condução é conhecida como largura da banda proibida (*bandgap*), uma propriedade fundamental que define a capacidade de um semicondutor de conduzir eletricidade. Materiais com *bandgap* estreito tendem a ser mais condutivos, pois menos energia é necessária para a transição dos elétrons entre as bandas (KITTEL, 2005).

Materiais semicondutores comumente utilizados, como o silício (Si) e o arseneto de gálio (GaAs), possuem larguras de banda específicas (1,1 eV para Si e 1,42 eV para GaAs) que permitem controlar a condutividade elétrica em função da temperatura e da dopagem, sendo ideais para a criação de dispositivos eletrônicos e fotovoltaicos eficientes (STREETMAN; BANERJEE, 2016; SZE, 2007).

4.1.2 Dopagem e Tipos de Semicondutores

A dopagem é o processo de introdução de átomos específicos em um semicondutor para modificar sua condutividade elétrica, sendo crucial para o funcionamento de dispositivos semicondutores. Esse processo gera dois tipos principais de semicondutores, classificados conforme a natureza dos átomos dopantes:

- **Tipo-n:** Obtido ao dopar o semicondutor com elementos que possuem elétrons extras na camada de valência, como o fósforo (P) no silício. Isso cria excesso de elétrons livres no material, que atuam como portadores de carga majoritários (PIERRET, 1996a).
- **Tipo-p:** Formado pela introdução de átomos que possuem menos elétrons, como o boro (B) no silício, gerando "lacunas" na estrutura do material. Essas lacunas agem como cargas positivas móveis, essenciais para o transporte de carga (SZE, 2007).

Os semicondutores tipo-n e tipo-p são utilizados para formar *junções p-n*, um componente essencial nas células fotovoltaicas e em outros dispositivos eletrônicos, pois facilita a separação das cargas elétricas ao serem expostas a um campo elétrico ou à luz, permitindo a conversão eficiente de energia (GREEN, 2006; KITTEL, 2005).

4.1.3 Propriedades de Semicondutores para Aplicações Fotovoltaicas

A escolha do semicondutor para células solares depende de várias propriedades específicas, incluindo a eficiência na absorção da luz, a mobilidade dos portadores de carga, a estabilidade e a durabilidade. O silício é amplamente usado na indústria fotovoltaica devido à sua abundância, estabilidade e boa eficiência de conversão, sendo a base dos painéis solares comerciais (GREEN, 2006). No entanto, materiais alternativos como o arseneto de gálio (GaAs) e as perovskitas estão em desenvolvimento, visando aumentar a eficiência de conversão e reduzir custos de produção (PARK et al., 2016), são eles:

Silício Cristalino: Com *bandgap* de 1,1 eV, o silício é ideal para absorver uma ampla faixa do espectro solar. Sua alta eficiência de conversão e durabilidade tornam-o adequado para uso em larga escala (GREEN, 2012).

Arseneto de Gálio (GaAs): Possui um *bandgap* de 1,42 eV, o que o torna mais eficiente em algumas aplicações específicas. Seu custo elevado limita seu uso a aplicações de alta eficiência, como painéis solares para satélites (SZE, 2007).

Perovskitas: Representam uma tecnologia emergente com promissor potencial de alta eficiência e custo reduzido. Entretanto, apresentam desafios em relação à estabilidade e à durabilidade, o que limita sua aplicação prática atualmente (PARK et al., 2016).

Essas propriedades fazem dos semicondutores uma escolha ideal para a geração fotovoltaica, uma vez que possibilitam a criação de dispositivos com eficiência elevada e adaptação às diferentes condições ambientais e demandas energéticas.

4.2 FIGURAS DE MÉRITO

As chaves de potência, como transistores de efeito de campo, do inglês *Field-Effect Transistors* (FETs), e os IGBTs são componentes essenciais em sistemas de conversão de energia elétrica. Suas perdas, que incluem perdas de condução, comutação e perdas de *gate*, desempenham um papel crítico na eficiência global dos conversores, sendo assim, a análise dessas perdas é fundamental para o projeto e a operação eficiente de sistemas de potência.

O IGBT desempenha um papel fundamental em sistemas de controle e modulação de potência, sendo o principal semiconductor responsável pela interface de energia entre o conversor e a carga. Sua compreensão detalhada é essencial não apenas para a identificação de falhas, mas também para o desenvolvimento de soluções avançadas em eletrônica de potência, garantindo maior eficiência e confiabilidade nos sistemas.

Esse dispositivo é controlado através da aplicação de uma tensão V_{GE} entre os terminais de *gate* e emissor. Quando essa tensão supera o limiar $V_{GE(th)}$, o dispositivo entra em condução, permitindo que uma corrente significativa flua entre coletor e emissor. Esse comportamento é governado pelo efeito de campo na camada de porta e pela modulação de carga, uma vez que o IGBT utiliza uma estrutura de canal semelhante ao MOSFET para controle e uma junção bipolar para condução de corrente. Essa configuração híbrida permite ao IGBT comutar mais rapidamente do que um TJB tradicional e suportar correntes mais elevadas do que um MOSFET típico, proporcionando alta densidade de potência e eficiência em aplicações de comutação rápida e controle de motores (HART, 2010; MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

No entanto, é importante destacar que as características de comutação do IGBT e sua resposta a diferentes níveis de tensão e corrente dependem de fatores como o tipo de encapsulamento, o layout da célula e o gerenciamento térmico. Essas variáveis tornam o IGBT ideal para aplicações onde a confiabilidade e a estabilidade térmica são críticas, como em sistemas de acionamento de motores industriais, inversores para energias renováveis e controle de tração em veículos elétricos. Estudos recentes têm explorado tecnologias de semicondutores de banda larga, como o carboneto de silício (SiC) e o nitreto de gálio (GaN), que prometem aumentar ainda mais o desempenho dos IGBTs em frequências mais elevadas e com menores perdas de comutação (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003).

4.2.1 Perdas Durante a Comutação

As perdas associadas à comutação em IGBTs são fatores determinantes na eficiência e desempenho de dispositivos de potência. Essas perdas ocorrem durante os processos de ligar e desligar o dispositivo e são fortemente influenciadas pelas capacitâncias parasitas e pelos tempos de resposta de comutação.

A eficiência de comutação refere-se à habilidade do dispositivo de mudar entre estados de condução e bloqueio com perdas mínimas de energia. Uma alta eficiência de comutação é vital em aplicações que operam em altas frequências, como conversores de potência e inversores, pois em sistemas de alta frequência, o dispositivo de comutação alterna rapidamente entre os estados de condução e bloqueio. Essa rápida comutação pode gerar perdas significativas em cada transição devido à resistência parasítica e ao tempo necessário para mudar de estado, resultando em aumento de temperatura e dissipação de energia.

Dispositivos que apresentam uma eficiência de comutação superior são capazes de minimizar as perdas durante as transições, resultando em um desempenho aprimorado e uma maior confiabilidade do sistema. A importância dessa FM é destacada por Baliga (2008), que aponta que a eficiência de comutação se torna especialmente crítica em aplicações de alta frequência, onde as perdas podem acumular-se rapidamente.

Quando um sinal de controle é aplicado ao *gate* do IGBT, a tensão de *gate* (V_G) aumenta progressivamente até atingir a tensão de limiar (V_{th}). Nesse intervalo inicial, a corrente de coletor (I_C) permanece nula. À medida que V_G supera V_{th} , a corrente de coletor começa a fluir, enquanto a tensão coletor-emissor (V_{CE}) diminui de seu valor máximo, que corresponde à tensão de alimentação do circuito. Este processo é caracterizado por um rápido aumento da corrente, que pode resultar em um pico devido à recuperação reversa do diodo integrado ao circuito (BAZZO; ALMEIDA, 2010).

No momento em que o IGBT é desligado, a corrente de coletor I_C começa a declinar, enquanto V_{CE} se eleva até atingir um nível máximo. O tempo que leva para a corrente decair completamente pode ser prolongado pela presença de uma corrente residual, que geralmente diminui mais lentamente em comparação com a corrente principal, complicando o gerenciamento térmico do dispositivo.

As perdas de comutação podem ser divididas em três categorias: perdas de ligamento (*turn-on*), perdas de desligamento (*turn-off*) e perdas associadas à recuperação reversa do diodo. Cada tipo de perda pode ser calculado utilizando dados específicos do fabricante, que fornecem informações sobre a energia dissipada em cada fase do processo de comutação.

A perda de energia durante o processo de comutação quando o IGBT é ligado (do estado bloqueado para o estado condutor) é dada pela seguinte equação:

$$P_{\text{turn-on}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{\text{on}}(I_{\text{load}}(\theta)) d\theta \quad (4.1)$$

Onde:

- $P_{\text{turn-on}}$ é a perda de energia durante o processo de comutação *turn-on*.
- $E_{\text{on}}(I_{\text{load}}(\theta))$ é a energia dissipada durante o processo de comutação *turn-on* em função da corrente de carga $I_{\text{load}}(\theta)$ e do ângulo de comutação θ .

A perda de energia associada à recuperação após o processo de desligamento do IGBT, quando há liberação de energia acumulada nas capacitâncias parasitas e na corrente reversa, é dada pela equação:

$$P_{\text{turn-off}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{\text{off}}(I_{\text{load}}(\theta)) d\theta \quad (4.2)$$

Onde:

- $P_{\text{turn-off}}$ é a perda de energia durante o processo de comutação *turn-off*.
- $E_{\text{off}}(I_{\text{load}}(\theta))$ é a energia dissipada durante o processo de comutação *turn-off* em função da corrente de carga $I_{\text{load}}(\theta)$ e do ângulo de comutação θ .

A perda de energia associada à recuperação após o processo de desligamento do IGBT, quando há liberação de energia acumulada nas capacitâncias parasitas e na corrente reversa, é dada pela equação:

$$P_{\text{rec}} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} E_{\text{rec}}(I_{\text{load}}(\theta)) d\theta \quad (4.3)$$

Onde:

- P_{rec} é a perda de energia devido ao processo de recuperação.
- $E_{\text{rec}}(I_{\text{load}}(\theta))$ é a energia dissipada durante o processo de recuperação em função da corrente de carga $I_{\text{load}}(\theta)$ e do ângulo de comutação θ .

Conforme as Equações (4.1), (4.2) e (4.3), as perdas totais associadas à comutação são então dadas pela soma das perdas em cada fase:

$$P_{\text{comut,total}} = P_{\text{turn-on}} + P_{\text{turn-off}} + P_{\text{rec}} \quad (4.4)$$

Pesquisas demonstram que dispositivos de SiC e GaN, devido à sua rápida capacidade de chaveamento, apresentam perdas de comutação menores em comparação com IGBTs tradicionais (DONCKER; AL., 2010).

4.2.2 Perdas de Condução

As perdas de condução são um elemento crítico a ser considerado na avaliação do desempenho de dispositivos semicondutores, especialmente em aplicações envolvendo IGBTs. Esses dispositivos apresentam perdas que ocorrem quando estão em estado de condução, resultando em uma tensão de queda entre o coletor e o emissor (V_{CE}). Essa tensão, multiplicada pela corrente instantânea que flui pelo coletor (I_C), gera uma dissipação de energia que se traduz em calor. A relação entre V_{CE} e I_C é fortemente influenciada pela temperatura de junção (T_j), o que é normalmente ilustrado em gráficos fornecidos pelos fabricantes, conforme evidenciado por Sartori et al. (2009).

Para modelar as características elétricas desses semicondutores, técnicas avançadas de regressão de curva são frequentemente utilizadas. Através da extração de dados de diversos pontos ao longo das curvas de desempenho, é possível criar funções matemáticas que representam com precisão o comportamento dos dispositivos em situações operacionais reais. O sentido da corrente de carga desempenha um papel fundamental na determinação das perdas: um fluxo positivo indica que o IGBT está em condução, enquanto um fluxo negativo sinaliza que o diodo está ativo.

As equações utilizadas para calcular as perdas de condução são expressas da seguinte forma:

$$P_{\text{cond},Q} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_{CE}(\theta) \cdot I_{\text{load}}(\theta) \cdot V_{\text{CMD SWX}}(\theta) d\theta \quad (4.5)$$

$$P_{\text{cond},D} = \frac{1}{2\pi} \int_0^{2\pi} V_F(\theta) \cdot I_{\text{load}}(\theta) \cdot V_{\text{CMD SWX}}(\theta) d\theta \quad (4.6)$$

Onde $V_{\text{CMD SWX}}$ representa o sinal de comando de cada interruptor. A soma das perdas de condução para um sistema é obtida pela seguinte relação:

$$P_{\text{cond,total}} = P_{\text{cond},Q} + P_{\text{cond},D} \quad (4.7)$$

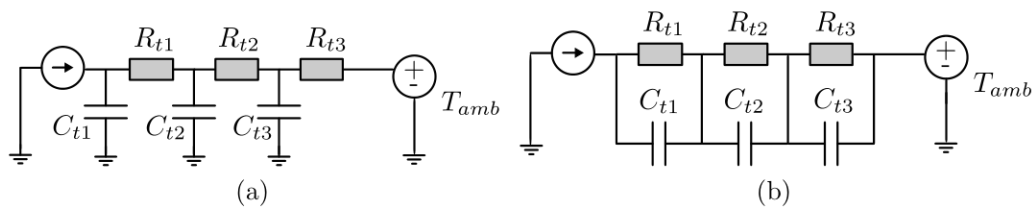
A minimização das perdas de condução é essencial para melhorar a eficiência geral dos sistemas eletrônicos de potência. Isso não apenas reduz a dissipação térmica, mas também diminui a necessidade de sistemas de resfriamento complicados e dispendiosos. Em comparação com os dispositivos convencionais de silício, os semicondutores de carbeto de silício (SiC) e nitreto de gálio (GaN) oferecem um desempenho superior, apresentando perdas de condução significativamente menores, o que os torna opções atraentes para aplicações que requerem alta eficiência e confiabilidade térmica (ABDALLAH; AL., 2020a; MA et al., 2018; ALAZEMI et al., 2021).

