

UNIVERSIDADE DO ESTADO DE SANTA CATARINA – UDESC
CENTRO DE CIÊNCIAS TECNOLÓGICAS
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

GUILHERME AUGUSTO PANGRATZ

TÉCNICAS DE CONTROLE PREDITIVO AVANÇADAS APLICADAS AO
CONVERTOR CHB NO ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO

JOINVILLE

2025

GUILHERME AUGUSTO PANGRATZ

**TÉCNICAS DE CONTROLE PREDITIVO AVANÇADAS APLICADAS AO
CONVERSOR CHB NO ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Coorientador: William César de Andrade Pereira

JOINVILLE

2025

Pangratz, Guilherme Augusto

Técnicas de controle preditivo avançadas aplicadas ao conversor CHB no acionamento de motor de indução / Guilherme Augusto Pangratz. – Joinville, 2025.

138 p. : il.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes.

Coorientador: William César de Andrade Pereira.

Dissertação (Mestrado) – Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica, Joinville, 2025.

1. Conjunto finito de estados. 2. Controle Preditivo. 3. Inversor CHB. 4. Motor de indução trifásico. I. de Novaes, Yales Rômulo . II. Pereira, William César de Andrade . III. Universidade do Estado de Santa Catarina, Centro de Ciências Tecnológicas, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. IV. Título.

GUILHERME AUGUSTO PANGRATZ

**TÉCNICAS DE CONTROLE PREDITIVO AVANÇADAS APLICADAS AO
CONVERTOR CHB NO ACIONAMENTO DE MOTOR DE INDUÇÃO**

Dissertação apresentada ao Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica do Centro de Ciências Tecnológicas da Universidade do Estado de Santa Catarina, como requisito parcial para a obtenção do grau de Mestre em Engenharia Elétrica.

Orientador: Yales Rômulo de Novaes

Coorientador: William César de Andrade Pereira

BANCA EXAMINADORA:

Prof. Dr. Yales Rômulo de Novaes
CCT/UDESC (presidente/orientador)

Membros:

Prof. Dr. Sérgio Vidal Garcia Oliveira
CCT/UDESC

Prof. Dr. Marco Esteban Rivera Abarca
DEEE/University of Nottingham

Joinville, 31 de janeiro de 2025

Este trabalho é dedicado àqueles que exercem
sua atividade com zelo.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao meu orientador, Yales Rômulo de Novaes, por sua orientação, pelas horas de dedicação ao trabalho, pela paciência e pela compreensão das minhas dificuldades e limitações.

Ao meu coorientador, William César de Andrade Pereira, agradeço pela apresentação do tema, por todas as conversas e discussões, e por todo o tempo despendido com orientações e atenção ao trabalho.

Agradeço à minha companheira, Bruna, por todo o suporte e compreensão nos momentos felizes e de dificuldade.

Sou grato à Universidade do Estado de Santa Catarina, pela oportunidade de participar do programa de mestrado, e aos professores, por todos os conhecimentos compartilhados.

Expresso minha gratidão à WEG, por possibilitar que o trabalho alcançasse os resultados apresentados, e aos colegas de trabalho, pelas discussões técnicas e pelo apoio.

RESUMO

O conversor do tipo ponte completa em cascata (*cascaded H-bridge - CHB*) é uma das topologias mais difundidas em acionamentos de velocidade variável com inversores de média tensão. Aplicações de CHB que demandam elevado desempenho dinâmico geralmente usam o controle orientado com o campo, com reguladores lineares de corrente, como estratégia de controle do motor. Com o aumento da capacidade computacional dos sistemas de controle embarcados, outras estratégias têm entrado em evidência, como o controle preditivo baseado em modelo com conjunto finito de estados (*finite control-set model predictive control - FCS-MPC*). No presente trabalho, é estudada a aplicação do FCS-MPC, na forma de controlador de corrente (*model predictive current control - MPCC*), no acionamento de velocidade variável do motor de indução trifásico alimentado pelo inversor CHB. Os desafios associados à grande quantidade de vetores espaciais de tensão utilizados no processo de otimização em tempo real, criam a necessidade de estratégias de FCS-MPC adaptadas ao CHB. Neste trabalho, duas estratégias voltadas ao CHB são aplicadas ao controlador preditivo de corrente. Na primeira, o conjunto de vetores utilizados durante o processo de otimização em tempo real é um subconjunto baseado no vetor selecionado no ciclo anterior. Na segunda, o vetor espacial de tensão ótimo é determinado pelo modelo e usado como referência para selecionar o vetor espacial mais próximo que o inversor pode aplicar. Após o controlador preditivo selecionar um vetor espacial de tensão, uma estratégia de seleção dos estados de comutação é aplicada para resolver a redundância dos estados de comutação internos da fase do CHB. Os métodos estudados são avaliados através de simulação computacional. Os métodos adaptados ao CHB são também avaliados experimentalmente em escala 1:10 de um inversor CHB de média tensão. Os resultados experimentais demonstram a eficácia das técnicas avaliadas em controlar a corrente do motor ao longo de diferentes pontos de operação, mantendo baixa frequência de comutação nos dispositivos semicondutores do inversor CHB.

Palavras-chave: Conjunto finito de estados. Controle Preditivo. Inversor CHB. Motor de indução trifásico.

ABSTRACT

The cascaded H-bridge (CHB) converter is one of the most widely used topologies in variable-speed drives with medium-voltage inverters. CHB applications requiring high dynamic performance generally employ field-oriented control with linear current regulators as the motor control strategy. With the increasing computational capacity of embedded control systems, other strategies have gained attention, such as finite control-set model predictive control (FCS-MPC). In this study, the application of FCS-MPC, in the form of model predictive current control (MPCC), is investigated for the CHB inverter-fed induction motor drive. The challenges associated with the large number of voltage space vectors used in the real-time optimization process create the need for FCS-MPC strategies tailored to the CHB. In this work, two strategies adapted to the CHB are applied to the predictive current controller. In the first strategy, the set of vectors used during the real-time optimization process is a subset based on the vector selected in the previous cycle. In the second strategy, the optimal voltage space vector is determined by the model and used as a reference to select the nearest space vector that the inverter can apply. After the predictive controller selects a voltage space vector, a switching state selection strategy is applied to resolve the redundancy of the CHB phase's internal switching states. The methods studied are evaluated through computational simulations. The CHB-adapted methods are also experimentally validated using a 1:10 scale prototype of a medium-voltage CHB inverter. The experimental results demonstrate the effectiveness of the evaluated techniques in controlling the motor current across different operating points while maintaining a low switching frequency in the semiconductor devices of the CHB inverter.

Keywords: CHB inverter. Finite control-set. Predictive Control. Three-phase induction motor.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 – Inversor CHB com n células por fase.	31
Figura 2 – Célula de potência do inversor CHB alimentada por um retificador de 6 pulsos.	32
Figura 3 – Estados de comutação do inversor da célula de potência.	32
Figura 4 – Geração dos comandos das chaves com modulação unipolar nas células de potência.	35
Figura 5 – Formas de onda relacionadas com a modulação da célula de potência do inversor CHB.	35
Figura 6 – Modulante e portadoras defasadas, tensão de saída das células e tensão da fase em um inversor CHB de 3 células com modulação PSPWM.	36
Figura 7 – Modulação unipolar das células de potência incluindo o <i>feedforward</i> do barramento CC.	37
Figura 8 – Injeção de sequência nula na portadora, o efeito na tensão de fase e na tensão de modo comum, e a tensão de linha resultante.	38
Figura 9 – Circuito equivalente do modelo T do motor de indução em $\alpha\beta$	43
Figura 10 – Circuito equivalente do modelo Γ inverso do motor de indução em $\alpha\beta$	44
Figura 11 – \mathbf{i}_s e $\boldsymbol{\psi}_R$ nos sistemas de referência estacionário e giratório.	47
Figura 12 – Diagrama de blocos do IFOC com reguladores lineares de corrente e malhas externas de velocidade e fluxo.	49
Figura 13 – Resultado de simulação da partida do motor com FOC.	52
Figura 14 – Resultado de simulação da aplicação de carga no motor com FOC.	53
Figura 15 – Resultado de simulação da aplicação de carga no motor em velocidade negativa com FOC.	54
Figura 16 – Resultado de simulação do FOC da reversão de velocidade do motor.	54
Figura 17 – Resultado de simulação do acionamento do motor de indução com FOC, mostrando uma partida, seguida da aplicação de carga em velocidade positiva, uma reversão de velocidade e aplicação de carga em velocidade negativa.	55
Figura 18 – Resultado de simulação do FOC mostrando a tensão e corrente da fase a do motor durante a reversão de velocidade.	55
Figura 19 – Resultado de simulação do FOC mostrando a tensão e corrente da fase a do motor destacando o efeito multiplicativo do PSPWM no CHB.	56
Figura 20 – Diagrama geral do FCS-MPC.	59
Figura 21 – Mapa de vetores espaciais de um inversor CHB de 3 células por fase.	63
Figura 22 – Mapa de vetores espaciais de um inversor CHB de 3 células por fase com terceiro eixo para representação do modo comum produzido.	64
Figura 23 – Comparação dos valores mínimos e máximos de $ v_{cm} $ para o CHB de 3 células por fase.	64

Figura 24 – Diagrama de blocos do MPCC aplicado ao motor de indução acionado pelo CHB.	66
Figura 25 – Diagrama temporal da execução do FCS-MPC.	70
Figura 26 – Resultado de simulação da partida com degrau de 1500 <i>rpm</i> na referência de velocidade com MPCC.	73
Figura 27 – Resultado de simulação da aplicação de carga de 120 <i>Nm</i> no motor com MPCC.	74
Figura 28 – Resultado de simulação da aplicação de carga de 120 <i>Nm</i> no motor em velocidade negativa com MPCC.	75
Figura 29 – Comparação do torque desenvolvido pelo motor na entrada de carga com FOC e MPCC.	76
Figura 30 – Resultado de simulação do MPCC com variação da referência de velocidade de 1500 <i>rpm</i> para -1500 <i>rpm</i>	76
Figura 31 – Resultado de simulação da operação em MPCC com os diversos pontos de operação em sequência.	77
Figura 32 – Resultado de simulação do MPCC mostrando a tensão e corrente da fase <i>a</i> do motor durante a reversão de velocidade.	77
Figura 33 – Resultado de simulação do MPCC mostrando a tensão e corrente da fase <i>a</i> do motor destacando a comutação em baixa frequência da tensão de saída.	78
Figura 34 – Transitório de corrente na partida do motor.	78
Figura 35 – Transitório de corrente na reversão de velocidade do motor.	79
Figura 36 – Subconjunto de vetores adjacentes ao sendo aplicado no ciclo atual de controle.	82
Figura 37 – Superfície convexa da função custo para o MPCC e MPCC-Adj com subconjunto de 7 vetores.	84
Figura 38 – Superfície convexa da função custo para o MPCC e MPCC-Adj com 19 vetores.	85
Figura 39 – Resultado de simulação da partida com degrau de 1500 <i>rpm</i> na referência de velocidade com MPCC-Adj.	86
Figura 40 – Resultado de simulação da aplicação de carga de 120 <i>Nm</i> no motor com MPCC-Adj.	87
Figura 41 – Resultado de simulação do MPCC-Adj com variação da referência de velocidade de 1500 <i>rpm</i> para -1500 <i>rpm</i>	88
Figura 42 – Resultado de simulação do MPCC-Adj mostrando a tensão e corrente da fase <i>a</i> do motor durante a reversão de velocidade.	89
Figura 43 – Resultado de simulação do MPCC-Adj mostrando a tensão e corrente da fase <i>a</i> do motor destacando a comutação em baixa frequência da tensão de saída.	89
Figura 44 – Transitório de corrente na partida e reversão de velocidade do motor com MPCC-Adj.	90
Figura 45 – Vetor de referência e região triangular correspondente.	92
Figura 46 – Setores do mapa da região triangular e círculo interno da região hexagonal.	94

Figura 47 – Delimitação das regiões triangulares do primeiro setor, indicando os pontos do vértices, diagonais positivas, negativas e linhas horizontais.	95
Figura 48 – Casos especiais em que o vetor está na primeira metade da primeira região ou na segunda metade da última região triangular da camada.	96
Figura 49 – Regiões triangulares possíveis a partir da determinação de n_c , $n_{p,l}$ e $n_{p,u}$, onde círculo preto representa o vetor de referência.	97
Figura 50 – Diagrama de blocos do MPCC-VTri aplicado ao motor de indução acionado pelo CHB.	100
Figura 51 – Resultado de simulação da partida com degrau de 1500 <i>rpm</i> na referência de velocidade com MPCC-VTri.	102
Figura 52 – Resultado de simulação da aplicação de carga de 120 <i>Nm</i> no motor com MPCC-VTri.	103
Figura 53 – Resultado de simulação do MPCC com variação da referência de velocidade de 1500 <i>rpm</i> para -1500 <i>rpm</i>	104
Figura 54 – Resultado de simulação do MPCC-VTri mostrando a tensão e corrente da fase <i>a</i> do motor durante a reversão de velocidade.	104
Figura 55 – Resultado de simulação do MPCC-VTri mostrando a tensão e corrente da fase <i>a</i> do motor destacando a comutação em baixa frequência da tensão de saída.	105
Figura 56 – Transitório de corrente na partida e reversão de velocidade do motor com MPCC-VTri.	106
Figura 57 – Exemplo de operação do módulo de seleção de células ao longo da mudança de níveis da fase.	110
Figura 58 – Tensão dos terminais de saída das três primeiras células da fase <i>a</i> e tensão de fase v_{aN} em 750 <i>rpm</i> com carga de 120 <i>Nm</i>	111
Figura 59 – Tensão dos terminais de saída das três primeiras células da fase <i>a</i> e tensão de fase v_{aN} em 1500 <i>rpm</i> com carga de 120 <i>Nm</i>	111
Figura 60 – Tensão e potência filtrada das três primeiras células, potência filtrada das células da fase <i>a</i> e corrente de fase, com 120 <i>Nm</i> de carga no eixo do motor.	112
Figura 61 – Organização geral dos módulos de controle implementados.	116
Figura 62 – Principais elementos do sistema eletrônico de controle do inversor CHB.	117
Figura 63 – Sequência de troca de informações entre controle central e controle das células.	118
Figura 64 – Sistema experimental de testes com dinamômetro motor.	119
Figura 65 – Protótipo de inversor CHB trifásico.	120
Figura 66 – Motor de indução trifásico acionado pelo inversor CHB, à esquerda, e motor de carga à direita.	120
Figura 67 – Degrau de corrente na aceleração.	121
Figura 68 – Degrau de corrente na aceleração, mostrando as correntes de fase.	122

Figura 69 – Degrau de corrente na aceleração, mostrando as correntes de fase, com foco no instante do degraú.	123
Figura 70 – Aplicação de carga no eixo, aproximadamente $85Nm$, com o motor a $1500\ rpm$. 124	
Figura 71 – Reversão de velocidade, sinais obtidos pelo sistema de controle.	124
Figura 72 – Reversão de velocidade, mostrando as correntes de fase.	125
Figura 73 – Degrau de corrente no instante da reversão de velocidade, mostrando as correntes de fase, com foco no instante do degraú.	126
Figura 74 – Correntes, velocidade e fluxo do motor ao longo de reversões seguidas de velocidade.	127
Figura 75 – Corrente em regime permanente em $1500\ rpm$, com carga de $85\ Nm$ e sem carga.	127
Figura 76 – Tensão de fase, tensão da célula e corrente durante operação em $1800\ rpm$. .	128
Figura 77 – Tensão de fase, tensão da célula e corrente durante operação durante a variação de velocidade de $1000\ rpm$ para $1200\ rpm$	128

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Parâmetros do motor de indução.	51
Tabela 2 – Parâmetros de simulação do inversor CHB.	51
Tabela 3 – Parâmetros dos reguladores PI Usados na simulação do FOC.	51
Tabela 4 – Combinações de níveis e vetores espaciais gerados em função da quantidade de células por fase.	62
Tabela 5 – Formato do mapa de vetores espaciais de tensão do inversor CHB.	65
Tabela 6 – Parâmetros de simulação do inversor CHB com controle MPCC usando FSC-MPC tradicional.	72
Tabela 7 – Parâmetros dos reguladores PI Usados na simulação do MPCC.	72
Tabela 8 – Formato da lista de vetores adjacentes exibindo os 6 primeiros vetores mais próximo daquele identificado pelo índice i	83
Tabela 9 – Parâmetros de simulação do inversor CHB com controle MPCC-Adj.	86
Tabela 10 – Dados das camadas da primeira seção para o CHB com 6 células por fase.	98
Tabela 11 – Formato da lista de vetores das regiões triangulares para cada setor do CHB com 6 células por fase.	98
Tabela 12 – Parâmetros de simulação do inversor CHB com controle MPCC-VTri.	102
Tabela 13 – Tempo de execução dos algoritmos de controle no sistema embarcado.	118
Tabela 14 – Dados do protótipo de inversor CHB.	120

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

AC	<i>alternated current</i>
CA	corrente alternada
CC	corrente contínua
CHB	<i>cascaded H-bridge</i>
CCS	<i>continuous control-set</i>
DC	<i>direct current</i>
DFOC	<i>direct field oriented control</i>
FC	<i>flying-capacitor</i>
FCS	<i>finite control-set</i>
FCS-MPC	<i>finite control-set model predictive control</i>
FOC	<i>field oriented control</i>
FSD	<i>fixed speed drive</i>
IFOC	<i>indirect field oriented control</i>
LSPWM	<i>level shifted carriers pulse width modulation</i>
ML	<i>multilevel</i>
MMC	<i>modular multilevel converter</i>
MPC	<i>model predictive control</i>
MPCC	<i>model predictive current control</i>
ML	<i>multilevel</i>
MLI	<i>multilevel inverter</i>
MV	<i>medium voltage</i>
NPC	<i>neutral point clamped</i>
PSPWM	<i>phase shifted carriers pulse width modulation</i>
PWM	<i>pulse width modulation</i>
RFOC	<i>rotor field oriented control</i>
SVM	<i>space vector modulation</i>
VSD	<i>variable speed drive</i>
VSI	<i>voltage source inverter</i>
2L	<i>two-level</i>

LISTA DE SÍMBOLOS

$\alpha\beta$	Sistema de referências complexo em coordenadas estacionárias
dq	Sistema de referências complexo em coordenadas giratórias
γ	Relação arbitrária de espiras entre estator e rotor para o modelo Γ'
Γ'	Γ invertido
ω_λ	Velocidade angular do sistema de referências giratório
ω_m	Velocidade angular do eixo do rotor
ω_R	Velocidade angular do fluxo rotórico
ω_{slip}	Velocidade angular de escorregamento do rotor
θ_λ	Posição angular do sistema de referências giratório
θ_m	Posição angular do eixo do rotor
θ_R	Posição angular do fluxo rotórico
Ψ_g	Vetor espacial de fluxo no entreferro
Ψ_r	Vetor espacial de fluxo rotórico
Ψ_R	Vetor espacial de fluxo rotórico no modelo Γ'
Ψ_s	Vetor espacial de fluxo estatórico
C	Quantidade de células associadas em série em uma fase do inversor CHB
c	Sinal da portadora da geração do PWM
d_{sv}	Distância entre pontos adjacentes no primeiro setor
e	Base do logarítmo natural
f_{cr}	Frequência da portadora do modulador PWM
f_n	Frequência nominal da tensão dos terminais do motor
f_{pwm}	Frequência efetiva do PWM da tensão de fase do inversor
f_{sw}	Frequência de comutação das chaves da célula de potência
g	Função custo minimizada pelo MPCC
G	Ganho do regulador linear do tipo PI
h_{tr}	Distância entre linhas horizontais no primeiro setor de regiões triangulares
i_a	Corrente da fase a
\mathbf{i}_M	Vetor espacial de corrente magnetizante no modelo Γ'
I_n	Corrente eficaz nominal do motor
\mathbf{i}_r	Vetor espacial de corrente do rotor

