

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

Dissertação de Mestrado

Controle Preditivo Aplicado a Conversores
Estáticos de Potência

Gleice Mylena da Silva Rodrigues

João Pessoa, Brasil
Dezembro de 2020

Gleice Mylena da Silva Rodrigues

**CONTROLE PREDITIVO APLICADO A CONVERSORES ESTÁTICOS
DE POTÊNCIA**

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

Orientador: Prof. Dr. Nady Rocha
Coorientador: Prof. Dr. Edison Roberto Cabral da Silva

João Pessoa, Brasil
Dezembro de 2020

Catálogo na publicação
Seção de Catalogação e Classificação

R696c Rodrigues, Gleice Mylena da Silva.

Controle preditivo aplicado a conversores estáticos de potência / Gleice Mylena da Silva Rodrigues. - João Pessoa, 2020.

109 f. : il.

Orientação: Nady Rocha.

Coorientação: Edison Roberto Cabral da Silva.

Dissertação (Mestrado) - UFPB/CEAR/PPGEE.

1. Engenharia elétrica. 2. Controle preditivo. 3. Controle de corrente. 4. Qualidade de energia. 5. Conversor CC-CA. 6. Conversor CA-CC. I. Rocha, Nady. II. Silva, Edison Roberto Cabral da. III. Título.

UFPB/BC

CDU 621.3(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

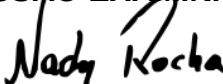
**CONTROLE PREDITIVO APLICADO A CONVERSORES ESTÁTICOS DE
POTÊNCIA**

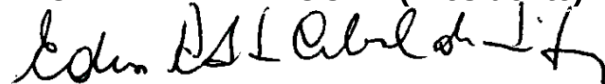
Elaborada por

GLEICE MYLENA DA SILVA RODRIGUES

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

COMISSÃO EXAMINADORA


PROF. DR. NADY ROCHA (Presidente)


PROF. DR. EDISON ROBERTO CABRAL DA SILVA


PROF. DR. DARLAN ALEXANDRIA FERNANDES


PROF. DR. VICTOR FELIPE MOURA BEZERRA MELO


PROF. DR. ALFEU JOAOZINHO SGUAREZI FILHO

AGRADECIMENTOS

À minha família, principalmente aos meus pais Antonio José Rodrigues da Silva e Maria Íris da Silva Rodrigues pela priorização da minha educação, incentivo e apoio em todos esses anos.

Aos professores Nady Rocha e Edison Roberto Cabral da Silva pela orientação deste trabalho, pelos conhecimentos passados, pela compreensão e paciência durante cada momento de dificuldade.

Aos amigos que, de forma direta ou indireta, colaboraram e incentivaram durante esta jornada, através de palavras de apoio, ensinamentos e contribuições na elaboração desta pesquisa.

RESUMO

Avanços tecnológicos em processadores de sinais digitais têm propiciado a implementação de esquemas de controle mais avançados dentro da eletrônica de potência. O controle preditivo, devido à grande quantidade de cálculos necessários em sua implementação, tem se beneficiado desta modernização, ressurgindo como uma alternativa na busca por melhor desempenho de sistemas conversores de potência em termos de eficiência e qualidade de energia. Neste trabalho, duas estratégias de controle preditivo são empregadas no controle de corrente de um conversor trifásico CA-CC semicontrolado e de um conversor monofásico CC-CA multinível. A primeira estratégia, FCS-MPC (do inglês *Finite Control Set Model Predictive Control*), realiza a previsão de corrente a partir dos vetores de estado de chaveamento para que a partir de uma função custo se escolha o vetor que minimiza esta função. A segunda, M²PC (do inglês *Modulated Model Predictive Control*), utiliza da mesma metodologia, porém adicionando um estágio de modulação ao esquema de controle, o que permite a fixação da frequência de chaveamento e melhoria no desempenho do sistema em termos de qualidade de energia. A verificação do funcionamento e validação dos sistemas propostos são realizadas a partir de resultados de simulação e experimentais e o desempenho das técnicas de controle preditivo é avaliado através da comparação com técnicas de controle clássicas.

Palavras-chave: Controle Preditivo, Controle de Corrente, Qualidade de Energia, Conversor CC-CA, Conversor CA-CC.

ABSTRACT

Technological advances in digital signal processors have led to the implementation of more advanced control schemes within power electronics. Predictive control, due to the large amount of calculations required in its implementation, has benefited from this modernization, emerging as an alternative in the search for better performance of power converter systems in terms of efficiency and power quality. In this work, two predictive control strategies are employed in the current control of a three-phase semicontrolled AC-DC converter and a single-phase multilevel DC-AC converter. The first strategy, FCS-MPC (Finite Control Set Model Predictive Control), makes the current prediction from the switching state vectors so that from a cost function, the vector that minimizes this function is chosen. The second, M²PC (Modulated Model Predictive Control), uses the same methodology, but adding a modulation stage to the control scheme, which allows the setting of the switching frequency and improvement in system performance in terms of power quality. The verification of the functioning and validation of the proposed systems are carried out based on simulation and experimental results and the performance of the predictive control techniques is evaluated through comparison with classic control techniques.

Keywords: Predictive Control, Current Control, Power Quality, DC-AC Converter, AC-DC Converter.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Esquema de controle por histerese.	22
Figura 2 – Esquema de controle linear com PWM.	23
Figura 3 – Esquema geral do MPC.	23
Figura 4 – Esquema de controle M ² PC.	24
Figura 5 – Operação ideal do controle preditivo.	27
Figura 6 – Operação do controle preditivo com compensação de atraso.	28
Figura 7 – Circuito do HCBR.	31
Figura 8 – Setores das correntes de fase.	32
Figura 9 – Formas de onda modificadas das correntes para os modos de operação do conversor HCBR.	33
Figura 10 – Diagrama de blocos do controle FCS-MPC para o conversor HCBR. . .	37
Figura 11 – Fluxograma do FCS-MPC para o retificador semicontrolado.	38
Figura 12 – Diagrama de blocos do controle M ² PC para o conversor HCBR. . . .	39
Figura 13 – Fluxograma do M ² PC para o retificador semicontrolado.	41
Figura 14 – Padrão de chaveamento para o controle M ² PC aplicado ao conversor HCBR.	42
Figura 15 – Resultados de simulação para o FCS-MPC sem compensação de atraso. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	44
Figura 16 – Resultados de simulação para o FCS-MPC com compensação de atraso. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	45
Figura 17 – Resultados de simulação para o FCS-MPC com delimitação de vetores por setor. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior). . . .	45
Figura 18 – Resultados de simulação para o FCS-MPC com referências de corrente não senoidais. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior). . . .	46
Figura 19 – Resultados de simulação para o FCS-MPC com sincronização das cor- rentes com a tensão gerada pelo conversor. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	47
Figura 20 – Resultados de simulação para o M ² PC sem compensação de atraso. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	49

Figura 21 – Resultados de simulação para o M ² PC com compensação de atraso. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	49
Figura 22 – Resultados de simulação para o M ² PC com delimitação de vetores por setor. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	50
Figura 23 – Resultados de simulação para o M ² PC com referências de corrente não senoidais. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	51
Figura 24 – Resultados de simulação para o M ² PC com sincronização das correntes com a tensão gerada pelo conversor. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	51
Figura 25 – Resultados de simulação para o FCS-MPC no cenário 1. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	53
Figura 26 – Resultados de simulação para o M ² PC no cenário 1. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	53
Figura 27 – Resultados de simulação para o FCS-MPC no cenário 2. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	54
Figura 28 – Resultados de simulação para o M ² PC no cenário 2. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).	54
Figura 29 – Resultados de simulação da tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior) da fase 1 para o controle linear com PWM.	55
Figura 30 – Resultados de simulação da tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior) da fase 1 para o controle por histerese.	56
Figura 31 – Resultados da simulação do barramento CC e corrente na fase 1 para um degrau na potência de 1,6 kW para 2 kW. (a) FCS-MPC com referência senoidal (b) M ² PC com referência senoidal. (c) FCS-MPC com referência não senoidal (d) M ² PC com referência não senoidal. (e) PI com PWM. (f) Histerese.	57
Figura 32 – Perdas de condução e comutação do conversor HCBR sob diferentes técnicas de controle.	58
Figura 33 – Bancada Experimental.	59
Figura 34 – Resultados experimentais da tensão da rede (superior) e corrente (inferior) da fase 1 para o FCS-MPC sem compensação de atraso.	59

Figura 35 – Resultados experimentais do FCS-MPC sem compensação de atraso. (a) Tensão de polo v_{10} . (b) Espectro de frequência.	60
Figura 36 – Resultados experimentais para degraus na potência de 1,6 kW para 2 kW e de 1,6 kW para 2 kW empregando o FCS-MPC sem compensação de atraso (a) Barramento CC e corrente. (b) Barramento CC e corrente - destaque de A.	60
Figura 37 – Resultados experimentais da tensão da rede (superior) e corrente (infe- rior) da fase 1 para o FCS-MPC com compensação de atraso.	61
Figura 38 – Resultados experimentais do FCS-MPC com compensação de atraso. (a) Tensão de polo v_{10} . (b) Espectro de frequência.	61
Figura 39 – Resultados experimentais para degraus na potência de 1,6 kW para 2 kW e de 1,6 kW para 2 kW empregando o FCS-MPC com compensação de atraso (a) Barramento CC e corrente. (b) Barramento CC e corrente - destaque de A.	62
Figura 40 – Resultados experimentais da tensão da rede (superior) e corrente (infe- rior) da fase 1 para o M ² PC com compensação de atraso.	62
Figura 41 – Resultados experimentais do M ² PC com compensação de atraso. (a) Tensão de polo v_{10} . (b) Espectro de frequência.	63
Figura 42 – Resultados experimentais para degraus na potência de 1,6 kW para 2 kW e de 1,6 kW para 2 kW empregando o M ² PC com compensação de atraso. (a) Barramento CC e corrente. (b) Barramento CC e corrente - destaque de A.	63
Figura 43 – Estrutura do CTMI.	66
Figura 44 – Circuito equivalente do conversor CTMI.	67
Figura 45 – Diagrama de blocos do controle FCS-MPC.	69
Figura 46 – Resultados de simulação do conversor na condição assimétrica 1:2 com controle FCS-MPC e função custo sem termo adicional. (a) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (b) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b).	70
Figura 47 – Fluxograma do FCS-MPC para o CTMI.	71
Figura 48 – Diagrama de blocos do controle M ² PC.	71
Figura 49 – Região de controle unidimensional. (a) Condição simétrica 1:1. (b) Condição assimétrica 1:2. (c) Condição assimétrica 1:3.	72
Figura 50 – Curvas utilizando somente vetores baixo-alto: (a) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (b) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b).	75
Figura 51 – Fluxograma do M ² PC para o CTMI.	76
Figura 52 – Padrão de chaveamento para o controle M ² PC aplicado ao conversor CTMI.	77

Figura 53 – Resultados de simulação do conversor na configuração simétrica 1:1 com controle FCS-MPC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	79
Figura 54 – Resultados de simulação do conversor na configuração assimétrica 1:2 com controle FCS-MPC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	80
Figura 55 – Resultados de simulação do conversor na configuração assimétrica 1:3 com controle FCS-MPC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	81
Figura 56 – Perdas nos semicondutores sob a técnica de controle FCS-MPC.	82
Figura 57 – Resultados de simulação do conversor na configuração simétrica no cenário 1. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	84
Figura 58 – Resultados de simulação do conversor na configuração simétrica no cenário 2. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	85
Figura 59 – Perdas nos semicondutores sob a técnica de controle M ² PC na condição simétrica.	86
Figura 60 – Resultados de simulação do conversor na configuração assimétrica 1:2 com controle M ² PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	87
Figura 61 – Resultados de simulação do conversor na configuração assimétrica 1:3 com controle M ² PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	88
Figura 62 – Perdas nos semicondutores sob a técnica de controle M ² PC.	89

Figura 63 – Resultados de simulação da corrente e tensão de carga para a condição simétrica 1:1 usando um controlador PI com PWM.	90
Figura 64 – Resultados de simulação das correntes i_l e i_l^* para uma variação na amplitude da corrente de referência de 0,5 A para 1 A e de 1 A para 0,5 A. (a) FCS-MPC. (b) M ² PC. (c) PI com PWM.	92
Figura 65 – Resultados de simulação do erro entre as correntes i_l^* e i_l para uma variação na amplitude da corrente de referência de 0,5 A para 1 A e de 1 A para 0,5 A. (a) FCS-MPC. (b) M ² PC. (c) PI com PWM.	92
Figura 66 – Resultados de simulação das correntes i_l e i_l^* para uma variação na frequência da corrente de referência de 60 Hz para 30 Hz e de 30 Hz para 60 Hz. (a) FCS-MPC. (b) M ² PC. (c) PI com PWM.	94
Figura 67 – Resultados de simulação do erro entre as correntes i_l^* e i_l para uma variação na frequência da corrente de referência de 60 Hz para 30 Hz e de 30 Hz para 60 Hz. (a) FCS-MPC. (b) M ² PC. (c) PI com PWM.	94
Figura 68 – Perdas nos semicondutores sob as técnicas de controle FCS-MPC, M ² PC e PI.	95
Figura 69 – Resultados experimentais do conversor na condição simétrica com controle FCS-MPC. (a) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (b) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b).	96
Figura 70 – Resultados experimentais do conversor na configuração simétrica no cenário 1 com controle M ² PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	98
Figura 71 – Resultados experimentais do conversor na configuração simétrica no cenário 2 com controle M ² PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	99
Figura 72 – Resultados experimentais do conversor na configuração assimétrica 1:2 com controle M ² PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	100
Figura 73 – Resultados experimentais do conversor na configuração assimétrica 1:3 com controle M ² PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.	101

Figura 74 – Resultados experimentais na configuração simétrica para uma variação na amplitude da corrente de referência de 0,5 A para 1 A. (a) Tensão e corrente na carga. (b) Comportamento da corrente i_l - destaque de A (superior) e destaque de B (inferior).	102
Figura 75 – Resultados experimentais na configuração simétrica para uma variação na frequência da corrente de referência de 60 Hz para 30 Hz. (a) Tensão e corrente na carga. (b) Comportamento da corrente i_l - destaque de A (superior) e destaque de B (inferior).	103

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Vetores de comutação para o conversor HCBR.	34
Tabela 2 – Vetores de comutação para o conversor HCBR em cada setor de operação.	34
Tabela 3 – Vetores adjacentes.	39
Tabela 4 – Parâmetros de simulação.	43
Tabela 5 – Resultados de THD para a técnica de controle FCS-MPC.	47
Tabela 6 – Resultados de THD para a técnica de controle M ² PC.	52
Tabela 7 – Resultados de THD, tempo de recuperação e variação de tensão ΔV para as técnicas de controle FCS-MPC, M ² PC, PI com PWM e histerese.	56
Tabela 8 – Estados de comutação e tensão de carga de saída para as diferentes configurações da topologia.	68
Tabela 9 – Vetores adjacentes com número mínimo de eventos de comutação para a condição simétrica 1:1.	73
Tabela 10 – Vetores adjacentes com número mínimo de eventos de comutação para a condição assimétrica 1:2.	73
Tabela 11 – Vetores adjacentes com número mínimo de eventos de comutação para a condição assimétrica 1:3.	74
Tabela 12 – Resultados de THD e WTHD para a técnica de controle FCS-MPC.	82
Tabela 13 – Resultados de THD e WTHD para a técnica de controle M ² PC.	89
Tabela 14 – Resultados de conteúdo harmônico para as técnicas de controle FCS- MPC, M ² PC e PI com PWM.	91
Tabela 15 – Tempo de acomodação para uma variação na amplitude da corrente de referência de 0,5 A para 1 A e de 1 A para 0,5 A utilizando as técnicas de controle FCS-MPC, M ² PC e PI com PWM.	93
Tabela 16 – Tempo de acomodação para uma variação na frequência da corrente de referência de 60 Hz para 30 Hz e de 30 Hz para 60 Hz utilizando as técnicas de controle FCS-MPC, M ² PC e PI com PWM.	95

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

CA	Corrente Alternada
CC	Corrente Contínua
CHB	<i>Cascaded H-Bridge</i>
COBEP	Conferência Brasileira de Eletrônica de Potência
CTMI	<i>Cascaded Transformer Multilevel Inverter</i>
DSP	<i>Digital Signal Processor</i>
EMI	<i>Electromagnetic Interference</i>
FC	<i>Flying Capacitor</i>
FCS-MPC	<i>Finite Control Set Model Predictive Control</i>
HCBR	<i>Half-Controlled Boost Rectifier</i>
IGBT	<i>Insulated Gate Bipolar Transistor</i>
MPC	<i>Model Predictive Control</i>
M ² PC	<i>Modulated Model Predictive Control</i>
NPC	<i>Neutral Point Clamped</i>
THD	<i>Total Harmonic Distortion</i>
PWM	<i>Pulse Width Modulation</i>
PI	Proporcional-Integral
PLL	<i>Phase-Locked Loop</i>
SEPOC	<i>Seminar on Power Electronics and Control</i>
SPEC	<i>Southern Power Electronics Conference</i>
SPWM	<i>Sinusoidal Pulse Width Modulation</i>
SVM	<i>Space Vector Modulation</i>
RL	Resistor-indutor

LISTA DE SÍMBOLOS

$*$	Denota valores de referência
d	Razão cíclica
D	Diodo
E	Tensão do Barramento CC
e_g	Tensão de fase de entrada
f_{sw}	Frequência média de chaveamento do conversor
g	Função custo
g_{min}	Valor mínimo da função custo
h	Ordem harmônica
i	Corrente
i^*	Corrente de referência
i_g	Corrente de entrada do conversor HCBR
I_g	Amplitude da corrente de entrada
i_l	Corrente de carga
j	Índice referente ao vetor do par de vetores adjacentes
k	Instante de amostragem
K	Constante de normalização
K_p	Ganho proporcional
K_i	Ganho integral
L	Indutância equivalente do modelo no conversor CTMI
l_a	Indutância equivalente de T_a
l_b	Indutância equivalente de T_b
L_g	Indutância do filtro
l_l	Indutância da carga

m	Número de pares pré-selecionados nas condições simétrica e assimétricas do conversor CTMI
N	Ponto Neutro da fonte trifásica CA
n_a	Relação de transformação no transformador a
n_b	Relação de transformação no transformador b
N_h	Número de harmônicas
N_p	Horizonte de previsão
N_1, N_2	Número de ciclos de chaveamento nos braços 1 e 2 do conversor
N_3, N_4	Número de ciclos de chaveamento nos braços 3 e 4 do conversor
P_o	Potência do Sistema
q	Estado de chaveamento
$\bar{q}$	Estado de chaveamento complementar
R	Resistência equivalente do modelo no conversor CTMI
r_a	Resistência equivalente de T_a
r_b	Resistência equivalente de T_b
R_g	Resistência do filtro
r_l	Resistência da carga
S	Combinação de estados de chaveamento
t	Tempo
T	Período para medição das trocas de estado dos comutadores
T_a	Transformador a
T_b	Transformador b
T_s	Tempo de amostragem
v^*	Tensão de referência
v_a	Tensão gerada pelo conversor A na topologia CTMI
v_b	Tensão gerada pelo conversor B na topologia CTMI

v_g	Tensão gerada por fase pelo conversor HCBR
v_l	Tensão equivalente na carga
v_{N0}	Tensão entre o ponto neutro da fonte trifásica e o ponto médio no barramento CC
v_o	Diferença entre as tensões v_a e v_b geradas pelo conversor CTMI
v_o^*	Valor de referência da variação entre as tensões v_a e v_b geradas pelo conversor CTMI
V_{t1}	Sinal da portadora triangular 1
V_{t2}	Sinal da portadora triangular 2
v_{10}, v_{20}	Tensões de polo nos braços 1 e 2 do conversor
v_{30}, v_{40}	Tensões de polo nos braços 3 e 4 do conversor
x	Índice do vetor de estado de chaveamento
x_{min}	Índice do vetor que minimiza a função custo
y	Variável controlada pelo modelo preditivo
z	Número de fases do conversor
δ	Banda de histerese
ΔV	Variação de tensão no barramento CC
λ	Fator peso
ω	Frequência angular da rede

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO GERAL	20
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO	20
1.1.1	Técnicas de Controle Clássicas	22
1.1.2	Técnica de Controle Preditivo MPC	23
1.2	PROPÓSITO DO ESTUDO	25
1.3	REVISÃO BIBLIOGRÁFICA	25
1.4	PUBLICAÇÕES	29
1.5	ESTRUTURA DO TRABALHO	29
2	CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO COM CONTROLE PRE- DITIVO DE CORRENTE	31
2.1	INTRODUÇÃO	31
2.2	OPERAÇÃO DO CONVERSOR	31
2.3	MODELO DO SISTEMA	34
2.3.1	Modelo Discreto	35
2.4	ESTRATÉGIA DE CONTROLE PREDITIVO	36
2.4.1	FCS-MPC	36
2.4.2	M²PC	39
2.5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	42
2.5.1	FCS-MPC	43
2.5.1.1	Sem compensação de atraso	43
2.5.1.2	Com compensação de atraso	44
2.5.1.3	Seleção de vetores por setor	44
2.5.1.4	Imposição de referências de corrente não senoidais	46
2.5.1.5	Sincronização das correntes com a tensão gerada pelo conversor	46
2.5.1.6	Comparação dos diferentes cenários utilizando a técnica FCS-MPC	47
2.5.2	M²PC	48
2.5.2.1	Sem compensação de atraso	48
2.5.2.2	Com compensação de atraso	48
2.5.2.3	Seleção de vetores por setor	49
2.5.2.4	Imposição de referências de corrente não senoidais	50
2.5.2.5	Sincronização das correntes com a tensão gerada pelo conversor	50
2.5.2.6	Comparação dos diferentes cenários utilizando a técnica M ² PC	51
2.5.3	Análise comparativa	52
2.5.3.1	Cenário 1: FCS-MPC e M ² PC com referência senoidal	52
2.5.3.2	Cenário 2: FCS-MPC e M ² PC com referência não senoidal	54
2.5.3.3	Controle linear com PWM e controle por histerese	55

2.5.3.4	Comparação entre os diferentes métodos aplicados ao HCBR	56
2.5.3.5	Análise de perdas	58
2.6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	58
2.6.1	FCS-MPC sem compensação de atraso e corrente de referência senoidal	59
2.6.2	FCS-MPC com compensação de atraso e corrente de referência não senoidal	60
2.6.3	M²PC com compensação de atraso e corrente de referência não senoidal	61
2.7	CONCLUSÕES	63
3	CONVERSOR CC-CA MULTINÍVEL MONOFÁSICO COM CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE	65
3.1	INTRODUÇÃO	65
3.2	MODELO DO SISTEMA	65
3.2.1	Modelo Discreto	68
3.3	ESTRATÉGIA DE CONTROLE PREDITIVO	69
3.3.1	FCS-MPC	69
3.3.2	M²PC	70
3.4	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO	77
3.4.1	FCS-MPC	77
3.4.1.1	Condição simétrica	78
3.4.1.2	Condições assimétricas	78
3.4.1.3	Análise de distorção harmônica do CTMI com controle FCS-MPC . . .	78
3.4.1.4	Análise de perdas do CTMI com controle FCS-MPC	82
3.4.2	M²PC	82
3.4.2.1	Condição simétrica	83
3.4.2.1.1	Cenário 1	83
3.4.2.1.2	Cenário 2	83
3.4.2.1.3	Comparativo de perdas entre os cenários na condição simétrica	86
3.4.2.2	Condições assimétricas	86
3.4.2.3	Análise de distorção harmônica do CTMI com controle M ² PC	89
3.4.2.4	Análise de perdas do CTMI com controle M ² PC	89
3.4.3	Análise comparativa	90
3.4.3.1	Variação da amplitude	91
3.4.3.2	Variação da frequência	93
3.4.3.3	Análise de perdas	93
3.5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	95
3.5.1	FCS-MPC	96
3.5.2	M²PC	96

3.5.2.1	Condição simétrica	96
3.5.2.1.1	Cenário 1	97
3.5.2.1.2	Cenário 2	97
3.5.2.2	Condições assimétricas	97
3.5.2.3	Análise de transitório	100
3.5.2.3.1	Variação da amplitude	101
3.5.2.3.2	Variação da frequência	102
3.6	CONCLUSÕES	102
4	CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS . .	105
4.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS	105
4.2	TRABALHOS FUTUROS	106
	REFERÊNCIAS	107

1 INTRODUÇÃO GERAL

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO

Acompanhando o progresso da eletrônica de potência, quando se trata dos dispositivos semicondutores, topologias e a inserção de novas plataformas de controle, os esquemas de controle para conversores de potência têm paralelamente passado por grandes avanços. Os circuitos de controle, antes analógicos, foram substituídos por plataformas de controle digital com alto desempenho computacional, tais como modernos microcontroladores e processadores de sinais digitais (DSPs), propiciando a implementação de esquemas de controle mais avançados.

Cada aplicação de sistemas de energia demanda diferentes especificações que, por sua vez, requerem determinadas topologias de conversão e esquemas de controle convenientes aos critérios exigidos. Atualmente, existem inúmeras topologias de conversores de potência reportadas na literatura e, não obstante, muitas outras estão em processo de criação e desenvolvimento.

Em aplicações onde há a necessidade de um estágio retificador, é incentivada a busca de tecnologias que garantam o desempenho do sistema de conversão de energia com um reduzido número de componentes, atuando como uma solução econômica. Os circuitos trifásicos frequentemente utilizados incluem o retificador a diodo não controlado e o retificador trifásico totalmente controlado, discutidos em Li, Abbey e Joos (2006), Amin e Mohammed (2011) e Saidi et al. (2018).

Entretanto, o conversor CA-CC semi-controlado HCBR (do inglês *Half-Controlled Boost Rectifier*) tem se mostrado como uma alternativa ao retificador a diodo e ao retificador trifásico totalmente controlado. De acordo com Kikuchi, Manjrekar e Lipo (1999), o retificador HCBR apresenta melhor desempenho relacionado à Taxa de Distorção Harmônica (THD) do que o retificador à diodo e maior simplicidade e economia do que o retificador totalmente controlado. Em Krahenbuhl, Zwyssig e Kolar (2011) e Oliveira et al. (2010), o conversor CA-CC semi-controlado é indicado como uma boa interface entre um gerador de ímã permanente de velocidade variável e uma tensão de saída constante, em relação a perdas, número reduzido de comutadores e eficiência.

Por outro lado, quando se trata de aplicações que requerem topologias inversoras, os conversores multiníveis têm sido alvo de bastante atenção nas últimas décadas, sendo as topologias mais populares: o inversor com neutro grampeado ou NPC (do inglês *Neutral Point Clamped*), o inversor a capacitor flutuante ou FC (do inglês *Flying Capacitor*) e o inversor com ponte H em cascata ou CHB (do inglês *Cascaded H-Bridge*) com fontes CC separadas. Essas topologias multiníveis têm várias vantagens, tais como baixo estresse dv/dt nos comutadores, reduzida interferência eletromagnética (EMI - do inglês *Electromagnetic Interference*), menores perdas de comutação, menor distorção harmônica e maior qualidade de energia (AJAMI; FARAKHOR; ARDI, 2014; JAHAN; ZARE; ABAPOUR, 2018;

JAHAN et al., 2017).

Uma topologia inversora bem conhecida é o CHB, amplamente utilizada em aplicações industriais, como, por exemplo, em acionamento de motores síncronos e em usinas de geração de energia (JAHAN; ZARE; ABAPOUR, 2018; SURESH; PANDA, 2012). Isso acontece porque o conversor CHB tem como vantagens a necessidade de um número menor de dispositivos semicondutores para gerar um número específico de níveis quando comparado às outras estruturas multiníveis e, conseqüentemente, uma estratégia de controle mais simples. No entanto, como expõe Jahan et al. (2017), este conversor apresenta como desvantagem a necessidade de várias fontes CC isoladas.

A desvantagem apresentada pelo conversor CHB pode ser resolvida através do emprego do CTMI (do inglês *Cascaded Transformer Multilevel Inverter*). Diferentemente do inversor CHB, o CTMI precisa de apenas uma fonte CC como destaca Jahan, Zare e Abapour (2018). Ainda segundo os autores, a presença dos transformadores na topologia apresenta como vantagem o isolamento galvânico entre carga e conversor e a redução da corrente de fuga em aplicações fotovoltaicas. Adicionalmente, as indutâncias de dispersão dos transformadores podem ser usadas como um filtro de corrente, podendo suprir a necessidade de um filtro extra ou minimizar o tamanho deste filtro.

Portanto, a incorporação crescente de topologias conversoras em sistemas de energia, sejam elas retificadoras ou inversoras, tem elevado a preocupação pela eficiência e qualidade da energia. Para o alcance destas características, o melhor desempenho dos equipamentos de conversão são extremamente requeridos na aplicação industrial. Dessa forma, topologias de conversores alinhadas a esquemas de controle eficientes são temáticas importantes na busca por melhorias na qualidade global de um sistema de energia.

De acordo com Rodriguez e Cortes (2012), alguns dos grandes desafios e requisitos de controle estão na otimização do sistema conversor de modo a oferecer melhor qualidade de energia. Para isto, vários objetivos devem ser alcançados ao mesmo tempo. Entre eles estão o fornecimento do menor erro possível nas variáveis controladas, rápida resposta dinâmica, minimização das perdas de comutação e reduzido conteúdo harmônico, medido como THD, visto que alguns limites padronizados são impostos neste último.

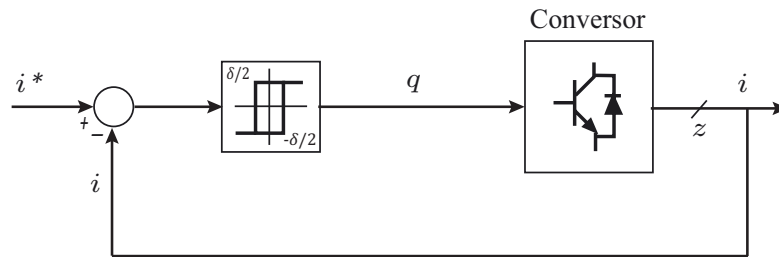
Entre os temas mais estudados no controle de conversores de potência está o controle de corrente. Vários métodos direcionados a este controle têm sido objetos de pesquisa e são constantemente relatados na literatura visando a melhoria no desempenho dos sistemas conversores. Alguns desses métodos são bem conhecidos e estabelecidos, como: o controle não-linear por histerese e o método linear com modulação por largura de pulso (PWM - do inglês *Pulse Width Modulation*), documentados em Blasko (1997), Holtz (1994), Kazmierkowski e Malesani (1998) e Silva, Santos e Jacobina (2011). Entretanto, um esquema de controle que tem se mostrado como uma alternativa bastante interessante e exigido esforços de pesquisa juntamente com o desenvolvimento da eletrônica de potência e microprocessadores é o controle preditivo MPC (do inglês *Model Predictive Control*).

1.1.1 Técnicas de Controle Clássicas

Conforme mencionado anteriormente, no controle de corrente de sistemas conversores de potência, duas técnicas clássicas de controle que foram extensivamente estudadas nas últimas décadas e amplamente empregadas são: o controle por histerese e controle linear com estágio de modulação.

O controle linear por histerese foi originado na eletrônica analógica e é um método simples e de fácil implementação. A Figura 1 apresenta o esquema de controle por histerese para um sistema com z fases. A determinação dos estados de comutação dos semicondutores é realizada pela regulação da variável sob controle dentro dos limites estabelecidos da banda de histerese ($\delta/2$). Assim, o erro gerado entre a variável de corrente medida em cada fase do conversor e sua respectiva referência deve ser comparado com os limites da banda de histerese e, caso estes sejam ultrapassados, os estados de comutação do conversor são alterados.

Figura 1 – Esquema de controle por histerese.



Fonte: Elaborado pela autora.

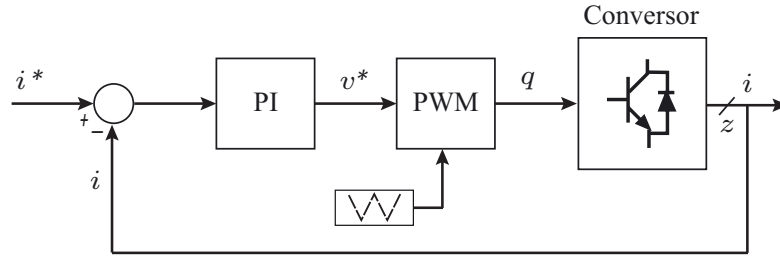
O desempenho do controlador por histerese é considerado satisfatório em relação a sua rápida resposta dinâmica e na implementação deste método em uma plataforma de controle digital não é necessário processadores robustos. Entretanto, em uma implementação digital, uma frequência de amostragem alta é indispensável, devido a frequência de comutação variável gerada e seu espectro de frequência distribuído, sendo esta característica a principal desvantagem do método.

Por outro lado, no controle linear, o emprego de controladores proporcional-integral (PI) é a escolha mais comum com um estágio modulador gerando os sinais de controle para os semicondutores. Algumas das técnicas de modulação mais usadas são a SPWM (do inglês *Sinusoidal Pulse Width Modulation*) e SVM (do inglês *Space Vector Modulation*).

Na Figura 2, é representado o esquema de controle linear PI com um estágio de modulação por largura de pulso de um conversor. O erro entre a variável de corrente medida em cada fase e a sua referência é processado por um controlador PI que gera uma tensão de referência, também de cada fase. Esta tensão, por sua vez, é enviada para o estágio de modulação que faz uso de uma portadora triangular e comparadores para produzir os sinais de comutação enviados para cada braço do conversor. Os esquemas de controle linear com modulador apresentam frequência de comutação fixa equivalente à

frequência da portadora implementada.

Figura 2 – Esquema de controle linear com PWM.



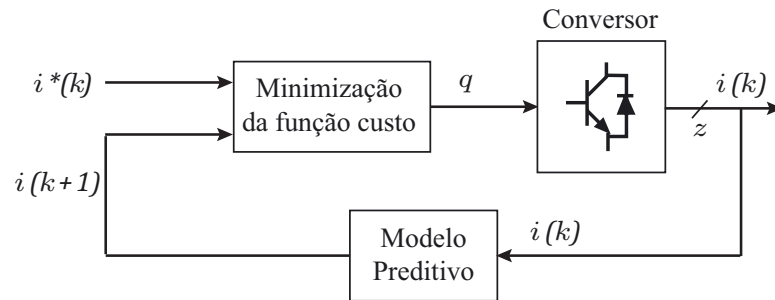
Fonte: Elaborado pela autora.

1.1.2 Técnica de Controle Preditivo MPC

A técnica de controle preditivo em conversores de potência engloba vários modelos de controladores com diferentes conceitos, porém todos partilham do mesmo objetivo. Este objetivo consiste em, a partir do modelo do sistema, prever o comportamento futuro da grandeza sob controle a partir dos estados de comutação de um conversor e selecionar ações apropriadas que atenuam o erro da variável controlada, baseado nos critérios de otimização previamente estabelecidos (CORTES et al., 2009). Na Figura 3 é possível observar o esquema geral do MPC.

A função custo é definida como a função a ser modificada para atender os diferentes critérios de otimização. O objetivo desta função é minimizar o erro entre a variável prevista e a variável de referência e identificar a combinação de estados de comutação que o produz. Então, o estado selecionado na previsão é aplicado no conversor.

Figura 3 – Esquema geral do MPC.



Fonte: Elaborado pela autora.

Algumas funções custo comumente utilizadas consistem do erro absoluto e do erro quadrático, apresentadas em (1.1) e (1.2), respectivamente.

$$g = |i^* - i(k+1)| \quad (1.1)$$

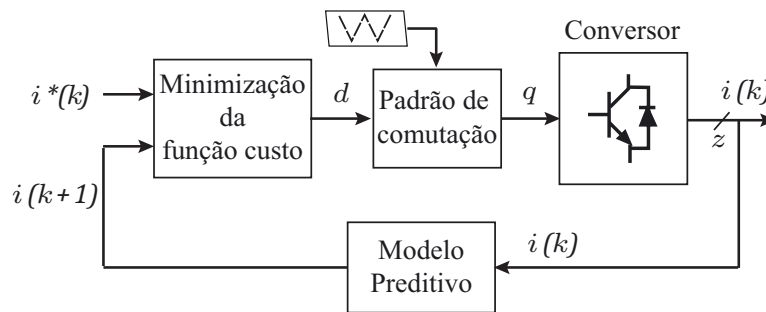
$$g = [i^* - i(k+1)]^2 \quad (1.2)$$

onde g é a função custo, i^* é o valor de referência e $i(k+1)$ é o valor previsto da variável controlada.

De acordo com Yaramasu e Wu (2016) e Rodriguez e Cortes (2012), os dois modelos geram resultados similares quando é considerado na função custo apenas um termo de erro. Entretanto, ainda segundo os autores, a função quadrática apresenta melhor resultado quando termos adicionais são considerados devido ao valor de erro superior, quadrado do erro original, ajudar na distinção entre o maior e menor erro. Além disso, outros critérios podem ser incluídos nesta função com a finalidade de controle de objetivos adicionais. Assim, além das variáveis corrente, tensão, conjugado ou fluxo, é também possível simultaneamente o controle da frequência de comutação, potência reativa, entre outros (CORTES et al., 2009; CORTES; VATTUONE; RODRIGUEZ, 2011).

Nos últimos anos, variações do modelo convencional de controle preditivo surgiram com a finalidade de melhorar o desempenho dos sistemas. Dentre elas, destaca-se o M²PC (do inglês *Modulated Model Predictive Control*), o qual, de acordo com Tarisciotti et al. (2015a), garante as mesmas vantagens do modelo convencional e adiciona a elas a vantagem da fixação da frequência de comutação, eliminando o espectro harmônico espalhado que causa redução na qualidade de energia do sistema. Tal característica advém da inserção de um estágio de modulação. A Figura 4 apresenta o esquema de controle M²PC.

Figura 4 – Esquema de controle M²PC.



Fonte: Elaborado pelo autor.

Na técnica, são definidos diferentes setores formados por pares de vetores de estado de chaveamento adjacentes. Do mesmo modo realizado pelo controle preditivo convencional, a previsão de corrente é realizada, agora para cada um dos dois vetores, através da avaliação de funções custos individuais g_1 e g_2 , como em (1.1) ou (1.2). Em seguida, são obtidas as razões cíclicas d para cada vetor adjacente e uma nova função custo que relaciona razão cíclica e o erro entre as correntes prevista e referencial é avaliada:

$$g = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (1.3)$$

Após a definição das razões cíclicas e do par de vetores que minimiza a função custo, o tempo de aplicação dos vetores é definido pelo sistema de modulação que utiliza de portadora triangular para aplicação dos estados.