4.2.3 Estresse Térmico em Dispositivos Semicondutores

Conforme descrito por Vitorino (2019), as perdas de condução são diretamente relacionadas ao fluxo de corrente pelos dispositivos, resultando em dissipação de energia na forma de calor. Portanto, o fenômeno de perdas por efeito Joule se torna uma preocupação significativa, já que a conversão de energia elétrica em energia térmica requer atenção especial para evitar a degradação do desempenho do dispositivo. O gerenciamento da temperatura é fundamental para a confiabilidade e longevidade dos dispositivos semicondutores. Cada componente tem uma temperatura máxima de operação especificada, além de uma faixa ideal para funcionamento. Quando essas temperaturas são ultrapassadas, o risco de falhas aumenta exponencialmente, comprometendo a eficiência do sistema e a funcionalidade do componente (MASANA, 2001). De acordo com estudos, a operação em temperaturas elevadas pode levar à degradação de parâmetros elétricos e mecânicos (RAJABIMOGHADDAM; SHOKROLLAHI; RAHIMI, 2020).

A modelagem do comportamento térmico de dispositivos semicondutores é realizada através das redes de Cauer e Foster, que utilizam circuitos RC para representar a dinâmica térmica. A rede de Foster, ilustrada na Figura 18(a), é popular por sua simplicidade, mas pode não capturar com precisão o caminho do fluxo de calor devido às capacitâncias entre os nós. Em contraste, a rede de Cauer, mostrada na Figura 18(b), oferece uma representação mais precisa ao conectar diretamente as capacitâncias à referência, permitindo um fluxo unidirecional de corrente térmica (ABDALLAH; AL., 2020b). Os parâmetros térmicos, como R_{t1} , R_{t2} , R_{t3} e C_{t1} , C_{t2} , C_{t3} , podem ser obtidos a partir da resposta térmica transitória do dispositivo a uma excitação conhecida.

Figura 18 – Modelagem do circuito térmico. (a) Rede de Cauer. (b) Rede de Foster.



Fonte: Adaptado de (LEITE, 2024).

Apesar de ambas as redes serem equivalentes funcionalmente, a rede de Foster é frequentemente preferida em folhas de dados para estimativas de resistência e capacitância, sendo os parâmetros térmicos obtidos a partir da resposta térmica transitória do dispositivo.

4.2.4 Estresse de Tensão em Dispositivos Semicondutores

O estresse de tensão é uma das principais preocupações no projeto e operação de dispositivos semicondutores, particularmente em ambientes que exigem alta confiabilidade e desempenho. Esse estresse se refere à tensão máxima que um dispositivo pode suportar

sem falhas significativas em suas características elétricas. O limite de tensão é influenciado por diversos fatores, incluindo a qualidade dos materiais semicondutores, o tipo de dopagem e a arquitetura do dispositivo (HUNG; BIANCHI; HSIEH, 2012).

Uma das consequências de operar além dos limites de tensão especificados é a degradação dos materiais semicondutores, que pode resultar em falhas irreversíveis. Esses fenômenos incluem a ruptura dielétrica e a formação de canais de falha, que podem comprometer gravemente a integridade do dispositivo (PIERRET, 1996b). Portanto, é vital que os projetistas entendam as especificações de tensão fornecidas pelos fabricantes e implementem estratégias eficazes para garantir que os dispositivos operem dentro de suas capacidades seguras (BALIGA, 1995).

Além da tensão de ruptura, é importante considerar a tensão de operação contínua, que é a tensão máxima recomendada para uso normal. A superação dessa tensão não apenas compromete o funcionamento do dispositivo, mas também pode causar uma série de problemas térmicos, uma vez que o aumento da tensão leva a um maior aquecimento, acelerando o processo de degradação (GONZÁLEZ; VEGA; CASTAÑO, 2019).

Estratégias de mitigação do estresse de tensão incluem o uso de dispositivos de proteção, como diodos Zener e varistores, que atuam como barreiras para picos de tensão. Adicionalmente, a implementação de técnicas de controle de tensão em tempo real pode ajudar a manter os níveis de operação dentro de limites seguros (NOGUEIRA; OLIVEIRA; LIMA, 2020).

A análise de estresse de tensão é particularmente crítica em aplicações de alta potência, como conversores de frequência e sistemas de energia renovável, onde a confiabilidade dos dispositivos é essencial. Em tais cenários, a escolha do material e a configuração do circuito devem ser cuidadosamente consideradas para garantir que os dispositivos não apenas atendam às exigências de desempenho, mas também ofereçam uma margem de segurança em relação aos limites de tensão (LUO; LI; CHEN, 2021).

4.2.5 Comparação entre Diferentes Tecnologias de Dispositivos

A escolha entre diferentes tecnologias de dispositivos, como Si, SiC e GaN, tem um impacto substancial nas perdas de chaveamento. Dispositivos de SiC e GaN apresentam características de chaveamento superiores, com menores perdas de condução e comutação, tornando-os ideais para aplicações em alta frequência e alta potência. Vários estudos demonstram essa vantagem, incluindo a análise comparativa de desempenho em conversores (ABDALLAH; AL., 2020b).

As perdas em chaves têm implicações diretas na eficiência e no desempenho térmico de sistemas de potência. A escolha do dispositivo correto e o gerenciamento eficiente das perdas são essenciais para garantir a confiabilidade e a eficiência do sistema. Estudos

recentes mostram que a otimização do design do sistema e a escolha de materiais adequados podem resultar em reduções significativas nas perdas totais, aumentando a eficiência energética dos sistemas (ALAZEMI; AL., 2021).

4.2.6 Distorção Harmônica Total (THD)

A distorção harmônica total, em inglês *Total Harmonic Distortion* (THD), é uma métrica amplamente utilizada para medir o grau de distorção de uma forma de onda em relação a uma senoidal pura. Em sistemas elétricos, a presença de harmônicas pode resultar em perdas de eficiência, aquecimento excessivo e degradação dos componentes.

O THD é especialmente relevante em conversores e inversores de potência, onde a qualidade do sinal de saída é crítica para a operação eficiente de cargas sensíveis (MOHAN; UNDELAND; ROBBINS, 2003), e matematicamente é definido por:

$$\text{THD} = \frac{\sqrt{\sum_{k=2}^n V_k^2}}{V_1} \times 100\% \quad (4.8)$$

Onde, o parâmetro n refere-se ao número total de harmônicas consideradas na análise; V_1 representa a amplitude da componente fundamental da forma de onda e V_k corresponde às amplitudes das componentes harmônicas para $k \geq 2$.

A THD quantifica a relação entre as componentes harmônicas e a componente fundamental, expressando a distorção como uma porcentagem da fundamental. Valores elevados de THD indicam uma maior distorção harmônica, o que pode afetar negativamente o desempenho e a durabilidade dos sistemas de energia (ABDALLAH; AL., 2020b).

4.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi explicada a importância das FM associadas aos semicondutores de potência, enfatizando sua importância na escolha de dispositivos para sistemas de conversão de energia. A análise de tecnologias como Si, SiC e GaN demonstrou que os materiais SiC e GaN oferecem vantagens em termos de menores perdas de chaveamento, tornando-os ideais para aplicações de alta potência e frequência. A gestão eficiente das perdas de chaveamento é importante para melhorar a eficiência e o desempenho térmico dos sistemas, como mostrado em estudos recentes.

A escolha do semicondutor adequado, fundamentada nas FM, é essencial para otimizar a eficiência e a confiabilidade dos sistemas de eletrônica de potência, especialmente em soluções energéticas sustentáveis, como a energia solar.

5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

No presente capítulo, são apresentados os resultados obtidos por meio de simulações realizados tanto no conversor *boost* quanto no inversor trifásico de quatro braços. As simulações conduzidas no *software* PSIM® possibilitam uma avaliação precisa do comportamento do sistema em condições controladas, permitindo verificar o desempenho das estratégias de controle aplicadas.

Os resultados apresentados possibilitam uma análise comparativa das técnicas de MPPT aplicadas ao sistema em estudo, além da avaliação do comportamento dinâmico do inversor com a implementação do controle FCS-MPC e da análise das perdas nos dispositivos semicondutores MOSFET, SiC e GaN. Para isso, os seguintes aspectos serão investigados:

1. **Comparação de Técnicas de MPPT** – Análise detalhada do desempenho de diferentes algoritmos de rastreamento do ponto de máxima potência, considerando eficiência, tempo de convergência e resposta a variações ambientais.
2. **Comportamento do Conversor de Quatro Braços** – Avaliação do funcionamento do conversor em distintos pontos de operação, com ênfase na estabilidade, dinâmica de controle e resposta a variações de carga.
3. **Perdas nos Semicondutores MOSFET, SiC e GaN** – Quantificação das perdas associadas aos processos de chaveamento e condução, aspecto fundamental para a otimização da eficiência energética do sistema.
4. **Distorção Harmônica Total (THD)** – Avaliação da qualidade da tensão de saída do conversor, evidenciando a baixa distorção harmônica resultante da aplicação do controle FCS-MPC.

A análise desses aspectos permitirá avaliar o desempenho das estratégias adotadas, identificando suas principais características e implicações técnicas. Nos tópicos seguintes, esses resultados serão explorados em detalhe, fornecendo uma visão abrangente sobre a eficiência, robustez e impacto das metodologias empregadas na conversão de energia.

5.1 DESCRIÇÃO DO MODELO DE SIMULAÇÃO

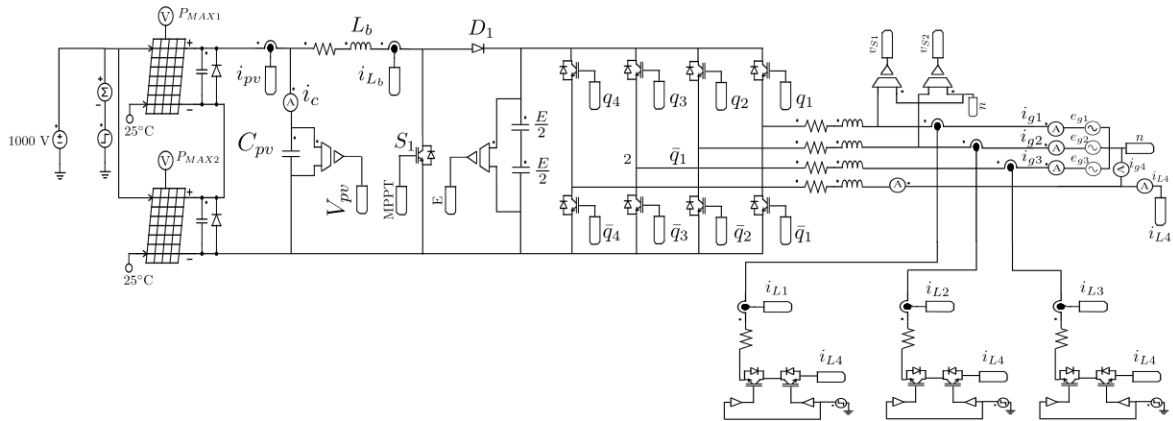
A modelagem e simulação do sistema foram realizadas no *software* PSIM®, amplamente utilizado para a análise de circuitos de eletrônica de potência e controle. O modelo desenvolvido permite avaliar o comportamento do arranjo fotovoltaico e do conversor em condições específicas de operação, considerando variações controladas da irradiância ao longo do tempo.

A simulação inclui os principais componentes do sistema, como fontes de energia, dispositivos semicondutores e elementos passivos, além dos sensores responsáveis pela aquisição das grandezas elétricas. Os algoritmos de controle foram implementados em linguagem C dentro do PSIM®, permitindo a configuração dos parâmetros do sistema e a análise da resposta do controle a diferentes condições de entrada.

Para representar diferentes cenários operacionais, foram definidos dois níveis de irradiância: 1000 W/m^2 , caracterizando um dia ensolarado, e 500 W/m^2 , simulando uma condição de menor irradiância, comum em dias nublados ou durante transições de luminosidade. Essa abordagem possibilita a avaliação do desempenho do conversor *boost* e a resposta do sistema de controle a variações na geração de energia.

Na Figura 19, é ilustrado o modelo simulado, destacando a configuração do arranjo fotovoltaico e do conversor *boost*. Cada painel representa o equivalente a oito módulos fotovoltaicos conectados em série, formando uma *strings*. Estas são organizadas de modo que a tensão total seja a soma das tensões individuais dos módulos.

Figura 19 – Esquemático do circuito implementado.



Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

No sistema simulado, há duas strings conectadas em paralelo, totalizando 16 módulos fotovoltaicos. Considerando que cada módulo fotovoltaico possui uma potência máxima (P_{pv}) de 60 W, o sistema totaliza uma potência de 960 Wp (*Watts* pico), representando a capacidade máxima do arranjo sob condições ideais de irradiância e temperatura.

A Tabela 2 apresenta as especificações elétricas detalhadas do módulo fotovoltaico utilizado na simulação, fornecendo os parâmetros essenciais para a caracterização do comportamento do módulo sob diferentes condições operacionais. A seguir, descreve-se cada um dos parâmetros listados na Tabela 2:

- **Número de Células N_s :** O módulo fotovoltaico é composto por 36 células solares dispostas em série. Este parâmetro é fundamental, pois o número de células solares

afeta diretamente a tensão gerada pelo módulo, uma vez que as células em série aumentam a tensão, mantendo a corrente constante.

- **Potência Máxima P_{pv} :** A potência máxima que o módulo pode gerar sob condições ideais de operação é de 60 W. Este valor representa a máxima potência disponível no ponto de máxima potência, o qual é alcançado quando a tensão e corrente operacionais estão otimizadas para eficiência máxima.
- **Tensão na Máxima Potência V_{in} :** A tensão em que o módulo atinge sua potência máxima é de 17,1 V. Este valor é importante para determinar a configuração do sistema de energia fotovoltaica, pois a operação no ponto de máxima potência requer uma tensão específica que é otimizada para eficiência energética.
- **Corrente de Curto-Circuito I_{sc} :** A corrente de curto-circuito do módulo é de 3,8 A, que corresponde à corrente máxima gerada quando os terminais do módulo estão em curto-circuito (isto é, quando não há resistência externa conectada). Esse parâmetro é importante para caracterizar o desempenho do módulo em condições extremas e serve como um limite superior da corrente que o módulo pode gerar.
- **Tensão de Circuito Aberto V_{oc} :** A tensão de circuito aberto do módulo é de 21,1 V, que é a tensão medida quando os terminais do módulo estão abertos, ou seja, sem carga conectada. Este valor representa o potencial máximo de tensão que o módulo pode gerar sob condições de iluminação ideais.
- **Coeficiente de Temperatura da Tensão de Circuito Aberto $CoeffV_{oc}$:** O coeficiente de temperatura da tensão de circuito aberto é de $-0,38\%/^{\circ}\text{C}$, indicando que a tensão de circuito aberto do módulo diminui 0,38% para cada aumento de 1°C na temperatura ambiente. Esse parâmetro é essencial para modelar o impacto da variação térmica nas características elétricas do módulo, refletindo as condições reais de operação.
- **Coeficiente de Temperatura da Corrente de Curto-Circuito:** O coeficiente de temperatura da corrente de curto-circuito é de $0,0065\%/^{\circ}\text{C}$, o que implica que a corrente de curto-circuito aumenta 0,0065% para cada grau Celsius de aumento na temperatura ambiente. Este coeficiente descreve como a corrente do módulo se adapta às variações térmicas.
- **Intensidade Padrão da Luz S_o :** A intensidade de luz padrão adotada para testes é de 1000 W/m^2 , que é a intensidade solar considerada como referência para caracterizar o desempenho do módulo fotovoltaico em condições ideais de irradiação.
- **Temperatura Ideal T :** A temperatura ideal para a operação do módulo é de 25°C . Esta é a temperatura padrão sob a qual as especificações elétricas do módulo

fotovoltaico são determinadas, refletindo as condições de teste padrão para módulos solares.