\mathbf{i}_R	Vetor espacial de corrente do rotor no modelo Γ'
\mathbf{i}_s	Vetor espacial de corrente do estator
\mathbf{i}_s^c	Vetor espacial de corrente do estator compensado pelo atraso
\mathbf{i}_s^p	Vetor espacial de corrente do estator predito
j	Unidade imaginária
J_r	Momento de inércia do rotor
K_v	Quantidade de vetores espaciais de tensão diferentes que o CHB pode realizar
$K_{v,subset}$	Quantidade de vetores espaciais de tensão do subconjunto usado pelo MPCC-Adj
$K_{v,t}$	Total de combinações de níveis entre as três fases do inversor
K_{sw}	Quantidade total de estados de comutação de um inversor CHB
L	Quantidade de níveis possíveis para uma fase do inversor CHB
l_a	Níveis da tensão de fase a do inversor CHB
L_σ	Indutância de dispersão do modelo Γ'
L_m	Indutância mútua entre o estator e o rotor
L_M	Indutância magnetizante do modelo Γ'
$L_{r\sigma}$	Indutância de dispersão do rotor
L_r	Indutância de total do rotor
L_R	Indutância rotórica do modelo Γ'
$L_{s\sigma}$	Indutância de dispersão do estator
L_s	Indutância total do estator
m	Sinal modulante da geração do PWM
m_{zs}	Sinal modulante de sequência nula
$m_{a, zsi}$	Sinal modulante da fase a com injeção de sequência nula
n_c	Índice da camada de regiões triangulares
n_{pp}	Quantidade de pares de polos do motor
P_n	Potência ativa nominal do eixo do motor
R_σ	Resistência total no modelo Γ'
R_s	Resistência do estator
R_r	Resistência do rotor
R_R	Resistência do rotor no modelo Γ'

$S_{1...4}$	Chaves da célula de potência do conversor CHB
\mathbf{s}	Vetor espacial de tensão do CHB normalizado pela tensão do barramento CC
T_{el}	Torque eletromagnético desenvolvido pelo motor
T_i	Tempo integral do regulador linear do tipo PI
T_n	Torque nominal motor
v_{aN}	Tensão entre o terminal de fase a e o ponto neutro do inversor CHB
v_{ab}	Tensão de linha entre os terminais de fase a e b
$v_{ab, zsi}$	Tensão de linha entre os terminais de fase a e b com injeção de sequência nula
v_{cm}	Tensão de modo comum
v_{dc}	Tensão do barramento CC da célula de potência
$V_{dc,n}$	Tensão nominal dos barramentos CC das célula de potência do inversor CHB
V_n	Tensão trifásica eficaz nominal do motor
v_o	Tensão de saída da célula de potência
\mathbf{v}_s	Vetor espacial de tensão do estator

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	19
1.1	ACIONAMENTOS DE MOTORES ELÉTRICOS	19
1.1.1	Conversores multiníveis	20
1.2	ESTRATÉGIAS DE CONTROLE CLÁSSICAS	22
1.3	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO	24
1.3.1	Controle preditivo em conversores multiníveis	27
1.3.2	Controle preditivo aplicado ao CHB	27
1.4	OBJETIVOS DO TRABALHO	29
1.5	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	30
2	ANÁLISE DO INVERSOR CHB TRIFÁSICO	31
2.1	ESTRUTURA E FUNCIONAMENTO DO INVERSOR CHB	31
2.2	MODULAÇÃO POR PORTADORAS DESLOCADAS EM FASE	34
2.2.1	Fundamentos e Implementação	34
2.2.2	Compensação do Barramento CC	36
2.2.3	Injeção de Sequência Nula	36
2.3	SÍNTESE DO CAPÍTULO	38
3	MOTOR DE INDUÇÃO E CONTROLE ORIENTADO COM O CAMPO	40
3.1	REPRESENTAÇÃO EM VETORES ESPACIAIS	40
3.2	MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	42
3.2.1	Modelo T	42
3.2.2	Modelo Γ inverso	44
3.3	CONTROLE ORIENTADO COM O CAMPO	46
3.4	SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO CHB ACIONANDO O MOTOR DE INDUÇÃO USANDO FOC	50
3.5	SÍNTESE DO CAPÍTULO	57
4	FCS-MPC APLICADO AO MOTOR DE INDUÇÃO ACIONADO PELO CHB	58
4.1	CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM CONJUNTO FINITO DE ESTADOS	58
4.2	MODELO DE VETORES ESPACIAIS DE TENSÃO DO INVERSOR CHB	60
4.2.1	Mapeamento dos vetores do CHB	61
4.2.2	Vetores redundantes	62
4.2.3	Implementação computacional	63
4.3	CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE BASEADO EM MODELO . .	65
4.3.1	Função custo	66

4.3.2	Estimação do fluxo rotórico	67
4.3.3	Predição das correntes do estator	67
4.3.4	Compensação do atraso de atuação	68
4.3.5	Algoritmo de controle	69
4.4	SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO FCS-MPC COMO MPCC	70
4.4.1	Resultados de simulação	72
4.5	SÍNTESE DO CAPÍTULO	80
5	MÉTODOS DE FCS-MPC ADAPTADOS PARA O CHB	81
5.1	MÉTODO DOS VETORES ADJACENTES	81
5.1.1	Algoritmo de controle atualizado	82
5.1.2	Efeitos do subconjunto na função custo	83
5.1.3	Resultados de simulação do MPCC-Adj	85
5.2	MÉTODO DAS REGIÕES TRIANGULARES	91
5.2.1	Etapa de predição modificada	91
5.2.2	Identificação da região triangular do vetor de referência	93
5.2.3	Função custo baseada na tensão	99
5.2.4	MPCC modificado	100
5.2.5	Algoritmo de controle para o MPCC-VTri	100
5.2.6	Resultados de simulação do MPCC com regiões triangulares	101
5.3	SELEÇÃO DO ESTADO DE COMUTAÇÃO DAS CÉLULAS	107
5.3.1	Resultados de simulação da seleção das células	109
5.4	SÍNTESE DO CAPÍTULO	113
6	RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO MPCC APLICADO AO MO- TOR DE INDUÇÃO ACIONADO PELO CHB	115
6.1	CARACTERÍSTICAS DA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA	115
6.1.1	Implementação do controle	115
6.1.2	Sistema de controle embarcado	117
6.1.3	Sistema de testes e protótipo	119
6.2	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	121
6.3	SÍNTESE DO CAPÍTULO	129
7	CONSIDERAÇÕES FINAIS	130
	REFERÊNCIAS	133

1 INTRODUÇÃO

Este capítulo inicia-se com uma revisão do acionamento de motores elétricos em velocidade variável, sua importância e os principais dispositivos eletrônicos empregados nessa aplicação. Na sequência, são revisadas as estratégias de controle classicamente utilizadas no controle de motores de indução. Na terceira parte do capítulo, é discutido o controle preditivo baseado em modelos, sua aplicação no acionamento de motores elétricos e os desafios relacionados aos conversores multiníveis. Por fim, são discutidos os objetivos do presente trabalho e uma organização do documento é apresentada.

1.1 ACIONAMENTOS DE MOTORES ELÉTRICOS

Os motores elétricos são essenciais na vida moderna, sendo amplamente utilizados em telefones celulares, eletrodomésticos, meios de transporte e, de forma ainda mais intensiva, na indústria. Estima-se que aproximadamente 45 % de toda a energia elétrica produzida no planeta seja processada ou consumida por estes dispositivos (Stockton; McElveen; Chastain, 2024). Avaliando o impacto nos diferentes setores da economia, números da década passada apontam que cerca de 70 % da energia elétrica no setor industrial é utilizada por motores, enquanto nos setores primário e secundário os motores participam de 33 % do consumo (Almeida; Ferreira; Baoming, 2014). Essa elevada participação dos motores elétricos no consumo e processamento global de energia ressalta a importância de promover a eficiência energética desses dispositivos eletromecânicos e de suas aplicações.

Bombas e ventiladores, representando 40 % das cargas de motores elétricos, destacam-se como exemplos de aplicações que frequentemente operam em velocidade fixa. Nesses casos, ajustes no processo são feitos por válvulas e registradores, introduzindo perdas significativas no sistema (Lawrence; Miller, 2015). Embora os motores elétricos sejam intrinsecamente eficientes, em média 30 % da energia entregue no eixo do motor é dissipada como perdas no sistema mecânico em aplicações de velocidade fixa (Lawrence; Miller, 2015).

A preocupação com a eficiência se torna ainda mais evidente com o aumento de potência das aplicações industriais de motores elétricos, acelerada pela economia de escala e a busca por processos mais produtivos (Rodríguez et al., 2009). Quando a potência consumida por essas aplicações atinge ou ultrapassa a faixa de megawatts, esses sistemas são geralmente alimentados por redes de média tensão, com valores típicos entre 2,3 kV e 13,8 kV (Rodríguez; Lai; Peng, 2002). Exemplos de acionamentos de motores em média tensão e alta potência incluem ventiladores, bombas, esteiras transportadoras, compressores, moinhos, moedores, extrusoras e sistemas de propulsão naval (Kouro et al., 2010).

Colocada a relevância das aplicações de motores, soluções que permitam maior flexibilidade operacional e eficiência têm ganhado destaque. Os acionamentos de motores em velocidade variável (*variable speed drives* - VSDs) surgem como a tecnologia com maior capacidade de redução do consumo de energia em sistemas com motores elétricos (Almeida; Ferreira; Both, 2005).

Motores trifásicos de corrente alternada (CA) acionados por inversores eletrônicos constituem a principal forma de VSD. Além da possibilidade de variação de velocidade para a regulação de processos, os VSDs oferecem vantagens como controle de velocidade e torque em malha fechada, partida controlada, robustez contra falhas na alimentação, alta qualidade de energia e proteção de motores e transformadores.

A aplicação de VSDs em média tensão introduz uma série de novos desafios. A solução tradicional de inversores de dois níveis (*two-level* - 2L) é adaptada para média tensão com o uso de estruturas mais complexas nos braços de potência, combinando múltiplas chaves em série, circuitos de auxílio à comutação e equalizadores de tensão resistivos. Além disso, os retificadores usam configurações multipulsos, e os barramentos CC utilizam conjuntos de capacitores em série (Wu, 2006). O conjunto gerado é muito mais complexo do que o necessário para aplicações em baixa tensão.

Como alternativa aos conversores de dois níveis alimentados em média tensão, surgem as topologias de conversores multiníveis (*multilevel* - ML), trazendo maior flexibilidade e eficiência. Esses conversores empregam múltiplos barramentos CC e diferentes arranjos de semicondutores para fornecer tensões de saída com mais de dois níveis (Rodríguez; Lai; Peng, 2002). As topologias multiníveis oferecem características como baixa distorção harmônica na tensão de saída, baixo dv/dt , baixa tensão de modo comum, robustez contra falhas e modularidade (Rodríguez et al., 2007; Rodríguez et al., 2009; Kouro et al., 2010; Abu-Rub et al., 2010).

1.1.1 Conversores multiníveis

Dentre as topologias de conversores multiníveis, destacam-se como padrão de mercado para VSDs em média tensão o conversor com ponto neutro grampeado (*neutral point clamped* - NPC), o conversor com capacitor flutuante (*flying capacitor* - FCC), o conversor ponte-completa em cascata (*cascaded H-bridge* - CHB) e o conversor multinível modular (*Modular Multilevel Converter* - MMC) (Abu-Rub et al., 2010; Perez et al., 2015). A escolha entre essas topologias depende de características como o nível de tensão, possibilidade de redundância, espaço disponível para instalação do equipamento eletrônico e o desempenho esperado.

Os inversores de três níveis (*three-level* - 3L) do tipo NPC utilizam um barramento CC de média tensão com chaves de tensão de bloqueio compatíveis. Essa configuração permite sua aplicação em acionamentos de motores de média tensão, até a faixa de 4160V, sem a necessidade de transformadores de saída ou semicondutores em série (Wu, 2006). O barramento CC desses conversores é geralmente alimentado por transformadores multipulsos, cujos secundários operam em média tensão e podem ser posicionados a certa distância das pontes retificadoras.

Por outro lado, os inversores do tipo CHB são modulares, com células de potência compostas por capacitores e IGBTs de baixa tensão. Essas células são geralmente alimentadas por retificadores trifásicos conectados a um conjunto de secundários de um transformador multipulso, que é parte integral do equipamento. A quantidade de níveis e a tensão de saída dos inversores CHB dependem do número de células de potência combinadas. Uma configuração

típica para inversores CHB de tensão nominal de 6,9 kV usa 6 células por fase, produzindo até 13 níveis diferentes (Wu, 2006).

Seja pelas comutações de chaves em barramentos de média tensão nos conversores NPC ou pela grande contagem de dispositivos nos conversores CHB, as perdas de comutação representam uma parcela significativa das perdas em conversores multiníveis. Para atender aos requisitos de eficiência dos VSDs em média tensão, esses conversores geralmente operam em baixa frequência de comutação, tipicamente entre 500 a 700 Hz (Abu-Rub et al., 2010; Kouro et al., 2010). As modulações mais utilizadas são a modulação por largura de pulso (*pulse width modulation* - PWM) baseada em portadoras, modulação vetorial (*space vector modulation* - SVM) e as modulações baseadas em sequências pré-definidas de comutação, como a eliminação seletiva de harmônicas (*selective harmonics elimination* - SHE) e a modulação síncrona otimizada ou OPP (*Optimized Pulse Pattern*) (Rodríguez et al., 2009; Holtz; Oikonomou, 2007; Leon et al., 2016).

As estratégias de modulação baseadas em portadoras adaptam o conceito dos dois níveis para os multiníveis. Os exemplos mais comuns são a modulação com portadoras deslocadas em nível (*level shifted carriers pulse width modulation* - LSPWM) e em fase (*phase shifted carriers pulse width modulation* - PSPWM) (Rodríguez et al., 2009; Leon et al., 2016). No caso dos CHBs e FCCs, a utilização do PSPWM desloca as harmônicas de comutação para altas frequências, distribui uniformemente a potência consumida pelas células e equaliza a utilização dos semicondutores. Por essas razões, o PSPWM é o padrão da indústria para essas topologias (Rodríguez et al., 2009; Kouro et al., 2010). (Rodríguez et al., 2009; Kouro et al., 2010).

Já as modulações pré-programadas utilizam sequências de comutação pré-definidas com objetivos específicos. No SHE, os instantes de transição da tensão são calculados de forma a zerar as componentes harmônicas de ordens selecionadas, facilitando o projeto de filtros para conversores que operam em baixíssima frequência de comutação (Leon et al., 2016). O OPP tem seus instantes de comutação definidos por um processo de otimização offline, que busca minimizar, por exemplo, a distorção harmônica total (*total harmonic distortion* - THD) (Holtz; Oikonomou, 2007). Esse tipo de estratégia permite a comutação em baixa frequência de semicondutores nos barramentos de média tensão, aumentando drasticamente a eficiência de conversores como NPC (Leon; Vazquez; Franquelo, 2017; Holtz; Oikonomou, 2007).

Na operação de conversores multiníveis, além do esquema de modulação apropriado, geralmente são empregadas estratégias adicionais para atender necessidades específicas das topologias, como o balanceamento dos barramentos e a distribuição de potência entre células (Leon; Vazquez; Franquelo, 2017). A injeção de sequência zero, sendo uma dessas etapas adjacentes à modulação, cumpre papéis como garantir a melhor utilização da tensão do barramento CC, balanceamento da tensão dos capacitores no NPC ou controle das correntes circulantes no MMC.

1.2 ESTRATÉGIAS DE CONTROLE CLÁSSICAS

Outro aspecto fundamental da operação dos VSDs é o controle do motor elétrico conectado nos terminais de saída do inversor. As estratégias de controle mais comuns para os conversores multiníveis aplicados em VSDs são o controle de tensão por frequência (V/F) e o controle orientado com o campo (*Field Oriented Control* - FOC) (Kouro et al., 2010). A aplicação dessas estratégias é similar para os conversores de dois níveis e multiníveis, onde o esquema de controle gera referências de tensão para a etapa de modulação, que comanda as chaves do inversor para entregar a tensão desejada ao motor.

O controle V/F tradicional é um tipo de controle escalar, que atua na tensão e frequência entregue ao motor em malha aberta, buscando manter o fluxo estatórico constante através da relação entre tensão e frequência, sem regulação do comportamento transiente do motor (Kazmierkowski; Krishnan; Blaabjerg, 2002). Estratégias de controle escalar são mais comumente utilizadas em aplicações que possuem variação lenta do ponto de operação e poucas perturbações externas, como bombas, ventiladores e compressores (Kazmierkowski et al., 2011). O atrativo do controle V/F clássico é a facilidade de comissionamento, visto que o ajuste do VSD depende apenas de dados básicos de placa do motor, como tensão, frequência e corrente nominais. A estratégia também é tolerante a variações do sistema, como cabos longos, presença de filtros e transformadores, que podem ser ignorados nos ajustes ou incorporados através de compensações empíricas. Os principais problemas do controle V/F são a baixa precisão da regulação de velocidade em regime permanente, a necessidade de utilizar rampas longas o suficiente para evitar desarmes na variação de velocidade, e a incapacidade de responder a variações abruptas na carga. Tanto a variação rápida da velocidade do motor quanto da carga podem causar aumentos rápidos da corrente dos terminais, que causam o desarme do sistema e interrupção do acionamento.

Em contraste ao controle escalar, segundo Kazmierkowski et al. (2002) esquemas de controle vetorial, como o FOC, são aqueles que atuam na amplitude, posição e velocidade angular dos vetores espaciais de tensão, corrente e fluxo para regulação do comportamento do motor tanto em regime permanente quanto em condições transitórias. O FOC, proposto inicialmente nos trabalhos de Blaschke (1971) e Hasse (1972), é a opção clássica para aplicações de alto desempenho que dependam de regulação precisa de velocidade e torque, além de capacidade de rejeição a variações da carga. A orientação ao campo permite o controle desacoplado de torque e fluxo através da decomposição das correntes do estator em um sistema de coordenadas giratório sincronizado com o fluxo rotórico, estatórico ou do entreferro (Kazmierkowski et al., 2011). Alguns casos típicos de aplicação do FOC são guindastes, elevadores, veículos com tração elétrica e posicionadores (Kazmierkowski et al., 2011; Klerk; Saha, 2021; Cheng et al., 2024).

A implementação usual do FOC é feita utilizando reguladores lineares de corrente do tipo PI, que produzem referências de tensão para moduladores PWM (Kazmierkowski et al., 2011). Os controladores de corrente recebem suas referências de malhas externas de controle de velocidade angular e fluxo (Hinkkanen, 2004). O desempenho dinâmico do controle vetorial

está intimamente relacionado com o ajuste dos seus reguladores, especialmente os de corrente (Briz et al., 2001), e a máxima dinâmica dos controladores de corrente é limitada pela taxa de amostragem do controle e pelo atraso de transporte do PWM (Holmes; McGrath; Parker, 2012). Além do projeto cuidadoso dos ganhos dos reguladores, para atender dinâmicas mais rápidas pode ser necessário aumentar a frequência das portadoras, o que pode ser um fator limitante para conversores de média tensão que são fortemente afetados pelas perdas de comutação dos semicondutores.

Uma alternativa ao FOC para aplicações de alto desempenho é o controle direto de torque (*direct torque control* - DTC) introduzido na década de 1980 por Noguchi e Takahashi (1984), e por Depenbrock (1985) na forma de *direct self control* (DSC) (Takahashi; Noguchi, 1986; Depenbrock, 1988; Casadei et al., 2002). O DTC tradicional permite o controle do torque e do fluxo do motor em malha fechada sem necessidade de reguladores de corrente, moduladores e realimentação de velocidade (Buja; Menis, 2008). Na sua implementação original, o DTC usa controladores de histerese para o torque e fluxo do motor, em que os erros são entregues a comparadores de histerese de dois ou três níveis, e a saída indica se o torque e fluxo devem aumentar, diminuir ou permanecer iguais (Takahashi; Noguchi, 1986). A saída dos comparadores de histerese é entregue a uma tabela de estados de comutação, que seleciona a tensão para produzir a variação de torque e fluxo solicitados pelos controladores (Takahashi; Noguchi, 1986). Para permitir a seleção adequada do estado de comutação a partir da tabela, o DTC depende diretamente da capacidade de estimar com qualidade o fluxo estatórico e o torque do motor (Buja; Kazmierkowski, 2004).

O DTC clássico tem como principais vantagens a resposta rápida à variação da referência de torque e menor sensibilidade paramétrica em relação ao FOC (Casadei et al., 2002). Os pontos negativos mais evidentes do controle direto de torque são a dificuldade de controle em baixíssima velocidade, a ondulação elevada de corrente e torque, a frequência de comutação variável e a impossibilidade de controle direto das correntes (Casadei et al., 2002). Apesar da carga computacional reduzida, outro ponto que pode dificultar a utilização do DTC é a necessidade de utilizar tempos de amostragem menores que os do FOC para obter a resposta dinâmica desejada (Casadei et al., 2002). Variações do DTC original trazem soluções para alguns dos pontos negativos, como a utilização de combinações pré-definidas de vetores e tempos para aumentar de forma controlada a tabela de comutação e diminuir a ondulação de torque e fluxo (Casadei et al., 2002), ou a utilização de reguladores lineares e moduladores para operação em frequência fixa (Buja; Kazmierkowski, 2004). Apesar das melhorias, a adição de reguladores lineares, transformações de sistema de referência, necessidade de estimação do fluxo rotórico e adição de etapas dedicadas de modulação removem a simplicidade do DTC original, com comparadores de histerese e tabela de estados de comutação (Buja; Kazmierkowski, 2004).

