

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

INVERSOR HÍBRIDO DE CINCO NÍVEIS:
CONTROLE PREDITIVO E USO DE
DISPOSITIVOS DE SILÍCIO E CARBETO DE
SILÍCIO

Sócrates Ferreira Leite

João Pessoa, Brasil
28 de fevereiro de 2025

Sócrates Ferreira Leite

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: Prof. Edison Roberto Cabral da Silva, Dr.

Coorientador: Prof. Victor Felipe Moura Bezerra Melo, Dr.

João Pessoa, Brasil

28 de fevereiro de 2025

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

L533i Leite, Sócrates Ferreira.

Inversor híbrido de cinco níveis : controle preditivo e uso de dispositivos de silício e carbeto de silício / Sócrates Ferreira Leite. - João Pessoa, 2025.
106 f. : il.

Orientação: Edison Roberto Cabral da Silva.

Coorientação: Victor Felipe Moura Bezerra Melo.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR.

1. Inversor multinível. 2. Modulação PWM. 3. Controle preditivo. 4. Capacitor flutuante. 5. Ponto neutro grampeado. 6. Controle de corrente. I. Silva, Edison Roberto Cabral da. II. Melo, Victor Felipe Moura Bezerra. III. Título.

UFPB/BC

CDU 621.314.572(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

**INVERSOR HÍBRIDO DE CINCO NÍVEIS: CONTROLE PREDITIVO E USO DE
DISPOSITIVOS DE SILÍCIO E CARBETO DE SILÍCIO**

Elaborada por

SÓCRATES FERREIRA LEITE

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

COMISSÃO EXAMINADORA

Documento assinado digitalmente
 **EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA**
Data: 28/02/2025 22:05:37-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA
Orientador – UFPB

Documento assinado digitalmente
 **VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO**
Data: 12/03/2025 22:23:12-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO
Coorientador – UFPB

Documento assinado digitalmente
 **EDGARD LUIZ LOPES FABRICIO**
Data: 12/03/2025 22:14:53-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. EDGARD LUIZ LOPES FABRICIO
Examinador Interno – UFPB

Documento assinado digitalmente
 **ALESSANDRO LUIZ BATSCHAUER**
Data: 04/03/2025 17:25:25-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. ALESSANDRO LUIZ BATSCHAUER
Examinador Externo – UDESC

Documento assinado digitalmente
 **REUBEN PALMER REZENDE DE SOUSA**
Data: 10/03/2025 21:50:23-0300
Verifique em <https://validar.iti.gov.br>

PROF. DR. REUBEN PALMER
Examinador Externo – UFCG

AGRADECIMENTOS

Aos meus pais, pelo incentivo constante, amor e apoio incondicional durante toda a minha jornada. Sem vocês, este momento não seria possível. Aos meus orientadores, Professores Edison Roberto Cabral da Silva e Victor Felipe Moura Bezerra Melo, pela orientação, dedicação e pelos valiosos conhecimentos transmitidos. E a todas as pessoas que, com seu apoio silencioso e presença constante, tornaram minha trajetória mais leve e significativa.

“Há uma forma de fazer isso melhor – encontre-a.”
(Thomas Edison)

RESUMO

Com o avanço da transição energética global, os inversores multiníveis desempenham um papel essencial na conversão e no controle de energia elétrica. Desde sua concepção na década de 1970, esses inversores evoluíram significativamente, passando das configurações tradicionais de dois níveis para topologias mais avançadas, como as de três e cinco níveis, com pesquisas contínuas em busca de arquiteturas ainda mais sofisticadas. Graças à sua capacidade de melhorar a qualidade da forma de onda, reduzir o estresse nos semicondutores e aumentar a eficiência energética, os inversores multiníveis têm sido amplamente aplicados em sistemas de geração renovável e mobilidade elétrica. Neste contexto, este estudo apresenta um inversor de cinco níveis que combina características do inversor com capacitor flutuante e do tipo ponto neutro grampeado. Essa topologia híbrida tem como objetivo reduzir o número de componentes, além de minimizar o volume do inversor em comparação com topologias convencionais de dois níveis ou as topologias clássicas multinível. O estudo inclui uma análise detalhada dos modos de operação do inversor, como também seu funcionamento para fatores de potência unitário e não unitário. O controle preditivo é aplicado para controlar a corrente de saída e regular a tensão no capacitor flutuante. A modulação senoidal também é aplicada para fins de comparação com o controle preditivo. Simulações são apresentadas para analisar o princípio de operação do inversor híbrido de cinco níveis como também a utilização da estratégia de controle preditivo utilizada, além da comparação dos semicondutores utilizados no inversor, incluindo dispositivos convencionais de silício (Si) e dispositivos de carbeto de silício (SiC). Resultados experimentais são aplicados para validar o princípio de operação do inversor com controle preditivo, demonstrando a capacidade do sistema em controlar a corrente e a tensão do capacitor flutuante com alta precisão.

Palavras-chave: Inversor Multinível, Modulação PWM, Controle Preditivo, Capacitor Flutuante, Ponto Neutro Grampeado, Controle de Corrente.

ABSTRACT

With the advancement of the global energy transition, multilevel inverters play a crucial role in power conversion and control. Since their inception in the 1970s, these inverters have evolved significantly, transitioning from traditional two-level configurations to more advanced topologies, such as three-level and five-level structures, with ongoing research aimed at developing even more sophisticated architectures. Due to their ability to improve waveform quality, reduce semiconductor stress, and enhance energy efficiency, multilevel inverters have been widely adopted in renewable energy generation systems and electric mobility applications. In this context, this study presents a five-level inverter that combines characteristics of floating capacitor and neutral-point clamped inverters. This hybrid topology aims to reduce the number of components while minimizing the inverter volume compared to conventional two-level and classical multilevel topologies. The study includes a detailed analysis of the inverter's operating modes, as well as its performance under both unity and non-unity power factor conditions. Predictive control is applied to regulate the output current and stabilize the voltage across the floating capacitor. Additionally, sinusoidal modulation is implemented as an alternative control strategy to enable a comparative evaluation with predictive control. Simulations are conducted to analyze both the operational principle of the five-level hybrid inverter and the effectiveness of the predictive control strategy. Furthermore, the study examines the impact of different semiconductor technologies used in the inverter, including conventional silicon (Si) devices and silicon carbide (SiC) devices. Experimental results validate the inverter's operation under predictive control, demonstrating the system's ability to precisely regulate both the output current and the floating capacitor voltage.

Keywords: Multilevel Inverter, PWM Modulation, Predictive Control, Floating Capacitor, Neutral Point Clamped, Current Control.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – (a) Inversor ponto neutro grampeado de três níveis (NPC-3L). (b) Inversor ponto neutro grampeado de cinco níveis (NPC-5L).	21
Figura 2 – (a) Inversor capacitor flutuante de três níveis (FC-3L). (b) Inversor capacitor flutuante de cinco níveis (FC-5L).	22
Figura 3 – Inversor multinível Ponte-H em cascata para n níveis.	23
Figura 4 – Inversor NPC tipo-T.	23
Figura 5 – Inversor ANPC.	24
Figura 6 – Inversores híbridos de cinco níveis. (a) Topologia apresentada por Barbosa et al. 2005. (b) Topologia apresentada por Soeiro et al. 2013. (c) Topologia apresentada por Korhonen et al. 2014. (d) Topologia apresentada por Wang et al. 2016.	25
Figura 7 – Inversores híbridos de cinco níveis com capacidade de aumento de tensão na saída. (a) Topologia apresentada por Pineda et al. 2019. (b) Topologia apresentada por Siwakoti et al. 2018. (c) Topologia apresentada por De M Filho et al. 2020.	27
Figura 8 – Aplicações baseada na potência e frequência de operação.	29
Figura 9 – Modulação LS-PD para cinco níveis de tensão.	30
Figura 10 – Modulação LS-POD para cinco níveis de tensão.	31
Figura 11 – Modulação LS-APOD para cinco níveis de tensão.	31
Figura 12 – Modulação PS para cinco níveis de tensão.	32
Figura 13 – Inversor híbrido de cinco níveis. (a) Apresentado por Santos (2023) e discutido nesse trabalho. (b) Proposto por Silva et al. (2021).	39
Figura 14 – Modos de operação para os níveis de tensão positivo. (a) Modo A tensão +1V. (b) Modo B tensão +0,5V. (c) Modo C tensão +0,5V. (d) Modo D tensão 0.	41
Figura 15 – Modos de operação para os níveis de tensão negativo. (a) Modo E tensão 0. (b) Modo F tensão -0,5V. (c) Modo G tensão -0,5V. (d) Modo H tensão -1V.	42
Figura 16 – Modulação LS-PD em fator de potência unitário.	43
Figura 17 – Modulação LS-PD em fator de potência não unitário.	45
Figura 18 – Fluxograma para o controle de tensão do capacitor flutuante.	47
Figura 19 – Fluxograma para o controle preditivo.	52
Figura 20 – Circuito térmico. (a) <i>Foster</i> . (b) <i>Cauer</i>	56
Figura 21 – Comparação entre as modulações senoidais.	60
Figura 22 – Resultados da simulação para modulação LS-PD para fator de potência unitário. (a) Tensão de saída. (b) Corrente de saída. (c) Tensão no capacitor flutuante.	61

Figura 23 – Resultados da simulação para modulação LS-PD para fator de potência não unitário. (a) Tensão de saída. (b) Corrente de saída. (c) Tensão no capacitor flutuante.	62
Figura 24 – Resultados da simulação para aplicação do FCS-MPC para fator de potência unitário. (a) Tensão de saída. (b) Corrente de saída. (c) Tensão no capacitor flutuante.	64
Figura 25 – Resultados da simulação para aplicação do FCS-MPC para fator de potência não unitário. (a) Tensão de saída. (b) Corrente de saída. (c) Tensão no capacitor flutuante.	65
Figura 26 – Transitório de corrente. (a) Corrente de saída. (b) Tensão no capacitor flutuante. (c) Tensão de saída.	66
Figura 27 – Transitório de frequência. (a) Corrente de saída. (b) Tensão no capacitor flutuante. (c) Tensão de saída.	67
Figura 28 – Variação paramétrica. (a) Variação da resistência. (b) Variação da indutância.	68
Figura 29 – Análise da corrente de saída para variação da resistência. (a) Corrente de saída para um intervalo entre 0,1 e 1,2 s. (b) Erro percentual da corrente de saída. (c) Corrente de saída para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (d) Corrente de saída para um intervalo entre 1 s e 1,1 s.	69
Figura 30 – Análise da tensão do capacitor flutuante para variação da resistência. (a) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 0 e 1,2 s. (b) Erro percentual da tensão do capacitor flutuante. (c) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (d) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 1 s e 1,1 s.	70
Figura 31 – Análise da tensão de saída para variação da resistência. (a) Tensão de saída para um intervalo entre 0 e 1,2 s. (b) Tensão saída para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (c) Tensão de saída para um intervalo entre 1 s e 1,1 s.	71
Figura 32 – Análise da corrente de saída para variação da indutância. (a) Corrente de saída para um intervalo entre 0 e 1,2 s. (b) Erro percentual da corrente saída. (c) Corrente de saída para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (d) Corrente de saída para um intervalo entre 1 s e 1,1 s.	71
Figura 33 – Análise da tensão do capacitor flutuante para variação da indutância. (a) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 0 e 1,2 s. (b) Erro percentual da tensão do capacitor flutuante (c) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (d) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 1 s e 1,1 s	72

Figura 34 – Análise da tensão de saída para variação da indutância. (a) Tensão de saída para um intervalo entre 0 e 1,2 s. (b) Tensão saída para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (c) Tensão de saída para um intervalo entre 1 s e 1,1 s	73
Figura 35 – Perdas no inversor híbrido para modulação PD e FCS-MPC.	74
Figura 36 – Frequência, estresse de tensão máxima, estresse de corrente e de temperatura por chave para modulação LS-PD e para FCS-MPC. (a) Frequência. (b) Estresse de tensão máxima. (c) Estresse de corrente RMS. (d) Estresse de temperatura.	75
Figura 37 – Perdas percentuais para topologias citadas. (a) Perdas para modulação LS-PD. (b) Perdas do FCS-MPC.	77
Figura 38 – Estresse térmico em cada chave para as topologias citadas. (a) Estresse térmico para modulação LS-PD. (b) Estresse térmico do FCS-MPC. (c) Estresse térmico médio da modulação LS-PD e FCS-MPC.	78
Figura 39 – Comparação das perdas no inversor híbrido para modulação PD e FCS-MPC utilizado (Si) e (SiC). (a) Perdas para modulação LS-PD utilizando (Si) e (SiC). (b) Perdas para o FCS-MPC utilizando (Si) e (SiC). (c) Perdas utilizando a modulação LS-PD e FCS-MPC para os dispositivos (SiC).	80
Figura 40 – Estresse de temperatura no inversor híbrido para modulação PD e FCS-MPC. (a) Utilizando dispositivos (Si). (b) Utilizando dispositivos (SiC).	81
Figura 41 – Bancada experimental.	83
Figura 42 – Esquema das conexões da bancada experimental.	84
Figura 43 – Resultados Experimentais para o FCS-MPC: Barramento CC - canal 1; Tensão de saída - canal 2; Tensão no capacitor flutuante - canal 3; Corrente de carga - canal 4.	85
Figura 44 – Resultados Experimentais para o FCS-MPC: Corrente no capacitor flutuante - canal 1; Tensão de saída - canal 2; Tensão no capacitor flutuante - canal 3.	86
Figura 45 – Resultados Experimentais para variação de corrente: Barramento CC - canal 1; Tensão de saída - canal 2; Tensão no capacitor flutuante - canal 3; Corrente de carga - canal 4.	87
Figura 46 – Resultados Experimentais para variação de carga: Barramento CC - canal 1; Tensão de saída - canal 2; Tensão no capacitor flutuante - canal 3; Corrente de carga - canal 4.	88
Figura 47 – Inversores híbridos de cinco níveis. (a) Topologia apresentada por Silva et al. (2021). (b) Topologia apresentada por Santos (2023) e estudada nesse trabalho.	89

Figura 48 – Inversor híbrido de cinco níveis elevador de tensão proposto.	90
Figura 49 – Modos de operação. (a) Modo A tensão +2V. (b) Modo B tensão +1V. (c) Modo C tensão 0. (d) Modo D tensão 0. (e) Modo E tensão -1V. (f) Modo F tensão -2V.	91
Figura 50 – Setores e vetores de chaveamento para o M2PC.	92
Figura 51 – Corrente no capacitor flutuante. (a) Aplicando a modulação LS-PD. (b) Aplicando o FCS-MPC. (c) Aplicando o M2PC.	94
Figura 52 – Resultados da simulação para aplicação do M2PC para fator de potência não unitário. (a) Tensão de saída. (b) Corrente de saída. (c) Tensão no capacitor flutuante.	96
Figura 53 – Perdas no inversor proposto para modulação PD, FCS-MPC e M2PC. (a) Utilizando dispositivos (Si). (b) Utilizando dispositivos (SiC). . . .	98

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Estados de Chaveamento da Topologia Estudada.	40
Tabela 2 – Parâmetros da simulação para modulação PWM.	59
Tabela 3 – Parâmetros da simulação para modulação LS-PD para o fator de potência não unitário.	62
Tabela 4 – Parâmetros da simulação para o FCS-MPC.	63
Tabela 5 – Parâmetros da simulação para o FCS-MPC para o fator de potência não unitário.	64
Tabela 6 – Semicondutores escolhidos para o projeto do inversor.	74
Tabela 7 – Resultados de alguns parâmetros.	76
Tabela 8 – Semicondutores escolhidos com dispositivos SiC para o projeto do inversor.	79
Tabela 9 – Perdas percentuais totais em relação a potência nominal do sistema.	80
Tabela 10 – Parâmetros do experimento do inversor híbrido de cinco níveis para o FCS-MPC.	84
Tabela 11 – Estados de Chaveamento da Topologia Proposta.	90
Tabela 12 – Parâmetros da simulação para o M2PC.	94
Tabela 13 – Semicondutores escolhidos para o projeto do inversor proposto.	97
Tabela 14 – Semicondutores com dispositivos SiC escolhidos para o projeto do inversor proposto.	97
Tabela 15 – Perdas percentuais em relação a potência nominal do sistema.	98

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

ANPC	Active Neutral Point Clamped (Ponto Neutro Grampeado Ativo)
CC	Corrente Contínua
CCS-MPC	Continuous Control Set Model Predictive Control (Controle Preditivo de Modelo de Conjunto de Controle Contínuo)
CHB	Cascaded H-Bridge (Ponte-H em Cascata)
FC	Flying Capacitor (Capacitor Flutuante)
FCS-MPC	Finite Control Set Model Predictive Control (Controle Preditivo de Modelo com Conjunto de Controle Finito)
IEA	International Energy Agency (Agência Internacional de Energia)
LS-APOD	Level Shifted Alternative Phase Opposition Disposition (Disposição Alternativa de Oposição de Fase)
LS-PD	Level Shifted Phase Disposition (Disposição de fase com deslocamento de nível)
LS-POD	Level Shifted Phase Opposition Disposition
LVRT	Low Voltage Ride-Through
MPC	Model Predictive Control (Controle Preditivo Baseado em Modelo)
NPC	Neutral Point Clamped (Ponto Neutro Grampeado)
PSPWM	Phase Shift Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso com Deslocamento de Fase)
PWM	Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso)
SPWM	Sinusoidal Pulse Width Modulation (Modulação por Largura de Pulso Senoidal)

LISTA DE SÍMBOLOS

C	Capacitância
E_{off}	Energia dissipada durante o desligamento
E_{on}	Energia dissipada durante o ligamento
E_{rec}	Energia dissipada durante a recuperação reversa
g	Função de custo
i_C	Corrente instantânea no coletor
i_{C1}	Corrente que flui pelo capacitor flutuante
i_{C1}^p	Corrente prevista que flui pelo capacitor flutuante
i_{load}	Corrente de carga
I_o	Amplitude de referência da corrente
i_o	Corrente de saída
i_o^*	Valor de referência da corrente
i_o^m	Corrente medida
i_o^p	Corrente prevista
L	Indutância da carga
$P_{comut_{total}}$	Perdas totais por comutação
P_{cond_D}	Perdas por condução no diodo
P_{cond_Q}	Perdas por condução no IGBT
$P_{cond_{total}}$	Perdas totais por condução
P_{rec}	Perdas de recuperação reversa do diodo
$P_{turn_{off}}$	Perdas de bloqueio (turn-off)
$P_{turn_{on}}$	Perdas de disparo (turn-on)
T_j	Temperatura de junção
T_s	Intervalo de amostragem

v_{C_0}	Tensão inicial do capacitor flutuante
v_{C_1}	Tensão no capacitor flutuante
$v_{C_1}^*$	Valor de referência da tensão do capacitor
$v_{C_1}^m$	Tensão medida no capacitor flutuante
$v_{C_1}^p$	Tensão prevista no capacitor flutuante
v_{CE}	Tensão entre coletor e emissor
v_F	Tensão direta do diodo
v_o	Tensão de saída do inversor
λ_v	Fator de ponderação para o controle da tensão do capacitor flutuante

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	18
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	18
1.2	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	19
1.2.1	Inversor Ponto Neutro Grampeado	20
1.2.2	Inversor Capacitor Flutuante	21
1.2.3	Inversor Ponte-H em Cascata	22
1.2.4	Outras Topologias	22
1.2.4.1	Inversor NPC Tipo-T	22
1.2.4.2	Inversor com Ponto Neutro Grampeado Ativo	24
1.2.4.3	Inversores Híbridos	24
1.2.4.4	Inversores Híbridos com Capacidade de Aumento de Tensão de Saída	26
1.3	INVERSORES COM TECNOLOGIA WIDE BAND GAP	28
1.4	ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO	29
1.5	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO	32
1.5.1	Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado à Eletrônica de Potência	33
1.5.2	Controle Preditivo Modulado	35
1.6	CONCLUSÕES	36
1.7	PROPÓSITO DO ESTUDO	36
1.8	CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO	37
1.9	ESTRUTURA DO TRABALHO	37
2	INVERSOR HÍBRIDO DE CINCO NÍVEIS	39
2.1	TOPOLOGIA ESTUDADA	40
2.2	MODOS DE OPERAÇÃO	40
2.3	MODULAÇÃO APLICADA	43
2.3.1	Fator de potência unitário	43
2.3.2	Fator de potência não unitário	44
2.4	REGULAÇÃO DA TENSÃO NO CAPACITOR	46
2.4.1	Dimensionamento do Capacitor	46
2.5	CONCLUSÕES	47
3	CONTROLE PREDITIVO E FIGURAS DE MÉRITO	48
3.1	FCS-MPC	48
3.1.1	Modelagem do Sistema	48
3.1.2	Função custo e fator de ponderação para o inversor proposto	50
3.1.3	Fluxograma	51

3.2	FIGURAS DE MÉRITO	53
3.2.1	Perdas por condução	53
3.2.2	Perdas por comutação	54
3.2.3	Estresse térmico nos dispositivos	55
3.2.4	Estresse de Tensão	56
3.2.5	Estresse de Corrente	56
3.2.6	Distorção harmônica	57
3.3	CONCLUSÕES	57
4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	59
4.1	PARÂMETROS PARA ANÁLISE APLICADA À MODULAÇÃO PWM	59
4.1.1	Análise aplicada à modulação PWM	59
4.1.2	Fator de potência próximo do unitário	60
4.1.3	Fator de potência não unitário	60
4.2	PARÂMETROS UTILIZADOS COM O FCS-MPC	62
4.3	ANÁLISE APLICADA AO FCS-MPC	63
4.3.1	FCS-MPC para fator de potência não unitário	63
4.3.2	Análise do inversor em regime transitório	65
4.3.2.1	Variação paramétrica	66
4.4	PERDAS POR CONDUÇÃO E COMUTAÇÃO	73
4.4.1	Perdas por condução e comutação no inversor híbrido de cinco níveis	74
4.4.2	Estudo comparativo entre a modulação LS-PD e o FCS-MPC	75
4.4.3	Comparação com outras topologias	76
4.5	UTILIZAÇÃO DOS DISPOSITIVOS DE CARBETO DE SILÍCIO	79
4.6	CONCLUSÕES	81
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	83
5.1	DESCRIÇÃO DO EXPERIMENTO	83
5.2	REGIME PERMANENTE	84
5.3	TRANSITÓRIO	85
5.4	CONCLUSÕES	87
6	INVERSOR HÍBRIDO DE CINCO NÍVEIS COM CAPACI- DADE DE AUMENTO DE TENSÃO DE SAÍDA	89
6.1	TOPOLOGIA PROPOSTA	89
6.2	CONTROLE PREDITIVO MODULADO	92
6.3	RESULTADOS SIMULADOS	93
6.3.1	Regime Permanente	95
6.4	PERDAS NO INVERSOR	96

6.5	CONCLUSÕES	98
7	CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS	100
7.1	CONCLUSÕES GERAIS	100
7.2	TRABALHOS FUTUROS	101
	REFERÊNCIAS	102

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Nos últimos anos, o aumento exponencial do consumo de energia elétrica tem desencadeado a busca por fontes alternativas de energia. Este fenômeno é impulsionado pela constatação de que as fontes tradicionais estão se aproximando de seu potencial máximo, especialmente nos países desenvolvidos. Nesse contexto de transição energética global, torna-se evidente a necessidade de explorar e expandir as alternativas sustentáveis.

Dados da Agência Internacional de Energia (IEA, 2024) revelam que as fontes renováveis alcançaram 29% da geração de energia global em 2022, um aumento significativo em relação aos 27% registrados em 2021. Esse crescimento promissor, com previsão para aumento de 42% até 2028, demonstra a necessidade de direcionar esforços para o aprimoramento das tecnologias associadas às energias renováveis, tornando-as mais eficientes, acessíveis e viáveis em larga escala.

Neste cenário de transição energética global, a evolução dos inversores multiníveis tem sido fundamental. O conceito de inversor multinível foi introduzido em 1975 e, desde então, esses dispositivos se tornaram componentes essenciais na indústria de energia (BAKER; BANNISTER, 1975). Inicialmente, os inversores eram limitados a configurações de dois níveis, mas atualmente os inversores multiníveis avançaram para versões com três e cinco níveis, e pesquisas estão em andamento para desenvolver topologias ainda mais complexas.

Esses inversores têm sido amplamente adotados em sistemas de geração de energia renovável, como solar, células de combustível, energia eólica, microrredes e biomassa, além de sua aplicação em setores como veículos elétricos (VEs), fábricas de laminação, indústrias de papel, construção de estruturas metálicas e propulsão de embarcações (SINGH; BHANDARI; KUMAR, 2022).

Compostos por uma combinação de interruptores passivos e ativos, quando conectados e controlados adequadamente, apresentam um melhor funcionamento em comparação com os inversores convencionais de dois níveis. Os inversores multiníveis têm a capacidade de lidar com altas tensões de barramento e gerar múltiplos níveis de tensão na saída (PEREZ et al., 2015). Isso resulta em diversas vantagens, tais como a redução da distorção harmônica e consequente melhoria da qualidade da tensão de saída, propiciando uma redução no tamanho do filtro devido à geração de uma forma de onda “mais senoidal”. Também, contribuem para a redução de estresses de tensão nos componentes.

Dentre as diversas topologias de inversores multiníveis, as que se destacam como topologias multiníveis clássicas são: o inversor Ponto Neutro Grampeado (NPC), introduzido inicialmente por Baker (1980) popularizado posteriormente por Nabae, Takahashi e Akagi

(1981), o inversor Capacitor Flutuante (FC), introduzido por Sugimoto (1982) e divulgado por Meynard e Foch (1992), e o inversor Ponte-H em Cascata (CHB), patenteado por Baker e Bannister (1975) e investigado por Marchesoni, Mazzucchelli e Tenconi (1988). Uma evolução significativa nesse campo é o conversor ANPC, do inglês *Active Neutral Point Clamped*, discutido por Bernet e Bruckner (2004), que introduz benefícios adicionais em termos de eficiência e distribuição das perdas entre os interruptores.

Nos últimos anos, os inversores multiníveis têm sido objeto de intensa pesquisa e desenvolvimento, buscando aumentar o número de níveis na tensão de saída. No entanto, à medida que o número de níveis aumenta, também cresce a quantidade de interruptores necessários, o que resulta em uma diminuição da eficiência, pois as perdas de potência nos inversores multiníveis são, em grande parte, causadas pelas perdas de condução e comutação dos interruptores.

Com o objetivo de reduzir essas perdas associadas ao sistema, diversas variações de topologias têm sido propostas. Estas incluem desde modificações nas conexões ao barramento de corrente contínua (CC) até a utilização de inversores híbridos, que combinam duas ou mais topologias distintas. Além de técnicas de modulação e controle, a relação entre a tensão do barramento CC e a tensão de saída também têm sido exploradas. Portanto, o desafio dos inversores multiníveis é encontrar um equilíbrio entre o aumento do número de níveis na tensão de saída e a redução do número de componentes, a fim de minimizar as perdas de potência e melhorar a eficiência geral do sistema.

1.2 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Recentemente, inúmeras estruturas de inversores multiníveis têm sido estudadas devido à sua variedade de aplicações, especialmente em sistemas de energia renovável. Um exemplo é o trabalho de Chen et al. (2023), que aplicou uma estrutura ANPC em um sistema de armazenamento de energia do tipo *flywheel* onde é possível reduzir a flutuação de energia e melhorar a estabilidade da rede elétrica. O estudo analisa o princípio do funcionamento do inversor ANPC *back-to-back* no sistema de armazenamento de energia do *flywheel* de alta potência. Apesar do inversor ANPC apresentar problemas de flutuação de tensão no ponto neutro, o autor propõe um algoritmo com um pequeno coeficiente de ajuste da tensão do barramento CC.

Em Chen, Fong e Loh (2020), é proposto um novo inversor de cinco níveis que conecta duas células FC em cascata. Esse inversor possui características como tensão de saída com ganho de dois, número reduzido de capacitores e dispensa o uso de capacitores de alta tensão, além de permitir o balanceamento natural dos capacitores. A estrutura desenvolvida é aplicada em sistemas fotovoltaicos, suprimindo a corrente de fuga induzida pela capacitância parasita entre os arranjos fotovoltaicos.

Islam, Guo e Zhu (2014) elaboraram um estudo sobre um inversor de média tensão em cascata multinível visando a integração direta na rede de sistemas de energia renovável. Os inversores modulares em cascata multinível têm sido considerados fortes concorrentes para o desenvolvimento de conversores de média tensão, mas esse tipo de inversor requer múltiplas fontes CC isoladas e balanceadas. No estudo, o autor propõe um inversor em cascata multinível com barramento CC magnético comum gerando múltiplas fontes CC isoladas e balanceadas para todas as células do inversor proposto para integração direta de fontes renováveis na rede.

Dentre os vários tipos de inversores multiníveis, alguns são classificados como topologias clássicas ou fundamentais. São eles: inversor multinível com ponto neutro grampeado, conhecido por NPC; inversor capacitor flutuante, também conhecido como inversor FC; e inversor ponte-H em cascata ou inversor CHB. Essas topologias são fundamentais para a conversão eficiente de energia e cada uma delas tem características específicas.

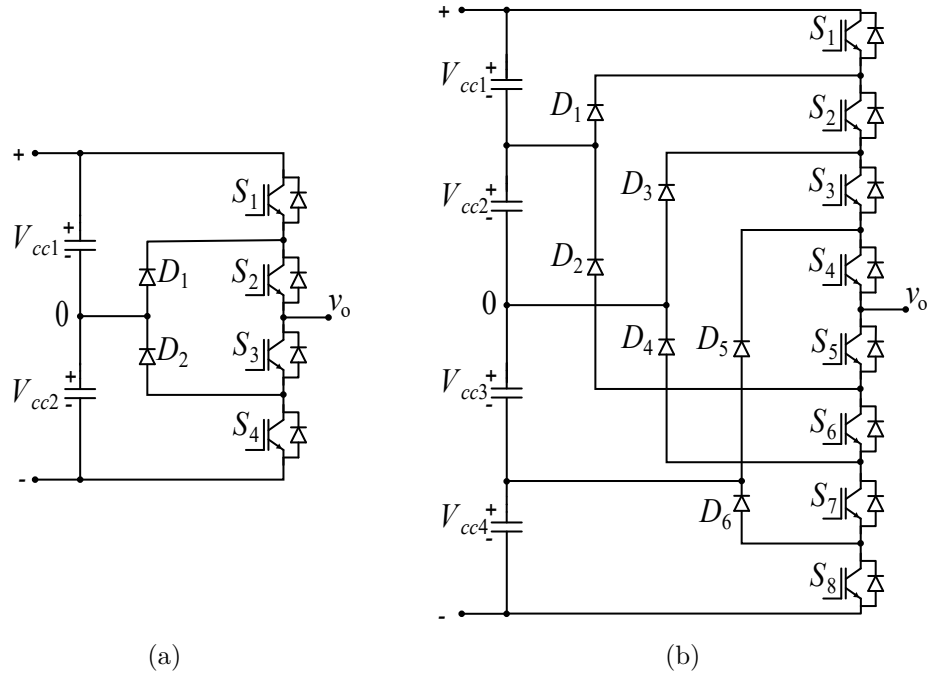
1.2.1 Inversor Ponto Neutro Grampeado

O inversor ponto neutro grampeado, conhecido também como NPC, do inglês *Neutral Point Gramped*, conforme citado anteriormente, foi introduzido por Baker (1980) e popularizado por Nabae, Takahashi e Akagi (1981). Esse tipo de inversor opera gerando diferentes níveis de tensão a partir da tensão do ponto neutro, utilizando diodos de grampeamento. A Figura 1(a) apresenta um inversor NPC de três níveis e a Figura 1(b) um NPC de cinco níveis. Conforme apresentado em Oliveira et al. (2017), esse tipo de inversor possui uma série de vantagens, como:

1) Utilização de uma única fonte de tensão no barramento de corrente contínua, simplificando a configuração e reduzindo a complexidade do sistema; 2) Menor número de capacitores em comparação com outras topologias multiníveis, resultando em economia de custos e espaço físico; 3) Realização da mudança entre os níveis de saída com a comutação de apenas uma chave de potência, minimizando as perdas de energia e aumentando a eficiência do sistema.

Porém, além das vantagens citadas, esse tipo de inversor possui outras características não tão vantajosas como: seus diodos conectados ao ponto neutro devem ser de alta velocidade e, à medida que o número de níveis de tensão aumenta, são necessários mais diodos, interruptores semicondutores ativos e capacitores de barramento. Isso resulta em um aumento da complexidade e das perdas de condução devido ao maior número de diodos conectados em série para bloquear tensões mais altas, além de gerar correntes de recuperação reversa que afetam as perdas de comutação de outros dispositivos. O desafio do balanceamento da tensão no barramento também é uma preocupação para inversores NPC com um número elevado de níveis, devido às correntes distintas nos semicondutores.

Figura 1 – (a) Inversor ponto neutro grampeado de três níveis (NPC-3L). (b) Inversor ponto neutro grampeado de cinco níveis (NPC-5L).



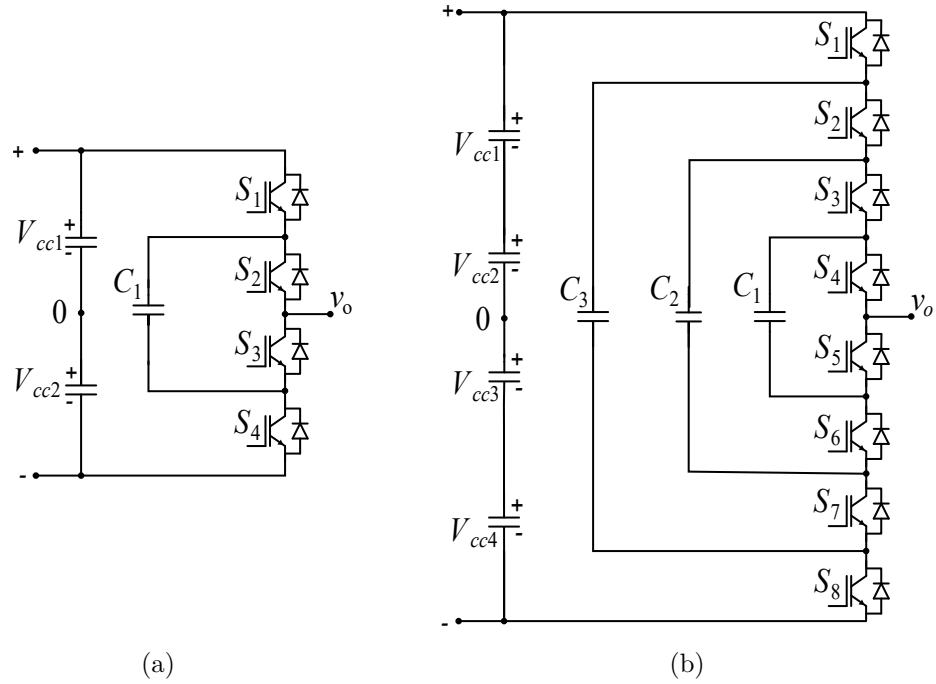
Fonte: Elaborado pelo autor.

1.2.2 Inversor Capacitor Flutuante

O inversor Capacitor Flutuante (FC) gera os níveis de tensão de saída de acordo com os valores da tensão do FC e da tensão do barramento CC. Durante o processo de comutação, os interruptores controlam a carga e descarga do capacitor flutuante, criando seus diferentes níveis de tensão que, quando combinados, formam a tensão de saída desejada.

A Figura 2(a) apresenta um inversor FC de três níveis. Diferentemente do inversor NPC, é utilizado um capacitor para gerar o nível central. Meynard e Foch (1992) contribuíram de forma significativa para o desenvolvimento e popularização dessa topologia, a qual apresenta algumas vantagens, conforme destacado por Menéndez (2004): Não apresenta problemas associados aos diodos de grampeamentos dos NPC, e também pode ser expandido para mais níveis de tensão, conforme mostrado na Figura 2(b), na qual é apresentado um inversor FC de cinco níveis. No entanto, o número de capacitores aumenta quanto maior o número de níveis gerados pela topologia, demandando um controle mais complexo para equilibrar as tensões nos capacitores do barramento CC e dos capacitores flutuantes. Além da possibilidade de uma frequência de comutação mais elevada para manter o balanceamento dos capacitores, o que pode resultar em maiores perdas por comutação.

Figura 2 – (a) Inversor capacitor flutuante de três níveis (FC-3L). (b) Inversor capacitor flutuante de cinco níveis (FC-5L).



Fonte: Elaborado pelo autor.

1.2.3 Inversor Ponte-H em Cascata

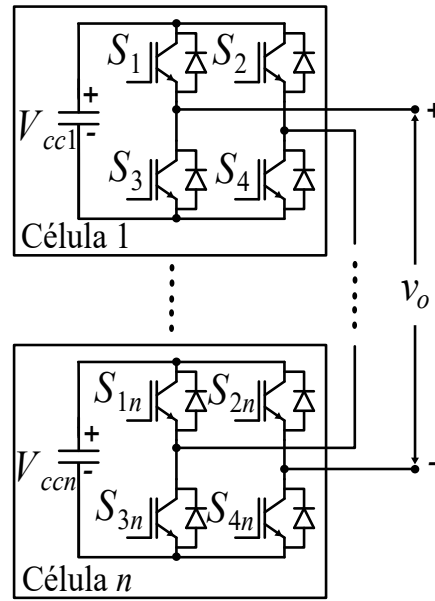
O inversor multinível Ponte-H em cascata, do inglês, *Cascaded H-Bridge* (CHB), utilizam células Ponte-H conectadas em série com fontes de tensão CC isoladas. Essa topologia foi proposta inicialmente por Baker e Bannister (1975). Sua grande vantagem é a modularidade, o que torna sua expansão de níveis bastante simples. No entanto, para aumentar o número de níveis de saída, mais células são necessárias, o que torna essa topologia de difícil implementação caso se queira gerar um elevado número de níveis devido à necessidade de muitas fontes CC isoladas, conforme pode ser visto na Figura 3.

1.2.4 Outras Topologias

A partir das topologias clássicas, ou fundamentais, outras derivações de inversores surgiram, com o objetivo de melhorar algumas características.