Tabela 2 – Especificações Elétricas do Módulo Fotovoltaico.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Número de Células	N_s	36
Potência Máxima	P_{pv}	60 W
Tensão na Máxima Potência	V_{in}	17,1 V
Corrente de Curto-Circuito	I_{sc}	3,8 A
Tensão de Circuito Aberto	V_{oc}	21,1 V
Temperatura de Tensão de Circuito Aberto	$Coeff V_{oc}$	-0,38 %/°C
Temperatura de Corrente de Circuito Aberto	$Coeff I_{sc}$	0,0065 %/°C
Intensidade Padrão da Luz	S_o	1000 W/m ²
Temperatura Ideal	T	25°C

Na Tabela 3 são apresentadas as características elétricas do arranjo fotovoltaico, com potência máxima (P_{pv}) de 960 kWp, tensão na máxima potência (V_{in}) de 274,3 V e tensão de saída (V_o) de 400 V. Esses parâmetros foram selecionados para garantir a operação estável do sistema, mesmo sob variações de irradiância.

Com base nesses valores, os parâmetros do conversor *boost* foram definidos, abrangendo potência nominal, tensões de operação e frequência de comutação (f_{sb}), conforme apresentado na Tabela 3, assegurando a eficiência e estabilidade da conversão de energia. A partir dessas definições, os componentes do conversor foram selecionados conforme critérios de eficiência, estabilidade e perdas associadas, sendo suas características listadas na Tabela 4.

Tabela 3 – Parâmetros de Projeto do Conversor *Boost*.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência Máxima	P_{pv}	960 kWp
Tensão na Máxima Potência	V_{in}	274,3 V
Corrente de Curto-Circuito	I_{sc}	3,8 A
Tensão de Circuito Aberto	V_{oc}	337,6 V
Tensão de Saída	V_o	400 V

Para estabilizar a tensão do arranjo fotovoltaico e minimizar variações bruscas causadas por mudanças na irradiância ou na carga, foi utilizado um capacitor de saída do arranjo fotovoltaico (C_{pv}) de 100 μ F, proporcionando um equilíbrio entre filtragem de alta frequência e tempo de resposta adequado ao sistema.

O indutor do conversor (L_b) foi dimensionado com uma indutância de 5,8 mH e uma resistência série (R_L) de 0,1 Ω , garantindo a atenuação das oscilações de corrente e a minimização das perdas associadas.

Tabela 4 – Características dos Componentes do Conversor *Boost*.

Componente	Parâmetro	Valor
Indutor do Conversor Boost	Indutância (L_b)	5,8 mH
Indutor do Conversor Boost	Resistência em Série (R_L)	0,1 Ω
Capacitor de Entrada	Capacitância (C_{pv})	100 μ F
Capacitor de Saída	Capacitância (C)	2200 μ F
Frequência de Comutação	f_{sb}	10 kHz

No barramento CC, foram utilizados dois capacitores de 2200 μ F conectados em série, resultando em uma capacitância equivalente de 1100 μ F, com o objetivo de estabilizar a tensão e reduzir o *ripple*. O valor foi definido para limitar a variação da tensão dentro de níveis adequados ao funcionamento estável do inversor, garantindo um tempo de resposta adequado sem comprometer a dinâmica do sistema.

A fim de mitigar transientes excessivos na inicialização da simulação, a tensão inicial dos capacitores foi ajustada para 80 V. Essa configuração reduz picos de corrente no instante da energização, minimizando o estresse nos componentes e garantindo uma condição de operação segura desde o início da simulação.

A frequência de comutação do sistema (f_{sb}) foi definida em 10 kHz, estabelecendo um compromisso entre eficiência e desempenho dinâmico. Frequências mais altas poderiam melhorar a resposta do sistema, mas resultariam em perdas de chaveamento mais significativas, enquanto frequências muito baixas comprometeriam a qualidade da regulação da corrente.

A Tabela 5 apresenta as especificações do filtro de saída utilizado no sistema de conversão de energia. Os valores foram escolhidos com base em referências da literatura e na experiência prática, visando atender aos requisitos de atenuação das harmônicas da corrente e estabilidade do sistema.

Tabela 5 – Especificações do Filtro de Saída.

Componente	Parâmetro	Valor
Indutância	(l_f)	10 mH
Resistência em Série	(r_f)	0,1 Ω
Frequência Fundamental da Rede	f_m	60 Hz

5.2 ANÁLISE DA TENSÃO DO BARRAMENTO CC COM E SEM A APLICAÇÃO DE WIND UP

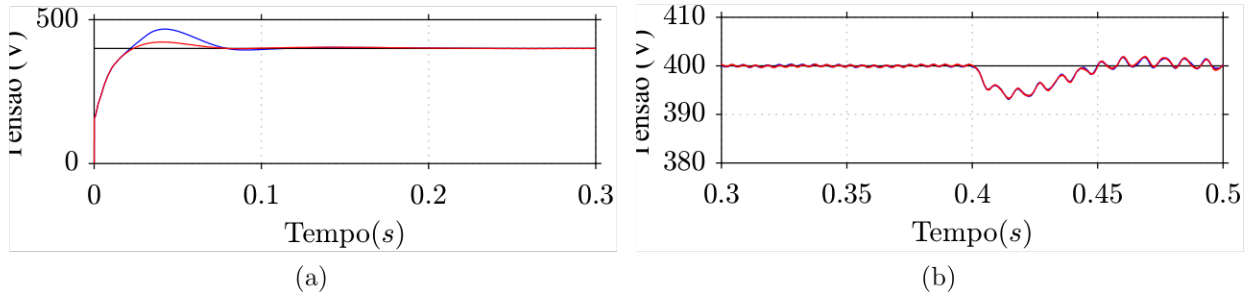
A resposta da tensão no barramento CC pode ser significativamente afetada por oscilações indesejadas, especialmente em cenários de variações bruscas de carga ou

mudanças nas condições de operação do conversor. Para mitigar esses efeitos, a técnica de *Wind Up* é empregada, visando aprimorar a estabilidade da tensão e reduzir picos excessivos.

A resposta da tensão do barramento CC com e sem a aplicação da técnica *Wind Up*, pode ser observada na Figura 20(a). O comportamento da curva de tensão sem a utilização desta técnica (curva azul), ocorre um pico mais acentuado no início do transitório, enquanto com sua aplicação (curva vermelha), há uma atenuação dessa variação inicial, reduzindo a sobre-elevação e contribuindo para uma estabilização mais rápida.

Já na Figura 20(b), que representa o comportamento do sistema após o instante $t = 4s$, quando a irradiância é reduzida para 500 W/m^2 , a resposta da tensão do barramento CC apresenta comportamento semelhante nos dois casos, sem alterações significativas devido à aplicação do *Wind Up*. Isso sugere que a principal contribuição da técnica se dá na redução do pico de tensão durante transitórios rápidos, enquanto em variações mais lentas, seu impacto é menos expressivo.

Figura 20 – Tensão do barramento CC. (a) comparação da tensão com e sem *Wind-Up*. (b) comportamento durante o transitório com *Wind-Up*.



Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

Embora a diferença quantitativa seja sutil, a técnica impede a saturação do controlador, evitando acúmulo excessivo de erro e contribuindo para uma resposta mais previsível do sistema. Isso pode ser particularmente relevante em aplicações sujeitas a variações bruscas de irradiância ou de carga, garantindo maior estabilidade e robustez na operação do conversor.

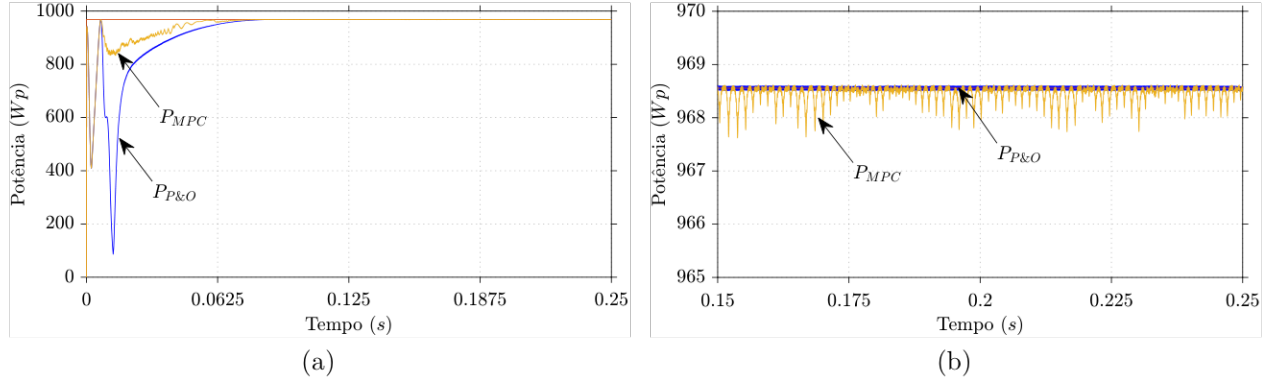
5.3 COMPARAÇÃO E ANÁLISE DAS TÉCNICAS DE MPPT

Nesta seção, são analisadas as técnicas de MPPT, abordadas no presente trabalho, aplicadas ao conversor *boost*, considerando seu desempenho sob distintas condições operacionais.

Nas Figuras 21 e 22 são apresentadas as respostas do sistema sob a aplicação dos algoritmos P&O e FCS-MPC para rastreamento do ponto de máxima potência. No regime transitório, o FCS-MPC apresenta uma convergência mais rápida à potência máxima,

reduzindo o tempo de estabilização quando comparado ao P&O. Esse comportamento pode ser observado na Figura 21, onde o FCS-MPC atinge o ponto de operação ideal com maior rapidez.

Figura 21 – Curva da potência dos módulos fotovoltaicos com os métodos P&O e com FCS-MPC. (a) Durante o transitório. (b) Em regime permanente.

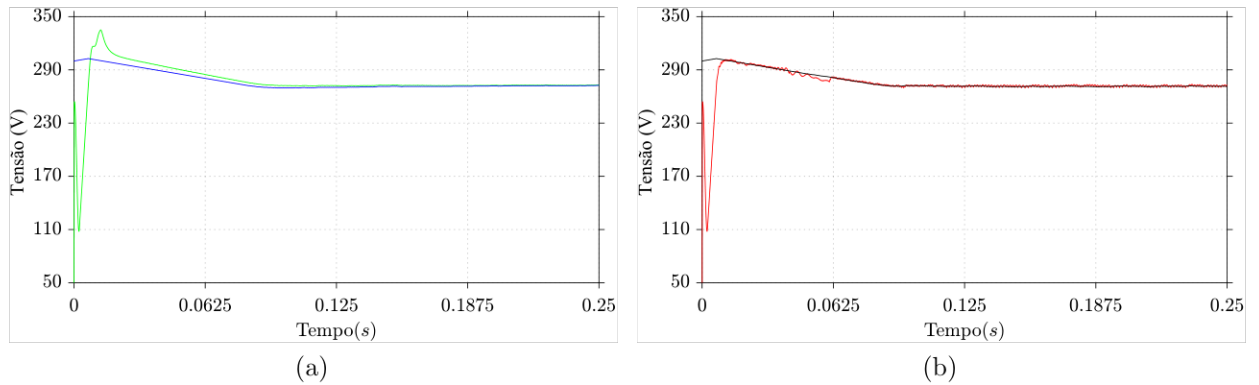


Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Apesar da presença de ruído na resposta do FCS-MPC, a técnica ainda se destaca por proporcionar um rastreamento mais rápido e eficiente do ponto de máxima potência. Essa característica é especialmente relevante para cenários em que há variações bruscas de irradiância.

Na Figura 22, observa-se que, após o regime transitório, a resposta do FCS-MPC apresenta pequenas oscilações de alta frequência. Esse comportamento está relacionado à estratégia de controle preditivo, que ajusta continuamente os valores de referência com base no modelo dinâmico do sistema.

Figura 22 – Evolução da tensão dos módulos fotovoltaicos sob diferentes técnicas de MPPT. (a) Aplicação do algoritmo P&O. (b) Integração do algoritmo P&O com FCS-MPC.



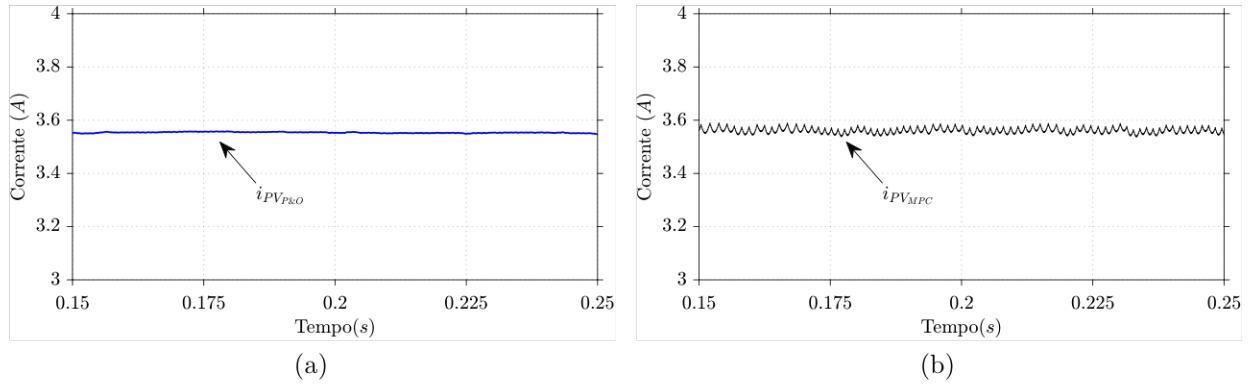
Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

A partir da Figura 23(a), verifica-se que a corrente de saída dos painéis fotovoltaicos se mantém praticamente constante em torno de 3,5 A, o que ocorre devido à estabilidade da

irradiância solar e à ausência de variações significativas na carga. Esse resultado confirma a eficiência do método P&O na manutenção do ponto de máxima potência, permitindo uma conversão energética estável e eficiente.