1.3 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO

Com o aumento da capacidade computacional dos sistemas de controle embarcados nos conversores eletrônicos, estratégias de controle modernas têm sido aplicadas nestes dispositivos, como controladores baseados em lógica fuzzy, controladores baseados em redes neurais (*neural networks* - NN), controladores de modo deslizante e o controle preditivo baseado em modelo (*Model Predictive Control* - MPC) (Kazmierkowski et al., 2011; Vazquez et al., 2017). Em particular, o MPC se destaca pela sinergia com diversas aplicações de conversores eletrônicos, oferecendo a capacidade de acomodar as não linearidades dos modelos, permitindo o controle multivariável e a inclusão de restrições de acordo com a aplicação (Cortés et al., 2008). Aplicado aos VSDs, o MPC beneficia-se da qualidade elevada dos modelos matemáticos disponíveis para os motores elétricos, permitindo a predição precisa de estados futuros da carga durante a operação (Rodriguez et al., 2022b).

O termo MPC engloba uma grande variedade de implementações de controladores, as características comuns entre eles são o uso de modelos do sistema para predição do estado futuro e a seleção da ação de controle através de um processo de otimização (Cortés et al., 2008). Dois grupos distintos de controle preditivo baseado em modelo podem ser definidos de acordo com a saída que oferecem ao sistema, o MPC com conjunto de controle contínuo (*continuous control set model predictive control* - CCS-MPC), cuja saída é um valor contínuo que deve ser sintetizado por um modulador, e o MPC com conjunto finito de estados (*finite control-set model predictive control* - FCS-MPC), que produz diretamente o estado de comutação que deve ser aplicado nas fases do conversor (Cortés et al., 2008; Ahmed; Koh; Lee, 2018).

No CCS-MPC, a otimização é comumente formulada como um problema quadrático de programação não linear restrita ou irrestrita (Harbi et al., 2023). A etapa computacional da otimização possui custo similar ao do FCS-MPC e não é afetada pelo aumento de estados de comutação do conversor (Cortés et al., 2008), mas a construção do problema de otimização é complexa, especialmente para conversores multiníveis (Harbi et al., 2023). Como mencionado anteriormente, o CCS-MPC gera uma saída contínua, no caso dos inversores trifásicos, um vetor espacial de tensão que deve ser entregue a um modulador responsável por sintetizar a tensão média instantânea solicitada pelo controle (Harbi et al., 2023). A dificuldade de adequar o problema de otimização em tempo real diminui a atratividade desse tipo de estratégia para inversores de propósito geral, que devem ser capazes de se adequar rapidamente a diferentes motores e cargas.

A quantidade finita de estados de comutação dos conversores eletrônicos de energia confere a eles uma natureza discreta, tornando-os propícios para a aplicação do FCS-MPC. Nessa abordagem, o processo de otimização em tempo real é baseado na predição do estado futuro a partir da aplicação dos vetores espaciais de tensão que o conversor é capaz de produzir (Rodríguez et al., 2007). O vetor espacial que minimiza a função custo é selecionado como ação de controle, definindo de forma direta os estados de comutação das chaves do conversor

(Rodríguez et al., 2007). A facilidade de solução do problema de otimização, possibilidade de inclusão de restrições e múltiplos objetivos de controle tornam o FCS-MPC uma alternativa ainda mais atraente para conversores eletrônicos (Harbi et al., 2023). O uso desta estratégia tem sido extensivamente investigado para diferentes aplicações, topologias de conversores eletrônicos, e adaptações do FCS-MPC clássico (Kouro et al., 2009; Rodriguez et al., 2013; Vazquez et al., 2017). Aplicações em VSDs têm sido apresentadas para diferentes motores, usando tanto inversores de 2L quanto multiníveis (Scoltock; Geyer; Madawala, 2013; Rodriguez et al., 2022b; Rodriguez et al., 2022a). Alguns dos principais desafios da aplicação do FCS-MPC são a frequência de comutação variável, a suscetibilidade a variações paramétricas, o ajuste de fatores de peso e o aumento de carga computacional para horizontes longos de predição ou conversores multiníveis, na ordem da quantidade adicional de computações do modelo de predição (Harbi et al., 2023).

Nas aplicações de FCS-MPC em acionamento de motores elétricos, duas configurações são comumente utilizadas, o controle preditivo de corrente baseado em modelo (*Model Predictive Current Control* - MPCC) e o controle preditivo de torque baseado em modelo (*Model Predictive Torque Control* - MPTC) (Rodriguez et al., 2022b).

Na configuração de MPCC, o FCS-MPC é aplicado como controlador do vetor espacial de corrente dos terminais do motor, substituindo os controladores lineares de corrente (Rodriguez et al., 2022b). Como no FOC, as referências de corrente são geradas pelas malhas externas de regulação de velocidade e fluxo. Nesse arranjo, a etapa de predição é responsável por determinar a corrente do próximo estado que será produzida de acordo com os vetores de tensão disponíveis e o estado da máquina de indução (Vargas et al., 2008). A função custo do MPCC geralmente baseia-se na diferença quadrática entre as componentes do vetor espacial de corrente de referência e predito (Rodriguez et al., 2022b). Dessa forma, o MPCC seleciona como ação de controle o vetor espacial de tensão que minimiza o erro das correntes do estator para ser aplicado no próximo instante de amostragem.

Já no MPTC, o controlador preditivo atua para regular diretamente o torque e a amplitude do fluxo estatórico da máquina elétrica (Rodriguez et al., 2022b). Neste caso, a referência de torque continua vindo do regulador de velocidade e o regulador de fluxo é removido, com a referência sendo entregue diretamente para o controlador preditivo. A etapa de predição utiliza o modelo do motor para computar diretamente o torque e o fluxo produzidos de acordo com o vetor de tensão aplicado (Geyer; Papafotiou; Morari, 2009). Para o MPTC a função custo assume um novo formato, baseado na diferença quadrática entre o torque e fluxo de referência e preditos. Um coeficiente que define o peso do erro de fluxo em relação ao erro de torque também é aplicado na função custo (Davari; Khaburi; Kennel, 2012). Da mesma forma que para o MPCC, a função custo pode ser alterada para acomodar outras particularidades do sistema, mas no MPTC traz naturalmente o desafio da escolha de um valor de coeficiente de peso para priorização do torque ou fluxo na função custo (Davari; Khaburi; Kennel, 2012). Múltiplos estudos propõem soluções para a escolha desses fatores de peso, com métodos de ajuste em tempo real ou em tempo de

projeto, ou até mesmo a avaliação sequencial do torque e depois do fluxo, mas esse ponto deve ser levado em consideração quando o MPTC é aplicado (Rodriguez et al., 2022b). Apesar do aumento da complexidade do modelo de predição e da adição do coeficiente de peso, o MPTC controla diretamente o torque e fluxo, selecionando em tempo real o vetor espacial que minimiza a função custo.

Uma abordagem alternativa do FCS-MPC consiste na manipulação do modelo de predição de forma que as equações sejam utilizadas para encontrar um vetor espacial de tensão em função das correntes de referência (Kim; Chan; Kwak, 2017). Esse vetor de tensão de referência é equivalente à ação de controle *deadbeat* (DB), então o processo de otimização em tempo real determina o vetor espacial mais próximo à ação DB (Kim; Chan; Kwak, 2017; Abdelrahem et al., 2019). A estrutura do esquema de controle, assim como em outras variações, pode ser mantida a mesma do MPCC ou MPTC tradicional, mas a reestruturação da predição e otimização possibilita a redução do custo computacional, o que pode ser vantajoso para topologias multiníveis (Kim; Chan; Kwak, 2017), além de viabilizar formas alternativas de compensação dos desvios paramétricos (Abdelrahem et al., 2019). Nesse tipo de abordagem, a função é modificada para comparar um vetor de tensão ótimo de referência, equivalente à ação *deadbeat*, com os vetores candidatos a serem aplicados no próximo ciclo (Kim; Chan; Kwak, 2017; Abdelrahem et al., 2019).

Em comparação com o FOC, o MPCC e MPTC acomodam naturalmente as não linearidades do sistema nos seus modelos de predição, entregam desempenho dinâmico ótimo sem necessidade do ajuste crítico dos reguladores de corrente e eliminam a necessidade de uma etapa dedicada de modulação. Ao avaliar o MPTC em relação ao DTC, pode-se destacar a possibilidade de inclusão de restrições para limitar a corrente do estator na função custo (Miranda et al., 2009) e a seleção da ação de controle ótimo pelo processo de otimização em tempo real sem necessidade da tabela heurística de estados de comutação. Na sua implementação básica, assim como no DTC, o MPCC e MPTC entregam frequência de comutação variável e necessitam de tempos de amostragem reduzidos para que a frequência de comutação em regime permanente e as ondulações de torque e corrente se mantenham em níveis comparáveis ao do FOC (Rodriguez et al., 2012).

Outro ponto de atenção em relação ao FCS-MPC, ainda mais evidente do que em outros métodos vetoriais de controle, é a dependência dos parâmetros do sistema envolvidos com as etapas de estimação e de predição (Young; Perez; Rodriguez, 2016). Uma solução apresentada para a variação paramétrica é a utilização de um observador de perturbações para correção em tempo real dos modelos de estimação e predição (Wang et al., 2017). Outros trabalhos apresentam alternativas chamadas de MPC sem modelo (*model free* MPC - MFMP), onde o erro de predição é armazenado e utilizado para corrigir predições futuras (Lin et al., 2014) ou é aplicado um observador de estados estendido, na forma de um modelo ultra-local (Zhang; Jin; Huang, 2021). Em outro trabalho com FCS-MPC baseado em *deadbeat*, um vetor de tensão de compensação do erro paramétrico é calculado a partir do erro de predição da corrente e utilizado

para correção do vetor de tensão de referência (Santos et al., 2023). Na proposta chamada de MPC sem parâmetros do motor (*motor-parameter-free* MPC - MPF-MPC), nenhum parâmetro da máquina elétrica é utilizado e o modelo é ajustado em tempo real com base na análise da variação de tensão e corrente (Zhang et al., 2024). Em uma implementação do FCS-MPC usando o vetor espacial de tensão da ação *deadbeat* como referência para a otimização, foi proposta a utilização de um termo de compensação somado à tensão de referência, constituído da integração do erro de predição das correntes no sistema de referência giratório, para compensação dos desvios paramétricos em regime permanente (Abdelrahem et al., 2019). As soluções citadas para a dependência paramétrica do sistema são acompanhadas de certos custos. Alguns dos métodos trazem o aumento da complexidade do algoritmo de controle e do tempo de computação, outros criam a necessidade de ajustes de observadores de estado, outros requerem curtos períodos de amostragem para serem eficazes. Esses compromissos para solução de problemas devem ser avaliados de acordo com a aplicação do FCS-MPC em questão.

1.3.1 Controle preditivo em conversores multiníveis

A extensão do FCS-MPC para os conversores multiníveis vem acompanhada de desafios como a inclusão de novos objetivos de otimização, a minimização da quantidade de comutações e a carga computacional relacionada à grande quantidade de estados de comutação possíveis (Vazquez et al., 2014; Rodriguez et al., 2013). A função custo pode receber termos para penalizar a diferença de tensão dos capacitores do barramento CC do NPC (Geyer; Papafotiou; Morari, 2009), a variação de tensão do capacitor de grampeamento do *flying capacitor* e a quantidade de comutações das chaves (Rodriguez et al., 2013).

Em VSDs com conversores multiníveis, pode-se destacar a aplicação da técnica chamada de Controle Preditivo por Padrão de Pulsos Baseado em Modelo (*Model Predictive Pulse Pattern Control* - MP³C) no inversor NPC trifásico (Geyer et al., 2012). O MP³C apresenta a capacidade de resposta rápida em transientes, inerente aos controladores preditivos, com baixo conteúdo harmônico por frequência de comutação em regime permanente, como característico ao OPP (Rodriguez et al., 2022a; Vazquez et al., 2017). A mesma técnica já foi estendida a outras topologias multiníveis, como o conversor com ponto neutro grampeado ativo de cinco níveis (*five-level active neutral-point-clamped* - ANPC5L) (Oikonomou et al., 2013) e o MMC (Vasiladiotis; Christe; Geyer, 2019).

1.3.2 Controle preditivo aplicado ao CHB

No conversor CHB, o incremento da quantidade de células aumenta drasticamente a quantidade de combinações de comutações e de vetores espaciais diferentes. O tempo de computação associado com a otimização em tempo real dificulta a implementação do FCS-MPC tradicional nesses conversores. Surge então a necessidade de adaptações do FCS-MPC voltadas a topologias com elevada quantidade de combinações de comutação.

A solução proposta por Cortés et al. (2010), para reduzir o esforço computacional do FCS-MPC no CHB, limita o conjunto de controle a um subconjunto de combinações de comutação, que encontra-se ao redor do último vetor espacial aplicado (Cortés et al., 2010). Dessa forma, independente da quantidade total de vetores espaciais possíveis, a computação das etapas de predição e otimização é limitada aos vetores contidos no subconjunto. Após a seleção do vetor espacial de tensão único a ser aplicado, a redundância de vetores pode ser resolvida selecionando aquele que minimiza o modo comum (Cortés et al., 2010).

Em uma outra abordagem, apresentada por Kim et al. (2017), o modelo de predição é resolvido para identificar o vetor espacial de tensão de referência em função das correntes de referência, equivalente à ação de controle (deadbeat). A região triangular do espaço vetorial que contém a tensão de referência é identificada e o vértice mais próximo da referência é selecionado como ação de controle (Kim; Chan; Kwak, 2017). Da mesma forma que no método anterior, a redundância de vetores espaciais pode ser tratada separadamente da seleção do vetor espacial único.

No trabalho de Baidya et al. (2018), é apresentada uma reformulação do problema de otimização, de forma que possa ser resolvido via um algoritmo de otimização mais eficiente que o da busca exaustiva, o SDA (*sphere decoding algorithm*) (Baidya et al., 2018). Este método apresenta uma estruturação mais complexa, porém, a eficiência computacional obtida na solução da otimização viabiliza a aplicação de horizontes longos de predição. O termo horizontes longos de predição denota a predição de mais de um passo de amostragem à frente durante o processo de otimização em tempo real, de acordo com as necessidades da aplicação.

Para os inversores trifásicos, o FSC-MPC pode contemplar apenas a seleção do vetor espacial que produza a tensão trifásica necessária, pode integrar a escolha entre vetores redundantes ou até mesmo a solução dos estados de comutação internos da fase. Nos trabalhos de Cortés et al. (2010) e Kim et al. (2017), o controle preditivo trata apenas da seleção do vetor espacial único que deve ser aplicado na carga, deixando a solução da redundância trifásica e de fase para lógicas posteriores. O trabalho de Baidya et al. (2018), baseado na solução via SDA, inclui os vetores redundantes no processo de otimização, deixando apenas a solução dos estados de comutação internos das fases para etapas posteriores. Na aplicação do controle preditivo ao CHB monofásico, é comum que o estado de comutação interno da fase esteja integrado no processo de otimização (Karamanakos; Pavlou; Manias, 2014; Ramírez et al., 2020; Baier et al., 2021; He et al., 2023).

De forma geral, entre os trabalhos focados no CHB, são apresentadas soluções para lidar com a grande quantidade de vetores disponíveis, viabilizando a utilização do FCS-MPC nessa topologia. Como destaque:

- A técnica apresentada por Cortés et al. (2010) permite que o custo computacional mantenha-se fixo, determinado pelo tamanho do subconjunto, independente da quantidade de células por fase, entregando uma tensão de saída com dv/dt naturalmente

limitado, ao custo de parte do desempenho dinâmico ótimo do FCS-MPC tradicional.

- A proposta de Kim et al. (2017) reduz a carga computacional do processo de otimização, mantendo o desempenho dinâmico do FCS-MPC tradicional, em troca de uma busca no plano complexo para determinar os três vetores de tensão que serão avaliados na minimização da função custo.

Além dos méritos citados acima, no histórico dos trabalhos que aplicam o FCS-MPC ao CHB são observadas as características tradicionais dessa topologia, como a alta qualidade de energia com comutação em baixa frequência dos semicondutores, conjunto proporcionado pela quantidade elevada de níveis da tensão. Apesar dos pontos mencionados serem atrativos para VSDs de média tensão e alta potência, os trabalhos citados anteriormente, que investigam o uso do FCS-MPC no CHB, usam cargas compostas por algum tipo de combinação de indutores e resistores, com ou sem conexão com a rede, não havendo resultados de aplicações em motores elétricos.

1.4 OBJETIVOS DO TRABALHO

A partir dos pontos apresentados, pode-se verificar a importância dos acionamentos de motores em velocidade variável e a relevância do inversor CHB para acionamentos em média tensão e alta potência. É também colocada em evidência a crescente presença do FCS-MPC como um método de controle moderno, que se aplica de forma ampla aos conversores de eletrônica de potência, tornando-se um candidato principalmente para aplicações de alto desempenho. Dessa forma, o objetivo estabelecido para o presente trabalho é investigar a aplicação do conversor CHB no acionamento de motores trifásicos de indução com uso de controle FCS-MPC. O motor de indução foi selecionado pela sua abrangência nos acionamentos de velocidade variável. As técnicas a serem avaliadas foram escolhidas de acordo com as suas características relacionadas ao CHB, possibilidade de adaptação para diferentes quantidades de células, alteração do modelo de predição para adequar-se ao motor elétrico e facilidade de implementação. A primeira técnica selecionada é a técnica de Cortés et al. (2010), dos vetores adjacentes. A segunda técnica é a apresentada por Kim et al. (2017), baseada na região triangular do vetor de tensão de referência. Os objetivos específicos do trabalho são:

- a) Apresentar o FCS-MPC aplicado no controle da corrente do motor de indução trifásico acionado pelo inversor CHB na formulação tradicional, no método de vetores adjacentes e no método da região triangular da tensão de referência.
- b) Avaliar via simulação computacional os métodos de controle preditivo e o FOC aplicados ao CHB.
- c) Avaliar os métodos de FCS-MPC focados no CHB em testes experimentais, na partida, variação de velocidade e carga do motor de indução.

1.5 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

O presente trabalho está dividido em 7 capítulos, cuja organização é apresentada a seguir.

No capítulo 2, é apresentado o inversor CHB trifásico, sua análise matemática, operação e principal esquema de modulação. Formas de onda relacionadas à tensão de saída são apresentadas para ilustrar pontos de operação e características típicas do conversor.

No capítulo 3 são abordados o modelo matemático do motor de indução e o controle orientado com o campo. Na parte final do capítulo, são apresentados resultados de simulação computacional do FOC aplicado ao inversor CHB acionando o motor de indução trifásico com modulação PSPWM.

O capítulo 4 apresenta o FCS-MPC convencional aplicado ao controle de corrente do motor de indução. A análise do conjunto de vetores espaciais do CHB é elaborada. Junto do MPCC, são abordadas a sua função custo, os modelos de predição e estimação e o algoritmo para aplicação da técnica. Ao final do capítulo, são apresentados resultados de simulação do MPCC convencional no CHB.

No capítulo 5, são analisadas as estratégias de FCS-MPC de vetores adjacentes e da região triangular do vetor de referência para o inversor CHB. Resultados de simulação das diferentes estratégias MPCC no CHB são apresentados.

No capítulo 6, são analisadas as particularidades da implementação prática do MPCC no inversor CHB e, em sequência, são apresentados os resultados experimentais das técnicas dos vetores adjacentes e da região triangular do vetor de tensão de referência. Os resultados demonstram diversos pontos de operação típicos de acionamentos de alto desempenho, com os controladores preditivos mantendo a regulação adequado das correntes, mesmo na presença de desvios paramétricos e dinâmicas não modeladas que degradam o desempenho dinâmico.

No capítulo 7, são realizadas as considerações finais sobre o trabalho e levantadas possibilidades para trabalhos futuros.