1.2 PROPÓSITO DO ESTUDO

O objetivo geral deste trabalho é apresentar a análise do controle preditivo de corrente, sob duas metodologias diferentes, FCS-MPC e M^2PC , aplicado a dois conversores, sendo estes, um conversor CA-CC semi-controlado (HCBR) e um conversor CC-CA multinível (CTMI). Os objetivos específicos consistem em:

- a) Modelar os sistemas com as topologias conversoras em análise;
- b) Desenvolver e implementar os algoritmos de controle preditivo FCS-MPC e M^2PC ;
- c) Aplicar as técnicas clássicas de controle de corrente nos conversores;
- d) Regular e obter correntes com reduzido conteúdo harmônico;
- e) Realizar o estudo de perdas de potência nos dispositivos semicondutores dos conversores para as diferentes técnicas de controle;
- f) Apresentar resultados experimentais de modo a validar o funcionamento dos sistemas.

1.3 REVISÃO BIBLIOGRÁFICA

Apesar de os primeiros estudos dedicados ao MPC aplicado a sistemas de conversão de energia terem sido realizados na década de 1980, o aumento do interesse da aplicação deste modelo na eletrônica de potência apenas ocorreu com o desenvolvimento dos processadores de sinais digitais decorrente dos avanços tecnológicos nas últimas décadas (RODRIGUEZ; CORTES, 2012; VAZQUEZ et al., 2014). De acordo com Rodriguez e Cortes (2012), devido ao grande tempo de computação necessário na implementação do algoritmo de controle, as primeiras aplicações se limitavam apenas ao controle de sistemas de alta potência e baixa frequência de chaveamento. A mitigação deste problema veio com o surgimento de novas tecnologias, aumentando as possibilidades de implementação e estudos na área.

A atratividade por este método tem sido verificada pela possibilidade de implementação em vários tipos de sistemas, por ser uma alternativa simples e eficaz às técnicas de controle clássicas, além da eliminação de controladores proporcional-integral (PI), evitando assim a estrutura em cascata de controladores PI e proporcionando uma rápida resposta dinâmica (RODRIGUEZ et al., 2007; CORTES; VATTUONE; RODRIGUEZ, 2011; RODRIGUEZ et al., 2013).

Yaramasu e Wu (2016) destacam que as diferentes variedades do MPC aplicadas a conversores de potência são classificadas em dois grupos: técnica de controle preditivo com modulador e método de controle preditivo sem modulador. Estes diferentes métodos têm sido estudados para lidar com o problema do alto esforço computacional requerido pelo controle preditivo, devido à elevada quantidade de cálculos realizados em tempos

de amostragem pequenos. No método conhecido como MPC explícito, por exemplo, o problema de otimização é solucionado *offline*, devido ao pouco tempo para realização dos cálculos, e o modelo do conversor é aproximado como um sistema linear usando um modulador, não levando em conta a natureza discreta do conversor (RODRIGUEZ; CORTES, 2012).

Segundo Vazquez et al. (2011), a natureza discreta dos conversores, com um número finito de estados de comutação, pode ser aproveitada de maneira a reduzir este custo computacional necessário a avaliação da função custo e seleção do estado que a minimiza, possibilitando a sua implementação *online*. Assim, a abordagem do controle preditivo conhecida como FCS-MPC advém do número finito de ações de controle necessário para controlar o conversor (KOURO et al., 2009). O FCS-MPC se enquadra no grupo de controle preditivo sem modulador, gerando diretamente os sinais de comando para o conversor e apresenta frequência de comutação variável.

O FCS-MPC tem sido amplamente utilizado por ser uma alternativa simples e eficaz no controle de conversores de potência, que possuem finitos estados de comutação. Tendo em Rodriguez et al. (2007) uma de suas primeiras aplicações no resgate deste esquema de controle aplicado à eletrônica de potência, o FCS-MPC é proposto para o controle de corrente de um inversor fonte de tensão trifásico. Os resultados obtidos demonstram a eficácia de controle da corrente de carga e rápida resposta dinâmica, comparando estes aos controles clássicos por histerese e linear com modulação por largura de pulso. Além disso, é verificado o efeito de erros nos valores de indutância e resistência do modelo, demonstrando que o efeito da resistência é negligenciável e a indutância, quando superestimada, não afeta consideravelmente o desempenho do controle.

Desde então, várias aplicações da técnica de controle em diferentes conversores de potência foram desenvolvidas. Em Perez, Rodriguez e Coccia (2009) o esquema é aplicado a um conversor *boost* monofásico para correção de fator de potência e, também, comparado aos métodos de controle clássicos. Dentre os métodos comparados, o controle linear apresenta o menor fator de potência e corrente de entrada com alto conteúdo harmônico, principalmente em frequências baixas. Por outro lado, os controles por histerese e preditivo produzem um alto fator de potência e menor taxa de distorção harmônica comparado com o controle linear, confirmando o controle preditivo como uma alternativa a esses métodos em termos de distorção harmônica e fator de potência.

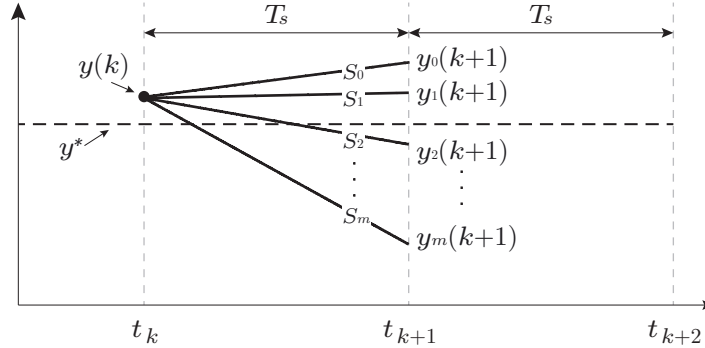
Posteriormente, em Cortes et al. (2010), um inversor multinível CHB é utilizado para a aplicação do MPC. Nesta aplicação, é considerado um subconjunto dos vetores de tensão possíveis para o inversor multinível, para adequar à implementação na plataforma de controle. O desempenho é verificado a partir do rastreamento de referência e tensões de modo comum reduzidas.

Outras abordagens do FCS-MPC destacam a vantagem da possibilidade de diversos objetivos de controle a partir de diferentes composições da função custo. Em Vargas et al.

(2007), termos são incluídos na função custo para atender requisitos de rastreamento de referência, frequência de comutação e balanço de tensão entre os capacitores do barramento CC de um inversor NPC. Já em Cortes, Vattuone e Rodriguez (2011), o termo adicionado à função custo tem a finalidade de desacoplar a frequência de comutação da frequência de amostragem. O desempenho do controle preditivo, analisado em função da ondulação da corrente de carga de um inversor fonte de tensão trifásico, é comparado com o controle linear com modulação por largura de pulso, apresentando resultado superior quando é aumentada a frequência de amostragem e reduzida a frequência de comutação ao valor desejado.

Com a finalidade de melhorar o desempenho do esquema de controle preditivo, problemas de implementação em sistemas reais têm sido estudados devido ao tempo de cálculo necessário. Como explica Yaramasu e Wu (2016), com o horizonte de previsão N_p definido como um, o cenário ideal de implementação do controle preditivo é considerado, onde o tempo necessário para a realização de todos os cálculos e otimização da função custo é zero. A Figura 5 mostra a operação ideal do controle preditivo, onde a combinação de estados de comutação selecionada entre as combinações ($S_0 - S_m$) é aplicada logo após o instante (k).

Figura 5 – Operação ideal do controle preditivo.

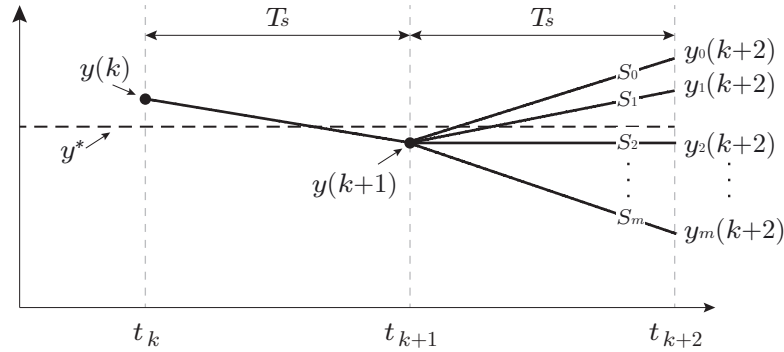


Fonte: Elaborado pela autora.

Entretanto, na implementação real com processadores de sinais digitais, a quantidade de cálculo durante a otimização *online* causa um atraso na atuação, fazendo com que os estados selecionados sejam aplicados somente após o instante ($k + 1$), o que leva a erros na previsão da variável sob controle. Para a solução deste problema, o atraso no modelo do controle preditivo deve ser considerado para a redução do erro entre a variável prevista e a variável de referência. Assim, a compensação do atraso computacional pode ser solucionada alterando-se o horizonte de previsão para um passo a frente, como mostrado na Figura 6. O estado de chaveamento selecionado no instante anterior é utilizado para o cálculo da variável no instante ($k + 1$) e a previsão da variável no instante ($k + 2$) é realizada a partir da variável no instante ($k + 1$) e das combinações de estado de chaveamento do conversor.

Em Cortes et al. (2008), o atraso considerado no modelo preditivo é compensado a partir da previsão de um segundo horizonte da variável de controle de um retificador

Figura 6 – Operação do controle preditivo com compensação de atraso.



Fonte: Elaborado pela autora.

trifásico para o controle de corrente e potência. Similarmente, em Jin et al. (2019), a técnica de compensação de atraso é utilizada no controle de um inversor NPC trifásico, melhorando o rastreamento da tensão de saída em comparação ao FCS-MPC sem compensação de atraso. O esquema é ainda comparado ao controle linear com modulação por largura de pulso em relação a não necessidade de um modulador.

No entanto, ainda que a ausência de um modulador seja vantajosa para o desempenho transitório do sistema, uma das principais desvantagens do FCS-MPC está na limitação da aplicação de apenas um estado de comutação para cada intervalo de amostragem (TARISCIOTTI et al., 2017). Consequentemente, as variáveis sob controle podem apresentar ondulações maiores com baixas frequências de comutação, além de elevado conteúdo harmônico e, portanto, reduzida qualidade de energia do sistema (YEOH et al., 2017).

A fim de superar esta limitação, estudos recentes levaram a uma variação do método MPC, chamado controle preditivo de modelo modulado, ou M²PC, com a inclusão de um sistema de modulação. Essa variação visa melhorar o desempenho do sistema em termos de qualidade de energia, mantendo as vantagens do FCS-MPC, como rápida resposta dinâmica e inclusão de objetivos adicionais de controle (YEOH et al., 2017; TARISCIOTTI et al., 2015a).

O modelo de controle preditivo modulado foi aplicado ao controle do conversor trifásico (TARISCIOTTI et al., 2015a), filtro de potência ativo *shunt* (TARISCIOTTI et al., 2017), máquina de ímã permanente (YEOH et al., 2017) e conversor CA/CA multinível (HE et al., 2019). Em Tarisciotti et al. (2015a), o M²PC é aplicado ao controle de corrente de um retificador trifásico, onde a modulação SVM é adotada como estágio modulador. A principal vantagem destacada é o estabelecimento de uma frequência de comutação fixa e conteúdo harmônico localizado principalmente em múltiplos desta frequência. Além disso, a distorção harmônica da corrente utilizando a técnica M²PC é até três vezes menor do que a apresentada pelo uso do método FCS-MPC.

A aplicação realizada por Yeoh et al. (2017), para um sistema gerador com uma máquina de ímã permanente, compara o desempenho deste sistema empregando um

esquema de controle híbrido, ou seja, utilizando o método M²PC no laço interno de corrente e controladores PI para o laço externo, com o desempenho utilizando um esquema de controle PI em cascata completo. No esquema usando o M²PC, termos adicionais para o controle de ondulações da corrente de saída foram incluídos na função custo. Os resultados apresentados demonstram que o sistema híbrido proposto apresenta rápida resposta dinâmica e ondulação de corrente reduzida em comparação com o PI completo.

1.4 PUBLICAÇÕES

Como resultado obtido com o desenvolvimento deste trabalho, foram publicados dois artigos em conferência:

Predictive Control for a Half-Controlled Boost Rectifier foi apresentado na *15th COBEP and 5th SPEC (15th Brazilian Power Electronics Conference and 5th Southern Power Electronics Conference)*, realizadas em Santos, SP, Brasil, no período de 1 a 4 de dezembro de 2019.

Modulated Predictive Controller for a Single-Phase Cascaded Transformer Multilevel Inverter foi apresentado no *12th SEPOC (12th Seminar on Power Electronics and Control)*, realizado em Natal, RN, Brasil, no período de 27 a 30 de outubro de 2019.

1.5 ESTRUTURA DO TRABALHO

O presente capítulo apresentou uma breve contextualização e revisão bibliográfica do conteúdo tratado nos próximos capítulos para situar o tema do trabalho. Nele foram descritas técnicas clássicas de controle de corrente com a finalidade de situar sobre a metodologia de aplicação de cada uma delas para que em comparação com o controle preditivo seja possível analisar as condições de superioridade ou inferioridade. Também foram descritos diferentes estratégias de controle preditivo, bem como aplicações dos métodos reportados na literatura nos últimos anos. Dentre os métodos foram destacados o FCS-MPC e o M²PC que são o ponto central deste trabalho.

No Capítulo 2 é realizada a aplicação do controle preditivo a um conversor CA-CC semi-controlado (HCBR). O esquema preditivo é direcionado ao controle das correntes de entrada do conversor e busca alinhar bom desempenho e baixo custo relativo à escolha da topologia semi-controlada perante outras topologias comumente empregadas na mesma aplicação. As etapas de operação e o modelo do conversor são descritos, bem como a estratégia de controle preditivo. Por fim, resultados de simulação e experimentais são apresentados para a análise do funcionamento do sistema.

No Capítulo 3, o controle preditivo é direcionado ao controle de corrente de um conversor CC-CA multinível (CTMI). O modelo do sistema para relações de transformação 1:1, 1:2 e 1:3 é caracterizado e a técnica preditiva proposta é introduzida, demonstrando o passo a passo para a sua aplicação. Análises das curvas obtidas e uma análise comparativa

com a técnica de controle linear são realizadas a partir dos resultados de simulação. Finalmente, os resultados obtidos na simulação são validados via ensaio experimental.

No Capítulo 4 são apresentadas as considerações finais sobre o estudo realizado e levantadas algumas propostas para continuidade do trabalho.

2 CONVERSOR CA-CC TRIFÁSICO COM CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE

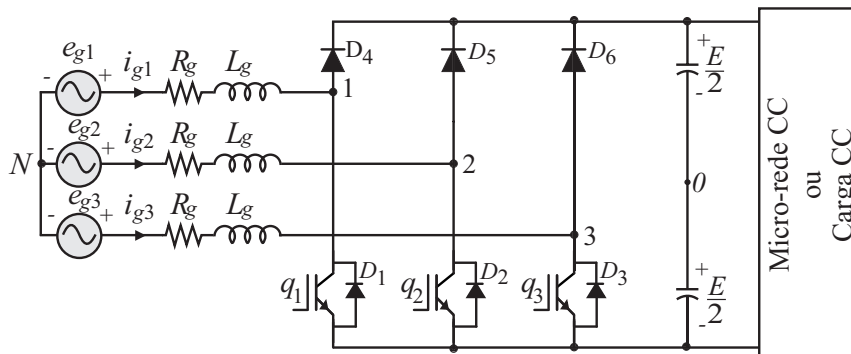
2.1 INTRODUÇÃO

Este capítulo apresenta o desempenho do modelo de controle preditivo de estados finitos, FCS-MPC, e do controle preditivo de modelo modulado, M²PC, aplicados no controle de corrente do retificador semicontrolado HCBR. É também avaliado o impacto que a imposição de restrições na função custo e referências de corrente distorcidas causam no sistema. A inspeção do comportamento do sistema sob os métodos de controle preditivo FCS-MPC e M²PC e uma análise comparativa com as técnicas de controle clássicas, controle linear com PWM e controle por histerese, são realizadas por meio de resultados de simulação. Também é verificado o comportamento do sistema em relação à taxa de distorção harmônica de corrente e perdas nos semicondutores. Além disso são apresentados resultados experimentais utilizando o FCS-MPC e o M²PC aplicados ao HCBR para validar os resultados simulados.

2.2 OPERAÇÃO DO CONVERSOR

O circuito do retificador semicontrolado é mostrado na Figura 7. A estrutura do retificador trifásico usa três diodos e três transistores IGBTs, compondo os três braços do conversor. Os braços são conectados a uma fonte trifásica em série com resistências e indutâncias de filtro. O retificador é ainda conectado a um barramento CC, podendo alimentar uma carga CC, uma micro-rede CC ou micro-rede CA, esta última através da conexão intermediária de um inversor.

Figura 7 – Circuito do HCBR.

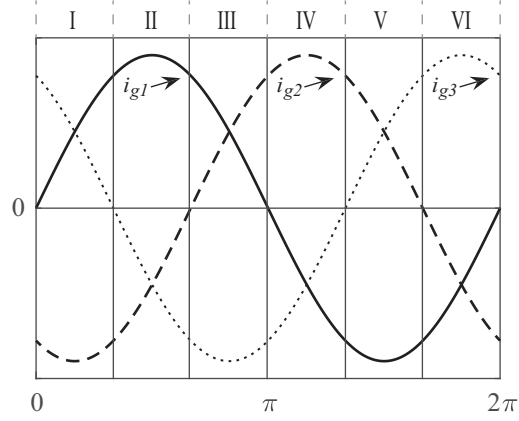


Fonte: Elaborado pela autora.

Como cada IGBT está localizado na parte inferior de cada braço, a topologia apresenta a vantagem de todos os comutadores estarem conectados ao mesmo ponto emissor. Entretanto, análises teóricas previamente desenvolvidas por Krahenbuhl, Zwyssig e Kolar (2011) demonstram que esta topologia apresenta como desvantagem a possibilidade de modular apenas o semiciclo positivo, resultando em maior conteúdo harmônico. Esta

característica vem dos possíveis estágios de operação da topologia para cada setor de correntes de fase, mostrados na Figura 8.

Figura 8 – Setores das correntes de fase.



Fonte: Elaborado pela autora.

Os seis setores vistos na Figura 8 podem ser divididos em duas situações. A primeira situação com duas correntes de fase positiva e uma negativa (setores I, III e V) e a segunda com duas correntes negativas e uma positiva (setores II, IV e VI). Como há similaridade entre os setores, a explicação dos setores I e II é suficiente para entendimento.

No setor I, as correntes i_{g1} e i_{g3} estão no semiciclo positivo, havendo então apenas a corrente i_{g2} no semiciclo negativo. Portanto, para este setor, as correntes i_{g1} e i_{g3} são controladas, por haverem semicondutores controlados no caminho de ambas as fases, e i_{g2} é obtida pela lei das correntes de Kirchhoff. Assim, o conversor está no modo totalmente controlado, então,

$$i_{g1} = I_g \sin(\omega t) \quad (2.1)$$

$$i_{g2} = I_g \sin(\omega t - 120^\circ) \quad (2.2)$$

$$i_{g3} = I_g \sin(\omega t + 120^\circ) \quad (2.3)$$

Na transição do setor I para o setor II, i_{g1} permanece positiva enquanto i_{g3} tenta reverter do semiciclo positivo para negativo. Entretanto, o diodo em antiparalelo à chave q_3 (diodo D_3) não pode conduzir instantaneamente porque ele está polarizado reversamente. Assim, a corrente i_{g2} carrega todo o potencial negativo e a corrente i_{g3} é aproximadamente nula até que o diodo D_3 seja polarizado diretamente. As correntes para esta situação são expressas por:

$$i_{g1} = I_g \sin(\omega t) \quad (2.4)$$

$$i_{g2} = -i_{g1} \quad (2.5)$$

$$i_{g3} = 0 \quad (2.6)$$

Após o diodo d_3 entrar em condução, as correntes i_{g2} e i_{g3} passam a compartilhar de forma passiva o percentual de corrente negativa, pois não há semicondutor controlado

no caminho dessas fases. Esta condição permanece até a corrente i_{g2} tentar reverter do semiciclo negativo para o positivo, o que pode ocorrer em dois diferentes momentos: ainda durante o setor II ou no início do setor III. Para o primeiro caso, i_{g2} permanece nula até o conversor retornar ao modo totalmente controlado. Já para o segundo, o modo de condução passiva invade uma parte do modo de operação totalmente controlado até que i_{g2} se torne positiva. Segundo Kikuchi, Manjrekar e Lipo (1999), tal comportamento é dependente da indutância no lado CA e da corrente de entrada. Por simplificação e pela não controlabilidade do sistema durante o modo passivo, as expressões para as correntes nesta condição são consideradas como:

$$i_{g1} = I_g \sin(\omega t) \quad (2.7)$$

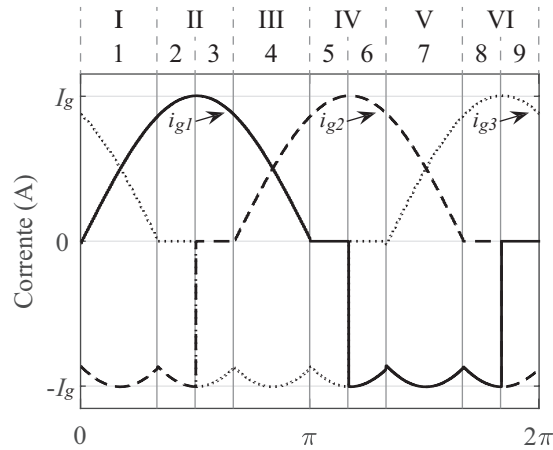
$$i_{g2} = 0 \quad (2.8)$$

$$i_{g3} = -i_{g1} \quad (2.9)$$

Na sequência o comportamento retorna para o modo totalmente controlado como em (2.1)-(2.3) e, em seguida, segue o mesmo comportamento apresentado anteriormente com diferentes fases, resultando em nove modos de operação.

A Figura 9 mostra os períodos completos das correntes i_{g1} , i_{g2} e i_{g3} divididos em nove setores em equivalência aos modos de operação descritos anteriormente. Estes setores podem ser subdivididos em três grupos contendo setores similares, são eles: (1, 4 e 7), (2, 5 e 8) e (3, 6 e 9).

Figura 9 – Formas de onda modificadas das correntes para os modos de operação do conversor HCBR.



Fonte: Elaborado pela autora.

Como a topologia retificadora é constituída por três semicondutores controlados q_1 , q_2 e q_3 , a combinação de estados através da atribuição de valores binários 1 (chave em condução) e 0 (chave em bloqueio) resulta nos 8 vetores de comutação expostos na Tabela 1. Contudo, a depender do setor das correntes de fase, somente alguns vetores estão disponíveis para determinados setores, devido aos diodos superiores da topologia e

da condição $i_{g1} + i_{g2} + i_{g3} = 0$. Assim, os vetores de estados disponíveis para cada um dos nove setores são expostos na Tabela 2.

Tabela 1 – Vetores de comutação para o conversor HCBR.

Combinação de comutação	Sinais de comutação		
$S_x(q_1, q_2, q_3)$	q_1	q_2	q_3
S_0	0	0	0
S_1	0	0	1
S_2	0	1	0
S_3	0	1	1
S_4	1	0	0
S_5	1	0	1
S_6	1	1	0
S_7	1	1	1

Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 2 – Vetores de comutação para o conversor HCBR em cada setor de operação.

Setor 1	Setor 2	Setor 3	Setor 4	Setor 5	Setor 6	Setor 7	Setor 8	Setor 9
010	010	001	001	001	100	100	100	010
011	011	011	011	011	101	101	101	011
110	110	101	101	101	110	110	110	110
111	111	111	111	111	111	111	111	111

Fonte: Elaborado pela autora.

2.3 MODELO DO SISTEMA

O modelo do sistema com o retificador semicontrolado pode ser descrito por (2.10)-(2.12):

$$e_{g1} = R_g i_{g1} + L_g \frac{di_{g1}}{dt} + v_{g1} \quad (2.10)$$

$$e_{g2} = R_g i_{g2} + L_g \frac{di_{g2}}{dt} + v_{g2} \quad (2.11)$$

$$e_{g3} = R_g i_{g3} + L_g \frac{di_{g3}}{dt} + v_{g3} \quad (2.12)$$

onde R_g e L_g são as resistências e indutâncias do filtro, respectivamente, e_{g1} , e_{g2} e e_{g3} são as forças eletromotrizes e v_{g1} , v_{g2} e v_{g3} são as tensões geradas pelo conversor em cada fase.

As tensões v_{g1} , v_{g2} e v_{g3} são definidas a partir das tensões de polo (v_{10} , v_{20} e v_{30}), tensões entre o ponto intermediário de cada braço do conversor e o ponto intermediário do barramento CC, pelas relações:

$$v_{g1} = v_{10} - v_{N0} \quad (2.13)$$

$$v_{g2} = v_{20} - v_{N0} \quad (2.14)$$

$$v_{g3} = v_{30} - v_{N0} \quad (2.15)$$

onde v_{N0} é a tensão entre o ponto neutro N da fonte trifásica CA e o ponto médio 0 no barramento CC.

As tensões de polo dependem do estado de comutação do conversor, determinado como comandado a bloquear para q_z igual a 0 e comandado a conduzir para q_z igual a 1 ($z = 1, 2, 3$), e são determinadas a partir de:

$$v_{10} = (1 - 2q_1) \frac{E}{2} \quad (2.16)$$

$$v_{20} = (1 - 2q_2) \frac{E}{2} \quad (2.17)$$

$$v_{30} = (1 - 2q_3) \frac{E}{2} \quad (2.18)$$

onde E é a tensão do barramento CC.

Considerando o sistema equilibrado, tem-se que:

$$v_{g1} + v_{g2} + v_{g3} = 0 \quad (2.19)$$

Substituindo (2.16)-(2.18) em (2.19), é possível obter uma equação para a tensão v_{N0} :

$$v_{N0} = \frac{1}{3}(v_{10} + v_{20} + v_{30}) \quad (2.20)$$

A partir de (2.13) - (2.20) tem-se as tensões geradas pelo conversor em função dos estados de comutação, como a seguir:

$$v_{g1} = \frac{1}{3}(-2q_1 + q_2 + q_3) E \quad (2.21)$$

$$v_{g2} = \frac{1}{3}(q_1 - 2q_2 + q_3) E \quad (2.22)$$

$$v_{g3} = \frac{1}{3}(q_1 + q_2 - 2q_3) E \quad (2.23)$$

2.3.1 Modelo Discreto

Para um tempo de amostragem T_s , a corrente prevista pode ser calculada usando a equação de tempo discreta, aproximando-se a derivada com o método da diferenciação Euler regressivo devido a sua simplicidade:

$$\frac{di_g}{dt} \approx \frac{i_g(k) - i_g(k-1)}{T_s} \quad (2.24)$$

Para simplificação, um modelo genérico das equações de cada fase z , dadas em (2.10)-(2.12), pode ser escrito como:

$$e_{gz} = R_g i_{gz} + L_g \frac{di_{gz}}{dt} + v_{gz} \quad (2.25)$$

Substituindo (2.24) em (2.25) e reorganizando os termos:

$$i_{gz}(k) = \frac{L_g i_{gz}(k-1) - v_{gz}(k)T_s + e_{gz}(k)T_s}{R_g T_s + L_g} \quad (2.26)$$

Deslocando (2.26) um passo adiante, a equação que calcula a corrente futura no horizonte de previsão $k + 1$, é obtida da seguinte forma:

$$i_{gz}(k+1) = \frac{L_g i_{gz}(k) - v_{gz}(k+1)T_s + e_{gz}(k+1)T_s}{R_g T_s + L_g} \quad (2.27)$$

Quando o controle preditivo é implementado, a minimização da função custo é realizada a partir da avaliação de todos os estados de comutação possíveis. Todo o tempo de processamento necessário causa um atraso na implementação, o que pode introduzir erros na variável prevista, fazendo com que ela se desvie da referência (CORTES et al., 2008; JIN et al., 2019). Para minimizar o atraso computacional presente na configuração experimental, a previsão da corrente é realizada no instante $k + 2$, ou seja, dois passos à frente (YEOH et al., 2017; TARISCIOTTI et al., 2015a). Assim deslocando (2.27) um passo à frente, tem-se:

$$i_{gz}(k+2) = \frac{L_g i_{gz}(k+1) - v_{gz}(k+2)T_s + e_{gz}(k+2)T_s}{R_g T_s + L_g} \quad (2.28)$$

A tensão e_{gz} , para um pequeno tempo de amostragem T_s , não muda significativamente. Entretanto, para tempos de amostragem maiores, $e_{gz}(k+2)$ pode ser calculada usando extrapolação dos valores passados e presentes da força eletromotriz medida ou compensando o ângulo do vetor de tensão pelo tempo de amostragem (RODRIGUEZ et al., 2007; CORTES et al., 2008).

2.4 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PREDITIVO

2.4.1 FCS-MPC

O método de controle preditivo usado em Rodriguez et al. (2007) foi aplicado ao conversor HCBR. O esquema de controle mostrado na forma de diagrama na Figura 10, utiliza a previsão do erro de corrente no início de cada período de amostragem, a partir da avaliação do efeito que cada um dos possíveis estados de comutação causa na função custo utilizada, como critério para selecionar os valores futuros.

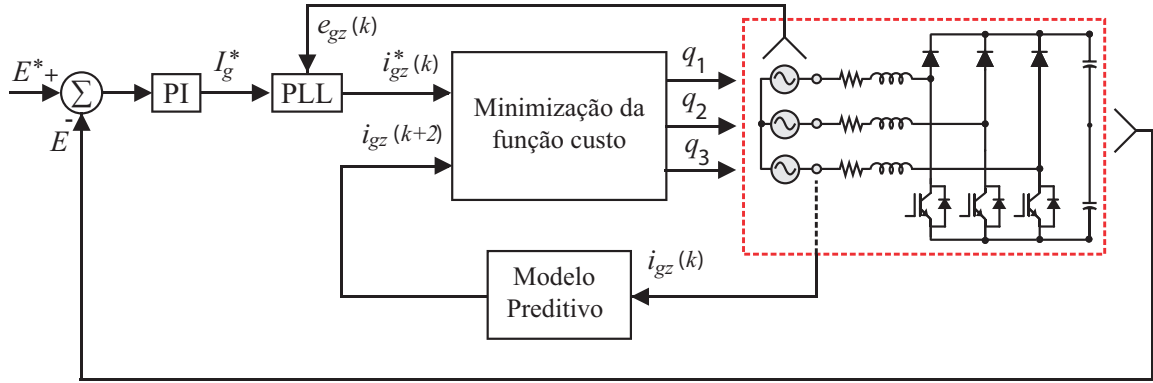
A função custo pode ser expressa de diferentes maneiras, dependendo dos critérios de controle desejados. Em sua forma mais simples (2.29), a técnica de controle possui frequência de comutação variável limitada pela frequência de amostragem, conforme relatado por Rodriguez et al. (2007).

$$g = \sum_{z=1}^3 [i_{gz}^*(k) - i_{gz}(k+2)]^2 \quad (2.29)$$

onde i_{gz}^* é a corrente de referência e $i_{gz}(k+2)$ é a corrente prevista em cada fase.

Como mencionado anteriormente, uma das vantagens apresentadas pelo FCS-MPC é a possibilidade de inserção de restrições na função custo para o alcance de requisitos adicionais de controle. Para isso, um fator peso λ deve ser utilizado com a finalidade de

Figura 10 – Diagrama de blocos do controle FCS-MPC para o conversor HCBR.



Fonte: Elaborado pela autora.

ajuste da importância de cada termo em relação aos demais. A atribuição de valores a λ é feita empiricamente, com um maior valor indicando maior prioridade ao termo adicional imposto na função custo.

Como para o conversor HCBR o correto funcionamento do circuito depende da aplicação dos vetores disponíveis para cada setor, foi estabelecida uma função custo que, a partir da prévia detecção do setor de operação, priorizasse, dentre todas as combinação de sinais de comutação, as possíveis combinações para este determinado setor. Esta função custo é determinada por:

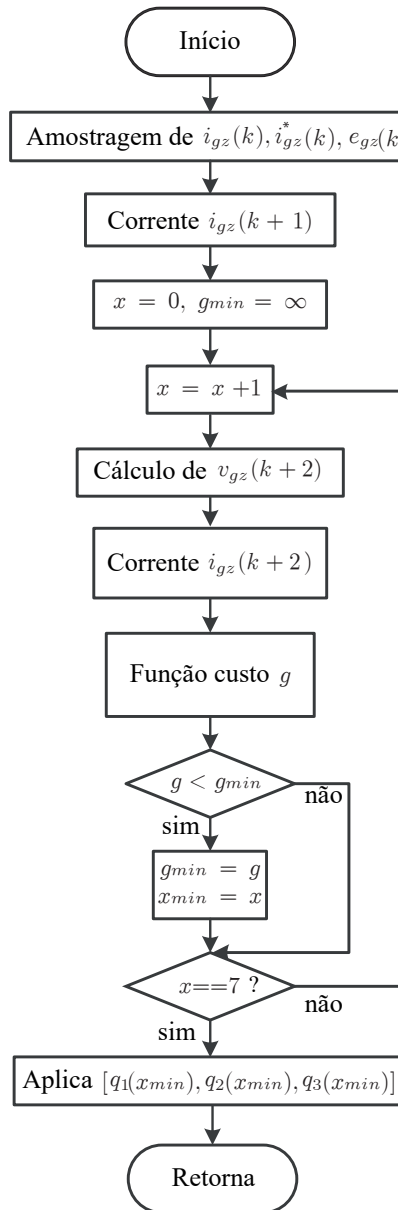
$$g = \sum_{z=1}^3 [i_{gz}^*(k) - i_{gz}(k+2)]^2 + (1 - q_{min})\lambda \quad (2.30)$$

onde q_{min} recebe o sinal de comutação do semiconductor controlado no caminho da fase referencial em menor valor, ou seja, q_1 , q_2 ou q_3 . Por exemplo, considerando os setores 1-9 que dividem o período das correntes trifásicas, Figura 9, e escolhendo o setor 2 para análise, tem-se que i_{g1} possui o maior valor, i_{g3} é zero e i_{g2} tem valor mínimo. Logo, q_{min} recebe o valor atribuído ao sinal no caminho da corrente de fase i_{g2} , ou seja, q_2 . Deste modo, pela equação (2.30), os vetores disponíveis para o setor 2, conforme Tabela 2, são priorizados.

Além do controle de corrente, uma malha externa de controle é utilizada para o controle da tensão no barramento CC, a qual gera a amplitude das correntes de referência. As correntes de referência são sincronizadas com as tensões da fonte geradora através de um esquema denominado PLL (do inglês *Phase-Locked Loop*), abordado em Filho et al. (2008). Para tal esquema, a tensão da fonte e_g é medida e o resultado do produto desta com uma corrente fictícia em quadratura passa por um filtro passa-baixas, de modo a extrair o valor médio da potência fictícia gerada por este produto. Posteriormente, um controlador PI é empregado para o ajuste da potência em um valor referencial nulo e, em seguida, um integrador é utilizado para a obtenção do ângulo estimado da fonte, realimentando a variável de corrente fictícia.

Os passos para a implementação do FCS-MPC para o HCBR são apresentados no fluxograma da Figura 11. Como exposto, primeiramente as correntes e tensões de fase são medidas e, em seguida, a corrente no primeiro horizonte $i_{gz}(k+1)$ é calculada com os estados selecionados na iteração anterior. Posteriormente, uma estrutura de repetição, determinada pelo comando *for*, testa todos os estados de comutação possíveis no cálculo da corrente prevista no horizonte de previsão ($k+2$). O valor mínimo da função custo é armazenado junto com o estado de comutação que o minimiza. Em seguida, ao final do laço, o estado de comutação que produz o menor erro é aplicado.

Figura 11 – Fluxograma do FCS-MPC para o retificador semicontrolado.



Fonte: Elaborado pela autora.

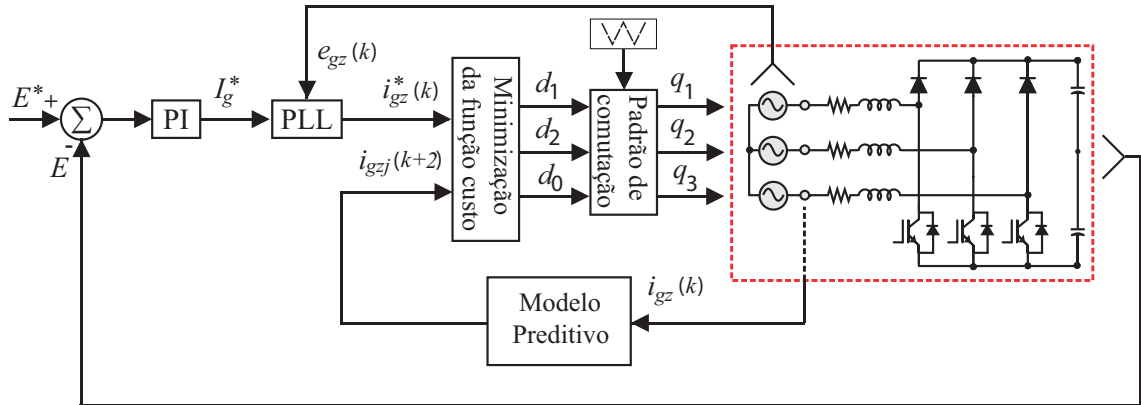
2.4.2 M²PC

A técnica de controle preditivo discutida em Rivera et al. (2015a) foi empregada no conversor HCBR. O esquema de controle M²PC é demonstrado na Figura 12 em forma de diagrama de blocos. O padrão de otimização do M²PC é bastante similar ao do FCS-MPC, exceto pela adição da modulação vetorial espacial (SVM). A partir da SVM é possível definir seis setores estabelecidos pela combinação de dois vetores adjacentes dos seis vetores ativos do conversor. Cada par de vetores adjacentes é determinado pelas combinações $[(S_4, S_6), (S_6, S_2), (S_2, S_3), (S_3, S_1), (S_1, S_5), (S_5, S_4)]$, mostradas na Tabela 3. Assim, cada vetor pertencente ao par é avaliado pela função custo:

$$g_j = \sum_{z=1}^3 [i_{gz}^*(k) - i_{gzj}(k+2)]^2 \quad (2.31)$$

onde o índice j é referente a cada vetor adjacente do par em análise, logo $j = (1, 2)$. A função custo g_0 para o vetor nulo é avaliada a partir do cálculo de $i_{gz0}(k+2)$, com $v_{gz} = 0$.

Figura 12 – Diagrama de blocos do controle M²PC para o conversor HCBR.



Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 3 – Vetores adjacentes.

Par de vetores adjacentes	
(S_4, S_6)	$100 \Rightarrow 110$
(S_6, S_2)	$110 \Rightarrow 010$
(S_2, S_3)	$010 \Rightarrow 011$
(S_3, S_1)	$011 \Rightarrow 001$
(S_1, S_5)	$001 \Rightarrow 101$
(S_5, S_4)	$101 \Rightarrow 100$

Fonte: Elaborado pela autora.

Em seguida, uma função custo modificada é utilizada para a avaliação dos pares de vetores adjacentes, a qual considera as razões cíclicas d_0 , d_1 e d_2 , ou seja, a razão de aplicação entre os vetores ativos e nulo. De acordo com Rivera et al. (2015a), as

razões cíclicas podem ser calculadas a partir da admissão de que elas são inversamente proporcionais ao valor da função custo correspondente, logo:

$$d_0 = \frac{K}{g_0} \quad (2.32)$$

$$d_1 = \frac{K}{g_1} \quad (2.33)$$

$$d_2 = \frac{K}{g_2} \quad (2.34)$$

$$d_0 + d_1 + d_2 = 1 \quad (2.35)$$

onde K é uma constante de normalização.

Resolvendo o sistema de equações (2.32)-(2.35) as seguintes expressões para as razões cíclicas são obtidas:

$$d_0 = \frac{g_1 g_2}{g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2} \quad (2.36)$$

$$d_1 = \frac{g_0 g_2}{g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2} \quad (2.37)$$

$$d_2 = \frac{g_0 g_1}{g_0 g_1 + g_1 g_2 + g_0 g_2} \quad (2.38)$$

A função custo para o par de vetores adjacentes é determinada por:

$$g = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (2.39)$$

De modo similar ao proposto no método FCS-MPC, foi estabelecida uma função custo que priorizasse os possíveis pares de vetores adjacentes para cada um dos nove setores expostos na Tabela 2. A função custo é então estabelecida por:

$$g = d_1 g_1 + d_2 g_2 + [(1 - q_{min1}) + (1 - q_{min2})]\lambda \quad (2.40)$$

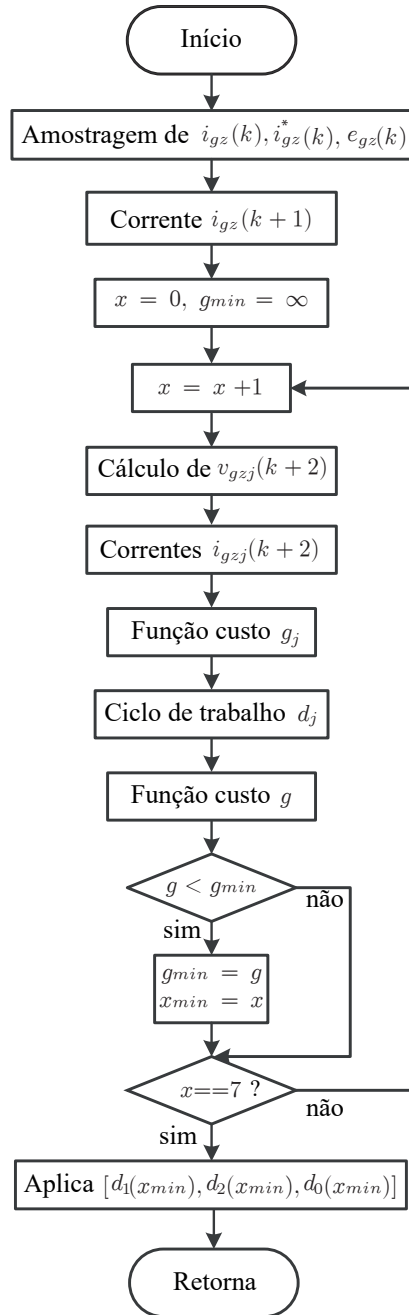
onde q_{min1} e q_{min2} recebem o sinal de comutação do semicondutor controlado, referente ao vetor adjacente 1 e 2, respectivamente, no caminho da fase referencial em menor valor. Considerando o setor 2 como exemplo, visto na Figura 9, a corrente i_{g2} tem menor valor entre as correntes trifásicas. Assim, q_{min1} irá receber o valor atribuído a q_2 referente ao primeiro vetor que forma o par de vetores adjacentes e q_{min2} irá receber o valor de q_2 do segundo vetor pertencente ao par. Caso a estrutura de repetição esteja em sua primeira iteração, ou seja, avaliando o par de vetores (100, 110), q_{min1} irá receber o valor 0 e q_{min2} irá receber o valor 1, ambos referentes ao estado q_2 em cada vetor que constitui o par.

A amplitude das correntes de referência $i_{gz}^*(k)$ é determinada pela malha externa de controle de tensão no barramento CC e a sincronização com a tensão de entrada é realizada pelo esquema de PLL.

A implementação do M²PC para o HCBR é demonstrada no fluxograma da Figura 13. Inicialmente as correntes e tensões de fase são medidas e, em seguida, $i_{gz}(k+1)$ é

calculada. Posteriormente, no laço *for*, todos os pares de vetores adjacentes são testados no cálculo das correntes previstas no horizonte de previsão ($k + 2$) e também são calculadas as correntes previstas para o vetor nulo. Em seguida, as funções custo para o vetor nulo e para os vetores adjacentes g_0 , g_1 e g_2 são obtidas como em (2.31) e as razões cíclicas são determinadas. A função custo em função das razões cíclicas é então determinada, onde são selecionados os vetores e as razões cíclicas que a minimizam.

Figura 13 – Fluxograma do M²PC para o retificador semicontrolado.



Fonte: Elaborado pela autora.

Os sinais de bloqueio são obtidos através da comparação das razões cíclicas com uma portadora triangular de alta frequência, conforme mostra a Figura 14. Os sinais em

comparação com o sinal da portadora triangular V_{t1} são determinados por:

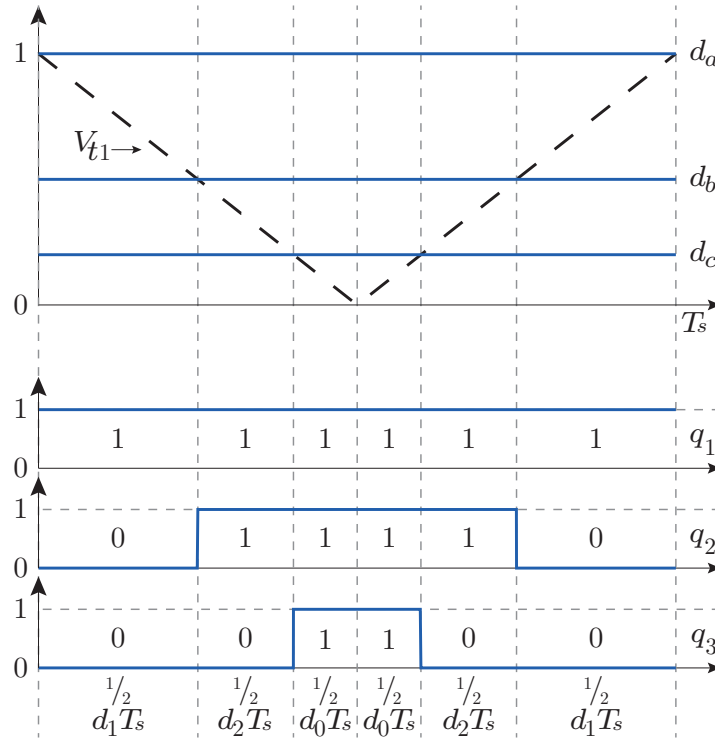
$$d_a = q_1^{(1)}d_1 + q_1^{(2)}d_2 + q_1^{(0)}d_0 \quad (2.41)$$

$$d_b = q_2^{(1)}d_1 + q_2^{(2)}d_2 + q_2^{(0)}d_0 \quad (2.42)$$

$$d_c = q_3^{(1)}d_1 + q_3^{(2)}d_2 + q_3^{(0)}d_0 \quad (2.43)$$

onde $q^{(1)}$, $q^{(2)}$, são os estados definidos para os vetores adjacentes 1 e 2, respectivamente, e $q^{(0)}$ os estados atribuídos ao vetor nulo.

Figura 14 – Padrão de chaveamento para o controle M²PC aplicado ao conversor HCBR.



Fonte: Elaborado pela autora.

2.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Simulações dos métodos de controle preditivo, FCS-MPC e M²PC, apresentados anteriormente foram realizadas para verificar o desempenho do sistema. Todas as simulações usaram um controlador de corrente e tensão em cascata, regulando a tensão do barramento CC a partir de um controlador proporcional-integral (PI) e gerando as referências de corrente. O sistema foi verificado considerando-se a aplicação da topologia como retificadora, utilizando uma fonte trifásica representando a rede. A Tabela 4 mostra os parâmetros de simulação do circuito.

A avaliação das correntes de entrada para cada método de controle foi realizada a partir do cálculo da taxa de distorção harmônica (THD), definida em Holmes e Lipo

Tabela 4 – Parâmetros de simulação.

Parâmetro	Valor
Potência do Sistema (P_o)	1,6 kW
Tensão de Fase (e_{gz})	127 V
Indutância do Filtro (L_g)	10 mH
Resistência do Filtro (R_g)	0,5 Ω
Tensão de Referência do Barramento CC (E)	400 V

Fonte: Elaborado pela autora.

(2003) por:

$$THD = \sqrt{\sum_{h=2}^{N_h} \left(\frac{i_h}{i_1}\right)^2} \quad (2.44)$$

onde i_h é a amplitude da corrente de ordem harmônica h , i_1 é a amplitude da corrente fundamental e N_h é o número de harmônicas considerado, sendo este definido em cinquenta.

2.5.1 FCS-MPC

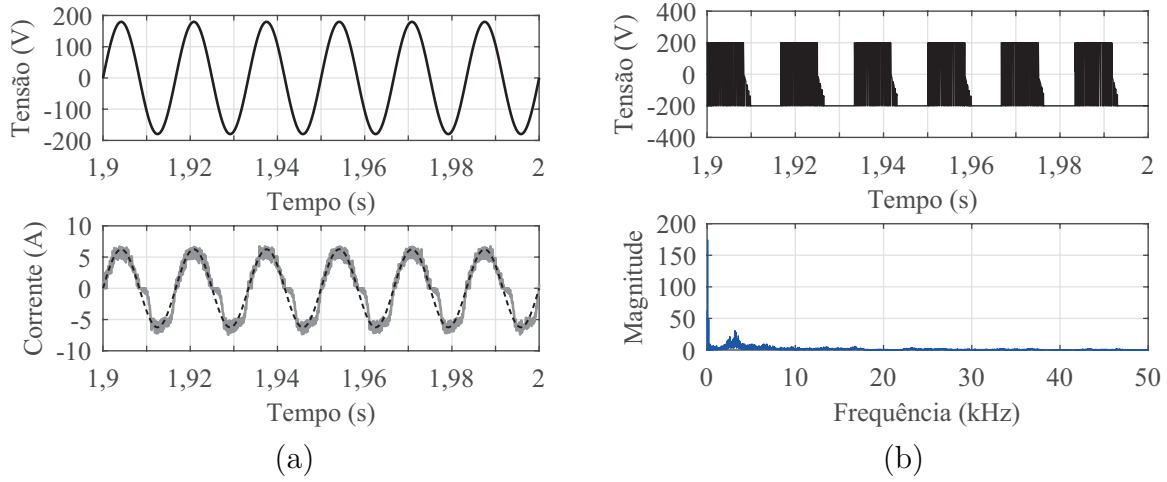
Simulações do HCBR empregando o controle FCS-MPC foram realizadas para diferentes cenários com o intuito de alcançar melhor desempenho do sistema. Em todos os casos, um tempo de amostragem T_s de 50 μ s foi adotado.

2.5.1.1 Sem compensação de atraso

A Figura 15(a) mostra a tensão da rede e a corrente na fase 1 obtidas pela aplicação do método de controle preditivo FCS-MPC. Para este caso, não foi considerada a compensação de atraso e a função custo empregada foi a estabelecida em (2.29), ou seja, sem delimitação de vetores por setor. Observando a corrente, nota-se que no semiciclo positivo a corrente medida não é centralizada em torno da referência imposta, fato este que se deve à tentativa do controle em impor corrente senoidal no semiciclo negativo, o que acaba interferindo na modulação do semiciclo positivo das demais fases, e a escolha de vetores que não permitem a modulação adequada do semiciclo positivo. A taxa de distorção harmônica da corrente foi de 20,63%.

A tensão de polo v_{10} e o espectro de frequências obtidos a partir desta tensão são observados na Figura 15(b). Nota-se uma ampla faixa de frequência ao longo do espectro, limitada pelo tempo de amostragem estabelecido. Este fato é devido a frequência de chaveamento variável do conversor sob o método de controle FCS-MPC.

Figura 15 – Resultados de simulação para o FCS-MPC sem compensação de atraso. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

2.5.1.2 Com compensação de atraso

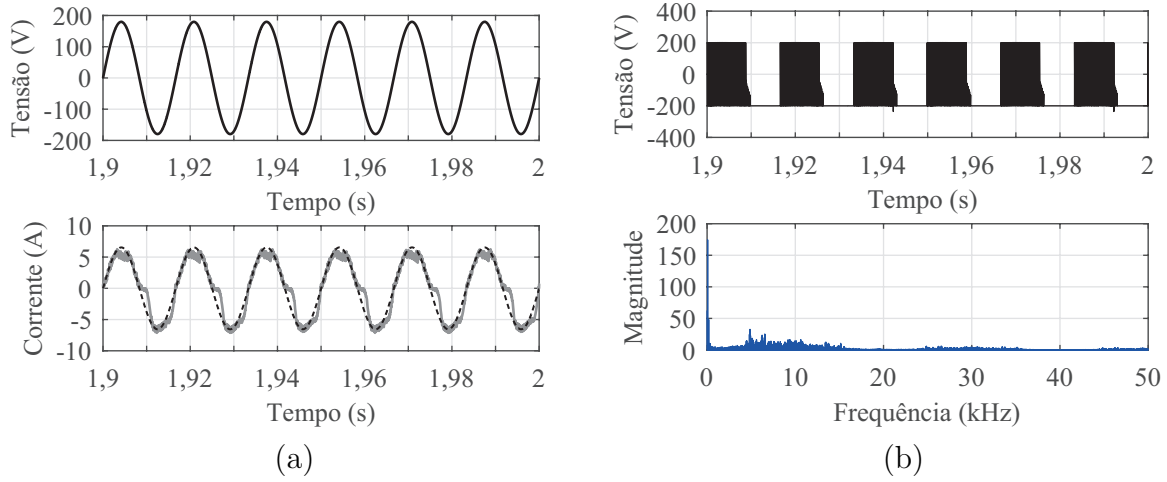
Com a finalidade de verificar o impacto da compensação de atraso no controle preditivo FCS-MPC, foi realizada a simulação do circuito com a previsão da corrente no instante $(k + 2)$. Os resultados foram obtidos sob as mesmas circunstâncias dos resultados anteriores, exceto pela previsão da corrente um instante a frente. A Figura 16(a) mostra a corrente e a tensão na fase 1 do circuito. A THD da corrente de entrada foi de 20,53%. Percebe-se que no topo do semiciclo positivo a corrente medida ainda apresentou menor valor que a referência imposta, assim como visualizado no caso sem compensação de atraso. Entretanto, o presente caso exibe de forma mais acentuada essa imprecisão devido a maior frequência de chaveamento obtida pelo método, como é mostrado no espectro de frequência da Figura 16(b), onde o espectro de frequência é concentrado em torno de 7 kHz.

2.5.1.3 Seleção de vetores por setor

Como o desempenho do conversor é determinado pela aplicação dos possíveis vetores por setor das correntes trifásicas, a função custo definida em (2.30), que impõe restrições à escolha dos vetores para cada setor, foi empregada para análise dos resultados. Foi utilizado na função custo um fator peso λ igual a 210, determinado empiricamente, e o método aplicado foi o com compensação de atraso.

Os resultados de tensão e corrente de entrada são mostrados na Figura 17(a). Do mesmo modo apresentado anteriormente, em trechos do semiciclo positivo a corrente medida não consegue acompanhar a referência imposta devido a tentativa do controle em impor uma corrente senoidal no semiciclo negativo de cada fase. A THD apresentada pela corrente de entrada foi de 17,77%, valor menor que a obtida no caso sem delimitação de

Figura 16 – Resultados de simulação para o FCS-MPC com compensação de atraso. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).

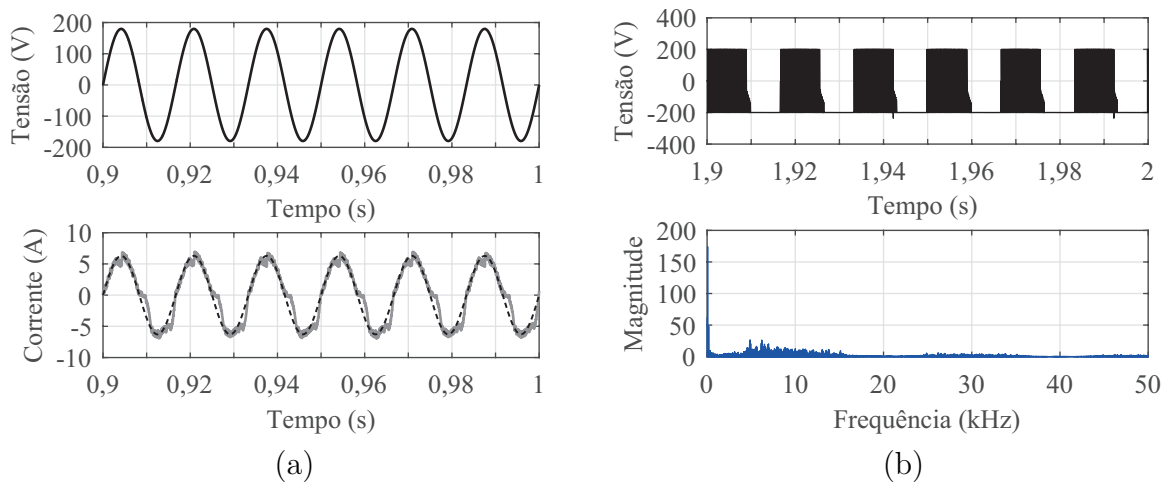


Fonte: Elaborado pela autora.

vetores de chaveamento por setor.

Na Figura 17(b) são apresentados a tensão de polo v_{10} e o espectro de frequências obtidos a partir da tensão de polo. Analogamente aos resultados apresentados anteriormente, uma ampla faixa de frequências é observado no espectro. Contudo, percebe-se uma concentração maior em aproximadamente 7 kHz, devido a maior frequência de chaveamento do conversor com a imposição da compensação de atraso.

Figura 17 – Resultados de simulação para o FCS-MPC com delimitação de vetores por setor. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

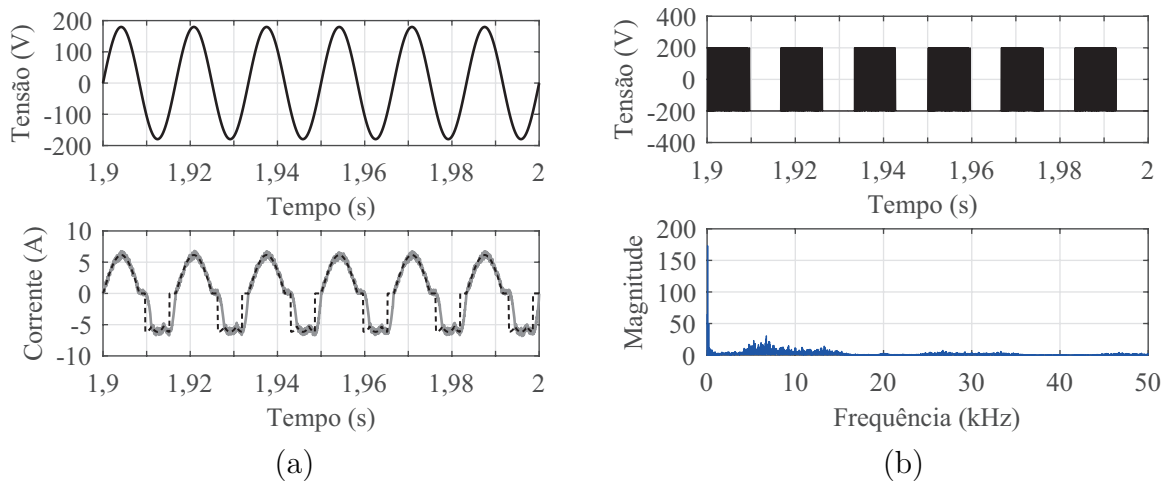
2.5.1.4 Imposição de referências de corrente não senoidais

Como no conversor semicontrolado os semiciclos negativos das correntes de entrada não podem ser modulados, formas de onda teóricas de referência foram geradas a partir das referências senoidais de corrente, reproduzindo as correntes trifásicas apresentadas na Figura 9, de modo que o semiciclo não controlado compense o semiciclo controlado. Assim, o controle preditivo é aplicado com uma referência não senoidal e com a imposição de restrições por setor a partir da função custo estabelecida em (2.30).

Na Figura 18(a) são mostradas a tensão e corrente de entrada do retificador semicontrolado. Percebe-se que com a imposição de referências distorcidas foi possível obter um semiciclo positivo modulado com formato senoidal acomodado em torno da referência de corrente. Apesar disso, o conteúdo harmônico da corrente de entrada, 23,79%, apresentou o maior valor dentre os observados com as variações no FCS-MPC apresentadas anteriormente. A causa desse aumento na THD foi a assimetria entre os semiciclos positivo e negativo.

A tensão de polo e o espectro de frequência obtido a partir desta tensão são observados na Figura 18(b), com um espectro de frequências concentrado em torno de 7 kHz.

Figura 18 – Resultados de simulação para o FCS-MPC com referências de corrente não senoidais. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



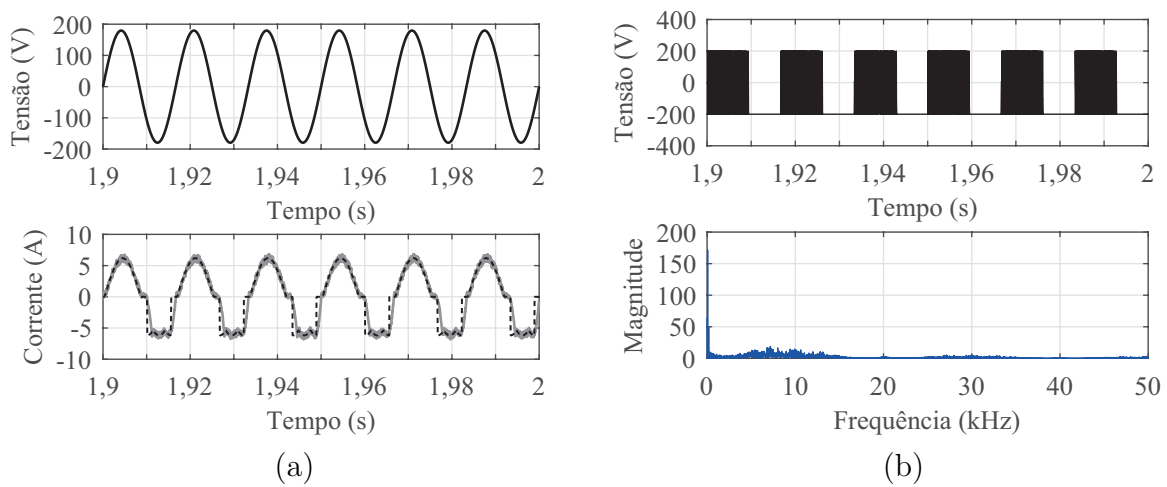
Fonte: Elaborado pela autora.

2.5.1.5 Sincronização das correntes com a tensão gerada pelo conversor

Como pode se observar, a THD para todos os cenários apresentados anteriormente foi de aproximadamente 20%. Apesar de um fator de potência unitário ser desejado nas aplicações de retificadores, um pequeno atraso na corrente ou a sincronização desta com a tensão gerada pelo retificador pode reduzir a THD da corrente ao custo de uma pequena

redução no fator de potência. Tal comportamento foi verificado através de simulação empregando o controle FCS-MPC, com a corrente sendo sincronizada com a tensão gerada pelo conversor. Na Figura 19(a) são mostradas a tensão e a corrente de entrada obtidas na fase 1 e na Figura 19(b) são observadas a tensão de polo e o espectro de frequências. A THD da corrente foi igual a 18,59%, decréscimo de aproximadamente 21% no valor da THD apresentada no caso anterior sob as mesmas condições paramétricas e de controle.

Figura 19 – Resultados de simulação para o FCS-MPC com sincronização das correntes com a tensão gerada pelo conversor. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

2.5.1.6 Comparação dos diferentes cenários utilizando a técnica FCS-MPC

A Tabela 5 mostra os resultados de THD obtidos para cada variação aplicada à técnica de controle FCS-MPC apresentadas anteriormente. Cada cenário empregado teve como objetivo o aprimoramento da técnica de controle, buscando um semiciclo positivo controlado das correntes de fase e a redução da THD.

Tabela 5 – Resultados de THD para a técnica de controle FCS-MPC.

Cenários aplicados na técnica FCS-MPC	THD
Sem compensação de atraso	20,63%
Com compensação de atraso	20,53%
Com seleção de vetores por setor	17,77%
Com referência de corrente não-senoidal	23,79%
Com sincronização das correntes com v_{1N}	18,59%

Fonte: Elaborado pela autora.

Conforme pode-se observar, a implementação de uma compensação de atraso e, também, a imposição de restrições na escolha de vetores por setor de operação resultaram

na redução da THD quando comparada à obtida com a técnica sem compensação de atraso. Por outro lado, o emprego de referências de corrente não-senoidais em busca de um semiciclo positivo modulado com formato senoidal resultou no aumento da THD comparando estes resultados aos obtidos nos casos anteriores. Este fato se deve a distorção inserida no semiciclo negativo da corrente de referência, obtendo-se assim um maior conteúdo harmônico nas correntes de entrada do retificador. De modo a reduzir este conteúdo harmônico, as correntes de entrada foram sincronizadas com a tensão gerada pelo conversor (v_{1N}). Apesar do fator de potência sofrer redução a partir da inserção de um atraso na corrente, obteve-se com esta alteração o menor resultado de THD entre os casos testados.

2.5.2 M²PC

Com a finalidade de eliminar o espectro harmônico distribuído, observado no método FCS-MPC, e melhorar o desempenho do sistema, a técnica de controle preditivo M²PC foi empregada ao conversor semicontrolado. Os mesmos parâmetros e casos apresentados anteriormente foram considerados, com exceção do tempo de amostragem T_s que foi definido em 100 μ s. Além disso, uma portadora triangular de 10 kHz foi utilizada para obtenção dos estados de bloqueio dos semicondutores controlados do conversor a partir da comparação com as razões cíclicas.

2.5.2.1 Sem compensação de atraso

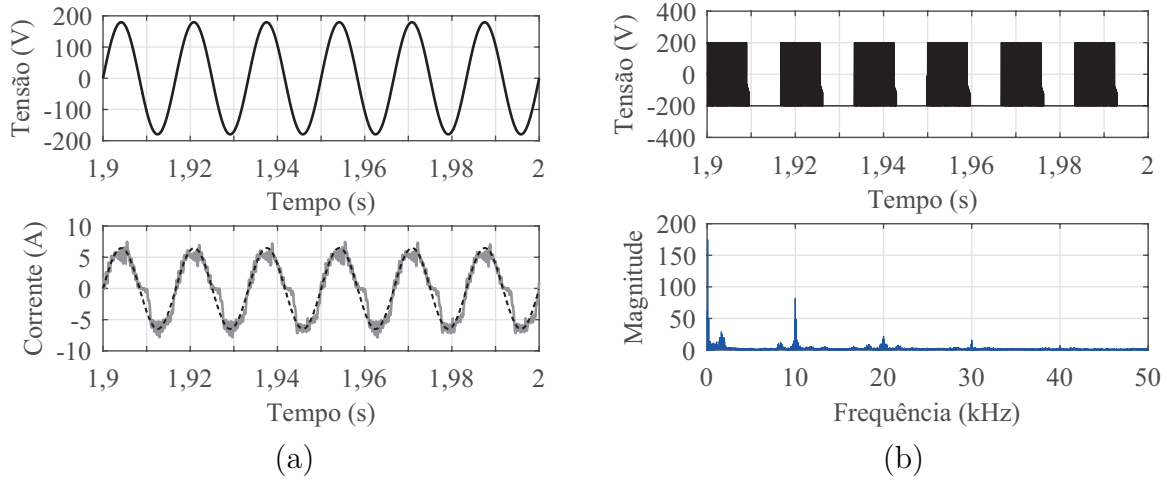
Os resultados obtidos empregando o M²PC sem compensação de atraso são mostrados na Figura 20. A função custo utilizada não delimita vetores por setor e é estabelecida em (2.39). De modo similar ao observado no FCS-MPC, o emprego do algoritmo sem compensação de atraso gera maiores erros entre a variável medida e sua referência, como pode ser observado na corrente exposta na Figura 20(a). O conteúdo harmônico apresentado pela corrente, medido como THD, foi de 22,61%.

A tensão de polo v_{10} e o espectro de frequências são mostrados na Figura 20(b). Diferentemente do observado no método FCS-MPC, o método M²PC não resulta em um espectro de frequência espalhado, mas sim observa-se um espectro concentrado na frequência da portadora inclusa no estágio de modulação.

2.5.2.2 Com compensação de atraso

A compensação de atraso no controle M²PC foi imposta na simulação do circuito com a previsão da corrente no instante $(k + 2)$. Na Figura 21(a) são mostradas a tensão e a corrente na fase 1 do circuito, onde a taxa de distorção harmônica da corrente foi de 20%. Nota-se que o erro entre a corrente de referência e a medida foi reduzido em

Figura 20 – Resultados de simulação para o M²PC sem compensação de atraso. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).

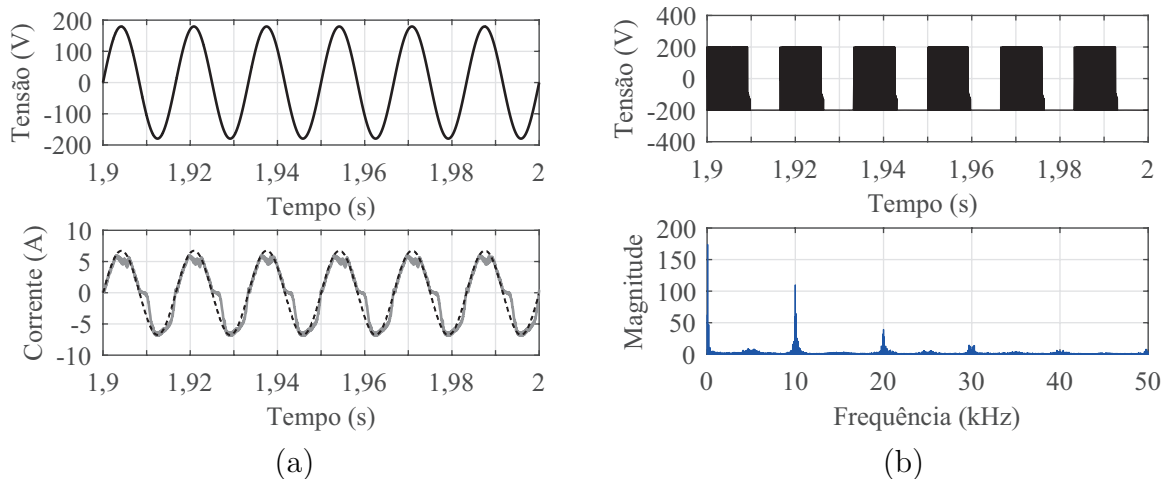


Fonte: Elaborado pela autora.

comparação com o método sem compensação de atraso. Contudo, o topo do semiciclo positivo da corrente medida ainda apresentou erro elevado em relação a referência.

A tensão de polo e o espectro de frequência, centrado na frequência da portadora e seus múltiplos, são mostrados na Figura 21(b).

Figura 21 – Resultados de simulação para o M²PC com compensação de atraso. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



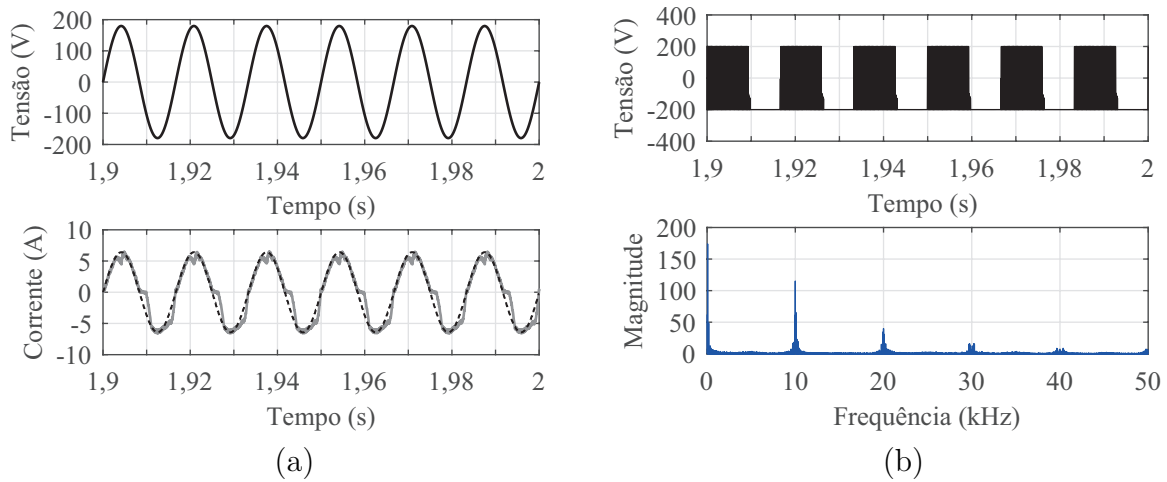
Fonte: Elaborado pela autora.

2.5.2.3 Seleção de vetores por setor

A limitação de vetores por setor de operação do conversor foi testada a partir do emprego da função custo definida em (2.40), com o fator peso λ igual a 210. Os resultados

obtidos são mostrados na Figura 22. A taxa de distorção harmônica da corrente, 17,45% foi menor do que a observada no caso anterior e o erro entre as variável medida de corrente e a referência em trechos do semiciclo positivo também foi reduzido. Na Figura 22(b) são mostrados a tensão de polo e o espectro de frequência na fase 1 do conversor.

Figura 22 – Resultados de simulação para o M²PC com delimitação de vetores por setor. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

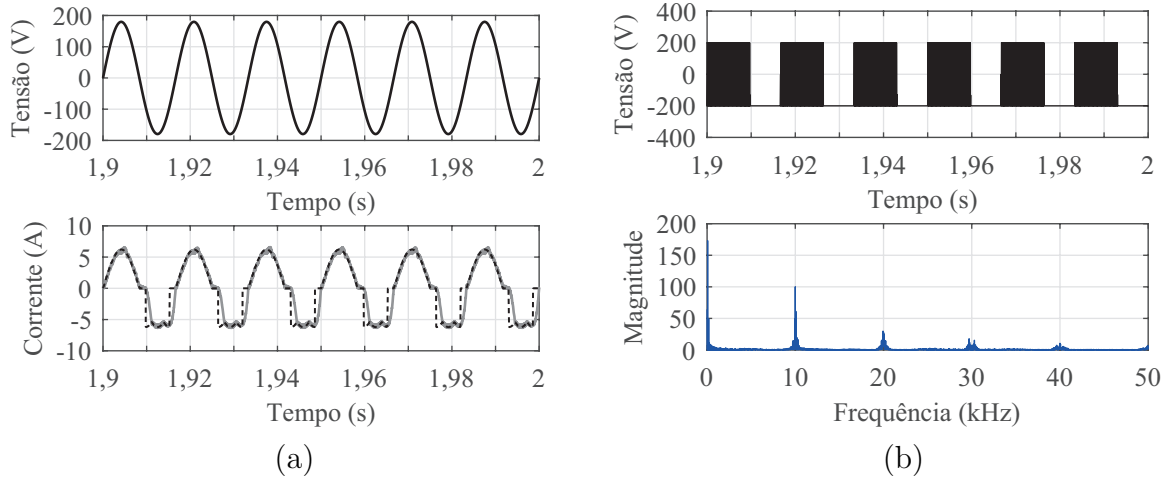
2.5.2.4 Imposição de referências de corrente não senoidais

A técnica foi aplicada com a corrente de referência modificada para equivaler as curvas mostradas na Figura 9, onde o esquema de detecção de setor e restrições na escolha de vetores, conforme função custo (2.40), também foi considerado. A tensão de entrada e a corrente na fase 1 são mostradas na Figura 23(a). É possível notar que o semiciclo positivo da corrente de entrada é centrado em torno da referência e a THD obtida para este caso foi de 20,47%, devido a assimetria imposta pela corrente de referência não senoidal. Na Figura 23(b) são mostrados a tensão de polo v_{10} e o espectro de frequências para esta condição.

2.5.2.5 Sincronização das correntes com a tensão gerada pelo conversor

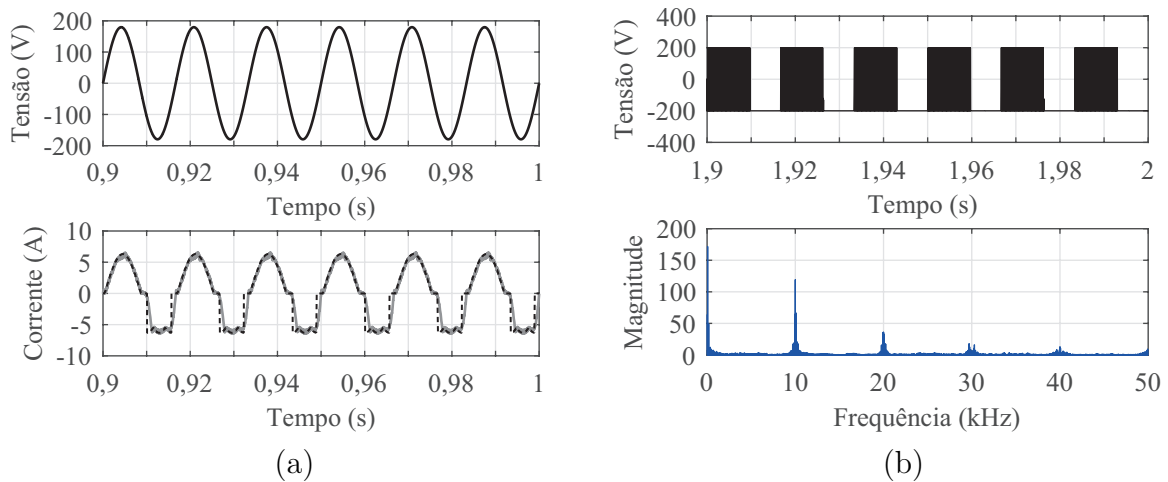
Do mesmo modo mostrado com o método FCS-MPC, o conteúdo harmônico da corrente de entrada pode ser reduzido a partir da sincronização desta com a tensão gerada pelo conversor v_{1N} . A Figura 24 mostra os resultados obtidos para este caso, com a THD da corrente igual a 16,11%. Este valor significou também um decréscimo de aproximadamente 21% no valor da THD apresentada no caso anterior.