Já a análise da Figura 23(b) revela um comportamento distinto quando o MPPT P&O é combinado com o FCS-MPC. Nesse caso, observa-se uma leve oscilação adicional na corrente, resultado da natureza dinâmica do controle preditivo, que busca constantemente otimizar a operação do sistema, o que, por sua vez, introduz pequenas flutuações adicionais na corrente do indutor. Essas variações são características da estratégia preditiva, que busca antecipar a dinâmica do sistema e melhorar sua resposta a transitórios.

Figura 23 – Corrente dos módulos fotovoltaicos. (a) Método P&O. (b) Método P&O com FCS-MPC.



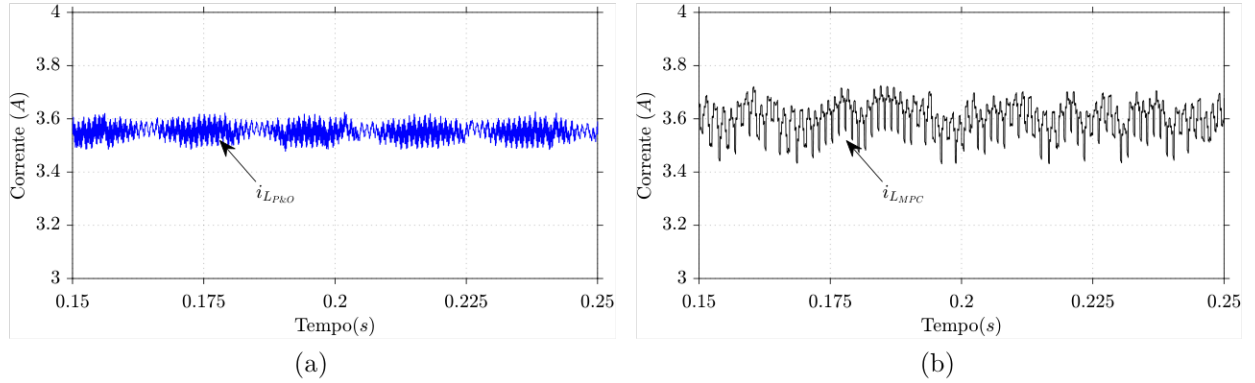
Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Na Figura 24 é ilustrado o comportamento da corrente no indutor do conversor *boost* para os dois métodos analisados. A análise dessa variável é essencial, pois a corrente no indutor está diretamente relacionada à qualidade da conversão de energia e ao desempenho do conversor. Oscilações excessivas podem aumentar as perdas no sistema, gerar interferências eletromagnéticas e impactar a eficiência global do conversor.

Na Figura 24(a), observa-se que, com o método P&O, a corrente apresenta um perfil mais estável, com variações reduzidas ao longo do tempo. Esse comportamento se deve à abordagem gradativa do P&O, que realiza ajustes discretos na tensão de operação do arranjo fotovoltaico, minimizando perturbações no sistema.

Já na Figura 24(b), é possível analisar a aplicação do FCS-MPC em conjunto com o P&O resulta em uma corrente com maior oscilação e presença de ruído. Embora essa estratégia proporcione uma resposta mais rápida a transientes, também pode introduzir maior variação na corrente do indutor, impactando a suavidade da operação.

Figura 24 – Corrente no indutor do conversor *boost*. (a) Método P&O. (b) Método P&O e FCS-MPC.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

5.4 ANÁLISE DO COMPORTAMENTO DO INVERSOR

Neste tópico, analisa-se o comportamento do inversor trifásico de quatro braços sob diferentes condições operacionais. Para isso, são considerados três cenários distintos de simulação, permitindo avaliar a influência das estratégias de controle na estabilidade e na resposta dinâmica do sistema. A escolha desses cenários se deve à necessidade de compreender o desempenho do inversor tanto em condições equilibradas quanto em situações de desbalanceamento, possibilitando a validação da robustez do controle adotado.

Emprega-se um controlador PI com *Anti-Windup* para o controle do barramento CC. A rede trifásica analisada opera com tensão de fase de 127 V (RMS), um valor amplamente utilizado em sistemas de distribuição de baixa tensão no Brasil. A escolha dessa tensão visa representar um cenário realista de operação, permitindo uma avaliação consistente do desempenho do inversor em aplicações práticas.

5.4.1 Cenário 1

No Cenário 1, apresentado na Tabela 6, considera-se um sistema fotovoltaico cuja potência gerada excede a demanda do inversor, permitindo que o excedente seja direcionado para suprir cargas adicionais. Para avaliar o impacto do desbalanceamento, uma carga é conectada na fase 1 após 3 segundos, resultando em assimetria na distribuição de corrente entre as fases.

Essa condição exige que o inversor atue para mitigar os efeitos do desbalanceamento e garantir a qualidade da energia injetada na rede. A análise desse cenário permitirá avaliar a eficiência do controle no gerenciamento da potência e na compensação do desbalanceamento, sendo especialmente relevante para sistemas fotovoltaicos com geração excedente ou aplicações com distribuição assimétrica de carga.

Tabela 6 – Parâmetros das Cargas - Cenário 1.

Grandeza	Valor
Carga 1	$Z1 = 150\Omega$ $R1 = 150\Omega$ $L1 = 0H$
Carga 2	$Z2 = 0\Omega$ $R2 = 0\Omega$ $L2 = 0H$
Carga 3	$Z3 = 0\Omega$ $R3 = 0\Omega$ $L3 = 0H$

Na Figura 25, tem-se a resposta do sistema diante da inserção da carga na fase 1. A Figura 25(a) exibe as correntes do inversor de quatro braços (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}), nas quais inicialmente observa-se um comportamento equilibrado. No entanto, após 3 segundos, a inserção da carga na fase 1 provoca um aumento na corrente fornecida pelo inversor para essa fase, evidenciando a redistribuição da potência gerada no sistema.

Esse comportamento ocorre porque a fase 1 passa a demandar uma maior parcela da potência disponível, resultando em um aumento na amplitude de i_{s1} , enquanto as correntes i_{s2} e i_{s3} apresentam uma redução proporcional. Essa redistribuição ocorre de forma a equilibrar o fornecimento de potência entre as fases, garantindo que o sistema continue operando dentro das condições esperadas.

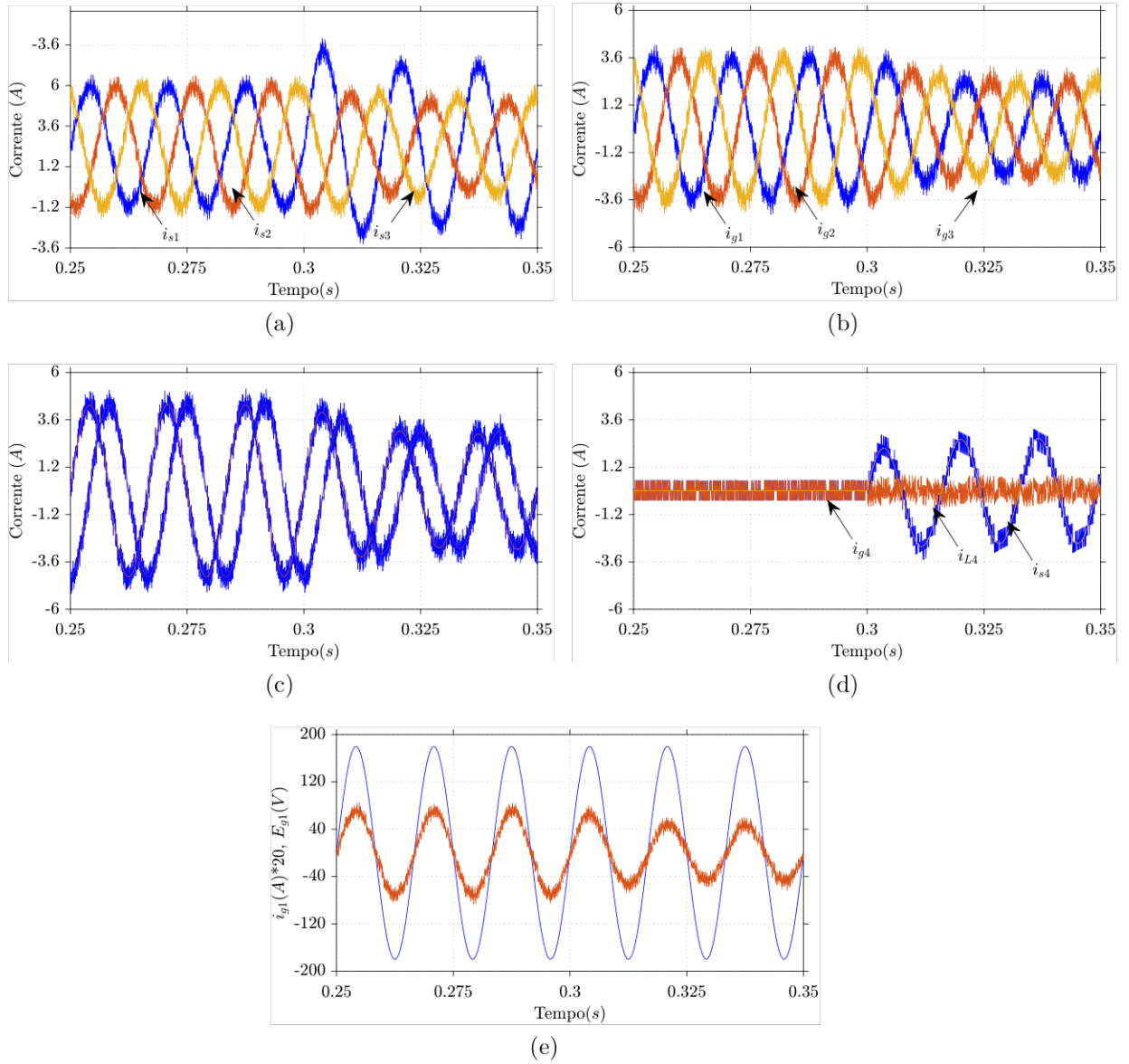
A Figura 25(b) ilustra as correntes injetadas na rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}), onde a amplitude da corrente na fase 1 também aumenta, acompanhando a inserção da carga. Já as correntes das demais fases apresentam redução na amplitude, mas permanecem senoidais e balanceadas entre si, indicando que o inversor é capaz de modular a injeção de potência de forma a preservar a qualidade da energia entregue à rede. Esse comportamento evidencia a efetividade do controle FCS-MPC na compensação do desbalanceamento causado pela inserção da carga, garantindo uma distribuição adequada das correntes e evitando impactos significativos na qualidade da energia injetada.

Na Figura 25(c) apresenta as componentes $\alpha - \beta$ das correntes, evidenciando o comportamento dinâmico do sistema trifásico sob a atuação do controle preditivo. Observa-se que as correntes seguem um perfil balanceado entre as fases, indicando que o controle está garantindo uma regulação eficaz, mesmo na presença de variações de carga. A resposta obtida demonstra a capacidade do algoritmo em prever e compensar distúrbios, assegurando uma operação estável e minimizando oscilações indesejadas.

Na subfigura 25(d), é apresentada a corrente no neutro, onde se destacam as correntes i_L e i_{s4} . A corrente i_L corresponde à carga adicional inserida na fase 1, enquanto i_{s4} representa a corrente do quarto braço do conversor. Nota-se que i_L possui um sinal mais limpo, com menor conteúdo de alta frequência, enquanto i_{s4} apresenta maior nível

de ruído. Essa diferença se deve à comutação do inversor e às dinâmicas do controle, que influenciam diretamente a qualidade da corrente.

Figura 25 – Comportamento das correntes do sistema no Cenário 1. (a) Correntes do inversor de quatro braços (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). (b) Correntes injetadas na rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}). (c) Componentes $\alpha - \beta$ das correntes do sistema trifásico. (d) Correntes no neutro do inversor, na fase e na carga. (e) Correntes $i_{s123}(k)$, $i_{l123}(k)$ e tensão $E(k)$. (f) Tensão e corrente da rede.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Na Figura 25(e), são apresentadas a tensão e a corrente da rede, evidenciando a efetividade do controle preditivo empregado. Observa-se que a corrente injetada na rede apresenta uma forma de onda senoidal e está em fase com a tensão, o que confirma que o controle está garantindo um fator de potência de deslocamento unitário. Isso significa que a potência ativa está sendo completamente aproveitada, sem a presença de potência

reativa associada a atrasos ou adiantamentos de fase.

Além disso, a baixa distorção harmônica da corrente comprova que a estratégia de controle preditivo foi eficaz em minimizar componentes indesejadas, assegurando uma injeção de potência com alta qualidade.

5.4.2 Cenário 2

No segundo cenário, a configuração do sistema fotovoltaico permanece inalterada, assegurando uma geração de potência superior à demanda do inversor. Contudo, diferentemente do primeiro caso, são inseridas três cargas desequilibradas, conforme especificado na Tabela 7. Esse novo arranjo impõe um desafio adicional ao inversor, que precisa ajustar continuamente o controle para garantir a redistribuição equilibrada da potência entre as três fases.

A inserção dessas cargas exige um controle dinâmico mais sofisticado, pois, além de regular a potência fornecida, o inversor deve compensar os desbalanços de corrente entre as fases. Esse processo é mais complexo do que a operação em um sistema balanceado, uma vez que demanda ajustes frequentes na modulação do sinal de controle, visando minimizar os impactos indesejados na rede elétrica.

Tabela 7 – Parâmetros das Cargas - Cenário 2.