1.2.4.1 Inversor NPC Tipo-T

No trabalho apresentado por Nabae, Takahashi e Akagi (1981), no qual o inversor NPC se popularizou, foi apresentado também um outro tipo de inversor, denominado de *Second type of NPC inverter*, popularmente conhecido como *T-Type NPC Inverter* ou inversor NPC Tipo-T. O inversor NPC tipo-T tem como característica chaves bidirecionais

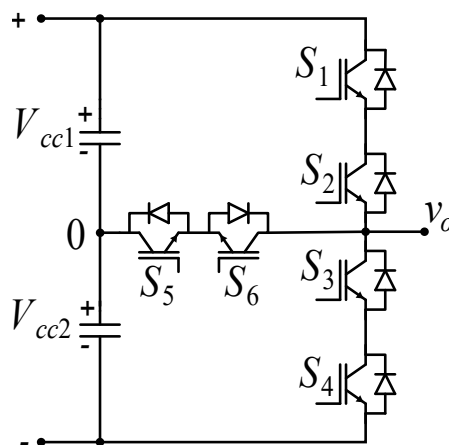
Figura 3 – Inversor multinível Ponte-H em cascata para n níveis.

Fonte: Elaborado pelo autor.

que fixam a carga no ponto médio da tensão de barramento, conforme mostrado na Figura 4.

Diferentemente do NPC convencional, no NPC tipo-T, a tensão de bloqueio dos interruptores consiste em toda a tensão do barramento CC, enquanto a tensão de bloqueio dos interruptores de ponto neutro é a metade da tensão do barramento CC (STEIN; NOVAES, 2015). A topologia do NPC tipo-T pode ser facilmente expandida para mais de três níveis em relação ao NPC convencional, além de apresentar menores perdas de condução em relação ao NPC convencional, o que a torna ideal para aplicações com frequência de comutação abaixo de 20 kHz. (LEE; SHIN; CHOI, 2015).

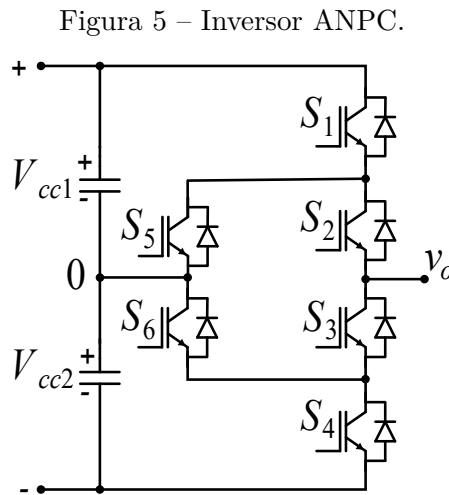
Figura 4 – Inversor NPC tipo-T.



Fonte: Elaborado pelo autor.

1.2.4.2 Inversor com Ponto Neutro Grampeado Ativo

Um desafio na topologia NPC é a presença de uma distribuição desigual de potências nos dispositivos de chaveamento, levando a uma distribuição assimétrica de temperatura e consequentemente a uma distribuição desigual de perdas. Para minimizar esse problema, uma alternativa é a utilização do inversor com o ponto neutro grampeado, do inglês *Active Neutral Point Clamped Inverter* (ANPC). Sua estrutura para um braço de três níveis é ilustrada na Figura 5, na qual se observa que a configuração é uma derivação da topologia NPC, onde os diodos de grampeamento foram substituídos por chaves semicondutoras. Essa configuração confere ao inversor uma maior flexibilidade, com um maior número de estados de comutação, resultando em redução de perdas e melhoria do desempenho térmico.



Fonte: Elaborado pelo autor.

1.2.4.3 Inversores Híbridos

Com o objetivo de reduzir custos e complexidade, os inversores híbridos têm recebido grande atenção recentemente. Diversas variações dessa abordagem têm sido propostas, incluindo o uso de diferentes conexões entre a saída do inversor v_o e o ponto neutro 0. Essas variações oferecem mais flexibilidade e adaptabilidade às necessidades específicas de cada aplicação. As topologias híbridas de inversores multiníveis combinam características dos inversores clássicos multiníveis oferecendo diversas vantagens. O foco deste trabalho é nos inversores híbridos que combinam as particularidades do NPC e suas variações com o FC.

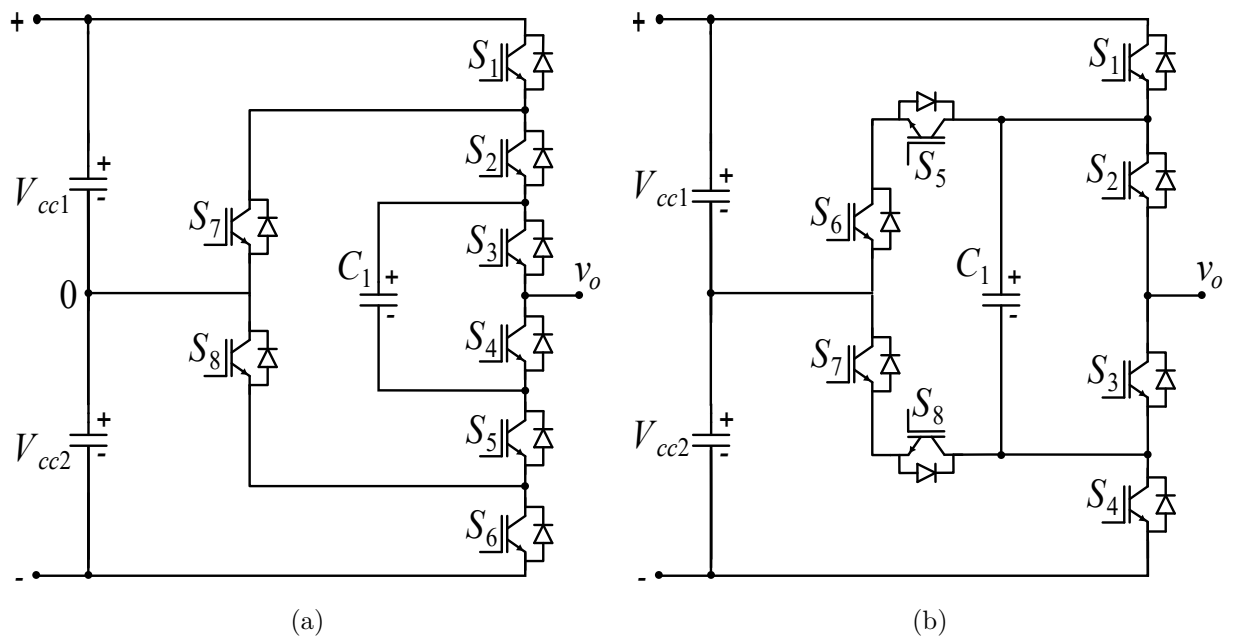
Por exemplo, em Barbosa et al. (2005), foi proposto um inversor que combina um ANPC com um FC utilizando oito chaves ativas, Figura 6(a), eliminando a necessidade de diodos de grampeamento e, através da seleção dos estados de comutação redundantes, permite o controle das tensões do capacitor flutuante.

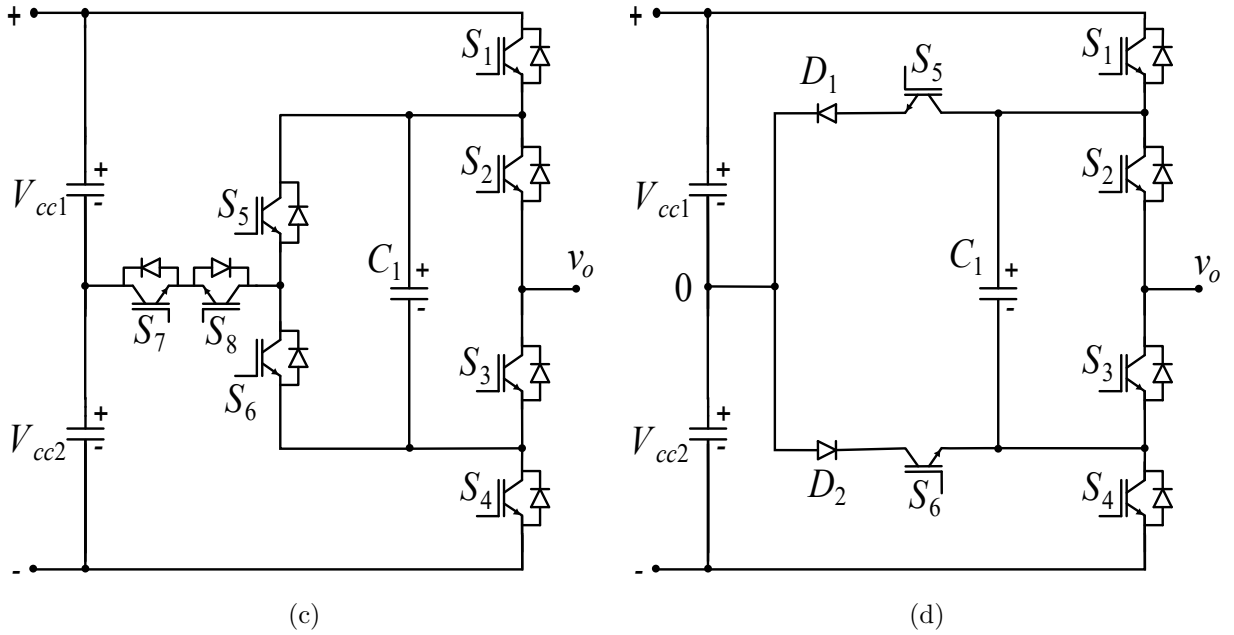
Soeiro et al. (2013) propuseram novos inversores de cinco níveis com ponto neutro ativo. Construídos a partir de uma combinação de tecnologias de inversores de capacitores flutuantes e inversores com ponto neutro grampeado, adequados para aplicações em níveis de média tensão, apresentando novas formas de conectar o inversor ao ponto neutro do barramento CC. Um cálculo comparativo da eficiência do semicondutor mostrou as vantagens da solução apresentada na Figura 6(b) sobre o circuito convencional com ponto neutro ativo, ou seja, melhores características de perda total de condução do semicondutor.

Korhonen et al. (2014) analisaram um inversor híbrido de cinco níveis que utiliza o inversor tipo T e FC, Figura 6(c). A tensão do capacitor flutuante pode ser controlada com um esquema simples que direciona a tensão para o valor de referência de um quarto da tensão de barramento, selecionando o estado de comando redundante apropriado. Os interruptores possuem diferentes estresses de tensão e frequências de comutação, levando a uma distribuição de perda desigual entre eles.

Wang et al. (2016) propôs uma topologia com seis chaves ativas, Figura 6(d), derivado do inversor apresentado por Soeiro et al (2013). Visando reduzir custos e volume do sistema, duas chaves foram reduzidas, levando a menores perdas de condução. A modulação proposta permitiu ao inversor operar com potência ativa e reativa limitada, necessitando de cuidados extras, visto que alguns interruptores são unidirecionais. A análise do autor mostrou que a topologia proposta é adequada para aplicações de geração fotovoltaica conectadas à rede.

Figura 6 – Inversores híbridos de cinco níveis. (a) Topologia apresentada por Barbosa et al. 2005. (b) Topologia apresentada por Soeiro et al. 2013. (c) Topologia apresentada por Korhonen et al. 2014. (d) Topologia apresentada por Wang et al. 2016.





Fonte: Adaptado dos autores.^{1 2 3 4}

1.2.4.4 Inversores Híbridos com Capacidade de Aumento de Tensão de Saída

O inversor ANPC de cinco níveis proposto por Barbosa et al. (2005), na Figura 6(a), combina as características do NPC de três níveis e do FC de três níveis. Comparado às topologias clássicas, apresenta um bom equilíbrio entre a redução do número de componentes e a operação conforme a relação de tensão entre o barramento CC e o capacitor flutuante. Pineda et al. (2019), Figura 7(a), aplicaram modificações ao 5L-ANPC proposto por Barbosa (2005), adotando um princípio de operação no qual o capacitor flutuante é carregado com a tensão total do barramento, resultando em um balanceamento natural do capacitor flutuante e em uma tensão de saída equivalente à tensão total do barramento CC.

Além de Pineda et al. (2019), Siwakoti et al. (2018) também apresentaram um inversor de cinco níveis capaz de fornecer uma tensão de saída equivalente à tensão total do barramento, onde o capacitor flutuante também é carregado com a tensão total do barramento CC, utilizando seis chaves, Figura 7(b).

De M Filho et al. (2020) propuseram uma topologia de inversor multinível de cinco níveis, Figura 7(c), que se destaca por sua capacidade de elevação de tensão e autobalanceamento da fonte flutuante. Esse inversor é composto por oito chaves e um

¹ Fonte da Figura 6(a): Adaptado de Barbosa et. al. (2005).

² Fonte da Figura 6(b): Adaptado de Soeiro et. al. (2013).

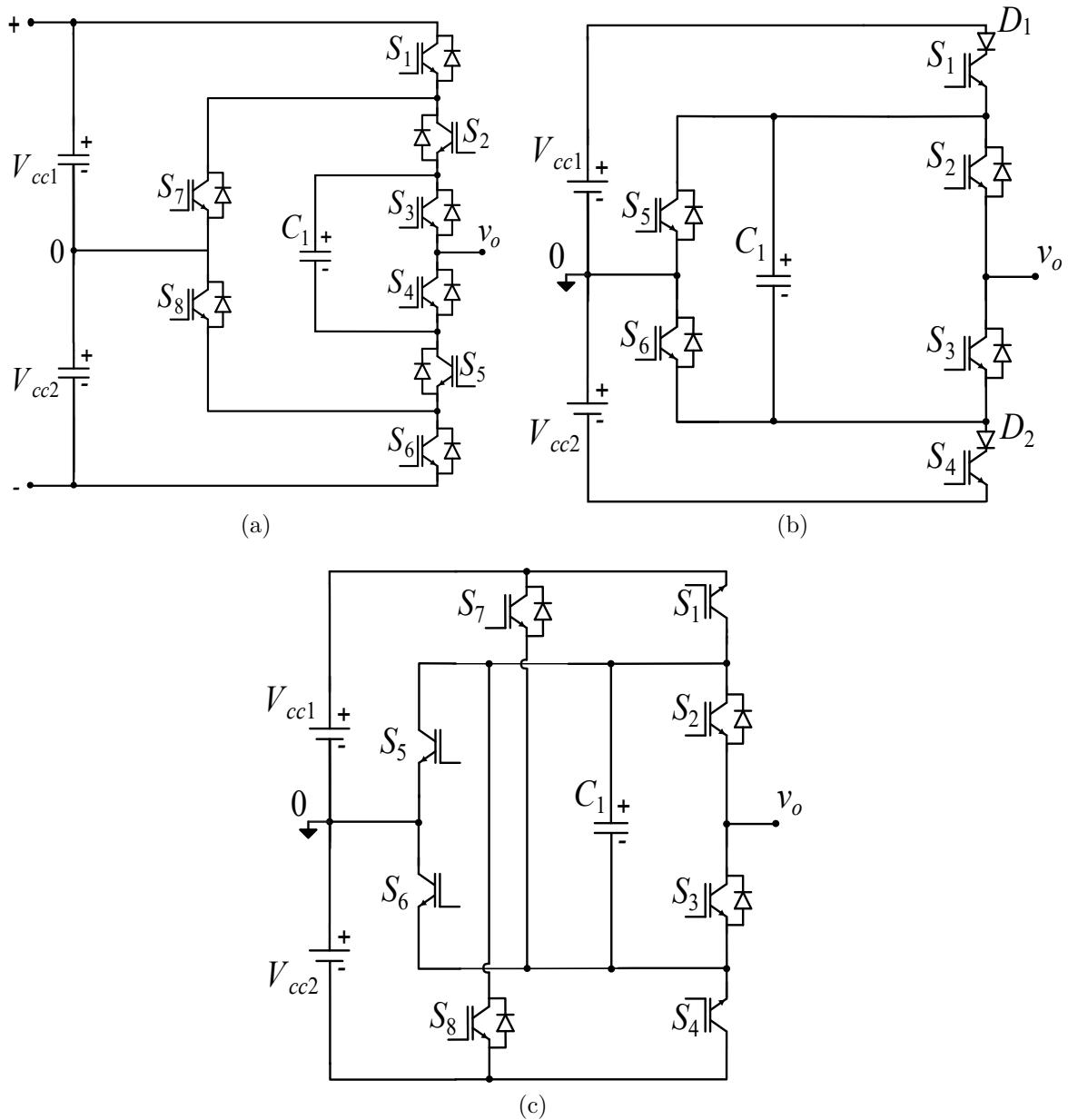
³ Fonte da Figura 6(c): Adaptado de Korhonen et. al. (2014).

⁴ Fonte da Figura 6(d): Adaptado de Wang et. al. (2016).

barramento CC, e pode entregar o dobro da tensão de saída em relação a tensão do barramento CC sem a necessidade de uma etapa intermediária de conversão.

De M Filho et al. (2020) propuseram uma topologia de inversor multinível de cinco níveis, Figura 7(c), que se destaca por sua capacidade de elevação de tensão e pelo balanceamento natural da fonte flutuante, simplificando sua técnica de controle. Esse inversor é composto por oito chaves e um barramento CC e possui a capacidade de fornecer uma tensão de saída equivalente ao dobro da tensão do barramento CC, eliminando a necessidade de uma etapa intermediária de conversão.

Figura 7 – Inversores híbridos de cinco níveis com capacidade de aumento de tensão na saída. (a) Topologia apresentada por Pineda et al. 2019. (b) Topologia apresentada por Siwakoti et al. 2018. (c) Topologia apresentada por De M Filho et al. 2020.



Fonte: Adaptado dos autores.^{1 2 3}

1.3 INVERSORES COM TECNOLOGIA WIDE BAND GAP

Em Anthon et al. (2017) é proposto um inversor híbrido tipo-T baseado em dispositivos Si e SiC. MOSFETs SiC são usados para substituir dois dispositivos de comutação (originalmente de Si) vinculados ao barramento na arquitetura tipo T. Os dispositivos substituídos são aqueles que apresentam perdas de comutação maiores e suportam tensões de bloqueio mais altas do que os dispositivos de outros pontos do inversor. Também, em Feng et al. (2020), o custo e eficiência de um inversor de três níveis de ponto neutro ativo (ANPC) híbrido é equilibrado pela substituição de dois dos dispositivos Si por dispositivos SiC. Assim, apenas dois dispositivos SiC e quatro dispositivos Si compõem o inversor. As propriedades de baixa perda de comutação dos dispositivos SiC reduzem a perda geral.

Segundo Zhang et al. (2018), os inversores convencionais baseados em tecnologia de silício não conseguem satisfazer plenamente a demanda por maior eficiência, densidade de potência e frequência de chaveamento. Por essa razão, têm surgido os dispositivos de potência com maior largura de banda (*Wide Band Gap*), como Carbetto de Silício (SiC) e Nitreto de Gálio (GaN). A característica de largura de banda desses materiais implica que é necessário um consumo aproximadamente três vezes maior de energia para excitar elétrons da banda de valência para a banda de condução, resultando em materiais que se comportam mais como isolantes do que como condutores. Isso possibilita um aumento significativo na tensão de ruptura em comparação com componentes de silício similares, permitindo dispositivos mais finos, com menor resistência interna e maior capacidade de condução de corrente (ZHANG et al., 2018; INFINEON, 2024). Aplicações em veículos elétricos, motores industriais e inversores solares demandam potências que variam de kW a MW. Enquanto IGBTs de silício e MOSFETs de SiC podem operar com potências comparáveis, suas características diferem significativamente em termos de frequência de chaveamento, como ilustrado na Figura 8.

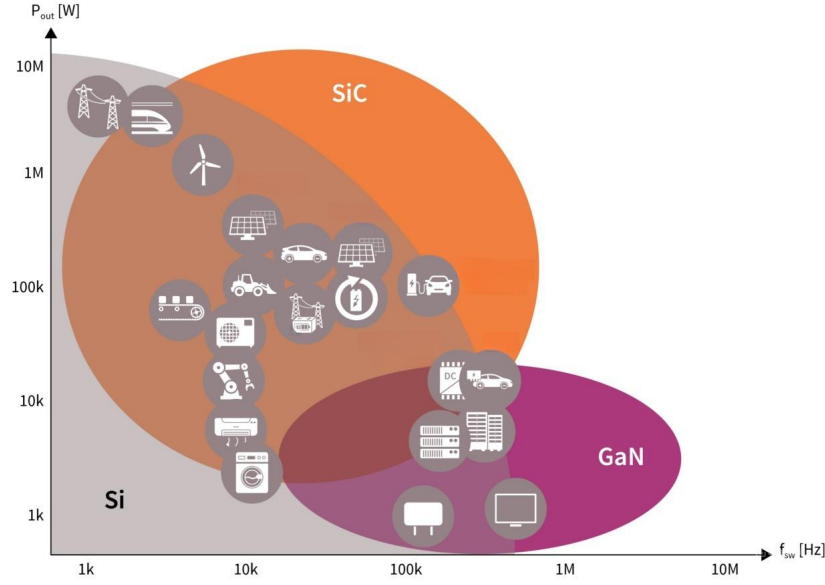
Um estudo abrangente realizado por Vicente et al. (2024) comparou o desempenho de semicondutores de Si, SiC e GaN em três topologias de inversores multiníveis: inversor ANPC, ponte H em cascata (CHB) e inversor NPC do tipo-T. O estudo revelou que as tecnologias SiC e GaN superam significativamente os IGBTs de silício tradicionais em termos de perdas por condução e comutação. Concluiu-se que as características superiores dos materiais WBG, como alta mobilidade eletrônica e condutividade térmica, permitem altas frequências de comutação e maior eficiência, tornando-os uma escolha promissora para futuras aplicações em eletrônica de potência. Além disso, o artigo destaca a necessidade de pesquisas contínuas para abordar as limitações e desafios atuais, como o alto custo dos

¹ Fonte da Figura 7(a): Adaptado de Pineda et. al. (2019).

² Fonte da Figura 7(b): Adaptado de Siwakoti et. al. (2018).

³ Fonte da Figura 7(c): Adaptado de De M Filho et. al. (2020).

Figura 8 – Aplicações baseada na potência e frequência de operação.



Fonte: Adaptado de (INFINEON, 2024).

dispositivos com características WBG.

O alto custo dos dispositivos SiC pode dificultar seu uso generalizado, principalmente se todos os seis dispositivos de comutação na arquitetura ANPC, por exemplo, forem do tipo SiC. Vários estudos propuseram soluções híbridas que envolvem o uso de dispositivos de silício (Si) e SiC, em que os dispositivos SiC substituem apenas uma parte dos dispositivos em uma topologia (ANTHON et al., 2017)(FENG et al., 2020).

1.4 ESTRATÉGIAS DE MODULAÇÃO

Algumas técnicas de modulação utilizam o sinal de referência de frequência fundamental, comparado com uma portadora triangular de alta frequência de comutação. Um dos métodos mais comuns é a modulação por largura de pulso senoidal (SPWM).

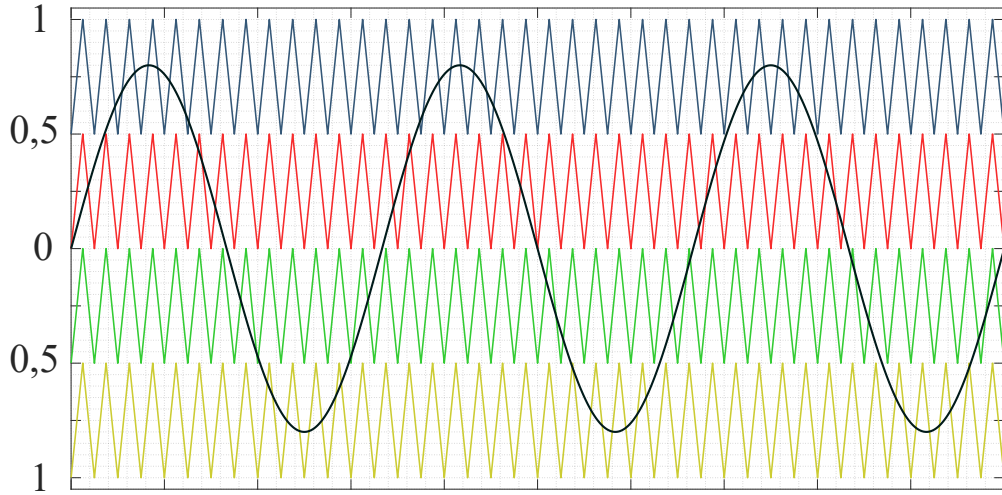
No método SPWM, uma onda senoidal de referência é comparada a uma onda portadora triangular, resultando na geração de sequências de comutação para os semicondutores de potência no inversor. Essa técnica é amplamente adotada devido à sua eficácia, facilidade de implementação, menor geração de harmônicos e baixas perdas de comutação. A quantidade de portadoras neste tipo de modulação depende do número de níveis do inversor, para um inversor de n níveis, o número de portadoras é igual a $n - 1$. Os índices de modulação em amplitude (M_i) ou frequência (M_f) são determinados pela relação entre as amplitudes das modulantes (A_m) e das portadoras (A_p), ou pela relação entre as frequências das portadoras (f_p) e da modulante (f_m). Estas relações podem ser expressas nas seguintes equações:

$$M_i = \frac{A_m}{(n-1)A_p} \quad (1.1)$$

$$M_f = \frac{f_p}{f_m} \quad (1.2)$$

Essas técnicas são classificadas com base na distribuição da portadora, a primeira é o LS-PD (*Level Shifted Phase Disposition*), onde as portadoras estão distribuídas em diferentes níveis, mantendo a mesma amplitude conforme pode ser visto na Figura 9, para quatro portadoras e um sinal de referência. Isso resulta em harmônicos concentrados na frequência da portadora para as tensões de fase.

Figura 9 – Modulação LS-PD para cinco níveis de tensão.

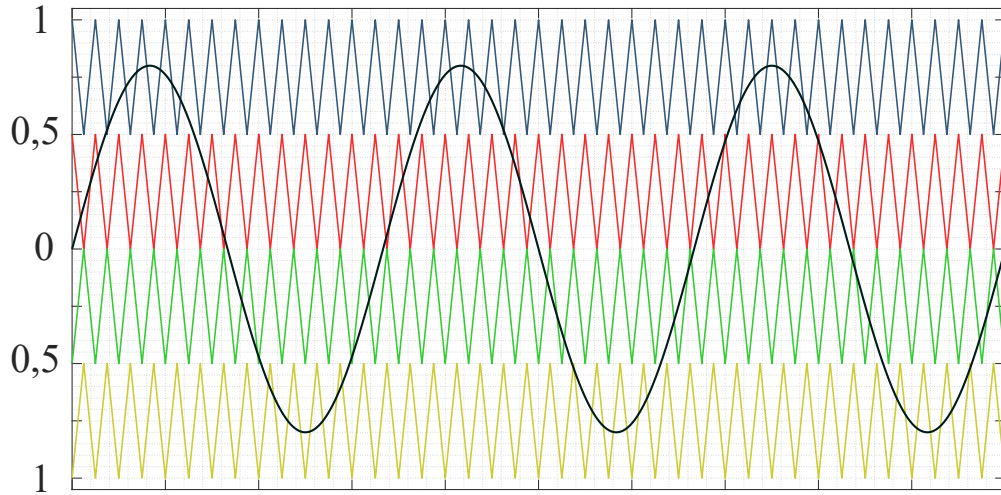


Fonte: Elaborado pelo autor.

Já a LS-POD (*Level Shifted Phase Opposition Disposition*) coloca as portadoras superiores dispostas em fase, enquanto que as portadoras inferiores estão defasadas em 180 graus das portadoras centrais, Figura 10, com relação aos harmônicos, os mais significativos estão concentrados nas bandas laterais da frequência da portadora.

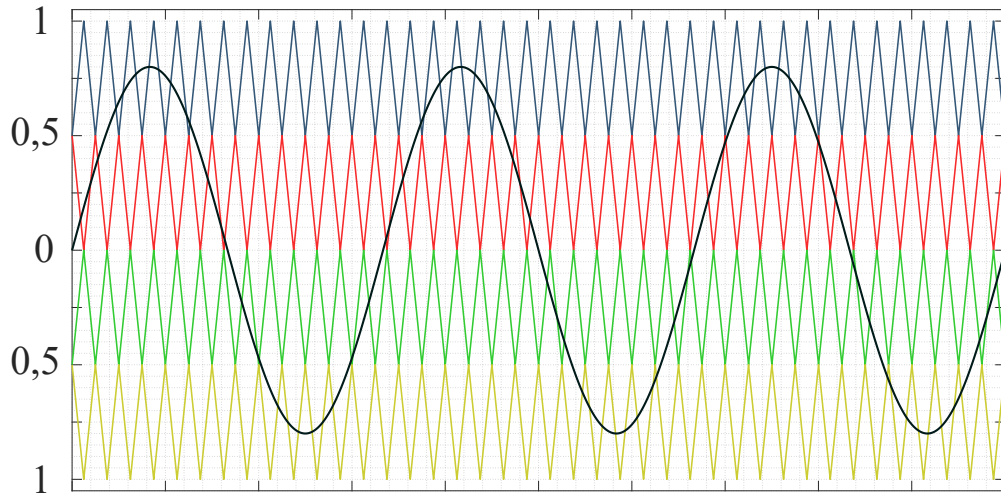
Uma variação da LS-POD é a LS-APOD (*Level Shifted Alternative Phase Opposition Disposition*), onde as portadoras são alternadas em relação à fase, mantendo a oposição de 180 graus, Figura 11. Já os harmônicos mais significativos das tensões de fase e de linha estão localizados em torno da frequência da portadora.

Figura 10 – Modulação LS-POD para cinco níveis de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 11 – Modulação LS-APOD para cinco níveis de tensão.

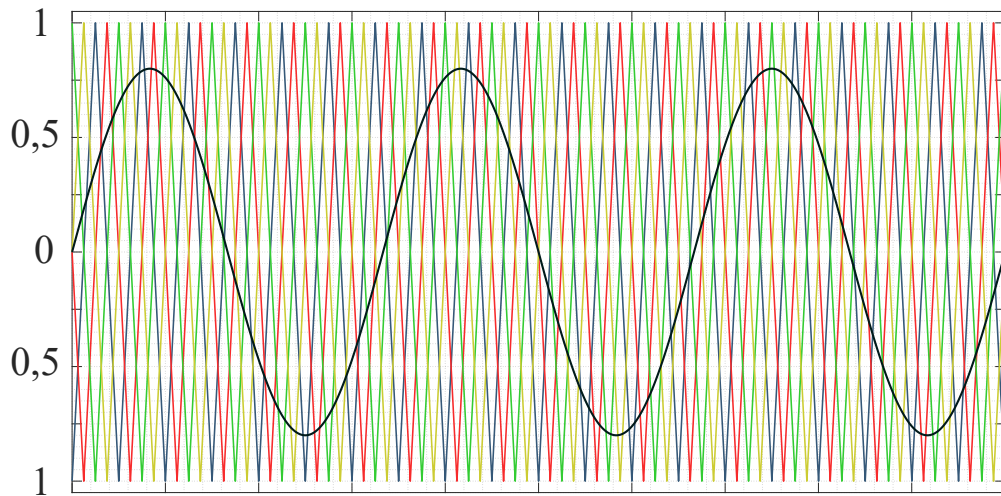


Fonte: Elaborado pelo autor.

A técnica conhecida como Modulação por Deslocamento de Fase (*Phase Shift Pulse Width Modulation*) (PSPWM), conforme pode ser visto na Figura 12, para um inversor de cinco níveis são empregadas quatro portadoras deslocadas horizontalmente, cada uma defasada em 90 graus, considerando um ciclo completo de 360 graus.

Enquanto a técnica de deslocamento de fase (*Phase Shift*) demonstra eficácia em pontes H em cascata e capacitores flutuantes, o deslocamento de nível (*Level Shifted*) destaca-se em aplicações de NPC. Uma alternativa para otimizar alguns parâmetros do

Figura 12 – Modulação PS para cinco níveis de tensão.



Fonte: Elaborado pelo autor.

inversor, como perdas de comutação, condução e a redução de harmônicos, é projetar uma modulação PWM apropriada, de acordo com a topologia específica do inversor (COLAK; KABALCI; BAYINDIR, 2011).

1.5 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO

O Controle Preditivo Baseado em Modelo, do inglês *Model predictive control* (MPC), tem sido um tópico de pesquisa e desenvolvimento há mais de três décadas. Originalmente, foi introduzido na indústria de processo, mas graças aos avanços tecnológicos em microprocessadores, tem sido proposto e estudado como uma alternativa promissora para o controle de conversores e acionamentos de potência. O MPC apresenta uma série de vantagens, uma delas é sua resposta dinâmica a mudanças de estado no sistema. (VAZQUEZ et al., 2017).

O MPC utiliza o modelo do sistema para prever o comportamento das variáveis a serem controladas em cada estado de comutação. Para selecionar o estado de comutação apropriado a ser aplicado, é necessário estabelecer um critério de seleção denominado de função custo, responsável pelos valores previstos das variáveis a serem controladas. A previsão dos valores futuros dessas variáveis é calculada para cada possível estado de comutação. O estado de comutação que minimiza a função de qualidade é selecionado (RODRIGUEZ et al., 2007). Os passos dessa estratégia de controle podem ser resumidos da seguinte forma:

1. Construir o modelo do sistema;

2. Construir o modelo matemático para previsão;
3. Definir a função de custo g .

Uma das vantagens do MPC é sua capacidade de otimização, de lidar com restrições, problemas de não linearidade e múltiplas variáveis, além da possibilidade de ser aplicado nos mais diversos segmentos, incluindo energia, robótica e aeroespacial. Portanto, o MPC desperta interesse tanto para pesquisa quanto para indústria devido a sua robustez e flexibilidade de controle, que permite controlar corrente, tensão, torque, fluxo e outras variáveis, quando projetada uma função de custo adequada. (BORDONS; MONTERO, 2015).

1.5.1 Controle Preditivo Baseado em Modelo Aplicado à Eletrônica de Potência

As técnicas de MPC aplicadas à Eletrônica de Potência, segundo Vazquez et al. (2017), podem ser classificadas em duas categorias principais: MPC com Conjunto de Controle Contínuo, do inglês *Continuous Control Set Model Predictive Control* (CCS-MPC), e MPC com Conjunto de Controle Finito, do inglês *Finite Control Set Model Predictive Control* (FCS-MPC). No CCS-MPC é utilizado um modulador para gerar os estados de comutação a partir da saída contínua do controlador preditivo. Por outro lado, a abordagem FCS-MPC aproveita o número limitado de estados de comutação do inversor reduzindo o número de iterações do controle preditivo e resolvendo o problema de otimização.

Um modelo discreto é usado para prever o comportamento do sistema para cada estado de comutação até o horizonte de previsão. A ação de comutação que minimiza uma função de custo pré-definida é finalmente selecionada para ser aplicada no próximo instante de amostragem. A principal vantagem do FCS-MPC está na aplicação direta da ação de controle ao conversor, sem necessidade de um estágio de modulação.

Vários estudos foram relatados sobre o uso da técnica MPC em inversores multiníveis. Por exemplo, Alepuz et al. (2009) aplicam o MPC em um inversor NPC para controle de corrente em uma usina eólica, apresentando resposta rápida onde na presença de quedas de tensão na rede. Os requisitos de *Low Voltage Ride-Through* (LVRT) exigem que a usina eólica permaneça conectada à rede, ajudando a rede a manter a tensão e a frequência estáveis. Através de simulações, o autor obtém uma resposta dinâmica rápida e um rastreamento de referência preciso em relação a outros métodos de controle bem estabelecidos, ao mesmo tempo em que fornece mais flexibilidade.

Em Defay, Llor e Fadel (2010), foi aplicado o MPC no inversor capacitor flutuante e constatou excelente desempenho em comparação com uma técnica convencional de controle por modulação por largura de pulso, principalmente para operação em baixas frequências de chaveamento, constatando um melhor balanceamento das tensões do capacitor tanto

em estado estacionário quanto em condições transitórias, visto que o balanceamento das tensões dos capacitores flutuantes é um desafio em aplicações com capacitores de baixas capacitâncias e em baixas frequências de comutação.

Em Cortes et al. (2010), foi aplicado um algoritmo MPC para inversores trifásicos multiníveis do tipo CHB. A estratégia proposta considera um subconjunto de todos os vetores de tensão possíveis, a fim de reduzir o número de cálculos e torná-lo adequado para implementação em uma plataforma de controle padrão. O método proposto pelo autor pode ser aplicado a qualquer inversor multinível com um alto número de níveis e estados de comutação. O controle preditivo proposto apresenta um bom rastreamento de referência e tensões reduzidas no modo comum, com um algoritmo de cálculo rápido.

No estudo de Dragičević (2018), foi aplicado o MPC com o propósito de superar as limitações em termos de resposta transitória lenta e alta sensibilidade às variações dos parâmetros em microrredes. Usando um horizonte de previsão de passo único, a estratégia FCS-MPC apresentou um gasto computacional baixo e forneceu um desempenho de estado estacionário comparável ao PWM senoidal. Sua resposta transitória e robustez à variação de parâmetros apresentou-se bem superior às estratégias de controle convencionalmente aplicadas em microrredes.

Em Donoso et al. (2018), foram aplicadas duas estratégias de controle preditivo de modelo de conjunto finito (FCS-MPC) para um inversor NPC de três níveis conectado à rede, onde as estratégias de controle propostas produzem uma frequência de chaveamento fixa, mantendo todas as vantagens do controle preditivo, como a resposta dinâmica rápida.

No estudo de Xu et al. (2020), é apresentada uma estratégia de controle preditivo modulado de modelo simplificado (MMPC) para inversores trifásicos NPC tipo-T de três níveis. A pesquisa propõe uma abordagem que visa melhorar o desempenho harmônico da corrente gerada, reduzindo a distorção harmônica total (THD) sem a necessidade de adicionar fatores de peso extras na função de custo. Além disso, o método também contribui para a redução do tempo de processamento computacional, mantendo a resposta dinâmica rápida da corrente. A estratégia foi validada por simulações, mostrando-se mais eficiente que o método tradicional FCS-MPC e que um controlador PI. A abordagem proposta se destaca por melhorar a qualidade da corrente sem comprometer a eficiência computacional, sendo uma boa alternativa de controle preditivo.