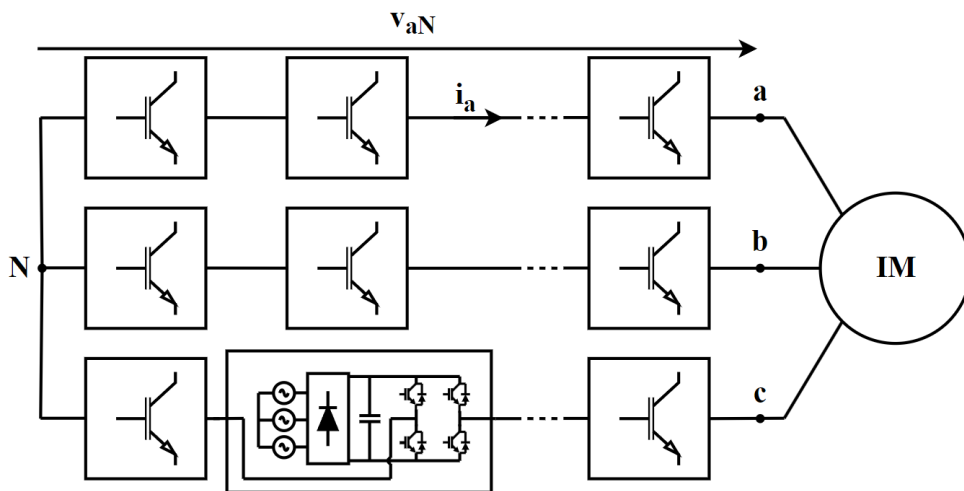
2 ANÁLISE DO INVERSOR CHB TRIFÁSICO

Este capítulo apresenta a análise do inversor CHB trifásico, seu funcionamento e principal estratégia de operação. A primeira parte mostra a estrutura do inversor e o seu funcionamento, discutindo a tensão sintetizada por cada célula e como elas se combinam para formar a tensão de fase do inversor. Na segunda parte do capítulo, é abordado o PSPWM, principal esquema de modulação aplicado ao CHB, e discutidas algumas estratégias auxiliares que complementam a modulação por portadoras.

2.1 ESTRUTURA E FUNCIONAMENTO DO INVERSOR CHB

O inversor de células H em cascata é constituído pela conexão em série de inversores monofásicos do tipo ponte H (Rodríguez et al., 2009). A Figura 1 mostra um inversor CHB trifásico, onde cada fase é composta por um conjunto de C células associadas em série e as três fases têm um ponto comum de conexão. Na Figura 1, os terminais de fase são identificados pelas letras a , b e c , e o fechamento entre as fases é identificado pela letra N . A tensões de fase são as tensões entre os pontos dos terminais de fase e o fechamento de neutro, como a tensão de fase v_{aN} ilustrada na figura. O elemento IM representa o motor de indução (*induction motor* - IM) conectado nos terminais do inversor. A corrente de fase i_a também é representada.

Figura 1 – Inversor CHB com n células por fase.

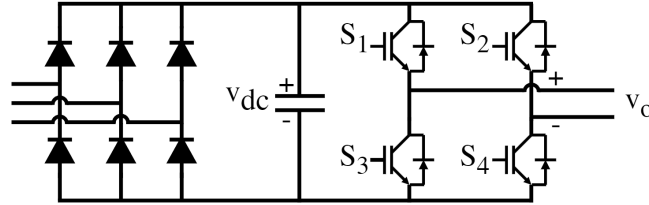


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Os inversores monofásicos, também chamados de módulos ou células, são compostos por um barramento CC capacitivo que alimenta duas fases de 2 níveis. Para que os inversores possam ser associados em série, cada célula de potência deve ter seu barramento CC isolado das demais. Geralmente, o isolamento é obtido usando um transformador multipulso, com um conjunto de secundários trifásico para alimentar cada módulo (Malinowski et al., 2010). A Figura 2 ilustra uma célula de potência alimentada por um retificador de 6 pulsos. Na célula de potência, v_{dC} representa a tensão contínua sobre os capacitores do barramento CC. Os símbolos

$S_{1...4}$ representam os comandos discretos que compõem os estados de comutação aplicados aos semicondutores de potência, onde o valor nulo identifica que a chave está aberta e o valor 1 indica que a chave está fechada.

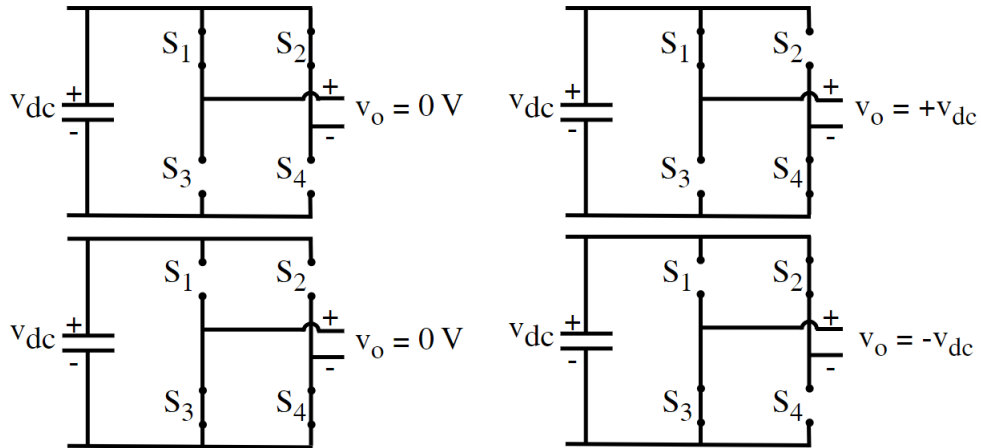
Figura 2 – Célula de potência do inversor CHB alimentada por um retificador de 6 pulsos.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A tensão de saída da célula, v_o é a diferença de tensão entre os terminais de saída das fases de dois níveis. Cada fase da célula de potência possui dois estados de comutação válidos, com uma chave sendo comandada de forma complementar a outra para evitar o curto-circuito do barramento CC. Portanto, cada célula é um conversor de 3 níveis, com 4 estados válidos de comutação, sendo dois deles redundantes (Rodríguez et al., 2009). A Figura 3 apresenta os estados de comutação possíveis e a tensão correspondente imposta na saída da célula.

Figura 3 – Estados de comutação do inversor da célula de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A tensão de saída da i -ésima célula da fase j , $v_{o,ij}$, pode ser calculada em função do comando das chaves como:

$$v_{o,ij} = v_{dc,ij} (S_{1,ij} - S_{2,ij}). \quad (1)$$

A tensão de saída de uma fase do inversor CHB pode ser determinada pela combinação dos comandos de cada célula de potência e seus barramentos. Para um conversor trifásico com C células por fase, considerando que a tensão do barramento CC de todas as células de potência é

v_{dc} , a tensão entre o terminal de saída da fase a e o fechamento de neutro entre as três fases é definida pela equação:

$$v_{aN} = v_{dc} \sum_{i=0}^C (S_{1,ia} - S_{2,ia}). \quad (2)$$

Considerando a mesma tensão de barramento para todas as células, a quantidade de níveis sendo sintetizados pela fase a em um determinado instante, l_a , é dada por:

$$l_a = \sum_{i=0}^C (S_{1,ia} - S_{2,ia}) \quad (3)$$

e a equação (2) pode ser reescrita como:

$$v_{aN} = v_{dc} l_a. \quad (4)$$

A variação de um nível representa um incremento discreto de v_{dc} na tensão da fase, onde $l_{a,max} = C$ e $l_{a,min} = -C$. Dessa forma, a quantidade L de níveis diferentes que uma fase do conversor CHB pode produzir é dada por:

$$L = 2C + 1. \quad (5)$$

Dentro de uma fase, apenas os níveis mais extremos de tensão de saída, $l_{a,max}$ e $l_{a,min}$, não possuem redundância. Levando em consideração que cada célula pode sintetizar 3 níveis de tensão diferentes, a quantidade total de combinações de níveis dentro de uma única fase totaliza 3^C .

Da mesma forma que a tensão de cada fase do inversor é constituída pela combinação dos estados de comutação das células, a tensão de linha nos terminais da carga é resultado da combinação dos níveis sendo sintetizados pelas fases. A quantidade total de combinações de diferentes níveis entre as três fases do inversor é $K_{v,t} = L^3$.

Levando em consideração que cada célula possui 4 estados de comutação válidos, a quantidade total de estados de comutação de um inversor CHB é de:

$$K_{sw} = 4^{3C}. \quad (6)$$

A implementação mais comum do inversor CHB trifásico usa a mesma tensão de barramento CC para todas as células. Quando a tensão de barramento difere entre as células de uma mesma fase, o inversor é chamado de CHB assimétrico, ou híbrido (Malinowski et al., 2010). A combinação de células com tensões de barramento CC diferentes permite aumentar a quantidade

máxima de níveis da tensão de saída para a mesma quantidade de células (Rodríguez et al., 2009). O compromisso assumido pelo CHB assimétrico é a perda de modularidade ou a subutilização do hardware, visto que os inversores monofásicos precisam de projetos diferentes para cada tensão ou trabalham com os componentes subutilizados (Malinowski et al., 2010). Todas as análises conduzidas no presente trabalho são voltadas ao CHB simétrico.

2.2 MODULAÇÃO POR PORTADORAS DESLOCADAS EM FASE

O método de operação mais comum para inversores CHB é a modulação por largura de pulso com portadoras deslocadas em fase (PSPWM) (Malinowski et al., 2010). Nos inversores CHB, e em outras variantes de conversores modulares simétricos, essa técnica provê a distribuição igualitária de potência consumida e perdas entre as células, proporciona um efeito multiplicativo da frequência do PWM nos terminais de saída e ainda possibilita a melhoria da qualidade das correntes de entrada quando são utilizados transformadores multipulso para alimentar as células (Leon et al., 2016).

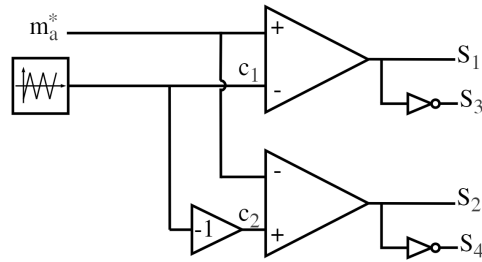
2.2.1 Fundamentos e Implementação

O PSPWM se origina do conceito de intercalação de tensão, onde cada célula tem uma portadora independente e as portadoras são deslocadas em fase para que os pulsos de PWM fiquem igualmente espaçados (Leon; Vazquez; Franquelo, 2017). O resultado ótimo é obtido com a fase entre as portadoras sendo π/C para modulação unipolar e $2\pi/C$ no caso de modulação bipolar (Leon; Vazquez; Franquelo, 2017). Para uma frequência da portadora de f_{cr} , a frequência do PWM nos terminais de saída é de $2Cf_{cr}$ para o PWM unipolar e Cf_{cr} para o bipolar (Leon; Vazquez; Franquelo, 2017). Esse efeito multiplicativo facilita o projeto de filtros de saída, devido ao deslocamento das harmônicas de comutação para frequências elevadas, e proporciona uma tensão de saída com variação de um nível por vez, reduzindo o dv/dt na carga e reduzindo a amplitude da componente do modo comum relacionada com a comutação do conversor.

O PWM unipolar da célula do tipo ponte H pode ser gerado a partir do esquema representado na Figura 4, a partir do sinal modulante m^* e da portadora c_1 (Kouro et al., 2008). Nessa abordagem $c_2 = -c_1$ e a comparação é invertida para a segunda fase da ponte H, de forma que a modulação unipolar é uma combinação da modulação bipolar das duas fases de dois níveis com portadoras deslocadas π rad entre si.

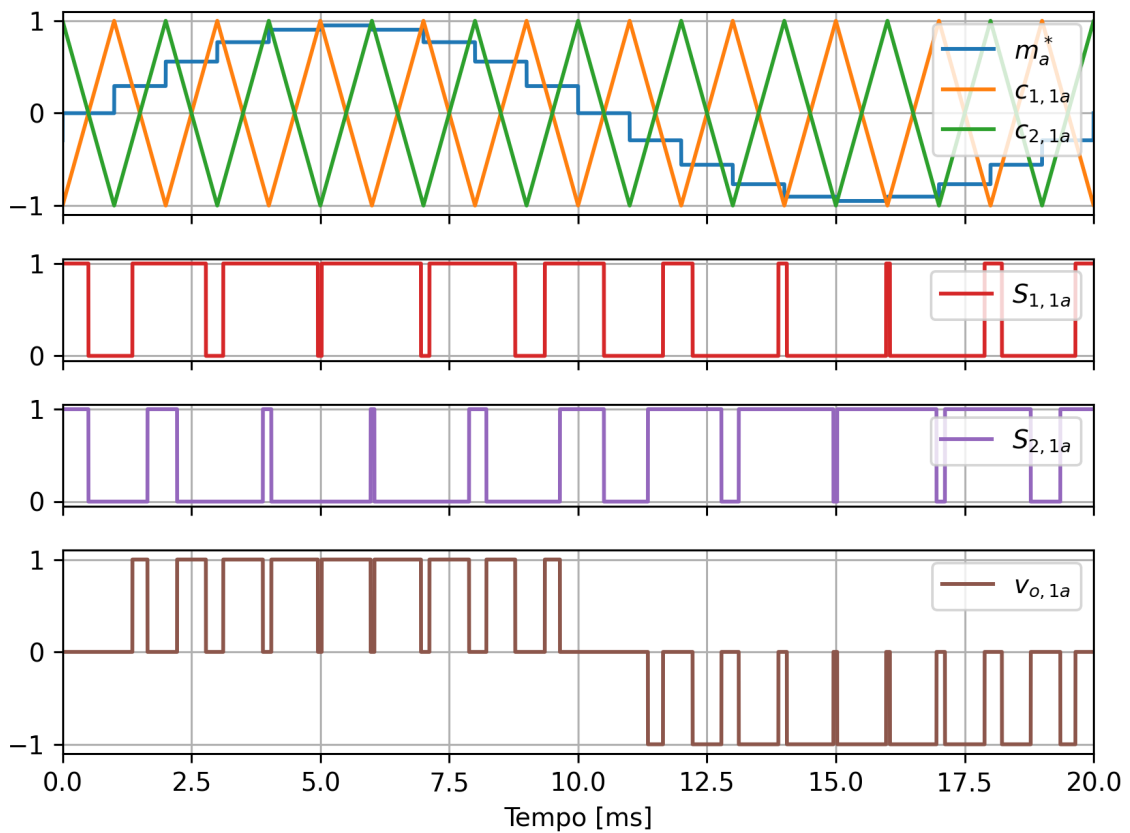
O efeito multiplicativo do PWM pode ser observado já na célula de potência, como demonstrado na Figura 5, onde os sinais de comando $S_{1,1a}$ e $S_{2,1a}$ têm a frequência f_{cr} e a tensão de saída $v_{o,1a}$ tem frequência de comutação $2f_{cr}$, devido à intercalação da tensão das fases. O sinal modulante m_a^* da Figura 5 já remete a uma implementação digital com atualização dupla da modulação, sendo o sinal de referência de tensão amostrado nos picos e vales da portadora triangular.

Figura 4 – Geração dos comandos das chaves com modulação unipolar nas células de potência.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

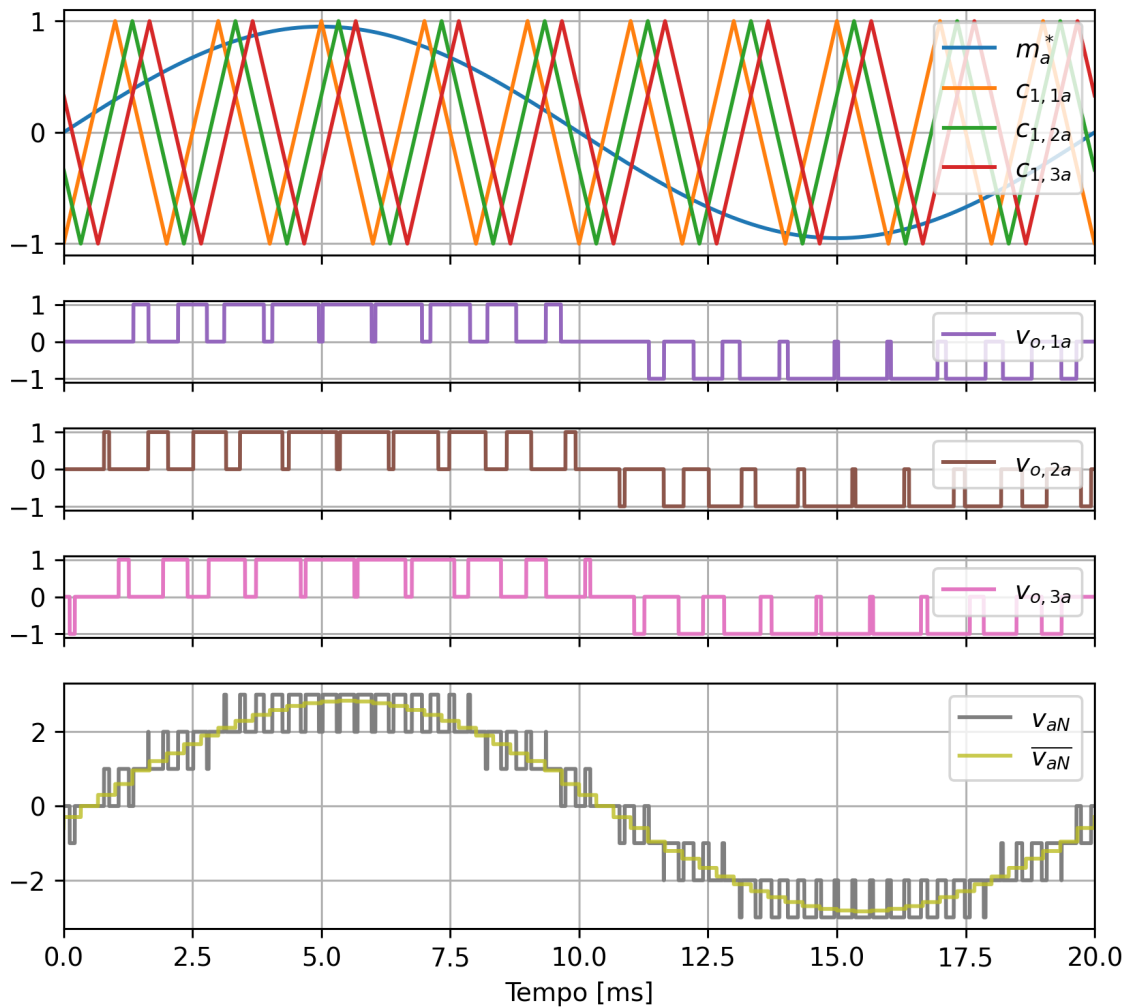
Figura 5 – Formas de onda relacionadas com a modulação da célula de potência do inversor CHB.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O efeito do PSPWM na tensão de fase do inversor pode ser visualizado na Figura 6, onde 3 células são combinadas para gerar a tensão v_{aN} . Nesta figura, a onda modulante analógica é mostrada para facilitar a comparação com as 3 portadoras deslocadas em fase. O ângulo entre uma portadora e a próxima é de $\pi/3$ e o efeito multiplicativo pode ser observado na tensão v_{aN} , que tem frequência efetiva de comutação $f_{pwm} = 6f_{cr}$. Outro efeito que pode ser observado na tensão de fase é o aparecimento dos 7 níveis para o conversor de 3 células por fase, com aumento dos níveis de acordo com o necessário para atingir a tensão média instantânea desejada. O sinal $\overline{v_{aN}}$ é a tensão média instantânea, com a média de v_{aN} computada em períodos de $1/(2Cf_{cr})$.

Figura 6 – Modulante e portadoras defasadas, tensão de saída das células e tensão da fase em um inversor CHB de 3 células com modulação PSPWM.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

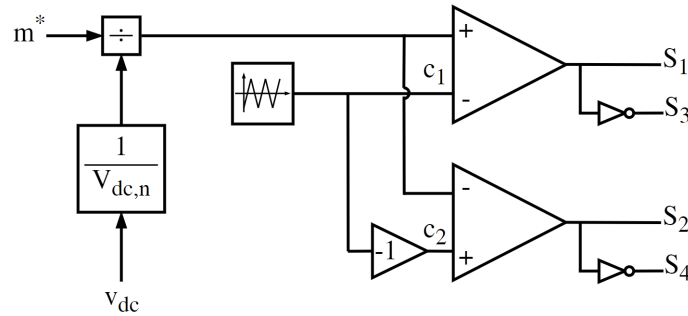
2.2.2 Compensação do Barramento CC

Uma outra característica da modulação por portadoras é a possibilidade de incluir a compensação da variação de tensão do barramento CC através de uma estratégia *feedforward* (Kouro et al., 2008). A Figura 7 mostra o esquema de modulação individual da célula modificado para acomodar a compensação do barramento a partir da medição do valor instantâneo da tensão do barramento v_{dc} da célula em questão.