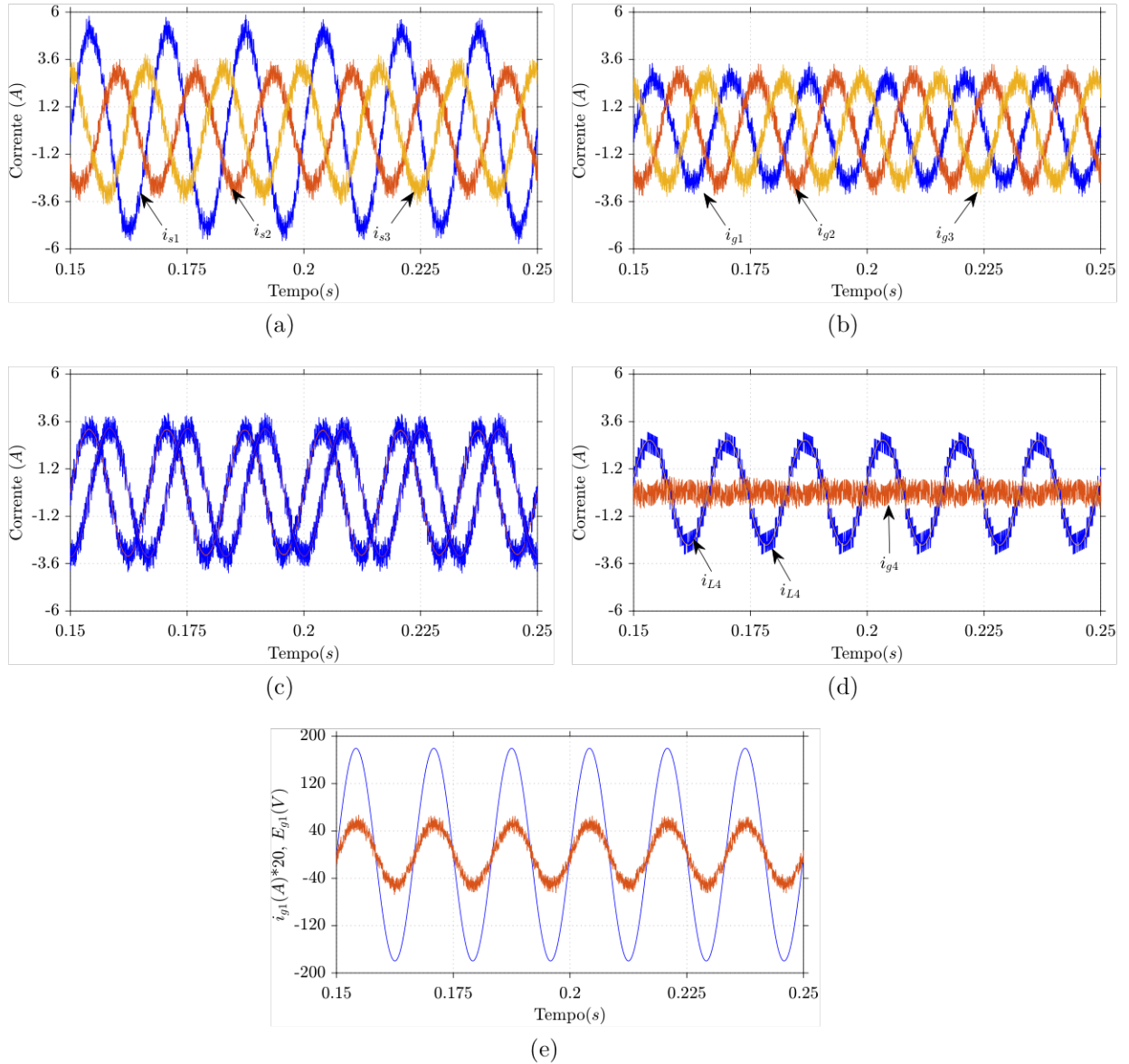
Grandeza	Valor
Carga 1	$Z1 = 150\Omega$ $R1 = 150\Omega$ $L1 = 0H$
Carga 2	$Z2 = 130 + 180j\Omega$ $R2 = 130\Omega$ $L2 = 0,477H$
Carga 3	$Z3 = 260 + 360j\Omega$ $R3 = 260\Omega$ $L3 = 0,955H$

As correntes injetadas pelo inversor, inicialmente desequilibradas, são apresentadas na Figura 26(a). Esse desequilíbrio pode gerar uma corrente no neutro significativa, o que prejudica a operação estável do sistema. Na Figura 26(b), observa-se que a aplicação do controle FCS-MPC garante a equalização das correntes injetadas na rede, eliminando a corrente neutra, conforme ilustrado na Figura 26(d). Esse resultado demonstra que o controle implementado é eficaz em manter o equilíbrio das correntes entre as fases, promovendo uma operação mais eficiente e estável do sistema.

Na Figura 26(c), as componentes $\alpha - \beta$ das correntes do sistema são mostradas, evidenciando o controle das correntes de acordo com as referências predefinidas. Finalmente,

a Figura 26(e) apresenta a tensão e a corrente da rede, destacando que a corrente é senoidal, o que assegura um elevado fator de potência devido à atuação do inversor.

Figura 26 – Comportamento das correntes do sistema no Cenário 2. (a) Correntes do inversor de quatro braços (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). (b) Correntes injetadas na rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}). (c) Componentes $\alpha - \beta$ das correntes do sistema trifásico. (d) Corrente de neutro, no inversor e na carga. (e) Tensão e corrente da rede.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

5.4.3 Cenário 3

Ao analisar o comportamento real de um sistema fotovoltaico, é essencial considerar que, em ambientes reais, a irradiância solar varia conforme as condições climáticas, influenciando diretamente o desempenho dos sistemas fotovoltaicos. Essas variações podem ser causadas por fatores como nuvens, poluição e a hora do dia, entre outros. Para avaliar

a capacidade do sistema de controle em lidar com essas variações, foram considerados dois contextos distintos de irradiância.: 1000 W/m^2 e 500 W/m^2 . Esses valores foram escolhidos para representar condições típicas de alta e baixa irradiância solar, respectivamente.

No terceiro cenário, com irradiância de 1000 W/m^2 , o sistema opera em condições ideais, permitindo a máxima geração de energia. No contexto com irradiância de 500 W/m^2 , o sistema enfrenta condições de baixa irradiância, simulando situações como dias nublados ou períodos de início/fim de dia, nas quais a eficiência de geração pode ser significativamente reduzida.

O objetivo principal desta análise é compreender o comportamento do conversor *boost* sob diferentes condições operacionais. Além de validar a eficácia do conversor *boost*, busca-se também identificar áreas potenciais para otimização, visando atender aos requisitos específicos do sistema em estudo.

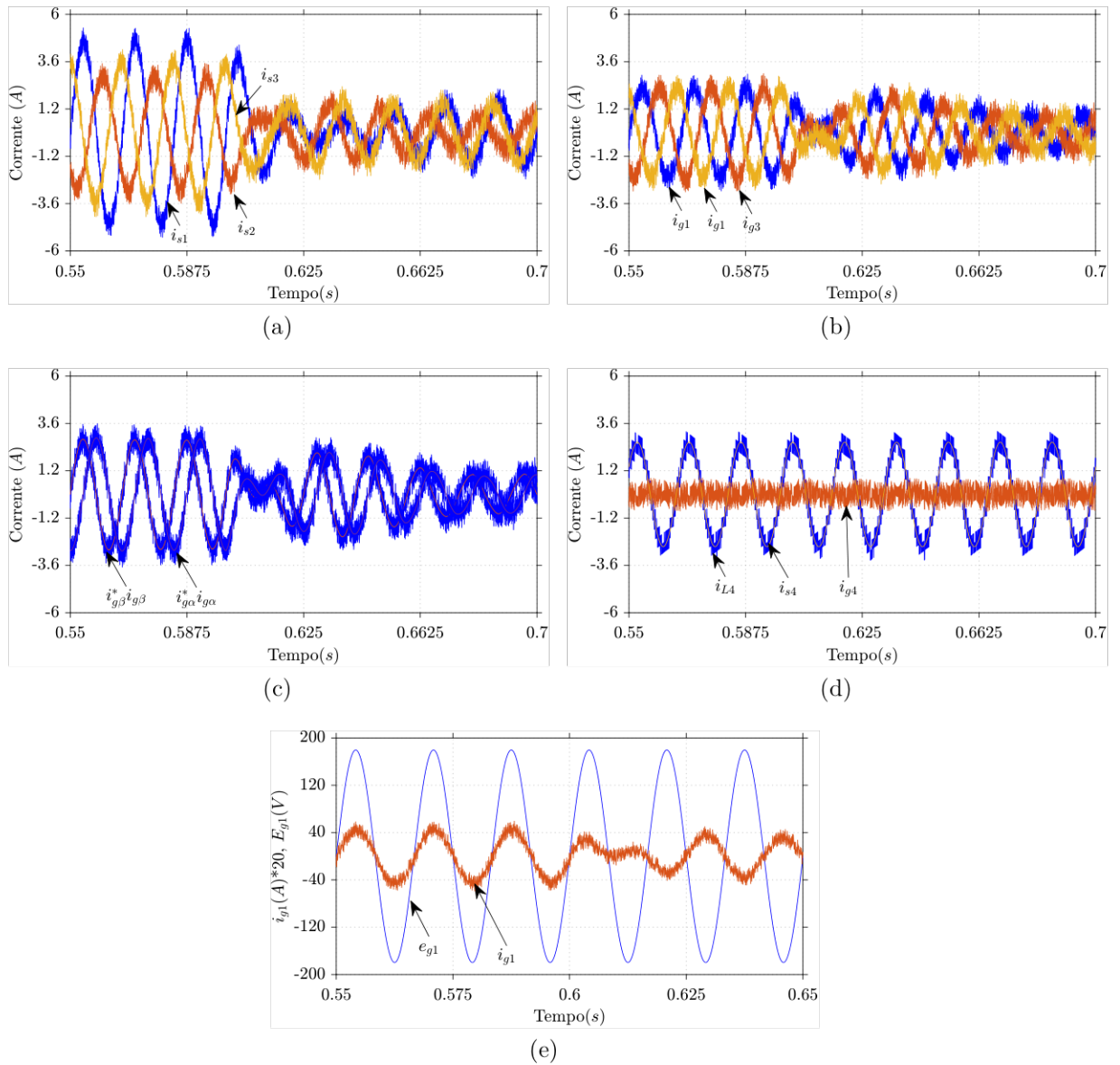
Este terceiro cenário começa com as mesmas condições do segundo cenário, ou seja, potência fotovoltaica superior à potência de saída e três cargas desequilibradas. No entanto, a partir de $t = 0.6$ segundos, ocorre uma inversão abrupta no fluxo de potência. Esse ajuste no fluxo de energia representa um desafio adicional, pois o inversor precisa adaptar rapidamente sua operação para gerenciar a mudança na direção do fluxo. Observa-se, entretanto, a capacidade do inversor de reagir a essa inversão e equilibrar as novas condições de carga e fluxo, confirmando que o sistema é adaptável e capaz de operar de forma eficaz mesmo diante de alterações nas condições de operação.

As correntes injetadas pelo inversor apresentam desequilíbrio, conforme mostrado na Figura 27(a). Já as correntes injetadas na rede estão inicialmente equilibradas, mas, após o transitório, suas amplitudes são reduzidas, pois parte da energia gerada é consumida pela carga, conforme ilustrado na Figura 27(b).

Na Figura 27(c), observa-se que as componentes $\alpha-\beta$ das correntes não permanecem em quadratura, mas continuam sendo controladas conforme o sinal de controle imposto pelo sistema.

Na Figura 27(d), a corrente de neutro é praticamente zero, como esperado, indicando que o sistema está equilibrado. Na Figura 27(e), são apresentados os resultados de corrente e tensão da rede durante um transitório de carga. Inicialmente, toda a energia gerada pelo sistema fotovoltaico é injetada na rede. Aos 0.5 segundos, uma carga desequilibrada é conectada ao sistema. A corrente da rede mantém um comportamento senoidal e um elevado fator de potência, evidenciando a eficácia do controle do inversor, mesmo com a alteração nas condições de carga.

Figura 27 – Comportamento das correntes do sistema no Cenário 3. (a) Correntes do inversor de quatro braços (i_{s1} , i_{s2} e i_{s3}). (b) Correntes injetadas na rede (i_{g1} , i_{g2} e i_{g3}). (c) Componentes $\alpha - \beta$ das correntes do sistema trifásico. (d) Corrente de neutro, no inversor e na carga. (e) Tensão e corrente da rede.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

5.5 PERDAS NAS CHAVES

Nesta seção, são analisadas as perdas nas chaves semicondutoras MOSFET, GaN e SiC nos mesmos cenários simulados, permitindo a comparação direta do desempenho de cada tecnologia. O foco está nas perdas de condução e comutação, que impactam a eficiência e o comportamento térmico do conversor.

Foram considerados três dispositivos: o IGBT GS66502B, o IGBT SPB21N50C3 e o MOSFET FCD7N60, selecionados por suas características de desempenho. A avaliação das perdas em diferentes condições operacionais fornece subsídios para otimizar a eficiência energética e o desempenho do inversor.

5.5.1 Comparação das Perdas: Mosfet, SiC e GaN

As perdas de condução e comutação são analisadas separadamente para cada chave do inversor, com destaque para as chaves dos braços do inversor e a chave do conversor *boost* no controle MPPT.

- **Braços do Inversor:**

- **QS1 e QS1/**: Chaves do braço 1.
- **QS2 e QS2/**: Chaves do braço 2.
- **QS3 e QS3/**: Chaves do braço 3.
- **QS4 e QS4/**: Chaves do braço 4.

- **Chave MPPT:**

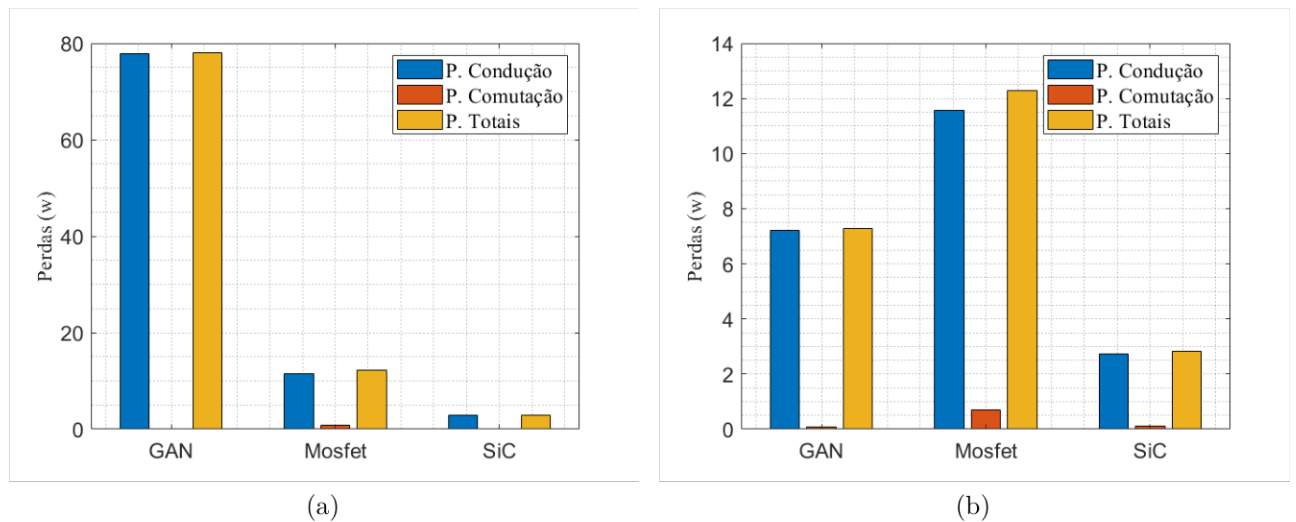
- **mppt**: Chave associada ao conversor *boost* utilizado no controle MPPT, também descrita como S1.