No trabalho de Najjar et al. (2021), é proposto um inversor monofásico de cinco níveis com ponto neutro ativo (ANPC), utilizando controladores preditivos de modelo (MPCs) de alta largura de banda e dispositivos de banda larga (WBG), como MOSFETs de SiC. Os autores destacam que essa abordagem permite o aumento das frequências de chaveamento, o que, por sua vez, reduz o tamanho dos componentes passivos, como filtros, aprimorando a densidade de potência geral do sistema. A implementação do modelo não só melhora a eficiência, mas também resulta em um desempenho harmônico superior,

gerenciando estrategicamente a tensão de saída e minimizando a distorção harmônica total (THD). Os resultados experimentais demonstraram que, apesar das condições de carga variáveis, o MPC proposto regula efetivamente a tensão do barramento CC.

Além disso, na pesquisa de Wang et al. (2024), os autores propõem uma estratégia aprimorada de controle preditivo baseado em conjunto finito (FCS-MPC), especificamente projetada para um inversor de ponto neutro ativo com três níveis (3L-ANPC) em Si/SiC. Eles destacam que a função de custo proposta elimina a necessidade de calcular os ciclos de trabalho para cada vetor, minimizando, assim, a complexidade computacional. A integração de MOSFETs de SiC no inversor ANPC também é ressaltada como uma forma de melhorar a eficiência e reduzir o tamanho dos componentes passivos, apesar dos custos mais elevados associados a esses dispositivos em comparação com os de Si.

1.5.2 Controle Preditivo Modulado

O Controle Preditivo Modulado (*Modulated Model Predictive Control - M2PC*) foi inicialmente proposto por Tarisciotti et al. (2015) para um retificador ativo trifásico. Neste trabalho pioneiro, o M2PC foi aplicado a um conversor de dois níveis, com o objetivo de eliminar a dispersão espectral das harmônicas sem comprometer o desempenho dinâmico do controle preditivo. O método utiliza a modulação por vetores espaciais para calcular os tempos de comutação ideais, resultando em uma frequência de chaveamento constante e uma redução significativa da distorção harmônica total (THD).

O M2PC surge como uma alternativa para superar as limitações do FCS-MPC. Enquanto o FCS-MPC seleciona diretamente um estado de chaveamento ótimo a cada instante, o M2PC introduz um mecanismo de modulação que reduz a dispersão espectral das harmônicas e melhora o desempenho dinâmico dos conversores, especialmente em aplicações de eletrônica de potência ((TANG et al., 2019; MAHMOUDI; AHMADI, 2017)).

Em Mahmoudi et al. (2017), um M2PC foi proposto para um conversor Buck com capacitor flutuante de três níveis. A estratégia seleciona duas configurações de chaveamento para cada período de amostragem, garantindo a minimização da função de custo e mantendo o balanço de tensão no capacitor flutuante. Esse método demonstrou uma resposta dinâmica rápida e uma implementação simplificada em hardware.

Já em Tang et al. (2019), foi desenvolvido um M2PC baseado em análise vetorial para inversores multiníveis de quatro estados, permitindo um controle preciso de duas variáveis de estado simultaneamente. O método constrói um sistema de coordenadas ortogonais e utiliza vetores ativos do espaço de estados do inversor para definir uma sequência ótima de chaveamento, reduzindo erros de rastreamento e distorções harmônicas.

1.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo foi efetuada uma revisão bibliográfica sobre as várias topologias de inversores, começando pelas topologias conhecidas como topologias multiníveis clássicas: NPC, FC e CHB, mostrando que cada topologia possui vantagens como também algumas desvantagens. Observou-se que o NPC possui como vantagem o uso de apenas uma fonte de tensão no barramento CC, mas tem como desafio o balanceamento da sua tensão nos capacitores que constituem o barramento CC. Já o FC tem vantagem de não possuir problemas relacionados a diodos de grampeamento, mas necessita de um controle do capacitor flutuante e, à medida que aumentam-se o número de níveis, aumenta-se também a complexidade do controle dos capacitores flutuantes. Por fim, o CHB utiliza um número menor de componentes, mas necessita de fontes de tensão CC isoladas.

Em seguida foram apresentadas outras estruturas de inversores multiníveis, obtidas a partir das topologias clássicas, como o inversor NPC tipo T e o inversor ANPC, que apresentam menores perdas em relação ao inversor NPC. Além das topologias clássicas e suas variações, também foram apresentadas algumas topologias híbridas combinando células NPC, ou suas variações, com as células FC. Essas topologias possuem uma maior flexibilidade e adaptabilidade de acordo com as necessidades específicas de cada aplicação. Ainda neste capítulo, foram estudados os principais tipos de modulação aplicados aos inversores multiníveis, como a modulação PWM senoidal e suas variações.

Além disso, o controle preditivo surge como uma abordagem avançada e promissora para otimizar o desempenho dos inversores multiníveis. Ao prever e ajustar continuamente as variáveis de controle com base em modelos dinâmicos do sistema, o controle preditivo não só melhora a eficiência operacional, mas também aumenta a confiabilidade e a adaptabilidade dos inversores a condições variáveis de operação.

É importante notar que novos dispositivos têm sido introduzidos nos inversores, buscando uma melhoria de desempenho. Assim, dispositivos do tipo SiC têm substituído com sucesso alguns dispositivos de silício (Si), em posições, por exemplo, em que esses são submetidos a elevados estresses de tensão e a operação em frequência elevada.

1.7 PROPÓSITO DO ESTUDO

O objetivo geral deste trabalho é desenvolver um estudo detalhado sobre um inversor híbrido de cinco níveis, aplicando a técnica de controle preditivo para regular a tensão no capacitor flutuante e a corrente de saída. Por meio de simulações realizadas no PSIM®, será possível determinar figuras de mérito, como distorção harmônica, perdas, estresse térmico e os estresses de tensão e corrente de comutação, com o intuito de realizar um estudo comparativo entre a substituição parcial de interruptores de silício (Si) por interruptores de carbeto de silício (SiC). A montagem em laboratório permitirá a verificação dos princípios

de funcionamento do inversor.

Para atingir o objetivo geral deste trabalho, foram estabelecidos os seguintes objetivos específicos:

- Desenvolver as equações matemática a serem aplicadas no sistema para o controle de corrente e tensão do capacitor flutuante;
- Aplicar a técnica de controle preditivo para regular a tensão no capacitor flutuante e a corrente de saída, ajustando sua função custo;
- Realizar simulações no software PSIM® para obter as figuras de mérito desejadas;
- Analisar o impacto da substituição parcial dos interruptores de silício (Si) por interruptores de carbeto de silício (SiC), avaliando como essa substituição afeta o desempenho do inversor;
- Realizar a montagem em laboratório do inversor híbrido de cinco níveis para validar os resultados obtidos nas simulações e verificar os princípios de funcionamento do inversor.

1.8 CONTRIBUIÇÃO DO TRABALHO

Este trabalho contribui para o desenvolvimento dos inversores multiníveis ao estudar uma topologia híbrida de cinco níveis, que combina as características do inversor com capacitor flutuante e do tipo ponto neutro grampeado, aplicando a técnica do controle preditivo. Como resultado deste trabalho, o artigo *Current Control of a New Five Level Hybrid Converter with Finite Control-Set – Model Predictive Control*, foi publicado e apresentado no XXV Congresso Brasileiro de Automática, realizado na cidade do Rio de Janeiro, entre os dias 15 a 18 de outubro de 2024.

1.9 ESTRUTURA DO TRABALHO

No presente estudo é analisado o funcionamento de um Inversor Híbrido de Cinco Níveis, para o qual são estudadas várias técnicas PWM bem como o controle FCS-MPC. A organização do trabalho compreende sete capítulos, em que cada um deles aborda elementos cruciais.

- Capítulo 2: Inversor Híbrido de Cinco Níveis

Neste capítulo é detalhado o funcionamento da topologia do inversor híbrido de cinco níveis estudado, incluindo seus modos de operação, estratégia de modulação para fator de potência unitário e não unitário e o controle do capacitor flutuante.

É importante a compreensão dos seus modos de operação para aplicação tanto da estratégia de modulação como da estratégia de controle preditivo.

- Capítulo 3: Controle Preditivo e Figuras de Mérito

É explorada a estratégia FCS-MPC para aplicação no inversor, realizando-se a modelagem do sistema para discretização das equações para aplicação do FCS-MPC para controlar a corrente e a tensão do capacitor flutuante do inversor híbrido de cinco níveis. Além disso, são discutidas algumas figuras de mérito como perdas e distorção harmônica total (THD).

- Capítulo 4: Resultados de Simulação

Apresentação dos resultados de simulações realizadas para diferentes parâmetros, analisando a aplicação da modulação PWM e do controle preditivo no inversor híbrido de cinco níveis, como também um estudo comparativo analisando as perdas dos inversores através de software de simulação e também a eficiência na substituição parcial de dispositivos de silício por carbetos de silício.

- Capítulo 5: Resultados Experimentais

É realizada a montagem do inversor híbrido de cinco níveis, para a implementação do controle preditivo para o controle de corrente e tensão do capacitor flutuante. O objetivo é avaliar o desempenho do controle preditivo, garantindo que a corrente e a tensão do capacitor flutuante sejam reguladas de maneira eficiente e precisa.

- Capítulo 6: Inversor Híbrido de Cinco Níveis com Capacidade de Aumento de Tensão de Saída

É apresentada uma topologia com capacidade de aumento de tensão de saída, baseada na topologia do Capítulo 2, apresentando seus modos de operação e aplicação de uma no estratégia de controle preditivo. Também é realizada uma comparação entre essa nova estratégia de controle preditivo e a modulação PWM, além de se analisar a substituição parcial de dispositivos de silício por carbetos de silício.

- Capítulo 7: Conclusão e Trabalhos Futuros

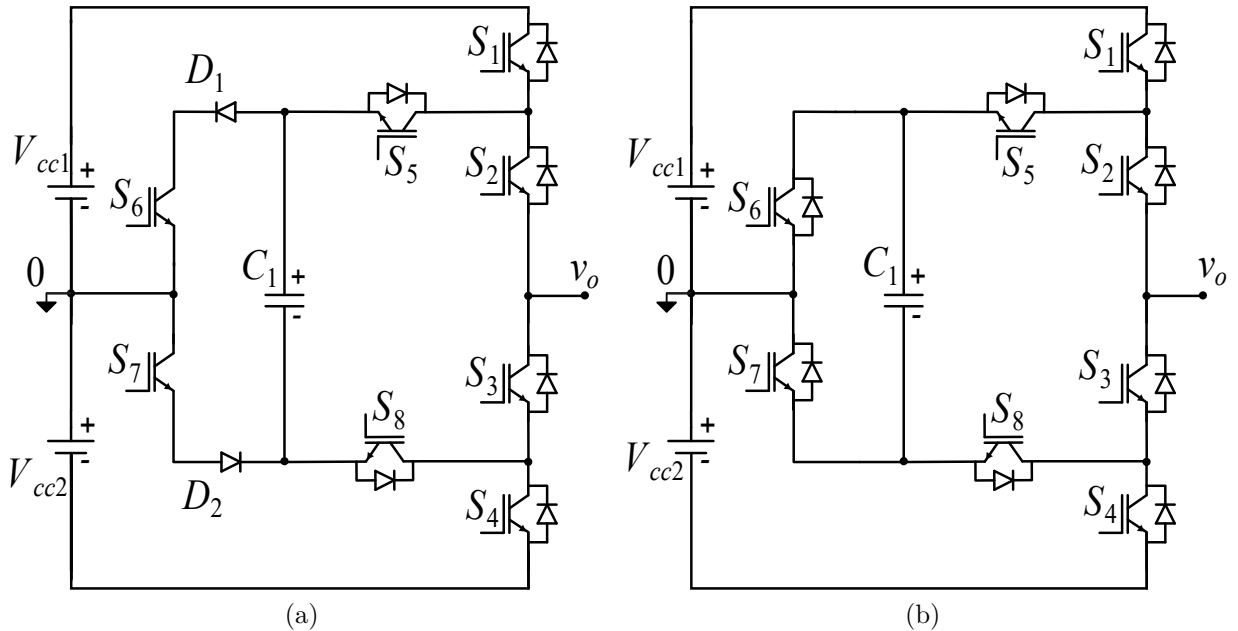
São destacados os principais pontos do trabalho. Além disso, são apresentados os trabalhos futuros sugeridos com possíveis melhorias na estratégia de controle aplicada ao inversor híbrido de cinco níveis.

2 INVERSOR HÍBRIDO DE CINCO NÍVEIS

Neste capítulo, é apresentada a topologia do inversor híbrido de cinco níveis, discutido por Santos (2023), conforme representada na Figura 13(a), o inversor discutido por Santos (2023) foi desenvolvido inicialmente por Silva et al. (2021), conforme representado na Figura 13(b). O inversor de Silva et al. (2021), que utiliza todas as chaves bidirecionais, obteve bons resultados em termos de perdas e estresse térmico. No entanto, algumas simplificações foram consideradas no estudo, como o emprego de uma fonte CC (bateria) no lugar do capacitor flutuante, o que reduz a complexidade da regulação da tensão, mas aumenta o volume e o peso do sistema.

A topologia do inversor híbrido de cinco níveis discutido por Santos (2023), Figura 13(a), surge como uma variação do trabalho de de Silva et al. (2021). A abordagem proposta por Santos (2023) utiliza duas chaves unidirecionais. Para a topologia apresentada por Santos (2023), será realizada uma descrição detalhada dos modos de operação que geram os diferentes níveis de tensão, bem como apresentadas as técnicas de controle da tensão do capacitor flutuante. Adicionalmente, é indicada a expressão utilizada para o dimensionamento do capacitor flutuante. O controle preditivo será tratado nos capítulos seguintes para a topologia estudada.

Figura 13 – Inversor híbrido de cinco níveis. (a) Apresentado por Santos (2023) e discutido nesse trabalho. (b) Proposto por Silva et al. (2021).



Fonte: Elaborado pelo autor.

2.1 TOPOLOGIA ESTUDADA

O inversor híbrido de cinco níveis proposto por Santos (2023), ilustrado na Figura 13(a), utiliza oito chaves, sendo seis chaves bidirecionais e duas unidirecionais, modificação realizada em relação ao desenvolvido por Silva et al. (2021) para evitar possíveis problemas com curto-circuitos devido à polarização direta dos diodos antiparalelos das chaves S_6 e S_7 em alguns estados de comutação do inversor. O circuito opera com oito estados de comutação distintos com base na tensão do barramento CC, V_{CC} , e na tensão do capacitor flutuante C_1 , conforme detalhado na Tabela 1 e representado nas Figuras 14 e 15. É relevante observar seus estados de comutação redundantes. Existem três pares de estados redundantes que resultam no mesmo nível de tensão de saída. Por exemplo, os estados (B e C) são redundantes para gerar o nível de tensão $+V$, enquanto os pares (D, E) e (F, G) são redundantes para gerar 0 e $-V$, respectivamente.

Embora esses estados redundantes gerem a mesma tensão de saída, eles têm efeitos diferentes no carregamento e descarregamento do capacitor flutuante devido à variação na direção da corrente no FC. Isso cria a possibilidade de regular a tensão do FC para um valor constante, definido como um quarto da tensão do barramento CC. Desse modo, para decidir qual estado de comutação redundante deve ser selecionado, é necessário considerar o sinal da corrente de carga e o sinal da tensão do FC e seu desvio do valor de referência.

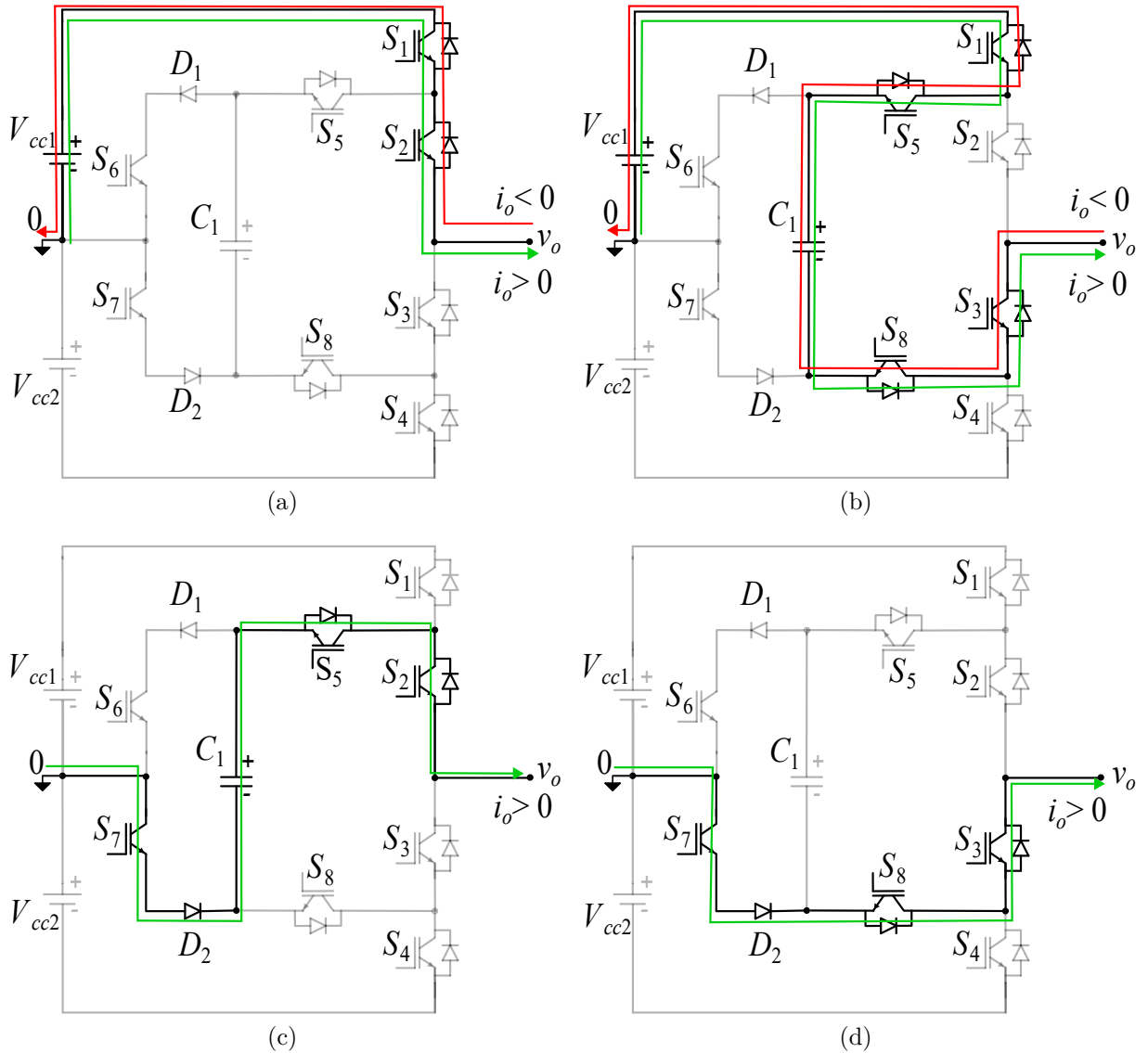
Tabela 1 – Estados de Chaveamento da Topologia Estudada.

Modos	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	v_o	Capacitor Flutuante	
										$i_o > 0$	$i_o < 0$
A	1	1	0	0	0	0	0	0	$+V$	-	-
B	1	0	1	0	1	0	0	1	$+0,5V$	Carrega	Descarrega
C	0	1	0	0	1	0	1	0	$+0,5V$	Descarrega	-
D	0	0	1	0	0	0	1	1	0	-	-
E	0	1	0	0	1	1	0	0	0	-	-
F	0	1	0	1	1	0	0	1	$-0,5V$	Descarrega	Carrega
G	0	0	1	0	0	1	0	1	$-0,5V$	-	Descarrega
H	0	0	1	1	0	0	0	0	$-V$	-	-

2.2 MODOS DE OPERAÇÃO

Conforme descrito anteriormente e detalhado na Tabela 1, o circuito possui oito modos de comutação distintos. No modo A, Figura 14(a), as chaves S_1 e S_2 são ativadas obtendo uma tensão de saída $+V$. Já para o nível de tensão $+0,5V$, é possível gerá-lo de duas formas diferentes, utilizando o modo B, Figura 14(b), ativando as chaves S_1 , S_3 , S_5 e S_8 ou através do modo C, Figura 14(c), no lugar de se ativar a chave S_1 , ativa-se a chave S_2 , e, ao invés de se ativar a chave S_8 , ativa-se a chave S_7 . Assim, os modos a serem ativados dependem do sentido da corrente da carga e da tensão do capacitor flutuante.

Figura 14 – Modos de operação para os níveis de tensão positivo. (a) Modo A tensão +1V. (b) Modo B tensão +0,5V. (c) Modo C tensão +0,5V. (d) Modo D tensão 0.

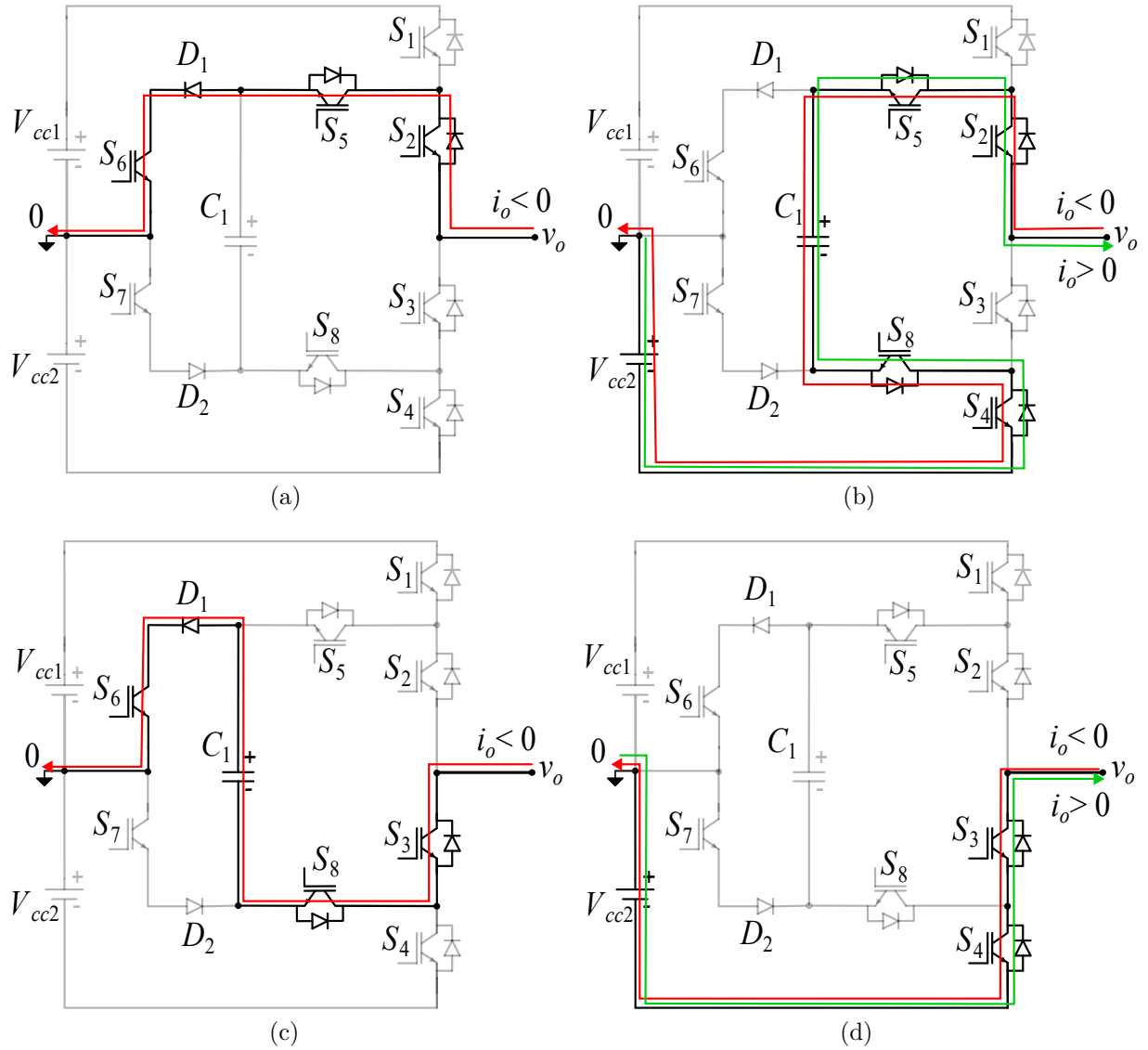


Fonte: Elaborado pelo autor.

O próximo modo de operação é responsável por gerar o nível de tensão zero. Este modo também tem redundância podendo ser gerado pelos modos D e E, a depender do sentido da corrente. Para o semiciclo positivo é utilizado o modo D disparando as chaves S_3 , S_7 e S_8 , conforme ilustrado na Figura 14(d), e para o semiciclo negativo, o modo E é utilizado com as chaves S_2 , S_5 e S_6 ativadas, Figura 15(a). Ambos os modos resultam em uma tensão de saída zero.

A tensão de saída -0,5V é produzida através de dois estados redundantes, sendo eles os modos F e G. Para o modo F, a corrente percorre o capacitor flutuante C_1 através das chaves S_2 , S_5 , S_4 e S_8 tanto pelo sentido da positivo como pelo sentido negativo, conforme pode ser visto pelas setas verde e vermelha na Figura 15(b). Já para o modo G, a corrente

Figura 15 – Modos de operação para os níveis de tensão negativo. (a) Modo E tensão 0. (b) Modo F tensão -0,5V. (c) Modo G tensão -0,5V. (d) Modo H tensão -1V.



Fonte: Elaborado pelo autor.

percorre o capacitor através de único sentido ativando as chaves S_3 , S_6 e S_8 , conforme ilustrado na Figura 15(c). Esses modos, assim como os modos B e C, são responsáveis por carregar ou descarregar o capacitor flutuante, de acordo com o sentido da corrente e o sinal da tensão do capacitor flutuante.

Por fim, o modo H ocorre quando as chaves S_3 e S_4 estão ativas, como indicado na Figura 15(d), gerando uma tensão de -V. Dessa forma, aplicando-se a modulação PWM adequada é possível obter os cinco níveis de tensão.

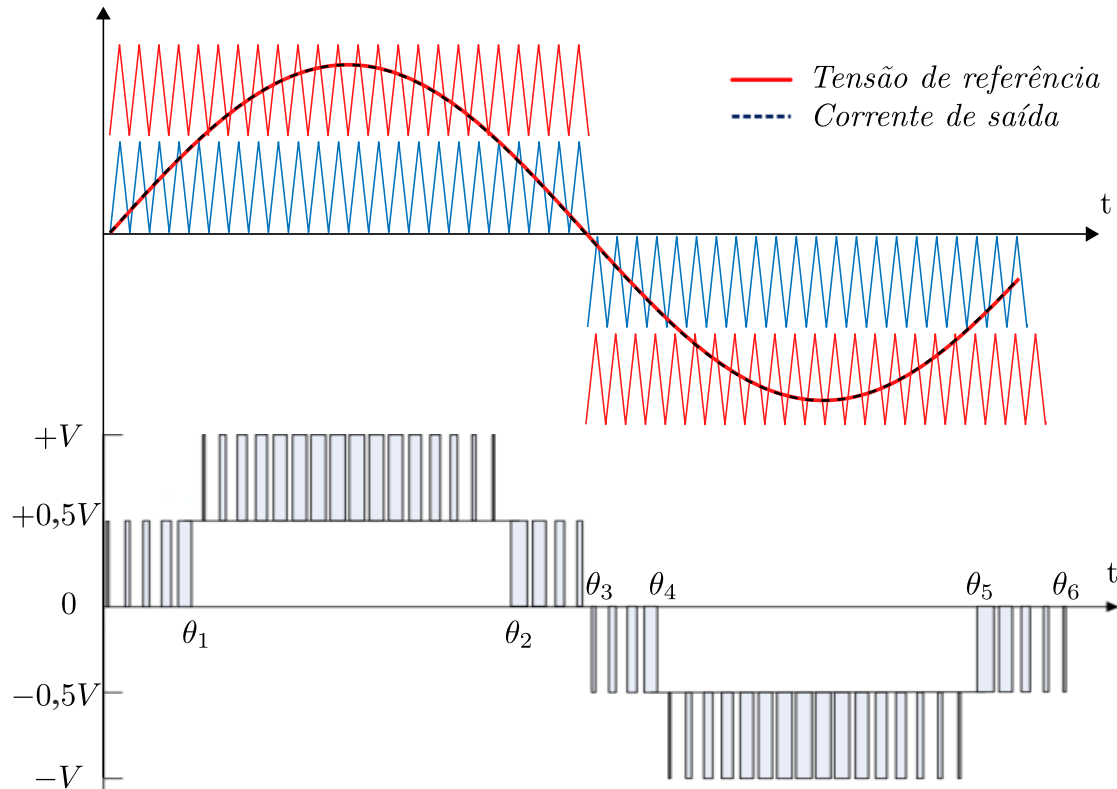
2.3 MODULAÇÃO APLICADA

O estudo de Santos (2023) comparou diferentes técnicas de modulação PWM senoidal. Em relação à distorção harmônica total, o PS-PWM apresentou resultados desfavoráveis, enquanto as outras técnicas (Level Shifted) mostraram resultados semelhantes entre si. Assim a estratégia de modulação aplicada ao inversor híbrido de cinco níveis estudado é a técnica *Level Shifted Phase Disposition* representado na Figura 16, na qual o número de portadoras é igual a $N - 1$. Nesse caso, são utilizadas quatro portadoras em fase deslocadas em nível com os mesmos valores de amplitude e uma onda senoidal de referência de frequência fundamental, gerando os cinco níveis de tensão de acordo com as sequências de comutação.

2.3.1 Fator de potência unitário

De acordo com a Figura 16 as quatro portadoras triangulares geram um sinal de comando adequado para cada chave, segundo o sinal o de referência senoidal. Para facilitar a compreensão das operações do inversor, a operação foi segmentada em regiões. Assim:

Figura 16 – Modulação LS-PD em fator de potência unitário.



Fonte: Elaborado pelo autor.

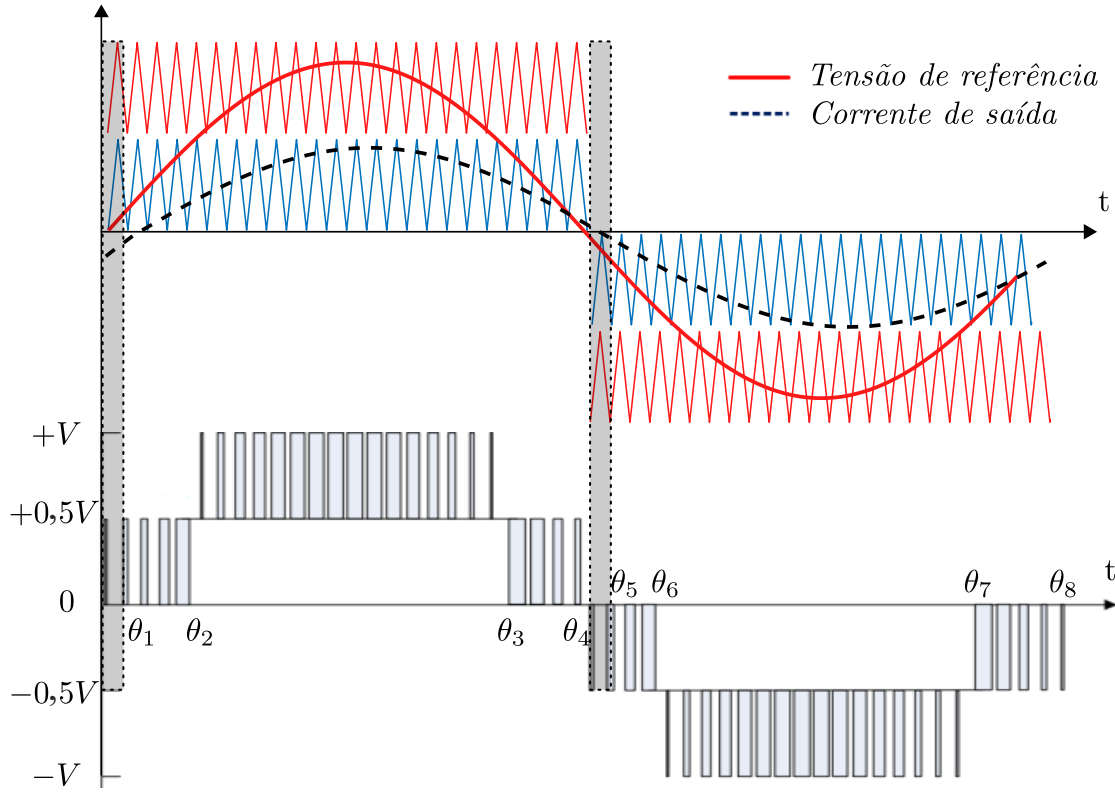
- Região 1 ($0 \leq \theta \leq \theta_1$) e ($\theta_2 < \theta \leq \theta_3$): O sinal de referência passa pela segunda portadora triangular do semieixo positivo e o inversor varia entre os níveis de tensão 0V a +0,5V. Através dos modos: D, para tensão 0V, e B ou C para tensão +0,5V. No modo B o capacitor é carregado e no modo C ele é descarregado.
- Região 2 ($\theta_1 < \theta \leq \theta_2$): Nesta faixa, a tensão varia de +0,5V a +V. Os estados são definidos pelas chaves dos modos B, C e A. No modo A, a carga possui tensão +V. No nível +0,5V, o capacitor pode ser carregado ou descarregado, dependendo da sua tensão, aplicando o modo B ou C, como mencionado anteriormente.
- Região 3 ($\theta_3 < \theta \leq \theta_4$) e ($\theta_5 < \theta \leq \theta_6$): O inversor opera nos modos E, F e G, com níveis de tensão variando de 0V a -0,5V. No modo F, a tensão é ajustada para -0,5V, com o capacitor carregando, já no modo G a tensão permanece ajustada em -0,5V, com o capacitor descarregando. O modo escolhido depende da tensão de referência do capacitor que será melhor detalhado na Seção 2.4. No modo E, a tensão é fixada em 0V.
- Região 4 ($\theta_4 < \theta \leq \theta_5$): Nesta faixa, a tensão varia de -0,5V a -V. Os estados são definidos pelas chaves dos modos F, G e H. No modo H, a carga possui tensão -V. Nos modos F e G, vai depender se o capacitor vai estar carregado ou descarregado, como explicado anteriormente.

2.3.2 Fator de potência não unitário

De acordo com a Figura 17, algumas regiões de operação precisam ser alteradas em relação ao caso anterior devido à defasagem entre tensão e corrente, visto que em alguns modos a corrente só pode percorrer um único sentido.

- Região 1 ($0 < \theta \leq \theta_1$): Nesta região a corrente está defasada em relação ao sinal da tensão de referência. Dessa forma o inversor opera entre os modos E e B, variando de 0V a 0,5V. No modo B, o capacitor é descarregado devido ao sentido da corrente da carga para fonte e no modo E a tensão é fixada em 0V.
- Região 2 ($\theta_1 < \theta \leq \theta_2$) e ($\theta_3 < \theta \leq \theta_4$): Neste intervalo, a tensão continua variando de 0V a 0,5V mas com a corrente no sentido positivo. Dessa forma, o inversor utiliza os modos D, para tensão 0V, e B ou C para tensão +0,5V. O capacitor carrega no modo B e descarrega no modo C.
- Região 3 ($\theta_2 < \theta \leq \theta_3$): Na faixa mencionada, a tensão oscila entre +0,5V e +V, determinada pelos modos B, C e A. Sob o modo A, a carga é mantida a uma tensão de +V. Quando a tensão atinge +0,5V, o capacitor pode ser carregado ou descarregado, dependendo da sua tensão e da tensão de referência do capacitor flutuante, usando os modos B ou C, assim como é aplicado para o fator de potência unitário.

Figura 17 – Modulação LS-PD em fator de potência não unitário.



Fonte: Elaborado pelo autor.

- Região 4 ($\theta_4 < \theta \leq \theta_5$): O inversor só pode operar nos modos D e F, já que a corrente ainda se encontra no semi-eixo positivo, com níveis de tensão variando de 0V a -0,5V. Nessa região o capacitor apenas é descarregado através do modo F. No modo D, a tensão é mantida em 0V.
- Região 5 ($\theta_5 < \theta \leq \theta_6$) e ($\theta_7 < \theta \leq \theta_8$): Neste intervalo, a tensão continua variando de 0 a -0,5V, mas com a possibilidade de controlar a tensão do capacitor, carregando ou descarregando de acordo com a sua tensão de referência. Isto se dá pela aplicação dos modos F e G para carregar e descarregar, respectivamente, gerando o nível de tensão -0,5V e fixando a tensão em 0 através do modo E.
- Região 6 ($\theta_6 < \theta \leq \theta_7$): Nesta faixa, os modos de operação são iguais aos modos para o fator de potência unitário, com a tensão variando de -0,5V a -V. Os estados são definidos pelas chaves dos modos F, G e H. Assim como acontece para o fator de potência unitário no modo H, a carga possui tensão -V, e o uso dos modos F e G vai depender se o capacitor estará carregado ou descarregado, como visto anteriormente.

2.4 REGULAÇÃO DA TENSÃO NO CAPACITOR

A regulação da tensão do capacitor flutuante pode ser feita de maneira simples por meio do balanceamento natural. No entanto, às vezes não é possível corrigir erros de tensão, o que compromete a confiabilidade da regulação de tensão. Assim, o método de seleção de estado redundante aproveita a característica de redundância do inversor que utiliza o capacitor flutuante para escolher diretamente o estado de comutação, permitindo o controle ativo da tensão.

O método dos estados redundantes é aplicado para regular a tensão do capacitor flutuante gerenciando seus caminhos de carga e descarga indicados pelos modos B, C, F e G. Quando a tensão no capacitor flutuante v_{C_1} é maior que a tensão de referência imposta $v_{C_{1ref}}$, no caso determinada como 1/4 da tensão de barramento CC, e sua corrente i_{C_1} é maior que zero, o capacitor deve ser descarregado pelos modos C e F. Se a corrente i_{C_1} for menor que zero, a descarga ocorre via B e G. Por outro lado, se $v_{C_1} < v_{C_{1ref}}$ e $i_{C_1} > 0$, o carregamento ocorre pelo modo B e se $i_{C_1} < 0$, o modo G é utilizado para carregar o capacitor.

Para efetuar esse controle, é necessário medir a tensão no FC e verificar se essa tensão está maior ou menor que a referência imposta. Em seguida é feita a análise do sentido da corrente e aplicado o modo corresponde a carga ou descarga do capacitor com o propósito de regular a tensão. Para melhor compreensão, os passos do controle do capacitor estão representados no Fluxograma da Figura 18.