Figura 23 – Resultados de simulação para o M²PC com referências de corrente não senoidais. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 24 – Resultados de simulação para o M²PC com sincronização das correntes com a tensão gerada pelo conversor. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

2.5.2.6 Comparação dos diferentes cenários utilizando a técnica M²PC

Os resultados de THD para cada caso apresentado anteriormente são mostrados na Tabela 6. Cada implementação teve como objetivo a melhora do desempenho do sistema com controle M²PC. Nota-se que houve diminuição do conteúdo harmônico na corrente com a implementação da técnica com compensação de atraso e, posteriormente, com seleção de vetores por setor. Contudo, quando foi utilizado uma referência de corrente não-senoidal houve aumento da THD da corrente, devido as distorções inseridas no semiciclo negativo. O melhor resultado de THD foi obtido com a sincronização das correntes de entrada com

a tensão gerada pelo conversor.

Tabela 6 – Resultados de THD para a técnica de controle M²PC.

Cenários aplicados na técnica M ² PC	THD
Sem compensação de atraso	22,61%
Com compensação de atraso	20%
Com seleção de vetores por setor	17,45%
Com referência de corrente não-senoidal	20,47%
Com sincronização das correntes com v_{1N}	16,11%

Fonte: Elaborado pela autora.

2.5.3 Análise comparativa

Os métodos de controle preditivo FCS-MPC e M²PC foram comparados com técnicas clássicas de controle para verificação do desempenho. Os parâmetros de comparação foram obtidos a partir do controle M²PC com compensação de atraso e com um tempo de amostragem T_s de 100 μ s. A frequência média de chaveamento do conversor (f_{sw}), utilizando o método M²PC, foi avaliada aplicando-se a expressão dada em (2.45), proposta por Young et al. (2014), sendo obtida uma frequência média de 13,4 kHz. Assim, os parâmetros aplicados nas técnicas de controle FCS-MPC, controle linear com PWM e de controle por histerese foram empregados para obter frequência de comutação comparável ao M²PC, ou seja, T_s igual a 25 μ s para o FCS-MPC, frequência da portadora igual a 6,7 kHz para o PWM e largura de banda de histerese igual a $\pm 0,2$ A.

$$f_{sw} = \frac{N_1 + N_2 + N_3}{3T} \quad (2.45)$$

onde N_1 , N_2 e N_3 são os números de ciclos de chaveamento nos braços 1, 2 e 3 do conversor HCBR, respectivamente, e T é o período considerado para a medição das trocas de estado dos comutadores.

Os métodos preditivos foram divididos em dois cenários. No cenário 1, referências de correntes senoidais são empregadas e no cenário 2, são utilizadas referências de correntes não senoidais. Para ambos os cenários são utilizados o método com compensação de atraso, função custo com restrição de vetores por setor e sincronização das correntes com a tensão da rede.

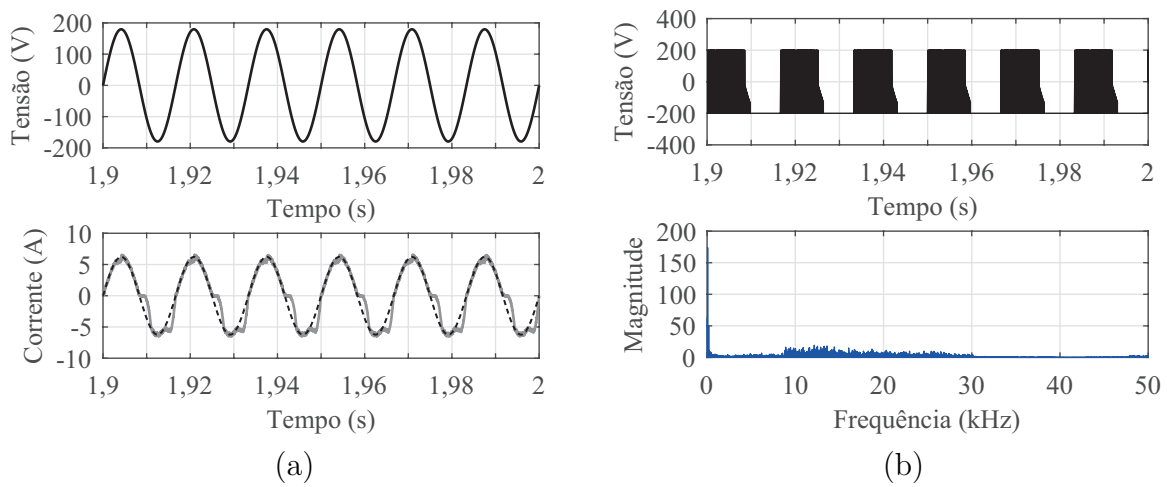
2.5.3.1 Cenário 1: FCS-MPC e M²PC com referência senoidal

Nas Figuras 25(a) e 26(a) são mostradas as tensões e correntes obtidas para os métodos FCS-MPC e M²PC, respectivamente, com a imposição de referências senoidais. Nota-se que em ambos os casos há um pequeno afundamento nos picos do semiciclo positivo das correntes medidas, devido a tentativa do controle em impor correntes senoidais no

semiciclo negativo. A taxa de distorção da corrente empregando o FCS-MPC foi de 20,01% enquanto que a utilização do M²PC resultou em uma THD de 17,45%.

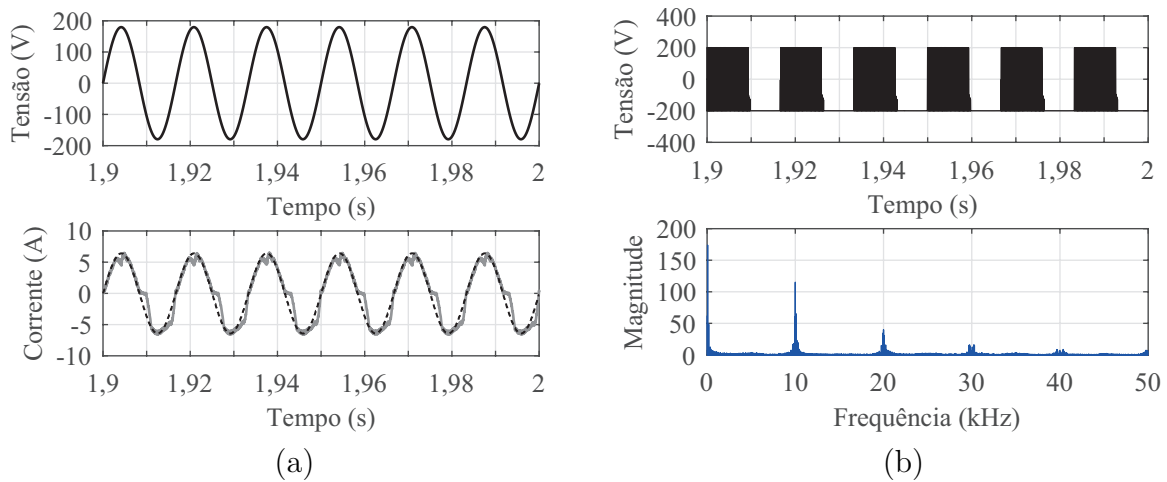
A tensão de polo e o espectro de frequência do FCS-MPC e do M²PC são mostrados nas Figuras 25(b) e 26(b), respectivamente. Percebe-se uma grande diferença entre o espectro dos circuito sob os diferentes métodos de controle, onde o primeiro encontra-se espalhado e o segundo centrado na frequência da portadora triangular.

Figura 25 – Resultados de simulação para o FCS-MPC no cenário 1. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 26 – Resultados de simulação para o M²PC no cenário 1. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).

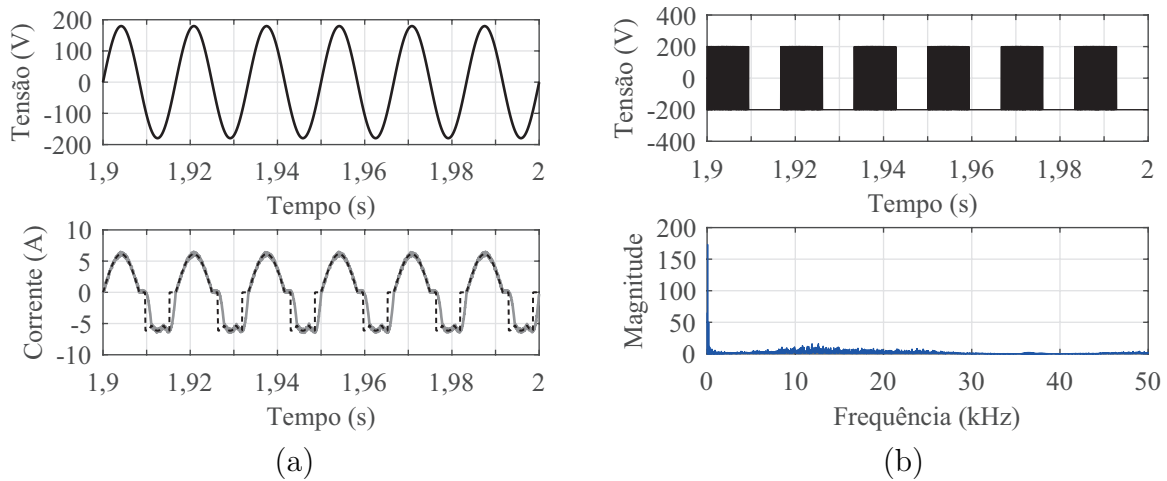


Fonte: Elaborado pela autora.

2.5.3.2 Cenário 2: FCS-MPC e M²PC com referência não senoidal

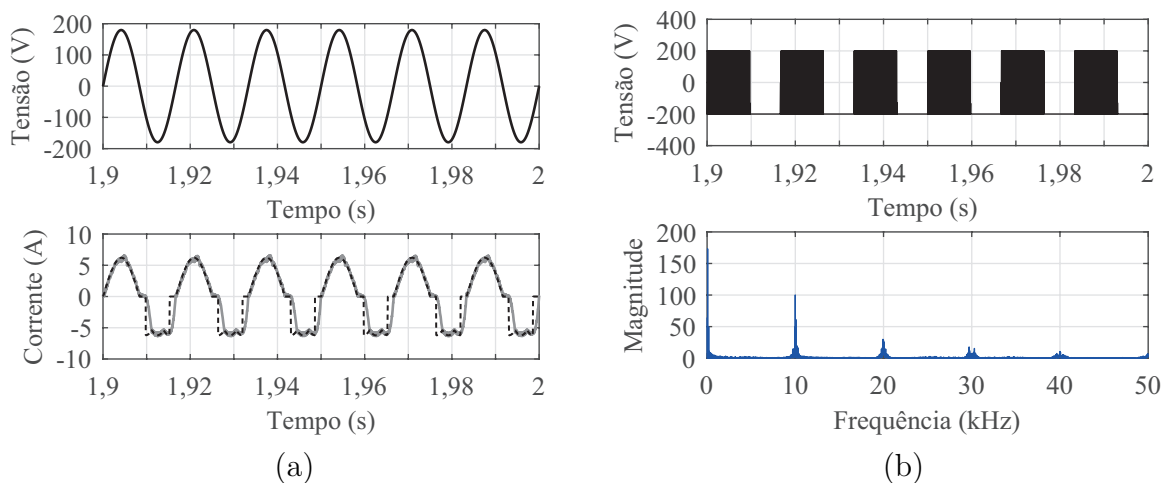
As tensões e correntes obtidas para os métodos FCS-MPC e M²PC com a imposição de referências não senoidais são mostradas nas Figuras 27(a) e 28(a), respectivamente. Com a imposição da referência modificada, o semiciclo positivo das correntes medidas, utilizando ambas as técnicas de controle, foram modulados em torno da referência. Entretanto, conforme observado anteriormente, a imposição desta corrente assimétrica resulta em maior conteúdo harmônico na corrente de entrada. Utilizando o método FCS-MPC a THD da corrente foi igual a 23,08% e empregando o M²PC foi obtida uma THD de 20,47% na corrente de entrada.

Figura 27 – Resultados de simulação para o FCS-MPC no cenário 2. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 28 – Resultados de simulação para o M²PC no cenário 2. (a) Tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior). (b) Tensão de polo (superior) e espectro de frequências (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

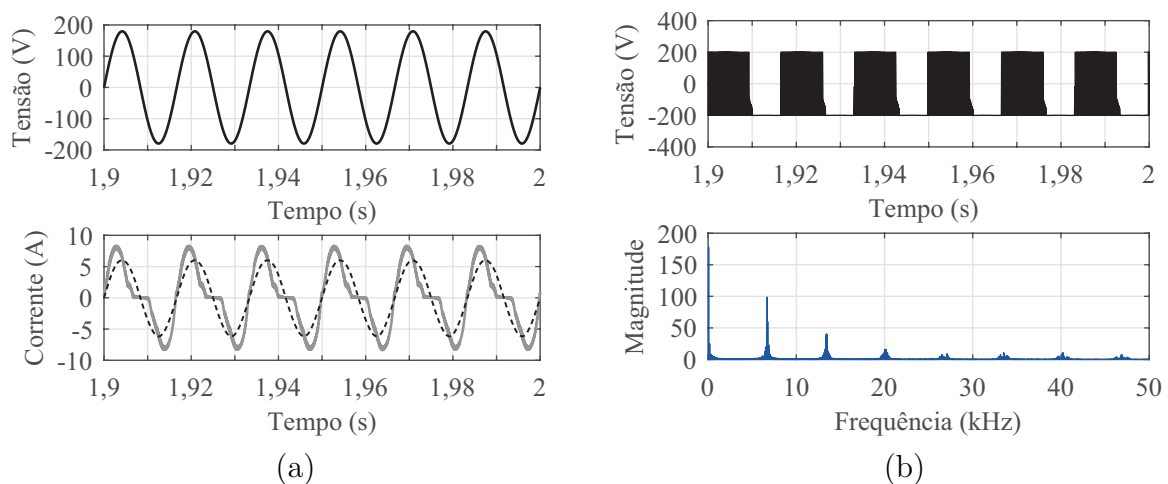
2.5.3.3 Controle linear com PWM e controle por histerese

No modelo de controle linear com PWM, as correntes de referência e medidas são comparadas e o erro entre elas é processado pelo controlador PI, gerando os comandos de tensão para o modulador PWM. Foi utilizado o controlador PI ressonante, descrito em Jacobina et al. (2001), e os ganhos utilizados no controlador foram calculados com base nos parâmetros apresentados para o alcance de polos reais e idênticos, obtendo-se um ganho proporcional (K_p) igual a 3,35 e um ganho integral (K_i) igual a 167,5. A técnica de modulação aplicada foi a proposta por Blasko (1997). A Figura 29(a) mostra a tensão de fase (superior) e a corrente (inferior) obtidas pela simulação do circuito usando o método de controle PI com PWM. Nota-se que a corrente medida diverge da corrente de referência e possui uma THD de 55,34% devido a descontinuidades na transição dos estados aplicados.

Por outro lado, quando aplicado o esquema de controle usando modulação por histerese, a corrente de entrada de cada fase é comparada com a respectiva corrente de referência. São definidos limites máximos e mínimos de corrente, que estabelecem a largura de banda da histerese, e a operação de comutação ocorre quando esses limites são atingidos, portanto, a corrente de entrada é controlada em torno da corrente de referência. A tensão e a corrente obtidas para este esquema de controle são mostradas na Figura 30(a). A corrente aparece em fase com a tensão e a THD da corrente é igual a 23,02%.

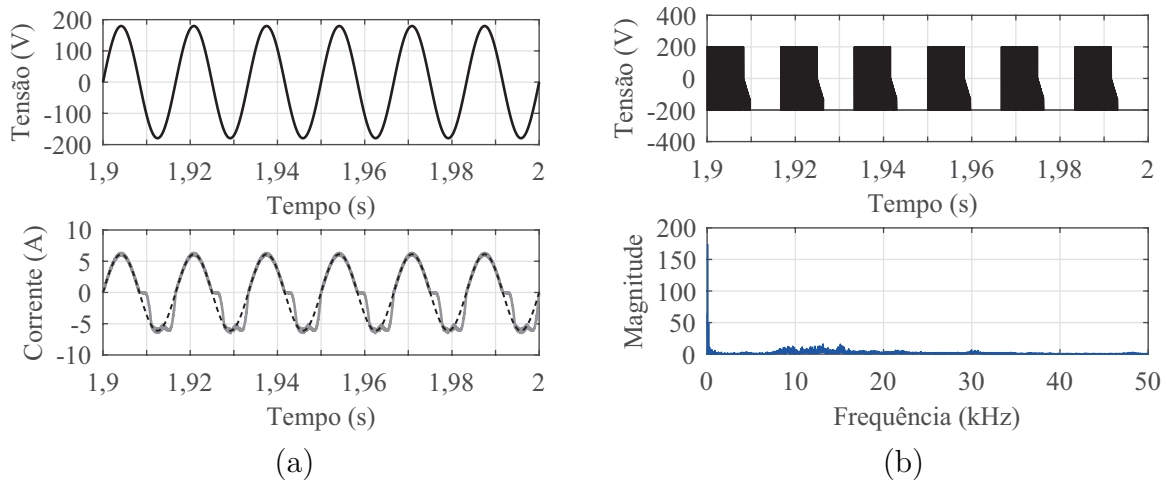
As tensões de polo e os espectros de frequência para as técnicas de controle PI e por histerese são exibidos nas Figuras 29(b) e 30(b). Como mostrado na Figura 29(b), o controle linear com PWM possui uma frequência de comutação fixa determinada pela frequência da portadora, enquanto o controle por histerese mostra uma ampla faixa de frequência, como visto na Figura 30(b).

Figura 29 – Resultados de simulação da tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior) da fase 1 para o controle linear com PWM.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 30 – Resultados de simulação da tensão da rede (superior) e corrente da rede (inferior) da fase 1 para o controle por histerese.



Fonte: Elaborado pela autora.

2.5.3.4 Comparação entre os diferentes métodos aplicados ao HCBR

A Tabela 7 mostra os resultados de THD para todos os métodos apresentados anteriormente. A análise da THD demonstra que os métodos FCS-MPC e M²PC apresentam resultados melhores que o controle linear com PWM e resultados similares ou melhores que o controle por histerese. Mesmo com a utilização de uma referência de corrente não senoidal, a THD utilizando o FCS-MPC, 23,08%, foi aproximada da apresentada pelo controle por histerese, 23,02%. Já a obtida com o M²PC com referência de corrente não senoidal, 20,47%, resultou num decréscimo de 11% em relação ao valor obtido com o controle por histerese.

Tabela 7 – Resultados de THD, tempo de recuperação e variação de tensão ΔV para as técnicas de controle FCS-MPC, M²PC, PI com PWM e histerese.

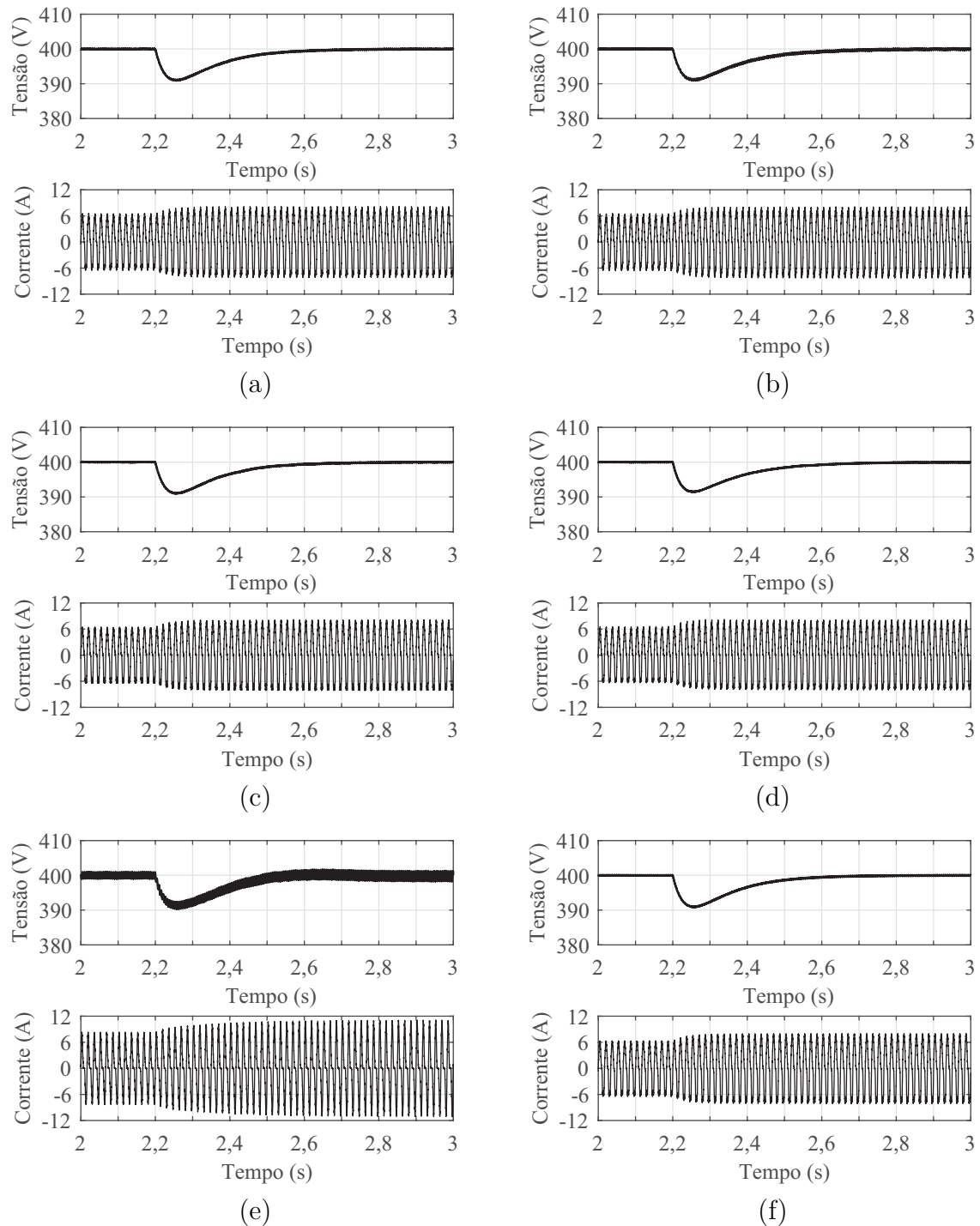
Técnica de controle	THD	Tempo de recuperação	ΔV
FCS-MPC com referência senoidal	20,01%	0,75 s	$\pm 0,2$ V
M ² PC com referência senoidal	17,45%	0,75 s	$\pm 0,2$ V
FCS-MPC com referência não senoidal	23,08%	0,75 s	$\pm 0,2$ V
M ² PC com referência não senoidal	20,47%	0,75 s	$\pm 0,2$ V
PI com PWM	55,34%	0,75 s	$\pm 1,58$ V
Histerese	23,02%	0,75 s	$\pm 0,2$ V

Fonte: Elaborado pela autora.

O desempenho dos controles FCS-MPC, M²PC, linear e por histerese em cascata com um controlador PI regulando a tensão do barramento CC foi ainda verificado aplicando-se um degrau de carga. A potência do sistema foi alterada de 1,6 kW a 2 kW através da variação de carga. As Figuras 31(a)-31(f) mostram a dinâmica do barramento CC (superior) e da corrente i_{g1} (inferior) quando o sistema é acionado. O tempo de recuperação do sistema empregando os controles FCS-MPC, M²PC, linear com PWM e histerese

foi de aproximadamente 0,75 s, comprovando a rápida resposta dinâmica dos modelos preditivos comparável ao controle por histerese. Em se tratando da variação de tensão ΔV no barramento após o degrau, o controle linear apresentou variação de $\pm 1,58$ V, enquanto que nos controles por histerese e preditivos a variação foi de aproximadamente $\pm 0,2$ V.

Figura 31 – Resultados da simulação do barramento CC e corrente na fase 1 para um degrau na potência de 1,6 kW para 2 kW. (a) FCS-MPC com referência senoidal (b) M²PC com referência senoidal. (c) FCS-MPC com referência não senoidal (d) M²PC com referência não senoidal. (e) PI com PWM. (f) Histerese.



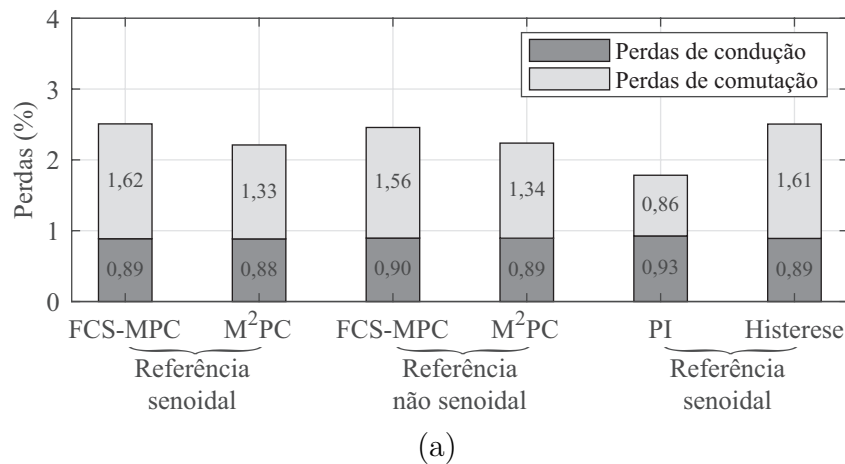
Fonte: Elaborado pela autora.

2.5.3.5 Análise de perdas

Uma análise de perdas realizada usando o módulo térmico IGBT SKM50GB12T4 do *software* PSIM é apresentada, como uma porcentagem da potência do sistema, no gráfico de barras da Figura 32. Os parâmetros utilizados nas técnicas de controle também foram empregados para se obter frequência média de comutação aproximadamente iguais a 6,7 kHz. É possível observar que as perdas de potência do conversor foram inferiores a 3% para todas as técnicas de controle empregadas, com perdas de comutação superiores às perdas de condução.

O controle por histerese e o controle FCS-MPC, implementados tanto com referência de corrente senoidal como não-senoidal, apresentaram maior percentual de perdas, em torno de 2,5%. O controle M²PC em ambos os cenários apresentou um percentual de perdas de aproximadamente 2,2%. Entretanto, o controle linear gerou menores perdas no sistema, em torno de 1,8%. Contudo, a distorção harmônica é muito maior que a obtida com os demais métodos.

Figura 32 – Perdas de condução e comutação do conversor HCBR sob diferentes técnicas de controle.

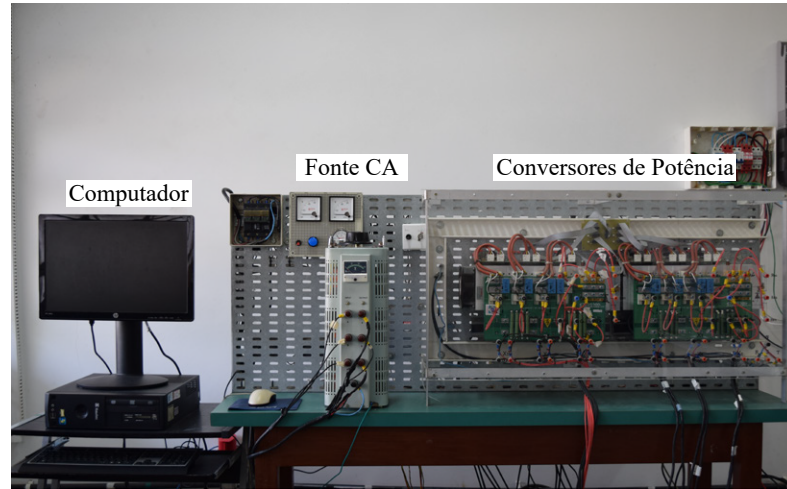


Fonte: Elaborado pela autora.

2.6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema proposto foi implementado em laboratório usando os conversores de potência mostrados na Figura 33. A configuração experimental é baseada em um processador de sinal digital (DSP) TMS320F28335 com um microcomputador equipado com placas e sensores apropriados. Para a configuração da topologia, 3 módulos IGBTs, modelo SKM50GB12T4, foram utilizados mantendo o comutador superior de cada módulo sempre em bloqueio. Uma rede trifásica com filtro RL foi usada como fonte de entrada e os parâmetros experimentais foram os mesmos que os utilizados na simulação. Em todos os experimentos, as correntes de entrada foram sincronizadas com a tensão da rede.

Figura 33 – Bancada Experimental.

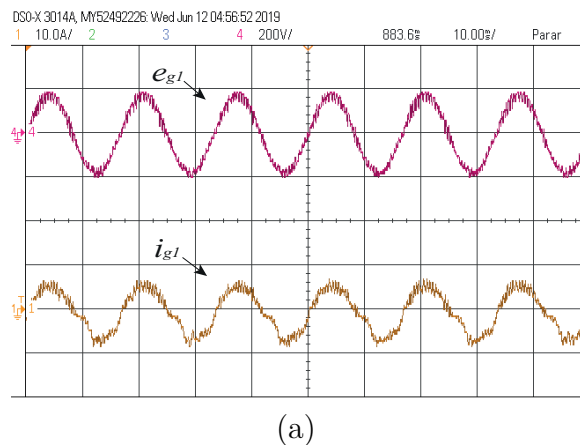


Fonte: Elaborado pela autora.

2.6.1 FCS-MPC sem compensação de atraso e corrente de referência senoidal

A Figura 34 apresenta a tensão e a corrente no lado da rede, e_{g1} e i_{g1} , respectivamente, para o FCS-MPC. Neste experimento não foi empregada a compensação de atraso e foram utilizadas referências senoidais de corrente. Além disso, não foi realizado o método de detecção de setor. A THD da corrente é igual a 24,61% e a corrente de pico é aproximadamente 6,3 A. A tensão de polo v_{10} e o espectro de frequências do controle preditivo são mostrados nas Figuras 35(a) e 35(b), respectivamente. Observa-se uma faixa de frequência espalhada, delimitada pelo tempo de amostragem imposto.

Figura 34 – Resultados experimentais da tensão da rede (superior) e corrente (inferior) da fase 1 para o FCS-MPC sem compensação de atraso.

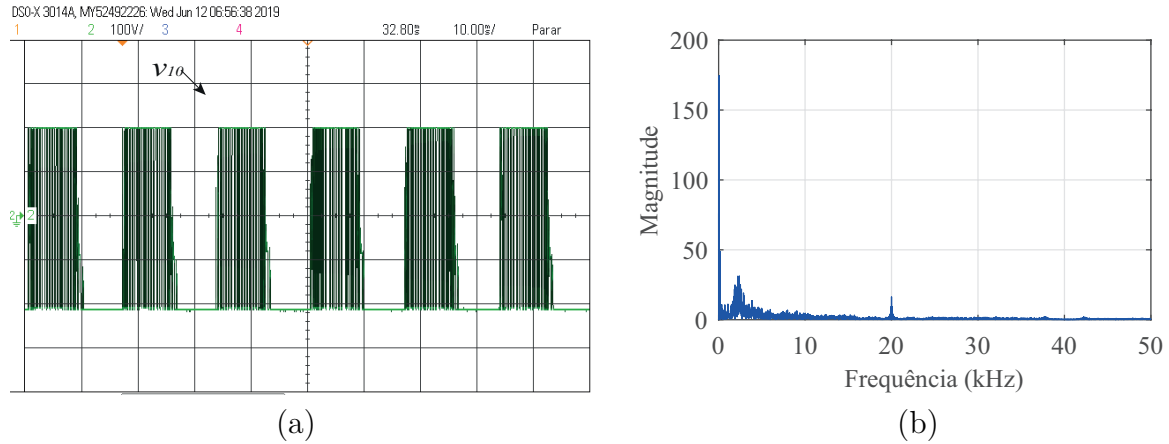


Fonte: Elaborado pela autora.

Resultados experimentais aplicando variação de carga são mostrados na Figura 36. Primeiramente, a potência do sistema foi alterada de 1,6 kW a 2 kW e, em seguida, de 2 kW a 1,6 kW com o intuito de verificar o comportamento do FCS-MPC em cascata com um controlador PI para o ajuste da tensão do barramento CC. Na Figura 36 é possível

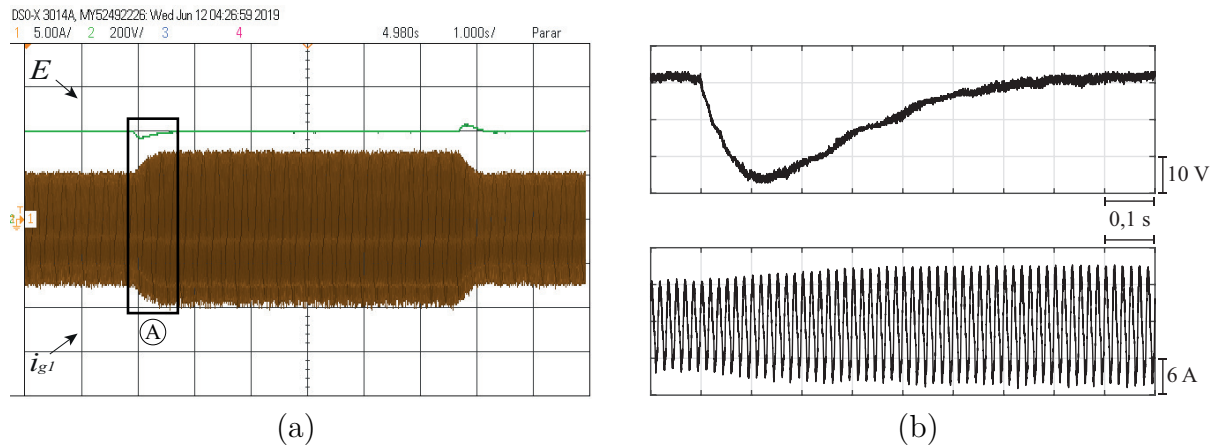
observar a dinâmica do barramento E e da corrente i_{g1} , mostrando a rápida resposta aos degraus de carga.

Figura 35 – Resultados experimentais do FCS-MPC sem compensação de atraso. (a) Tensão de polo v_{10} . (b) Espectro de frequência.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 36 – Resultados experimentais para degraus na potência de 1,6 kW para 2 kW e de 1,6 kW para 2 kW empregando o FCS-MPC sem compensação de atraso (a) Barramento CC e corrente. (b) Barramento CC e corrente - destaque de A.



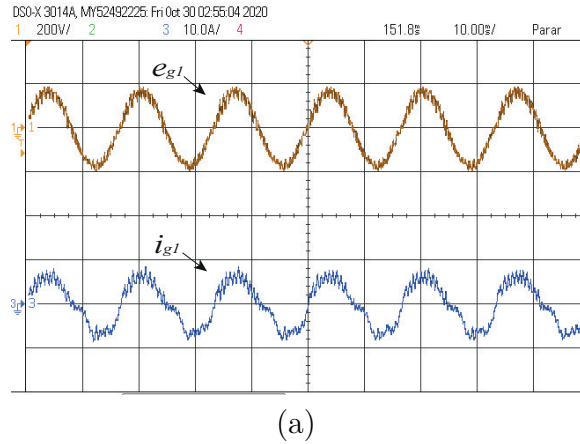
Fonte: Elaborado pela autora.

2.6.2 FCS-MPC com compensação de atraso e corrente de referência não senoidal

Resultados experimentais realizando a compensação de atraso foram obtidos para o FCS-MPC. Neste caso, foram também utilizados detecção de setor, restrições de vetores a partir da função custo e referências de corrente distorcidas no semiciclo negativo. A Figura 37 apresenta os resultados de corrente e tensão de entrada. Para o conversor sob controle de corrente FCS-MPC, Figura 37, a THD apresentada foi de 26,89%. Na Figura 38 são mostradas a tensão de polo v_{10} e o espectro de frequência obtido a partir da tensão de polo.

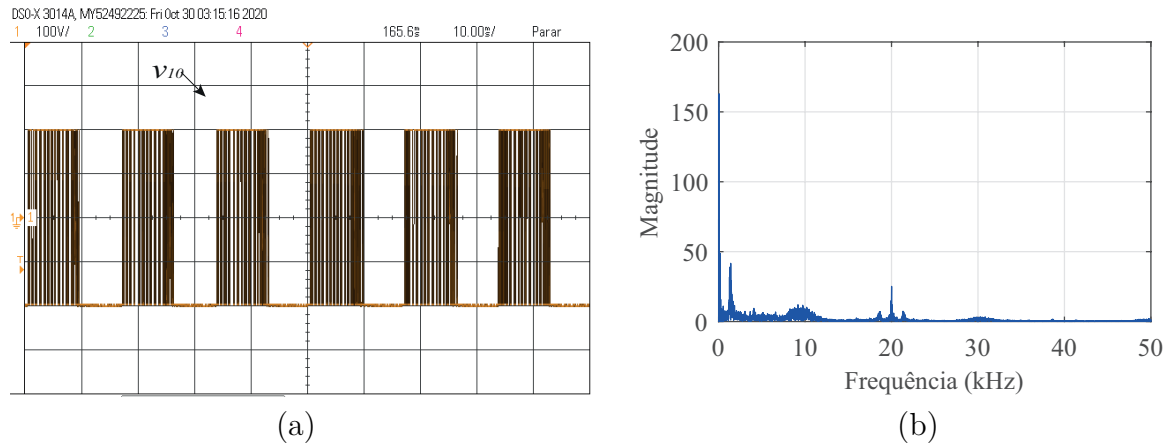
Foram realizadas variações de carga, onde primeiramente a potência do sistema foi variada de 1,6 kW a 2 kW e, em seguida, de 2 kW a 1,6 kW para verificar o comportamento do FCS-MPC com compensação de atraso em cascata com um controlador PI. Na Figura 39 é possível observar a dinâmica do barramento E e da corrente i_{g1} .

Figura 37 – Resultados experimentais da tensão da rede (superior) e corrente (inferior) da fase 1 para o FCS-MPC com compensação de atraso.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 38 – Resultados experimentais do FCS-MPC com compensação de atraso. (a) Tensão de polo v_{10} . (b) Espectro de frequência.