2.2.3 Injeção de Sequência Nula

Para maximizar a tensão de saída trifásica que o inversor CHB pode sintetizar enquanto operando com PSPWM, é possível fazer uso da injeção de sequência nula, ou sequência zero, nas referências de tensão de fase (Leon et al., 2016), desde que o ponto de neutro entre as fases do inversor seja flutuante.

Figura 7 – Modulação unipolar das células de potência incluindo o *feedforward* do barramento CC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

As componentes de sequência nula se cancelam na tensão de linha, sendo transparentes para os terminais de conexão com a carga, porém a sua presença pode ser observada na tensão de modo comum, v_{cm} , definida pela equação a seguir:

$$v_{cm} = \frac{v_{aN} + v_{bN} + v_{cN}}{3}. \quad (7)$$

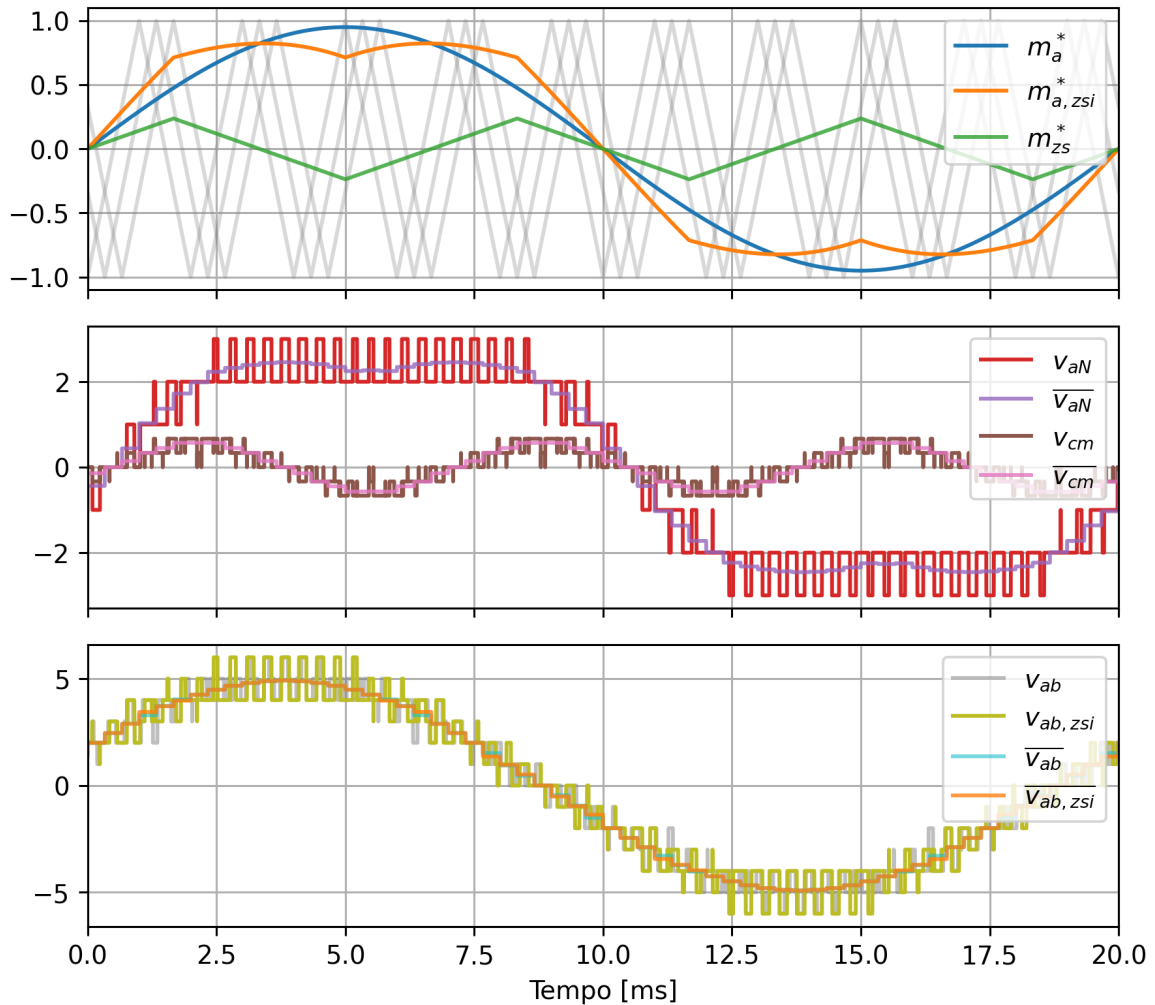
A Figura 8 mostra o efeito da injeção de uma componente triangular com o triplo da frequência e $1/4$ da amplitude da fundamental, técnica chamada de injeção de sequência *min-max* (Leon et al., 2016) ou SVPWM (Hava; Kerkman; Lipo, 1999).

Na imagem, é possível observar o efeito causado pela aplicação do sinal de sequência nula m_{zs} no sinal senoidal m_a para formação de $m_{a, zsi}$. Apesar dos picos reduzidos de $m_{a, zsi}$, o valor da fundamental se mantém e é possível observar o cancelamento da sequência nula na tensão de linha $v_{ab} = v_a - v_b$. Os valores v_{ab} e $v_{ab, zsi}$ apresentam diferenças, mas os seus valores médios instantâneos, $\overline{v_{ab}}$ e $\overline{v_{ab, zsi}}$, respectivamente, mantêm-se os mesmos.

A componente comutada do modo comum também é deslocada para as frequências elevadas e tem amplitude de aproximadamente $1/3$ do barramento CC, como pode ser verificado pela equação (7). Quando é utilizada a injeção de sequência nula, a tensão de modo comum aumenta na proporção das componentes injetadas.

A estratégia de LSPWM também pode ser aplicada nos inversores multiníveis em cascata, mas a perda do efeito multiplicativo e do balanceamento natural das perdas e distribuição de potência torna-a muito menos atrativa que o PSPWM.

Figura 8 – Injeção de sequência nula na portadora, o efeito na tensão de fase e na tensão de modo comum, e a tensão de linha resultante.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

2.3 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada a estrutura e o funcionamento do conversor CHB, junto do seu principal esquema de modulação. As características apresentadas, como grande quantidade de níveis e operação simplificada com o PSPWM, fazem parte do que torna o CHB uma das principais topologias aplicadas em acionamentos de velocidade variável em média tensão e alta potência.

No CHB simétrico, o PSPWM traz o efeito multiplicativo da frequência de comutação e a distribuição natural de perdas e potência entre as células, simplificando a implementação prática desse inversor. Mesmo com as chaves comutando em frequências relativamente baixas, as harmônicas de comutação são deslocadas pelo efeito multiplicativo, beneficiando os acionamentos de motores com baixa tolerância a ondulações de torque.

Apesar das características positivas, a resposta dinâmica do inversor é limitada pela baixa

frequência de amostragem acoplada com a frequência de chaveamento dos semicondutores. Essa característica limita a capacidade do conversor de atender aplicações com frequências fundamentais elevadas ou requisitos de desempenho mais estritos. A carga computacional do PSPWM com compensação do atraso de atualização das portadoras deslocadas em fase é relativamente alta, devido à quantidade elevada de cálculos para gerar os sinais de modulação de todas as células.

3 MOTOR DE INDUÇÃO E CONTROLE ORIENTADO COM O CAMPO

Este capítulo apresenta as premissas e modelos utilizados para análise do motor de indução trifásico. Além disso, é abordado o controle orientado com o campo, estratégia mais comum para acionamentos de alta performance deste tipo de máquina. Na primeira seção é discutida a representação em vetores espaciais, ferramenta base para as análises seguintes. Na sequência é abordado o modelo matemático do motor de indução trifásico, que fornece as equações necessárias para o projeto de controladores, estimadores e preditores, tanto no FOC quanto no MPC. A terceira parte apresenta o controle orientado com o campo aplicado ao motor de indução, suas premissas e implementação usando reguladores lineares de corrente para gerar a referência de tensão do VSI. A última seção traz resultados de simulação do inversor CHB acionando o motor de indução com esquema de controle FOC e modulação PSPWM.

3.1 REPRESENTAÇÃO EM VETORES ESPACIAIS

A representação vetorial é um artifício matemático comumente utilizado para simplificar a análise dinâmica e estática de máquinas elétricas (Kovács, 1984) e inversores do tipo fonte de tensão (*voltage source inverter* - VSI) (Holmes; Lipo, 2003). Através de transformações, os sistemas trifásicos são reduzidos a sistemas bifásicos, compostos por variáveis complexas denominadas vetores espaciais. Os vetores espaciais de tensão, corrente e fluxo são representados no plano complexo $\alpha\beta$ como:

$$\mathbf{v}^s = v_\alpha + jv_\beta \quad (8)$$

$$\mathbf{i}^s = i_\alpha + ji_\beta \quad (9)$$

$$\boldsymbol{\psi}^s = \psi_\alpha + j\psi_\beta. \quad (10)$$

Os símbolos em negrito são utilizados para vetores espaciais, o sobrescrito "s" denota um vetor no sistema de referência estacionário (*stationary*) $\alpha\beta$.

A obtenção dos vetores a partir do sistema trifásico se dá pelas seguintes equações (Kovács, 1984):

$$\mathbf{v}^s = \frac{2}{3}(v_a + e^{j\frac{2\pi}{3}}v_b + e^{j\frac{4\pi}{3}}v_c) \quad (11)$$

$$\mathbf{i}^s = \frac{2}{3}(i_a + e^{j\frac{2\pi}{3}}i_b + e^{j\frac{4\pi}{3}}i_c) \quad (12)$$

$$\boldsymbol{\psi}^s = \frac{2}{3}(\psi_a + e^{j\frac{2\pi}{3}}\psi_b + e^{j\frac{4\pi}{3}}\psi_c). \quad (13)$$

A transformação inversa, da representação vetorial para o sistema trifásico, pode ser obtida da seguinte maneira (Slemon, 1989):

$$\begin{bmatrix} v_a & v_b & v_c \end{bmatrix} = Re \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix}^T \mathbf{v}^s \quad (14)$$

$$\begin{bmatrix} i_a & i_b & i_c \end{bmatrix} = Re \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix}^T \mathbf{i}^s \quad (15)$$

$$\begin{bmatrix} \psi_a & \psi_b & \psi_c \end{bmatrix} = Re \begin{bmatrix} 1 & e^{j\frac{2\pi}{3}} & e^{j\frac{4\pi}{3}} \end{bmatrix}^T \boldsymbol{\psi}^s. \quad (16)$$

O sistema de referência $\alpha\beta$ apresentado possui posição angular fixa em relação ao estator do motor. Na análise de máquinas elétricas, é benéfico estabelecer um sistema de referência comum ao estator e ao rotor, visando facilitar a análise das equações diferenciais que são afetadas pelo movimento relativo entre os fluxos estatórico e rotórico (Kovács, 1984). Comumente, esse sistema de referência está alinhado com o fluxo rotórico (Kovács, 1984). Neste texto, o sistema de coordenadas giratório dq , com velocidade angular ω_λ , tem sua posição angular θ_λ definida abaixo:

$$\theta_\lambda = \int_0^t \omega_\lambda dt. \quad (17)$$

Os vetores espaciais de tensão, corrente e fluxo no sistema de referência giratório são:

$$\mathbf{v} = v_d + jv_q \quad (18)$$

$$\mathbf{i} = i_d + ji_q \quad (19)$$

$$\boldsymbol{\psi} = \psi_d + j\psi_q. \quad (20)$$

Os vetores espaciais no sistema de referência rotativo são representados apenas pelo símbolo em negrito, sem o sobrescrito "s".

A transformação dos vetores do sistema de coordenadas estacionário para o rotativo se dá através das seguintes equações (Kovács, 1984):

$$\mathbf{v} = \mathbf{v}^s e^{-j\theta_\lambda} \quad (21)$$

$$\mathbf{i} = \mathbf{i}^s e^{-j\theta_\lambda} \quad (22)$$

$$\boldsymbol{\psi} = \boldsymbol{\psi}^s e^{-j\theta_\lambda} . \quad (23)$$

A transformação inversa, do sistema de coordenadas rotativo para o estacionário, pode ser obtida por:

$$\mathbf{v}^s = \mathbf{v} e^{j\theta_\lambda} \quad (24)$$

$$\mathbf{i}^s = \mathbf{i} e^{j\theta_\lambda} \quad (25)$$

$$\boldsymbol{\psi}^s = \boldsymbol{\psi} e^{j\theta_\lambda} . \quad (26)$$

A representação em vetores espaciais é usada ao longo do trabalho tanto para análise do motor quanto para a tensão produzida pelos estados de comutação do inversor. O sistema de referências giratório facilita a análise da máquina de indução, permitindo a obtenção do modelo de correntes para estimação do fluxo rotórico e de um modelo para predição do comportamento futuro do sistema. A obtenção do conjunto de vetores espaciais de tensão do CHB trifásico, no sistema de referências $\alpha\beta$, é ponto inicial para a elaboração das estratégias de controle preditivo baseado em conjunto finito de estados.

3.2 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

Nesta seção, é apresentado o modelo matemático do motor de indução trifásico. A partir do circuito equivalente do modelo T do motor de indução, é derivado o modelo Γ inverso (Γ'). Esse circuito equivalente alternativo reduz a quantidade de parâmetros do circuito em uma estrutura que beneficia o controle vetorial feito a partir de medições do estator (Slemon, 1989).

3.2.1 Modelo T

Para uma máquina elétrica magneticamente linear, os fluxos estatórico, $\boldsymbol{\psi}_s^s$, e rotórico, $\boldsymbol{\psi}_r^s$, são descritos pelas equações (Slemon, 1989):

$$\boldsymbol{\psi}_s^s = L_s \mathbf{i}_s^s + L_m \mathbf{i}_r^s, \quad (27)$$

$$\boldsymbol{\psi}_r^s = L_m \mathbf{i}_s^s + L_r \mathbf{i}_r^s. \quad (28)$$

A indutância total do estator é definida como $L_s = L_{s\sigma} + L_m$ e a do rotor $L_r = L_{r\sigma} + L_m$, onde $L_{s\sigma}$ é a indutância de dispersão do estator, $L_{r\sigma}$ é a indutância de dispersão do rotor e L_m é a indutância mútua.

Dessa forma, para o motor de indução com os enrolamentos do rotor em curto, as equações de tensão do estator e do rotor em coordenadas estacionárias são (Slemon, 1989):

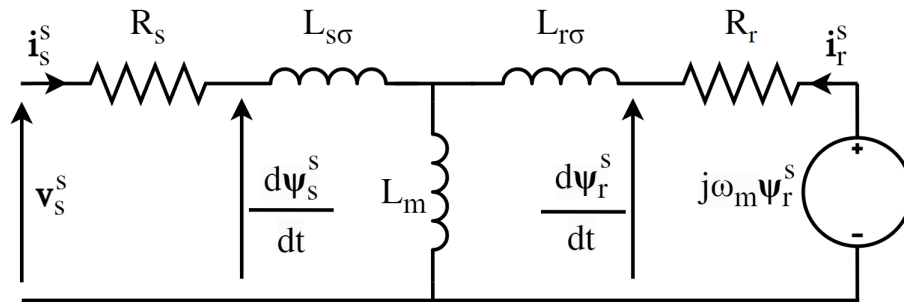
$$\mathbf{v}_s^s = R_s \mathbf{i}_s^s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_s^s}{dt}, \quad (29)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r^s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_r^s}{dt} - j n_{pp} \omega_m \boldsymbol{\psi}_r^s, \quad (30)$$

onde \mathbf{v}_s^s é o vetor de tensão do estator, \mathbf{i}_s^s é o vetor de corrente do estator, R_s é a resistência dos enrolamentos do estator, R_r é a resistência dos enrolamentos do rotor refletida ao estator, n_{pp} é a quantidade de pares de polos e ω_m é a velocidade mecânica do eixo do motor.

As equações acima descrevem o circuito equivalente do modelo T do motor de indução com as variáveis rotóricas referidas ao estator, como apresentado na Figura 9.

Figura 9 – Circuito equivalente do modelo T do motor de indução em $\alpha\beta$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O torque eletromagnético produzido pelo motor, T_{el} , é expresso pela seguinte equação (Slemon, 1989):

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} \text{Im}\{\mathbf{i}_s^s \boldsymbol{\psi}_s^{s*}\}. \quad (31)$$

onde o sobrescrito "*"denota o conjugado complexo do vetor espacial.

As dificuldades de uso do modelo T estão relacionadas com a dependência dos parâmetros do rotor, inacessíveis para medição em uma máquina de indução com rotor do tipo gaiola de esquilo (Slemon, 1989), além de não ser possível identificar individualmente as duas indutâncias de dispersão através dos terminais de conexão do estator (Harnefors; Hinkkanen, 2014). Para que os demais parâmetros possam ser calculados pelos ensaios de operação à vazio e de rotor bloqueado, geralmente assume-se que $L_{s\sigma} = L_{r\sigma}$ (Harnefors; Hinkkanen, 2014).

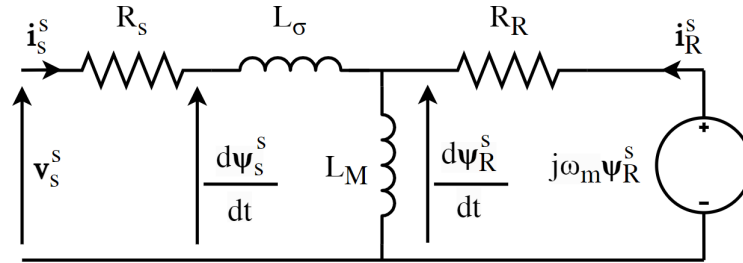
3.2.2 Modelo Γ inverso

Nas máquinas de indução com rotor do tipo gaiola de esquilo a relação de espiras entre os enrolamentos do estator e do rotor não é conhecida. O modelo Γ inverso é obtido a partir da utilização de uma relação de espiras arbitrária que resulte em $L_m = L_r$ (Slemon, 1989), de forma que:

$$\gamma = \frac{L_m}{L_r}. \quad (32)$$

A relação acima pode ser aplicada nas equações (29) e (30), resultando no circuito equivalente do modelo Γ inverso do motor de indução, representado na Figura 10. O parâmetro L_σ é a indutância de dispersão, L_M é a indutância magnetizante, R_R é a resistência rotórica e Ψ_R^s é o fluxo rotórico.

Figura 10 – Circuito equivalente do modelo Γ inverso do motor de indução em $\alpha\beta$.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Os parâmetros do modelo Γ inverso e do modelo T são relacionados pelas seguintes equações:

$$\Psi_R^s = \gamma \Psi_r^s; \quad (33)$$

$$\mathbf{i}_R^s = \frac{\mathbf{i}_r^s}{\gamma}; \quad (34)$$

$$L_M = \gamma L_m; \quad (35)$$

$$L_{\sigma} = L_{s\sigma} + \gamma L_{r\sigma}; \quad (36)$$

$$R_R = \gamma^2 R_r. \quad (37)$$

Os fluxos estatórico e rotórico são calculados como:

$$\boldsymbol{\psi}_s^s = L_{\sigma} \mathbf{i}_s^s + L_M \mathbf{i}_M^s \quad (38)$$

$$\boldsymbol{\psi}_R^s = L_M \mathbf{i}_M^s. \quad (39)$$

O termo \mathbf{I}_M representa a corrente magnetizante, definida por:

$$\mathbf{i}_M^s = \mathbf{i}_s^s + \mathbf{i}_R^s \quad (40)$$

em que \mathbf{i}_R^s é a corrente rotórica do modelo Γ inverso.

Considerando a equação (38), a tensão do estator mantém-se a mesma da equação 29. A equação de tensão do rotor assume o seguinte formato:

$$0 = R_R \mathbf{i}_R^s + \frac{d\boldsymbol{\psi}_R^s}{dt} - jn_{pp}\omega_m \boldsymbol{\psi}_R^s. \quad (41)$$

As expressões de fluxo estatórico e rotórico, das equações (38) e (39) podem ser aplicadas na equação da tensão do estator (29). Levando todos os termos para o lado esquerdo, as equações de tensão do estator e rotor são:

$$\mathbf{v}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s - L_{\sigma} \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} - L_M \frac{d\mathbf{i}_M^s}{dt} = 0 \quad (42)$$

$$jn_{pp}\omega_m \boldsymbol{\psi}_R^s - R_R \mathbf{i}_R^s - \frac{d\boldsymbol{\psi}_R^s}{dt} = 0 \quad (43)$$

Como comumente apenas as variáveis do estator são acessíveis nos motores de indução, é desejável que os termos do rotor sejam substituídos na equação de tensão do estator. Considerando:

$$a = \frac{R_R}{L_M} \quad (44)$$

$$\mathbf{i}_M^s = \frac{\boldsymbol{\Psi}_R^s}{L_M} \quad (45)$$

e aplicando (40) em (42) e (43), obtêm-se:

$$L_\sigma \frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} = \mathbf{v}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s - \frac{d\boldsymbol{\Psi}_R^s}{dt} \quad (46)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_R^s}{dt} = R_R \mathbf{i}_s^s - (a - jn_{pp}\omega_m) \boldsymbol{\Psi}_R^s. \quad (47)$$

Substituindo a derivada do fluxo rotórico de (46) por (47), obtemos a equação:

$$\frac{d\mathbf{i}_s^s}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} \mathbf{v}_s^s - \frac{R_\sigma}{L_\sigma} \mathbf{i}_s^s - \frac{1}{L_\sigma} (a - jn_{pp}\omega_m) \boldsymbol{\Psi}_R^s \quad (48)$$

onde $R_\sigma = R_s + R_R$.