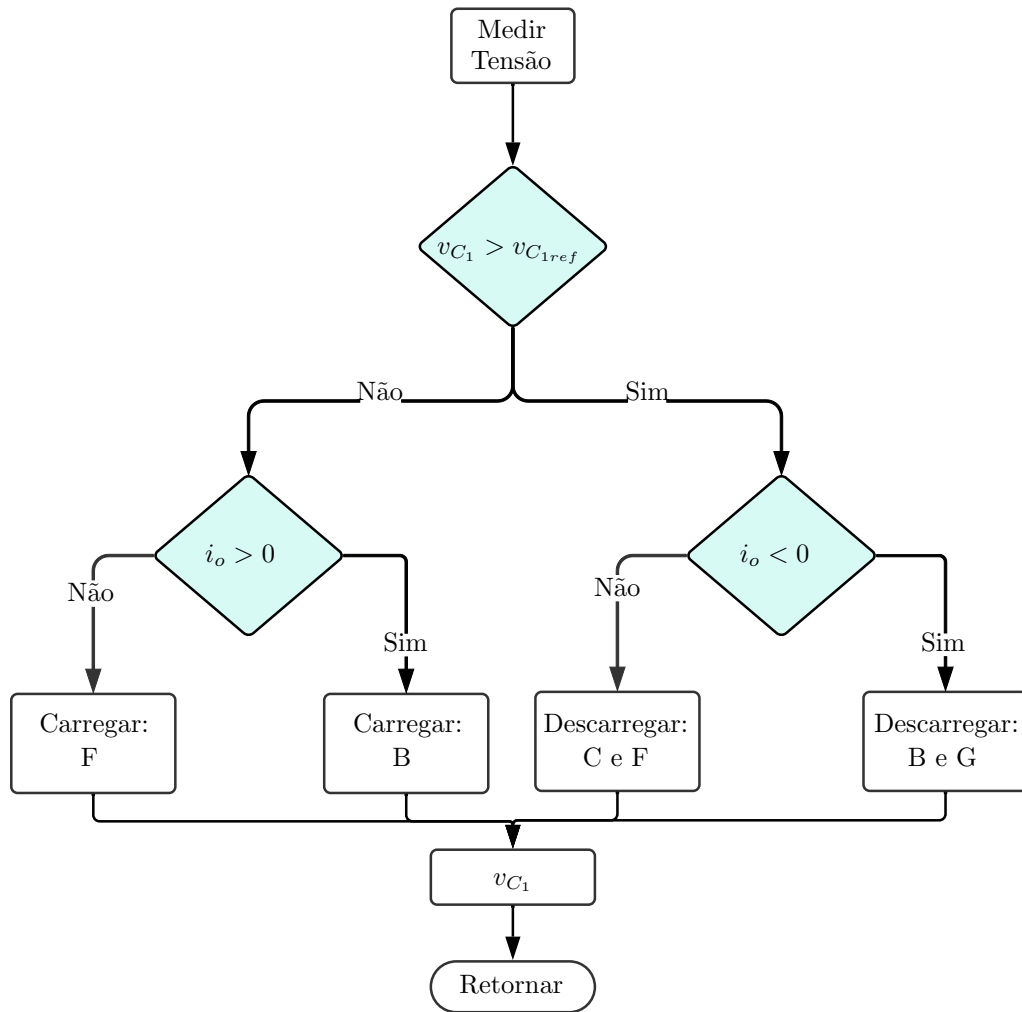
Outra abordagem implementável para regular a tensão do capacitor flutuante é o controle preditivo baseado em modelo com conjunto de controle finito (FCS-MPC). O FCS-MPC é especialmente adequado para o controle dos inversores multinível, pois oferece a capacidade de controlar simultaneamente mais de uma variável como a corrente e a tensão de um inversor multiníveis, conforme será detalhado no Capítulo 3.

2.4.1 Dimensionamento do Capacitor

O dimensionamento do capacitor é realizado através da Equação 2.1, a qual depende da corrente do capacitor, da frequência de chaveamento e da ondulação de tensão no capacitor.

$$C_{min} \geq \frac{i_{C_1}}{2f_s \Delta V_{C_1}} \quad (2.1)$$

Figura 18 – Fluxograma para o controle de tensão do capacitor flutuante.



Fonte: Elaborado pelo autor.

2.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi apresentado o inversor híbrido de cinco níveis, combinado com a estratégia de modulação *Level Shifted Phase Disposition* (LS-PD), onde através dos oito modos de operação do inversor é possível gerar os cinco níveis de tensão na saída. Além disso, o controle do capacitor flutuante foi abordado com modos de operação que alternam entre a carga e a descarga do capacitor, conforme necessário, ajustando a tensão no capacitor flutuante através da escolha dos modos redundantes de comutação permitindo um controle ativo e eficaz.

3 CONTROLE PREDITIVO E FIGURAS DE MÉRITO

Neste capítulo, é apresentado o Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC), destacando sua aplicação à topologia híbrida estudada. No contexto do inversor, foi optado pela técnica baseada no FCS-MPC devido ao seu nível de complexidade ser menor em relação ao CCS-MPC, e não ter a necessidade de aplicar um modulador PWM.

Além disso, são apresentadas algumas figuras de mérito que avaliam o desempenho do sistema. Essas métricas incluem as perdas por condução e comutação, o estresse de tensão, estresse de corrente, estresse térmico e a distorção harmônica total. Essas métricas são essenciais para uma análise da eficiência do funcionamento inversor.

3.1 FCS-MPC

O FCS-MPC (*Finite Control Set Model Predictive Control*) representa uma avançada técnica de controle que combina os princípios do Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC) com a utilização de um conjunto finito de estados de chaveamento. Este método se destaca por sua capacidade de prever eventos futuros e determinar o estado de chaveamento ótimo entre um conjunto finito de possibilidades, adaptando-se dinamicamente às características do inversor (RODRIGUEZ et al., 2007).

A principal vantagem do FCS-MPC reside na sua capacidade de minimizar uma função de custo, também conhecida como função de qualidade, que engloba as variáveis a serem controladas. Essa função de custo depende da diferença entre os resultados previstos em cada estado e os valores de referência. O estado que minimizar essa função é empregado no inversor garantindo que o sistema atinja os objetivos de controle desejados, como minimização de perdas, regulação precisa da tensão ou corrente, e resposta dinâmica rápida diante de perturbações (KOURO et al., 2009).

3.1.1 Modelagem do Sistema

Para alcançar um controle preciso no inversor, é importante desenvolver uma modelagem adequada das variáveis que se deseja controlar. Para o controle da corrente é necessário tomar conhecimento de algumas variáveis como a tensão, a resistência, e a indutância que podem ser descrita pela Lei de Kirchhoff para Tensões. Considerando que a carga utilizada no sistema é uma carga RL em série, isso resulta na equação diferencial que governa a dinâmica da corrente:

$$v_o = i_o R + L \frac{di_o}{dt} \quad (3.1)$$

Onde:

- v_o representa a tensão de saída do inversor;
- i_o é a corrente de saída;
- R é a resistência da carga;
- L é a indutância da carga.

A Equação 3.1 é fundamental para entender como a tensão de saída é influenciada pela corrente e pela taxa de variação da corrente ao longo do tempo e a partir dela é aplicado o modelo discreto da corrente de saída, obtido através da técnica de aproximação derivada simples, a fim de controlar a corrente de saída (SAHA; ROY, 2018), a derivada é aproximada utilizando a aproximação de Euler:

$$\frac{di_o}{dt} \approx \frac{i_o(k+1) - i_o(k)}{T_s} \quad (3.2)$$

onde $i_o(k)$ e $i_o(k+1)$ são os valores da corrente nos instantes de tempo k e $k+1$, respectivamente, e T_s é o intervalo de amostragem do sistema. Substituindo a Equação 3.2 em 3.1, a expressão para corrente prevista no instante $k+1$ pode ser representada como:

$$i_o^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_o^m(k) + \frac{T_s}{L} (v_o(k)) \quad (3.3)$$

O sobrescrito “ p ” representa as variáveis previstas, e o sobrescrito “ m ” denota as variáveis medidas. A partir da Equação 3.3, é possível aplicar o controle preditivo à topologia proposta. A corrente de saída é prevista com base na corrente medida e na tensão de saída, sendo definida para cada modo de operação do inversor. Essa tensão é testada a cada instante da amostragem, visando aplicar o modo que minimiza a função de custo.

Esta modelagem é fundamental para o desenvolvimento do MPC que permite prever e ajustar a corrente de saída com precisão, garantindo assim um desempenho estável. Além da modelagem da corrente de saída, o capacitor flutuante também deve ser modelado para prever a tensão do capacitor com base em diferentes estados de chaveamento, definindo a corrente que flui pelo capacitor como i_{C_1} . A tensão do capacitor no domínio contínuo pode ser expressa em termos de seu valor inicial v_{C_0} e capacitância C , como segue:

$$v_{C_1}(t) = v_{C_0} + \frac{1}{C} \int_0^t i_{C_1}(t) dt \quad (3.4)$$

Onde:

- $v_{C_1}(t)$ é a tensão no capacitor no tempo t ;
- v_{C_0} é a tensão inicial do capacitor;
- C é a capacitância do capacitor;
- $i_{C_1}(t)$ é a corrente que flui pelo capacitor em função do tempo t .

A tensão do capacitor pode ser discretizada no domínio discreto utilizando o método de Euler resultando em:

$$v_{C_1}^p(k+1) = v_{C_1}^m(k) + \frac{T_s}{C} \cdot i_{C_1}^p(k+1) \quad (3.5)$$

Onde:

- $v_{C_1}^m(k)$ é a tensão medida no capacitor no instante de tempo discreto k ;
- $v_{C_1}^p(k+1)$ é a tensão prevista no capacitor no próximo instante de tempo discreto $k+1$;
- C é a capacitância do capacitor;
- $i_{C_1}^p(k)$ é a corrente prevista que flui pelo capacitor no instante de tempo discreto k .

Assim, a tensão do capacitor pode ser prevista pela Equação 3.5 com o auxílio da tensão do capacitor medida e a corrente do capacitor prevista. A corrente do capacitor prevista é obtida a partir da lei dos nós da corrente para os estados de comutação e pode ser expressa por:

$$i_{C_1}^p(k+1) = [(S_1 - S_2) * (S_5 - S_6)] * i_o^m(k) \quad (3.6)$$

3.1.2 Função custo e fator de ponderação para o inversor proposto

Para controlar a corrente de saída e a tensão do capacitor, os valores de referência são definidos respectivamente por i_o^* e $v_{C_1}^*$. Onde i_o^* é definido como:

$$i_o^*(k) = I_o \sin(\theta) \quad (3.7)$$

I_o é a amplitude de referência da corrente e $v_{C_1}^*$ é definido como um quarto da tensão de barramento. Definidos os valores de referência, a corrente de saída e a tensão do capacitor devem convergir para os valores de referência. Portanto, uma função de custo em termos do erro de previsão de corrente e do erro de previsão de tensão do capacitor é projetada como:

$$g = [i_o^*(k) - i_o^p(k+1)]^2 + \lambda_v [v_{C_1}^*(k) - v_{C_1}^p(k+1)]^2 \quad (3.8)$$

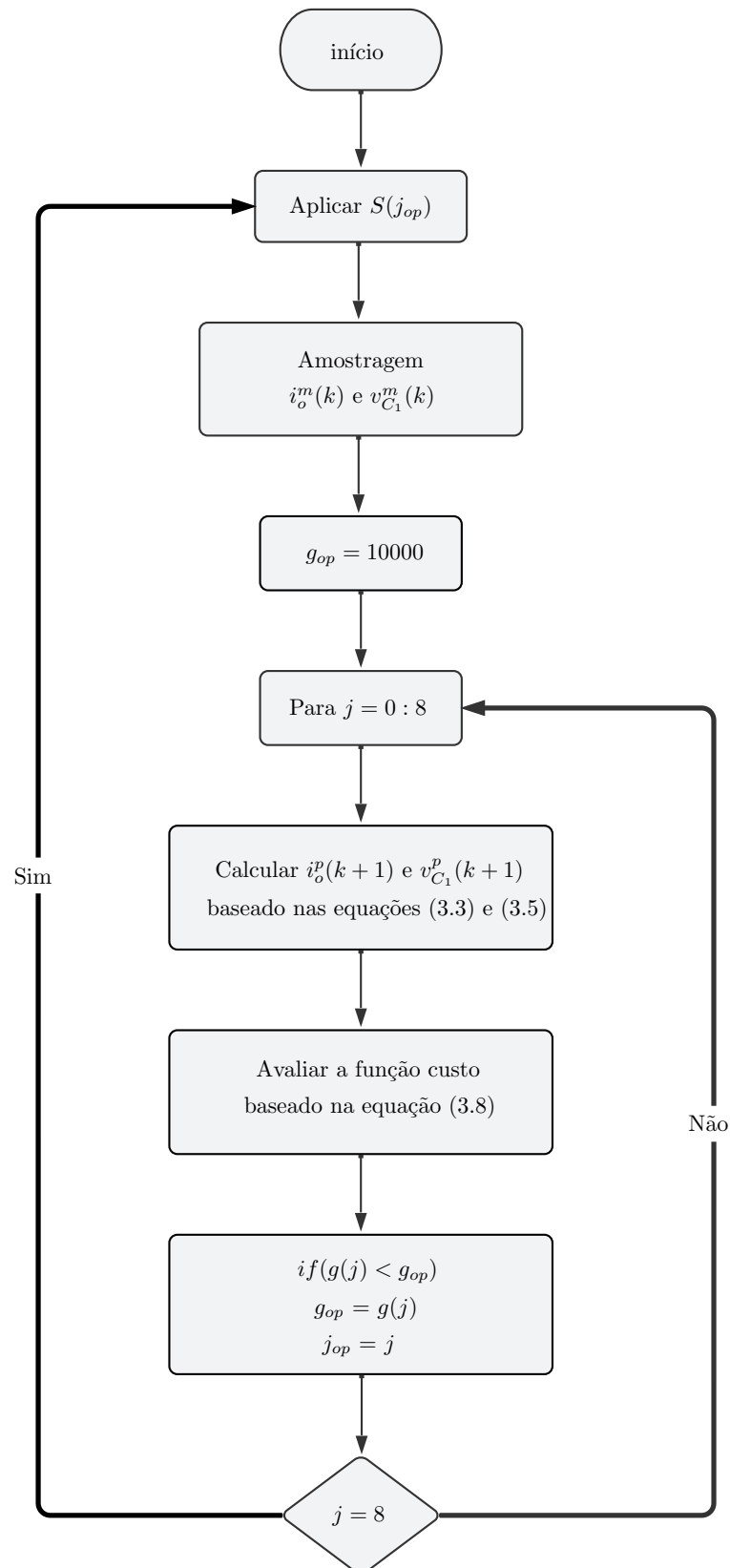
Onde g é a função custo e λ_v é o fator de ponderação para o controle da tensão do capacitor flutuante. Um alto valor de λ_v prioriza uma minimização no erro da tensão do capacitor flutuante, porém pode levar a um erro em regime permanente no controle da corrente. Por outro lado, um valor de λ_v muito pequeno pode levar a erro em regime permanente da tensão do capacitor flutuante, priorizando a minimização do erro da corrente. Assim, o valor do fator de ponderação deve ser adequado de modo a atender ambos os objetivos do controle.

3.1.3 Fluxograma

O fluxograma do controle preditivo aplicado no inversor híbrido é mostrado na Figura 19. Os passos podem ser resumidos em:

- O controle se inicia aplicando os modos de operação detalhados na Tabela 1, onde a tensão de saída é definida para cada modo. No fluxograma, essa variável é representada por S_{op} ;
- Em seguida é realizada a medição da corrente de saída e da tensão do capacitor flutuante para a amostragem;
- É definido um g_{op} para comparação da menor função custo;
- Para os oito modos de operação do inversor são calculadas a corrente prevista e a tensão do capacitor flutuante prevista de acordo com as equações 3.3 e 3.5, respectivamente;
- Após calculados os valores previstos, é avaliada sua função custo de acordo com a Equação 3.8, onde é aplicado o modo que obter a menor função em relação ao g_{op} .

Figura 19 – Fluxograma para o controle preditivo.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2 FIGURAS DE MÉRITO

Os semicondutores utilizados nos inversores desempenham papel fundamental na conversão de energia eficiente. No entanto, o processo não é isento de perdas. Estas perdas acabam tendo impacto direto no custo operacional dos inversores, já que influenciam na sua eficiência. Além das perdas por condução, que ocorrem durante o estado de condução dos interruptores controlados, há também as perdas por comutação, associadas às transições entre os estados de condução e bloqueio. Para se ter um projeto de inversor otimizado, é fundamental compreender e estimar essas perdas, não apenas para dimensionar adequadamente o sistema de dissipação térmica, mas, também, para garantir uma análise precisa do rendimento do projeto, mantendo a temperatura interna dos dispositivos semicondutores dentro dos limites recomendados, dessa forma evitando falhas operacionais e assegurando sua funcionalidade e sua durabilidade.

3.2.1 Perdas por condução

As perdas por condução nos semicondutores, especialmente nos IGBTs, dependem da tensão entre coletor e emissor (V_{CE}) multiplicada pela corrente instantânea no coletor (I_C). Esses valores estão diretamente relacionados à temperatura de junção (T_j), sendo fornecidos pelos fabricantes em gráficos que mostram como V_{CE} varia com I_C conforme T_j (SARTORI et al., 2009).

Visando obter equações fiéis aos dados técnicos dos semicondutores, são extraídos diversos pontos destas funções e, através de técnicas matemáticas de regressão de curva, são obtidas as funções que melhor descrevem a característica do dispositivo.

Para determinar as perdas de condução do IGBT e do diodo deve-se observar o sentido da corrente de carga. Se a corrente de carga for positiva, o IGBT estará conduzindo, caso contrário o diodo estará em condução.

$$P_{cond_Q} = \frac{1}{T} \int_0^T V_{CE}(t) I_{load}(t) dt \quad (3.9)$$

$$P_{cond_D} = \frac{1}{T} \int_0^T V_F(t) I_{load}(t) dt \quad (3.10)$$

onde T é o período de chaveamento. As perdas totais por condução são expressas por:

$$P_{cond_{total}} = P_{cond_Q} + P_{cond_D} \quad (3.11)$$

Para as perdas por condução nos MOSFETs, um ponto importante a ser considerado é a resistência entre o dreno e a fonte ($R_{DS(on)}$), que causa perdas de potência quando a corrente flui através do dispositivo. $R_{DS(on)}$ depende da corrente de carga e da temperatura

de junção (T_j) do MOSFET. Como no caso do IGBT e do diodo, essas perdas podem ser expressas por uma integral sobre o ciclo de chaveamento, levando em consideração a corrente de carga e essa resistência de condução. (ERICKSON; MAKSIMOVIC, 2001).

A equação para calcular as perdas de condução em um MOSFET é dada por:

$$P_{cond_{MOSFET}} = \frac{1}{T} \int_0^T I_{load}^2(t) R_{DS_{on}}(t) dt \quad (3.12)$$

onde $R_{DS_{on}}(t)$ é a resistência de condução do MOSFET, que depende tanto da corrente de carga quanto da temperatura de junção do dispositivo (T_j).

3.2.2 Perdas por comutação

As perdas durante a comutação nos IGBTs são um aspecto importante a ser considerado, influenciadas pelas capacitâncias parasitas e pelos tempos de ligamento e desligamento. Quando envia-se o sinal de gatilho para o IGBT para permitir a passagem de corrente, a tensão V_G aumenta gradualmente até ultrapassar a tensão mínima V_{th} . Durante esse processo, a corrente I_C permanece em zero. Assim que V_G supera V_{th} , I_C começa a fluir, e a tensão coletor-emissor V_{CE} , que inicialmente era igual à tensão de alimentação CC, começa a cair.

A corrente I_C atinge seu valor máximo, criando um pico de corrente devido à recuperação reversa do diodo. Depois disso, a corrente se estabiliza em seu valor nominal (BAZZO, 2010). De forma semelhante, ao desativar o IGBT, I_C começa a diminuir e V_{CE} começa a aumentar até atingir seu valor máximo, se estabilizando até atingir o seu valor nominal. No entanto, as perdas durante o desligamento não se limitam apenas às transições de corrente. Nesta fase, é crucial considerar o efeito da corrente residual, que diminui mais lentamente em comparação com a corrente principal do coletor.

Dessa forma, as perdas de comutação podem ser categorizadas em perdas de disparo (*turn-on*), de bloqueio (*turn-off*) e de recuperação reversa do diodo. Cada uma dessas perdas podem ser determinadas com base em informações específicas dos fabricantes, levando em consideração a energia dissipada em cada transição de disparo, bloqueio e recuperação. Para calcular essas perdas, é fundamental identificar e quantificar cada transição de disparo, bloqueio e recuperação ao longo do período de referência. As perdas de disparo, bloqueio e recuperação são expressas da seguinte forma:

$$P_{turn-on} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^N E_{on}(I_{load}(t_i)) \quad (3.13)$$

$$P_{turn-off} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^N E_{off}(I_{load}(t_i)) \quad (3.14)$$

$$P_{rec} = \frac{1}{T} \sum_{i=1}^N E_{rec}(I_{load}(t_i)) \quad (3.15)$$

onde N é o número de amostras no período T , $E_{on}(I_{load}(t_i))$, $E_{off}(I_{load}(t_i))$ e $E_{rec}(I_{load}(t_i))$ são as energias dissipada durante as transições de *turn-on*, *turn-off* e recuperação, respectivamente, em cada amostra de corrente $I_{load}(t_i)$. As perdas totais por comutação são iguais a soma das perdas das equações 3.13, 3.14 e 3.15, e são dadas por:

$$P_{comut_{total}} = P_{turn-on} + P_{turn-of} + P_{rec} \quad (3.16)$$

Semelhante aos IGBTs, as perdas por comutação nos MOSFETs também são influenciadas pelas capacitâncias parasitas e pelos tempos de comutação. Quando o sinal de gate é aplicado ao MOSFET para permitir a passagem de corrente, a tensão de gate (V_G) aumenta até atingir a tensão de limiar (V_{th}), permitindo que a corrente de dreno comece a fluir. Durante esse processo de transição, a tensão (V_{DS}), inicialmente igual à tensão de alimentação, começa a diminuir. A transição de *turn-on* é rápida, mas gera perdas devido à variação da corrente e da tensão durante a comutação. As equações para calcular as perdas por comutação nos MOSFETs são análogas às dos IGBTs.

3.2.3 Estresse térmico nos dispositivos

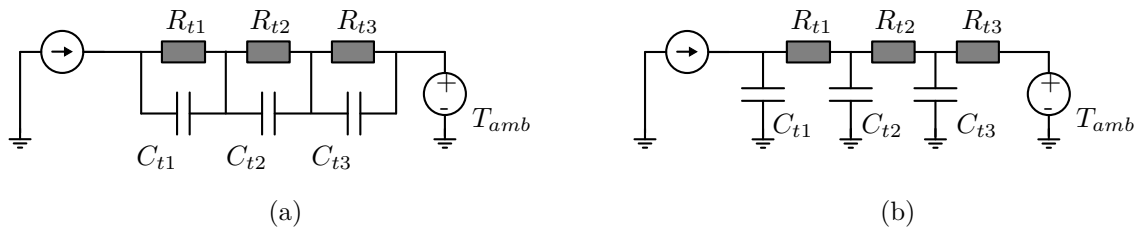
Conforme discutido anteriormente, as perdas podem ocorrer tanto durante a condução quanto no processo de comutação. As perdas de condução resultam do fluxo de corrente pelos componentes, gerando aquecimento e, conseqüentemente, perdas por efeito Joule. Esse fenômeno reflete a conversão de energia elétrica em energia térmica. É essencial, portanto, manter a temperatura interna do dispositivo abaixo dos limites recomendados pelos fabricantes. Caso a temperatura exceda os valores especificados, o desempenho do componente eletrônico pode ser comprometido, afetando suas funções (VITORINO, 2019).

Todos os componentes eletrônicos, incluindo capacitores, indutores e dispositivos semicondutores, têm uma temperatura máxima de operação especificada pelos fabricantes. A confiabilidade, eficiência e durabilidade desses componentes são fortemente influenciadas pela temperatura operacional. Exceder a temperatura máxima aumenta significativamente o risco de falhas no sistema. Além disso, a temperatura e o comportamento térmico dos componentes impactam diversos parâmetros físicos e afetam diretamente as perdas de energia, especialmente em dispositivos semicondutores.

As redes de *Cauer* e *Foster* são comumente utilizadas para modelar a interação térmica em dispositivos semicondutores, baseando-se em circuitos RC. A rede de *Foster*, apresentada na Figura 20(a), pode não ser eficaz para identificar com precisão o caminho do fluxo de calor devido às capacitâncias entre os nós. Em contraste, a rede de *Cauer*, mostrada

na Figura 20(b), oferece uma modelagem mais precisa do fluxo de calor, conectando capacitâncias diretamente à referência e permitindo que a corrente, representando o fluxo de calor, siga uma direção unidirecional (MASANA, 2001). Apesar das equivalências entre as redes, a rede de *Foster* é frequentemente preferida por sua simplicidade na estimativa e por ser mais comum em folhas de dados para determinar valores de resistências e capacitâncias, com uma possível conversão para a rede de *Cauer*. Os valores de $R_{t1,t2,t3}$ e $C_{t1,t2,t3}$ podem ser obtidos a partir da resposta térmica transitória do dispositivo a uma excitação conhecida, cujos valores frequentemente estão disponíveis nas folhas de dados dos semicondutores.

Figura 20 – Circuito térmico. (a) *Foster*. (b) *Cauer*.



Fonte: Elaborado pelo autor.

3.2.4 Estresse de Tensão

O estresse de tensão em semicondutores refere-se à tensão elétrica máxima que um dispositivo pode suportar sem sofrer degradação de suas propriedades elétricas ou falhas. Essa tensão é geralmente limitada pelo projeto e materiais do semicondutor, incluindo a qualidade da junção e o tipo de dopagem utilizado. Exceder o limite de tensão especificado pode levar a fenômenos como ruptura do dielétrico ou outras formas de falha que comprometem a integridade do dispositivo (PIERRET, 1996; BALIGA, 1995).

Para avaliar o estresse de tensão, considera-se a tensão máxima que o dispositivo pode suportar durante sua operação sem apresentar falhas. Essa tensão é frequentemente especificada nos dados técnicos do semicondutor e inclui a tensão de ruptura máxima e a tensão máxima de operação contínua (MOHAN, 2003). O controle do estresse de tensão é crucial para garantir a confiabilidade e a longevidade dos dispositivos semicondutores, prevenindo danos que possam ocorrer em condições de sobrecarga.

3.2.5 Estresse de Corrente

O estresse de corrente refere-se à capacidade máxima de corrente que um semicondutor pode conduzir sem sofrer danos ou degradação de desempenho. Esse limite é determinado pelas características de construção do dispositivo, como a seção transversal do material condutor e a capacidade de dissipação térmica (ERICKSON; MAKSIMOVIC,

2001; SHUR; SHAHIDI, 1999). Correntes excessivas podem causar superaquecimento e, eventualmente, falha por efeito Joule, degradação do material ou danos permanentes ao semicondutor (WONG, 1994).

Para determinar o estresse de corrente, é importante conhecer a corrente máxima contínua e a corrente de pico que o dispositivo pode suportar. Essas informações são fornecidas pelos fabricantes e levam em consideração fatores como a dissipação de calor e as propriedades térmicas do dispositivo (COLINGE; ADAMS, 2006).

3.2.6 Distorção harmônica

A distorção harmônica total, do inglês *Total Harmonic Distortion*, (THD) é uma medida que quantifica o grau de distorção de uma forma de onda em relação a uma senoidal pura. Segundo Holmes e Lipo (2003), o THD é matematicamente definido como:

$$\text{THD} = \sqrt{\left(\frac{2V_0}{V_1}\right)^2 + \sum_{n=2,3,\dots}^{\infty} \left(\frac{V_n}{V_1}\right)^2} \quad (3.17)$$

Onde:

- V_1 é a amplitude da componente fundamental;
- V_n representa as amplitudes das componentes harmônicas para $n \geq 2$;
- V_o indica o nível médio da tensão de saída;
- n é o número total de harmônicas consideradas.

3.3 CONCLUSÕES

Neste capítulo são apresentados os conceitos sobre Controle Preditivo Baseado em Modelo (MPC) e algumas figuras mérito aplicado ao inversor híbrido de cinco níveis. O objetivo do MPC é controlar a corrente na carga e a tensão do capacitor flutuante. Assim, foram modeladas a corrente na carga e a tensão no barramento flutuante e foram apresentadas as equações discretas para previsão de seus valores futuros. Além disso, foi definida uma função de custo ponderada que proporciona um mecanismo eficaz para balancear as prioridades entre o controle da corrente e da tensão, essencial para atingir os objetivos de controle desejados. Um fluxograma é ilustrado para melhor compreensão do controle de corrente e tensão no capacitor flutuante.

As figuras de mérito são apresentadas com foco nas perdas por condução e comutação, estresse de tensão, estresse de corrente e estresse térmico, além da distorção harmônica total (THD). A avaliação correta das perdas é fundamental para otimizar o desempenho dos dispositivos e garantir sua operação eficiente. O estresse térmico destaca a

importância de manter a temperatura dos semicondutores dentro dos limites especificados pelos fabricantes, a fim de evitar falhas e prolongar a vida útil dos componentes. A medição e controle do THD são essenciais para garantir que a forma de onda gerada pelos inversores seja o mais próxima possível da forma senoidal ideal, minimizando assim as distorções harmônicas e promovendo uma distribuição de energia mais estável e eficiente.

4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Neste capítulo, são apresentados os resultados da simulação para o inversor híbrido de cinco níveis apresentado no Capítulo 2 e ilustrado na Figura 13(a), os quais foram obtidos tanto para o controle preditivo, apresentado no Capítulo 3, como também para a modulação PWM. A simulação foi realizada utilizando o software PSIM®. É feita uma comparação entre o controle preditivo e a modulação PWM, com foco em:

- Perdas por condução e comutação;
- Estresse térmico, de tensão e corrente;
- Frequência de chaveamento;
- Distorção harmônica.

Para efeitos de comparação optou-se pela escolha de interruptores IXYS IXFP26N30X3 e INFINEON IRFB5620PBF. A escolha desses dispositivos foi realizada por possuir características nominais próximos dos parâmetros aplicados na simulação.

4.1 PARÂMETROS PARA ANÁLISE APLICADA À MODULAÇÃO PWM

A simulação foi realizada até o sistema alcançar o regime permanente. Os parâmetros utilizados estão descritos na Tabela 2.

Tabela 2 – Parâmetros da simulação para modulação PWM.

	Parâmetros	Valor
E	Tensão de Barramento CC	400 V
M	Índice de Modulação	0,8
f_s	Frequência de amostragem	10 kHz
f	Frequência fundamental	60 Hz
C	Capacitância do capacitor flutuante	750 μ F
R	Resistência da carga	10 Ω
L	Indutância da carga	7,0 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

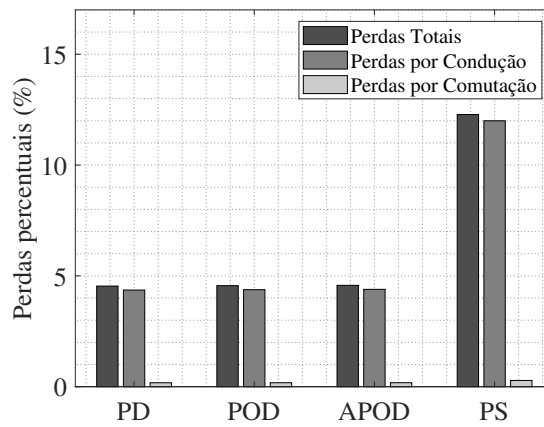
4.1.1 Análise aplicada à modulação PWM

Neste tópico, são apresentados os resultados de simulações para modulação PWM senoidal. Para realização das simulações, o circuito foi alimentado por duas fontes de tensão constantes de 200 V, totalizando um barramento CC de 400 V. Adicionalmente,

um capacitor de $750 \mu\text{F}$, ajustado para manter a tensão em um quarto da tensão do barramento, ou seja, 100 V. Além desses parâmetros, outros foram utilizados conforme estão descritos na Tabela 2.

Segundo as simulações aplicadas ao inversor híbrido de cinco níveis utilizando o *Thermal Module* do PSIM®, as modulações *Level Shifted* e suas variações (PD, POD ou APOD) demonstraram resultados semelhantes entre si e superiores em comparação à modulação *Phase Shift* para as suas perdas percentuais em relação a potência nominal do inversor, conforme pode ser visto no gráfico da Figura 21. Dessa forma, optou-se por usar a modulação LS-PD.

Figura 21 – Comparação entre as modulações senoidais.



Fonte: Elaborado pelo autor.

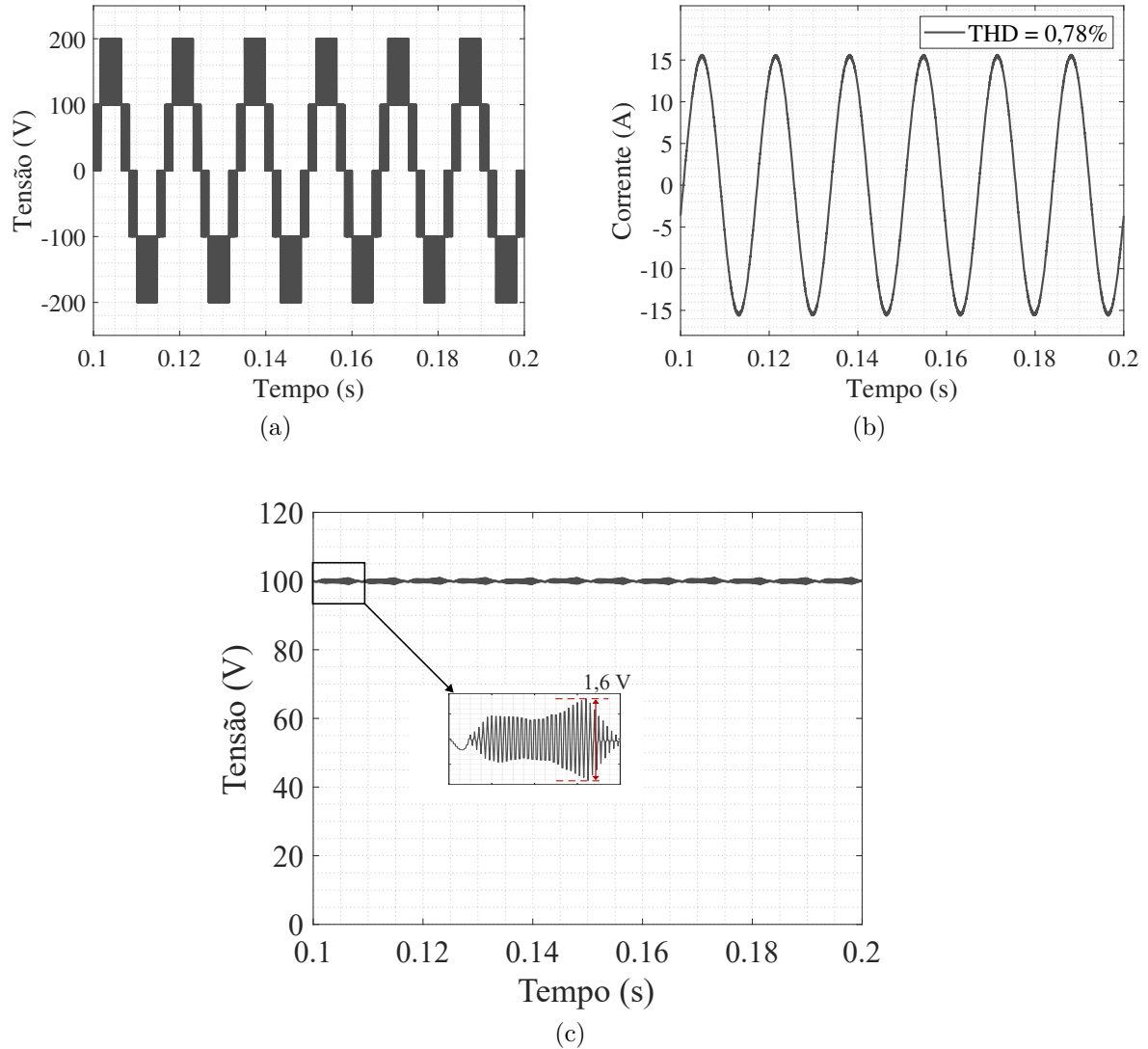
4.1.2 Fator de potência próximo do unitário

No primeiro momento, a modulação LS-PD foi aplicada no inversor para os parâmetros da Tabela 2, onde seu fator de potência é próximo do unitário. Ao analisar a Figura 22(a), nota-se que o inversor gerou os cinco níveis de tensão conforme esperado, com uma corrente de comportamento senoidal na saída (Figura 22(b)), além de mostrar ser eficiente no controle da tensão do capacitor flutuante, com uma diferença de tensão de 1,6 V (Figura 22(c)), mantendo a tensão muito próxima de um quarto do valor do barramento.

4.1.3 Fator de potência não unitário

Na Figura 23 é apresentado o funcionamento do inversor aplicando outros parâmetros, onde seu fator de potência é aproximadamente 0,8. Os parâmetros estão listados na Tabela 3. O circuito continua alimentado por duas fontes de tensão constantes conectadas ao barramento CC, proporcionando 200 V. A técnica de modulação continua a mesma aplicada para o fator de potência unitário. A diferença agora é que, conforme foi visto na Seção 2.3.2, existem mais regiões a serem analisadas devido a defasagem do sinal de

Figura 22 – Resultados da simulação para modulação LS-PD para fator de potência unitário. (a) Tensão de saída. (b) Corrente de saída. (c) Tensão no capacitor flutuante.



Fonte: Elaborado pelo autor.

referência e da corrente de saída, já que alguns modos de operação só funcionam em um único sentido da corrente. Conforme pode ser visto na Figura 23(a), o inversor continua gerando os cinco níveis de tensão conforme o esperado, com uma corrente de comportamento senoidal na saída, Figura 23(b), porém com a tensão do capacitor flutuante sofrendo uma pequena queda de 1,5 V, Figura 23(c), devido aos modos unidirecionais aplicados nos estados permitidos devido ao sentido da corrente, mas alcançando a referência de um quarto o valor do barramento rapidamente, o que não mostrou influenciar na eficiência do funcionamento do inversor.