Na Figura 28, observa-se que a chave GaN apresentou menores perdas quando controlada pelo método P&O. Esse resultado está relacionado às características intrínsecas do material, que possui baixa resistência de condução, reduzindo as perdas ôhmicas. No entanto, devido à sua rápida comutação, as perdas de chaveamento podem se tornar mais significativas em altas frequências.

Por outro lado, as chaves MOSFET e SiC apresentaram uma redução nas perdas ao serem controladas pelo FCS-MPC. Isso ocorre porque o FCS-MPC, ao atuar de forma preditiva e otimizada, melhora o processo de comutação, minimizando as perdas associadas a essa etapa. Essa característica é particularmente vantajosa para os dispositivos MOSFET e SiC, que são mais suscetíveis às perdas de comutação devido às suas propriedades físicas e operacionais.

Portanto, a diferença nas perdas observadas não está diretamente ligada à composição do material das chaves, mas sim às suas características elétricas de condução e comutação, associadas à técnica de controle utilizada. O FCS-MPC tem um impacto mais significativo nas chaves MOSFET e SiC, pois sua abordagem preditiva melhora a eficiência do processo de chaveamento, reduzindo as perdas de comutação. Já o método P&O se mostra mais eficaz para a chave GaN, pois suas características intrínsecas favorecem um menor consumo energético mesmo sem otimizações avançadas no controle.

Figura 28 – Perdas médias para as técnicas FCS-MPC e P&O. (a) Perdas médias FCS-MPC. (b) Perdas médias P&O.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Nas Figuras 29 e 30, são apresentados os resultados das perdas nas chaves MOSFET e SiC sob duas abordagens de controle distintas: FCS-MPC e P&O.

Ao se analisar as perdas utilizando o controle FCS-MPC, ilustrado nas Figuras 29(a) e 30, observa-se uma redução substancial nas perdas de condução e comutação em ambas as chaves. Esse efeito é explicado pela natureza preditiva do FCS-MPC, que possibilita um controle preciso dos instantes de comutação, otimizando os ciclos de chaveamento. Ao antecipar as condições futuras do sistema, o FCS-MPC ajusta os parâmetros em tempo real para minimizar as perdas, garantindo uma operação mais eficiente com menor dissipação de energia.

Por outro lado, como visto nas Figuras 29(b) e 30(b), ao empregar o controle P&O, verifica-se um aumento nas perdas em comparação ao FCS-MPC. Como o P&O ajusta o ciclo de trabalho com base em pequenas perturbações, sem prever as condições futuras, ele tende a resultar em uma comutação menos eficiente. Isso pode acarretar um chaveamento mais frequente e menos otimizado, elevando as perdas de comutação e aumentando a dissipação de energia no dispositivo.

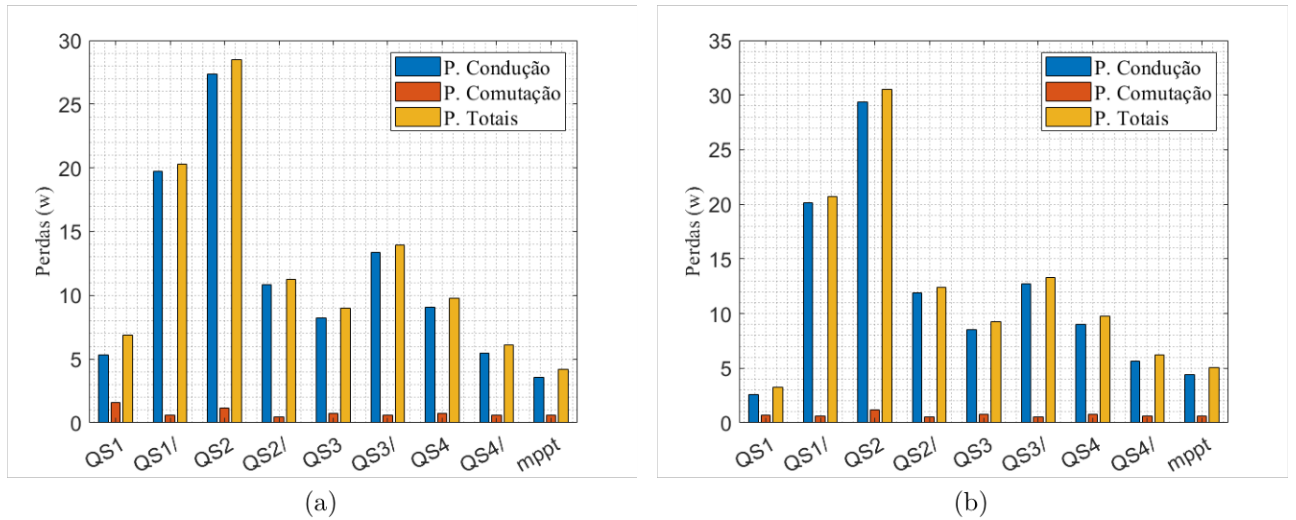
Esses resultados mostram como a técnica de controle adotada pode influenciar

diretamente a eficiência energética do sistema, destacando a vantagem do FCS-MPC em aplicações onde a redução de perdas é essencial.

As Figuras 31(a) e 31(b) comparam as perdas nas chaves GaN sob as técnicas de controle FCS-MPC e P&O. A técnica FCS-MPC resulta em perdas menores devido à sua capacidade de prever e ajustar os momentos de comutação, melhorando a eficiência das chaves GaN. Em contraste, o método P&O apresenta um aumento nas perdas, pois faz ajustes com base em variações pontuais sem otimização antecipada, o que resulta em maior dissipação de energia e menor eficiência no ciclo de chaveamento.

Observa-se que, devido às características do fluxo de corrente e ao comportamento das cargas conectadas a cada braço, algumas chaves apresentam perdas maiores em comparação a outras, mesmo sob configurações e frequências de comutação idênticas para cada chave. Especificamente, no braço Q2, as perdas foram sistematicamente mais elevadas, uma situação que pode ser explicada pela distribuição assimétrica de corrente entre os braços do inversor quando exposto a cargas desequilibradas. Mesmo que o tempo de comutação seja o mesmo para todas as chaves, a diferença no nível de corrente em cada braço, devido à topologia de quatro braços e ao tipo de carga, gera variações de potência instantânea que aumentam as perdas de condução e de comutação no braço Q2.

Figura 29 – Perdas nas chaves MOSFET: (a) para a técnica FCS-MPC. (b) para a técnica P&O.

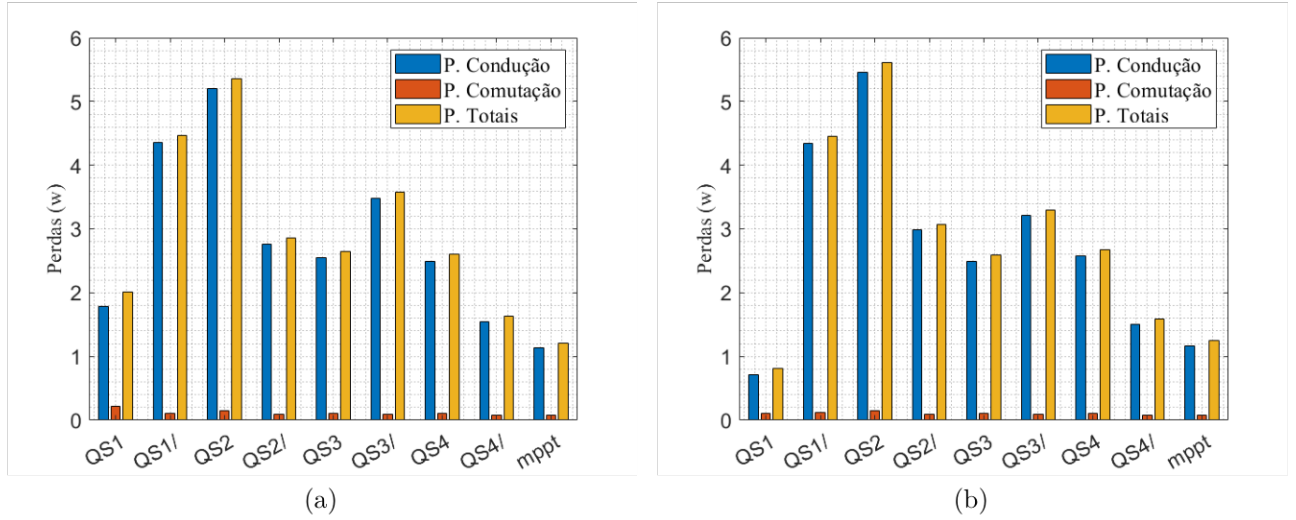


Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

5.6 THD

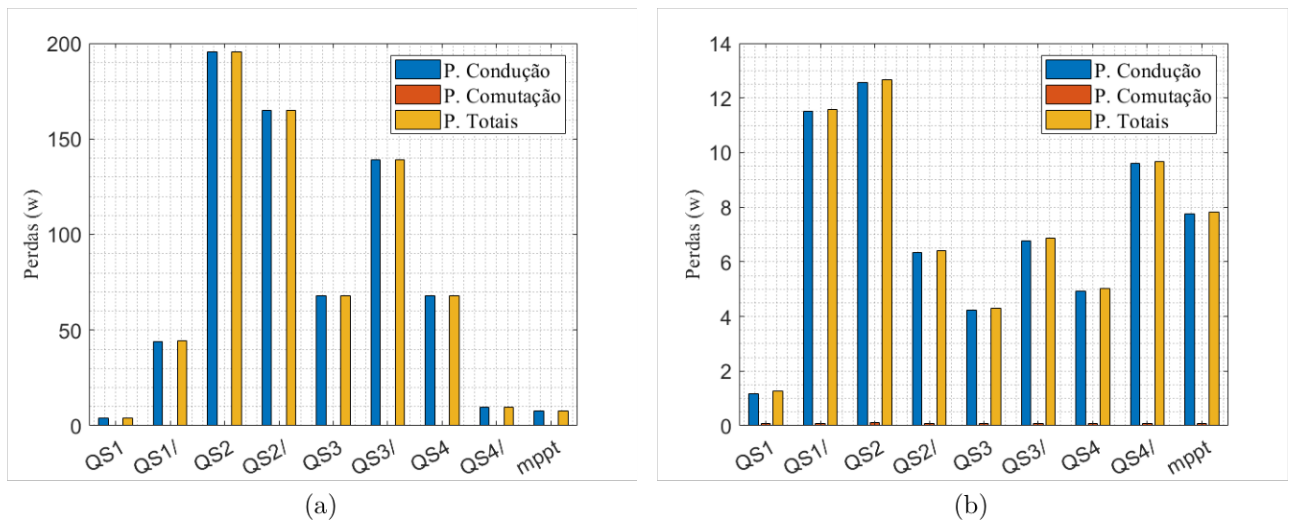
Os valores de THD das correntes (i_{g1} , i_{g2} , i_{g3}) estão em torno de 6,43%, o que significa que há uma quantidade razoável de distorção harmônica nas correntes, devido às características de comutação do inversor e à natureza das cargas conectadas ao sistema.

Figura 30 – Perdas nas chaves SiC. (a) Para a técnica FCS-MPC. (b) Para a técnica P&O.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Figura 31 – Perdas nas chaves GAN. (a) Para a técnica FCS-MPC. (b) Para a técnica P&O.



Fonte: Elaborado pela autora, 2024.

Por outro lado, os valores de THD das tensões (v_{s1} , v_{s2} , v_{s3}), que foram medidas após o filtro, apresentam valores extremamente baixos (em torno de 0,0013%). Esta baixa distorção harmônica se deve à atuação eficiente do controle preditivo FCS-MPC, que seleciona dinamicamente os vetores de tensão de forma a minimizar oscilações indesejadas e eliminar harmônicos de ordem elevada. Dessa maneira, o sistema garante que a energia injetada na rede elétrica atenda aos padrões de qualidade exigidos, proporcionando uma operação estável e eficiente.

Tabela 8 – Valores de THD para Correntes e Tensões do Sistema

Item	THD (%)
i_{g1}	6,429
i_{g2}	6,423
i_{g3}	6,438
v_{s1}	0,0013
v_{s2}	0,0015
v_{s3}	0,0013

5.7 CONCLUSÃO

Neste capítulo, foram apresentados os resultados obtidos a partir das simulações dos sistemas envolvendo o conversor *boost* e o inversor trifásico de quatro braços, ambos integrados a um arranjo fotovoltaico. Os dados obtidos fornecem uma visão detalhada do comportamento do sistema e das técnicas de controle utilizadas, incluindo o desempenho de diferentes algoritmos MPPT e as perdas associadas às chaves semicondutoras utilizadas.

As simulações demonstraram que o conversor *boost* operou com eficiência nos cenários de alta e baixa irradiância, ajustando a tensão de saída de forma consistente, mesmo sob variações climáticas significativas. As técnicas de controle analisadas, especialmente o uso de *Wind Up* para o controle PI e o FCS-MPC, proporcionaram maior estabilidade e resposta dinâmica ao sistema, evidenciando suas vantagens em relação aos controles convencionais, principalmente durante condições de transiente.

A comparação entre os algoritmos de MPPT, P&O e MPC, ressaltou as características distintas de cada um: o MPC apresentou uma resposta rápida e alta eficiência durante condições dinâmicas, enquanto o P&O demonstrou-se adequado para operações estáveis em condições de irradiância menos variáveis.