Aplicando a transformação dos vetores espaciais para o sistema de coordenadas rotativo, com posição angular θ_λ , em (47) e (48), obtêm-se as equações diferenciais para a corrente do estator e fluxo rotórico do modelo Γ inverso no plano dq :

$$\frac{d\mathbf{i}_s}{dt} = \frac{1}{L_\sigma} \mathbf{v}_s - \frac{R_\sigma}{L_\sigma} \mathbf{i}_s - j\omega_\lambda \mathbf{i}_s + \frac{1}{L_\sigma} (a - jn_{pp}\omega_m) \boldsymbol{\Psi}_R \quad (49)$$

$$\frac{d\boldsymbol{\Psi}_R}{dt} = R_R \mathbf{i}_s - [a + j(\omega_\lambda - n_{pp}\omega_m)] \boldsymbol{\Psi}_R. \quad (50)$$

O torque eletromagnético desenvolvido pelo motor pode ser calculado a partir das variáveis do modelo Γ inverso como (Hinkkanen, 2004):

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} \text{Im}\{\mathbf{i}_s \boldsymbol{\Psi}_R^*\} = \frac{3}{2} n_{pp} \frac{1}{L_\sigma} \text{Im}\{\boldsymbol{\Psi}_s \boldsymbol{\Psi}_R^*\}. \quad (51)$$

Ao longo deste documento, o modelo Γ inverso é utilizado para descrever o comportamento do motor de indução.

3.3 CONTROLE ORIENTADO COM O CAMPO

O controle orientado com o campo (*field-oriented control* - FOC) permite que o motor de indução seja operado com controle desacoplado de fluxo e torque, de forma análoga ao motor de corrente contínua com escovas (Kazmierkowski et al., 2011).

Apresentado inicialmente na década de 1970 por Blashke (1971) e Hasse (1972), o FOC propõe a decomposição do vetor espacial de corrente do estator em duas componentes, uma responsável pela produção de fluxo e outra pela produção de torque. Para tal, é utilizado o sistema de referência giratório sincronizado com a posição angular do fluxo rotórico (R-FOC), com o fluxo estatórico ou do entreferro (Kazmierkowski; Krishnan; Blaabjerg, 2002). Dependendo da orientação utilizada, malhas de desacoplamento entre as tensões ou correntes são aplicadas para atingir o controle independente do torque e fluxo (Trzynadlowski, 2001).

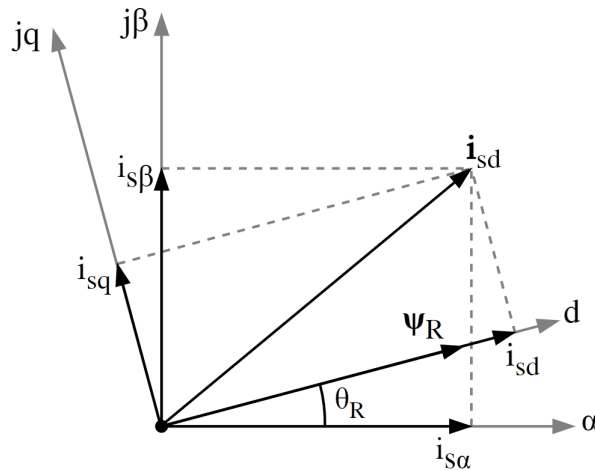
O alinhamento do sistema de referência giratório com o fluxo rotórico, faz com que $\omega_\lambda = \omega_R$ e $\theta_\lambda = \theta_R$. Dessa forma, o fluxo rotórico no sistema de referências síncrono tem as seguintes características:

$$\boldsymbol{\psi}_R = \boldsymbol{\psi}_R^s e^{-j\theta_R} = \psi_{Rd} + 0j; \quad (52)$$

$$|\boldsymbol{\psi}_R| = \psi_R = \psi_{Rd}. \quad (53)$$

A relação entre os sistemas de referência estacionário e giratório, assim como os vetores espaciais de corrente e fluxo rotórico, são representadas na Figura 11.

Figura 11 – \mathbf{i}_s e $\boldsymbol{\psi}_R$ nos sistemas de referência estacionário e giratório.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Dada a condição de alinhamento com o fluxo rotórico, onde $\psi_{Rq} = 0$, a equação (51) pode ser reescrita como:

$$T_{el} = \frac{3}{2} n_{pp} (\psi_{Rd} i_{sq} - \psi_{Rq} i_{sd}) = \frac{3}{2} n_{pp} \psi_{Rd} i_{sq}. \quad (54)$$

Sendo assim, a corrente do eixo de quadratura i_{sq} é diretamente proporcional ao torque eletromagnético produzido pelo motor, sendo regulada para que o motor desenvolva o torque

desejado. Quanto ao fluxo rotórico, em regime permanente, é diretamente proporcional à corrente de eixo direto i_{sd} .

No controle com orientação direta ao campo (DFOC), o fluxo rotórico é obtido a partir do fluxo medido no entreferro do motor ou através de estimadores (Trzynadlowski, 2001; Hinkkanen, 2004). A posição angular do sistema de referência é então extraída diretamente das componentes do vetor espacial de fluxo:

$$\theta_R = \arctan\left(\frac{\psi_{R\beta}}{\psi_{R\alpha}}\right). \quad (55)$$

A dificuldade de incorporar sensores para medição do fluxo do entreferro nos motores (Krause et al., 2013) e a complexidade associada aos métodos de estimação direta do fluxo rotórico (Trzynadlowski, 2001; Hinkkanen, 2004) são fatores que dificultam o uso do DFOC.

Uma estratégia alternativa é o controle com orientação indireta ao campo (IFOC), que parte da existência da condição de orientação para obtenção do modelo de estimação do vetor espacial de fluxo rotórico (Trzynadlowski, 2001). A relação entre a posição angular do fluxo rotórico θ_R , a posição angular do eixo do rotor θ_m e a velocidade de escorregamento ω_{slip} , é a seguinte:

$$\theta_R = \int_0^t \omega_{slip} dt + n_{pp} \theta_m. \quad (56)$$

Se a relação $\omega_\lambda = \omega_R$ for aplicada na equação (50), a seguinte equação diferencial do fluxo rotórico no sistema de coordenadas síncrono é obtida:

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_R}{dt} = R_R \mathbf{i}_s - [a + j(\omega_R - n_{pp}\omega_m)] \boldsymbol{\psi}_R. \quad (57)$$

Dada a condição de orientação com o campo, (52) pode ser aplicada na equação (57), levando a:

$$\frac{d\boldsymbol{\psi}_R}{dt} = R_R \mathbf{i}_s - [a + j(\omega_R - n_{pp}\omega_m)] \boldsymbol{\psi}_{Rd}. \quad (58)$$

A equação (58) pode ser separada nas partes reais e imaginárias, fornecendo:

$$\frac{d\psi_{Rd}}{dt} = R_R i_{sd} - a\psi_{Rd} \quad (59)$$

$$0 = R_R i_{sq} - (\omega_R - n_{pp}\omega_m)\psi_{Rd}. \quad (60)$$

A equação (60) pode ser reorganizada para assumir o seguinte formato:

$$\omega_R = \frac{R_R i_{sq}}{\psi_{Rd}} + n_{pp} \omega_m \quad (61)$$

onde:

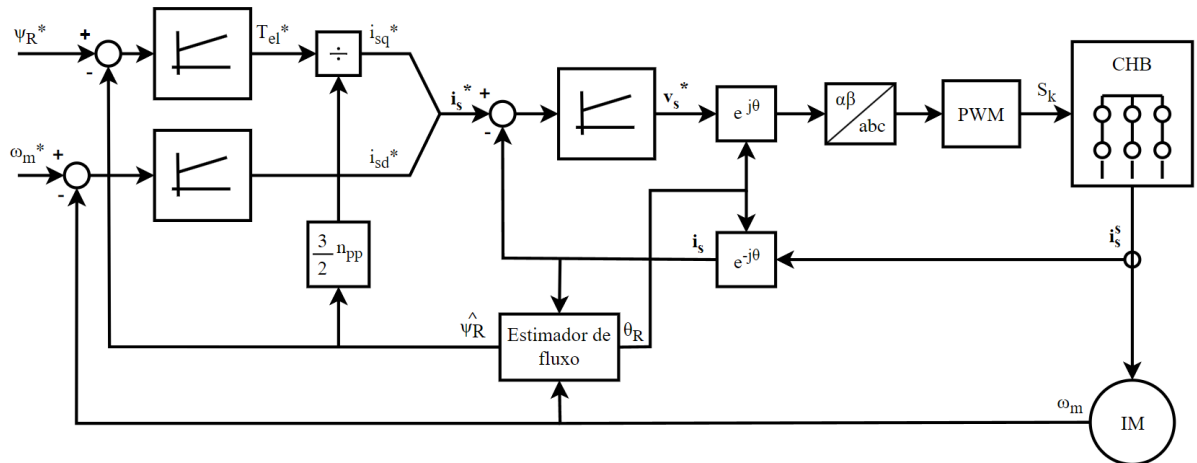
$$\omega_{slip} = \frac{R_R i_{sq}}{\psi_{Rd}}. \quad (62)$$

Para que a posição angular possa ser obtida de forma direta, a equação (61) pode ser modificada para utilização da derivada da posição angular:

$$\frac{d\theta_R}{dt} = \frac{R_R i_{sq}}{\psi_{Rd}} + n_{pp} \omega_m \quad (63)$$

A Figura 12 apresenta um diagrama de blocos do IFOC com reguladores lineares de corrente e malhas externas de regulação de torque e velocidade. O bloco estimador de fluxo representa a estimação da posição angular e magnitude do vetor espacial de fluxo rotórico através das relações estabelecidas nas equações (56), (59) e (61). O vetor espacial de tensão de referência, v_s^* , é convertido em referências trifásicas para o módulo gerador de PWM que gera o comando das chaves do CHB.

Figura 12 – Diagrama de blocos do IFOC com reguladores lineares de corrente e malhas externas de velocidade e fluxo.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

As planta para projeto dos ganhos dos reguladores de fluxo pode ser obtida pela equação diferencial (59). Para os reguladores de corrente, assumindo (52), a equação (49) pode ser trabalhada da seguinte maneira:

$$L_\sigma \frac{di_s}{dt} + R_\sigma i_s = v_s - jL_\sigma \omega_R i_s + (a - jn_{pp} \omega_m) \psi_R \quad (64)$$

$$L_{\sigma} \frac{d(i_{sd} + ji_{sq})}{dt} + R_{\sigma}(i_{sd} + ji_{sq}) = (v_{sd} + jv_{sq}) - jL_{\sigma}\omega_R(i_{sd} + ji_{sq}) + (a - jn_{pp}\omega_m)\psi_{Rd}. \quad (65)$$

A equação (65) pode ser separada nas suas partes reais e imaginárias:

$$L_{\sigma} \frac{di_{sd}}{dt} + R_{\sigma}i_{sd} = v_{sd} + L_{\sigma}\omega_R ji_{sq} + a\psi_{Rd} \quad (66)$$

$$L_{\sigma} \frac{di_{sq}}{dt} + R_{\sigma}i_{sq} = v_{sq} - L_{\sigma}\omega_R i_{sd} - n_{pp}\omega_m\psi_{Rd}. \quad (67)$$

As funções de transferência da corrente pela tensão dos eixos direto e de quadratura podem ser obtidas pelas equações (66) e (67), observando a necessidade de serem linearizadas para remover a dependência cruzada entre i_{sd} e i_{sq} , assim como a relação com ω_R , ω_m e ψ_R . Para que o IFOC com reguladores lineares de corrente tenha o melhor desempenho dinâmico, pode-se aplicar uma malha desacoplamento através de uma ação *feedforward* na saída dos reguladores de corrente.

3.4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO CHB ACIONANDO O MOTOR DE INDUÇÃO USANDO FOC

O funcionamento do FOC aplicado ao motor de indução acionado pelo CHB com modulação PSPWM foi avaliado via simulação computacional utilizando o software PSIM. O esquema de controle apresentado na figura 13 foi implementado em C e usado para gerar uma biblioteca dinâmica que é utilizada pelo simulador. Os parâmetros do motor de indução do tipo gaiola de esquilo são apresentados na Tabela 1, já transformados para o circuito equivalente Γ invertido.

Os parâmetros de simulação do inversor CHB são apresentados na Tabela 2. O tempo de amostragem do sistema de controle é de $500 \mu s$, equivalente a uma frequência de amostragem de $2 kHz$, e a modulação foi implementada com atualização dupla do PWM, de forma que a frequência de comutação das chaves é metade da frequência de amostragem, ou $1 kHz$. O passo de cálculo utilizado na simulação foi de $1 \mu s$.

Para garantir que o motor simulado não leve o inversor CHB da Tabela 2 à saturação de tensão, optou-se por definir como velocidade nominal de operação o valor de $1500 rpm$, velocidade síncrona correspondente à frequência de $50 Hz$. Dessa forma, será possível observar a operação em variação de velocidade com fluxo e torque nominal, como posteriormente deve ser feito em experimentação. Os testes executados envolvem pontos de operação típicos de acionamentos que utilizam controle orientado com o campo, a partida do motor, a resposta à variação de carga e a reversão de velocidade.

O esquema do IFOC ilustrado na Figura 12 utiliza quatro reguladores lineares, um para a velocidade do rotor (C_{ω}), um para o fluxo rotórico (C_{ψ}) e dois reguladores de corrente (C_i),

Tabela 1 – Parâmetros do motor de indução.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência	P_n	22	kW
Tensão	V_n	760	V
Frequência	f_n	60	Hz
Corrente	I_n	22,5	A
Pares de polos	n_{pp}	2	
Momento de inércia	J_r	0,192	kgm^2
Torque	T_n	118,6	Nm
Relação de espiras	γ	0,9456	
Resistência estatórica	R_s	440	$m\Omega$
Indutância de dispersão	L_σ	7,61	mH
Indutância magnetizante	L_M	118	mH
Resistência rotórica	R_R	310	$m\Omega$

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Tabela 2 – Parâmetros de simulação do inversor CHB.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão do barramento CC	$V_{dc,n}$	93	V
Células por fase	C	6	
Frequência de comutação	f_{sw}	1	kHz
Frequência de amostragem	f_s	2	kHz
Frequência efetiva do PWM	f_{pwm}	12	kHz

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

um para o eixo direto (C_{id}) e outro para o eixo de quadratura (C_{iq}). Os parâmetros de ganho (G) e tempo integral (T_i) utilizados nos reguladores são apresentados na Tabela 3. As plantas linearizadas das malhas de corrente, derivadas da parte real e imaginária da equação da corrente do estator (49), possuem os mesmos coeficientes. Dessa forma, os parâmetros dos reguladores de corrente de eixo direto e de quadratura são os mesmos.

Tabela 3 – Parâmetros dos reguladores PI Usados na simulação do FOC.

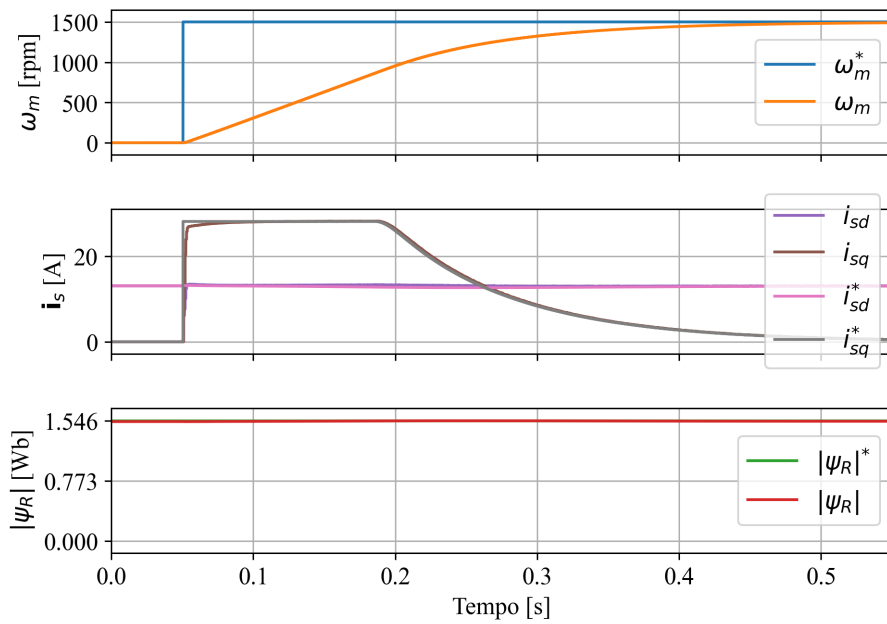
	C_ω	C_ψ	C_i
G	6,2	18	53
T_i	0,018	0,10	0,47

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O primeiro resultado de simulação, apresentado na Figura 13, mostra o motor sendo acelerado da velocidade nula até 1500 rpm . Utilizando o critério de 5 % do valor final, o tempo de acomodação da resposta ao degrau de velocidade é de 325 ms e não há sobressinal na velocidade.

Na malha de corrente de quadratura, a ação proporcional no regulador de velocidade produz também uma variação em degrau da referência de corrente, que vai de zero até o ponto de saturação, definido para 10 % acima de T_n . O tempo de acomodação da corrente de quadratura é de 3.56 ms. Nas correntes de eixo direto e quadratura é possível observar o efeito do acoplamento dos termos v_d e v_q produzidos pelos reguladores de corrente, cuja malha de desacoplamento não é completamente eficaz em evitar.

Figura 13 – Resultado de simulação da partida do motor com FOC.

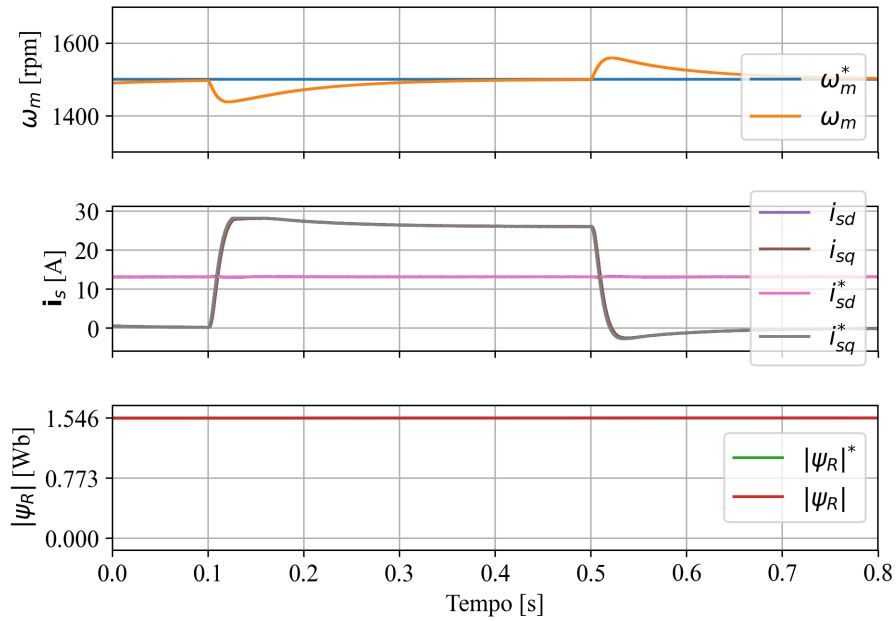


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Nos resultados seguintes, é possível observar a resposta do sistema a um degrau de torque de carga no eixo do motor, tanto em velocidade positiva quanto em velocidade negativa. Nos dois casos, o torque de carga é de 120 Nm, aplicado no sentido em que a máquina elétrica mantém-se motorizando. A Figura 14 mostra o degrau de carga em velocidade de 1500 rpm e a Figura 15 mostra o degrau acontecendo em velocidade de -1500 rpm. Em ambos os sentidos, o módulo da velocidade diminui para 96 % da velocidade de referência, demorando aproximadamente 150 ms para retornar a 99 % do valor final. Tanto na velocidade positiva quanto na velocidade negativa, a carga é aplicada e então removida em degrau. A recuperação da remoção de carga tem os mesmos efeitos da aplicação, com uma variação de 4 % da velocidade do rotor e um tempo de aproximadamente 150 % para retornar a um erro menor que 1 %.