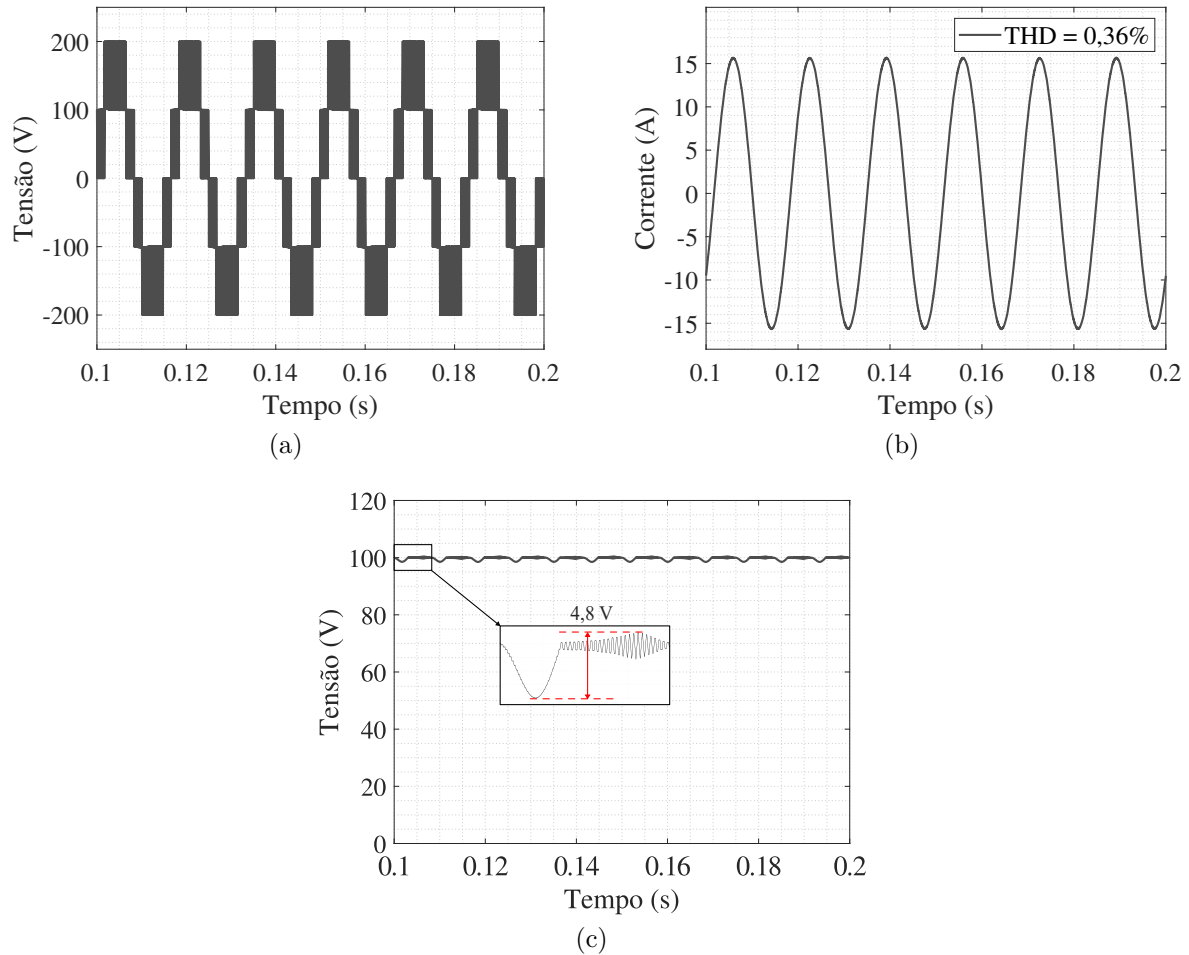
Tabela 3 – Parâmetros da simulação para modulação LS-PD para o fator de potência não unitário.

	Parâmetros	Valor
E	Tensão de Barramento CC	400 V
M	Índice de Modulação	0,8
f_s	Frequência de amostragem	10 kHz
f	Frequência fundamental	60 Hz
C	Capacitância do capacitor flutuante	750 μF
R	Resistência da carga	8 Ω
L	Indutância da carga	17,0 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 23 – Resultados da simulação para modulação LS-PD para fator de potência não unitário.

(a) Tensão de saída. (b) Corrente de saída. (c) Tensão no capacitor flutuante.



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.2 PARÂMETROS UTILIZADOS COM O FCS-MPC

Assim como na simulação realizada para a modulação PWM, a análise foi feita após o sistema alcançar o regime permanente. Os parâmetros utilizados estão listados na

Tabela 4.

Tabela 4 – Parâmetros da simulação para o FCS-MPC.

	Parâmetros	Valor
E	Tensão de Barramento CC	400 V
i_o^*	Corrente de referência	15,0 A
v_{C1}^*	Tensão de referência do capacitor flutuante	100 V
f	Frequência fundamental	60 Hz
C	Capacitância do capacitor flutuante	750 μ F
R	Resistência da carga	10 Ω
L	Indutância da carga	7,0 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.3 ANÁLISE APLICADA AO FCS-MPC

Na Figura 24, são apresentados os resultados obtidos para a tensão de saída, corrente da carga e tensão no capacitor flutuante utilizando a técnica do FCS-MPC. É importante destacar que, durante todas as simulações realizadas, tanto para aplicação da modulação PWM quanto para o controle preditivo o passo de cálculo foi de 1 μ s (1e-6 s). Isso significa que as equações do circuito, usadas para calcular as tensões e correntes, foram resolvidas a cada 1 μ s. No entanto, a definição da tensão de referência (para o PWM) e a realização do loop de controle (para o preditivo) ocorreram a cada 100 μ s (1e-4 s), que é o período de amostragem.

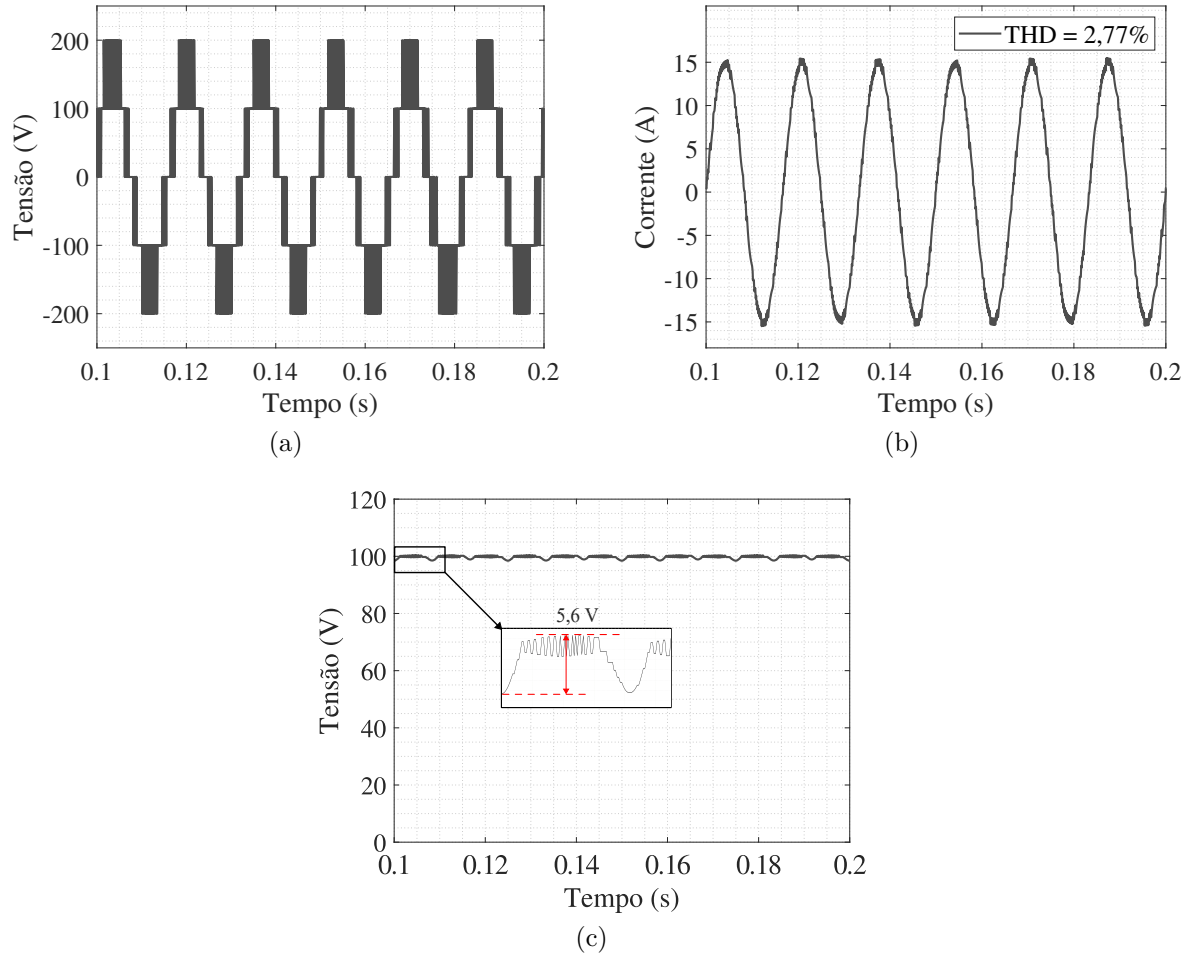
Durante esse período de amostragem de 100 μ s, o PWM comuta entre dois estados de chaveamento. Em contraste, o controle preditivo (FCS-MPC) aplica apenas um estado de chaveamento dentro desse mesmo período. Essa diferença pode resultar em maior distorção de corrente e em um maior THD em comparação com o PWM. Entretanto, o FCS-MPC apresentou resultados bastante semelhantes aos obtidos aplicando a modulação PWM do tipo LS-PD, como demonstrado na Figura 24.

4.3.1 FCS-MPC para fator de potência não unitário

Assim como a técnica de modulação LS-PD para fator de potência não unitário, o FCS-MPC também se mostrou eficaz nessa aplicação. Ao aplicar o FCS-MPC aos parâmetros especificados na Tabela 5, foram obtidos resultados satisfatórios, conforme ilustrado na Figura 25.

Analisando os resultados, observa-se que o FCS-MPC foi capaz de gerar os cinco níveis da tensão de saída. Além disso, a técnica demonstrou capacidade de gerenciar a corrente da carga, adaptando-se a diferentes condições operacionais. A tensão no capacitor

Figura 24 – Resultados da simulação para aplicação do FCS-MPC para fator de potência unitário. (a) Tensão de saída. (b) Corrente de saída. (c) Tensão no capacitor flutuante.



Fonte: Elaborado pelo autor.

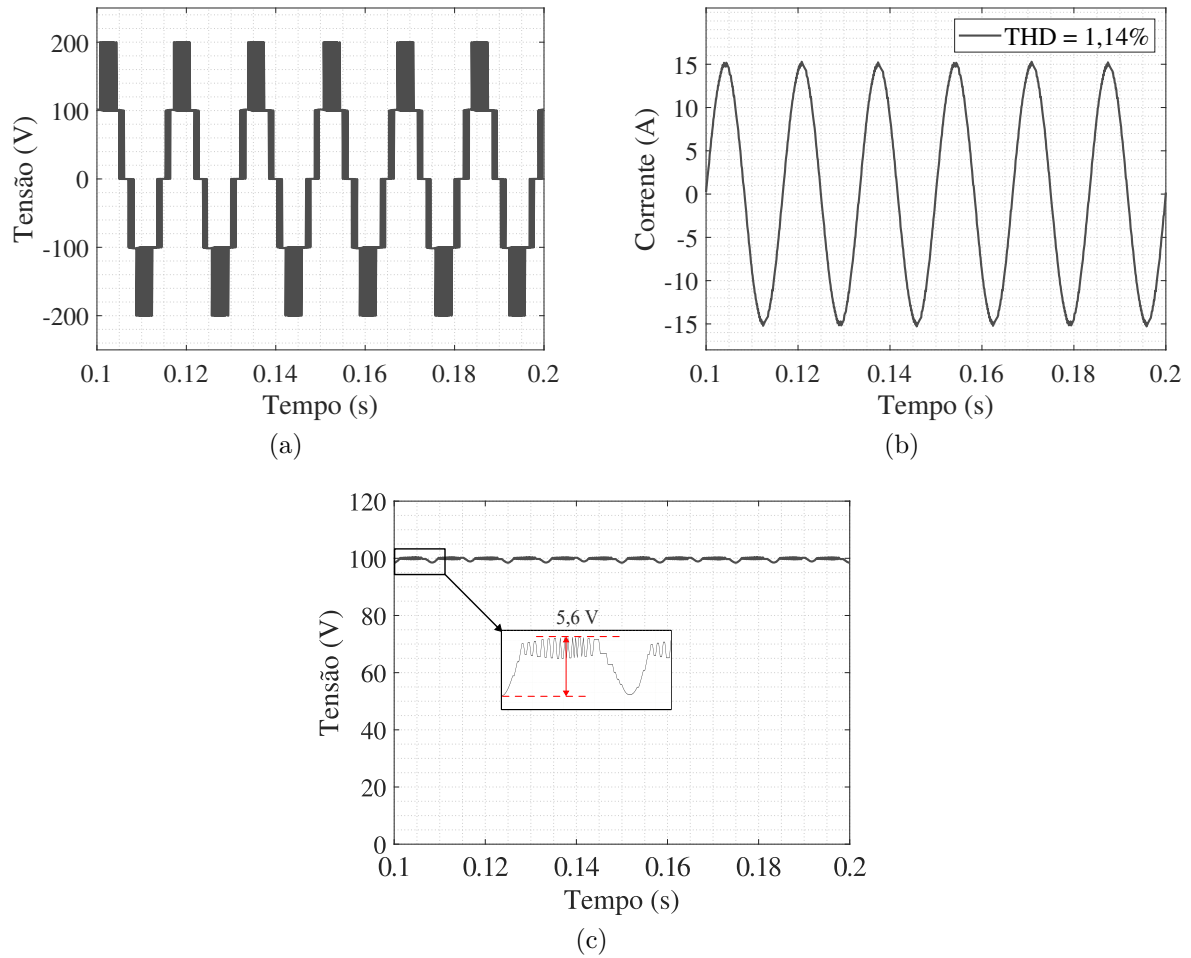
flutuante é mantida na referência, dentro dos limites estabelecidos, contribuindo para a estabilidade do inversor.

Tabela 5 – Parâmetros da simulação para o FCS-MPC para o fator de potência não unitário.

	Parâmetros	Valor
E	Tensão de Barramento CC	400 V
i_o^*	Corrente de referência	15,0 A
v_{C1}^*	Tensão de referência do capacitor flutuante	100 V
f	Frequência fundamental	60 Hz
C	Capacitância do capacitor flutuante	750 μ F
R	Resistência da carga	8 Ω
L	Indutância da carga	17,0 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 25 – Resultados da simulação para aplicação do FCS-MPC para fator de potência não unitário. (a) Tensão de saída. (b) Corrente de saída. (c) Tensão no capacitor flutuante.



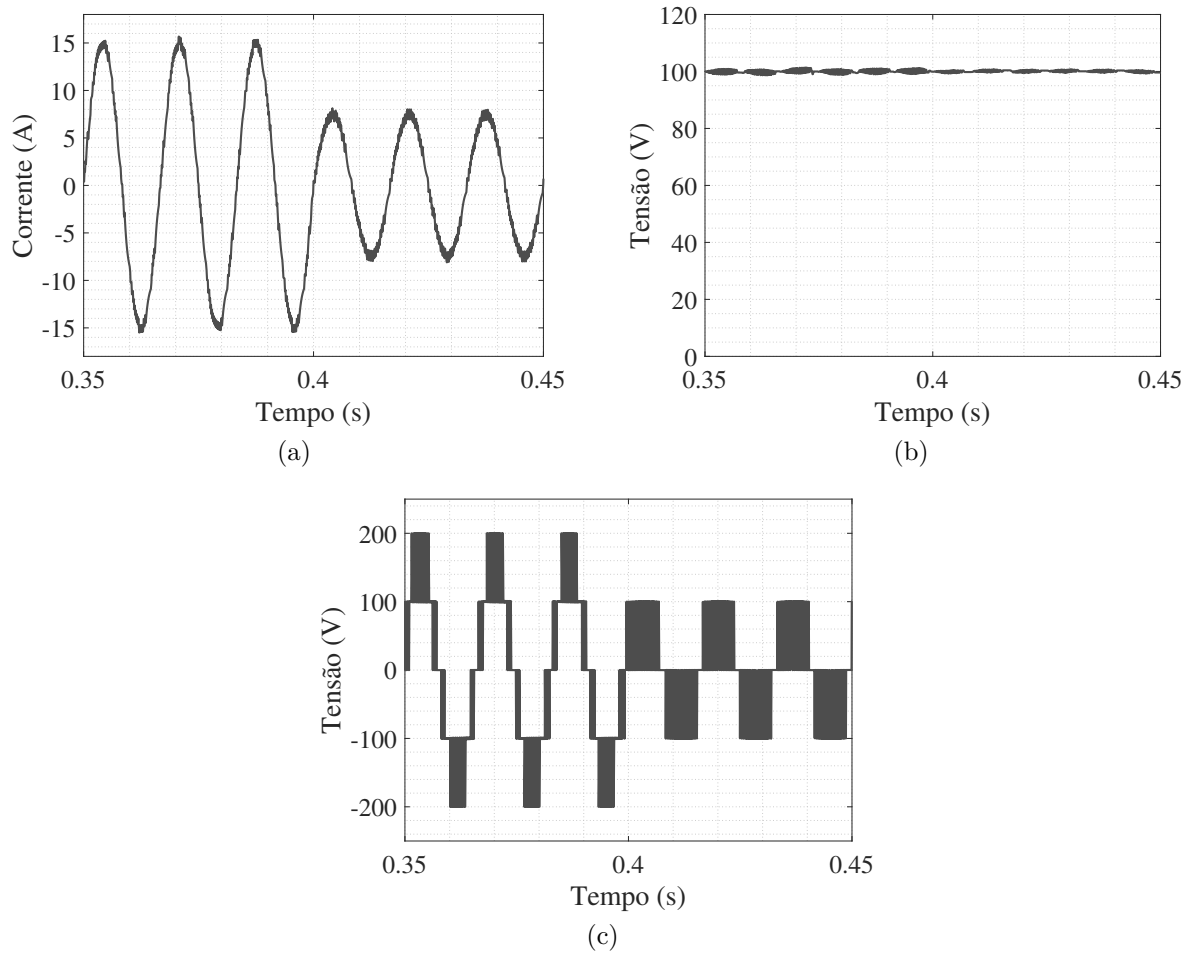
Fonte: Elaborado pelo autor.

Embora o princípio de operação do inversor, utilizando uma fonte CC no lugar do capacitor flutuante, tenha sido desenvolvido por Silva et al. (2021) e discutido por Santos (2023), ainda não foi realizada a comprovação experimental dessa abordagem com o controle da tensão do capacitor flutuante por meio de técnica PWM ou controle preditivo.

4.3.2 Análise do inversor em regime transitório

Com o objetivo de analisar a robustez e a dinâmica do sistema vários cenários foram simulados. No primeiro cenário foi simulada uma variação de corrente com o intuito de validar a dinâmica do sistema e verificar se o controle se mantém na referência imposta. O controle parte de uma corrente de referência de 15 A e no instante 0,4 s é imposta uma referência de 7,5 A. Conforme pode ser visto na Figura 26(a), após um rápido transitório, a corrente assume a nova referência, a tensão do capacitor flutuante se mantém controlada em 100 V, Figura 26(b), e os níveis da tensão de saída caem de cinco para três devido a queda de corrente, Figura 26(c).

Figura 26 – Transitório de corrente. (a) Corrente de saída. (b) Tensão no capacitor flutuante. (c) Tensão de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor.

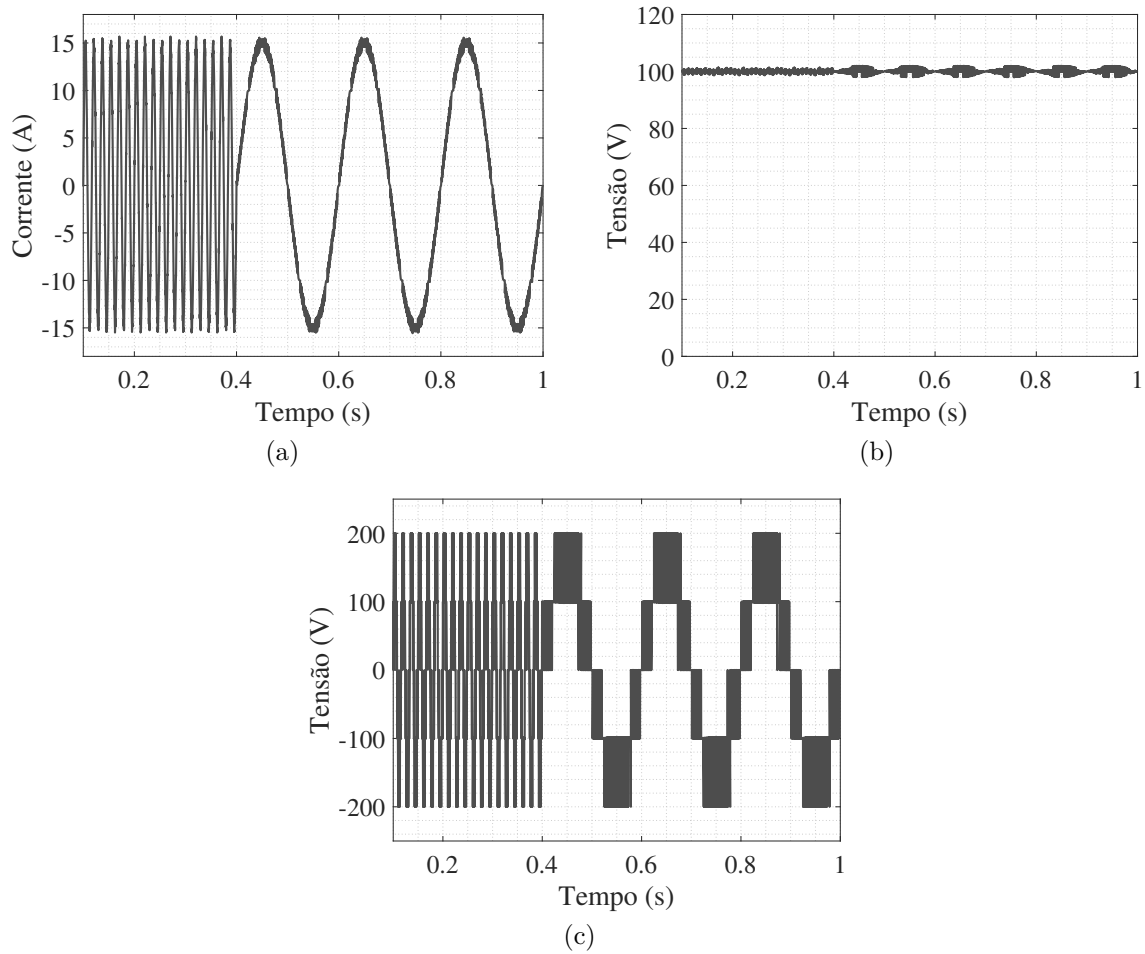
No segundo cenário foi realizada a variação da a frequência fundamental imposta no controle. O controle parte de uma frequência fundamental de 60 Hz e no instante 0,4 s é imposta uma frequência de 5 Hz, conforme pode ser visto na Figura 27. Tanto a corrente como a tensão no capacitor se mantém na referência de 15 A e 100 V, respectivamente, além de gerar os cinco níveis de tensão, conforme esperado.

4.3.2.1 Variação paramétrica

Como explicado em (WANG et al., 2015), a determinação precisa dos parâmetros do sistema pode ser complexa, principalmente porque eles podem variar dependendo das condições de operação. Por exemplo, sabe-se que a temperatura de operação impacta diretamente o valor da resistência elétrica. Desse modo, é essencial verificar a robustez do controle preditivo para possíveis erros paramétricos já que ele depende fortemente do modelo do sistema.

Nesse sentido, foram estudados dois cenários. Mantendo-se a carga sempre a mesma

Figura 27 – Transitório de frequência. (a) Corrente de saída. (b) Tensão no capacitor flutuante. (c) Tensão de saída.



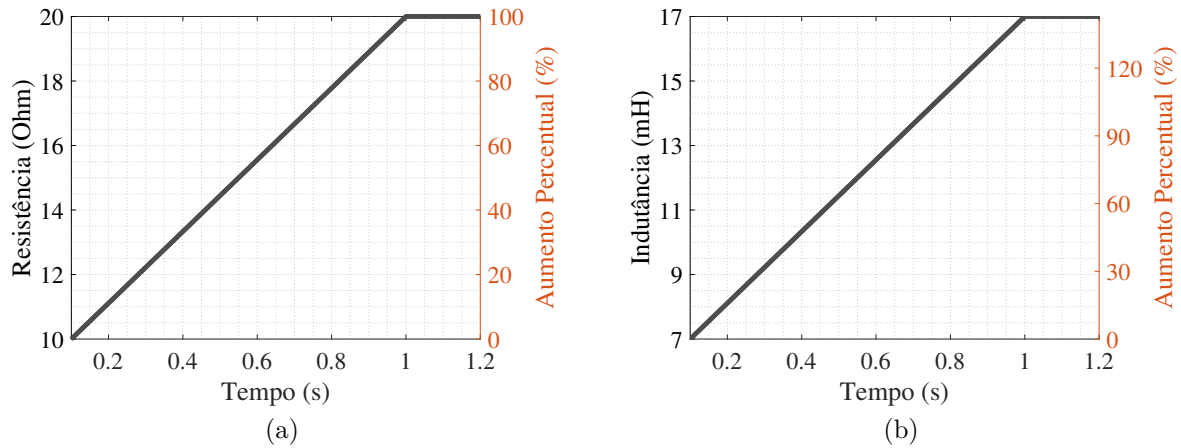
Fonte: Elaborado pelo autor.

($R=10\ \Omega$ e $L = 7\ \text{mH}$), no primeiro cenário o valor da resistência da carga usado no algoritmo do controle preditivo foi alterado gradativamente, em um intervalo de 0,1 s a 1,2 s, entre $10\ \Omega$ e $20\ \Omega$, conforme apresentado na Figura 28(a). Novamente, o valor utilizado para a resistência da carga é alterado somente no código do controlador, gerando um erro entre o valor real e o valor utilizado no controle. Como dito anteriormente, isso visa verificar a robustez do controle preditivo a erro paramétrico referente à resistência da carga.

Já no segundo cenário, foi feita a alteração gradativa do valor da indutância da carga utilizado no algoritmo de controle de 7 mH a 17 mH dentro de um intervalo de 0,1 s a 1,2 s, conforme ilustrado da Figura 28(b). Isso visa verificar a robustez do método de controle a erro paramétrico referente ao valor da indutância da carga.

Para variação da resistência, observando inicialmente a Figura 29, nota-se que a corrente é influenciada por essa variação. Apesar de alcançar um erro percentual de 5% em relação à corrente de referência no intervalo entre 0,4 s e 0,5 s, quando o valor da

Figura 28 – Variação paramétrica. (a) Variação da resistência. (b) Variação da indutância.

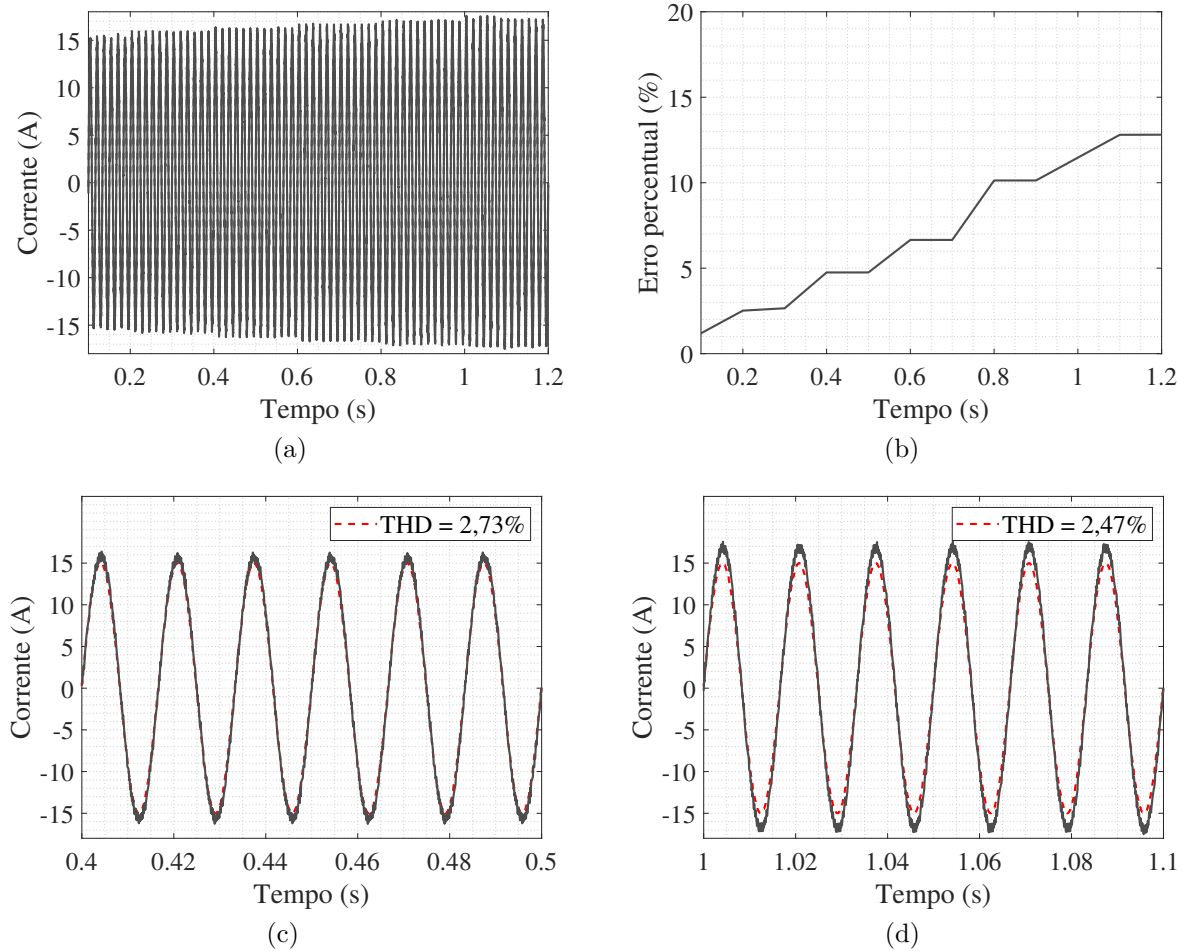


Fonte: Elaborado pelo autor.

resistência utilizado no algoritmo de controle está entre 14Ω e 15Ω , a corrente permanece controlada. A variação significativa da corrente ocorre quando a resistência atinge os 20Ω , resultando em um erro percentual aproximado de 13%. Por outro lado, a tensão no capacitor flutuante permanece estável diante das variações, conforme apresentado na Figura 30, e os cinco níveis de tensão na saída são gerados, como ilustrado na Figura 31, apesar das variações da resistência.

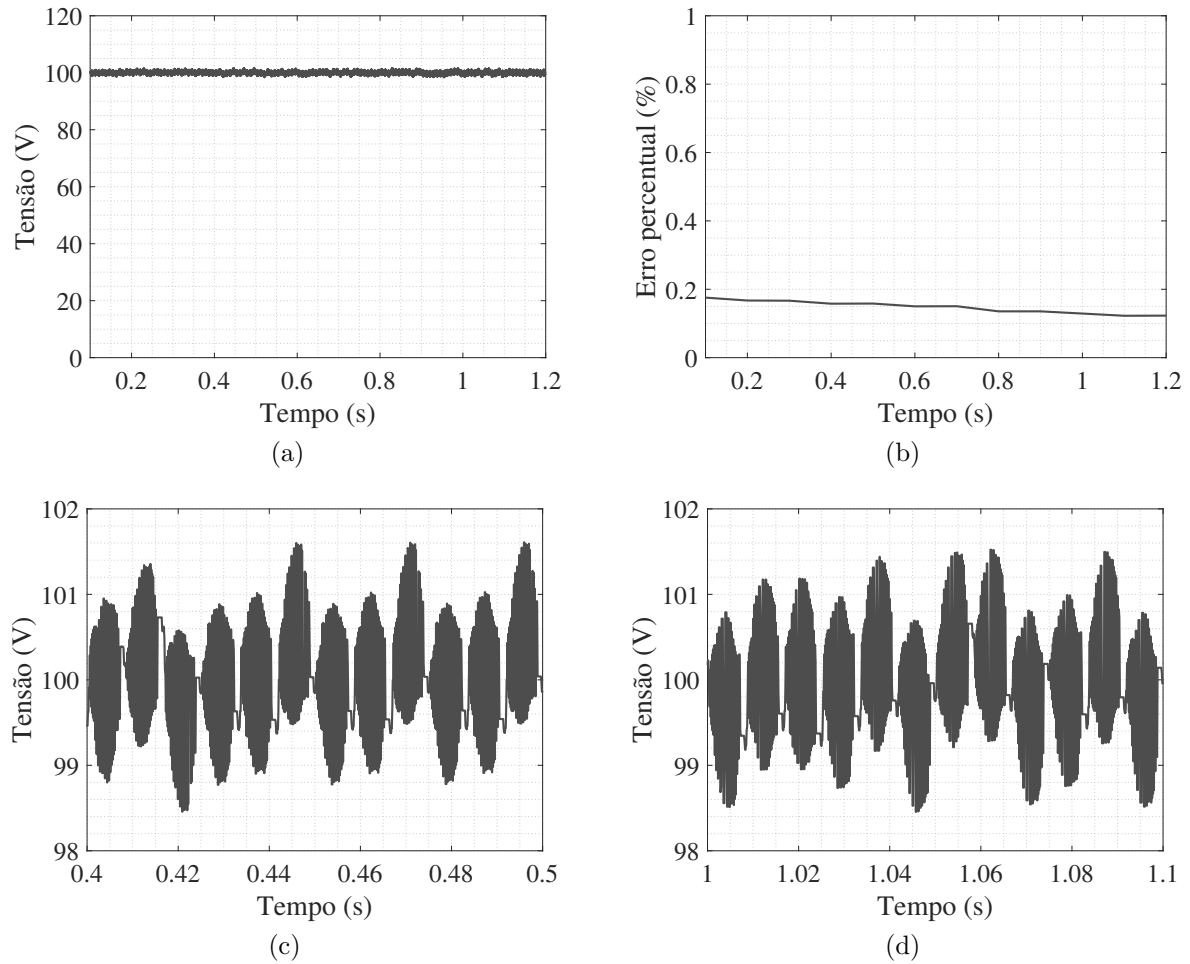
Já na variação da indutância, em primeiro momento analisando a Figura 32 é possível perceber que a corrente se mantém na referência imposta de 15 A, assim como a tensão do capacitor flutuante, Figura 33, também se mantém na referência de 100 V. Porém, para tensão de saída existe uma alteração nos níveis de tensão, conforme mostrado da Figura 34. Nota-se que quanto maior o erro paramétrico da indutância, pior fica a forma de onda da tensão, refletindo no THD de corrente.

Figura 29 – Análise da corrente de saída para variação da resistência. (a) Corrente de saída para um intervalo entre 0,1 e 1,2 s. (b) Erro percentual da corrente de saída. (c) Corrente de saída para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (d) Corrente de saída para um intervalo entre 1 s e 1,1 s.



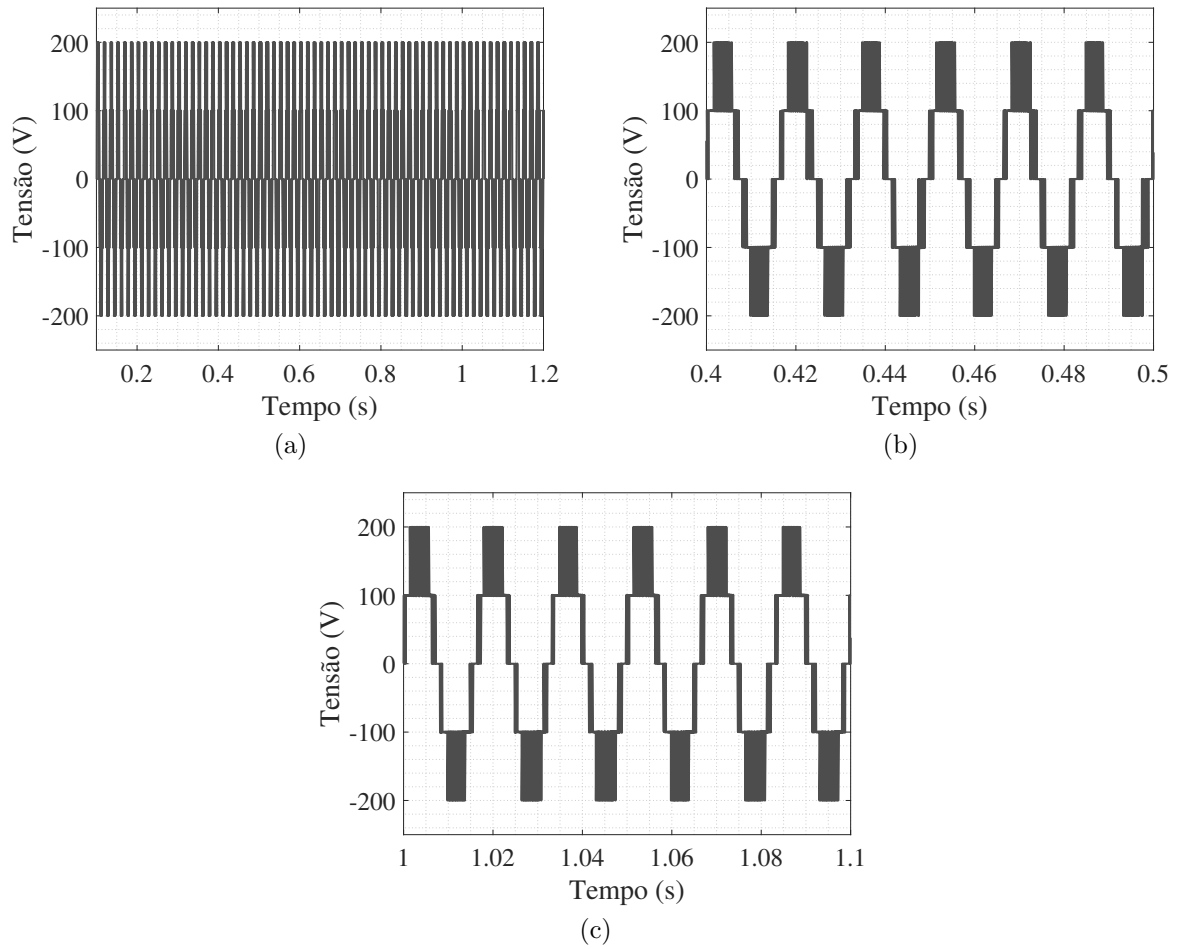
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 30 – Análise da tensão do capacitor flutuante para variação da resistência. (a) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 0 e 1,2 s. (b) Erro percentual da tensão do capacitor flutuante. (c) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (d) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 1 s e 1,1 s.