Além disso, ao comparar as perdas nos diferentes tipos de semicondutores – MOSFET, SiC e GaN – sob as técnicas de controle adotadas, verificou-se que o GaN obteve menor dissipação de perdas de condução e comutação quando utilizado com o algoritmo P&O, enquanto o MOSFET e o SiC demonstraram melhor desempenho com o controle MPC, que, por ser um método preditivo, permitiu otimizar a comutação de forma mais

eficaz. Essa análise ressalta a importância da escolha do controle e do tipo de semicondutor conforme as características de aplicação, visando maximizar a eficiência do sistema.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Na configuração experimental adotada para o estudo foi utilizado um Processador de Sinais Digitais (DSP) TMS320F28335, complementado por um microcomputador equipado com placas de expansão e sensores adequados para a coleta e processamento dos dados. Os resultados experimentais foram obtidos com o auxílio de um osciloscópio Agilent DSO-X 3014A, que possui uma largura de banda de até 100 MHz, permitindo a captura precisa dos sinais elétricos.

Devido a limitações do sistema, os testes foram realizados com o conversor de quatro braços operando na configuração de retificador. As condições experimentais incluíram um filtro RL, com resistência $r_f = 0,5 \Omega$ e indutância $l_f = 10 mH$. A tensão no barramento CC foi ajustada para 300 V, enquanto a frequência de amostragem foi configurada para 20 kHz. O sistema utilizou um capacitor de 1100 μF e operou com uma tensão de pico de 138 V na rede, com uma frequência fundamental de 60 Hz.

Observando as correntes da rede, como mostrado na Figura 32, verifica-se que, mesmo com uma carga desbalanceada, as correntes permanecem balanceadas, o que demonstra o bom desempenho do controle. Na Figura 33 são ilustradas as correntes do inversor, da carga e da rede (i_{s4} , i_{L4} e i_{g4}), evidenciando como o controle atua para atenuar a corrente de neutro no sistema. Nota-se que a corrente do inversor (i_{s4}) é oposta à corrente da carga (i_{L4}), o que é esperado para manter o balanceamento da corrente no sistema.

Na Figura 34 são ilustradas as correntes do inversor (i_{s1} , i_{s2} , i_{s3}) apresentam um desbalanceamento, o que é uma característica comum em sistemas com cargas desbalanceadas. Contudo, na Figura 35 é ilustrado que o controle implementado consegue manter um alto fator de potência, demonstrando a eficiência do sistema mesmo em condições de desbalanceamento de corrente.

Por fim, nas Figuras 36 e 37 são representados o comportamento dinâmico do sistema durante a transição de carga. Inicialmente, o sistema opera sem carga, e em seguida uma carga é conectada somente à fase 1. Durante este processo, é possível observar que a corrente de neutro da rede permanece em zero, mesmo nas condições de desbalanceamento, o que reforça a eficácia do controle implementado para manter a estabilidade do sistema, mesmo em condições adversas.

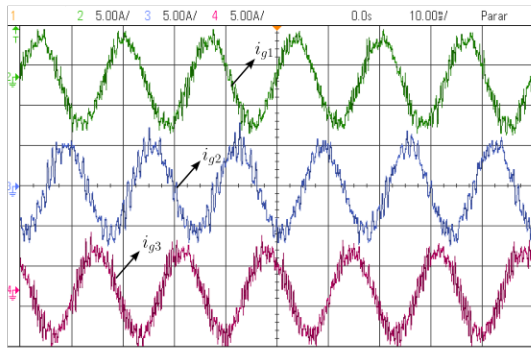


Figura 32 – Correntes da Rede.

Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

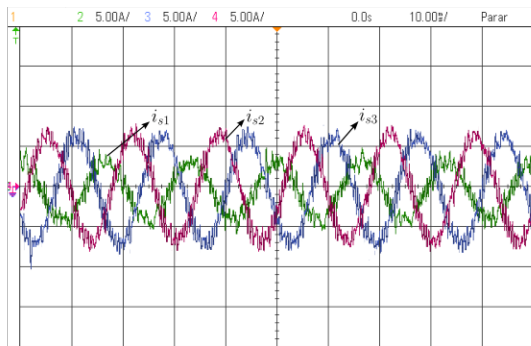


Figura 34 – Correntes do Inversor.

Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

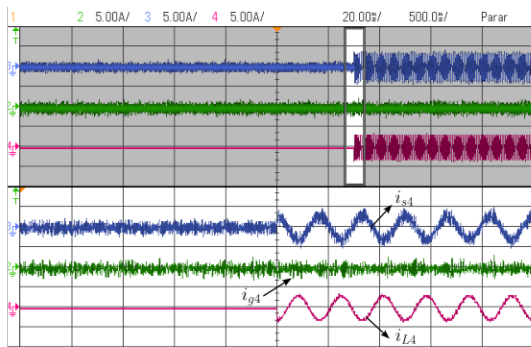


Figura 36 – Transitório das Correntes do Inversor, Corrente da Carga e Corrente da Rede.

Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

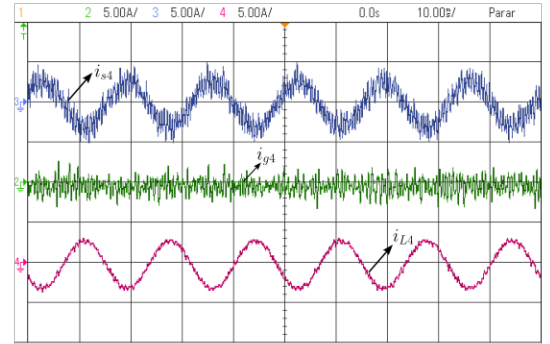


Figura 33 – Corrente de Neutro do Inversor, de Fase e da Carga.

Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

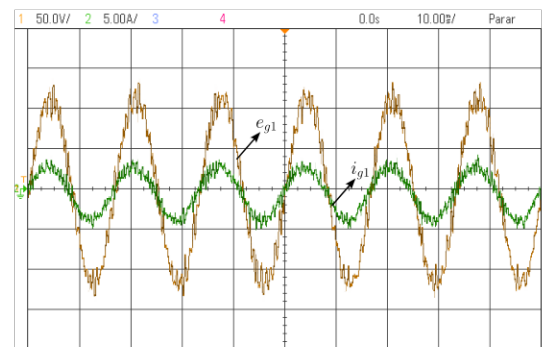


Figura 35 – Tensão e Corrente da rede para a Fase 1.

Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

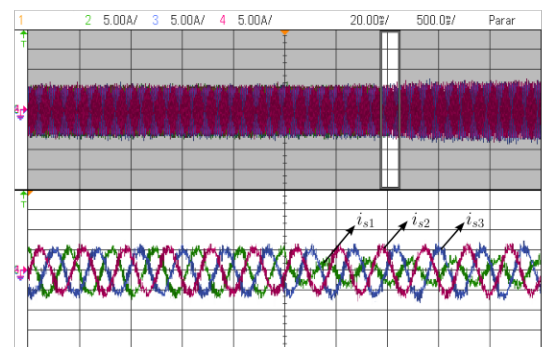


Figura 37 – Transitório das Correntes do Inversor.

Fonte: Elaborado pela Autora, 2024.

6.1 CONCLUSÃO

A análise dos resultados experimentais demonstra que o sistema com conversor de quatro braços, operando na configuração de retificador, apresenta um bom desempenho de controle, mesmo em condições desbalanceadas de carga. O uso do DSP TMS320F28335 e

os sensores adequados permitiram o controle do sistema, mostrando que o controle eficaz garante o balanceamento das correntes da rede e a atenuação da corrente de neutro.

Além disso, as observações indicam que o controle implementado consegue manter um alto fator de potência, mesmo com o desbalanceamento das correntes do inversor. As transições de carga foram gerenciadas de forma eficiente, com a corrente de neutro sendo mantida em zero durante todo o processo, mesmo quando a carga foi conectada de forma desbalanceada.

Esses resultados comprovam a robustez e a eficácia do sistema, mostrando que ele pode operar de forma estável e eficiente, mesmo em condições de desbalanceamento e transição de carga. O controle desenvolvido foi eficaz para mitigar os efeitos de desbalanceamento de corrente, contribuindo para um desempenho otimizado do sistema de conversão de energia.

7 CONCLUSÕES GERAIS E TRABALHOS FUTUROS

Este trabalho apresentou uma análise detalhada da aplicação do controle preditivo com modelo finito (*Finite Set Model Predictive Control* - FS-MPC) em conversores de potência, destacando as vantagens desta técnica, especialmente no contexto de sistemas trifásicos de quatro braços. A principal contribuição deste estudo reside na implementação de uma estratégia de controle que visa a redução das perdas e a melhoria da estabilidade do sistema, mantendo as correntes da rede balanceadas, mesmo sob condições de carga desbalanceada. O FS-MPC se mostrou uma abordagem eficiente para minimizar a corrente de neutro, um desafio comum em sistemas com múltiplos braços e dispositivos de chaveamento.

A escolha dessa técnica foi motivada pela sua simplicidade de implementação e pela sua capacidade de prever o comportamento do sistema com base em um número finito de estados de operação. Por meio de testes realizados, tanto por simulações no *software* PSIM[®] quanto por experimentos práticos, foi possível validar a eficiência do controle proposto. Os resultados de simulação, além de demonstrar a precisão do sistema em seguir as trajetórias desejadas, evidenciaram uma melhora significativa no desempenho do conversor *boost* em relação ao controle convencional, como o P&O, especialmente em termos de estabilidade e precisão no controle de corrente e potência.

Nos experimentos práticos, o sistema se comportou de forma robusta, mantendo a corrente de neutro próxima de zero, mesmo em situações de carga desbalanceada. A atenuação da corrente de neutro, juntamente com o comportamento oposto das correntes do conversor e carga, mostrou a eficácia do controle FCS-MPC em garantir um desempenho estável e eficiente. O alto fator de potência observado nas medições corrobora a eficiência do controle na gestão de potência. A abordagem também se mostrou eficaz em manter o equilíbrio da rede durante transições de carga, o que é fundamental para a confiabilidade do sistema em condições reais de operação.

Além disso, um aspecto importante discutido neste trabalho foi a análise das perdas nas chaves semicondutoras. As perdas de chaveamento têm um impacto direto na eficiência e no desempenho térmico dos conversores de potência, e a escolha do semicondutor adequado, assim como o gerenciamento eficaz dessas perdas, é crucial para garantir o funcionamento eficiente e a longevidade do sistema. A implementação do FS-MPC contribui para a redução dessas perdas ao otimizar o controle e minimizar as oscilações indesejadas durante o processo de chaveamento, resultando em ganhos significativos de eficiência energética.

Em termos de conclusões gerais, os resultados apresentados validam a eficácia da abordagem estudada, tanto em termos de controle de corrente quanto na gestão eficiente de potência em sistemas de eletrônica de potência. A utilização de FCS-MPC, aliada a

uma análise aprofundada das perdas de chaveamento, mostrou-se uma estratégia robusta para melhorar o desempenho e a confiabilidade dos conversores de potência em sistemas de energia elétrica.

7.1 TRABALHOS FUTUROS

Como perspectiva para trabalhos futuros, recomenda-se a investigação de técnicas de MPPT mais avançadas e adaptativas, capazes de responder de forma mais eficiente a variações dinâmicas nas condições de operação, como mudanças abruptas na irradiância solar e variações na temperatura ambiente. A implementação de algoritmos baseados em modelos preditivos, como o MPPT preditivo, ou a integração de técnicas de inteligência artificial pode representar uma abordagem promissora para aprimorar a extração de potência e maximizar a eficiência do sistema fotovoltaico.

Além disso, a realização de experimentos em um ambiente real seria um passo essencial para validar os conceitos e estratégias propostas. A análise do desempenho do sistema sob diferentes condições de operação e a avaliação do impacto de variações nos parâmetros do conversor e da carga permitiriam uma compreensão mais abrangente da eficácia das técnicas implementadas, consolidando a aplicabilidade dos métodos em cenários reais.

REFERÊNCIAS

- ABDALLAH, A. M. H. A.; AL. et. Comparison of silicon, sic, and gan devices for power electronics applications. In: *2020 IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. [S.l.]: IEEE, 2020. p. 1–6.
- _____. Comparison of silicon, sic, and gan devices for power electronics applications. In: *2020 IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. [S.l.]: IEEE, 2020. p. 1–6.
- ALAZEMI, M. N. T. M. M. A. M. N. F. S. G. N. N.; AL. et. Power loss reduction techniques in power converters: A review. *IEEE Access*, IEEE, v. 9, p. 13567–13585, 2021.
- ALAZEMI, M. N. T. M. M. A. M. N. F. S. G. N. N. et al. Power loss reduction techniques in power converters: A review. *2021 IEEE Access*, v. 9, p. 13567–13585, 2021.
- ALI, I. B.; NAOUAR, M. W.; MONMASSON, E. Dc-link voltage control of a single-phase afe rectifier with reactive power ancillary service. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, IEEE, v. 67, n. 2, p. 1504–1514, 2020.
- ALI, I. B.; NAOUAR, M. W.; MONMASSON, E. Dc-link voltage control of a single-phase afe rectifier with reactive power ancillary service. In: *2020 6th IEEE International Energy Conference (ENERGYCon)*. [S.l.: s.n.], 2020. p. 216–221.
- BALIGA, B. J. *Semiconductor Device Physics and Design*. [S.l.]: Wiley, 1995.
- _____. *Fundamentals of Power Semiconductor Devices*. [S.l.]: Springer, 2008.
- BARRETO, L. S. *Modelo de Otimização para o Planejamento da Expansão de Sistemas de Distribuição Considerando Geração Distribuída*. Dissertação (Mestrado) — UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL, Porto Alegre, junho 2007.
- BAZZO, A.; ALMEIDA, R. N. de. *Power Electronics Converters: 1st Edition*. [S.l.]: Springer, 2010.
- BEZERRA, T. M. et al. Predictive control applied to three-phase four-wire shunt active power filters: An innovative approach. In: *2023 IEEE 8th Southern Power Electronics Conference and 17th Brazilian Power Electronics Conference (SPEC/COBEP)*. [S.l.: s.n.], 2023. p. 1–7.
- CAMACHO, E. F.; BORDONS, C. *Model Predictive Control*. [S.l.]: Springer, 2004.
- _____. *Model Predictive Control*. [S.l.]: Springer, 2013.
- CAPONETTO, R.; GRAZIANI, S.; SCARCELLA, G. Predictive control of a three-phase four-wire inverter for microgrid applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 10, p. 9891–9902, 2019.
- CELIKEL, R. A voltage scanning-based mppt method for pv power systems under complex partial shading conditions. *Renewable Energy*, v. 184, n. 2, p. 361–373, 2022.
- CESPEDES, M.; ORTEGA, R.; SANCHEZ, P. Comparison of mpc and hysteresis control for three-phase four-wire inverters in microgrid applications. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 2017.