O próximo teste, ilustrado na Figura 16, apresenta o comportamento do sistema na reversão de velocidade de 1500 rpm para -1500 rpm. A resposta é similar à da aceleração, com o motor fazendo a reversão de velocidade em saturação de torque até aproximar-se da referência, sem apresentar sobressinal. É possível observar a eficácia das malhas de corrente em manter o controle em ambos os sentidos de giro, sem problemas na passagem pela velocidade nula.

Figura 14 – Resultado de simulação da aplicação de carga no motor com FOC.

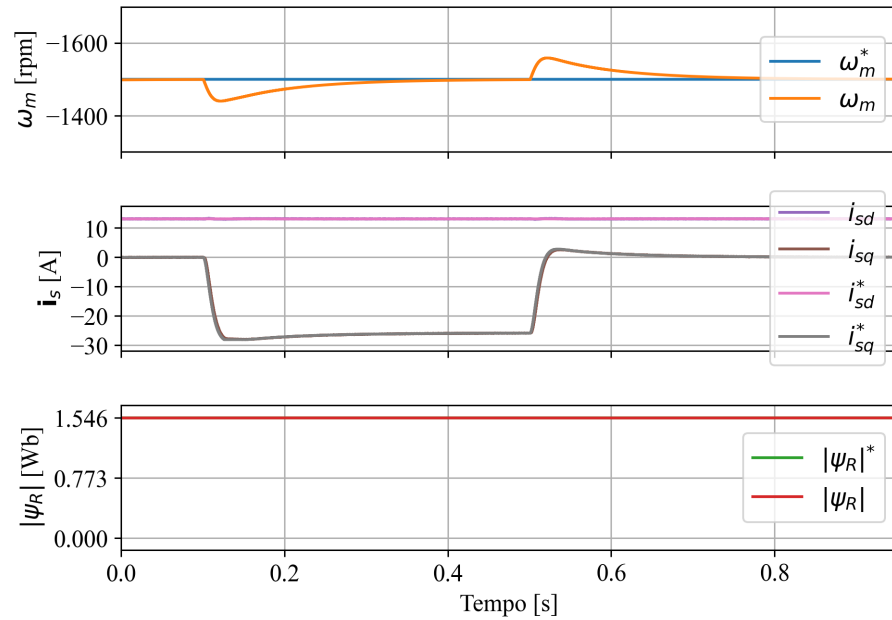


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 17 compila todos os testes anteriores em uma sequência única, adicionando a visualização da etapa de magnetização, quando o fluxo rotórico é estabelecido, antes da partida do motor.

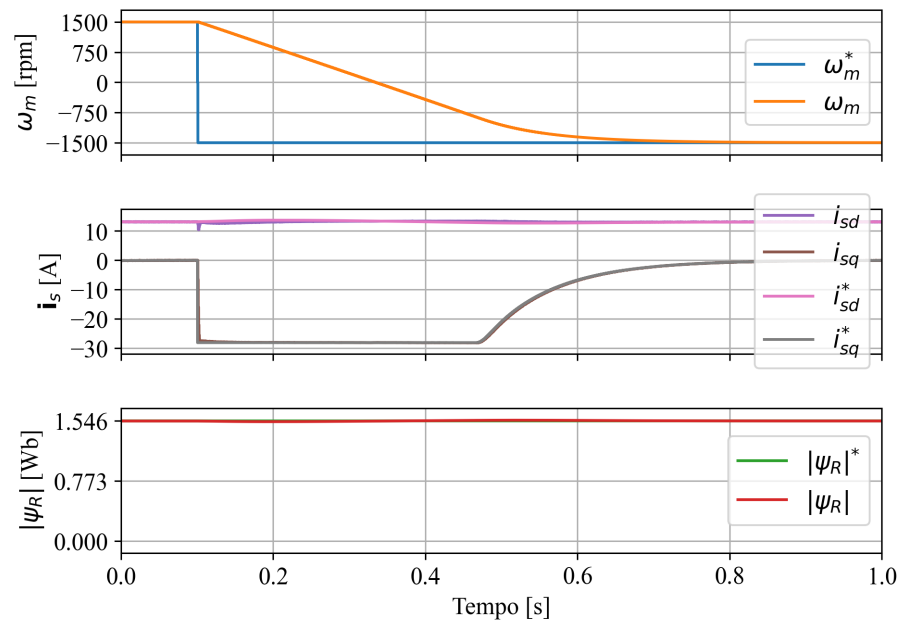
A relação do FOC com o PSPWM é ilustrada na Figura 18, onde é possível observar a tensão e corrente da fase a do inversor enquanto ocorre o processo de reversão de velocidade. Para a modulação PSPWM a partir do FOC, o vetor de tensão de referência v_s^* é convertido para as suas componentes trifásicas, que são então entregues como onda modulante para o esquema de PWM. No primeiro eixo da Figura 18 a tensão de referência v_{aN}^* sobrepõe a tensão real v_{aN} entre o terminal de saída da fase a e o terminal de neutro do inversor. A Figura 19 mostra em maiores detalhes um período de tempo em que é possível observar o efeito multiplicativo do PSPWM, com 6 células por fase obtêm-se $f_{pwm} = 12 \text{ kHz}$. As harmônicas de comutação deslocadas para frequências elevadas geram a ondulação de corrente reduzida no motor.

Figura 15 – Resultado de simulação da aplicação de carga no motor em velocidade negativa com FOC.



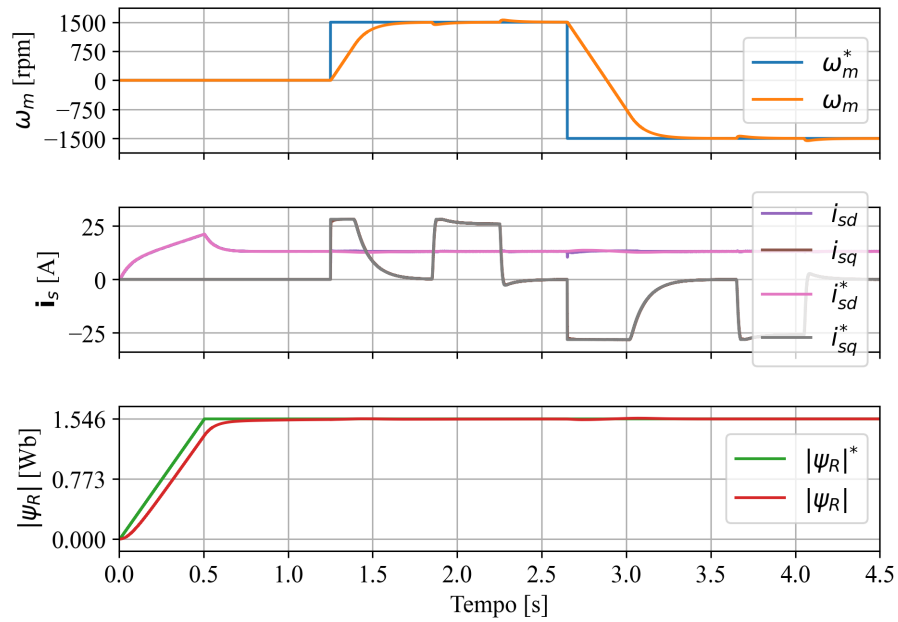
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 16 – Resultado de simulação do FOC da reversão de velocidade do motor.



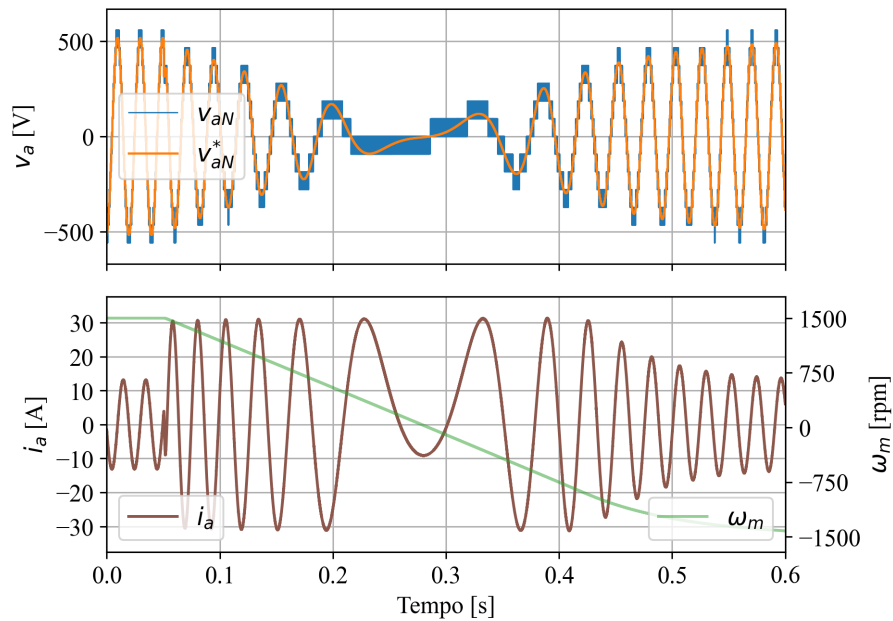
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 17 – Resultado de simulação do acionamento do motor de indução com FOC, mostrando uma partida, seguida da aplicação de carga em velocidade positiva, uma reversão de velocidade e aplicação de carga em velocidade negativa.



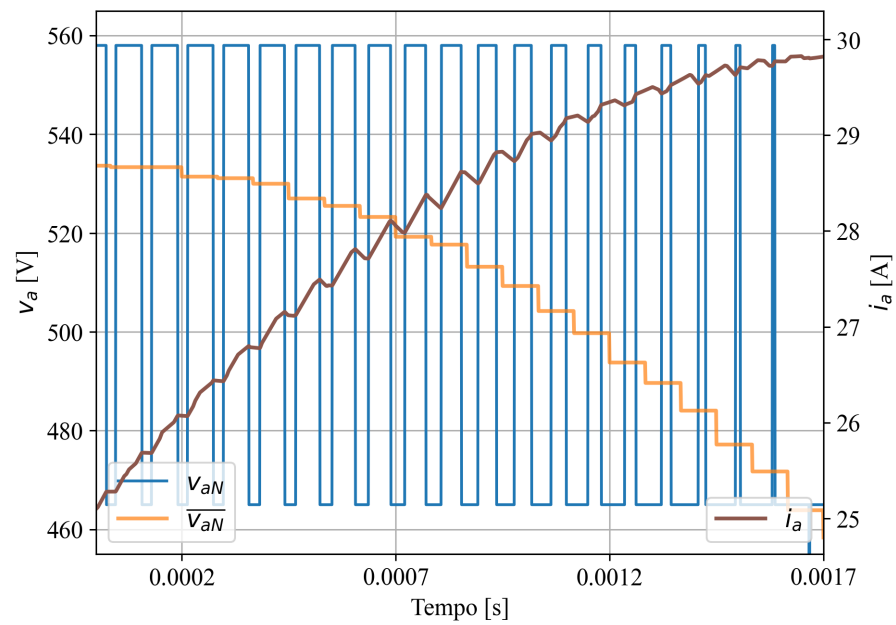
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 18 – Resultado de simulação do FOC mostrando a tensão e corrente da fase a do motor durante a reversão de velocidade.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 19 – Resultado de simulação do FOC mostrando a tensão e corrente da fase a do motor destacando o efeito multiplicativo do PSPWM no CHB.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

3.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentado o modelo matemático que descreve o comportamento dinâmico do motor de indução trifásico, começando pela descrição do modelo T e derivando o circuito equivalente Γ invertido, que traz vantagens em esquemas de controle do tipo vetorial devido à redução de parâmetros do rotor. As equações do motor de indução foram manipuladas, no sistema de referências estacionário e giratório, para obtenção de equações diferenciais que descrevem o fluxo rotórico e a corrente estatórica em função de variáveis acessíveis pelos terminais e eixo do motor. Foi então introduzido o FOC para o motor de indução, permitindo o controle desacoplado de torque e fluxo. Para o FOC foi utilizada a orientação com o fluxo rotórico (RFOC), no esquema de orientação indireta com o campo (IFOC). Nessa abordagem o fluxo rotórico é estimado utilizando as equações do modelo de correntes no sistema de referências giratório, assumindo então a condição de orientação com o campo. No final, foram apresentados resultados de simulação computacional do FOC. Na simulação, o motor é acionado por um inversor CHB de 6 células por fase, utilizando modulação PSPWM.

Como demonstrado em simulação, FOC permite o controle desacoplado de torque e fluxo através das componentes de corrente de eixo direto e de quadratura. Porém, o desempenho dinâmico da técnica depende diretamente dos parâmetros aplicados a esses reguladores e a sua banda passante é limitada pela frequência de comutação e amostragem. As não-linearidades do sistema dificultam o projeto dos reguladores e prejudicam a performance dinâmica real.

Os métodos de controle abordados nos próximos capítulos trazem uma alternativa ao controle de corrente com reguladores lineares, o FCS-MPC. Esse controle oferece resposta ótima às referências, sem necessidade de ajuste de reguladores e acomodando naturalmente as não linearidades do sistema. Além disso, é removida a necessidade de uma etapa dedicada de modulação e a ação de controle pode gerar uma frequência de comutação média das chaves menor do que no PWM.

4 FCS-MPC APLICADO AO MOTOR DE INDUÇÃO ACIONADO PELO CHB

Neste capítulo é apresentado o controle preditivo baseado em modelos com conjunto finito de estados aplicado ao controle do motor de indução no CHB. Primeiramente, são discutidos os elementos fundamentais do FCS-MPC e a sua aplicação no controle de corrente da máquina elétrica. Posteriormente, é discutido o modelo do inversor CHB na forma dos vetores espaciais de tensão produzidos pela combinação dos estados topológicos do conversor trifásico. Na sequência, são elaborados os modelos discretos de predição e estimação do motor de indução, assim como a função custo para a otimização em tempo real. Por fim, são apresentados resultados de simulação da aplicação do MPCC com FCS-MPC tradicional no inversor CHB.

4.1 CONTROLE PREDITIVO BASEADO EM MODELO COM CONJUNTO FINITO DE ESTADOS

O ponto comum das estratégias de MPC, é a predição do estado futuro da carga, a partir de modelos matemáticos do sistema, e a seleção da ação de controle que atende os objetivos de controle definidos pela função custo (Cortés et al., 2008). O controle FCS-MPC é uma das variantes de controle preditivo em que o processo de otimização em tempo real explora a natureza discreta do conversor eletrônico de potência. Como um conversor eletrônico possui um número finito de estados de comutação, a predição do estado futuro pode ser realizada para todos os estados de comutação possíveis (Rodríguez et al., 2007). A função custo, aplicada ao conjunto de possíveis estados futuros do sistema, é utilizada para determinar a ação de controle ótima (Rodríguez et al., 2007).

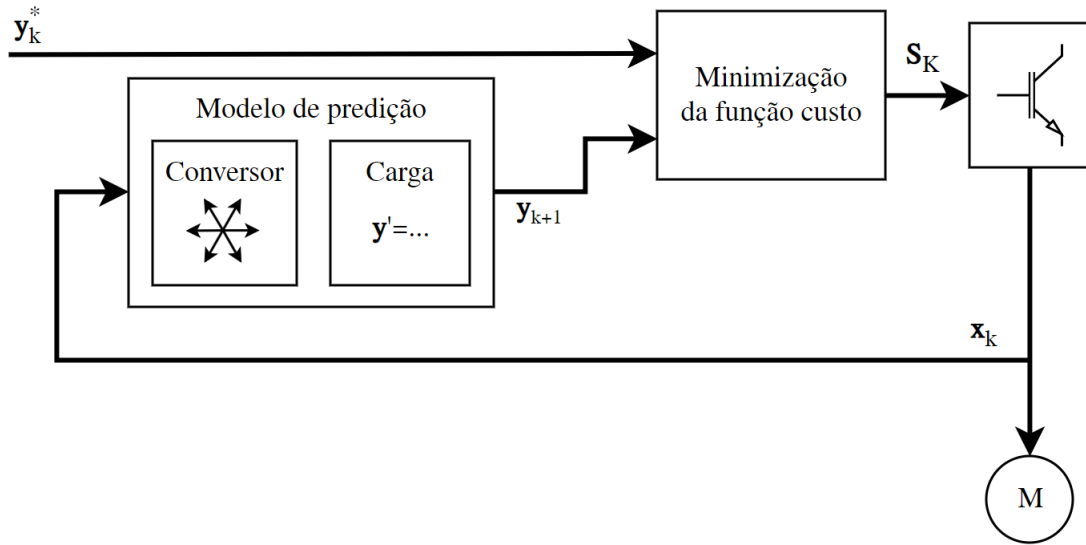
Uma representação geral do FCS-MPC com os elementos descritos é apresentada na Figura 20, onde \mathbf{y}_k^* é a referência do sistema no instante k , \mathbf{x}_k são as medições de estado da carga, \mathbf{y}_{k+1} é a predição do estado futuro do sistema e \mathbf{S}_k representa o estado de comutação do conversor que minimiza a função custo.

Dado o esquema geral de implementação, os pontos a serem abordados para utilização do FCS-MPC são (Rodríguez et al., 2007):

- Definir o modelo matemático do conversor na forma do conjunto de possíveis estados de comutação.
- Formular um modelo de predição para o estado futuro da carga.
- Definir a função custo adequada para atender os objetivos de controle.

A implementação do controle preditivo é realizada em microprocessadores e inerentemente digital, de forma que os modelos de predição do sistema são representações em tempo discreto da dinâmica do sistema real. Diferentes métodos de discretização de equações diferenciais podem ser aplicados, de acordo com as características da planta e da estratégia de controle

Figura 20 – Diagrama geral do FCS-MPC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

utilizada. No FCS-MPC, a estratégia mais comum de aproximação da derivada para o tempo discreto é o método explícito de Euler (Rodriguez et al., 2022b), descrito pela equação:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x_{k+1} - x_k}{T_s}. \quad (68)$$

A equação (68) é comumente chamada de *forward* Euler, onde x_{k+1} e x_k são amostras de instantes consecutivos, com período de amostragem T_s . Se as amostras forem deslocadas por $k - 1$, é obtida a relação conhecida como *backwards* Euler:

$$\frac{dx}{dt} \approx \frac{x_k - x_{k-1}}{T_s}. \quad (69)$$

A predição do estado futuro da carga e a definição da função custo dependem diretamente do esquema de controle preditivo sendo utilizado. Dessa forma, para a escolha adequada dos modelos matemáticos, é preciso definir a estrutura do sistema de controle a ser implementado.

No contexto de acionamento de máquinas elétricas, as configurações de MPCC e MPTC foram apontadas como os arranjos predominantes de controle preditivo (Rodriguez et al., 2022b). O MPCC traz a vantagem da dinâmica ótima para as correntes, sem necessidade de ajustes de ganhos de reguladores, ao substituir os controladores lineares do FOC. O MPTC permite a regulação direta do torque e do fluxo, mantendo apenas a malha externa de regulação de velocidade, mas traz a dificuldade do ajuste do fator de peso para priorização de torque ou fluxo. A maior simplicidade de implementação, sem necessidade de seleção de fator de peso entre torque e fluxo, com dinâmica ótima e regulação direta das correntes, são as principais características para seleção do MPCC com o método de controle preditivo a ser aplicado neste trabalho.

Por sua vez, o modelo do inversor aplicado na etapa de predição é o mesmo para as diferentes estratégias de controle preditivo FCS. A forma como a etapa de predição faz uso dos vetores pode até ser diferente de uma variação de FCS-MPC para outra, vide os trabalhos de Cortés et al. (2010) e Kim et al. (2017), mas mesmo assim o conjunto total de vetores espaciais se mantém igual para um mesmo conversor. Dessa forma, a seção seguinte apresenta o mapeamento dos vetores espaciais de tensão do inversor CHB.

4.2 MODELO DE VETORES ESPACIAIS DE TENSÃO DO INVERSOR CHB

Na modulação PWM, o estado de comando das chaves é resolvido pelo esquema de modulação unipolar das células H, de acordo com a tensão média instantânea de referência. O arranjo de fase das portadoras determina a combinação do estado de comutação das diferentes células, garantindo as condições desejadas da tensão de saída. A onda modulante é definida para cada fase individualmente, não havendo uma preocupação direta com o estado de comutação final do conversor.