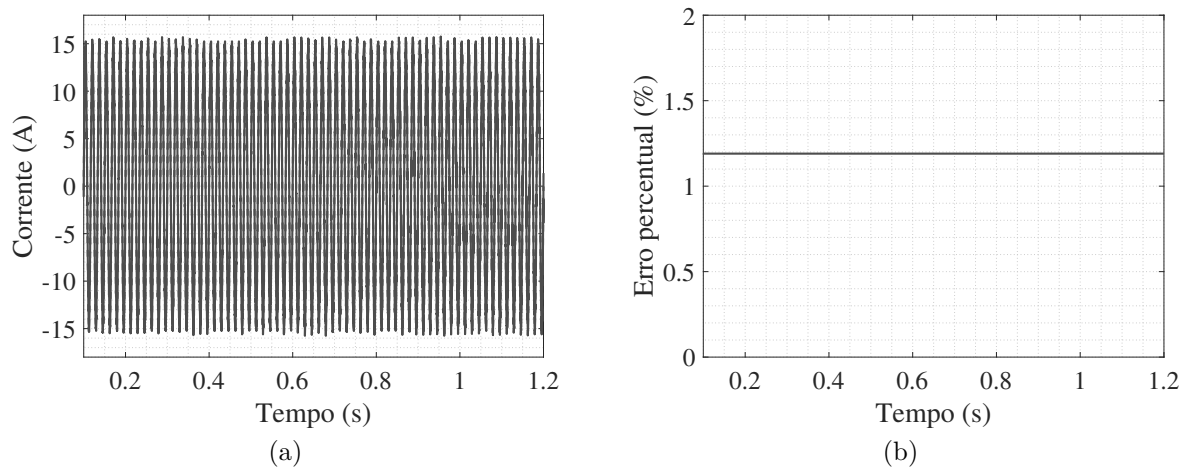
Fonte: Elaborado pelo autor.

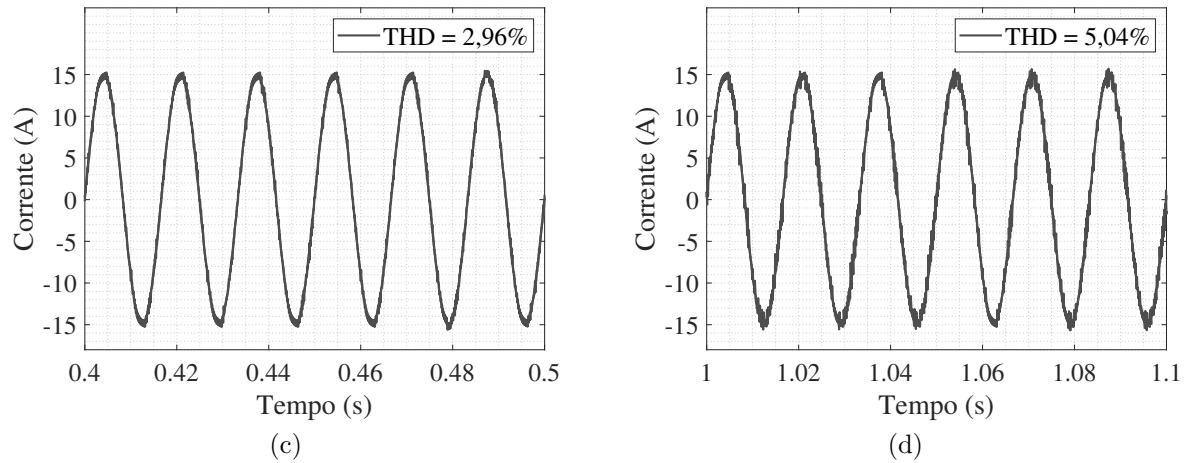
Figura 31 – Análise da tensão de saída para variação da resistência. (a) Tensão de saída para um intervalo entre 0 e 1,2 s. (b) Tensão saída para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (c) Tensão de saída para um intervalo entre 1 s e 1,1 s.



Fonte: Elaborado pelo autor.

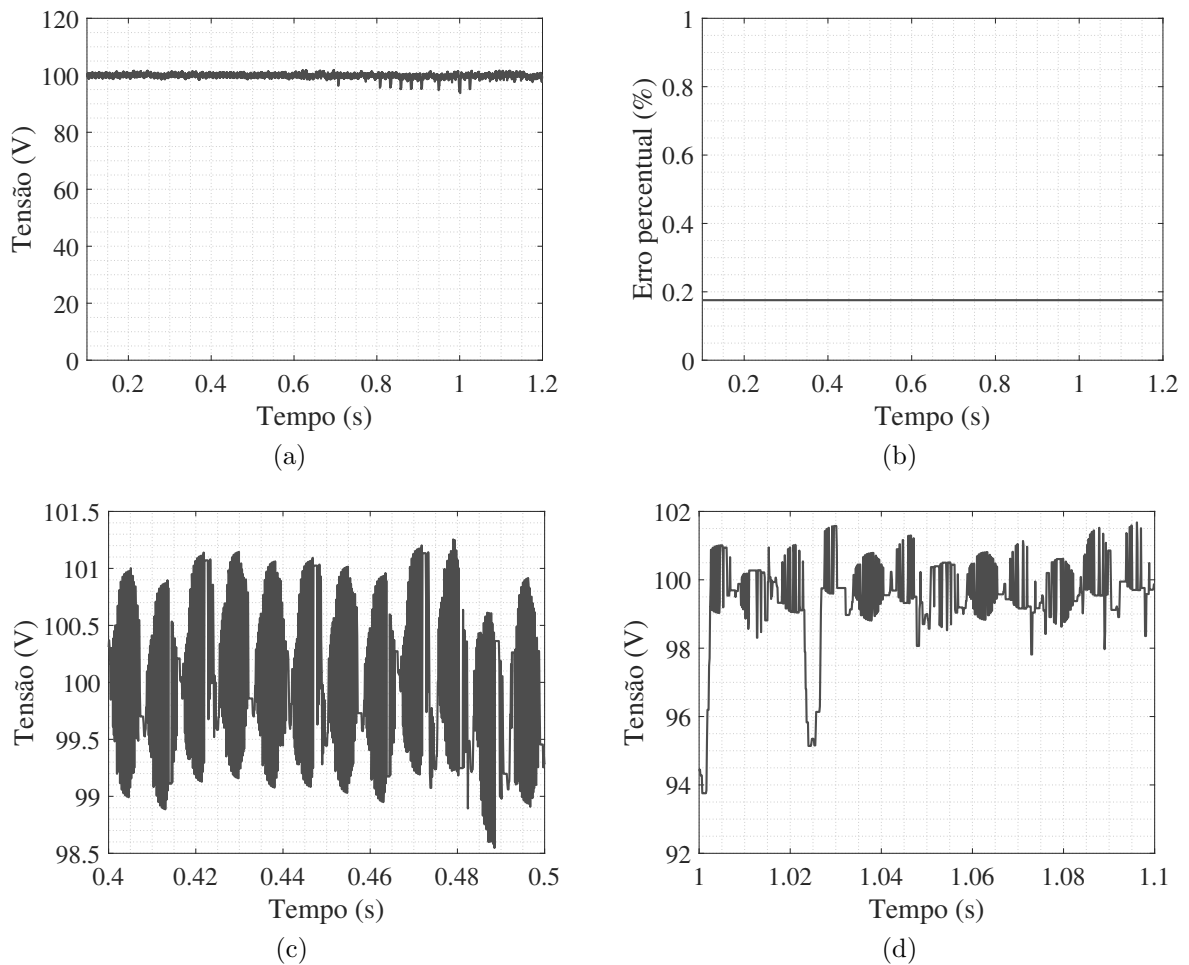
Figura 32 – Análise da corrente de saída para variação da indutância. (a) Corrente de saída para um intervalo entre 0 e 1,2 s. (b) Erro percentual da corrente saída. (c) Corrente de saída para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (d) Corrente de saída para um intervalo entre 1 s e 1,1 s.





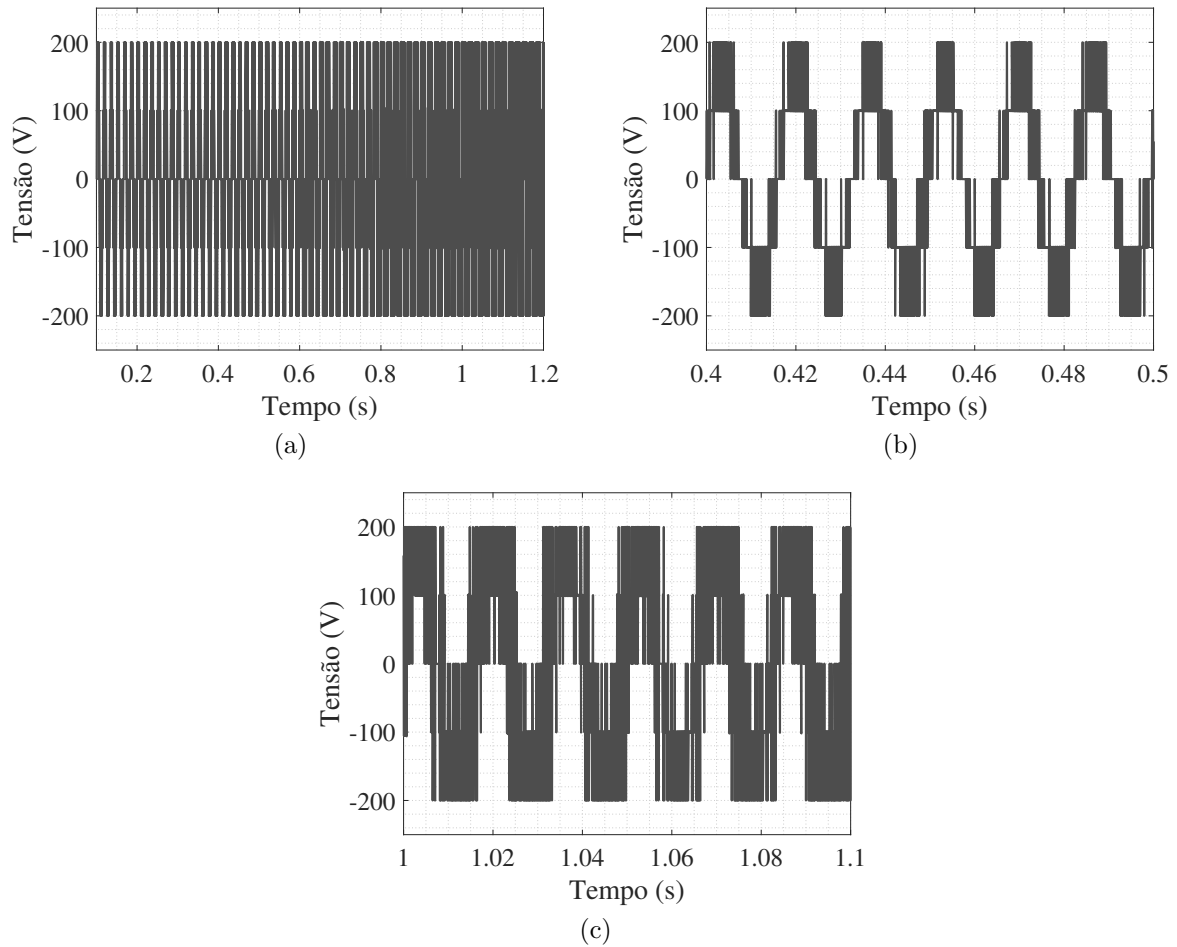
Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 33 – Análise da tensão do capacitor flutuante para variação da indutância. (a) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 0 e 1,2 s. (b) Erro percentual da tensão do capacitor flutuante (c) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (d) Tensão do capacitor flutuante para um intervalo entre 1 s e 1,1 s



Fonte: Elaborado pelo autor.

Figura 34 – Análise da tensão de saída para variação da indutância. (a) Tensão de saída para um intervalo entre 0 e 1,2 s. (b) Tensão saída para um intervalo entre 0,4 s e 0,5 s. (c) Tensão de saída para um intervalo entre 1 s e 1,1 s



Fonte: Elaborado pelo autor.

4.4 PERDAS POR CONDUÇÃO E COMUTAÇÃO

Foi realizado estudo de perdas nos semicondutores para o método FCS-MPC, comparando-se o desempenho nesse quesito com aquele obtido com o método LS-PD. A análise foi realizada através do *thermal module* do software PSIM®, por meio do qual é possível realizar a estimativa de perdas tanto por condução como também por comutação. Além da comparação entre a modulação PWM e o controle preditivo para o inversor híbrido proposto, também será realizado um estudo comparativo entre as topologias apresentadas na Seção 1.2.4.3 e ilustradas nas Figuras 6(a), 6(b), 6(c) e 6(d). No primeiro momento, os resultados das perdas de condução e comutação em relação ao inversor híbrido aplicando o LS-PD e FCS-MPC são apresentados na Seção 4.4.1, por meio de gráficos de barras, e posteriormente na Seção 4.4.3 serão apresentados os resultados comparativos entre as topologias. As chaves IXYS IXFP26N30X3 e INFINEON IRFB5620PBF foram escolhidas para a avaliação devido à semelhança entre seus parâmetros elétricos e as necessidades do

sistema, como a tensão e corrente de operação.

As informações desses dispositivos estão disponíveis na Tabela 6, obtidas na plataforma Mouser Electronics, (2024). A simulação foi realizada a partir dos parâmetros da Tabela 2 para modulação PWM e da Tabela 4 para o controle preditivo.

Os interruptores S_1 e S_4 , que operam com uma tensão de 300 V, foram selecionados para trabalhar com a chave IXYS IXFP26N30X3, que apresenta uma capacidade de tensão adequada a essa especificação. Os interruptores S_2 e S_3 , com uma tensão de 200 V, também foram associados com a chave IXYS IXFP26N30X3. Por outro lado, os interruptores S_5 e S_8 , que operam com uma tensão de 100 V, foram escolhidos para trabalhar com a chave INFINEON IRFB5620PBF, que é compatível com as condições de operação de menor tensão exigidas por esses interruptores.

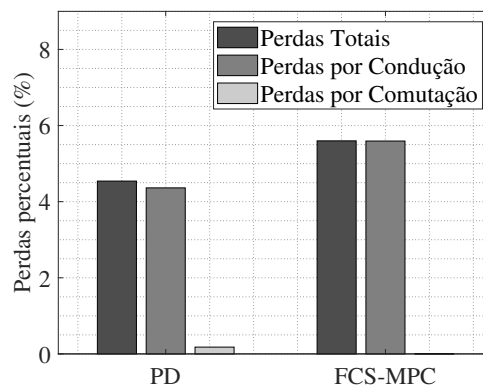
Tabela 6 – Semicondutores escolhidos para o projeto do inversor.

Qtd	Marca	Modelo	Tipo	Tensão / corrente	Custo
6	IXYS	IXFP26N30X3	Mosfet	300 V / 26 A	\$ 4,14
2	Infineon	IRFB5620PBF	Mosfet	200 V / 25 A	\$ 2,32
2	Vishay	VS-30CTH02-M3	Diodo	200 V / 30 A	\$ 1,78
					\$ 33,04

Fonte: Elaborado pelo autor.

4.4.1 Perdas por condução e comutação no inversor híbrido de cinco níveis

Figura 35 – Perdas no inversor híbrido para modulação PD e FCS-MPC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

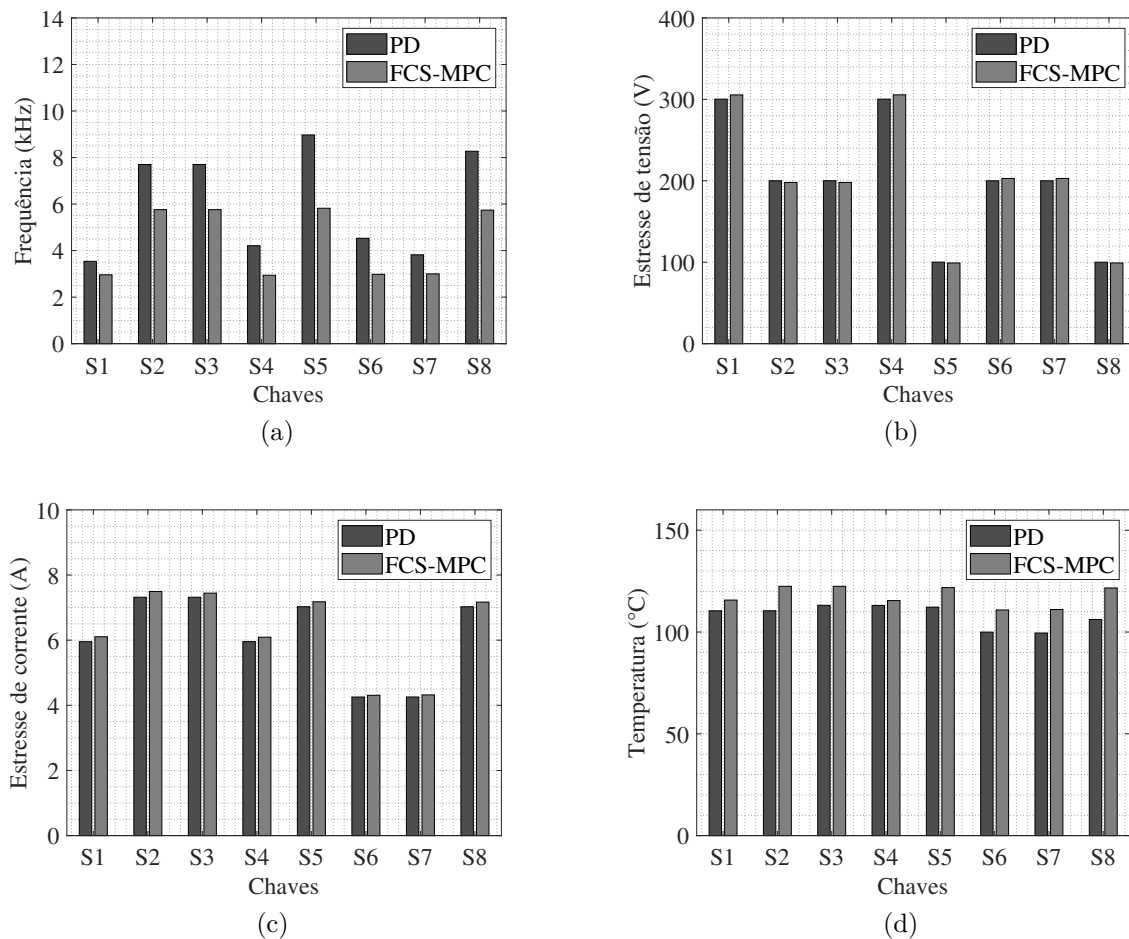
As perdas no inversor híbrido para modulação PWM do tipo PD e para o controle preditivo do tipo FCS-MPC estão apresentadas na Figura 35. Para a modulação PD, as perdas totais correspondem a 4,54% com base nos parâmetros da simulação apresentados na Tabela 2, já para o FCS-MPC, observou-se uma perda percentual total de 5,60%, para os parâmetros da simulação apresentados na Tabela 4. Nessas perdas, observa-se que estão

mais concentradas nas perdas por condução do que nas perdas por comutação. Isso ocorre porque, nessa estratégia, é aplicado um estado de chaveamento durante todo o período de amostragem de $100 \mu s$.

4.4.2 Estudo comparativo entre a modulação LS-PD e o FCS-MPC

Além das perdas, outras figuras de mérito foram analisadas. O estudo comparativo a seguir é feito com a ajuda da Figura 36, que apresenta a comparação em termos de frequência de chaveamento, estresse de tensão, corrente e temperatura, e da Tabela 7, que apresenta os valores de frequência média, estresse total para tensão e corrente, além da temperatura média aplicando PD e FCS-MPC.

Figura 36 – Frequência, estresse de tensão máxima, estresse de corrente e de temperatura por chave para modulação LS-PD e para FCS-MPC. (a) Frequência. (b) Estresse de tensão máxima. (c) Estresse de corrente RMS. (d) Estresse de temperatura.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Segundo a Figura 36(a), é explícita a menor frequência de chaveamento utilizada no controle preditivo FCS-MPC em relação à modulação PD, com estresse de tensão e corrente semelhantes, como mostrado nas Figuras 36(b) e 36(c). No entanto, o FCS-MPC

apresenta temperaturas ligeiramente mais elevadas em comparação com a modulação PWM senoidal do tipo PD, conforme ilustrado na Figura 36(d).

Além disso, o estudo dos diferentes estresses a que são submetidos os interruptores de um conversor são importantes, dentro do contexto de melhoria de desempenho desse conversor. Por exemplo, os elevados estresses de tensão a que são submetidos os interruptores S_1 e S_4 , como indicado na Figura 36(b), torna significativa a investigação da possibilidade de uso, nessa posição, de interruptores baseados na tecnologia SiC.

Tabela 7 – Resultados de alguns parâmetros.

Resultados	PD	FCS-MPC
Frequência média	6,09 kHz	4,37 kHz
Estresse total de tensão	1600.85 V	1611.06 V
Estresse total de corrente	49.11 A	50.11 A
Temperatura média	108,11°C	117,68°C

Fonte: Elaborado pelo autor.

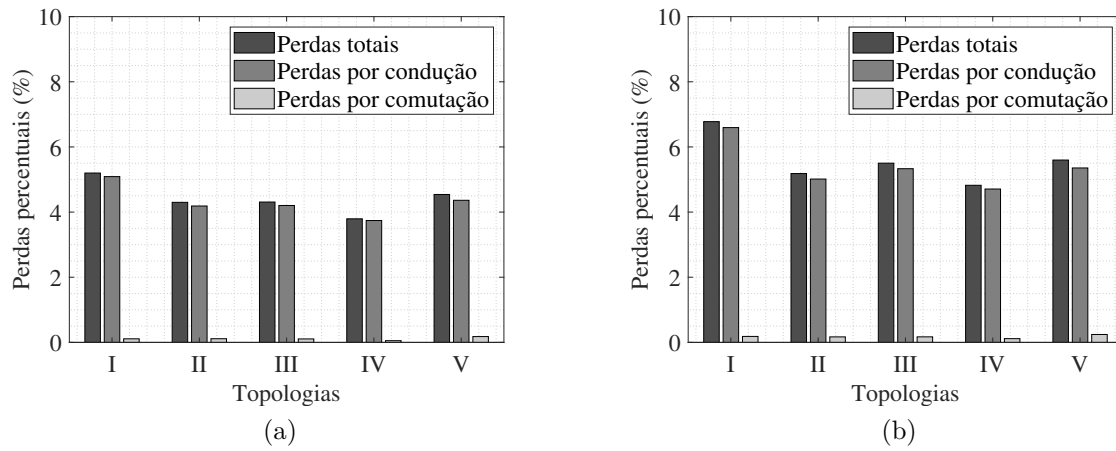
4.4.3 Comparação com outras topologias

Outro ponto importante é comparar a topologia estudada com outras topologias. As topologias comparadas serão nomeadas de:

- Barbosa et al (2005): Topologia I (Figura 6(a));
- Soeiro et al (2013): Topologia II (Figura 6(b));
- Korhonen et al (2009): Topologia III (Figura 6(c));
- Wang et al. (2016): Topologia IV (Figura 6(d));
- Inversor híbrido estudado: Topologia V (Figura 13(a)).

Conforme citado anteriormente, a comparação foi realizada através do software PSIM®, aplicando a modulação PWM senoidal do tipo PD e o controle preditivo FCS-MPC. As simulações foram aplicadas para os parâmetros das Tabelas 2 e 4, onde em todos os circuitos foi aplicado o controle do capacitor flutuante. Os resultados para as perdas totais, por condução e comutação são apresentados na Figura 37, que demonstram que a topologia proposta por Wang et al. (2016) apresenta menores perdas, o que é esperado, uma vez que utiliza duas chaves a menos em relação às demais topologias. No entanto, é importante ressaltar que essa topologia apresenta limitações, operando apenas com fator de potência unitário.

Figura 37 – Perdas percentuais para topologias citadas. (a) Perdas para modulação LS-PD. (b) Perdas do FCS-MPC.



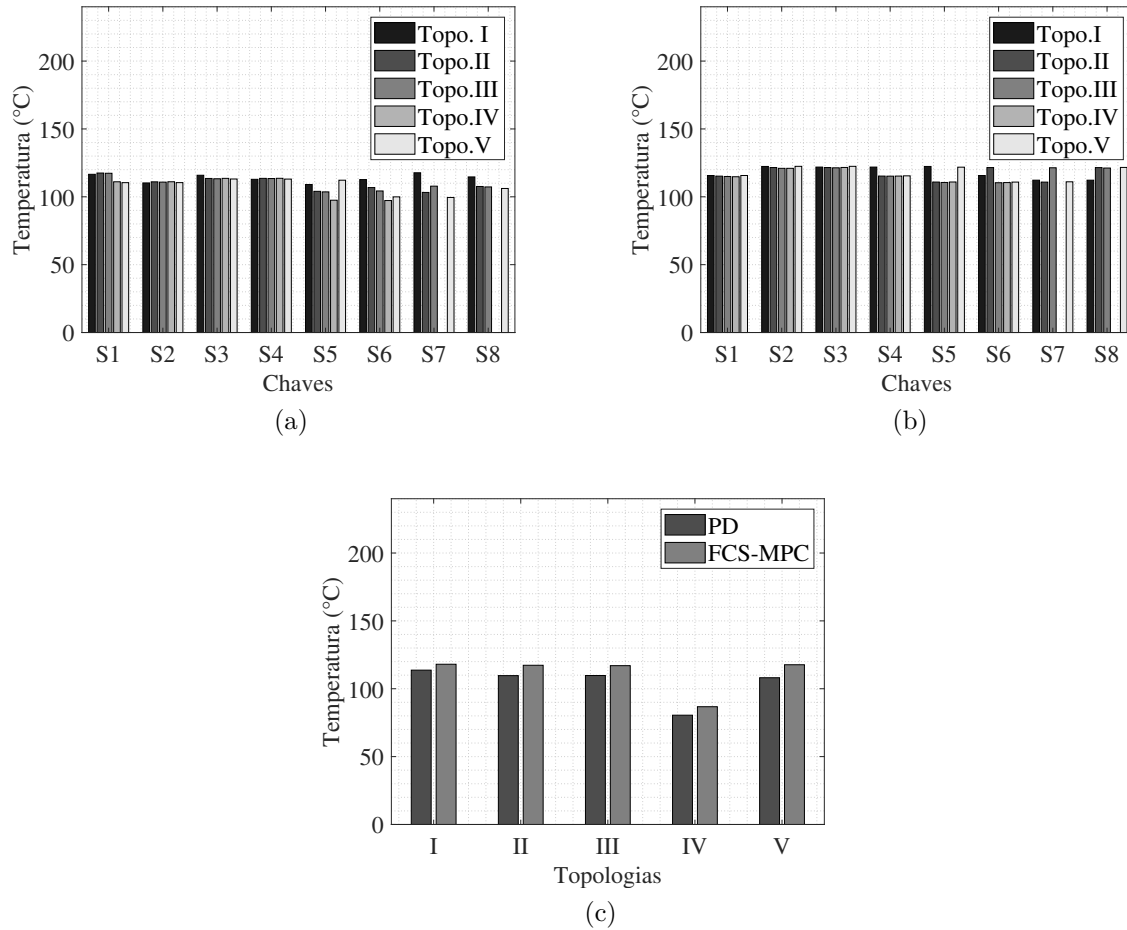
Fonte: Elaborado pelo autor.

Com exceção da Topologia IV, as perdas das demais topologias são bastante semelhantes. Utilizando a modulação PWM do tipo PD, a diferença de perdas entre a Topologia V (inversor híbrido estudado) e a Topologia II (que apresenta as menores perdas) é de 0,24%. Ao aplicar o controle preditivo FCS-MPC, as diferenças entre as topologias permanecem pequenas. A Topologia II continua a apresentar as menores perdas, com uma diferença de 0,41% em relação à Topologia V.

A simulação térmica das topologias foi realizada no PSIM®, utilizando o módulo térmico do software, onde é possível analisar as perdas e temperatura de dispositivos de comutação como MOSFETs, IGBTs e diodos, com base nos dados dos componentes, e suas curvas de eficiência fornecido nas folhas de dados dos componentes (TECHNOLOGIES, 2021). Para os dados das chaves utilizadas no inversor híbrido estudado, utilizando o módulo térmico do PSIM® e um modelo térmico *foster*, considerando o dissipador de calor modelo HS 26574, com resistência térmica equivalente a $0,57^{\circ}\text{C}/\text{W}/4''$, conforme especificado no catálogo da HS dissipadores (DISSIPADORES, 2024).

Com base nesse procedimento, foram obtidos valores para cada chave. A simulação foi realizada para os parâmetros da Tabela 2 para modulação PWM do tipo PD e a Tabela 4 para o FCS-MPC. Os resultados podem ser observados na Figura 38.

Figura 38 – Estresse térmico em cada chave para as topologias citadas. (a) Estresse térmico para modulação LS-PD. (b) Estresse térmico do FCS-MPC. (c) Estresse térmico médio da modulação LS-PD e FCS-MPC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Conforme a Figura 38, as topologias apresentaram um comportamento semelhante, com temperatura média de $108,65^{\circ}\text{C}$, correspondente a aproximadamente 72,45% da temperatura máxima de operação (150°C) para o dispositivo utilizado nas simulações com modulação PWM do tipo PD. Já para o FCS-MPC, a temperatura média foi de $115,48^{\circ}\text{C}$, representando aproximadamente 76,99% da temperatura máxima de operação. Essa análise térmica é importante para o projeto e a operação dos inversores multiníveis, uma vez que o estresse térmico pode afetar significativamente o desempenho e a vida útil dos componentes. Ao monitorar e controlar as temperaturas de junção, é possível garantir um funcionamento seguro e confiável do sistema, evitando danos aos componentes devido ao superaquecimento. Essas informações são essenciais para o projeto adequado do dissipador. Portanto, a análise das temperaturas de junção dos componentes é uma etapa fundamental no projeto de inversores multiníveis, contribuindo para a eficiência energética, a confiabilidade e a durabilidade do sistema.

4.5 UTILIZAÇÃO DOS DISPOSITIVOS DE CARBETO DE SILÍCIO

Com o objetivo de aumentar a eficiência e melhorar o desempenho do inversor, foi investigada a utilização de dispositivos semicondutores à base de Carbetto de Silício (SiC), substituindo parcialmente as chaves tradicionais de silício (Si) em pontos mais críticos do inversor, onde ocorrem os maiores estresses de tensão. Especificamente, para as chaves S_1 e S_4 optou-se por utilizar os dispositivos MOSFET SiC Wolfspeed C3M0060065K.

Tabela 8 – Semicondutores escolhidos com dispositivos SiC para o projeto do inversor.

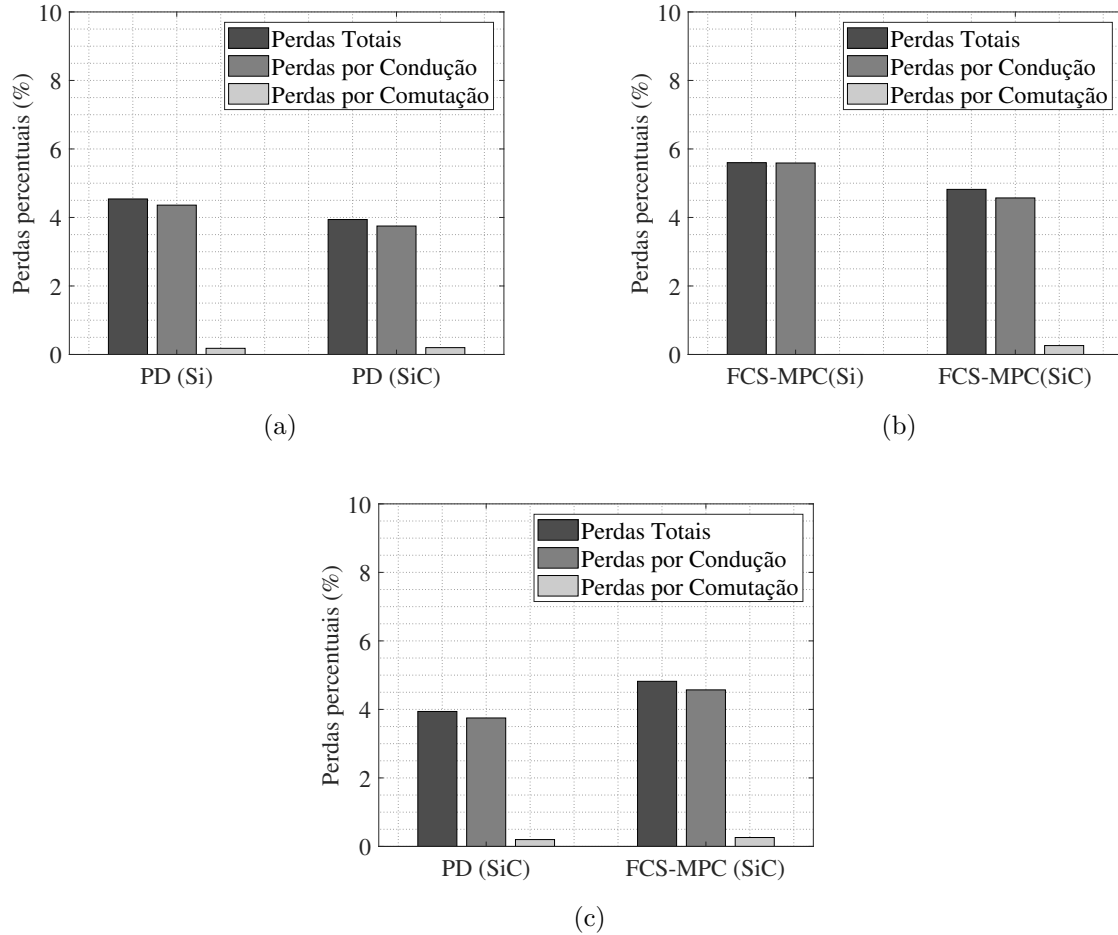
Qtd	Marca	Modelo	Tipo	Tensão / corrente	Custo
2	Wolfspeed	C3M0060065K	Mosfet SiC	650 V / 37 A	\$ 15,43
4	IXYS	IXFP26N30X3	Mosfet	300 V / 26 A	\$ 4,14
2	Infineon	IRFB5620PBF	Mosfet	200 V / 25 A	\$ 2,32
2	Vishay	VS-30CTH02-M3	Diodo	200 V / 30 A	\$ 1,78
					\$ 55,62

Fonte: Elaborado pelo autor.

O uso de dispositivos de SiC proporciona algumas vantagens em comparação aos dispositivos de silício convencionais. O SiC possui características superiores em termos de tolerância a altas temperaturas, maior resistência a tensões e menor resistência de condução, o que resulta em uma redução das perdas de energia e melhora na eficiência global do sistema, como pode ser observado na Figura 39. Além disso, os dispositivos de SiC têm a capacidade de operar em frequências mais altas e com menor dissipação de calor, contribuindo para o aumento da confiabilidade do inversor.

A Tabela 9 apresenta uma comparação entre os semicondutores de silício (Si) e Carbetto de Silício (SiC) em relação às perdas percentuais totais associadas a modulação PWM e ao controle preditivo. Como pode ser observado, os dispositivos de SiC contribuem para uma redução das perdas totais em comparação aos dispositivos de Si, com uma melhoria de aproximadamente 0,6% nas perdas totais para modulação PWM e 0,78% para o controle preditivo. Isso indica que a substituição das chaves convencionais de Si pelas chaves de SiC contribui para o aumento da eficiência do inversor, tornando-o mais adequado para aplicações que demandam alta performance e confiabilidade.

Figura 39 – Comparação das perdas no inversor híbrido para modulação PD e FCS-MPC utilizado (Si) e (SiC). (a) Perdas para modulação LS-PD utilizando (Si) e (SiC). (b) Perdas para o FCS-MPC utilizando (Si) e (SiC). (c) Perdas utilizando a modulação LS-PD e FCS-MPC para os dispositivos (SiC).



Fonte: Elaborado pelo autor.

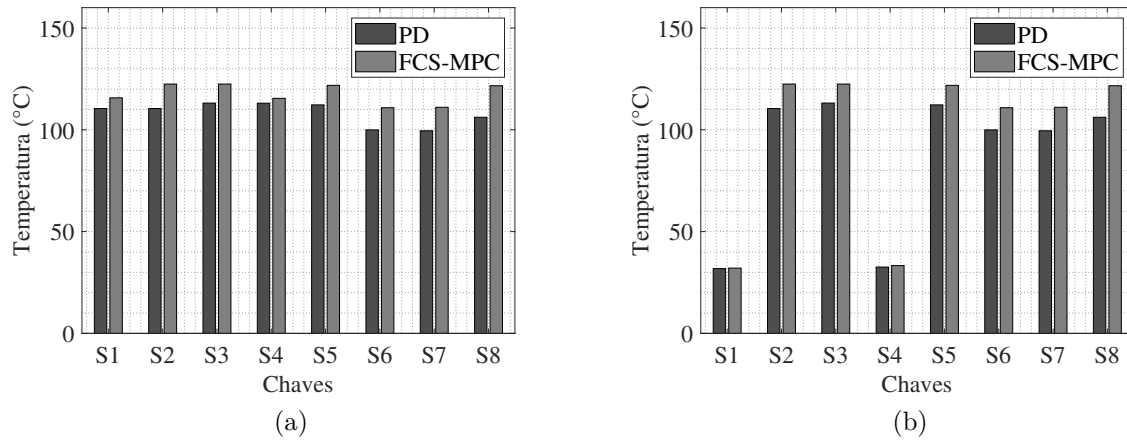
Tabela 9 – Perdas percentuais totais em relação a potência nominal do sistema.