- CHEN, L.; HE, X.; ZHANG, Y. Comparative analysis of three-leg and four-leg inverter topologies for grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 33, n. 8, p. 6881–6893, 2018.
- CHOI, H.; LEE, J.; KIM, Y. Comparative analysis of finite set model predictive control with other control strategies for power electronics. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 6, p. 5522–5531, 2019.
- CHUDOUNG, N.; SANGWONGWANICH, S. A simple carrier-based pwm method for three-phase four-leg inverters considering all four pole voltages simultaneously. In: *2007 7th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*. [S.l.: s.n.], 2007. p. 1020–1027.
- CORTES, P.; RODRIGUEZ, J.; KOURO, S. Model predictive control of a three-phase four-wire inverter for a microgrid. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 6, p. 2444–2454, 2008.
- DADKHAH, J.; NIROOMAND, M. Optimization methods of mppt parameters for pv systems: Review, classification, and comparison. *Journal of Modern Power Systems and Clean Energy*, v. 9, n. 2, p. 225–236, 2021.
- DONCKER, R. W. D.; AL. et. An innovative modular multilevel converter topology for hvdc applications. In: *2010 IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*. [S.l.]: IEEE, 2010. p. 1–6.
- EPE. *Empresa de Pesquisa Energética*. 2023. Disponível em: <<https://www.epe.gov.br>>. Acesso em 10, outubro de 2023.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. *Fundamentals of Power Electronics*. Boston, MA: Kluwer Academic Publishers, 1997.
- FRERIS, L.; INFELD, D. *Renewable Energy in Power Systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.
- _____. *Renewable Energy in Power Systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2008.
- GLOVER, J. D.; SARMA, M. S.; OVERBYE, T. J. *Power System Analysis and Design*. [S.l.]: Cengage Learning, 2011.
- GONZÁLEZ, D.; VEGA, A. De la; CASTAÑO, R. Thermal degradation of semiconductor devices. *Microelectronics Reliability*, Elsevier, v. 97, p. 69–75, 2019.
- GREEN, M. A. Silicon photovoltaics: A review of materials, devices, and applications. *Solar Energy Materials and Solar Cells*, v. 91, n. 1, p. 79–92, 2006.
- _____. *The Physics of Solar Cells*. 2nd. ed. [S.l.]: University of New South Wales Press, 2012.
- HABIBU, M. et al. Finite-control-set model predictive control for a four-leg inverter. *IEEE Access*, v. 12, p. 4556–4565, mar. 2024.
- HART, J. R. *Power Electronics*. New York: McGraw-Hill Education, 2010.
- HUNG, N. P.; BIANCHI, N.; HSIEH, M.-F. *Multiphase Electric Machines for Variable-Speed Applications*. [S.l.]: Springer Science & Business Media, 2012.

- JUAN, C. R. M.; KENNEL, R. Boosting the performance of field oriented control by using a model predictive direct current strategy. *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, v. 24, n. 1, p. 4–90, 2010.
- KASSAKIAN, J.; SCHLECHT, M. B.; VERGHESE, G. C. *Principles of Power Electronics*. Boston, MA: Addison-Wesley Longman Publishing Co., Inc., 1991.
- KERSTING, W. H. *Distribution System Modeling and Analysis*. [S.l.]: CRC press, 2007.
- KHALID, M.; ISMAIL, A.; AHMAD, I. Model predictive control for maximum power point tracking of photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, v. 9, n. 4, p. 1654–1663, 2018.
- KHAN, I.; SHAH, M.; SULTANA, N. A review on maximum power point tracking techniques for photovoltaic systems. *Renewable and Sustainable Energy Reviews*, Elsevier, v. 101, p. 1–12, 2019.
- KHAN, S.; AHMED, S.; SHAH, S. Comparative analysis of mppt techniques for solar photovoltaic systems. *Solar Energy*, v. 202, p. 271–283, 2020.
- KITTEL, C. *Introduction to Solid State Physics*. 8th. ed. [S.l.]: Wiley, 2005.
- KOURO, S. et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 60, n. 12, p. 10208–10220, 2015.
- _____. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2009.
- _____. Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 56, n. 6, p. 1826–1838, 2015.
- _____. 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, 2009.
- _____. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 57, n. 8, p. 2553–2580, 2009.
- KOWALSKI, T.; ZAREBSKI, M. Analysis of three-phase four-wire inverter topologies. 2016.
- KREIN, P. T. *Elements of Power Electronics*. New York: Oxford University Press, 1998.
- LASHAB, A. A dual discrete model predictive control-based mppt for pv systems. *Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 34, n. 10, 2019.
- LEE, G. K.; KIM, S. H.; LEE, S. Comparison of maximum power point tracking methods for photovoltaic systems. *Journal of Power Electronics*, IEEE, v. 11, n. 5, p. 608–616, 2011.
- LEITE, S. F. *INVERSOR HÍBRIDO DE CINCO NÍVEIS: CONTROLE PREDITIVO E USO DE DISPOSITIVOS DE SILÍCIO E CARBETO DE SILÍCIO*. Dissertação (Mestrado) — UNIVERSIDADE FEDERAL DA PARAIBA, João Pessoa, agosto 2024.
- LIU, J.; XU, L.; ZHENG, J. An improved p&o mppt algorithm for photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 64, n. 11, p. 9165–9174, 2017.

- LIU, W.; WANG, L.; XU, C. Finite set model predictive control for three-phase four-wire inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 62, n. 8, p. 4863–4872, 2015.
- LUO, Y.; LI, Y.; CHEN, Y. Material selection for power semiconductor devices: A review. *Journal of Power Sources*, Elsevier, v. 482, p. 228933, 2021.
- MA, C. M. K. N. K. M. E. et al. An overview of gan hemt technology. *2018 IEEE International Conference on Power Electronics and Drive Systems (PEDS)*, p. 1–6, 2018.
- MA, J.; WU, Q.; CHEN, H. Computationally efficient finite set model predictive control for power electronics applications. *IEEE Access*, v. 10, p. 15965–15973, 2022.
- MAHMOUD, M. A. Y.; EL-SAADANY, E. F. An enhanced mppt method combining model-based and heuristic techniques. *IEEE Transactions on Sustainable Energy*, IEEE, v. 7, n. 2, p. 576–585, 2016.
- MAHMUD, M. A.; RAHMAN, M.; ISLAM, S. Hybrid maximum power point tracking controller for pv systems. *Energies*, v. 14, n. 2, p. 374, 2021.
- MASANA, J. Thermal modeling of power semiconductor devices. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 16, n. 3, p. 481–487, 2001.
- MENDES, F. *O impacto do aumento da energia elétrica na inflação*. 2021. Disponível em: <<https://veja.abril.com.br/economia/a-influencia-do-aumento-da-energia-eletrica-na-inflacao/>>. Acesso em 20, Fevereiro de 2024.
- MESBAH, A.; KHEIR, N. Model predictive control of discrete-time systems with state and input constraints. *IEEE Transactions on Automatic Control*, v. 55, n. 9, p. 2084–2090, 2010.
- METRY, M.; BALOG, R. S. n adaptive model predictive controller for current sensorless mppt in pv systems. *Open Journal of Power Electronics*, IEEE, v. 1, p. 445–455, 2020.
- MME. *Ministério de Minas e Energia*. 2023. <<https://www.gov.br/mme/>>. Acesso em 10, março de 2024.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T.; ROBBINS, W. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003.
- MOHAN, N.; UNDELAND, T. M.; ROBBINS, W. P. *Power Electronics: Converters, Applications, and Design*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2007.
- MUSSA, M.; SRAIRI, K.; CHIKH, M. Improved po maximum power point tracking algorithm for photovoltaic systems. *Renewable Energy*, Elsevier, v. 55, p. 238–249, 2013.
- NOGUEIRA, R.; OLIVEIRA, L.; LIMA, J. Real-time voltage control in power electronic converters. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 35, n. 6, p. 6575–6584, 2020.
- OUCHEN, S. et al. Simulation and real time implementation of predictive direct power control for three phase shunt active power filter using robust phase-locked loop. *Simulation Modelling Practice and Theory*, v. 78, p. 1–17, 2017. ISSN 1569-190X. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S1569190X17301120>>.

- PARK, N. et al. Perovskite solar cells: An overview. *Journal of Materials Chemistry A*, v. 4, n. 2, p. 421–432, 2016.
- PERALES, M. et al. Three-dimensional space vector modulation in abc coordinates for four-leg voltage source converters. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 1, n. 4, p. 104–109, 2003.
- PEREIRA, L.; SILVA, F.; FERNANDES, B. Review and implementation of maximum power point tracking algorithms for photovoltaic systems. *Energy Procedia*, Elsevier, v. 136, p. 35–44, 2017.
- PETRY, C. A. *Conversores CC-CC: Conversor Boost*. Florianópolis: [s.n.], 2020.
- PIERRET, R. F. *Semiconductor Device Fundamentals*. [S.l.]: Addison-Wesley, 1996.
- _____. *Semiconductor Device Fundamentals*. [S.l.]: Addison-Wesley, 1996.
- POGAKU, N.; PRODANOVIC, M.; GREEN, T. C. Modeling, analysis and testing of autonomous operation of an inverter-based microgrid. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 22, n. 2, p. 613–625, 2007.
- Pontt, J. R. and J. Predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 1, p. 495–503, 2007.
- PRASAD, V.; BOROJEVIC, D.; ZHANG, R. Analysis and comparison of space vector modulation schemes for a four-leg voltage source inverter. In: *Proceedings of APEC '97 - Applied Power Electronics Conference*. [S.l.]: IEEE, 1997. v. 2, p. 864–871.
- PREINDL, M.; SCHALTZ, P. T. E. Boosting the performance of field oriented control by using a model predictive direct current strategy. *Power Electronics and Motion Control Conference (EPE/PEMC)*, v. 24, n. 1, p. 4–90, 2010.
- RAJABIMOGHADDAM, H.; SHOKROLLAHI, H.; RAHIMI, F. Temperature effects on power semiconductor reliability: A review. *Microelectronics Reliability*, Elsevier, v. 107, p. 113579, 2020.
- RAVINDRANATH, T. R.; KUMAR, R. Comparative analysis of silicon, silicon carbide and gallium nitride in power electronics applications. *Journal of Power Electronics*, v. 19, n. 5, p. 1211–1222, 2019.
- REN21. *Renewables 2020 Global Status Report*. 2020. <<https://www.ren21.net/gsr-2020/>>. Acesso em 10, março de 2024.
- RODRIGUES, M. F.; SILVA, L. A.; FERREIRA, M. G. Analysis and design of a boost converter for photovoltaic applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 68, n. 6, p. 5172–5180, 2021.
- RODRIGUEZ et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, 2013.
- RODRIGUEZ, C.; BARRAGÁN, L. A.; SÁNCHEZ, R. A. Analysis of a boost converter operating in discontinuous conduction mode. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 52, n. 6, p. 1403–1410, 2005.

- RODRIGUEZ, J.; CORTÉS, P.; SILVA, C. Predictive control of a three-phase inverter for grid-connected photovoltaic systems. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 4, p. 2237–2245, 2007.
- RODRIGUEZ, J.; CORTÉS, P.; SILVA, C. A. Predictive control of power converters and electrical drives. *Wiley*, 2007.
- RYAN, M.; LORENZ, R.; DONCKER, R. D. Modeling of multileg sine-wave inverters: a geometric approach. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 46, n. 6, p. 1183–1191, 1999.
- SALIM, Z.; LATIF, M. Comparison of mppt algorithms in photovoltaic systems under dynamic conditions. *Energy Reports*, Elsevier, v. 5, p. 1286–1295, 2019.
- SARTORI, A. et al. Title of the article. *Journal Name*, X, p. Y–Z, 2009.
- SOUZA, S. S. P. M. de; SANTOS, E. F.; LOPES, L. F. Adaptive finite set model predictive control for power quality improvement in four-leg inverters. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 66, n. 9, p. 7163–7172, 2019.
- SRINIVAS, A.; KUMAR, M. Load flow analysis of distribution system for balanced and unbalanced loads. *International Journal of Engineering and Technology*, v. 7, n. 3, p. 1032–1040, 2015.
- STREETMAN, B. G.; BANERJEE, S. K. *Solid State Electronic Devices*. 7th. ed. [S.l.]: Pearson, 2016.
- SZE, S. M. *Physics of Semiconductor Devices*. 3rd. ed. [S.l.]: Wiley-Interscience, 2007.
- SÁNCHEZ, P.; PEREIRA, M.; ESPINOZA, J. Mpc-based control of three-phase four-wire inverters for distributed generation systems under unbalanced load conditions. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 29, n. 6, p. 2734–2745, 2014.
- VAZQUEZ, J.; ORTEGA, R.; LUNA, A. Impact of mpc on power quality and power factor in microgrids. *IEEE Transactions on Power Systems*, v. 31, n. 5, p. 3309–3316, 2016.
- VENKATA, Y. et al. Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part i: Concept, algorithm, and simulation analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 28, n. 7, p. 3459–3468, 2013.
- VITORINO, M. A. *Eletrônica de Potência: Fundamentos, conceitos e aplicações*. [S.l.]: Appris, 2019.
- WANG, Y.; WANG, X.; LUO, J. Four-leg converter control for compensating unbalanced currents in grid-connected systems. In: *IEEE Transactions on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2015. v. 62, n. 2, p. 556–564.
- WILDI, T. *Electrical Machines, Drives, and Power Systems*. [S.l.]: Prentice Hall, 2002.
- XU, L.; WANG, P.; WEI, X. Model predictive control of a three-phase four-wire inverter in microgrid applications with high penetration of renewable energy sources. *Renewable Energy*, v. 126, p. 742–752, 2018.

YARAMASU, V. et al. Model predictive current control of two-level four-leg inverters—part i: concept, algorithm, and simulation analysis. *IEEE Transactions on Power Electronics*, IEEE, v. 28, n. 7, p. 3459–3468, 2013.

ZHANG. Three-dimensional space vector modulation for four-leg voltage-source converters. *IEEE Power Electronics Letters*, v. 17, n. 3, p. 314–326, 2002.

ZHANG, R.; CHEN, X.; WANG, L. Performance evaluation of finite set model predictive control for four-leg inverter. *Energies*, v. 14, n. 12, p. 3713, 2021.