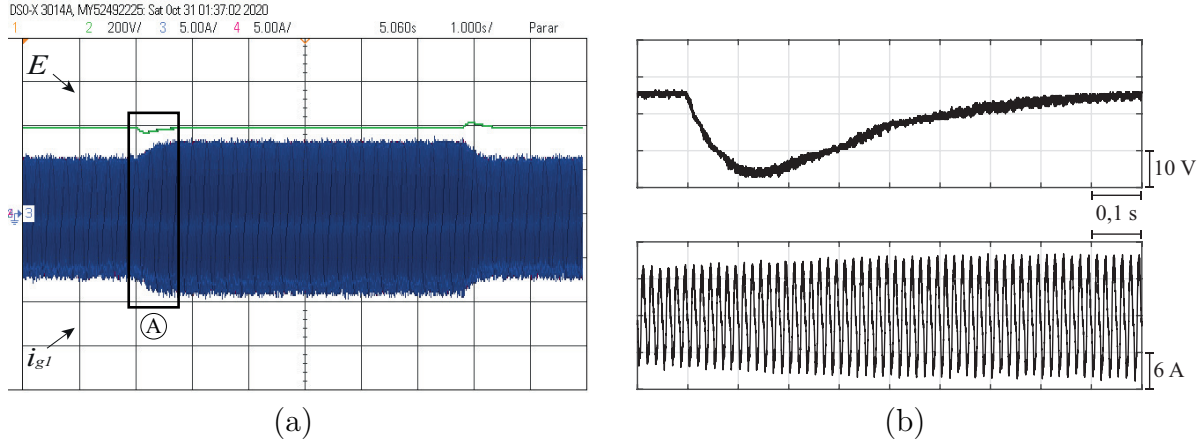


Fonte: Elaborado pela autora.

2.6.3 M²PC com compensação de atraso e corrente de referência não senoidal

O método M²PC foi analisado experimentalmente com a implementação da compensação de atraso. No experimento também foram empregados a detecção de setor, restrições de vetores a partir da função custo e correntes de referência distorcidas. Na Figura 40 são mostrados os resultados de tensão e corrente de entrada. A THD da corrente de entrada na fase 1 foi de 20,39%. Na Figura 41 são mostrados a tensão de polo e o espectro de

Figura 39 – Resultados experimentais para degraus na potência de 1,6 kW para 2 kW e de 1,6 kW para 2 kW empregando o FCS-MPC com compensação de atraso (a) Barramento CC e corrente. (b) Barramento CC e corrente - destaque de A.

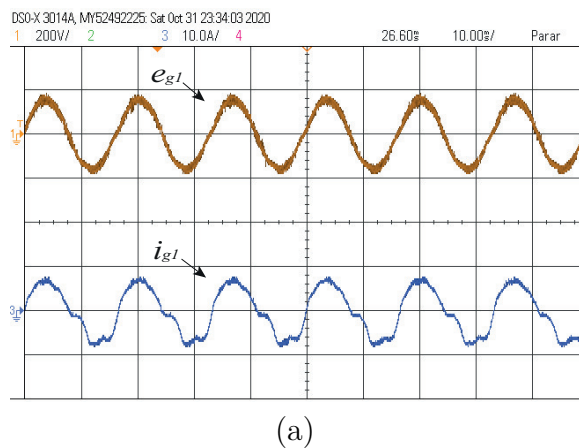


Fonte: Elaborado pela autora.

frequência na fase 1 do conversor, onde é visualmente possível observar maior frequência de chaveamento do conversor sob o método de controle M^2PC , Figura 41(a), em comparação com o método FCS-MPC, Figura 38(a).

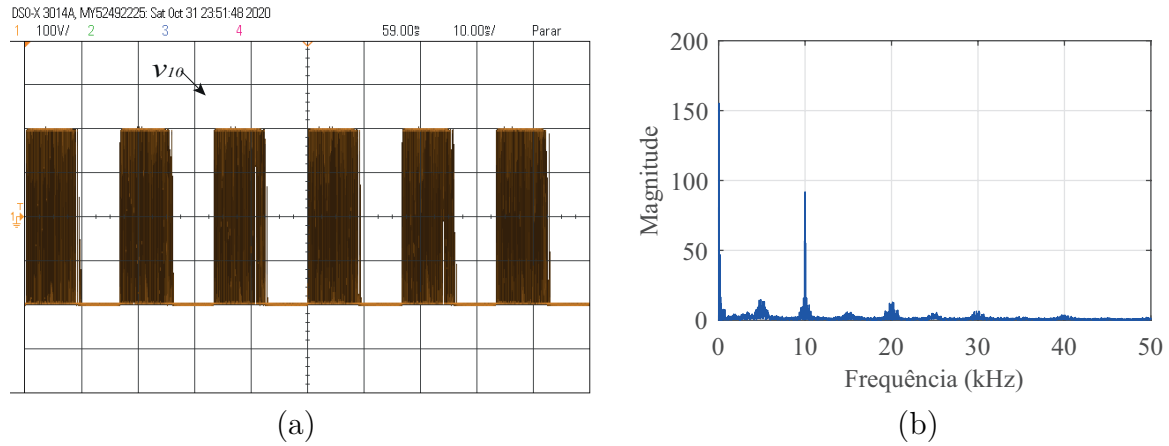
Resultados variando-se a potência do sistema de 1,6 kW a 2 kW e, em seguida, de 2 kW a 1,6 kW foram obtidos para verificar o comportamento dinâmico do sistema sob controle do M^2PC em cascata com um controlador PI. Na Figura 42 são apresentadas as variações do barramento E e da corrente i_{g1} , mostrando a rápida resposta aos degraus de carga utilizando a técnica de controle.

Figura 40 – Resultados experimentais da tensão da rede (superior) e corrente (inferior) da fase 1 para o M^2PC com compensação de atraso.



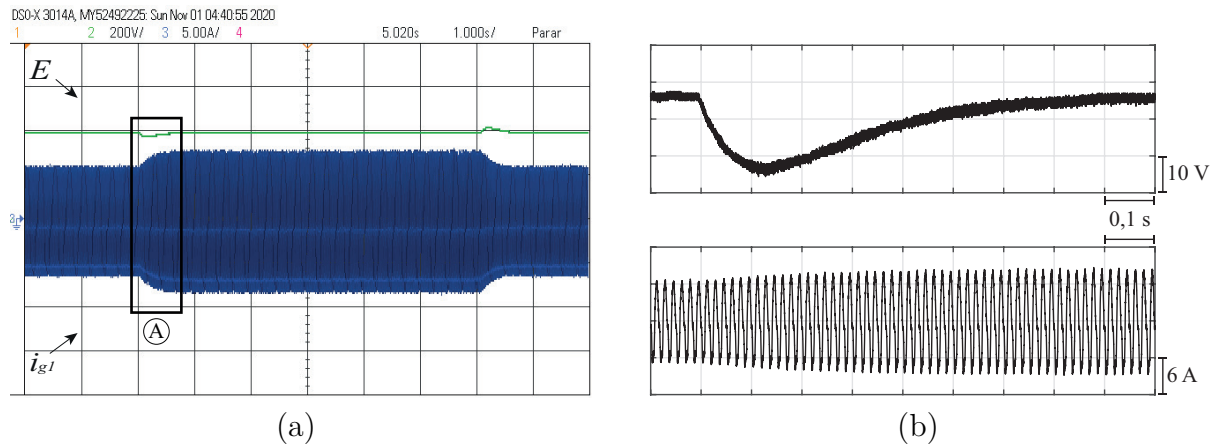
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 41 – Resultados experimentais do M²PC com compensação de atraso. (a) Tensão de polo v_{10} . (b) Espectro de frequência.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 42 – Resultados experimentais para degraus na potência de 1,6 kW para 2 kW e de 1,6 kW para 2 kW empregando o M²PC com compensação de atraso. (a) Barramento CC e corrente. (b) Barramento CC e corrente - destaque de A.



Fonte: Elaborado pela autora.

2.7 CONCLUSÕES

Neste capítulo, foram analisados dois modelos de controle preditivo de corrente, FCS-MPC e M²PC, aplicados a um retificador semicontrolado. Com a finalidade de melhorar o desempenho do controle preditivo, técnicas de detecção de setor, imposição de restrições na função custo e referências distorcidas foram utilizadas no modelo de controle.

Apesar de o conteúdo harmônico da corrente ter sofrido aumento devido a assimetria dos semiciclos positivos e negativos imposta pela referência de corrente, observou-se o semiciclo positivo modulado em torno da corrente de referência para este caso. Além disso, com a técnica M²PC, que utiliza de um estágio de modulação SVM, foi possível observar uma redução no conteúdo harmônico, mesmo utilizando referências de corrente com assimetria entre os ciclos, e também uma frequência de chaveamento fixa determinada

pela portadora triangular.

Foram ainda realizadas comparações do desempenho do sistema com os métodos de controle FCS-MPC, M²PC, linear com modulação por largura de pulso e controle por histerese. Os resultados mostram que o controle preditivo apresenta algumas vantagens de desempenho quando comparado com os controles PI com PWM e por histerese. Comparado ao controle linear com PWM, a taxa de distorção harmônica da corrente diminuiu quase 40% e, em comparação com o controle por histerese, o FCS-MPC apresentou resultados semelhantes de THD e o M²PC mostrou resultados superiores. Comparando as técnicas de controle preditivo FCS-MPC e M²PC, a técnica M²PC se destacou no alcance do melhor desempenho do sistema com o HCBR por apresentar frequência de chaveamento fixa, possibilidade de utilização de menor tempo de amostragem para obter a mesma frequência média de chaveamento e menor taxa de distorção harmônica.

3 CONVERSOR CC-CA MULTINÍVEL MONOFÁSICO COM CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE

3.1 INTRODUÇÃO

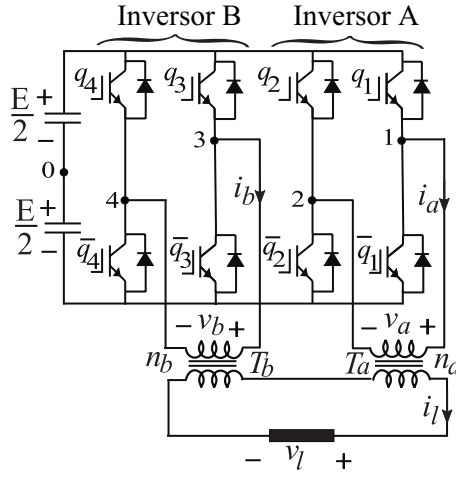
Neste capítulo, é considerado o controle de corrente de um inversor multinível com transformador em cascata, ou CTMI, utilizando os métodos de controle preditivo FCS-MPC e M²PC. A topologia do conversor é avaliada nas condições simétrica e assimétricas, ou seja, com relações de transformação do transformador idênticas e diferentes, respectivamente. Para o método de controle preditivo convencional (FCS-MPC), um termo adicional na função custo foi imposto com a finalidade de se obter sinais sem a presença de nível CC no primário dos transformadores. O modelo de controle preditivo modulado (M²PC) é empregado com pré-seleção de vetores. A técnica preserva as vantagens do controle preditivo convencional e, devido ao modulador baseado na modulação vetorial espacial, gera uma frequência de chaveamento fixa, minimizando a distorção harmônica de tensão e corrente. O desempenho do conversor com o modelo de controle FCS-MPC e M²PC é verificado por simulação, com análise comparativa com o método empregando um controlador PI com modulação PWM. Além disso, resultados experimentais são apresentados para o sistema com M²PC.

3.2 MODELO DO SISTEMA

O CTMI consiste de dois inversores, A e B, de ponte completa conectados a dois transformadores em cascata e apenas uma única fonte de tensão CC. O inversor A é formado pelas chaves q_1, q_2 e suas complementares $\bar{q}_1, \bar{q}_2$, enquanto o inversor B é composto pelas chaves q_3, q_4 e suas complementares $\bar{q}_3, \bar{q}_4$. Os enrolamentos primários dos transformadores são conectados aos inversores, enquanto os enrolamentos secundários são conectados à carga, conforme mostrado na Figura 43.

O módulo básico do conversor de ponte completa é conectado a um transformador de baixa frequência. Supondo que a combinação das relações de transformação seja $n_a:n_b$, em que n_a (N_{a2}/N_{a1}) seja a relação do transformador T_a e n_b (N_{b2}/N_{b1}) a relação do transformador T_b . Na relação 1:1, os transformadores possuem uma proporção idêntica de transformação, sendo assim o circuito é denominado de topologia simétrica. Quando os transformadores têm diferentes relações de espiras, ou seja, $n_a \neq n_b$, os circuitos são referidos como topologias assimétricas. Duas condições assimétricas são analisadas: $n_a = 1$ e $n_b = 2$, denominada condição assimétrica 1:2, e $n_a = 1$ e $n_b = 3$, denominada condição assimétrica 1:3. A topologia simétrica desenvolve uma forma de onda de tensão com um número menor de níveis em comparação com as topologias assimétricas. Entretanto, ela apresenta a vantagem de utilizar semicondutores com tensões e correntes nominais iguais nas duas pontes.

Figura 43 – Estrutura do CTMI.



Fonte: Elaborado pela autora.

O modelo do conversor mostrado na Figura 43 é dado por:

$$v_a = v_{10} - v_{20} \quad (3.1)$$

$$v_b = v_{30} - v_{40} \quad (3.2)$$

onde v_a e v_b são as tensões dos conversores A e B, respectivamente, e v_{10} a v_{40} são as tensões de polo, que podem ser definidas em função dos estados das chaves:

$$v_{10} = q_1 \frac{E}{2} - \bar{q}_1 \frac{E}{2} \quad (3.3)$$

$$v_{20} = q_2 \frac{E}{2} - \bar{q}_2 \frac{E}{2} \quad (3.4)$$

$$v_{30} = q_3 \frac{E}{2} - \bar{q}_3 \frac{E}{2} \quad (3.5)$$

$$v_{40} = q_4 \frac{E}{2} - \bar{q}_4 \frac{E}{2} \quad (3.6)$$

Como as chaves q_z e $\bar{q}_z$, para $(z = 1, 2, 3, 4)$, funcionam de maneira complementar, ou seja, $\bar{q}_z = 1 - q_z$, obtém-se:

$$v_{10} = (2q_1 - 1) \frac{E}{2} \quad (3.7)$$

$$v_{20} = (2q_2 - 1) \frac{E}{2} \quad (3.8)$$

$$v_{30} = (2q_3 - 1) \frac{E}{2} \quad (3.9)$$

$$v_{40} = (2q_4 - 1) \frac{E}{2} \quad (3.10)$$

A partir de (3.7)-(3.10), é possível reescrever as tensões do conversor, dadas em (3.1) e (3.2), em função dos estados de comutação e da tensão do barramento CC, ou seja,

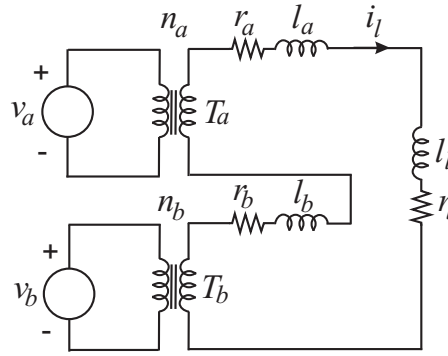
$$v_a = (q_1 - q_2)E \quad (3.11)$$

$$v_b = (q_3 - q_4)E \quad (3.12)$$

onde q_1 a q_4 são o estados dos comutadores do inversor multinível com transformador em cascata e E é a tensão do barramento CC.

No lado da carga, o modelo equivalente é mostrado na Figura 44. É utilizado um modelo simplificado de transformador, no qual o ramo de magnetização é negligenciado, devido a seu baixo impacto no modelo do sistema. A indutância e resistência primária do transformador podem ser transferidas para o lado secundário, de modo que as duas resistências e indutâncias podem ser representadas como uma resistência e indutância de dispersão equivalente no lado secundário.

Figura 44 – Circuito equivalente do conversor CTMI.



Fonte: Elaborado pela autora.

A partir da Figura 44, a seguinte equação pode ser derivada:

$$n_a v_a + n_b v_b = (r_a + r_b + r_l) i_l + (l_a + l_b + l_l) \frac{di_l}{dt} \quad (3.13)$$

onde r_a e r_b representam a resistência equivalente dos transformadores T_a e T_b , respectivamente, l_a e l_b representam a indutância de dispersão equivalente dos transformadores T_a e T_b , respectivamente, r_l e l_l representam a resistência e a indutância da carga e i_l é a corrente de carga.

Desta forma, a dinâmica da corrente de carga pode ser descrita por uma equação equivalente:

$$v_l = R i_l + L \frac{di_l}{dt} \quad (3.14)$$

onde v_l é a tensão equivalente gerada na carga, R é a resistência equivalente do modelo e L é a indutância equivalente do modelo, obtidas a partir de:

$$v_l = n_a v_a + n_b v_b \quad (3.15)$$

$$R = r_a + r_b + r_l \quad (3.16)$$

$$L = l_a + l_b + l_l \quad (3.17)$$

Como existem dezesseis estados de comutação possíveis para o CTMI, aplicando as relações 1:1, 1:2 e 1:3 é possível obter tensão de carga multinível com cinco, sete e nove níveis, respectivamente, conforme mostrado na Tabela 8.

Tabela 8 – Estados de comutação e tensão de carga de saída para as diferentes configurações da topologia.

Estado de comutação				Tensões do transformador		Tensões de carga		
q_1	q_2	q_3	q_4	v_a	v_b	$v_l(n_a:n_b=1:1)$	$v_l(n_a:n_b=1:2)$	$v_l(n_a:n_b=1:3)$
0	0	0	0	0	0	0	0	0
0	0	0	1	0	-E	-E	-2E	-3E
0	0	1	0	0	E	E	2E	3E
0	0	1	1	0	0	0	0	0
0	1	0	0	-E	0	-E	-E	-E
0	1	0	1	-E	-E	-2E	-3E	-4E
0	1	1	0	-E	E	0	E	2E
0	1	1	1	-E	0	-E	-E	-E
1	0	0	0	E	0	E	E	E
1	0	0	1	E	-E	0	-E	-2E
1	0	1	0	E	E	2E	3E	4E
1	0	1	1	E	0	E	E	E
1	1	0	0	0	0	0	0	0
1	1	0	1	0	-E	-E	-2E	-3E
1	1	1	0	0	E	E	2E	3E
1	1	1	1	0	0	0	0	0

Fonte: Elaborado pela autora.

3.2.1 Modelo Discreto

Um modelo de tempo discreto da corrente de carga (3.14) para um tempo de amostragem T_s pode ser usado para prever o valor futuro da corrente de carga a partir da corrente de carga medida (i_l). A corrente derivada pode ser aproximada pelo método da diferenciação Euler regressivo, ou seja,

$$\frac{di_l}{dt} \approx \frac{i_l(k) - i_l(k-1)}{T_s} \quad (3.18)$$

A partir de (3.14) e (3.18) a seguinte expressão pode ser obtida para a corrente de carga discretizada:

$$i_l(k) = \frac{1}{L + RT_s} [T_s v_l(k) + L i_l(k-1)] \quad (3.19)$$

A corrente de carga no futuro, que é a corrente prevista, é obtida alterando o tempo discreto para um passo à frente.

$$i_l(k+1) = \frac{1}{L + RT_s} [T_s v_l(k+1) + L i_l(k)] \quad (3.20)$$

Conforme mencionado no capítulo anterior, todo o tempo de computação necessário causa um atraso na implementação, que pode introduzir erros na variável prevista. Este

atraso pode ser compensado a partir da avaliação da corrente prevista no instante $k + 2$. Assim:

$$i_l(k + 2) = \frac{1}{L + RT_s} [T_s v_l(k + 2) + Li_l(k + 1)] \quad (3.21)$$

3.3 ESTRATÉGIA DE CONTROLE PREDITIVO

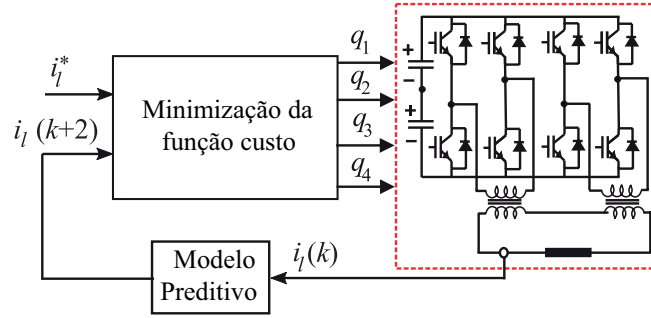
3.3.1 FCS-MPC

O esquema de controle FCS-MPC, utilizado no capítulo anterior, foi avaliado para a topologia CTMI, conforme o diagrama da Figura 45. Neste caso, foram considerados os dezesseis estados apresentados na Tabela 8 para o cálculo da corrente futura, a partir de (3.21), e otimização da função custo, estabelecida por:

$$g = [i_l^*(k) - i_l(k + 2)]^2 \quad (3.22)$$

sendo i_l^* a corrente de carga de referência.

Figura 45 – Diagrama de blocos do controle FCS-MPC.



Fonte: Elaborado pela autora.

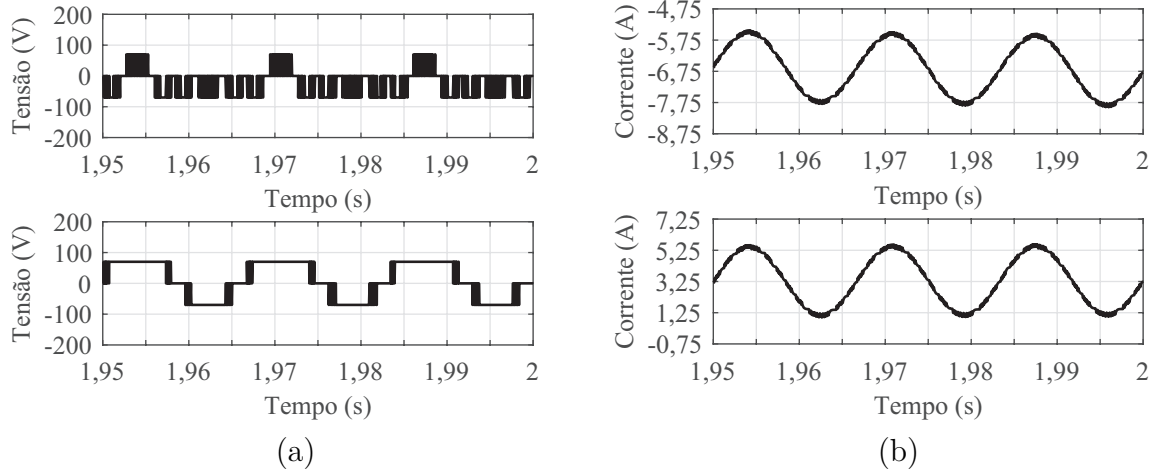
O controle foi desenvolvido para aplicação nas condições simétrica e assimétricas do conversor. Entretanto, conforme por ser visualizado na Figura 46, as correntes no primário dos transformadores na configuração assimétrica 1:2 apresentam nível CC. Esta ocorrência se deve ao fato de as tensões v_a e v_b , determinadas pela otimização e seleção de vetores *on-line*, resultarem em um valor médio diferente de zero em razão da escolha inadequada de vetores redundantes. Como consequência, a presença desses níveis CC pode levar à saturação do núcleo dos transformadores.

Com a finalidade de eliminação desta componente CC, um novo elemento é adicionado à função custo determinada em (3.22), garantindo que a diferença entre as tensões v_a e v_b seja nula. Assim,

$$g = [i_l^*(k) - i_l(k + 2)]^2 + \lambda[v_o^* - v_o(k + 2)]^2 \quad (3.23)$$

onde, λ é o fator peso, $v_o(k + 2)$ é a diferença de tensão entre $v_a(k + 2)$ e $v_b(k + 2)$ obtidas a partir de cada vetor de tensão testado na função custo, ou seja, $v_o(k + 2) = v_a(k + 2) - v_b(k + 2)$ e v_o^* é valor de referência da variação entre v_a e v_b , sendo desejável um valor nulo.

Figura 46 – Resultados de simulação do conversor na condição assimétrica 1:2 com controle FCS-MPC e função custo sem termo adicional. (a) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (b) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b).



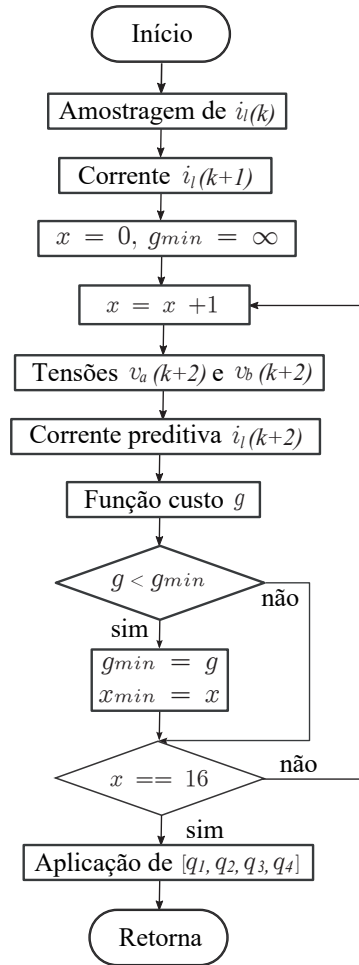
Fonte: Elaborado pela autora.

Na Figura 47 é mostrado o fluxograma com os passos para implementação do FCS-MPC aplicado ao CTMI. Primeiramente a corrente de carga é medida e a corrente no primeiro horizonte $i_l(k+1)$ é calculada. Em seguida, a minimização da função custo é realizada no laço *for* a partir do cálculo da corrente no segundo horizonte $i_l(k+2)$, corrente esta dependente das tensões v_a e v_b testadas para cada estado de comutação e da corrente $i_l(k+1)$. Assim, o estado de comutação que produz o menor valor da função custo é aplicado no conversor.

3.3.2 M²PC

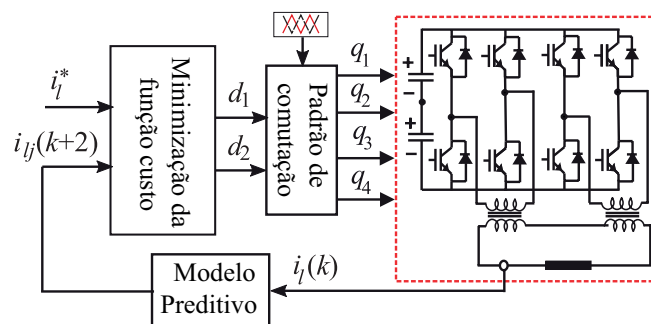
Do mesmo modo apresentado no capítulo anterior, a técnica discutida em Rivera et al. (2015a) foi aplicada ao conversor CTMI. A Figura 48 mostra o diagrama de blocos do controle preditivo aplicado ao inversor multinível com transformador em cascata. A corrente prevista no próximo intervalo de amostragem $i_l(k+2)$ é definida pelo modelo de tempo discreto do CTMI da Figura 48, sendo representado pelo bloco Modelo Preditivo. A modulação de vetor espacial (SVM) para o conversor monofásico é baseada em uma região de controle unidimensional (1D) (LEON et al., 2009). É possível definir cada vetor disponível para o CTMI em uma linha para as diferentes relações, 1:1, 1:2 e 1:3, como mostrado na Figura 49. Idealmente, o CTMI com relação 1:1 é capaz de gerar uma tensão de saída com cinco níveis: $-2E$, $-E$, 0 , E e $2E$. Na Figura 49(a), é possível definir quatro setores diferentes (setores I, II, III e IV), que são dados por dois vetores adjacentes. Nas tensões de nível $-E$, 0 e E , a presença de vetores de estado redundantes é clara. A mesma ideia é estendida para as relações 1:2 e 1:3, com sete e nove níveis, respectivamente, conforme mostrado na Figura 49(b) e na Figura 49(c). Um ponto importante a se notar

Figura 47 – Fluxograma do FCS-MPC para o CTMI.



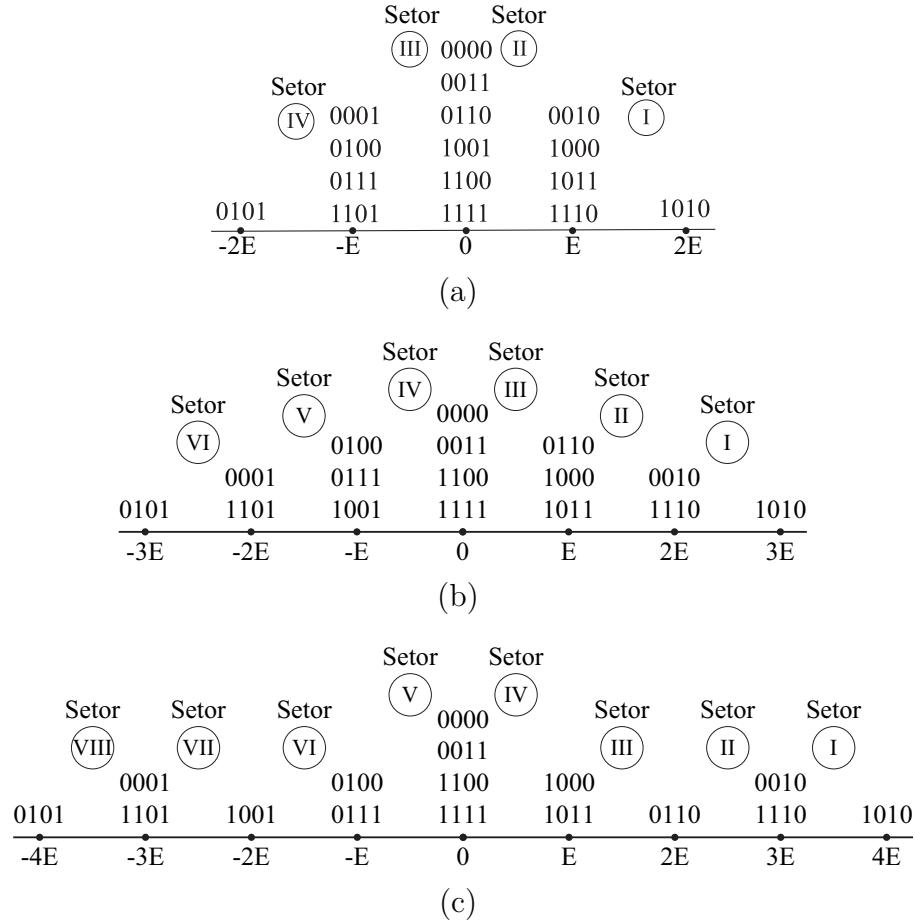
Fonte: Elaborado pela autora.

para o sistema assimétrico, é que os vetores são distribuídos entre seis, Figura 49(b), e oito setores, Figura 49(c), com redução de vetores redundantes quando comparados ao sistema simétrico.

Figura 48 – Diagrama de blocos do controle M²PC.

Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 49 – Região de controle unidimensional. (a) Condição simétrica 1:1. (b) Condição assimétrica 1:2. (c) Condição assimétrica 1:3.



Fonte: Elaborado pela autora.

A SVM foi desenvolvida usando dois vetores adjacentes em cada setor, sendo possível obter um total de 56 combinações de comutação na relação 1:1, 40 na relação 1:2 e 28 na relação 1:3. Como exemplo, para o setor I na Figura 49(a), usando dois vetores adjacentes, quatro combinações de vetores de estado diferentes estão disponíveis, isto é, 1010-0010, 1010-1000, 1010-1011, 1010-1110. Para evitar o aumento da complexidade do controlador, a função custo é calculada para um conjunto de vetores pré-selecionados. Dessa maneira, os vetores adjacentes são selecionados para produzir o número mínimo de eventos de comutação. As Tabelas 9, 10 e 11 mostram as transições de comutação para cada setor de todas as combinações possíveis de estados de comutação quando ocorre o número mínimo de eventos de comutação.

Quando essa opção altera seu estado de alto para baixo ($1 \Rightarrow 0$), esse par de vetores adjacentes é classificado como alto-baixo, enquanto se seu estado muda de baixo para alto ($0 \Rightarrow 1$) esse par de vetores adjacentes é classificado como baixo-alto, conforme ilustrado nas Tabelas 9, 10 e 11. Como exemplo, os vetores adjacentes 1010-0010 são classificados de alto-baixo, porque o estado de q_1 muda de alto para baixo ($q_1 = 1 \Rightarrow q_1 = 0$), enquanto os outros comutadores não alteram seus estados.

Tabela 9 – Vetores adjacentes com número mínimo de eventos de comutação para a condição simétrica 1:1.

Setor	Vetor Alto-Baixo	Vetor Baixo-Alto
I	1010 $\Rightarrow$ 0010	1010 $\Rightarrow$ 1011
	1010 $\Rightarrow$ 1000	1010 $\Rightarrow$ 1110
II	0010 $\Rightarrow$ 0000	0010 $\Rightarrow$ 0011
	1000 $\Rightarrow$ 0000	0010 $\Rightarrow$ 0110
	1011 $\Rightarrow$ 0011	1000 $\Rightarrow$ 1001
	1011 $\Rightarrow$ 1001	1000 $\Rightarrow$ 1100
	1110 $\Rightarrow$ 0110	1011 $\Rightarrow$ 1111
	1110 $\Rightarrow$ 1100	1110 $\Rightarrow$ 1111
III	0011 $\Rightarrow$ 0001	0000 $\Rightarrow$ 0001
	1001 $\Rightarrow$ 0001	0000 $\Rightarrow$ 0100
	0110 $\Rightarrow$ 0100	0011 $\Rightarrow$ 0111
	1100 $\Rightarrow$ 0100	0110 $\Rightarrow$ 0111
	1111 $\Rightarrow$ 0111	1001 $\Rightarrow$ 1101
	1111 $\Rightarrow$ 1101	1100 $\Rightarrow$ 1101
IV	0111 $\Rightarrow$ 0101	0001 $\Rightarrow$ 0101
	1101 $\Rightarrow$ 0101	0100 $\Rightarrow$ 0101

Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 10 – Vetores adjacentes com número mínimo de eventos de comutação para a condição assimétrica 1:2.

Setor	Vetor Alto-Baixo	Vetor Baixo-Alto
I	1010 $\Rightarrow$ 0010	1010 $\Rightarrow$ 1110
II	1110 $\Rightarrow$ 0110	0010 $\Rightarrow$ 0110
III	1011 $\Rightarrow$ 0011	1011 $\Rightarrow$ 1111
	1000 $\Rightarrow$ 0000	1000 $\Rightarrow$ 1100
IV	1111 $\Rightarrow$ 0111	0011 $\Rightarrow$ 0111
	1100 $\Rightarrow$ 0100	0000 $\Rightarrow$ 0100
V	1001 $\Rightarrow$ 0001	1001 $\Rightarrow$ 1101
VI	1101 $\Rightarrow$ 0101	0001 $\Rightarrow$ 0101

Fonte: Elaborado pela autora.

A estratégia de controle preditivo modulado (M^2PC) é semelhante ao controle preditivo do modelo clássico (FCS-MPC), ou seja, a partir do modelo discreto, a função preditiva da corrente e de custo é calculada (RIVERA et al., 2015b). Além disso, o M^2PC calcula a corrente prevista e a função custo para todos os dois vetores adjacentes de cada setor e o par de vetores que minimiza a função custo é selecionado. Por exemplo, da Tabela 9 e do setor I, quando o vetor alto-baixo é usado, uma possibilidade é primeiro calcular a função custo g_1 usando o vetor 1010 e depois calcular a função custo g_2 para o vetor 0010.

A função custo (g_j , com $j = 1, 2$, para cada vetor adjacente) usada para esta

Tabela 11 – Vetores adjacentes com número mínimo de eventos de comutação para a condição assimétrica 1:3.

Setor	Vetor Alto-Baixo	Vetor Baixo-Alto
I	1010 $\Rightarrow$ 0010	1010 $\Rightarrow$ 1110
II	1110 $\Rightarrow$ 0110	0010 $\Rightarrow$ 0110
III	0110 $\Rightarrow$ 1000	0110 $\Rightarrow$ 1011
IV	1011 $\Rightarrow$ 0011	1011 $\Rightarrow$ 1111
	1000 $\Rightarrow$ 0000	1000 $\Rightarrow$ 1100
V	1111 $\Rightarrow$ 0111	0011 $\Rightarrow$ 0111
	1100 $\Rightarrow$ 0100	0000 $\Rightarrow$ 0100
VI	0111 $\Rightarrow$ 1001	0100 $\Rightarrow$ 1001
VII	1001 $\Rightarrow$ 0001	1001 $\Rightarrow$ 1101
VIII	1101 $\Rightarrow$ 0101	0001 $\Rightarrow$ 0101

Fonte: Elaborado pela autora.

aplicação é baseada no erro absoluto, como em Tarisciotti et al. (2015b):

$$g_j = |i_l^*(k) - i_{lj}(k+2)| \quad (3.24)$$

O M²PC é baseado no cálculo da razão cíclica relacionada aos dois vetores adjacentes. Conforme mostrado em Tarisciotti et al. (2015b) e Rivera et al. (2015b), as razões cíclicas (d_1 e d_2) podem ser calculadas por:

$$d_1 = \frac{K}{g_1} \quad (3.25)$$

$$d_2 = \frac{K}{g_2} \quad (3.26)$$

$$d_1 + d_2 = 1 \quad (3.27)$$

onde K é uma constante de normalização.