Perdas	Si	SiC
PD	4,54%	3,94%
FC-MPC	5,60%	4,82%

Fonte: Elaborado pelo autor.

Além da melhoria no desempenho em termos de perdas, a substituição das chaves S_1 e S_4 por dispositivos SiC também contribui de forma significativa para redução na temperatura conforme pode ser observado nas Figuras 40(a) e 40(b), reduzindo o volume de dissipação térmica.

Figura 40 – Estresse de temperatura no inversor híbrido para modulação PD e FCS-MPC. (a) Utilizando dispositivos (Si). (b) Utilizando dispositivos (SiC).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Porém, embora os dispositivos de SiC ofereçam benefícios em termos de desempenho, é importante ressaltar que sua utilização implica um aumento nos custos do sistema. O preço dos dispositivos de SiC ainda é consideravelmente mais alto do que o dos dispositivos de silício, o que pode impactar o custo total do inversor. Assim, enquanto a redução das perdas e o aumento da eficiência são vantagens claras, a escolha de SiC envolve outras análises além do custo-benefício, considerando tanto as melhorias em eficiência, aumento da vida útil e a redução no volume do sistema.

4.6 CONCLUSÕES

Neste capítulo, investigou-se o desempenho do Inversor Híbrido de Cinco Níveis. Pode-se concluir que tanto a modulação do tipo LS-PD quanto a aplicação do FCS-MPC geraram resultados satisfatórios. A modulação LS-PD mostrou-se eficaz na geração dos cinco níveis de tensão desejados. Comparando as perdas por condução e comutação, observou-se que a modulação PWM apresentou uma leve vantagem em eficiência. No entanto, o FCS-MPC mostrou uma capacidade excepcional de lidar com variações e incertezas no ambiente operacional, alcançando resultados similares aos da modulação PWM, mas com uma maior robustez. Além disso, a comparação entre diferentes topologias de inversores, aplicando o LS-PD e o FCS-MPC, destacou que o Inversor Híbrido de Cinco Níveis estudado (Topologia V) é competitivo em termos de perdas, mesmo quando comparado com a Topologia II, que apresentou as menores perdas e não teve limitações quanto ao fator de potência. Isso reforça a viabilidade da Topologia V.

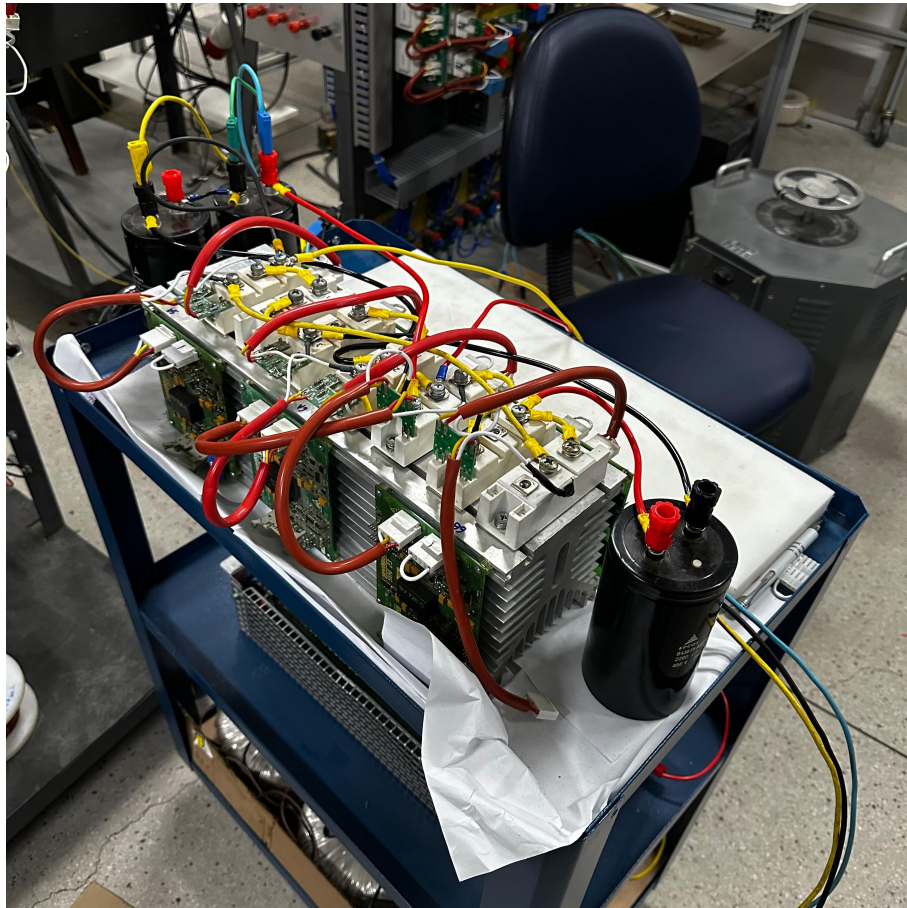
Em relação aos semicondutores, a utilização de dispositivos de Carbetto de Silício (SiC) mostrou um potencial significativo para a redução de perdas e melhoria na eficiência térmica, o que pode ser crucial para aplicações de alta potência e longos períodos de

operação. No entanto, é importante considerar que, apesar das vantagens em termos de desempenho, o custo desses dispositivos pode ser um fator limitante para a adoção em larga escala. Embora o custo elevado desses dispositivos seja um fator limitante em algumas situações, os dispositivos SiC podem ser vantajosos, pois exigem menor volume de dissipação térmica e permitem um design mais compacto.

5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Neste capítulo, são apresentados os resultados experimentais da topologia estudada, com o objetivo de validar o funcionamento do inversor híbrido de cinco níveis utilizando o FCS-MPC. O sistema foi implementado em laboratório, conforme mostrado na Figura 41. Para a implementação do FCS-MPC, foi empregado o processador digital de sinais (DSP) TMS320F28335, fixado a placas de sinais que são interligados por fibras ópticas e conectados por cabo flats aos drivers que, por sua vez, são conectados aos interruptores para seu disparo, o qual controla tanto a corrente quanto a tensão do capacitor flutuante, além de gerar os cinco níveis de tensão. Os parâmetros utilizados no experimento estão descritos na Tabela 10.

Figura 41 – Bancada experimental.



Fonte: Elaborado pelo autor.

5.1 DESCRIÇÃO DO EXPERIMENTO

As chaves utilizadas no experimento são os módulos de IGBTs SEMIKRON SKM50GB12T4, os diodos SEMIKRON SKKD60F e os capacitores eletrolíticos da marca Epcos, modelo B43875-A5228-Q5. Para uma melhor compreensão da montagem do inversor,

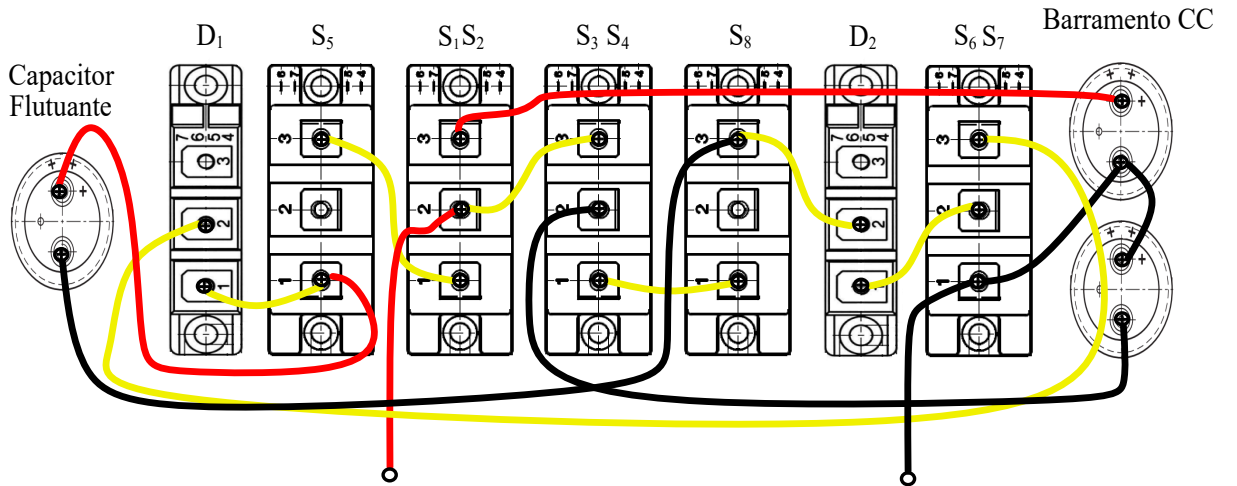
Tabela 10 – Parâmetros do experimento do inversor híbrido de cinco níveis para o FCS-MPC.

Parâmetros		Valor
E	Tensão de Barramento CC	100 V
i_o^*	Corrente de referência	5,0 A
v_{C1}^*	Tensão de referência do capacitor flutuante	25 V
f	Frequência fundamental	60 Hz
C	Capacitância do capacitor flutuante	2200 μF
R	Resistência da carga	6,43 Ω
L	Indutância da carga	7,0 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

a Figura 42 ilustra as conexões das chaves e dos diodos, assim como do capacitor flutuante e do barramento CC.

Figura 42 – Esquema das conexões da bancada experimental.



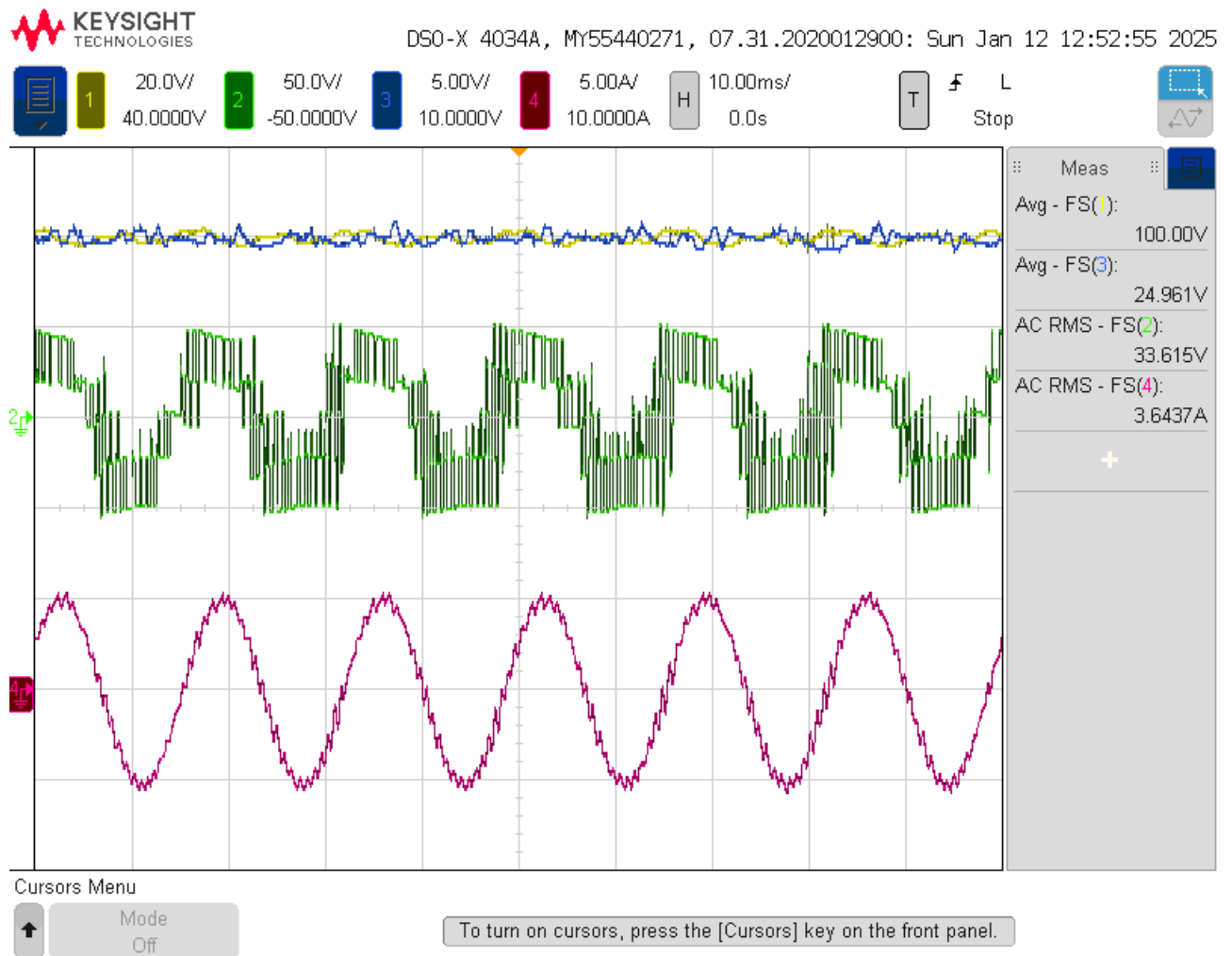
Fonte: Elaborado pelo autor.

5.2 REGIME PERMANENTE

Inicialmente, o barramento CC é carregado com uma tensão de 100 V antes de iniciar o controle. Como mostrado na Figura 43, ao aplicar o controle preditivo FCS-MPC, a tensão do capacitor flutuante se mantém na referência estabelecida, equivalente a um quarto da tensão do barramento CC. A corrente segue a referência imposta de 5 A, apresentando um comportamento senoidal. Observa-se que o controle preditivo é capaz de controlar tanto a tensão do capacitor flutuante quanto a corrente, mantendo-os dentro das referências impostas. Além disso, verifica-se que os cinco níveis de tensão são gerados de maneira indireta pelo controle preditivo.

Na Figura 44, são mostradas as curvas da tensão e corrente no capacitor flutuante. Através desse resultado, é possível observar o processo de carregamento e descarregamento do capacitor flutuante, que ocorre para garantir que sua tensão se mantenha na referência estabelecida, correspondente a um quarto da tensão do barramento.

Figura 43 – Resultados Experimentais para o FCS-MPC: Barramento CC - canal 1; Tensão de saída - canal 2; Tensão no capacitor flutuante - canal 3; Corrente de carga - canal 4.

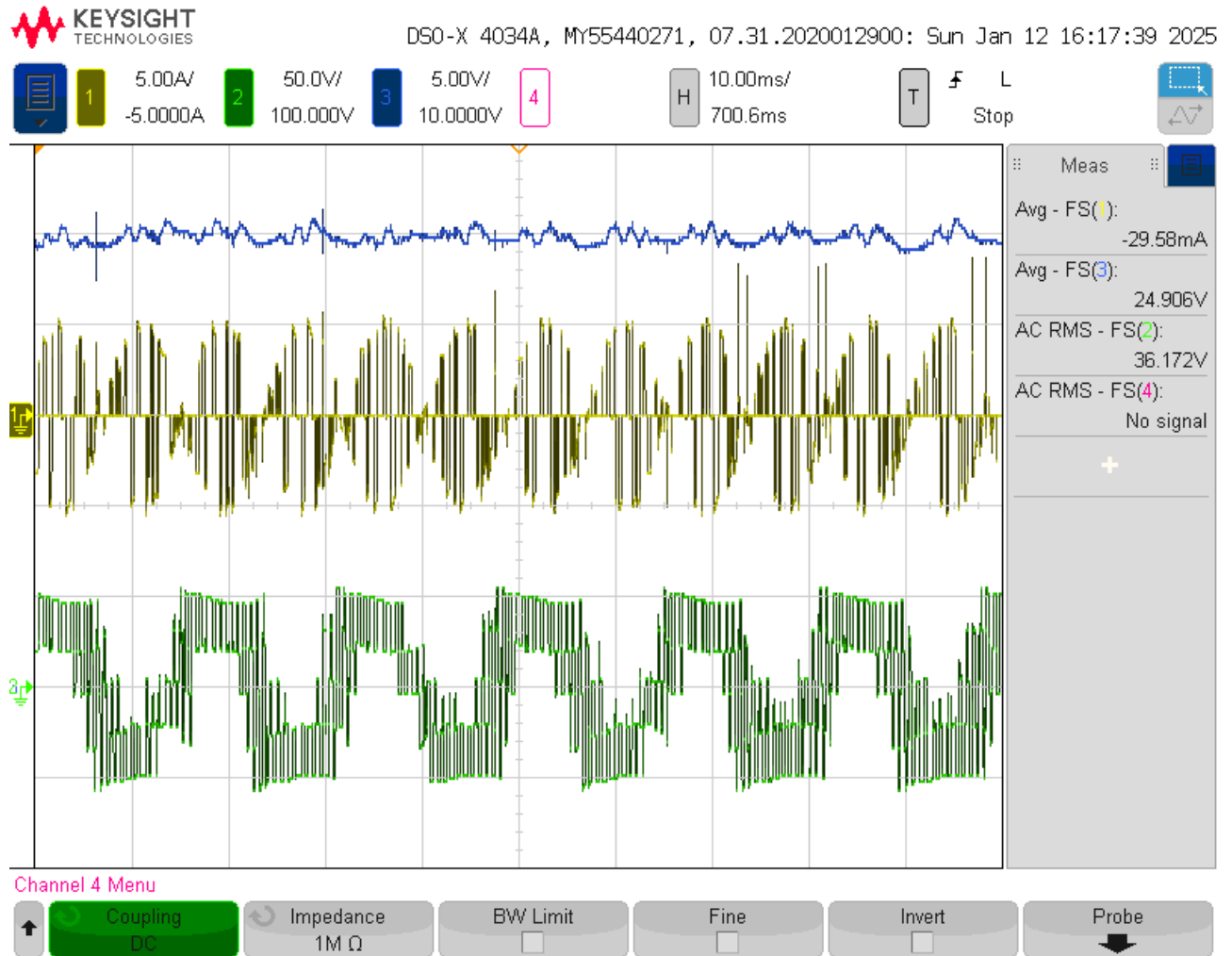


Fonte: Elaborado pelo autor.

5.3 TRANSITÓRIO

Com o objetivo de avaliar a dinâmica do sistema, foram realizados testes em diferentes cenários, incluindo a análise da dinâmica do controle de corrente e também o comportamento do FCS-MPC frente a variação de carga. No primeiro cenário, a dinâmica da corrente foi investigada por meio da alteração da referência inicialmente estabelecida em 5 A para um novo valor de 2,5 A. Conforme ilustrado na Figura 45, é possível observar que a corrente segue adequadamente a referência imposta, evidenciando uma resposta rápida do sistema a essa variação de referência.

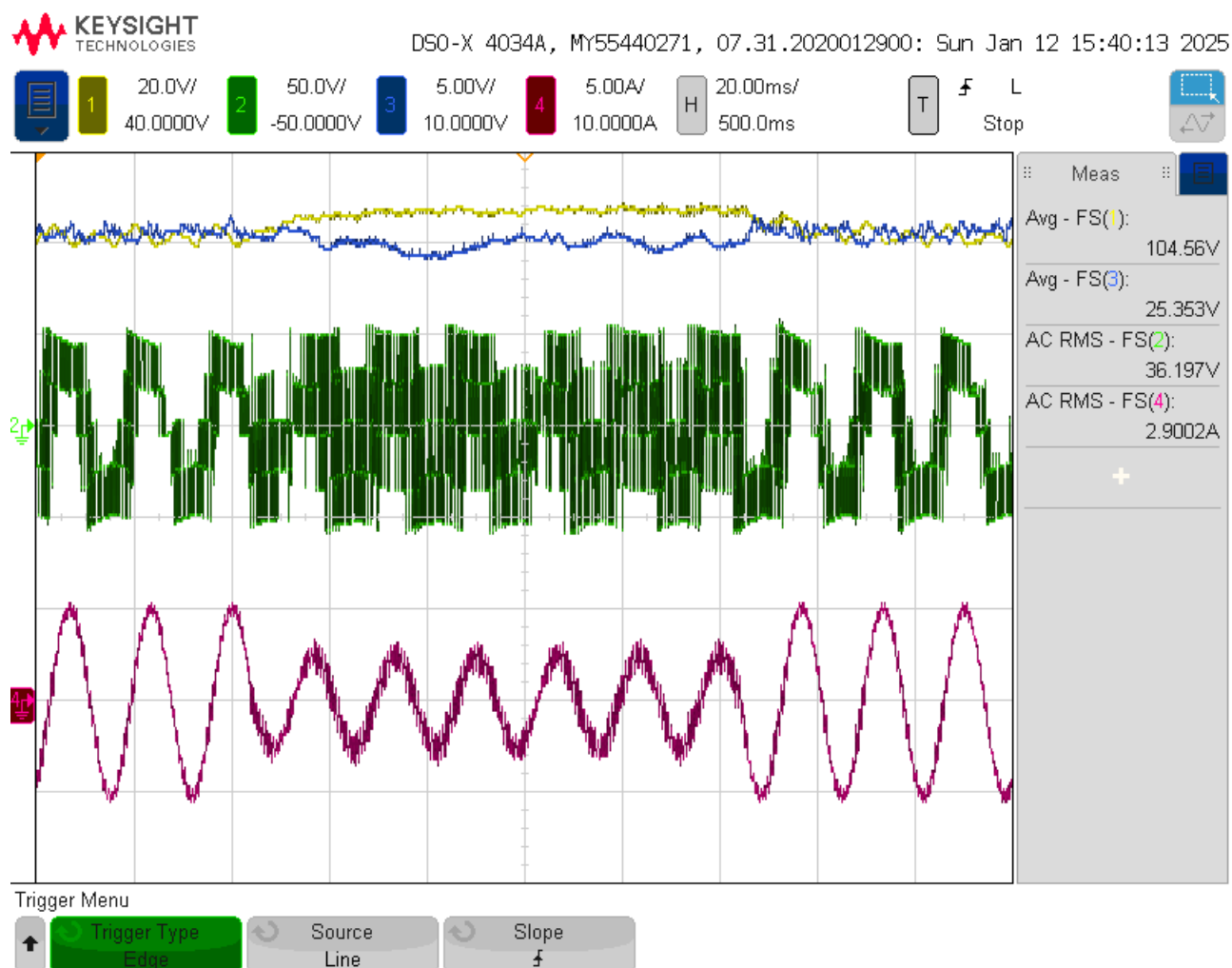
Figura 44 – Resultados Experimentais para o FCS-MPC: Corrente no capacitor flutuante - canal 1; Tensão de saída - canal 2; Tensão no capacitor flutuante - canal 3.



Fonte: Elaborado pelo autor.

No segundo cenário, com o objetivo de observar o comportamento do FCS-MPC diante da variação de carga, o sistema foi inicialmente configurado com os parâmetros definidos na Tabela 10, utilizando uma resistência de $6,43 \Omega$. No entanto, logo no início do experimento, uma carga de 9Ω foi introduzida em paralelo, resultando em uma redução da resistência para aproximadamente $3,76 \Omega$. O comportamento do sistema com as variações na carga é ilustrado na Figura 46, onde é possível observar o transitório da carga e verificar que o FCS-MPC mantém um comportamento adequado, tanto no controle de corrente quanto no da tensão do capacitor flutuante, ajustando-se eficientemente a essas mudanças. Esse comportamento evidencia que, apesar das alterações na carga, o FCS-MPC é capaz de corrigir e adaptar-se, garantindo a estabilidade do sistema.

Figura 45 – Resultados Experimentais para variação de corrente: Barramento CC - canal 1; Tensão de saída - canal 2; Tensão no capacitor flutuante - canal 3; Corrente de carga - canal 4.



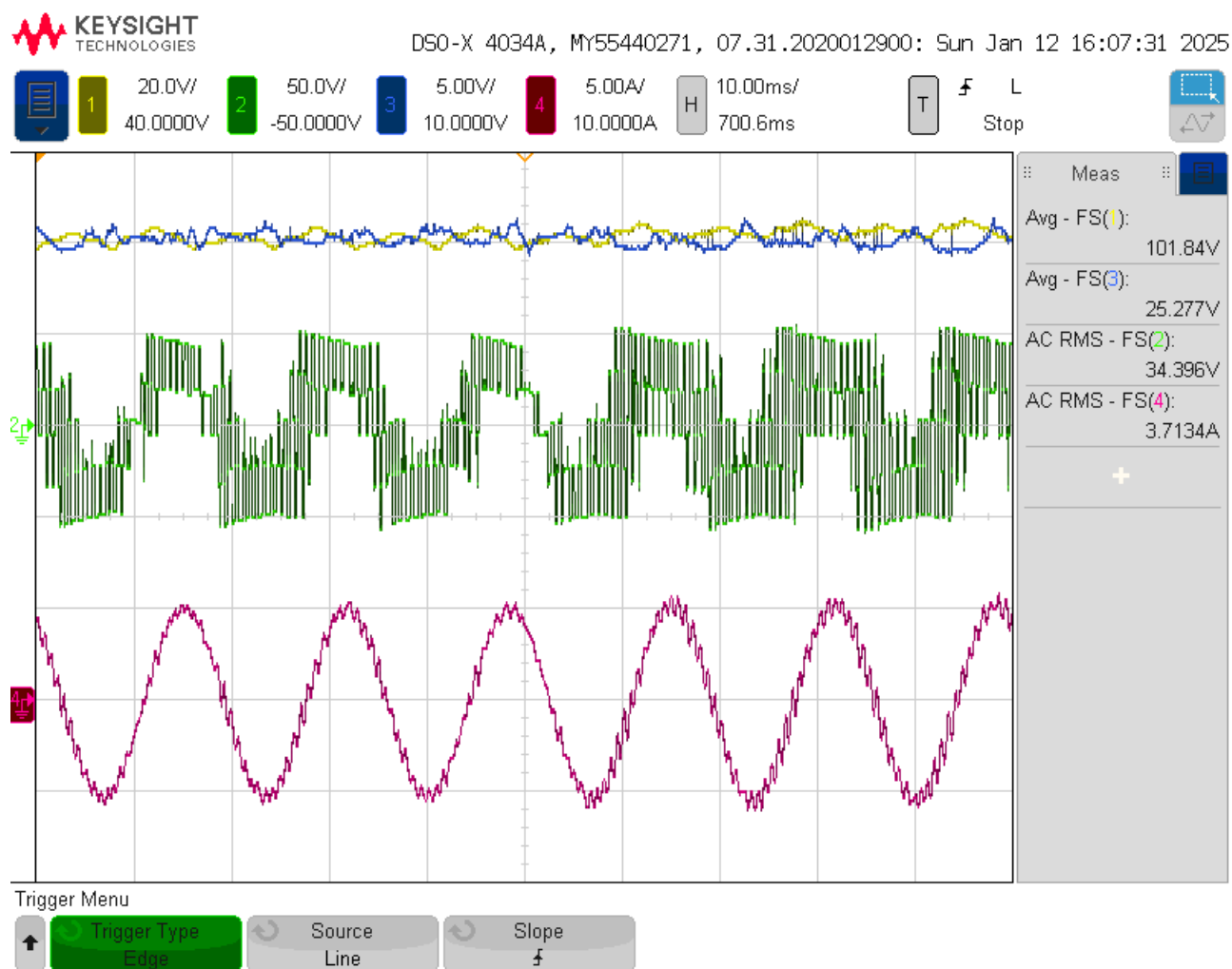
Fonte: Elaborado pelo autor.

5.4 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foram apresentados os resultados experimentais que validam o desempenho do inversor híbrido de cinco níveis com controle preditivo de modelo (FCS-MPC). Os testes realizados demonstraram a capacidade do sistema de controlar a corrente e a tensão do capacitor flutuante de forma eficiente, mantendo-as dentro das referências estabelecidas. Observou-se que, em regime permanente, o FCS-MPC foi capaz de gerar os cinco níveis de tensão de saída, além de controlar a tensão do capacitor e a corrente com alta precisão, conforme ilustrado pelas figuras apresentadas.

Adicionalmente, o comportamento do sistema foi analisado em cenários de transitório e variação de carga, como a alteração da referência da corrente e a introdução de uma carga variável. Em todos os testes, o FCS-MPC mostrou uma excelente capacidade de adaptação às mudanças nas condições operacionais, mantendo a estabilidade do sistema e

Figura 46 – Resultados Experimentais para variação de carga: Barramento CC - canal 1; Tensão de saída - canal 2; Tensão no capacitor flutuante - canal 3; Corrente de carga - canal 4.



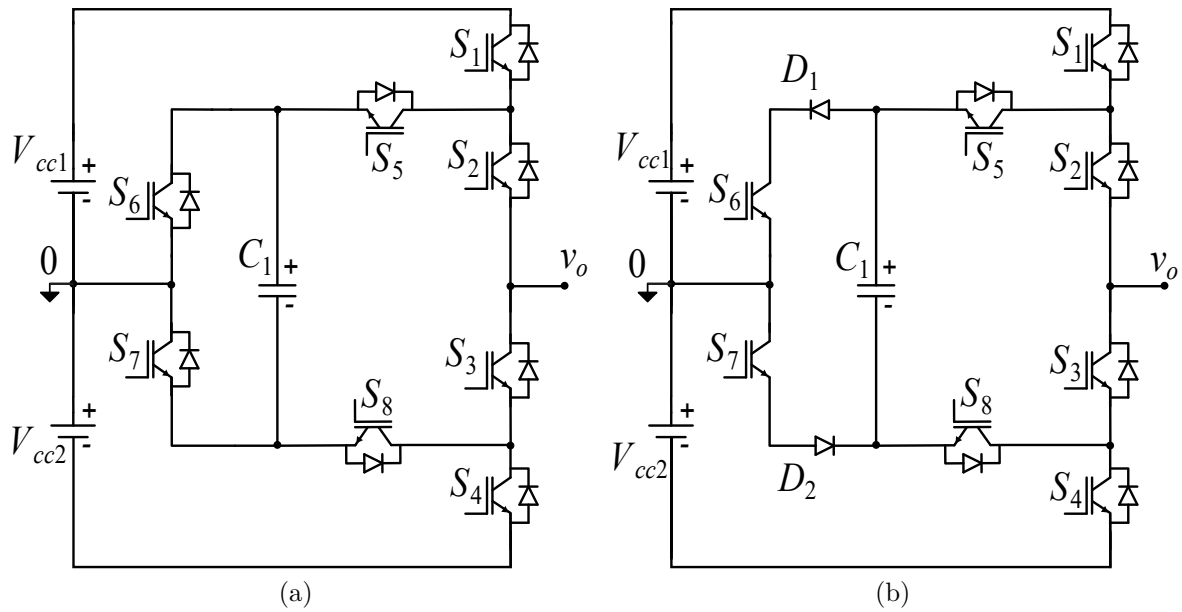
Fonte: Elaborado pelo autor.

corrigindo rapidamente qualquer desvio em relação às referências impostas.

6 INVERSOR HÍBRIDO DE CINCO NÍVEIS COM CAPACIDADE DE AUMENTO DE TENSÃO DE SAÍDA

Neste capítulo, é proposto uma topologia baseada na topologia desenvolvida por Silva et al. (2021), Figura 47(a), e a discutida por Santos (2023), Figura 47(b). Das quais, são limitadas na geração do seu nível máximo de tensão em metade da tensão do barramento CC. A topologia proposta, Figura 48, adota o mesmo princípio de operação aplicado por Siwakoti et al. (2018) e Pineda et al. (2019). Com o capacitor flutuante sendo carregado com a tensão total do barramento, resultando em um capacitor que apresenta um balanceamento natural, elimina-se os estados redundantes adotados para o balanceamento da tensão do capacitor flutuante, sendo necessário aplicar apenas seis modos de operação para o inversor. Essa abordagem permite que o inversor opere com a tensão total do barramento CC na sua saída, permitindo reduzir a tensão de entrada do barramento CC e alcançando a mesma tensão de saída que inversores convencionais.

Figura 47 – Inversores híbridos de cinco níveis. (a) Topologia apresentada por Silva et al. (2021). (b) Topologia apresentada por Santos (2023) e estudada nesse trabalho.

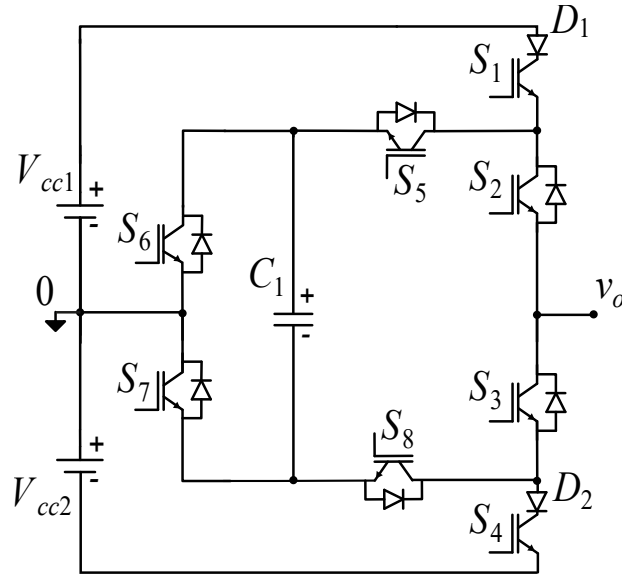


Fonte: Elaborado pelo autor.

6.1 TOPOLOGIA PROPOSTA

A topologia híbrida de cinco níveis do tipo elevador de tensão proposta consiste em seis modos de operação, que geram os níveis de tensão de acordo com as tensões do barramento CC e capacitor flutuante. A Figura 49 mostra os seis diferentes modos de operação para o inversor híbrido de cinco níveis proposto (modo A a F) e os caminhos da

Figura 48 – Inversor híbrido de cinco níveis elevador de tensão proposto.



Fonte: Elaborado pelo autor.

carga do capacitor flutuante FC, e os modos de operação estão listados na Tabela 11. A corrente de saída é definida como i_o , e v_o representa a tensão de saída.

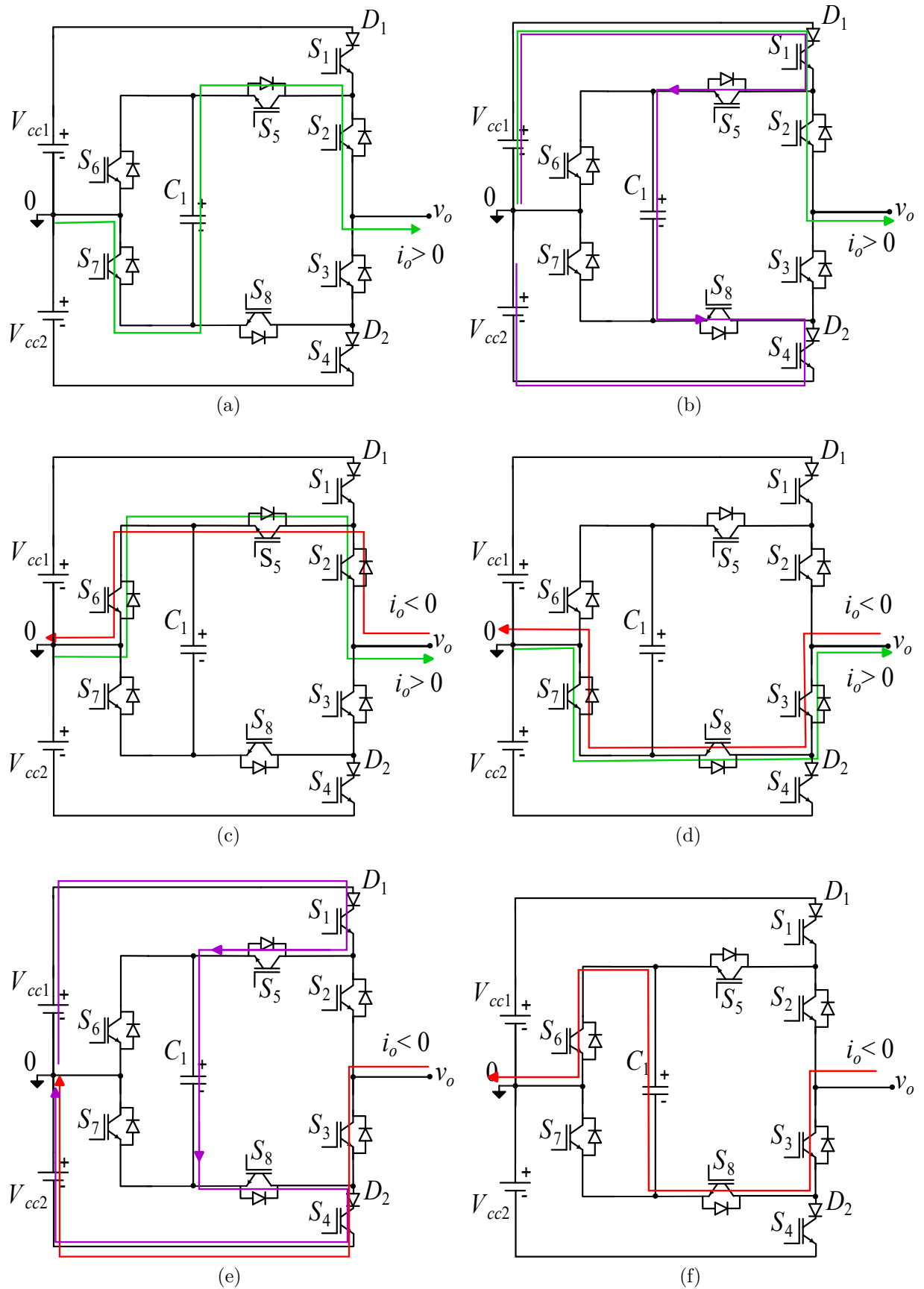
Tabela 11 – Estados de Chaveamento da Topologia Proposta.

Modos	S_1	S_2	S_3	S_4	S_5	S_6	S_7	S_8	v_o	Capacitor Flutuante
A	0	1	0	0	1	0	1	0	+2V	Descarrega
B	1	1	0	1	1	0	0	1	+V	Carrega
C	0	1	0	0	1	1	0	0	0	-
D	0	0	1	0	0	0	1	1	0	-
E	1	0	1	1	1	0	0	1	-V	Carrega
F	0	0	1	0	0	1	0	1	-2V	Descarrega

Das oito chaves presentes no inversor, duas chaves são unidirecionais. O capacitor flutuante é carregado pela tensão do barramento CC nos modos B e E e descarregado nos modos A e F. Os interruptores S_1 e S_4 , localizados no caminho de carregamento dos capacitores são submetidos tanto à corrente de carregamento dos capacitores quanto à corrente de carga.

Outro ponto importante a ser destacado são os problemas de pico de corrente relacionados ao uso de capacitores em paralelo. Para limitar a corrente de carregamento dos capacitores, pode-se adicionar um pequeno indutor quase-ressonante (L_s). Esse indutor, com valores típicos na faixa de 10 nH a 1 μ H, quando o inversor atinge o regime permanente, pode ser considerado equivalente a um fio condutor.

Figura 49 – Modos de operação. (a) Modo A tensão +2V. (b) Modo B tensão +1V. (c) Modo C tensão 0. (d) Modo D tensão 0. (e) Modo E tensão -1V. (f) Modo F tensão -2V.



Fonte: Elaborado pelo autor.

6.2 CONTROLE PREDITIVO MODULADO

Uma variação do controle preditivo foi empregada com o objetivo de reduzir os picos de corrente durante o carregamento do capacitor flutuante do inversor proposto. Para essa aplicação, a estratégia de controle preditivo escolhida foi o controle preditivo modulado (M2PC).

A lógica do M2PC segue a mesma estrutura do FCS-MPC, uma vez que ambos os métodos se baseiam na discretização do sistema. No entanto, o M2PC incorpora um esquema de modulação que permite a aplicação de dois vetores adjacentes em cada período de amostragem, resultando em uma frequência de chaveamento fixa e menor distorção harmônica (TARISCIOTTI et al., 2015).

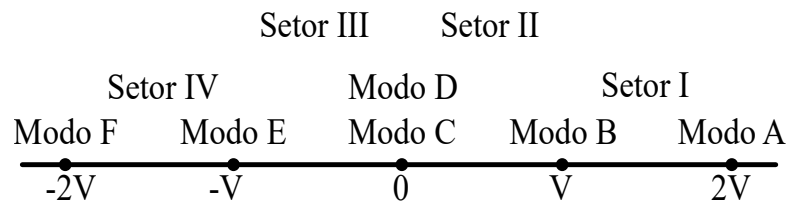
No caso específico do inversor proposto, destaca-se que não é necessário a discretização da equação da tensão do capacitor, visto que o mesmo é balanceado de maneira natural. Assim, não é feito o controle da tensão do capacitor flutuante, sendo a discretização realizada de acordo com a Equação 3.3 para a predição da corrente, apresentada no Capítulo 3. Mas como o M2PC baseia-se na aplicação de vetores adjacentes, a corrente prevista para cada vetor adjacente é calculada como:

$$i_{o1}^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_{o1}^m(k) + \frac{T_s}{L} (v_{o1}(k)) \quad (6.1)$$

$$i_{o2}^p(k+1) = \left(1 - \frac{RT_s}{L}\right) i_{o2}^m(k) + \frac{T_s}{L} (v_{o2}(k)) \quad (6.2)$$

A função de custo é definida para cada par de vetores adjacentes. Por exemplo, a partir da Tabela 11, uma possibilidade de cálculo da função custo g_1 é aplicando o modo A, e, em seguida, calculando a função custo para g_2 para o modo B. Como mostrado na Figura 50, é possível definir quatro setores diferentes (setores I, II, III e IV), que são dados por dois vetores adjacentes. A função de custo, associada ao par de vetores adjacentes, é calculada levando em consideração a diferença entre a corrente desejada e a corrente prevista, como mostrado nas Equações 6.3 e 6.4.

Figura 50 – Setores e vetores de chaveamento para o M2PC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

$$g_1 = [i_o^*(k) - i_{o1}^p(k+1)]^2 \quad (6.3)$$

$$g_2 = [i_o^*(k) - i_{o2}^p(k+1)]^2 \quad (6.4)$$

Após o cálculo da função custo para os vetores adjacentes, é feito o cálculo da razão cíclica associada a esse par de vetores, e pode ser expressa por meio das equações a seguir:

$$d_1 = \frac{g_2}{g_1 + g_2} \quad (6.5)$$

$$d_2 = \frac{g_1}{g_1 + g_2} \quad (6.6)$$

A função custo global é avaliada para os pares de vetores adjacentes. O par de vetores que a minimiza é escolhido e aplicado. A função custo global é calculada por:

$$g = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (6.7)$$

Após a obtenção das razões cíclicas d_1 e d_2 , e a minimização da função custo global g , os sinais de gatilho são gerados pela comparação da razão cíclica com uma portadora triangular de alta frequência. Com isso, o M2PC suaviza a corrente, reduz as harmônicas e garante uma frequência de chaveamento fixa, superando as limitações do FCS-MPC, conforme demonstrado por Tarisciotti et al. (2015).

6.3 RESULTADOS SIMULADOS

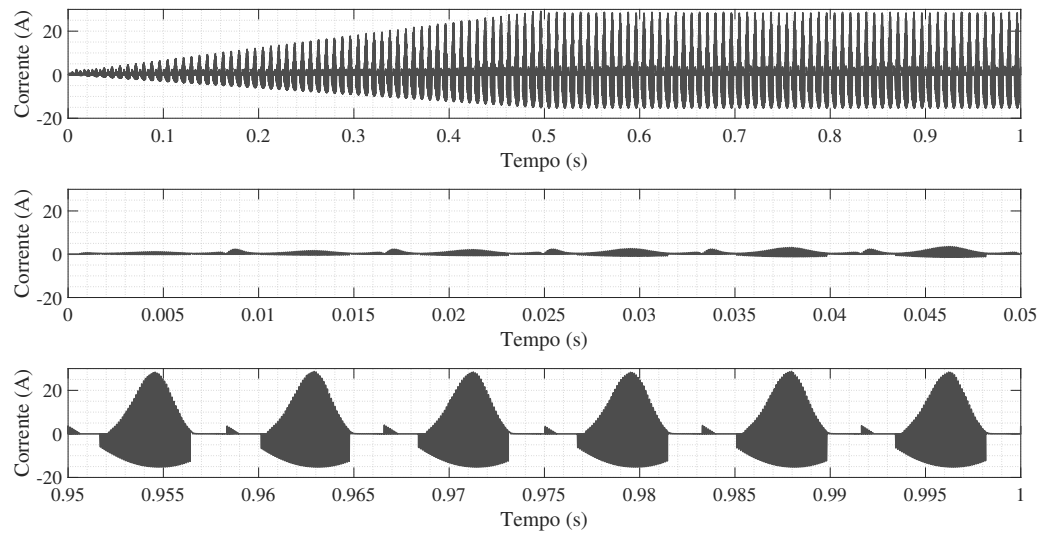
Para verificar se o M2PC é eficaz na redução dos picos de corrente do capacitor flutuante, é comparado seu comportamento da corrente no capacitor flutuante com a modulação LS-PD e o FCS-MPC aplicando Os parâmetros utilizados para a topologia proposta aplicando os parâmetros da Tabela 12. Ao analisar a Figura 51, o M2PC se mostrou eficaz na redução de picos de corrente durante o processo de carregamento do capacitor flutuante em comparação com o controle preditivo FCS-MPC. Além disso, quando comparado a modulação PWM LS-PD, o M2PC reduziu significativamente a amplitude da corrente, de aproximadamente 30 A para cerca de 15 A, o que contribui para uma menor dissipação de energia e um aumento na vida útil do capacitor flutuante. Essa redução de corrente também implica em menores perdas.

Tabela 12 – Parâmetros da simulação para o M2PC.

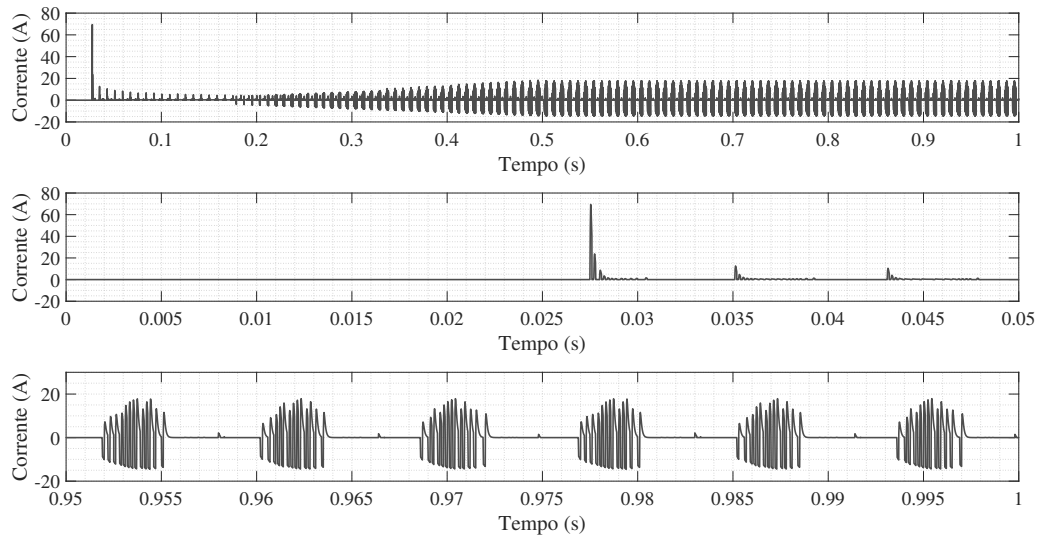
Parâmetros		Valor
E	Tensão de Barramento CC	200 V
i_o^*	Corrente de referência	14,0 A
f	Frequência fundamental	60 Hz
C	Capacitância do capacitor flutuante	750 μF
R	Resistência da carga	10 Ω
L	Indutância da carga	7,0 mH

Fonte: Elaborado pelo autor.

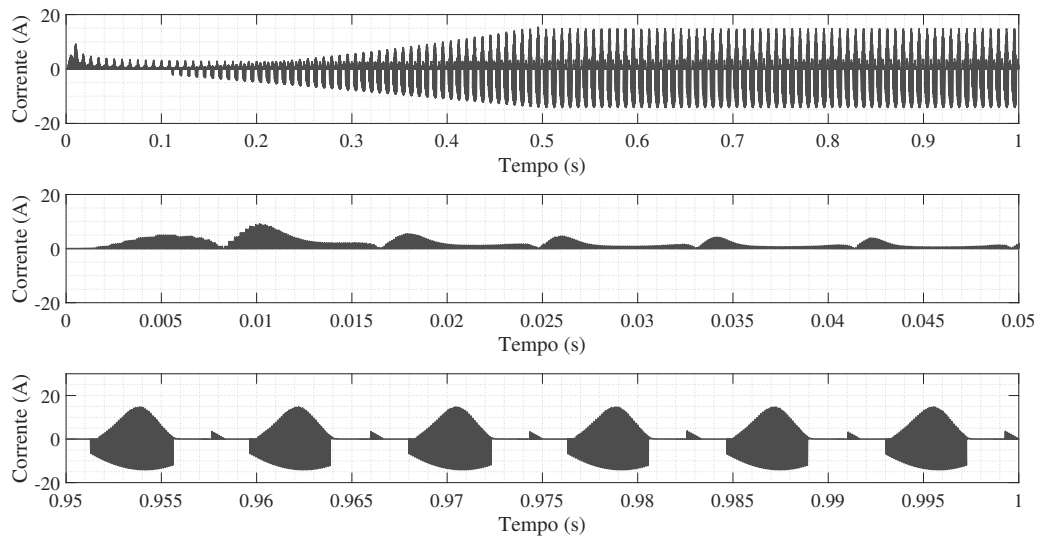
Figura 51 – Corrente no capacitor flutuante. (a) Aplicando a modulação LS-PD. (b) Aplicando o FCS-MPC. (c) Aplicando o M2PC.



(a)



(b)



(c)

Fonte: Elaborado pelo autor.

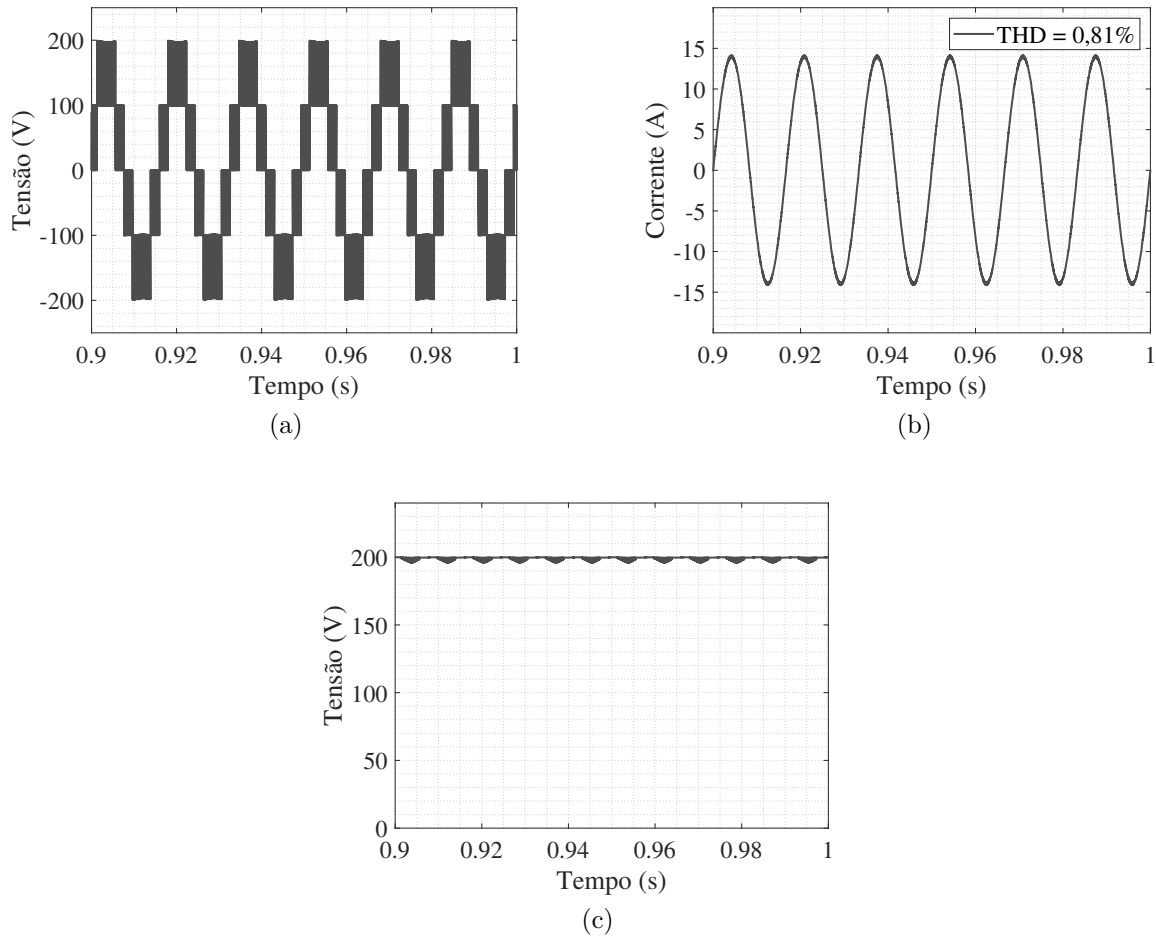
6.3.1 Regime Permanente

Assim como as simulações realizadas para a topologia estudada nos Capítulos 2 e 4, a simulação foi realizada após o sistema alcançar o regime permanente. Aplicando um passo de cálculo de $1 \mu s$ ($1e-6$ s) para resolução das equações do circuito, e um loop de controle a cada $100 \mu s$ ($1e-4$ s), que é o período de amostragem. Os parâmetros utilizados para a topologia proposta aplicando o M2PC estão descritos na Tabela 12.

Ao analisar os resultados apresentados na Figura 52, verificou-se que o inversor proposto foi capaz de gerar os cinco níveis de tensão, fornecendo uma capacidade de entrega de tensão de saída equivalente à tensão total do barramento CC, com valor de 200 V. Além

disso, observou-se que a aplicação do M2PC mostrou-se eficaz no controle de corrente, com a corrente seguindo adequadamente a referência estabelecida. A tensão no capacitor flutuante se manteve estável, mesmo sem a aplicação de controle, já que utilizou-se do balanceamento natural, sendo carregado com o valor da tensão do barramento CC.

Figura 52 – Resultados da simulação para aplicação do M2PC para fator de potência não unitário. (a) Tensão de saída. (b) Corrente de saída. (c) Tensão no capacitor flutuante.



Fonte: Elaborado pelo autor.

6.4 PERDAS NO INVERSOR

O estudo das perdas nos semicondutores, tanto por condução como por comutação, foi realizado aplicando o método M2PC. Os resultados foram comparados com aqueles obtidos através da modulação LS-PD. A análise das perdas foi conduzida utilizando o módulo térmico do software PSIM®, que permite estimar as perdas. As simulações foram realizadas a partir dos parâmetros da Tabela 12.

Além da comparação entre a técnica de modulação PWM e o controle preditivo M2PC aplicado ao inversor híbrido proposto do tipo elevador de tensão, um estudo adicional foi realizado, focado na substituição parcial de dispositivos de silício por semicondutores

de carbeto de silício. A avaliação dessa alternativa foi baseada no projeto do inversor para os semicondutores da Tabela 13. Suas informações foram obtidas a partir da folha de dados do fabricante.

Tabela 13 – Semicondutores escolhidos para o projeto do inversor proposto.

Qtd	Marca	Modelo	Tipo	Tensão / corrente	Custo
6	IXYS	IXFP26N30X3	Mosfet	300 V / 26 A	\$ 4,14
2	ST Microelectronics	STW45NM50	Mosfet	550 V / 45 A	\$ 13,06
2	Vishay	VS-30CTH02-M3	Diodo	200 V / 30 A	\$ 1,78
					\$ 54,52

Fonte: Elaborado pelo autor.

Com o foco de analisar a possibilidade de aumento do desempenho do inversor, os dispositivos S_1 e S_4 , que são submetidos à corrente de carregamento do capacitor flutuante e à corrente de carga, foram substituídos por dispositivos de Carbeto de Silício (SiC). O projeto do inversor para os semicondutores utilizando os dispositivos de Carbeto de Silício (SiC) está descrito na Tabela 14, suas informações foram obtidas a partir da plataforma Mouser Electronics (2024).

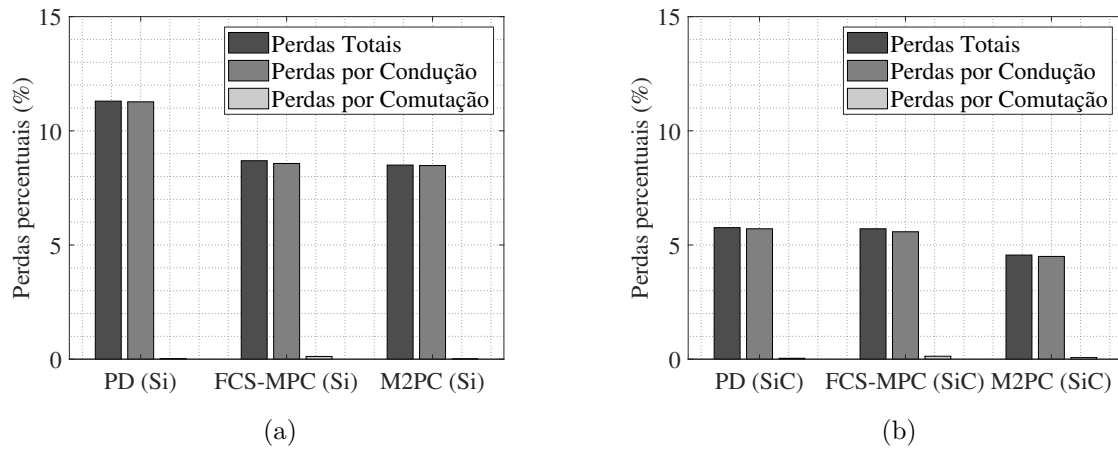
Tabela 14 – Semicondutores com dispositivos SiC escolhidos para o projeto do inversor proposto.

Qtd	Marca	Modelo	Tipo	Tensão / corrente	Custo
6	IXYS	IXFP26N30X3	Mosfet	300 V / 26 A	\$ 4,14
2	Wolfspeed	C3M0060065K	Mosfet SiC	650 V / 37 A	\$ 15,43
2	Vishay	VS-30CTH02-M3	Diodo	200 V / 30 A	\$ 1,78
					\$ 55,62

Fonte: Elaborado pelo autor.

A Figura 53(a) apresenta os resultados referente perdas percentuais em relação à potência nominal do sistema, comparando o M2PC com o FCS-MPC e a modulação LS-PD aplicada no inversor proposto. A técnica do M2PC mostrou-se mais eficiente em relação ao LS-PD e similar ao FC-MPC em termos de perdas utilizando dispositivos de silício (Si). Para a análise do desempenho dos semicondutores com Carbeto de Silício (SiC), a Figura 53(b) indica que os dispositivos de SiC apresentam uma redução significativa nas perdas em comparação aos dispositivos de Si. O M2PC, utilizando dispositivos de SiC, demonstrou ser o mais eficiente de todos os casos analisados. A Tabela 15 apresenta os resultados das perdas totais percentuais, esses resultados sugerem que a substituição das chaves convencionais de Si por chaves de SiC contribui para o aumento da eficiência do inversor, tornando-o mais adequado para aplicações que demandam alto desempenho.

Figura 53 – Perdas no inversor proposto para modulação PD, FCS-MPC e M2PC. (a) Utilizando dispositivos (Si). (b) Utilizando dispositivos (SiC).



Fonte: Elaborado pelo autor.

Tabela 15 – Perdas percentuais em relação a potência nominal do sistema.

Perdas	Si	SiC
PD	11,30%	5,96%
FCS-MPC	8,69%	5,71%
M2PC	8,50%	4,56%

Fonte: Elaborado pelo autor.

6.5 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foi proposta uma topologia de inversor híbrido de cinco níveis com capacidade de aumento de tensão de saída, inspirada nas topologias de Silva et. al (2021) e Santos (2023). A principal contribuição foi a introdução de um controle preditivo modulado (M2PC), que se mostrou eficaz na regulação da corrente de saída e não necessitou do controle na tensão do capacitor flutuante, graças ao seu balanceamento natural.

A topologia proposta permitiu que o inversor opere com a tensão total do barramento CC na saída, alcançando níveis de tensão superiores em comparação com inversores convencionais, utilizando apenas seis modos de operação. A implementação de seis modos de operação simplificou a complexidade de implementação do M2PC.

Além disso, a simulação realizada confirmou que o inversor híbrido de cinco níveis proposto, aplicando-se M2PC, tem potencial a ser explorado utilizando dispositivos de Carbetto de Silício (SiC), com reduções significativas em suas perdas percentuais.

Portanto, apesar de os resultados obtidos através de simulações indicarem uma contribuição significativa para a área, a topologia do inversor híbrido de cinco níveis proposta ainda possui um grande potencial de desenvolvimento. Espera-se que investigações futuras possam aprofundar sua análise, avaliar outras figuras de méritos, levando em consideração não apenas a eficiência, como também a robustez do M2PC.

7 CONCLUSÕES E TRABALHOS FUTUROS

7.1 CONCLUSÕES GERAIS

Este estudo explorou detalhadamente o desempenho do Inversor Híbrido de Cinco Níveis utilizando diferentes estratégias de modulação e controle, como a modulação LS-PD e o controle preditivo FCS-MPC. Os resultados obtidos fornecem uma análise abrangente das perdas por condução e comutação, bem como uma comparação com outras topologias de inversores multiníveis.

Inicialmente, foi observado que a modulação LS-PD foi eficaz na geração dos cinco níveis de tensão desejados. A análise detalhada das perdas revelou que, embora a modulação PWM tenha mostrado uma pequena vantagem em eficiência, o controle preditivo FCS-MPC se destacou pela robustez e capacidade de lidar com variações e incertezas operacionais, alcançando resultados competitivos em eficiência global.

A avaliação comparativa com outras topologias de inversores multiníveis revelou que o Inversor Híbrido de Cinco Níveis estudado (Topologia V) é competitivo em termos de eficiência energética. Embora topologias que utilizam menos chaves, como a proposta por Wang et al. (2016), tenham apresentado menores perdas globais, é importante ressaltar que essa topologia apresenta a limitação de operar somente com fator de potência unitário.

A análise térmica realizada revelou que todas as topologias estudadas apresentaram comportamentos similares em termos de estresse térmico nas chaves do inversor. Este aspecto é crucial para o projeto e operação dos inversores multiníveis, pois temperaturas elevadas podem comprometer a confiabilidade e a vida útil dos componentes. Diante deste cenário, a verificação periódica das temperaturas de junção é essencial para garantir um funcionamento seguro e eficiente do sistema.

A escolha entre modulação LS-PD e controle preditivo FCS-MPC deve considerar não apenas eficiência energética, mas também robustez e capacidade de resposta dinâmica. Além disso, a seleção da topologia do inversor deve ser feita com base nas características específicas da aplicação, incluindo requisitos de potência, custo e condições de operação.

Em relação aos semicondutores, a utilização de dispositivos de Carbetto de Silício (SiC) mostrou um potencial significativo para a redução de perdas e melhoria na eficiência térmica, o que pode ser crucial para aplicações de alta potência e longos períodos de operação. No entanto, é importante considerar que, apesar das vantagens em termos de desempenho, o custo desses dispositivos pode ser um fator limitante para a adoção em larga escala. Embora o custo elevado desses dispositivos seja um fator limitante em algumas situações, os dispositivos SiC podem ser vantajosos, pois exigem menor volume de dissipação térmica e permitem um design mais compacto, o que pode ser uma vantagem em sistemas onde o espaço e a eficiência térmica são fatores críticos.

Em termos de resultados experimentais, os testes realizados com o controle preditivo FCS-MPC na topologia estudada validaram a eficácia do controle de corrente e da tensão do capacitor flutuante. Os resultados experimentais mostraram que o FCS-MPC foi capaz de manter a estabilidade do sistema e operar de forma precisa, mesmo em condições variáveis de carga e de referência. Além disso, os testes de transitório confirmaram a excelente capacidade do FCS-MPC de adaptar-se rapidamente às mudanças operacionais, corrigindo qualquer desvio de forma eficiente.

Embora os resultados obtidos até agora indiquem um desempenho promissor, vale ressaltar que o Inversor Híbrido de Cinco Níveis com capacidade de aumento de tensão de saída proposto no Capítulo 6, ainda foi pouco explorado. O estudo do inversor proposto para diferentes condições de operação, como fator de potência não unitário ou variações de carga, é um tema relevante que merece atenção em investigações futuras. Além disso, a implementação experimental para validação da topologia é essencial. Portanto, apesar de o estudo realizado fornecer uma base para o desenvolvimento de inversor híbridos de cinco níveis com elevação de tensão, ainda há muito a ser explorado.

7.2 TRABALHOS FUTUROS

A seguir são listadas sugestões que podem ser estudadas como trabalhos futuros e aplicadas com o objetivo de aprimorar este trabalho:

- Aplicar o controle preditivo modulado no inversor híbrido estudado;
- Elaborar uma análise detalhada para o inversor híbrido com capacidade de aumento de tensão;
- Comparar a topologia proposta com capacidade de aumento de tensão com outras topologias semelhantes;
- Estudar a possibilidade de aplicar o controle preditivo modulado para o controle de corrente e outras variáveis relevantes.

REFERÊNCIAS

- ALEPUZ, S. et al. Control methods for low voltage ride-through compliance in grid-connected npc converter based wind power systems using predictive control. In: **2009 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition**. [S.l.: s.n.], 2009. p. 363–369.
- ANTHON, A. et al. The benefits of sic mosfets in a t-type inverter for grid-tie applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 4, p. 2808–2821, 2017.
- BAKER, J. A topological analysis of multilevel converters. **Massachusetts Institute of Technology**, 1980. Tese (Doutorado).
- BAKER, J.; BANNISTER, P. Multipulse series-parallel resonant converter apparatus. **U.S. Patent**, n. 3,910,209, Dec. 23 1975.
- BALIGA, B. J. Power semiconductor devices. **PWS Publishing Company**, 1995.
- BARBOSA, P. et al. Active neutral-point-clamped multilevel converters. In: **2005 IEEE 36th Power Electronics Specialists Conference**. [S.l.: s.n.], 2005. p. 2296–2301.
- BAZZO, J. P. Avaliação da influência da temperatura de junção no desempenho de um módulo igbt empregando sensores a fibra ótica. **Universidade Tecnológica Federal do Paraná**, Pato Branco, p. 98, 2010. Dissertação (Mestrado).
- BERNET, S.; BRÜCKNER, T. Open-loop and closed-loop control method for a three-point converter with active clamped switches, and apparatus for this purpose. **Google Patents**, fev. 24 2004. US Patent 6,697,274.
- BORDONS, C.; MONTERO, C. Basic principles of mpc for power converters: Bridging the gap between theory and practice. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 9, n. 3, p. 31–43, 2015.
- C., W. A. P.; RECH, C. Modified five-level anpc inverter with output voltage boosting capability. In: **IECON 2019 - 45th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2019. v. 1, p. 3355–3360.
- CHEN, J. et al. Neutral-point voltage balancing control of active npc converter for the high-power flywheel energy storage system. In: **2023 26th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)**. [S.l.: s.n.], 2023. p. 4743–4748.
- CHEN, M.; FONG, Y.-C.; LOH, P. C. A cascaded flying capacitor multilevel inverter with double-boost voltage gain and reduced capacitor count for solar pv systems. In: **2020 8th International Conference on Power Electronics Systems and Applications (PESA)**. [S.l.: s.n.], 2020. p. 1–4.
- COLAK, I.; KABALCI, E.; BAYINDIR, R. Review of multilevel voltage source inverter topologies and control schemes. **Energy Conversion and Management**, v. 52, n. 2, p. 1114–1128, 2011. ISSN 0196-8904. Disponível em: <<https://www.sciencedirect.com/science/article/pii/S0196890410004085>>.
- COLINGE, J.-P.; ADAMS, D. J. Semiconductor power devices: Physics, characteristics, reliability. **Springer**, 2006.

- CORTES, P. et al. Model predictive control of multilevel cascaded h-bridge inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2691–2699, 2010.
- DEFAY, F.; LLOR, A.-M.; FADEL, M. Direct control strategy for a four-level three-phase flying-capacitor inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2240–2248, 2010.
- DISSIPADORES, H. Catálogo hs dissipadores. **HS Dissipadores**, 2024. Acessado: 2024-07-28. Disponível em: <<https://www.hsdissipadores.com.br/catalogo.pdf>>.
- DONOSO, F. et al. Finite-set model-predictive control strategies for a 3l-npc inverter operating with fixed switching frequency. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 65, n. 5, p. 3954–3965, 2018.
- DRAGIČEVIĆ, T. Model predictive control of power converters for robust and fast operation of ac microgrids. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 7, p. 6304–6317, 2018.
- ERICKSON, R. W.; MAKSIMOVIC, D. Fundamentals of power electronics. **Springer**, 2001.
- FENG, Z. et al. A high-efficiency three-level anpc inverter based on hybrid sic and si devices. **Energies**, v. 13, n. 5, 2020. ISSN 1996-1073. Disponível em: <<https://www.mdpi.com/1996-1073/13/5/1159>>.
- FILHO, A. V. de M. et al. A five-level flying-dc-source multilevel inverter with self-regulated voltages and boosting capability. **2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**, p. 5757–5762, 2020.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. Pulse width modulation for power converters: principles and practice. **John Wiley & Sons**, 2003.
- IEA. Renewable energy progress tracker. **IEA, Paris**, 2024. Disponível em: <<https://www.iea.org/data-and-statistics/data-tools/renewable-energy-progress-tracker>>.
- INFINEON. Wide bandgap semiconductors SiC & GaN. **Infineon**, 2024. Acessado: 2024-07-21. Disponível em: <<https://www.infineon.com/cms/de/product/technology/wide-bandgap-semiconductors-sic-gan/>>.
- ISLAM, M. R.; GUO, Y.; ZHU, J. A high-frequency link multilevel cascaded medium-voltage converter for direct grid integration of renewable energy systems. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 29, n. 8, p. 4167–4182, 2014.
- KORHONEN, J. et al. Hybrid five-level t-type inverter. In: **IECON 2014 - 40th Annual Conference of the IEEE Industrial Electronics Society**. [S.l.: s.n.], 2014. p. 1506–1511.
- KOURO, S. et al. 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.
- LEE, K.; SHIN, H.; CHOI, J. Comparative analysis of power losses for 3-level npc and t-type inverter modules. In: **2015 IEEE International Telecommunications Energy Conference (INTELEC)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 1–6.

- MAHMOUDI, M. A. H.; AHMADI, R. Modulated model predictive control of three level flying capacitor buck converter. In: **2017 IEEE Power and Energy Conference at Illinois (PECI)**. [S.l.: s.n.], 2017. p. 1–5.
- MARCHESONI, M.; MAZZUCCHELLI, M.; TENCONI, A. High-voltage power supplies for electrostatic precipitators. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 24, n. 6, p. 988–993, Nov/Dec 1988.
- MASANA, F. A new approach to the dynamic thermal modelling of semiconductor packages. **Microelectronics Reliability**, Elsevier, v. 41, n. 6, p. 901–912, 2001.
- MENÉNDEZ, S. S. A. Aportación al control del convertidor cc/ca de tres niveles. **Universitat Politècnica de Catalunya**, 2004.
- MEYNARD, T. A.; FOCH, H. The flying-capacitor multilevel converter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 28, n. 5, p. 1059–1067, 1992.
- MOHAN, N. Power electronics: Converters, applications, and design. **John Wiley & Sons**, 2003.
- NABAE, A.; TAKAHASHI, I.; AKAGI, H. A new neutral-point-clamped pwm inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, IA-17, n. 5, p. 518–523, Sep/Oct 1981.
- NAJJAR, M. et al. Model predictive controllers with capacitor voltage balancing for a single-phase five-level sic/si based anpc inverter. **IEEE Open Journal of Power Electronics**, v. 2, p. 202–211, 2021.
- OLIVEIRA, F. H. d. et al. Estudo de técnica utilizando a modulação pwm baseada em portadora aplicada ao inversores monofásicos assimétricos com diodos de grampeamento. **Universidade Federal da Paraíba**, 2017.
- PEREZ, M. A. et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 4–17, 2015.
- PIERRET, R. F. Semiconductor device fundamentals. **Addison-Wesley**, 1996.
- RODRIGUEZ, J. et al. Predictive current control of a voltage source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 495–503, 2007.
- SAHA, D.; ROY, T. Implementation of model predictive control for conventional switched capacitor multilevel inverter to reduce input current peak and capacitor voltage ripple. In: **2018 3rd International Conference for Convergence in Technology (I2CT)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.
- SANTOS, T. L. Inversor híbrido de cinco níveis: Estudo, operação e controle da tensão do capacitor flutuante. **Universidade Federal da Paraíba**, 2023. Dissertação (Mestrado).
- SARTORI, H. C. et al. Uma nova metodologia de projeto para otimização do volume do conversor boost pfc. **Universidade Federal de Santa Maria**, Santa Maria, p. 143, 2009. Dissertação (Mestrado).
- SHUR, M. S.; SHAHIDI, G. G. Reliability of semiconductor devices. **Wiley**, 1999.

- SILVA, E. R. C. da et al. Five-level hybrid voltage source inverters. In: **2021 Brazilian Power Electronics Conference (COBEP)**. [S.l.: s.n.], 2021. p. 1–6.
- SINGH, A.; BHANDARI, S.; KUMAR, J. A comparative study on multilevel inverters with reduced number of components – a review. In: **2022 1st International Conference on Sustainable Technology for Power and Energy Systems (STPES)**. [S.l.: s.n.], 2022. p. 1–6.
- SIWAKOTI, Y. P. A new six-switch five-level boost-active neutral point clamped (5l-boost-anpc) inverter. In: **2018 IEEE Applied Power Electronics Conference and Exposition (APEC)**. [S.l.: s.n.], 2018. p. 2424–2430.
- SOEIRO, T. B. et al. Three-phase five-level active-neutral-point-clamped converters for medium voltage applications. In: **2013 Brazilian Power Electronics Conference**. [S.l.: s.n.], 2013. p. 85–91.
- STEIN, F. G.; NOVAES, Y. R. de. Analysis of a snubber for the t-type npc converter. In: **2015 IEEE 24th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**. [S.l.: s.n.], 2015. p. 239–244.
- SUGIMOTO, H. Development of flying capacitor multilevel inverter. In: **Conference Record of the IEEE Industry Applications Society Annual Meeting**. [S.l.: s.n.], 1982. v. 1, p. 380–385.
- TANG, S. et al. A modulated model predictive control method based on vector analysis for four-state multilevel converters. In: **2019 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)**. [S.l.: s.n.], 2019. p. 5590–5596.
- TARISCIOTTI, L. et al. Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 2, p. 1610–1620, 2015.
- TECHNOLOGIES, P. Psim user manual. **Powersimtech**, 2021. Acessado: 2025-03-02. Disponível em: <<https://powersimtech.com/wp-content/uploads/2021/01/PSIM-User-Manual.pdf>>.
- VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 2, p. 935–947, 2017.
- VICENTE, J. et al. Performance comparison of wide band gap semiconductors based multilevel converters for grid application. In: **2024 IEEE 22nd Mediterranean Electrotechnical Conference (MELECON)**. [S.l.: s.n.], 2024. p. 978–983.
- VITORINO, M. A. Eletrônica de potência: Fundamentos, conceitos e aplicações. **Appris**, 2019.
- WANG, F. et al. Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of ptc and pcc methods. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 11, n. 3, p. 671–681, 2015.
- WANG, H. et al. A new six-switch five-level active neutral point clamped inverter for pv applications. **IEEE Transactions on Power Electronics**, PP, p. 1–1, 11 2016.

WANG, Z.; YU, Y.; YANG, S. Improved model predictive control for hybrid anpc with reduced computational burden. In: **2024 IEEE 10th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2024-ECCE Asia)**. [S.l.: s.n.], 2024. p. 2790–2795.

WONG, J. P. H. K. Introduction to semiconductor technology. **Academic Press**, 1994.

XU, J. et al. A simplified modulated model predictive control for a grid-tied three-level t-type inverter. **2020 IEEE 29th International Symposium on Industrial Electronics (ISIE)**, p. 618–623, 2020.

ZHANG, L. et al. Performance evaluation of high-power sic mosfet modules in comparison to si igbt modules. **IEEE Transactions on Power Electronics**, PP, p. 1–1, 05 2018.