Assim, resolvendo-se as equações (3.25)-(3.27), as expressões obtidas para as razões cíclicas são:

$$d_1 = \frac{g_2}{g_1 + g_2} \quad (3.28)$$

$$d_2 = \frac{g_1}{g_1 + g_2} \quad (3.29)$$

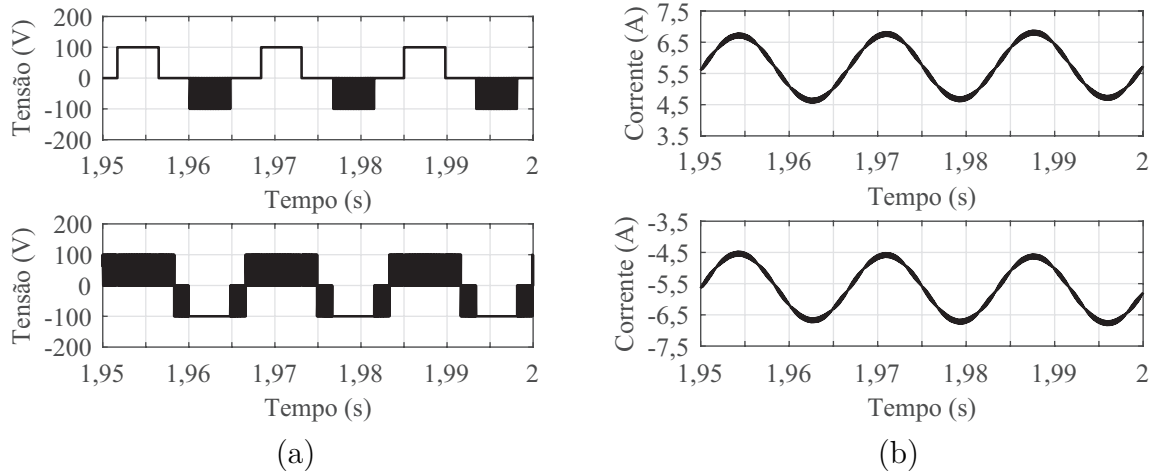
A função custo é avaliada para os pares de vetores adjacentes. O par de vetores que a minimiza é escolhido e aplicado no próximo período de controle. A função custo é calculada por:

$$g = d_1 g_1 + d_2 g_2 \quad (3.30)$$

Para reduzir a complexidade do controlador, na condição simétrica, relação 1:1, apenas dezesseis pares diferentes de vetores de estado adjacentes são aplicados e nas

condições assimétricas 1:2 e 1:3, apenas oito e dez pares diferentes de vetores de estado adjacentes são aplicados, respectivamente. No entanto, quando apenas os vetores alto-baixo ou baixo-alto são usados, uma componente CC surge nas correntes no lado primário dos transformadores, como mostrado na Figura 50(b). A explicação para tal fato pode ser observada na Figura 50(a). Nota-se que nas tensões v_a e v_b o ciclo positivo é diferente do ciclo negativo, resultando em um valor médio diferente de zero e, consequentemente, levando ao surgimento da componente CC. Para eliminar a componente CC, os vetores baixo-alto são usados nos setores I e II, enquanto os vetores alto-baixo são usados nos setores III e IV, ou vice-versa. Quando os vetores são empregados desta forma, as tensões v_a e v_b apresentam uma tensão média nula, com o ciclo positivo igual ao ciclo negativo, conforme será mostrado na seção 3.4.

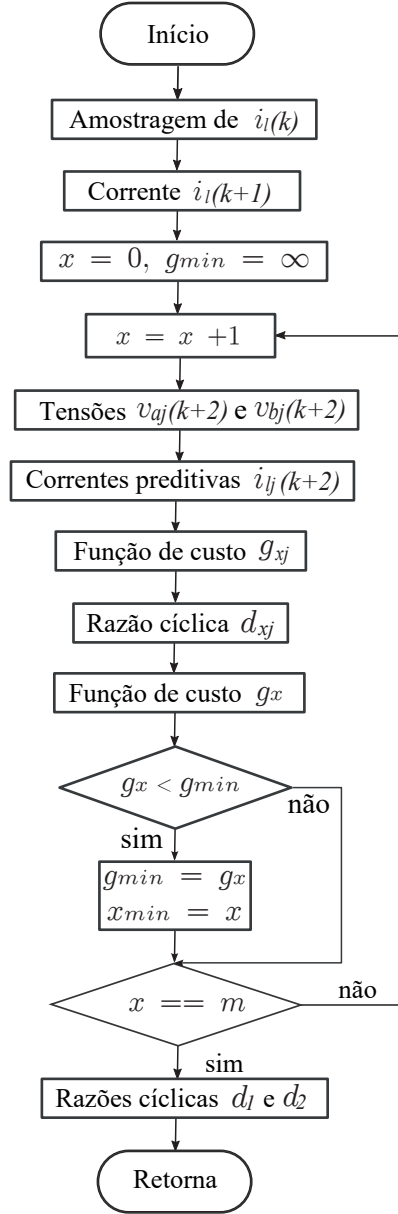
Figura 50 – Curvas utilizando somente vetores baixo-alto: (a) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (b) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b).



Fonte: Elaborado pela autora.

A Figura 51 ilustra o fluxograma do sistema de controle. Inicialmente, a corrente de carga no lado secundário do transformador é medida e, em seguida, a corrente no primeiro horizonte, $i_l(k+1)$, é calculada. No laço *for*, o algoritmo preditivo escolhe, entre os pares pré-selecionados de vetores de estado adjacentes, as tensões $v_{aj}(k+2)$ e $v_{bj}(k+2)$ a serem aplicadas a cada transformador, conforme calculado em (3.11) e (3.12), com m assumindo o número de pares pré-selecionados em cada condição. Depois disso, as correntes previstas $i_{lj}(k+2)$ são calculadas a partir do modelo discreto em (3.21) para o par escolhido de vetores adjacentes. A partir das correntes previstas, as funções de custo g_1 e g_2 são calculadas através de (3.24) e as razões cíclicas d_1 e d_2 são avaliadas por (3.28) e (3.29). Em seguida, as razões cíclicas d_1 e d_2 que minimizam a função custo g são selecionadas.

Após a obtenção das razões cíclicas, os sinais de gatilho são obtidos comparando a razão cíclica com duas portadoras triangulares de alta frequência, isto é, PWM baseado em duas portadoras, conforme ilustrado na Figura 52. No caso do PWM baseado em

Figura 51 – Fluxograma do M²PC para o CTMI.

Fonte: Elaborado pela autora.

duas portadoras, a mudança de fase dos sinais das portadoras triangulares entre vetores alto-baixo e baixo-alto é 180° , sendo V_{t1} o sinal da portadora 1 a ser comparado na obtenção dos vetores baixo-alto e V_{t2} o sinal da portadora 2, para o caso de vetores alto-baixo. Os sinais d_{1a} , d_{2a} , d_{3b} e d_{4b} são definidos a partir da mudança de estado da chave entre os vetores adjacentes durante cada tempo de amostragem. Ou seja, conforme exemplificado na Figura 52, quando o par de vetores 1010-0010 é selecionado, o estado de q_1 é o único a mudar, assim, o sinal de comparação com a triangular que gera este estado, d_{1a} , é idêntico à razão cíclica calculada, d_{2a} é igual a zero, d_{3b} é igual a um e d_{4b} é igual a zero.

O equacionamento desses sinais é dado por:

$$d_{1a} = q_1^{(1)} d_1 + q_1^{(2)} d_2 \quad (3.31)$$

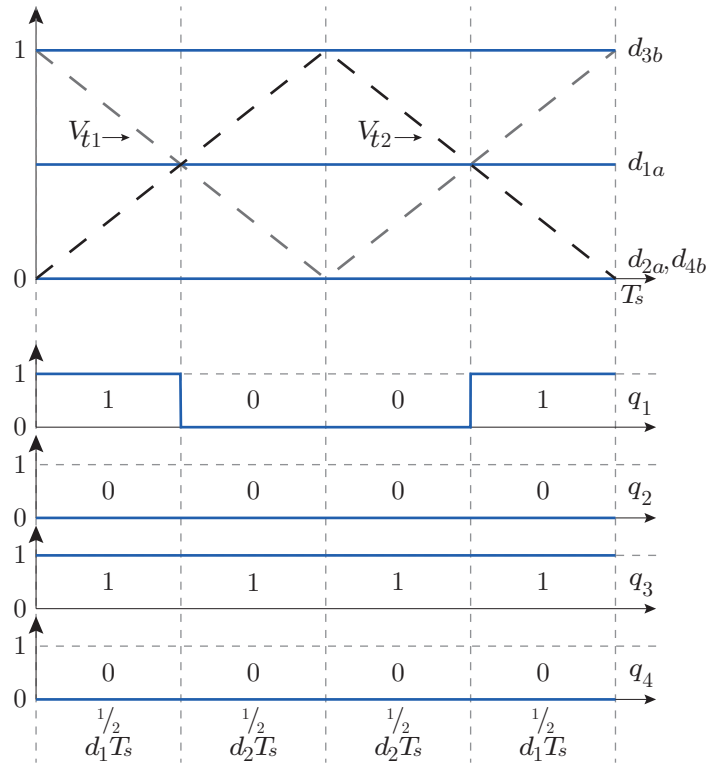
$$d_{2a} = q_2^{(1)} d_1 + q_2^{(2)} d_2 \quad (3.32)$$

$$d_{1b} = q_3^{(1)} d_1 + q_3^{(2)} d_2 \quad (3.33)$$

$$d_{2b} = q_4^{(1)} d_1 + q_4^{(2)} d_2 \quad (3.34)$$

onde $q^{(1)}$, $q^{(2)}$, são os estados definidos para os vetores adjacentes 1 e 2, respectivamente.

Figura 52 – Padrão de chaveamento para o controle M²PC aplicado ao conversor CTMI.



Fonte: Elaborado pela autora.

3.4 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

O comportamento do conversor nas condições simétrica e assimétricas sob os métodos de controle FCS-MPC e M²PC com compensação de atraso foi avaliado via simulação. Os resultados foram obtidos utilizando os seguintes parâmetros: a tensão do barramento CC é igual a 100 V, 70 V e 50 V para as condições 1:1, 1:2 e 1:3, respectivamente, a amplitude da corrente de referência é igual a 1 A e uma carga RL é usada, com $R = 150 \, \Omega$ e $L = 20 \, \text{mH}$.

3.4.1 FCS-MPC

A avaliação do conversor CTMI nas condições simétrica e assimétricas utilizando o controle FCS-MPC foi realizada por simulação adotando-se um tempo de amostragem T_s

de $50 \mu s$. Além disso, a função custo empregada no algoritmo de controle foi a estabelecida em (3.23), com λ igual a 10^{-6} , de modo a eliminar componentes CC no primário dos transformadores.

3.4.1.1 Condição simétrica

Os resultados de tensão e corrente da topologia utilizando dois transformadores com relações de transformação idênticas são mostrados na Figura 53. Para esta condição, a tensão no barramento CC foi estabelecida em 100 V.

Na Figura 53(a) são apresentadas as tensões de polo v_{10} e v_{20} obtidas a partir dos braços 1 e 2 do inversor A e na Figura 53(b) são mostradas as tensões de polo v_{30} e v_{40} referentes aos braços que compõem o inversor B . A Figura 53(c) exibe as tensões v_a e v_b geradas pelo conversor, onde é possível perceber diferença no padrão de chaveamento dos semicondutores de cada inversor, resultado da otimização realizada pelo algoritmo de controle. A Figura 53(d) apresenta as correntes i_a e i_b no lado do conversor com amplitude de 1 A. A corrente na carga, com THD igual 6,39% e a tensão com cinco níveis, WTHD de 0,46%, são vistas na Figura 53(e).

3.4.1.2 Condições assimétricas

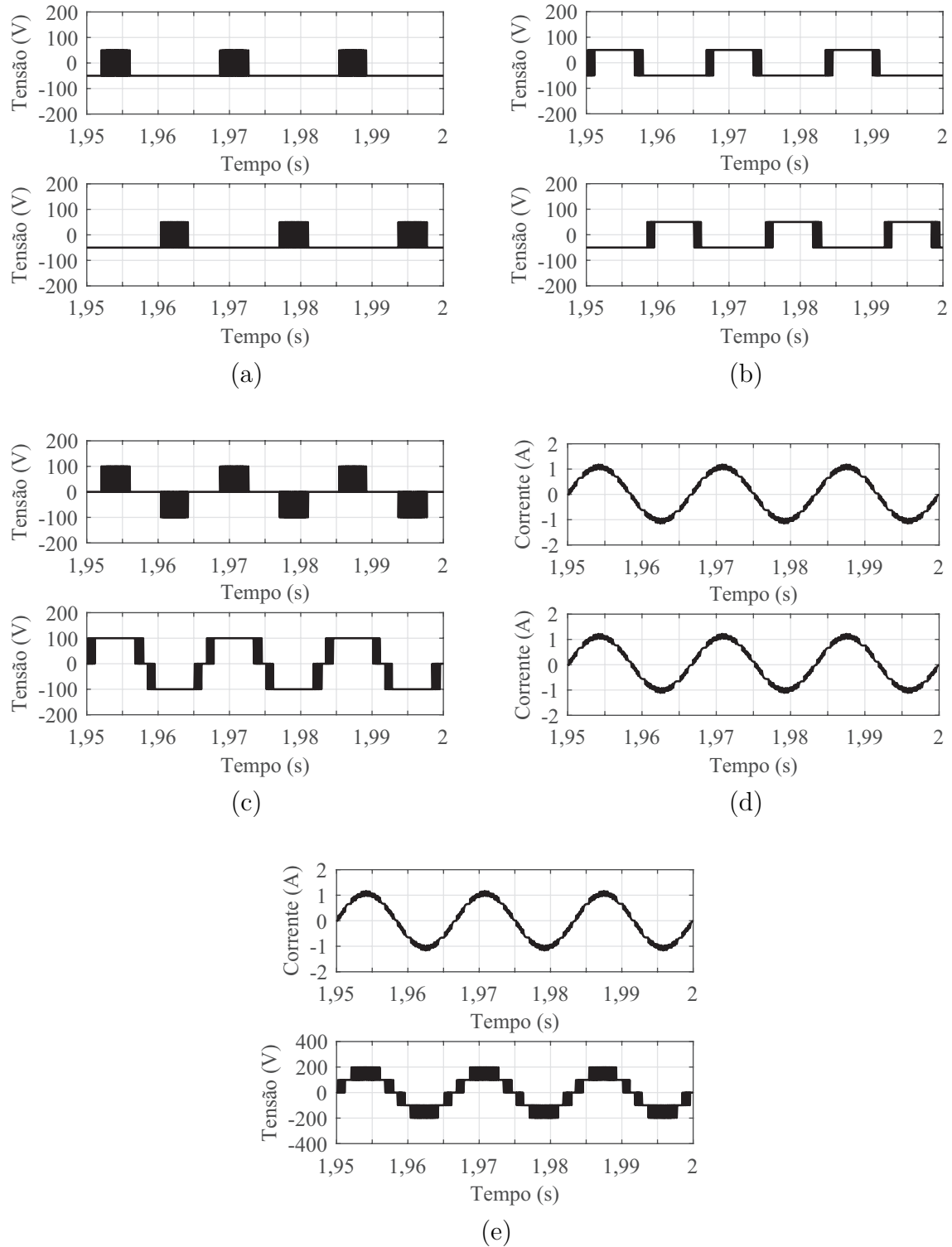
Para a simulação da topologia assimétrica na condição 1:2, a tensão do barramento CC foi de 70 V. As tensões de polo no CTMI são mostradas nas Figuras 54(a) e 54(b) e na Figura 54(c) são vistas as tensões v_a e v_b geradas pelo conversor, com simetria entre os ciclos positivo e negativo. Na Figura 54(d) são expostas as correntes no primário dos transformadores, sem a presença de nível CC em decorrência do termo adicional na função custo gerando tensão simétrica, com a amplitude de i_a igual a 1 A e de i_b igual a 2 A. A Figura 54(e) apresenta a corrente e a tensão na carga, com a THD de 3,96% e WTHD de 0,30%, respectivamente. Pode-se observar a tensão multinível na carga com sete níveis.

A simulação do conversor CTMI na condição 1:3 foi realizada com 50 V no barramento CC. É possível observar nas Figuras 55(a), 55(b) e 55(c) a simetria nas tensões, gerando valor médio nulo e correntes no primário do transformador também sem componente CC, Figura 55(d), com amplitudes de i_a e i_b iguais a 1 A e 3 A, respectivamente. A corrente na carga apresenta THD de 3,17% e a tensão com nove níveis, também na carga, tem WTHD igual a 0,28%.

3.4.1.3 Análise de distorção harmônica do CTMI com controle FCS-MPC

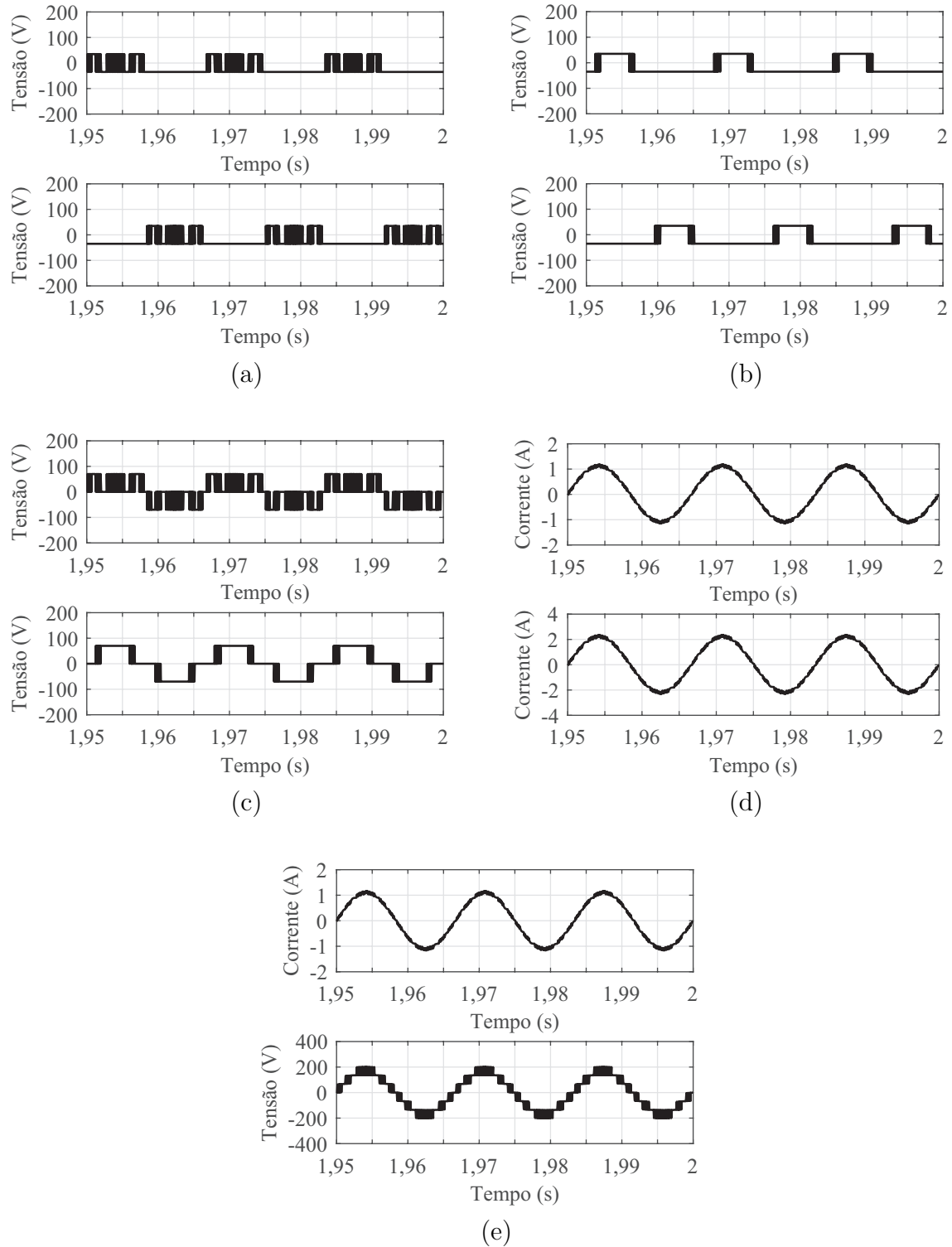
Na Tabela 12 são mostrados os resultados de THD e WTHD para cada condição apresentada anteriormente. Conforme mencionado, cada configuração do conversor CTMI discutida aqui gera diferentes níveis na tensão na carga. Como pode ser visto, os piores resultados de conteúdo harmônico foram obtidos na condição simétrica. Por outro lado,

Figura 53 – Resultados de simulação do conversor na configuração simétrica 1:1 com controle FCS-MPC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.



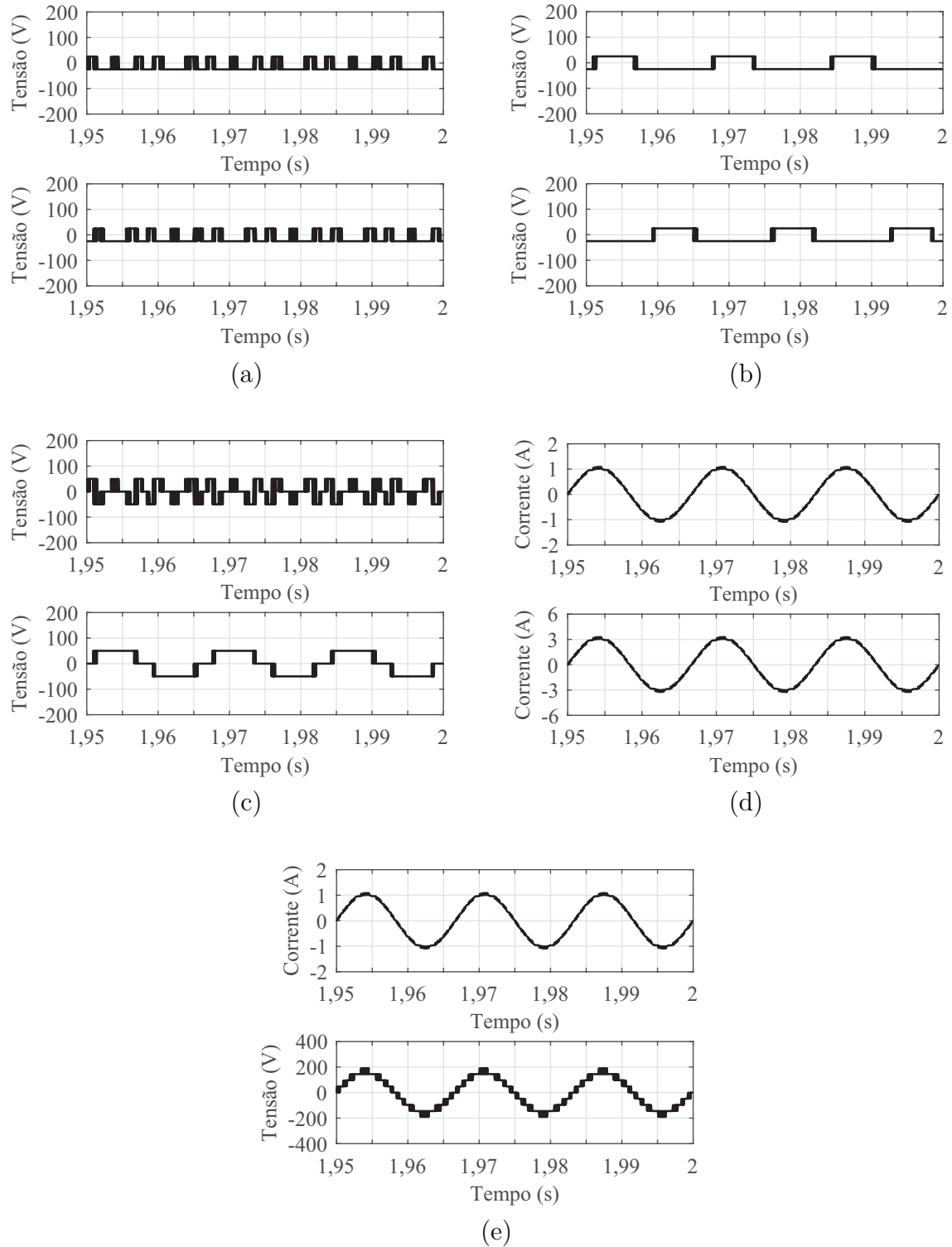
Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 54 – Resultados de simulação do conversor na configuração assimétrica 1:2 com controle FCS-MPC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 55 – Resultados de simulação do conversor na configuração assimétrica 1:3 com controle FCS-MPC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.



Fonte: Elaborado pela autora.

a condição assimétrica 1:3 garantiu os melhores resultados de THD e WTHD quando implementada a técnica FCS-MPC ao conversor.

Tabela 12 – Resultados de THD e WTHD para a técnica de controle FCS-MPC.

Configurações da topologia	THD	WTHD
Condição simétrica	6,39%	0,46%
Condição assimétrica 1:2	3,96%	0,30%
Condição assimétrica 1:3	3,17%	0,28%

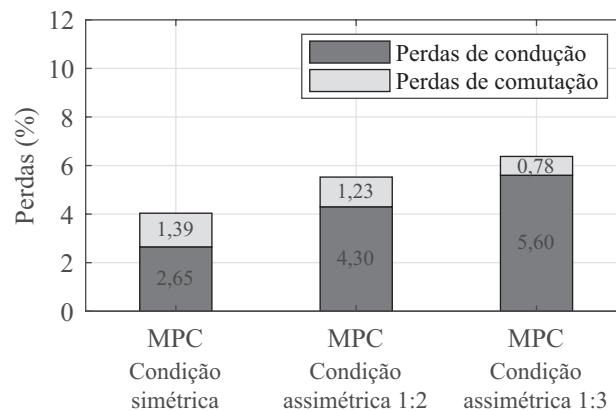
Fonte: Elaborado pela autora.

3.4.1.4 Análise de perdas do CTMI com controle FCS-MPC

A análise de perdas do CTMI com controle de corrente FCS-MPC foi realizada utilizando o módulo térmico IGBT SKM50GB12T4 no *software* PSIM. As mesmas condições e parâmetros apresentados anteriormente foram utilizados para tal análise. A Figura 56 mostra as perdas de condução e comutação nos semicondutores do circuito para as condições simétrica e assimétricas em porcentagem da potência total do sistema.

Sob a técnica FCS-MPC aplicado na condição simétrica, as perdas nos semicondutores totalizaram 4,04% da potência total do sistema. Para as condições assimétricas 1:2 e 1:3, as perdas totais nos semicondutores apresentaram maior valor devido as correntes no conversor B em ambas as configurações serem maiores, ocasionando aumento das perdas de condução. As perdas foram iguais a 5,53% para a condição 1:2 e 6,38% para a condição 1:3.

Figura 56 – Perdas nos semicondutores sob a técnica de controle FCS-MPC.



Fonte: Elaborado pela autora.

3.4.2 M²PC

Com o objetivo de demonstrar a viabilidade do conversor multinível com transformador em cascata usando o controle preditivo de modelo modulado, simulações digitais foram realizadas. Para o sistema com M²PC o tempo de amostragem é igual a 100 μ s e a frequência das portadoras é igual a 10 kHz.

Na condição simétrica, dois cenários foram considerados para a aquisição dos resultados para a verificação do comportamento do circuito com o emprego de cada um deles. No primeiro cenário os vetores baixo-alto foram utilizados nos setores I e II e os vetores alto-baixo foram usados nos setores III e IV. Por outro lado, no segundo cenário os vetores alto-baixo foram utilizados nos setores I e II e os vetores baixo-alto foram usados nos setores III e IV. Na condição assimétrica 1:2, os vetores alto-baixo foram usados nos setores I, II e III e os vetores baixo-alto foram usados nos setores IV, V e VI. Para a relação 1:3, nos setores I, II, III e IV foram utilizados os vetores alto-baixo, enquanto nos setores V, VI, VII e VIII os vetores baixo-alto foram aplicados.

3.4.2.1 Condição simétrica

3.4.2.1.1 Cenário 1

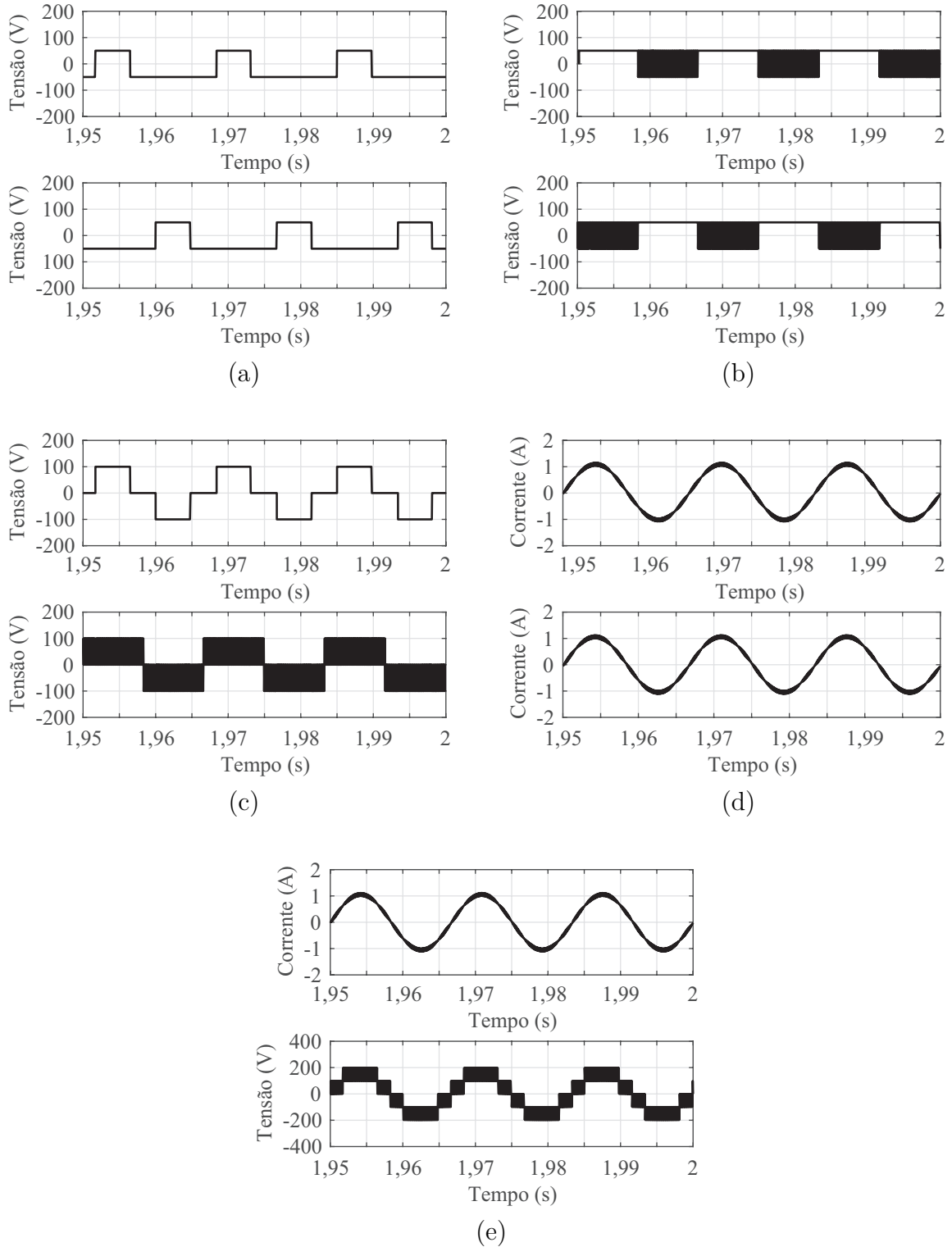
A Figura 57 ilustra o desempenho do inversor multinível com transformador em cascata sob controle preditivo. Nesta figura são apresentados os resultados de corrente e tensão no primário dos transformadores e na carga utilizando os vetores baixo-alto nos setores I e II e os vetores alto-baixo nos setores III-IV.

As Figuras 57(a) e 57(b) exibem as quatro tensões de polo que compõem as tensões geradas por cada inversor de ponte completa do circuito. Conforme pode-se notar na Figura 57(c), o inversor *A* tem uma frequência de comutação baixa, enquanto o inversor *B* tem uma frequência de comutação alta. Isso ocorre devido à avaliação realizada pela função custo de vetores adjacentes pré-selecionados, a fim de minimizar o tempo de processamento necessário do algoritmo e o número de eventos de comutação. As correntes no lado primário dos transformadores, i_a e i_b , são mostradas na Figura 57(d). Vale ressaltar que não há componente CC nas correntes. Isto acontece porque as formas das tensões do transformador v_a e v_b geradas pelos vetores de estados otimizados suprimem a componente CC. A Figura 57(e) mostra que a corrente de carga é senoidal com frequência fundamental de 60 Hz, com THD igual a 3,80%. Ainda nesta figura observa-se a tensão de carga com cinco níveis e WTHD igual 0,20%.

3.4.2.1.2 Cenário 2

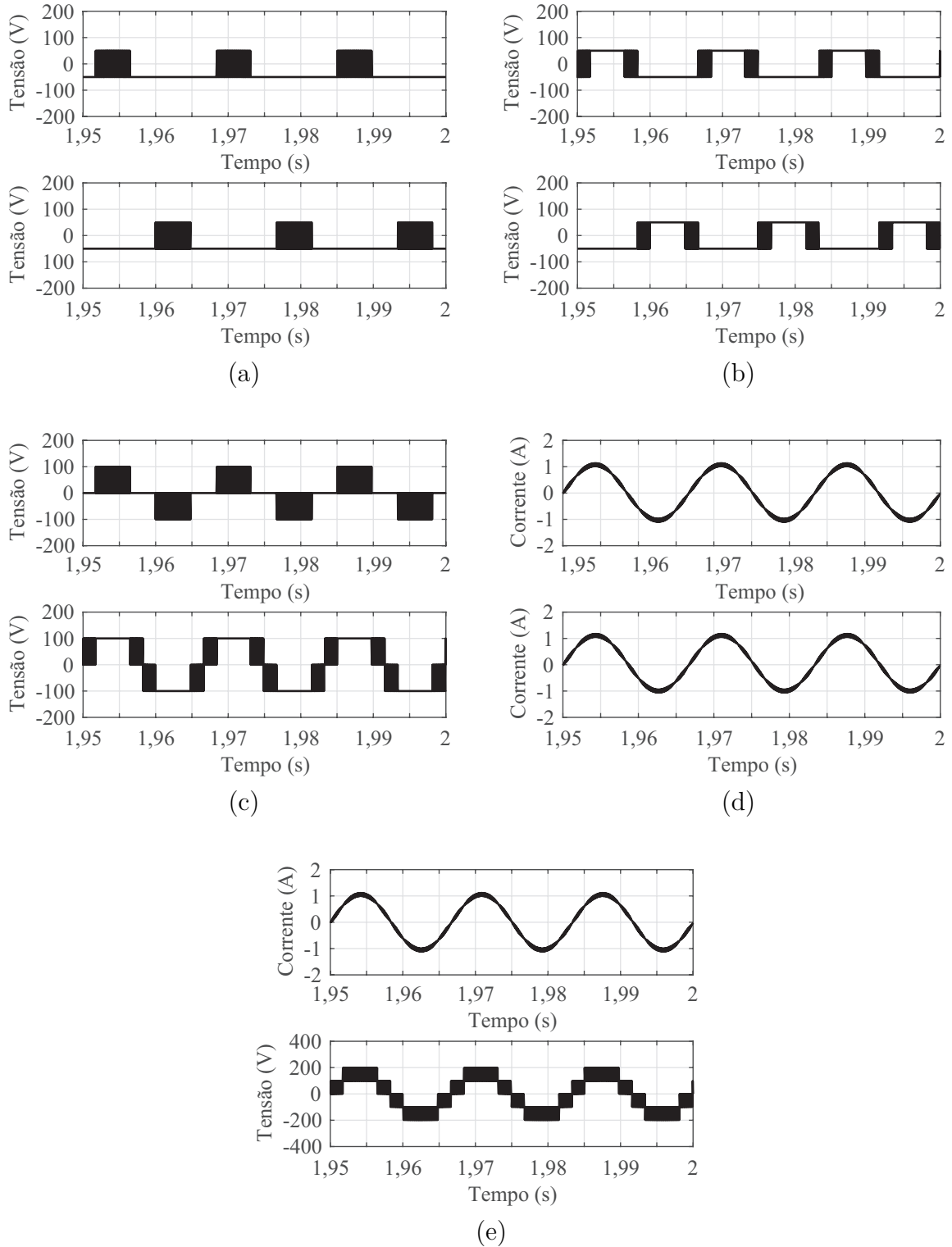
As formas de onda de corrente e tensão para a simulação utilizando os vetores alto-baixo nos setores I e II e vetores baixo-alto nos setores III-IV são mostradas na Figura 58. Conforme observa-se nas Figuras 58(a), 58(b) e 58(c), ambos os inversores, *A* e *B*, apresentam frequência de comutação elevada e em certas regiões de operação estes se mantêm grampeados. Na Figura 58(d), são expostas as correntes no lado primário do transformador. A corrente e a tensão com cinco níveis na carga são vistas na Figura 58(e). A THD da corrente de carga é igual a 3,80% e a WTHD da tensão de carga é igual 0,20%.

Figura 57 – Resultados de simulação do conversor na configuração simétrica no cenário 1. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 58 – Resultados de simulação do conversor na configuração simétrica no cenário 2. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.



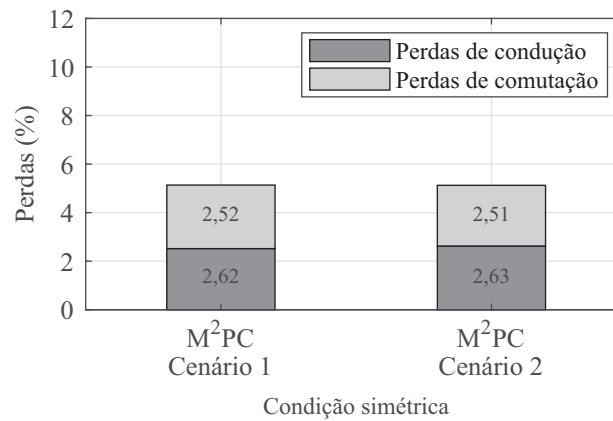
Fonte: Elaborado pela autora.

3.4.2.1.3 Comparativo de perdas entre os cenários na condição simétrica

Utilizando as mesmas condições paramétricas foram realizadas análises de perdas nos cenários 1 e 2 na condição simétrica. A Figura 59 apresenta as perdas de condução e comutação obtidas em cada cenário.

Conforme pode ser observado, no cenário 1, as perdas de comutação apresentaram um pequeno valor acima das perdas de condução no cenário 2. Em contrapartida, as perdas de condução foram menores, em mesma proporção, do que as obtidas no cenário 2. Deste modo, os cenários 1 e 2 se mostraram equivalentes em termos de perdas, totalizando 5,14% da potência total do sistema.

Figura 59 – Perdas nos semicondutores sob a técnica de controle M²PC na condição simétrica.



Fonte: Elaborado pela autora.

3.4.2.2 Condições assimétricas

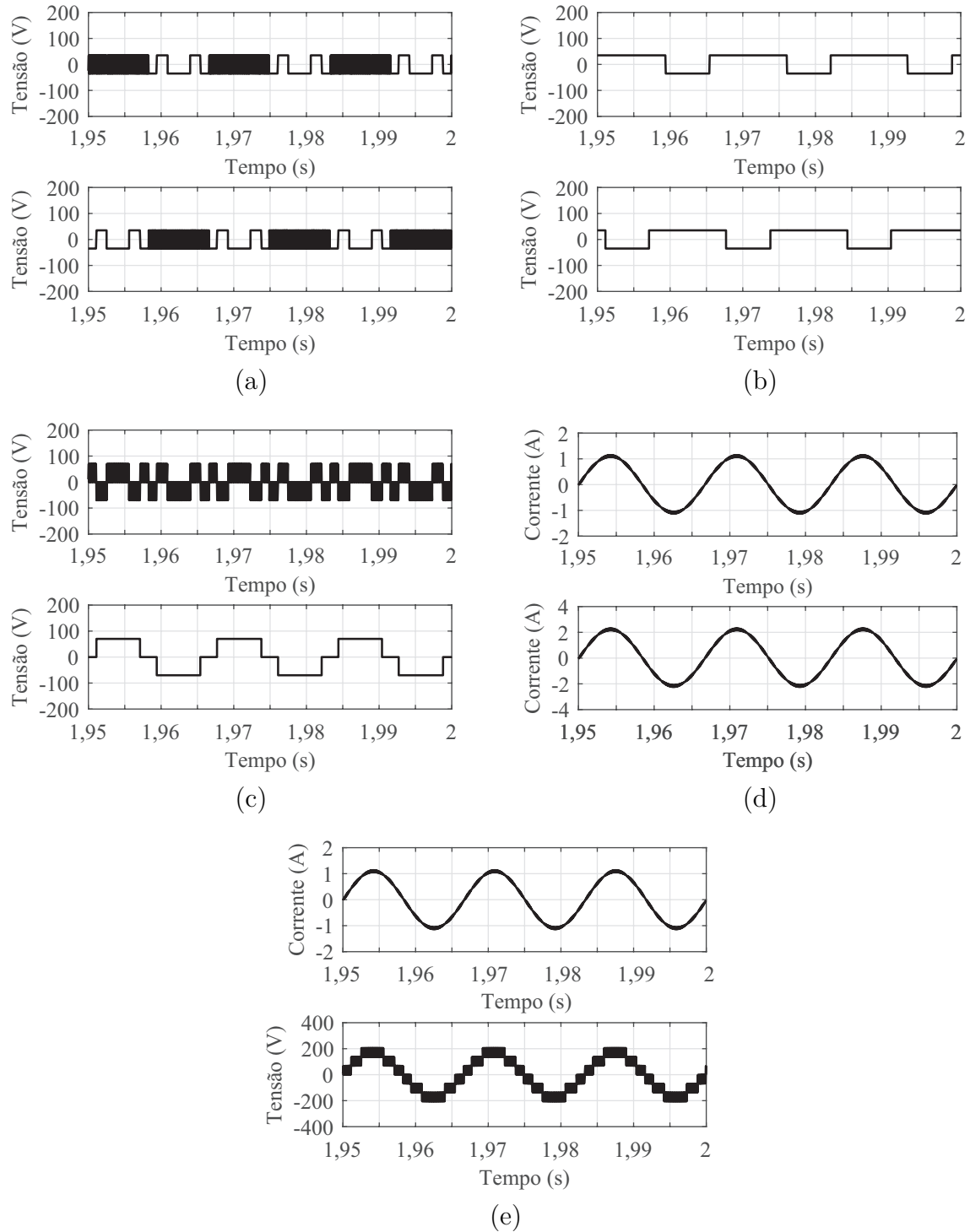
Para as condições assimétricas não foram analisados diferentes cenários devido a equivalência em termos de distorção harmônica e perdas obtidas na análise anterior para a condição simétrica.

Conforme mencionado, o CTMI na condição assimétrica 1:2 é capaz de gerar uma tensão de saída com sete níveis: -3E, -2E, -E, 0, E, 2E e 3E. A tensão do barramento (E) utilizada é igual a 70 V. A partir da seleção de vetores alto-baixo nos setores I, II e III e vetores baixo-alto nos setores IV, V e VI, as curvas de corrente e tensão obtidas são as mostradas na Figura 60.

Pode-se notar nas Figuras 60(a), 60(b) e 60(c) que o conversor A tem um padrão de comutação diferente do conversor B, com o primeiro comutando a uma maior frequência. Na Figura 60(d) são mostradas as correntes i_a e i_b sem a presença de nível CC. A tensão na carga, com WTHD igual a 0,11%, e a corrente na carga, com THD igual a 2,19%, são mostradas na Figura 60(e).

Por outro lado, o CTMI na condição assimétrica 1:3 pode gerar uma tensão de saída com nove níveis: -4E, -3E, -2E, -E, 0, E, 2E, 3E e 4E, com E igual a 50 V. A seleção de vetores alto-baixo nos setores I, II, III e IV e vetores baixo-alto nos setores V, VI, VII e VIII resultaram nas curvas de corrente e tensão mostradas na Figura 61.

Figura 60 – Resultados de simulação do conversor na configuração assimétrica 1:2 com controle M²PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.

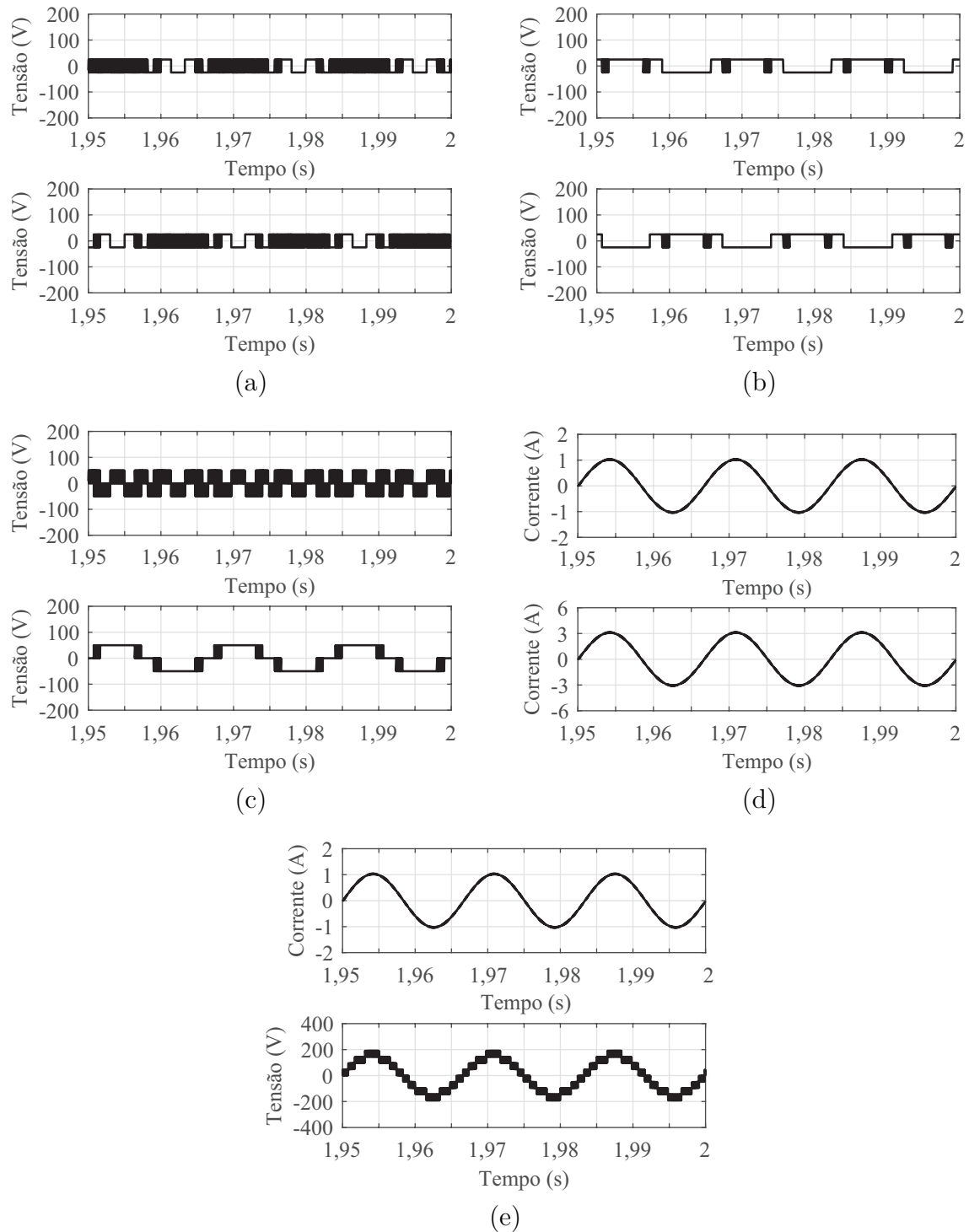


Fonte: Elaborado pela autora.

De modo semelhante ao observado na condição 1:2, o conversor *A* apresentou visivelmente maior frequência de comutação do que o conversor *B*, conforme Figuras 61(a), 61(b), e 61(c). As correntes i_a e i_b são mostradas na Figura 61(d). A tensão na carga

possui 9 níveis, com WTHD igual 0,09%, e a corrente na carga apresentou THD igual a 1,61%, podendo ambos os sinais serem vistos na Figura 61(e).

Figura 61 – Resultados de simulação do conversor na configuração assimétrica 1:3 com controle M²PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.



Fonte: Elaborado pela autora.

3.4.2.3 Análise de distorção harmônica do CTMI com controle M²PC

Os resultados de THD e WTHD obtidos na implementação das condições simétrica e assimétricas com o M²PC são mostrados na Tabela 13. Os melhores resultados de distorção harmônica foram alcançados com a implementação da topologia assimétrica 1:3, onde foi possível obter 9 níveis na tensão na carga. Comparado ao pior resultado, obtido com o emprego da condição simétrica, a THD na corrente de carga e a WTHD na tensão de carga utilizando a topologia assimétrica 1:3 foram reduzidas em mais de 50%.

Tabela 13 – Resultados de THD e WTHD para a técnica de controle M²PC.

Configurações da topologia	THD	WTHD
Condição simétrica	3,80%	0,20%
Condição assimétrica 1:2	2,19%	0,11%
Condição assimétrica 1:3	1,61%	0,09%

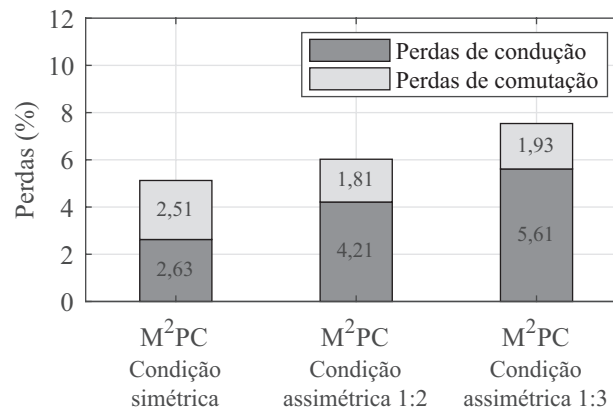
Fonte: Elaborado pela autora.

3.4.2.4 Análise de perdas do CTMI com controle M²PC

Assim como no sistema com controle FCS-MPC, uma análise de perdas foi realizada utilizando o método M²PC, sob condições paramétricas idênticas às utilizadas anteriormente nos resultados simulados. As perdas de condução e comutação nas condições simétrica e assimétricas do conversor são mostradas na Figura 62.

Para a condição simétrica o conversor apresentou perdas de 5,13%. Já para as condições assimétricas, as perdas totais foram maiores, em decorrência do aumento das perdas de condução causadas pela corrente em maior amplitude no inversor *B*. Na condição assimétrica 1:2, as perdas nos semicondutores totalizaram 6,03% da potência total do sistema e na condição assimétrica 1:3 as perdas foram de 7,54%.

Figura 62 – Perdas nos semicondutores sob a técnica de controle M²PC.



Fonte: Elaborado pela autora.

3.4.3 Análise comparativa

Com a finalidade de se obter uma validação dos métodos FCS-MPC e M²PC, seus desempenhos são comparados com o método usando um controle linear, controlador PI com PWM. Portanto, para avaliar de forma mais conclusiva a viabilidade dos métodos preditivos em relação ao PI com PWM, as análises do sistema são realizadas na condição simétrica, verificando tanto as respostas em regime permanente quanto as dinâmicas. Além disso, é realizada análise de perdas nos semicondutores do circuito sob ambos os controles.

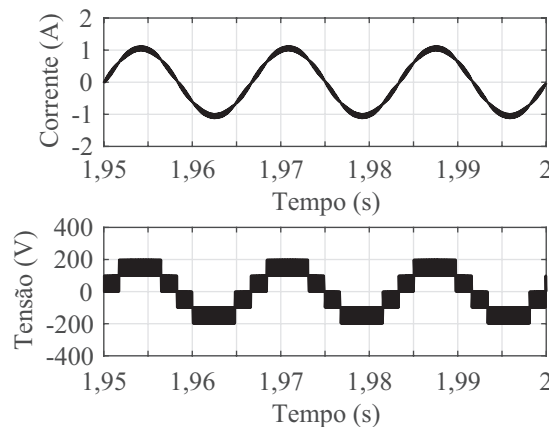
Para uma comparação justa, a frequência da portadora no sistema com controlador PI e o tempo de amostragem com o FCS-MPC são impostos para obter uma frequência de chaveamento média do conversor similar à obtida pelo método M²PC. Para tanto, a frequência média de chaveamento do conversor (f_{sw}), utilizando o método M²PC, foi avaliada aplicando-se a expressão dada em (3.35), proposta por Young et al. (2014). Uma frequência média de 5 kHz foi obtida e adotada como frequência da portadora na aplicação do conversor com controlador PI com estágio de modulação. Para o sistema com FCS-MPC, um tempo de amostragem de 28 μs foi utilizado.

$$f_{sw} = \frac{N_1 + N_2 + N_3 + N_4}{4T} \quad (3.35)$$

onde N_1, N_2, N_3 e N_4 são os números de ciclos de chaveamento nos braços 1, 2, 3 e 4 do conversor CTMI, respectivamente, e T é o período considerado para a medição das trocas de estado dos comutadores.

Um controlador PI ressonante, descrito em Jacobina et al. (2001), foi implementado com os ganhos proporcional (Kp) e integral (Ki) calculados, com base nos parâmetros do sistema, para obter pólos reais e idênticos. Desta forma, o Kp é igual a 5 e o Ki é igual a 37625. A Figura 63 mostra a corrente e a tensão de carga obtidas na simulação do circuito usando o controlador PI.

Figura 63 – Resultados de simulação da corrente e tensão de carga para a condição simétrica 1:1 usando um controlador PI com PWM.



Fonte: Elaborado pela autora.

As simulações do circuito sob as três técnicas resultaram nos valores de THD e WTHD listados na Tabela 14. Analisando os resultados dos métodos de controle, nota-se que tanto a WTHD quanto a THD utilizando o controlador PI são semelhantes aos apresentados pelo controle preditivo M²PC, com um THD ligeiramente superior ao apresentado no método M²PC. Para o circuito com controle de corrente FCS-MPC, a corrente e a tensão na carga apresentaram valores maiores de distorção harmônica.

Tabela 14 – Resultados de conteúdo harmônico para as técnicas de controle FCS-MPC, M²PC e PI com PWM.

Técnica de controle	THD	WTHD
FCS-MPC	3,86%	0,27%
M ² PC	3,80%	0,20%
PI com PWM	3,82%	0,20%

Fonte: Elaborado pela autora.

A fim de analisar a resposta transitória, foram realizadas simulações com variações na amplitude e frequência da corrente de referência nos três sistemas, FCS-MPC, M²PC e PI. O desempenho transitório foi verificado a partir da resposta temporal da corrente controlada (i_l), onde foi observado o tempo de acomodação, ou seja, o tempo necessário para a corrente permanecer em uma faixa de tolerância de $\pm 10\%$ da corrente de referência i_l^* .

3.4.3.1 Variação da amplitude

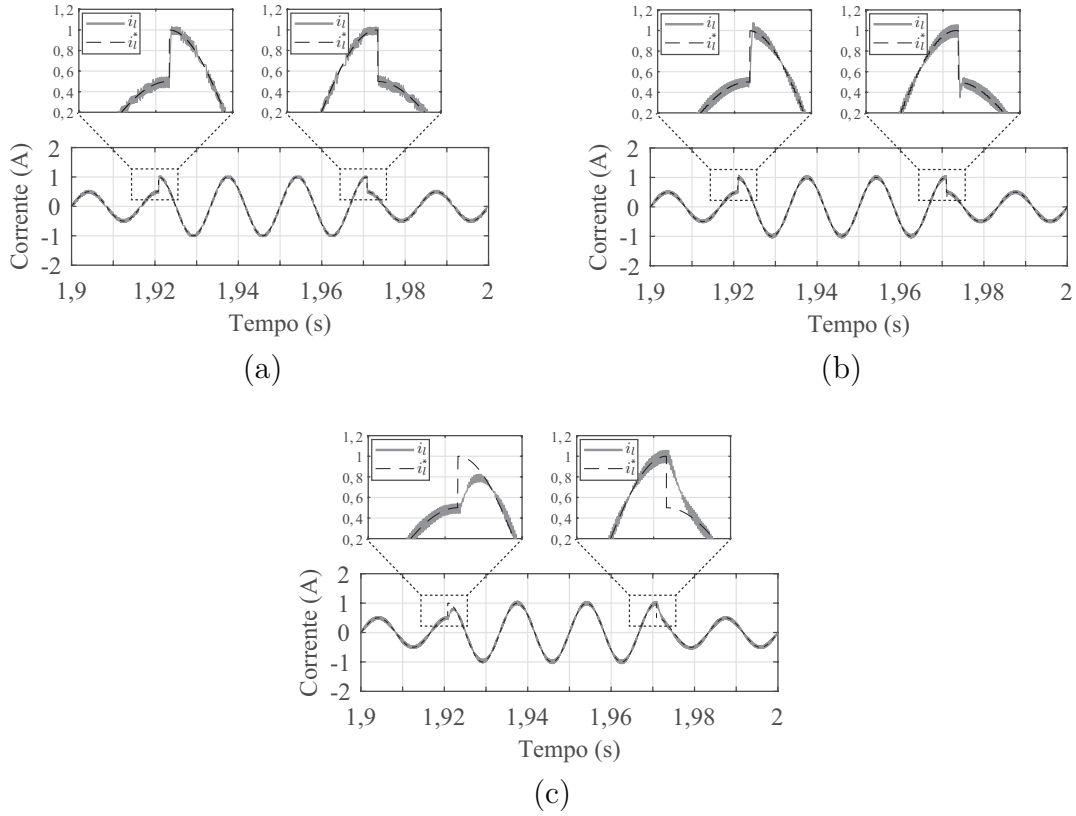
Para a avaliação do comportamento transitório com a variação da amplitude da corrente de referência, foram realizadas alterações de 0,5 A a 1 A em, aproximadamente, 1,92 s e de 1 A a 0,5 A em, aproximadamente, 1,97 s. A Figura 64 exibe o comportamento da corrente i_l a partir das alterações realizadas em i_l^* e a Tabela 15 apresenta os tempos de acomodação obtidos em cada alteração.

Na Figura 64(a) são mostradas as correntes de referência e medida com o emprego do FCS-MPC. Em ambas as variações, a resposta do controle foi imediata, como se pode observar pelo erro entre as correntes i_l^* e i_l visto na Figura 65(a). Na primeira alteração, o tempo de acomodação foi de 0,17 ms e na segunda, o tempo decorrido foi de 0,08 ms.

A Figura 64(b) exibe as correntes do sistema com M²PC. Nota-se que a corrente medida na carga segue quase instantaneamente a corrente de referência durante as alterações de amplitude. O erro entre as correntes i_l^* e i_l é mostrado na Figura 65(b). Para a primeira alteração, de 0,5 A a 1 A, o tempo de acomodação foi de 0,32 ms, e na segunda, 1 A a 0,5 A, o tempo de acomodação foi de 0,26 ms.

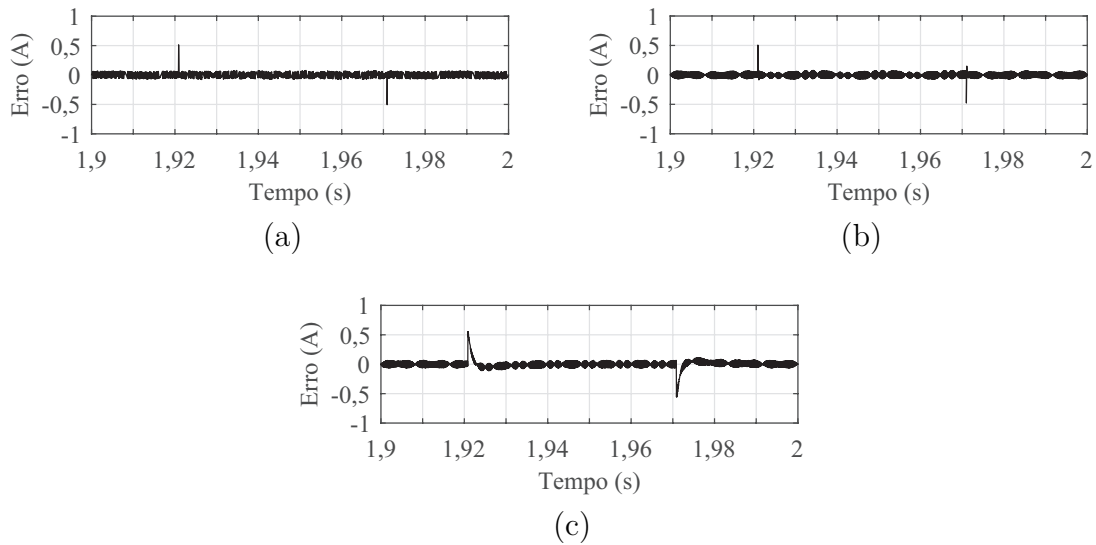
Por outro lado, na Figura 64(c), observa-se as correntes a partir do emprego do controlador PI, onde é possível notar um maior tempo de acomodação da corrente em torno da referência. O erro entre i_l^* e i_l é exposto na Figura 65(c). A acomodação da corrente, durante a primeira mudança de amplitude, ocorreu em, aproximadamente, 14 ms e em 13 ms durante a segunda mudança de amplitude.

Figura 64 – Resultados de simulação das correntes i_l e i_l^* para uma variação na amplitude da corrente de referência de 0,5 A para 1 A e de 1 A para 0,5 A. (a) FCS-MPC. (b) M²PC. (c) PI com PWM.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 65 – Resultados de simulação do erro entre as correntes i_l^* e i_l para uma variação na amplitude da corrente de referência de 0,5 A para 1 A e de 1 A para 0,5 A. (a) FCS-MPC. (b) M²PC. (c) PI com PWM.



Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 15 – Tempo de acomodação para uma variação na amplitude da corrente de referência de 0,5 A para 1 A e de 1 A para 0,5 A utilizando as técnicas de controle FCS-MPC, M²PC e PI com PWM.

Técnica de controle	0,5 A para 1 A	1 A para 0,5 A
FCS-MPC	0,17 ms	0,08 ms
M ² PC	0,32 ms	0,26 ms
PI com PWM	14 ms	13 ms

Fonte: Elaborado pela autora.

3.4.3.2 Variação da frequência

A avaliação do comportamento transitório com a variação da frequência da corrente de referência, ocorreu a partir de alterações da frequência fundamental de 60 Hz a 30 Hz em, aproximadamente, 1,84 s e de 30 Hz a 60 Hz em, aproximadamente, 1,94 s. Na Figura 66 é exposto o comportamento da corrente i_l a partir das alterações realizadas em i_l^* . O tempo de acomodação em cada alteração é mostrado na Tabela 16.

As correntes de referência e medida com o emprego do FCS-MPC são mostradas na Figura 66(a) e o erro entre elas é exposto na Figura 67(a). A variação de 60 Hz a 30 Hz custou a corrente de carga um tempo de acomodação de 0,38 ms, enquanto que na variação de 30 Hz a 60 Hz a corrente demorou 0,12 ms para se acomodar em torno da referência, demonstrando que o controle FCS-MPC atua imediatamente na ocorrência de perturbações.

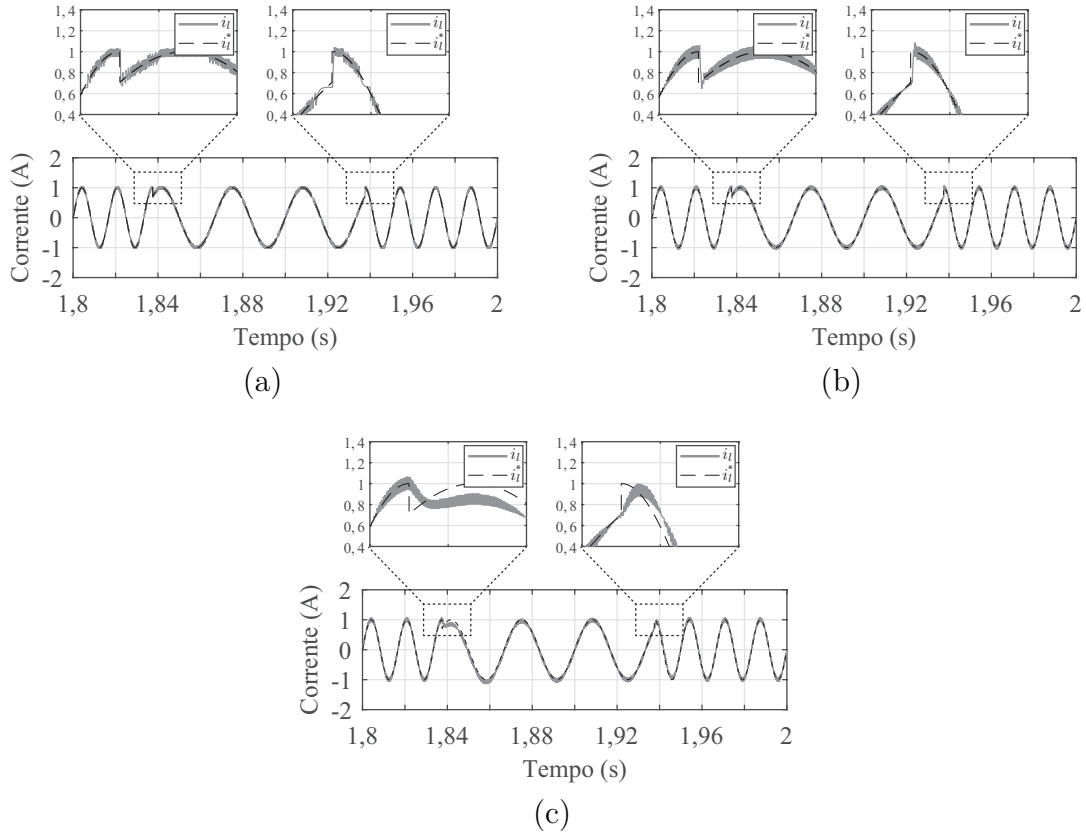
Utilizando a técnica M²PC, observa-se uma rápida resposta do controle da corrente na carga durante as alterações de frequência da corrente de referência. Na Figura 67(b) é mostrado o erro entre as correntes i_l^* e i_l durante as transições realizadas. Para a primeira alteração na frequência da corrente de referência, de 60 Hz a 30 Hz, o tempo de acomodação foi de 0,42 ms, e na segunda alteração, 30 Hz a 60 Hz, o tempo de acomodação foi de 0,53 ms.

Análise similar foi realizada a partir do emprego do controlador PI. Os resultados de i_l^* e i_l são mostrados na Figura 66(b) e o erro entre elas é exposto na Figura 67(b). Pode-se observar que durante a primeira mudança, a corrente i_l levou 66 ms para se acomodar em torno da referência. Posteriormente, durante a segunda alteração, o tempo de acomodação foi igual a 19 ms. Os resultados mostram que as respostas do FCS-MPC e do M²PC são mais rápidas do que a do controlador PI em ambos os casos.

3.4.3.3 Análise de perdas

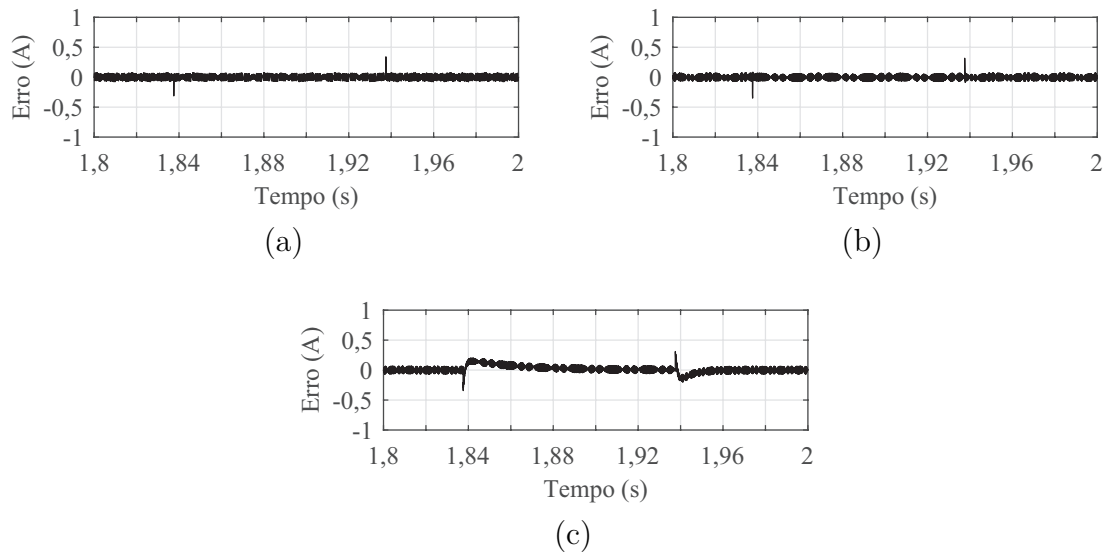
A análise de perdas foi realizada para as três técnicas de controle utilizando parâmetros para se obter frequência de chaveamento igual a 5 kHz. A Figura 68 mostra as perdas de condução e comutação nos semicondutores do circuito sob as técnicas de

Figura 66 – Resultados de simulação das correntes i_l e i_l^* para uma variação na frequência da corrente de referência de 60 Hz para 30 Hz e de 30 Hz para 60 Hz. (a) FCS-MPC. (b) M²PC. (c) PI com PWM.



Fonte: Elaborado pela autora.

Figura 67 – Resultados de simulação do erro entre as correntes i_l^* e i_l para uma variação na frequência da corrente de referência de 60 Hz para 30 Hz e de 30 Hz para 60 Hz. (a) FCS-MPC. (b) M²PC. (c) PI com PWM.



Fonte: Elaborado pela autora.

Tabela 16 – Tempo de acomodação para uma variação na frequência da corrente de referência de 60 Hz para 30 Hz e de 30 Hz para 60 Hz utilizando as técnicas de controle FCS-MPC, M²PC e PI com PWM.

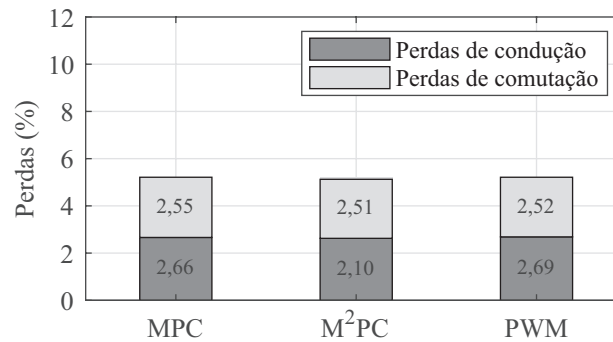
Técnica de controle	60 Hz para 30 Hz	30 Hz para 60 Hz
FCS-MPC	0,38 ms	0,12 ms
M ² PC	0,42 ms	0,53 ms
PI com PWM	66 ms	19 ms

Fonte: Elaborado pela autora.

controle FCS-MPC, M²PC e PI em porcentagem da potência total do sistema.

Sob a técnica de controle preditiva FCS-MPC aplicada na condição simétrica, as perdas nos semicondutores totalizaram 5,21% da potência total do sistema. Para o sistema com o M²PC, as perdas foram iguais a 5,13%. Enquanto que as perdas sob o uso do controlador PI também para a condição simétrica foram de 5,21% da potência total. Comparativamente, as perdas de condução e comutação sob ambas as técnicas de controle na condição simétrica foram similares, com a total obtida pelo uso do M²PC se sobressaindo de forma moderada pelo seu menor valor.

Figura 68 – Perdas nos semicondutores sob as técnicas de controle FCS-MPC, M²PC e PI.



Fonte: Elaborado pela autora.

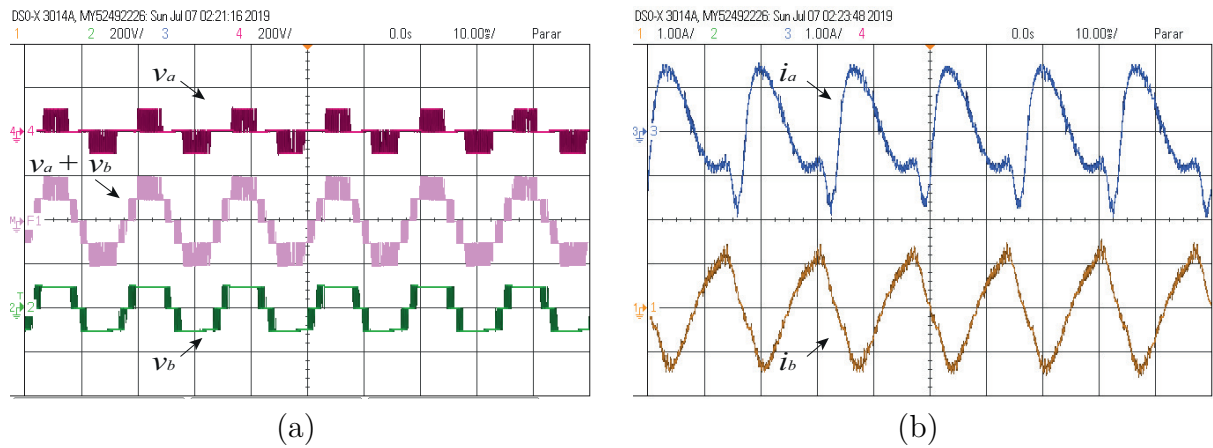
3.5 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

O sistema proposto foi implementado em laboratório. A configuração experimental é baseada em um processador de sinal digital (DSP) TMS320F28335 com um microcomputador equipado com placas e sensores apropriados. Os resultados foram obtidos por osciloscópio. A capacitância do barramento CC é igual a 4400 μ F e uma carga RL trifásica de 150 Ω e 20 mH é usada. Cenários idênticos aos apresentados nos resultados de simulação para as condições simétrica e assimétricas foram considerados para a aquisição dos resultados experimentais.

3.5.1 FCS-MPC

O controle FCS-MPC foi desenvolvido para aplicação nas condições simétrica e assimétricas do conversor. Entretanto, conforme por ser visualizado na Figura 69, houve saturação das correntes no primário dos transformadores no ensaio experimental. Devido a este fato e à impossibilidade momentânea de verificar possíveis ações corretivas para o problema, somente os resultados sob a técnica de controle M²PC, discutidos a seguir, são apresentados.

Figura 69 – Resultados experimentais do conversor na condição simétrica com controle FCS-MPC. (a) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (b) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b).



Fonte: Elaborado pela autora.

3.5.2 M²PC

Resultados experimentais com o método de controle M²PC foram obtidos utilizando um tempo de amostragem de 100 μ s e frequência da portadora igual a 10 kHz. As aplicações do método nas condições simétrica e assimétricas foram consideradas, assim como nos resultados de simulação. Além disso, também foi realizada uma análise de transitório da topologia simétrica empregando o controle de corrente M²PC.

3.5.2.1 Condição simétrica

Para os cenários na condição simétrica, a tensão do barramento foi estabelecida em 100 V. No primeiro cenário os vetores baixo-alto foram utilizados nos setores I e II e os vetores alto-baixo foram usados nos setores III e IV. Em contrapartida, no segundo cenário os vetores alto-baixo foram usados nos setores I e II e os vetores baixo-alto foram empregados nos setores III e IV.

3.5.2.1.1 Cenário 1

As formas de onda em estado estacionário para as tensões de polo, tensões do transformador, correntes do conversor, corrente de carga e tensão de carga, usando o controle preditivo do modelo modulado são mostradas na Figura 70. Nestes resultados, a amplitude da corrente de carga de referência é igual a 1 A. Observa-se que o controle garante corrente senoidal e tensão de carga com cinco níveis. O par de vetores adjacentes aplicados garante que o conversor A opere com tensão de três níveis e baixa frequência de chaveamento, enquanto o conversor B trabalha com alta frequência de chaveamento, como mostra a Figura 70(c). Na Figura 70(d) são mostradas as correntes no lado primário do transformador, sem a presença de componente CC. Isso acontece porque as formas das tensões dos transformadores v_a e v_b são geradas por vetores de estados otimizados que suprimem a componente CC. Nota-se que os resultados experimentais apresentados na Figura 70 tem característica similar aos apresentados na Figura 57.

3.5.2.1.2 Cenário 2

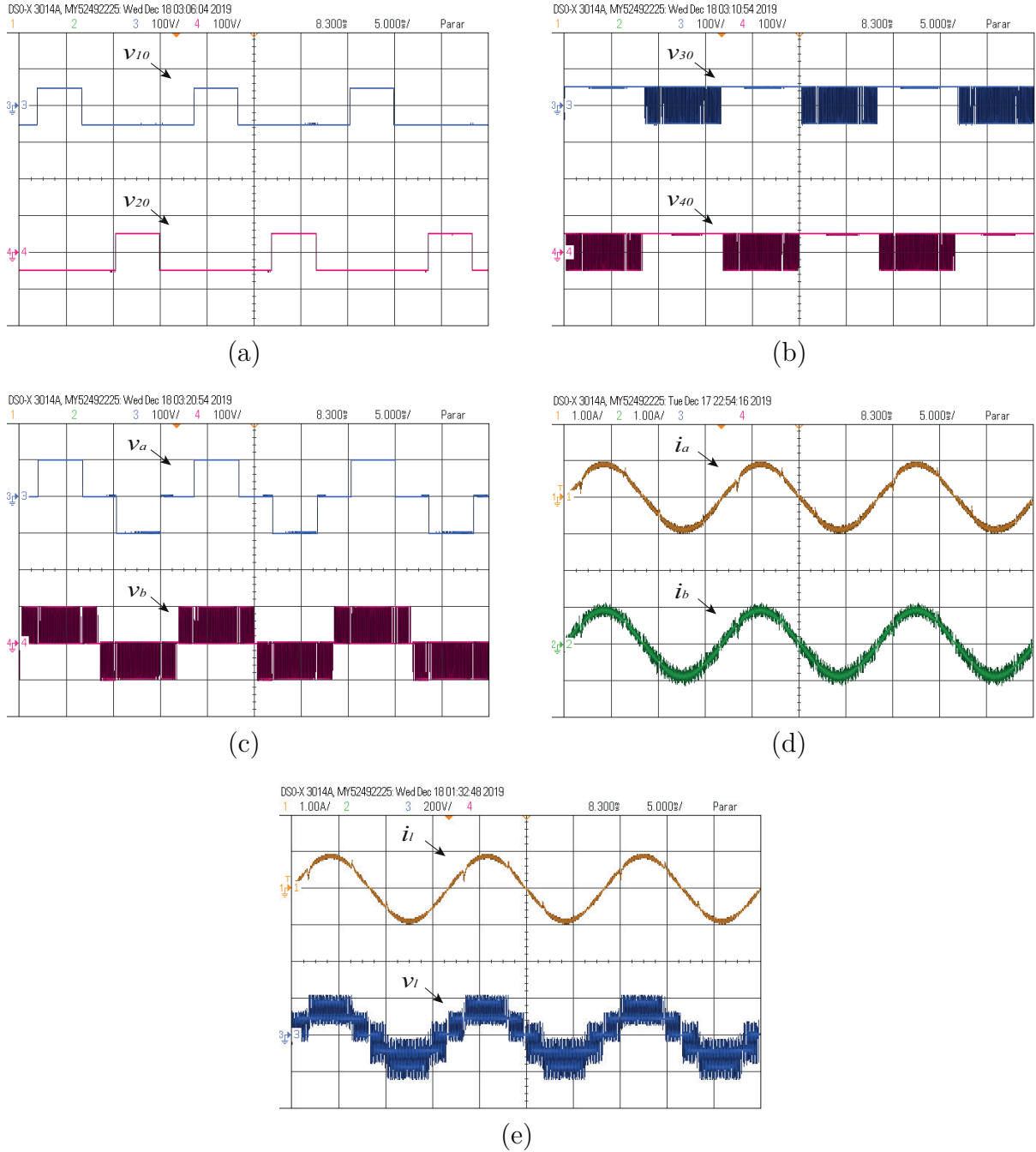
A partir do uso dos vetores alto-baixo nos setores I e II e vetores baixo-alto nos setores III-IV foram obtidas as formas de onda mostradas na Figura 71. Percebe-se que as tensões geradas por ambos os inversores A e B foram obtidas a partir de alta frequência de chaveamento, com diferentes períodos de grampeamento, diferentemente dos apresentados no Cenário 1, onde o conversor A gerou uma tensão com baixa frequência de chaveamento. Na Figura 58(d) são exibidas as correntes no primário do transformador e na Figura 58(e) a corrente na carga de amplitude igual a 1 A. Ainda na Figura 58(e) é possível observar os cinco níveis da tensão na carga. Os resultados experimentais mostrados na Figura 71 validam os resultados simulados apresentados na Figura 58.

3.5.2.2 Condições assimétricas

Para a condição assimétrica 1:2 a tensão do barramento (E) utilizada foi igual a 70 V. A partir da seleção de vetores alto-baixo nos setores I, II e III e vetores baixo-alto nos setores IV, V e VI, as curvas de corrente e tensão obtidas no ensaio experimental são as mostradas na Figura 72. Similarmente aos resultados obtidos em simulação, as Figuras 72(a), 72(b) e 72(c) mostram que o conversor A tem uma frequência de comutação maior do que o conversor B. Na Figura 72(d) são apresentadas as correntes i_a e i_b , no lado do conversor, sem a presença de nível CC. Entretanto, estas correntes apresentaram pequenas distorções durante as mudanças de níveis de tensão, podendo ser resultado das diferentes especificações paramétricas dos transformadores e consequentes defasagens entre essas correntes. Na Figura 72(e) é visto a tensão de sete níveis e a corrente na carga.

Por outro lado, para a condição assimétrica 1:3 a tensão no barramento foi igual a 50 V. Os sinais de tensão e corrente mostrados na Figura 73 foram obtidos empregando a

Figura 70 – Resultados experimentais do conversor na configuração simétrica no cenário 1 com controle M²PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.

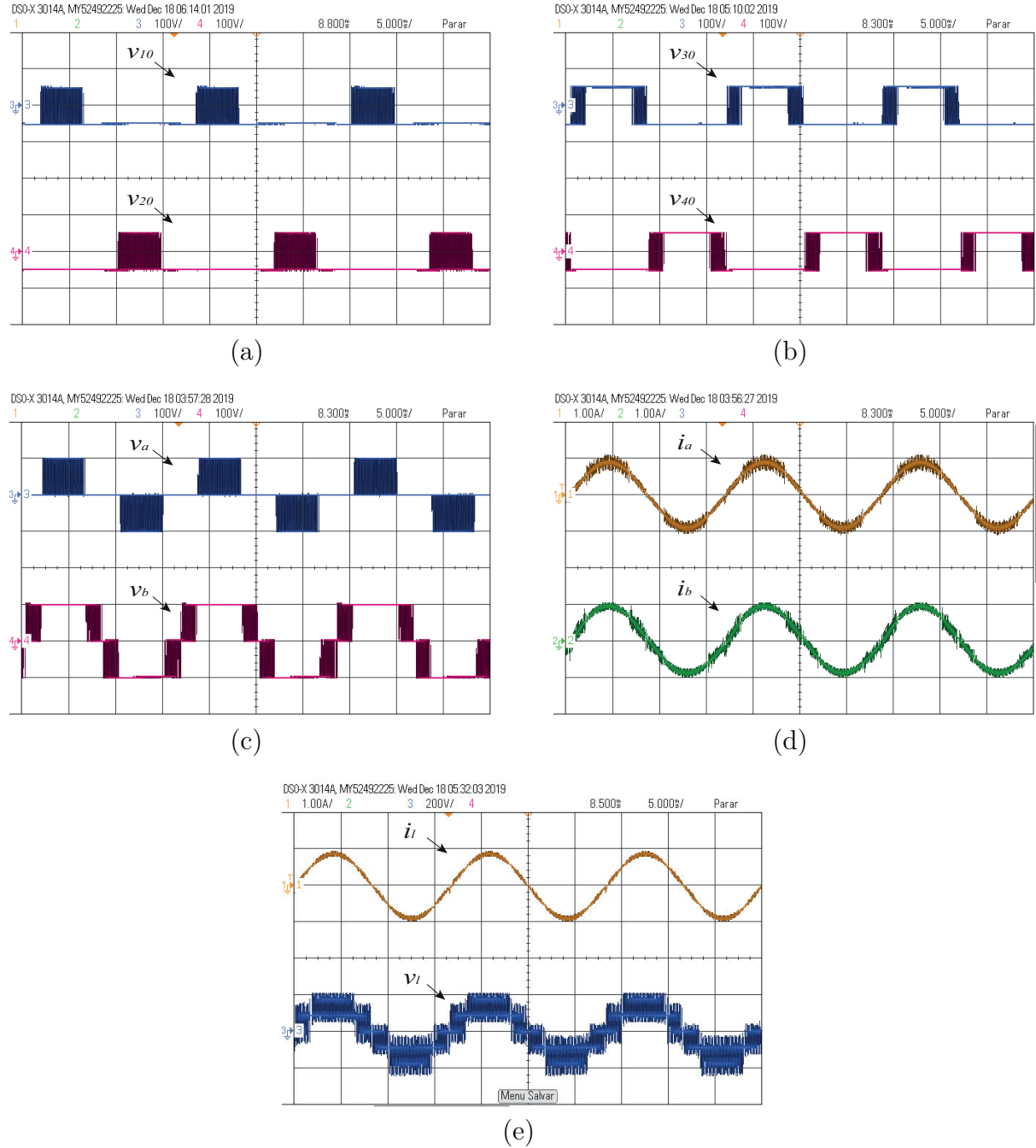


Fonte: Elaborado pela autora.

seleção de vetores alto-baixo nos setores I, II, III e IV e vetores baixo-alto nos setores V, VI, VII e VIII.

Assim como nos resultados simulados, Figura 61, o conversor A apresentou um diferente padrão de comutação do conversor B, conforme Figuras 73(a), 73(b), e 73(c). As correntes no lado primário do transformador i_a e i_b são mostradas na Figura 73(d),

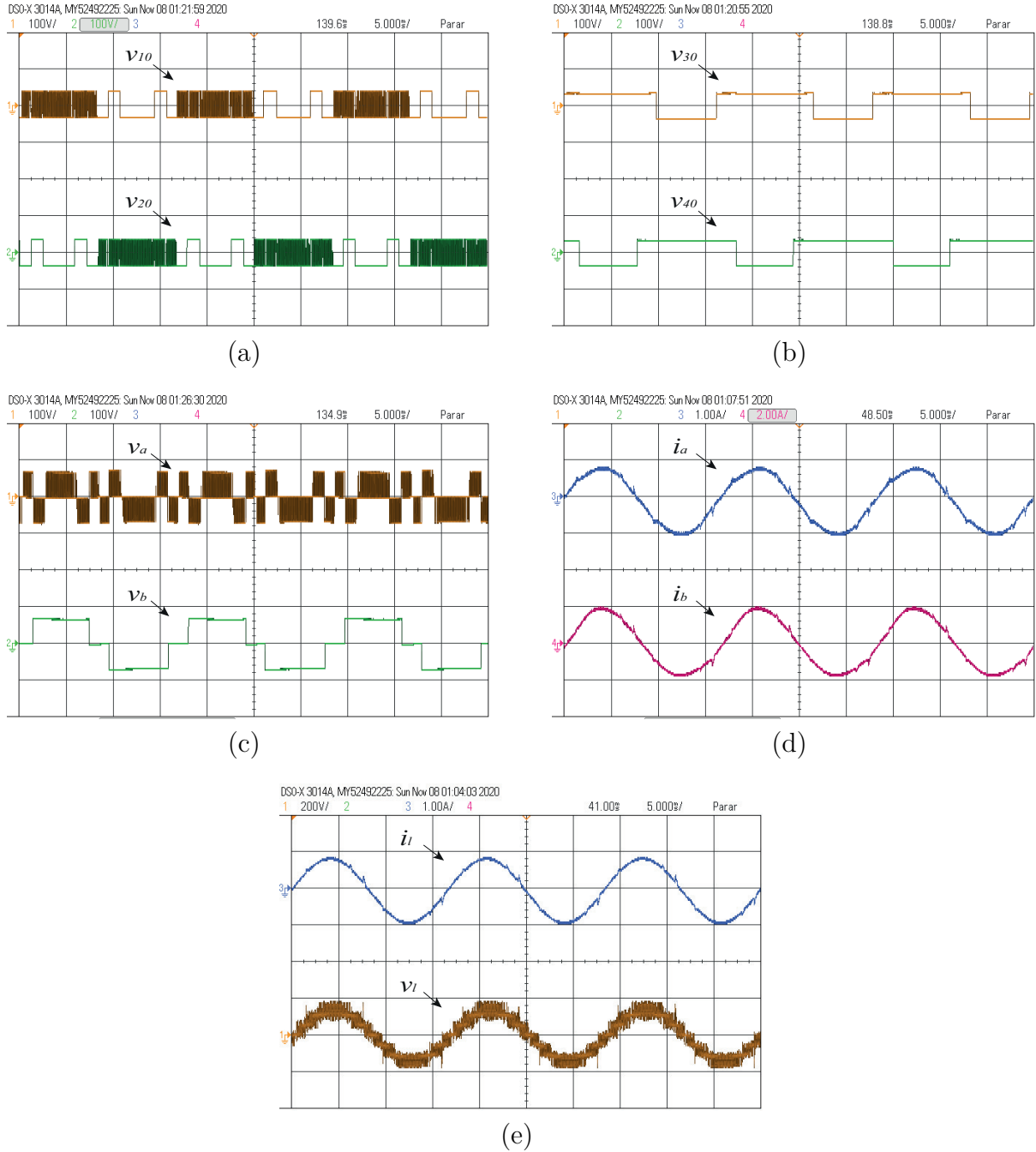
Figura 71 – Resultados experimentais do conversor na configuração simétrica no cenário 2 com controle M²PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.



Fonte: Elaborado pela autora.

onde também foi verificada distorções nestas correntes e defasagem entre elas. A tensão na carga com nove níveis e a corrente na carga são mostradas na Figura 73(e).

Figura 72 – Resultados experimentais do conversor na configuração assimétrica 1:2 com controle M²PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.

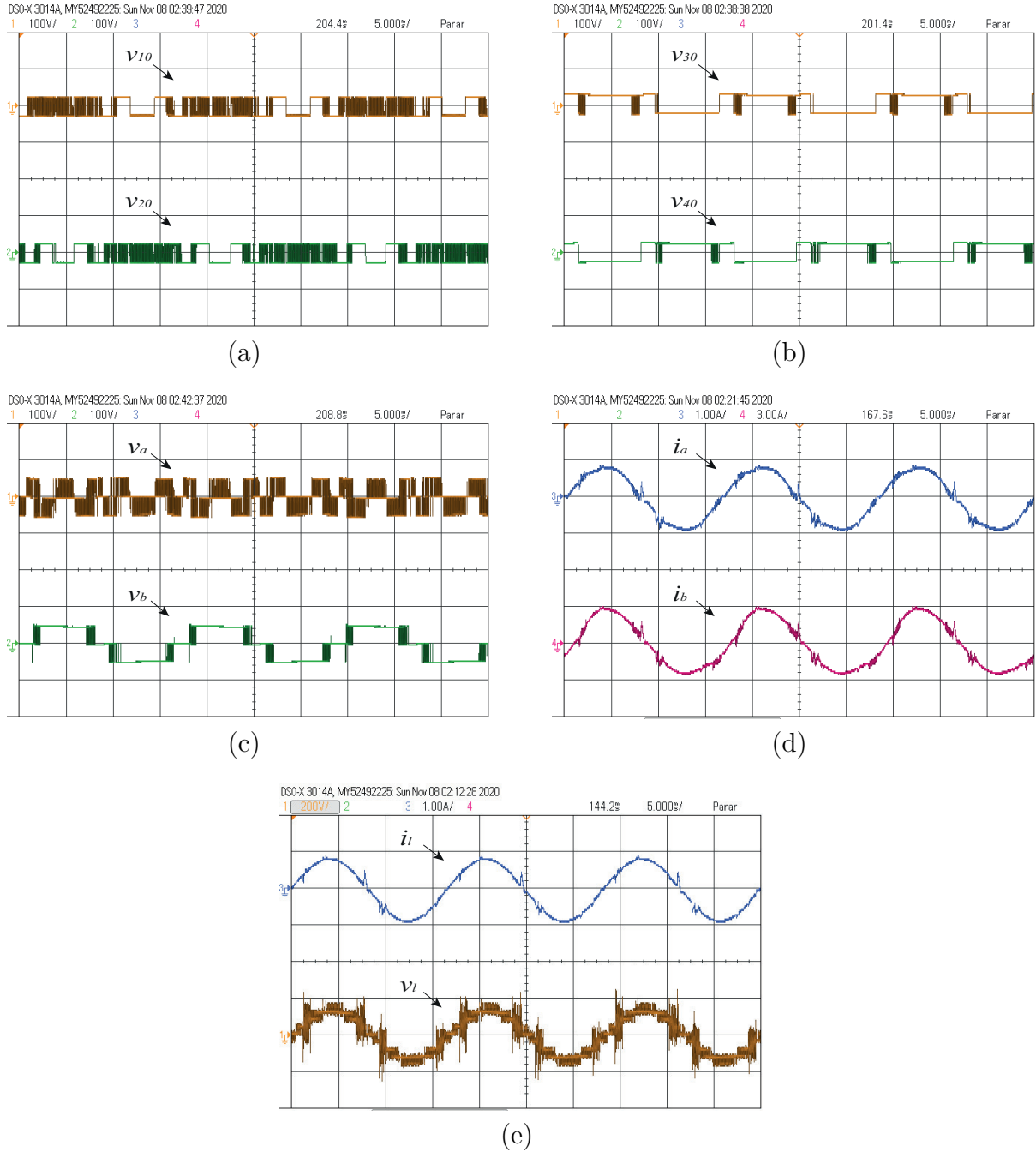


Fonte: Elaborado pela autora.

3.5.2.3 Análise de transitório

Com a finalidade de se observar o comportamento dinâmico do sistema com o emprego do método M²PC, análises do sistema foram realizadas na condição simétrica, verificando as respostas em regime dinâmico. Foram realizados experimentos com variações na amplitude e frequência da corrente de referência e o desempenho transitório foi verificado

Figura 73 – Resultados experimentais do conversor na configuração assimétrica 1:3 com controle M²PC. (a) Tensões de polo v_{10} e v_{20} . (b) Tensões de polo v_{30} e v_{40} . (c) Tensões no lado primário dos transformadores (v_a e v_b). (d) Correntes no lado primário dos transformadores (i_a e i_b). (e) Corrente e tensão na carga.



Fonte: Elaborado pela autora.

a partir da resposta temporal da corrente na carga, observado-se o tempo de acomodação.

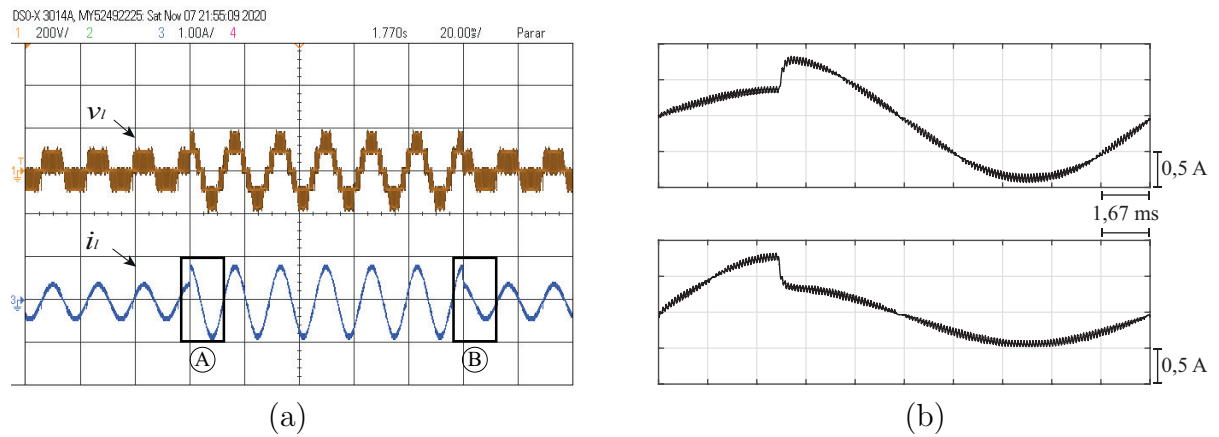
3.5.2.3.1 Variação da amplitude

Para a avaliação do comportamento transitório com a variação da amplitude da corrente de referência, foram realizadas alterações de 0,5 A a 1 A e de 1 A a 0,5 A. A

Figura 74 exibe o comportamento da corrente na carga a partir das alterações realizadas em i_l^* .

Na Figura 74(a) são mostradas a tensão e a corrente na carga. Nota-se que a corrente medida na carga muda de amplitude de modo imediato durante as alterações. Já a tensão na carga apresenta três níveis quando a amplitude da corrente é 0,5 A e cinco níveis quando a amplitude da corrente é alterada para 1 A, devido a essa alteração da corrente provocar mudança no índice de modulação. Na Figura 74(b) é possível visualizar de forma mais aproximada o desempenho da corrente quando imposta a variação de 0,5 A à 1 A.

Figura 74 – Resultados experimentais na configuração simétrica para uma variação na amplitude da corrente de referência de 0,5 A para 1 A. (a) Tensão e corrente na carga. (b) Comportamento da corrente i_l - destaque de A (superior) e destaque de B (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

3.5.2.3.2 Variação da frequência

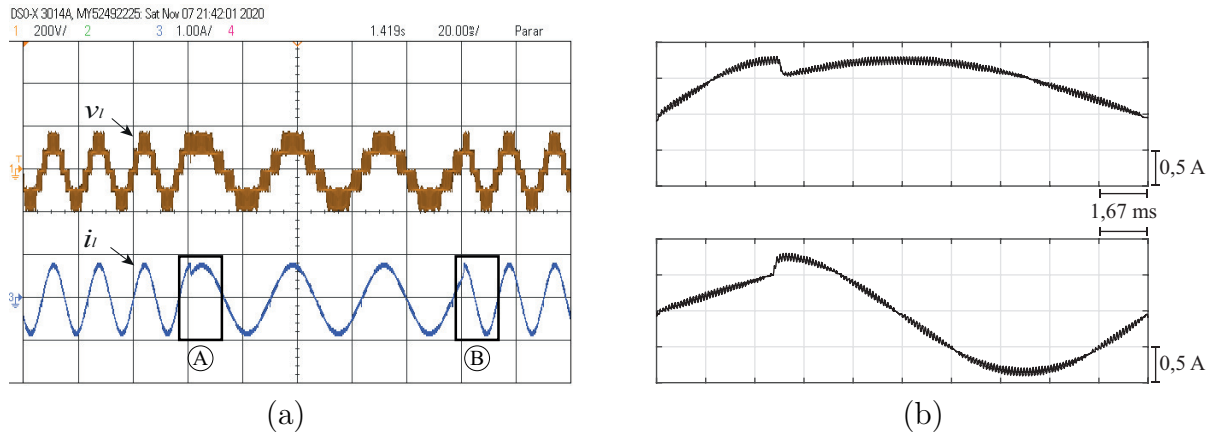
A avaliação do comportamento transitório da corrente na carga com a variação da frequência da corrente de referência, ocorreu a partir de alterações da frequência fundamental de 60 Hz a 30 Hz e de 30 Hz a 60 Hz. Na Figura 75(a) é mostrado o comportamento de v_l e i_l a partir das alterações realizadas em i_l^* .

Do mesmo modo apresentado com a variação de amplitude, observa-se uma rápida resposta do controle da corrente i_l durante as alterações de frequência tanto para 30 Hz quanto para 60 Hz. Na Figura 75(b) é mostrado a dinâmica da corrente quando submetida a variação da frequência de 60 Hz para 30 Hz, podendo-se observar, mais uma vez, a resposta imediata do sistema.

3.6 CONCLUSÕES

Este capítulo apresentou as técnicas de controle preditivo FCS-MPC e M²PC aplicados no controle de corrente de um inversor multinível de transformador em cascata

Figura 75 – Resultados experimentais na configuração simétrica para uma variação na frequência da corrente de referência de 60 Hz para 30 Hz. (a) Tensão e corrente na carga. (b) Comportamento da corrente i_l - destaque de A (superior) e destaque de B (inferior).



Fonte: Elaborado pela autora.

monofásico. O CTMI analisado aqui usa dois conversores de ponte H com dois transformadores em cascata e apenas uma única fonte de tensão de barramento CC. Os enrolamentos primários dos transformadores são conectados aos inversores de ponte H, enquanto os enrolamentos secundários são conectados à carga.

Durante a análise de simulação do conversor com controle de corrente FCS-MPC foi observada a presença de níveis CC nas correntes no primário dos transformadores. A minimização desse problema foi realizada a partir da inserção de um termo adicional na função custo, com a finalidade de tornar as tensões geradas pelo conversor simétricas. Com a topologia do CTMI nas condições simétrica e assimétricas 1:2 e 1:3 foi possível obter cinco, sete e nove níveis, respectivamente. A análise de conteúdo harmônico para essas condições sob controle FCS-MPC demonstraram que com o aumento dos níveis foi possível reduzir a THD de 6,39%, na condição simétrica, para 3,23% na condição assimétrica 1:3. Em relação as perdas totais nos semicondutores, houve aumento nas topologias com mais níveis, devido a amplitude da corrente no inversor B ser maior do que na topologia na condição simétrica.

No emprego do método M²PC, a fim de reduzir a complexidade do controlador e eliminar a componente CC, diferentes pares pré-selecionados de vetores de estado adjacentes foram aplicados. As condições simétricas e assimétricas foram analisadas através de simulação.

Para a condição simétrica, dois diferentes cenários foram considerados com a finalidade de verificar o comportamento do circuito com o emprego de cada um deles. O primeiro cenário consistiu de vetores baixo-alto usados nos setores I e II, enquanto os vetores alto-baixo foram usados nos setores III e IV. Em alternativa, no segundo cenário, vetores alto-baixo foram usados nos setores I e II e vetores baixo-alto nos setores III e IV. A principal diferença observada entre os cenários ocorreu nas tensões geradas pelos inversores.

No primeiro cenário o par de vetores adjacentes garantiu uma tensão de três níveis com baixa frequência de comutação para o inversor A, enquanto o inversor B trabalhou com alta frequência de comutação. No segundo cenário, os inversores, A e B, apresentaram equilibrada frequência de chaveamento. Por outro lado, a análise das condições assimétricas demonstra os diferentes níveis obtidos para as diferentes relações de transformação do transformador e a melhora nos sinais de saída em termos de THD e WTHD. Do mesmo modo apresentado no método FCS-MPC, a análise de perdas resultou em maiores valores para as condições assimétricas devido a maior corrente nos semicondutores.

Além disso, a viabilidade dos métodos FCS-MPC e M²PC foi verificada por comparação com o controlador PI com PWM, analisando as respostas em regime permanente e dinâmico e perdas nos semicondutores. Foi obtido, em ambos os métodos, resultados semelhantes no desempenho em regime permanente e também nas perdas nos semicondutores. Contudo, melhores resultados no comportamento transiente com os métodos FCS-MPC e M²PC foram observados em relação ao sistema com controlador PI.

Ainda pela análise comparativa é possível observar que o tempo de acomodação em regime transitório utilizando o método FCS-MPC foi melhor do que o tempo obtido com o método M²PC. Entretanto, este último se destacou perante o FCS-MPC em termos de reduzido conteúdo harmônico, perdas e ainda o estabelecimento de uma frequência de comutação fixa.

Por fim, devido a dificuldades encontradas na implementação experimental do sistema com controle FCS-MPC, apenas os resultados experimentais das condições simétrica e assimétricas com controle M²PC foram apresentados para validar a abordagem proposta. Os resultados obtidos experimentalmente estão de acordo com as expectativas, validando o estudo teórico do controlador M²PC.

4 CONSIDERAÇÕES FINAIS E TRABALHOS FUTUROS

4.1 CONSIDERAÇÕES FINAIS

O desenvolvimento de microprocessadores digitais tem se tornado a solução para implementação de esquemas de controle mais avançados, com novos conceitos e cálculos complexos. Consequentemente, o controle preditivo usando o modelo discreto de conversores, devido à alta exigência computacional em sua implementação, somente atraiu novos olhares nos últimos anos, se tornando tendência e uma alternativa aos esquemas clássicos de controle. Entre as principais vantagens da aplicação deste esquema estão: simplicidade de implementação e inclusão de não-linearidades. Mediante isto, as aplicações do MPC em conversores de potência ressurgem como forma de avaliar o desempenho desses sistemas em busca de melhores performances alinhados a baixos custos.

A análise dos controles FCS-MPC e M^2PC aplicados ao retificador semi-controlado HCBR foi realizada sob diferentes condições visando a melhoria no desempenho do sistema quando aplicados esses controladores. Essas condições incluíram técnicas de detecção de setor, imposição da função custo e referências de correntes de entrada distorcidas. Desta forma, verificou-se que os esquemas de controle FCS-MPC e M^2PC aplicados ao HCBR garantem um bom desempenho do sistema comparado às técnicas de controle clássicas. Perante o esquema de controle linear, os modelos preditivos garantiram melhor rastreamento das correntes de fase de referência, menor taxa de distorção harmônica e resposta dinâmica mais rápida, porém o PWM apresentou menores perdas nos semicondutores. Por outro lado, em relação as mesmas análises, os controles preditivos FCS-MPC e M^2PC se compararam as características apresentadas pelo controle por histerese, porém, com o M^2PC apresentando ainda a vantagem da frequência de comutação fixa.

A frequência de comutação fixa obtida com o método M^2PC também aparece como vantagem perante a técnica FCS-MPC aplicada ao conversor HCBR. Além disso, outras vantagens como menor taxa de distorção harmônica, perdas e utilização de menor tempo de amostragem na obtenção da mesma frequência média de chaveamento foram observadas com a utilização do M^2PC em comparação com o FCS-MPC.

Para o controle do inversor multinível com transformador em cascata (CTMI) com o FCS-MPC, uma função custo com termo adicional foi utilizada no algoritmo de controle para eliminação de níveis CC nas correntes no primário dos transformadores, sem afetar o desempenho do sistema. Tensões multiníveis com cinco, sete e nove níveis foram obtidas com a topologia do CTMI nas condições simétrica e assimétricas 1:2 e 1:3, respectivamente. Análises de simulação demonstraram que o conteúdo harmônico para essas condições foi reduzido com a obtenção de mais níveis de tensão na carga. Por outro lado, as perdas de condução nos semicondutores sofreram aumento, causado pela maior amplitude das correntes nos semicondutores com a topologia nas condições assimétricas.

Para o esquema de controle preditivo modulado (M^2PC) também foram consideradas

as condições simétrica e assimétricas da topologia. Pré-seleção de vetores foi realizada para a redução de complexidade e adaptação à plataforma de controle utilizada. Assim, dois diferentes cenários para a condição simétrica, com distintas combinações de vetores, foram estabelecidos e avaliados na aplicação ao conversor. Ambos os cenários apresentaram tensão de saída com cinco níveis e baixa THD na corrente de carga, porém, mostraram diferenciado aspecto de chaveamento. No cenário 1, os inversores A e B mostraram relevante distinção na frequência de chaveamento, com o segundo apresentando maior frequência. Por outro lado, no cenário 2, as frequências de chaveamento foram proporcionais, porém com períodos de grampeamento. Para as condições assimétricas 1:2 e 1:3, diferentes níveis de tensão foram obtidos na carga, sendo sete níveis para a primeira e nove níveis para a segunda. As diferentes condições mostraram que com a obtenção de mais níveis, os sinais de saída melhoraram em termos de THD e WTHD.

Análises comparativas utilizando a condição simétrica com o emprego dos métodos FCS-MPC, M²PC e do controlador PI com PWM foram realizadas a partir da variação da corrente de referência em amplitude e frequência. Ambas as análises demonstraram o comportamento superior dos métodos FCS-MPC e M²PC em relação ao tempo de resposta do sistema em comparação com o controlador PI. Em relação aos métodos preditivos, o FCS-MPC se destacou perante o M²PC pela rápida resposta em regime transitório. Contudo, o M²PC se mostrou superior na aplicação ao CTMI em relação a conteúdo harmônico e perdas nos semicondutores.

4.2 TRABALHOS FUTUROS

A continuidade deste trabalho pode ser realizada pelas seguintes atividades:

1. Estudo da topologia HCBR para aplicação em sistema gerador com máquina de ímã permanente;
2. Inclusão do controle do barramento CC na função custo do algoritmo de controle da topologia HCBR;
3. Avaliação de outros formatos de corrente de referência para melhoria no desempenho do sistema com o conversor HCBR;
4. Análise da topologia HCBR em cascata visando a eliminação da distorção no semiciclo negativo;
5. Estudo, investigação e dimensionamento dos transformadores na topologia CTMI;
6. Investigação da técnica M²PC com outras estratégias SVPWM;
7. Aplicação e investigação do desempenho dos sistemas discretizados com outros métodos numéricos.

REFERÊNCIAS

- AJAMI, A.; FARAKHOR, A.; ARDI, H. Minimisations of total harmonic distortion in cascaded transformers multilevel inverter by modifying turn ratios of the transformers and input voltage regulation. *IET Power Electronics*, v. 7, n. 11, p. 2687–2694, 2014.
- AMIN, M. M. N.; MOHAMMED, O. A. Dc-bus voltage control technique for parallel-integrated permanent magnet wind generation systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 26, n. 4, p. 1140–1150, Dec 2011. ISSN 0885-8969.
- BLASKO, V. Analysis of a hybrid pwm based on modified space-vector and triangle-comparison methods. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 33, n. 3, p. 756–764, May 1997. ISSN 0093-9994.
- CORTES, P. et al. Guidelines for weighting factors design in model predictive control of power converters and drives. In: *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–7.
- CORTES, P. et al. Direct power control of an afe using predictive control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 23, n. 5, p. 2516–2523, Sep. 2008. ISSN 0885-8993.
- CORTES, P.; VATTUONE, L.; RODRIGUEZ, J. A comparative study of predictive current control for three-phase voltage source inverters based on switching frequency and current error. In: *Proceedings of the 2011 14th European Conference on Power Electronics and Applications*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1–8.
- 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, Aug 2010. ISSN 1557-9948.
- FILHO, R. M. S. et al. Comparison of three single-phase pll algorithms for ups applications. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 55, n. 8, p. 2923–2932, 2008.
- HE, Z. et al. Modulated model predictive control for modular multilevel ac/ac converter. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 34, n. 10, p. 10359–10372, 2019.
- HOLMES, D. G.; LIPO, T. A. *Pulse width modulation for power converters: principles and practice*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. v. 18.
- HOLTZ, J. Pulsewidth modulation for electronic power conversion. *Proceedings of the IEEE*, v. 82, n. 8, p. 1194–1214, Aug 1994. ISSN 0018-9219.
- JACOBINA, C. B. et al. Modeling and control of unbalanced three-phase systems containing pwm converters. *IEEE Transactions on Industry Applications*, v. 37, n. 6, p. 1807–1816, 2001.
- JAHAN, H. K. et al. Low component merged cells cascaded-transformer multilevel inverter featuring an enhanced reliability. *IET Power Electronics*, v. 10, n. 8, p. 855–862, 2017.
- JAHAN, H. K.; ZARE, K.; ABAPOUR, M. Verification of a low component nine-level cascaded-transformer multilevel inverter in grid-tied mode. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, v. 6, n. 1, p. 429–440, 2018.

- JIN, T. et al. Model predictive voltage control based on finite control set with computation time delay compensation for pv systems. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, v. 34, n. 1, p. 330–338, March 2019.
- KAZMIERKOWSKI, M. P.; MALESANI, L. Current control techniques for three-phase voltage-source pwm converters: a survey. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 45, n. 5, p. 691–703, Oct 1998. ISSN 0278-0046.
- KIKUCHI, J.; MANJREKAR, M. D.; LIPO, T. A. Performance improvement of half controlled three phase pwm boost rectifier. In: *30th Annual IEEE Power Electronics Specialists Conference. Record. (Cat. No.99CH36321)*. [S.l.: s.n.], 1999. v. 1, p. 319–324 vol.1. ISSN 0275-9306.
- 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.
- KRAHENBUHL, D.; ZWYSSIG, C.; KOLAR, J. W. Half-controlled boost rectifier for low-power high-speed permanent-magnet generators. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 58, n. 11, p. 5066–5075, Nov 2011. ISSN 0278-0046.
- LEON, J. I. et al. Feed-forward space vector modulation for single-phase multilevel cascaded converters with any dc voltage ratio. v. 56, n. 2, p. 315–325, 2009.
- LI, W.; ABBEY, C.; JOOS, G. Control and performance of wind turbine generators based on permanent magnet synchronous machines feeding a diode rectifier. In: *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*. [S.l.: s.n.], 2006. p. 1–6. ISSN 0275-9306.
- OLIVEIRA, J. D. S. et al. A three-phase high-frequency semicontrolled rectifier for pm wecs. *IEEE Transactions on Power Electronics*, v. 25, n. 3, p. 677–685, March 2010. ISSN 0885-8993.
- PEREZ, M.; RODRIGUEZ, J.; COCCIA, A. Predictive current control in a single phase pfc boost rectifier. In: *2009 IEEE International Conference on Industrial Technology*. [S.l.: s.n.], 2009. p. 1–6. ISSN null.
- RIVERA, M. et al. A modulated model predictive control scheme for a two-level voltage source inverter. In: *2015 IEEE International Conference on Industrial Technology (ICIT)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 2224–2229.
- RIVERA, M. et al. Modulated model predictive control (m2pc) with fixed switching frequency for an npc converter. In: *2015 IEEE 5th International Conference on Power Engineering, Energy and Electrical Drives (POWERENG)*. [S.l.: s.n.], 2015. p. 623–628.
- RODRIGUEZ, J.; CORTES, P. *Predictive control of power converters and electrical drives*. [S.l.: John Wiley & Sons, 2012. v. 40.
- RODRIGUEZ, J. et al. State of the art of finite control set model predictive control in power electronics. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, v. 9, n. 2, p. 1003–1016, May 2013. ISSN 1551-3203.
- RODRIGUEZ, J. et al. Predictive current control of a voltage source inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 1, p. 495–503, Feb 2007.

- SAIDI, Y. et al. A robust control strategy for three phase voltage t source pwm rectifier connected to a pmsg wind energy conversion system. In: *2018 International Conference on Electrical Sciences and Technologies in Maghreb (CISTEM)*. [S.l.: s.n.], 2018. p. 1–6.
- SILVA, E. R. C. da; SANTOS, E. C. dos; JACOBINA, B. Pulsewidth modulation strategies. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 5, n. 2, p. 37–45, June 2011. ISSN 1932-4529.
- SURESH, Y.; PANDA, A. K. Research on a cascaded multilevel inverter by employing three-phase transformers. *IET Power Electronics*, v. 5, n. 5, p. 561–570, 2012.
- TARISCIOTTI, L. et al. Model predictive control for shunt active filters with fixed switching frequency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 53, n. 1, p. 296–304, 2017.
- TARISCIOTTI, L. et al. Modulated model predictive control for a three-phase active rectifier. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 51, n. 2, p. 1610–1620, 2015.
- TARISCIOTTI, L. et al. Multiobjective modulated model predictive control for a multilevel solid-state transformer. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IEEE, v. 51, n. 5, p. 4051–4060, 2015.
- VARGAS, R. et al. Predictive control of a three-phase neutral-point-clamped inverter. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, v. 54, n. 5, p. 2697–2705, Oct 2007. ISSN 1557-9948.
- VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control: A review of its applications in power electronics. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 8, n. 1, p. 16–31, 2014.
- VAZQUEZ, S. et al. Model predictive control of a vsi with long prediction horizon. In: *2011 IEEE International Symposium on Industrial Electronics*. [S.l.: s.n.], 2011. p. 1805–1810.
- YARAMASU, V.; WU, B. *Model predictive control of wind energy conversion systems*. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2016.
- YEOH, S. S. et al. Permanent-magnet machine-based starter-generator system with modulated model predictive control. *IEEE transactions on transportation electrification*, IEEE, v. 3, n. 4, p. 878–890, 2017.
- YOUNG, H. A. et al. Assessing finite-control-set model predictive control: A comparison with a linear current controller in two-level voltage source inverters. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, v. 8, n. 1, p. 44–52, 2014.