Já nos métodos baseados em vetores espaciais, o estado de comutação das chaves é consequência direta dos vetores de tensão selecionados como ação de controle. Os vetores são escolhidos a partir das possibilidades previamente mapeadas no plano $\alpha\beta$ e consultadas pelos algoritmos de controle ou modulação. Os conversores multiníveis trifásicos apresentam ainda combinações de comutação redundantes internas das fases, de forma que os vetores espaciais de tensão podem ser expressos como combinações dos níveis sintetizados por cada fase. A solução do estado de comutação da fase pode ser feita em uma camada adicional, que receba como referência um nível a ser aplicado.

A forma como os vetores espaciais de tensão são selecionados, depende do algoritmo que controla a tensão aplicada nos terminais de saída do inversor. Na modulação SVM, os vetores a serem aplicados são selecionados a partir de uma combinação ponderada dos vetores espaciais mais próximos ao vetor de referência (Leon; Vazquez; Franquelo, 2017). Nas modulações pré-programadas, a transição entre os vetores espaciais e o tempo em que cada um deles se mantém ativo é cuidadosamente selecionada para atender aos requisitos desejados de eliminação de harmônicas, no caso do SHE (Leon et al., 2016), ou de THD, no caso do OPP (Holtz; Oikonomou, 2007).

Uma técnica alternativa de seleção dos vetores é o chamado controle de vetor espacial (*space-vector control* - SVC), que seleciona apenas o vetor de tensão mais próximo da referência para ser aplicado (Rodriguez et al., 2002). O SVC expande o comportamento do controle por nível mais próximo (*nearest level control* - NLC) diretamente para a tensão trifásica (Leon et al., 2016).

Outros métodos que se baseiam em vetores espaciais são aqueles que têm como saída direta o estado de comutação do inversor, ou métodos de controle com modulador implícito (Leon et al., 2016). Esse é o caso do DTC tradicional e do FCS-MPC. No caso do controle

preditivo com conjunto finito de estados, o modelo do inversor é primariamente constituído pelo seu mapa de vetores espaciais, utilizado na etapa de predição para determinar o conjunto de estados futuros a ser avaliado na minimização da função custo.

A seguir são apresentadas as equações envolvidas na obtenção do conjunto de vetores de tensão possíveis para um inversor CHB trifásico.

4.2.1 Mapeamento dos vetores do CHB

Para um dado conjunto de níveis sintetizados pelas fases do inversor CHB simétrico é possível calcular \mathbf{s}^s , o vetor espacial de tensão em coordenadas estacionárias normalizado pela tensão do barramento CC:

$$\mathbf{s}^s = \frac{2}{3}(l_a + e^{j\frac{2\pi}{3}}l_b + e^{j\frac{4\pi}{3}}l_c). \quad (70)$$

Multiplicando a equação (70) pela tensão de barramento v_{dc} , obtém-se:

$$\mathbf{v}_s^s = v_{dc}\mathbf{s}^s. \quad (71)$$

Ao todo, um inversor CHB pode produzir L^3 vetores espaciais. Porém, muitos dos vetores do conjunto completo são redundantes, produzindo as mesmas tensões de linha, mas diferindo em aspectos como a tensão de modo comum. A quantidade de vetores espaciais de tensão diferentes que um inversor de L níveis pode sintetizar é (Cortés et al., 2010):

$$K_v = 12C^2 + 6C + 1. \quad (72)$$

A Tabela 4 permite visualizar o crescimento da quantidade de níveis, quantidade de combinações trifásicas de níveis e quantidade de vetores espaciais de tensão diferentes que um inversor CHB pode realizar em função da quantidade de células em série por fase.

O conjunto de vetores espaciais que um inversor CHB é capaz de realizar pode ser mapeado aplicando a equação (71) ao conjunto de combinações trifásicas de níveis. Se a equação (70) for utilizada, os vetores espaciais obtidos independem da tensão real do barramento, que pode ser computada escalonando o vetor \mathbf{s}^s na etapa de predição.

O mapa de vetores espaciais de um inversor CHB de 3 células por fase é apresentado na Figura 21, essa configuração com apenas 3 células por fase foi selecionada para facilitar a visualização. Os vetores espaciais diferentes são identificados através de números, atribuídos em ordem crescente a cada camada hexagonal a partir do centro, começando do mais próximo de $\alpha = 0$ e aumentando no sentido anti-horário. Os diferentes símbolos são usados para representar a quantidade de vetores redundantes. O vetor nulo, que produz três tensões de linha iguais a zero, é o que tem mais redundâncias, $2C$, a partir dele, a quantidade de redundâncias diminui em um a cada camada hexagonal.

Tabela 4 – Combinações de níveis e vetores espaciais gerados em função da quantidade de células por fase.

C	L	L^3	K_v
2	5	125	61
3	7	343	127
4	9	729	217
5	11	1331	331
6	13	2197	469
7	15	3375	631
8	17	4913	817
9	19	6859	1027
10	21	9261	1261
11	23	12167	1519
12	25	15625	1801

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

4.2.2 Vetores redundantes

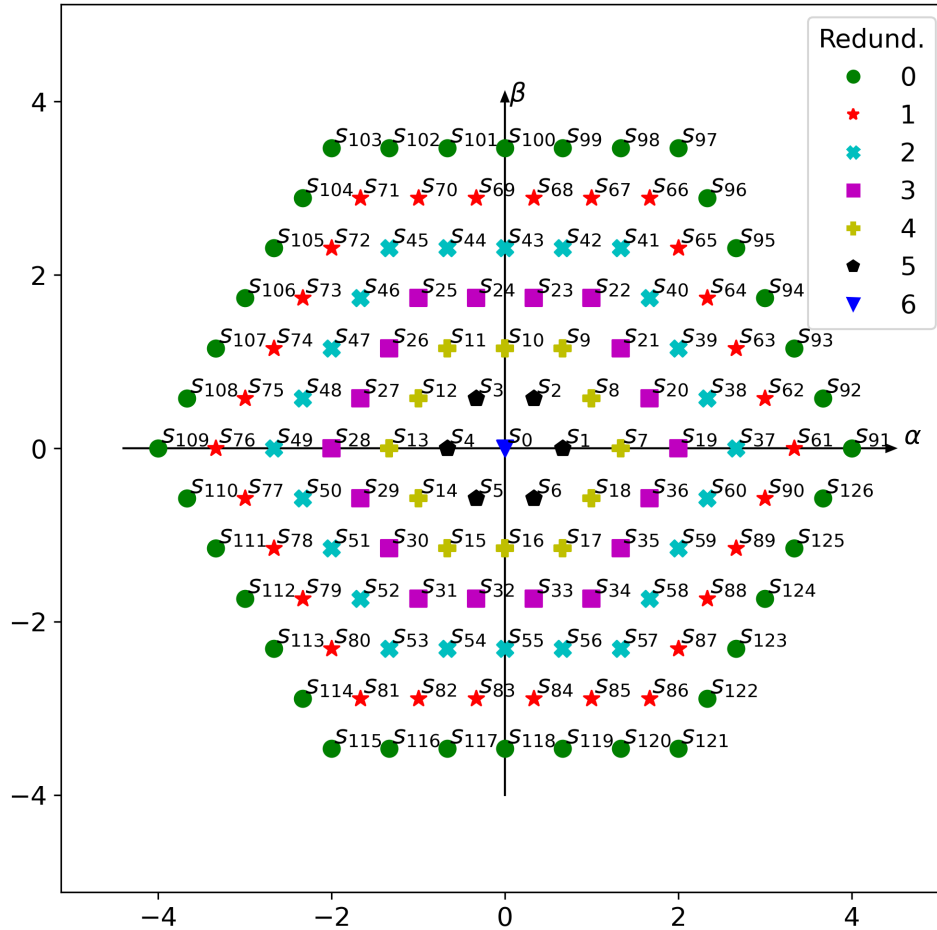
Os vetores espaciais redundantes são formados por combinações diferentes de níveis entre as fases do inversor, mas geram o mesmo conjunto de tensões de linha na carga, de forma que o aspecto que os difere é a tensão de modo comum produzida. Como exemplo, observemos o vetor espacial \mathbf{s}_{61}^s , este vetor pode ser realizado de duas formas diferentes com $C = 3$, usando as combinações de níveis $l_{abc,61A} = [3, -2, -2]$ ou $l_{abc,61B} = [2, -3, -3]$. Nesse caso, as duas combinações resultam em $\mathbf{s}_{61}^s = (3, 333 - j0.0)$, porém com tensão de modo comum $v_{cm}(l_{abc,61A}) = -0,333$ ou $v_{cm}(l_{abc,61B}) = -1,333$.

A Figura 22 mostra uma representação em que o plano $\alpha\beta$ é acrescido de um eixo para a tensão de modo comum v_{cm} , permitindo observar a diferença entre os vetores espaciais sobrepostos com as mesmas coordenadas no plano complexo. Uma segunda visualização da diferença de tensão de modo comum entre os vetores redundantes é apresentada na Figura 23, onde um mapa de cores é utilizado para identificar o valor de $|v_{cm}|$. No plano da esquerda é utilizado o valor mínimo de $|v_{cm}|$ entre as opções de vetores redundantes, no plano da direita o valor máximo de $|v_{cm}|$ é utilizado.

A quantidade de hexagonais aumenta em dois para cada células adicionada em série nas fases do inversor CHB. A última camada hexagonal sempre possui apenas uma maneira de ser sintetizada e a quantidade de vetores redundantes aumenta um por camada em direção ao centro. A lógica utilizada para gerar o mapa de vetores espaciais da Figura 21 pode ser utilizada para qualquer quantidade de células por fase.

No uso do FCS-MPC no CHB, a escolha entre vetores de tensão redundantes precisa ser levada em consideração. Uma solução simples para os vetores redundantes trifásicos do CHB é a utilização sempre do vetor com menor tensão de modo comum (Cortés et al., 2010), dado que

Figura 21 – Mapa de vetores espaciais de um inversor CHB de 3 células por fase.



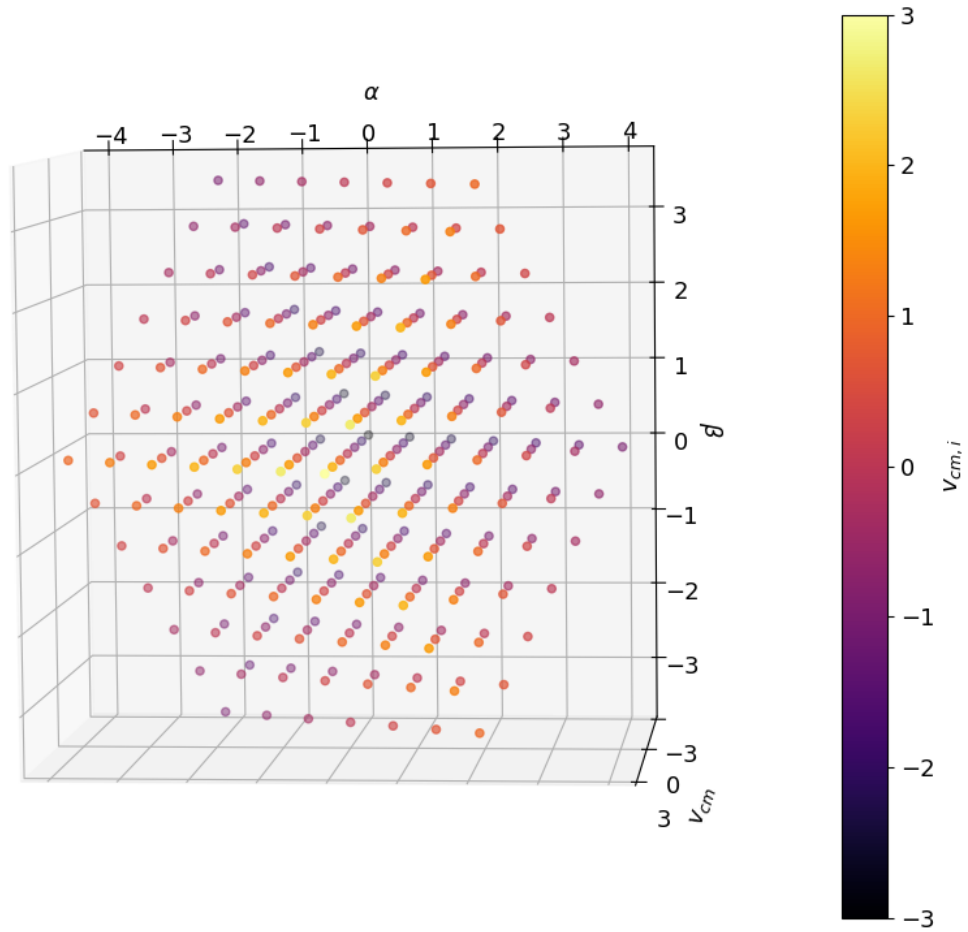
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

dentro de cada grupo de vetores redundantes existe um vetor com o menor modo comum dentre os demais do mesmo grupo.

4.2.3 Implementação computacional

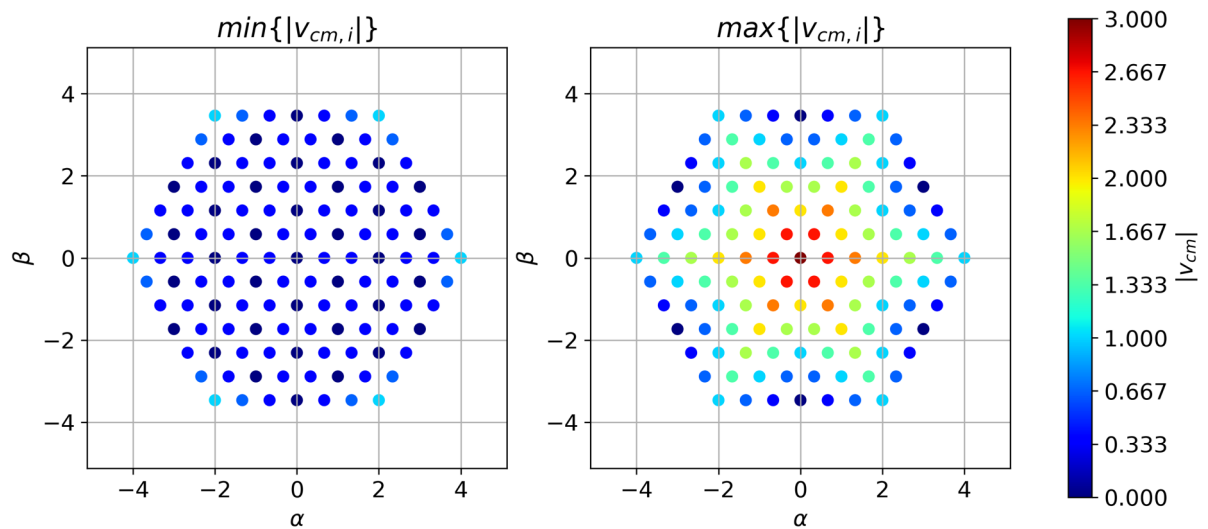
A implementação computacional do mapa de vetores espaciais do CHB se dá na forma de uma lista, indexada pelo mesmo padrão apresentado na Figura 21. Cada elemento da lista contém as informações do vetor espacial de tensão, como componente real, componente imaginária, ângulo, amplitude, tensão de modo comum e níveis de cada fase. As amplitudes são dadas em função do nível do barramento normalizado, facilitando a utilização prática com inversores de diferentes níveis de barramento CC. Os vetores redundantes são organizados de acordo com os níveis da fase para a execução daquele vetor e ordenados de forma crescente pelo valor de $v_{cm,r}$.

Figura 22 – Mapa de vetores espaciais de um inversor CHB de 3 células por fase com terceiro eixo para representação do modo comum produzido.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 23 – Comparação dos valores mínimos e máximos de $|v_{cm}|$ para o CHB de 3 células por fase.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

gerado para a redundância de índice r .

A Tabela 5 exemplifica a lista de vetores espaciais, mostrando as informações principais, a partir das quais as demais podem ser calculadas. Os conjuntos de níveis l_{abc} representam os níveis que são sintetizados em cada fase para execução do respectivo vetor. O estado $l_{abc,A}$ corresponde ao vetor redundante com menor tensão de modo comum, $l_{abc,B}$ tem a segunda menor tensão de modo comum e assim por diante.

Tabela 5 – Formato do mapa de vetores espaciais de tensão do inversor CHB.

i	$v_{i,\alpha}$	$v_{i,\beta}$	$l_{abc,A}$	$l_{abc,B}$	$l_{abc,C}$...
...
57	1.333	-2.309	[+1, -3, +1]	[+2, -2, +2]	[+3, -1, +3]	...
58	1.667	-1.732	[+2, -2, +1]	[+1, -3, +0]	[+3, -1, +2]	...
59	2.000	-1.155	[+2, -2, +0]	[+1, -3, -1]	[+3, -1, +1]	...
60	2.333	-0.577	[+2, -2, -1]	[+3, -1, +0]	[+1, -3, -2]	...
61	3.333	-0.000	[+3, -2, -2]	[+2, -3, -3]	-	...
62	3.000	0.577	[+3, -1, -2]	[+2, -2, -3]	-	...
63	2.667	1.155	[+3, +0, -2]	[+2, -1, -3]	-	...
64	2.333	1.732	[+2, +0, -3]	[+3, +1, -2]	-	...
...

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

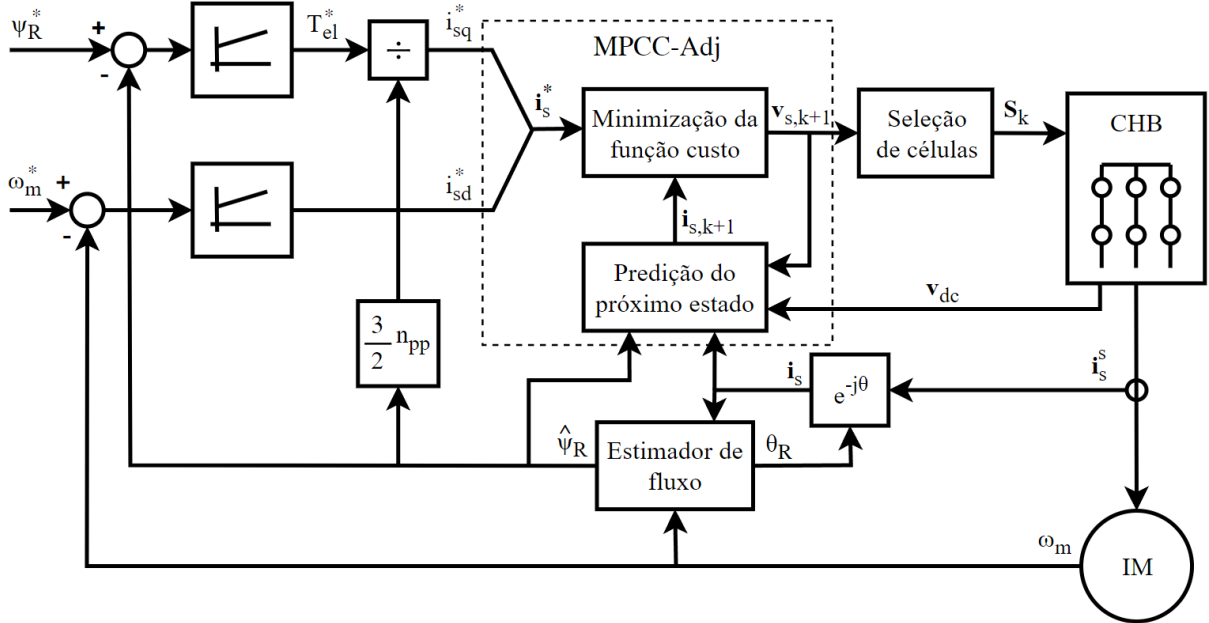
4.3 CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE BASEADO EM MODELO

A implementação do MPCC no acionamento do motor de indução pode ser realizada utilizando a mesma estrutura estabelecida para o IFOC (Rodriguez et al., 2022b), substituindo apenas os controladores lineares de corrente pelo controlador preditivo (Vargas et al., 2008). A orientação indireta com o campo é mantida, de forma que a etapa de estimação do fluxo rotórico do motor de indução também é a mesma do IFOC tradicional. A Figura 24 mostra um diagrama de blocos do controle com orientação indireta ao campo usando o MPC com conjunto finito de estados como controlador de corrente.

No esquema da Figura 24, as malhas externas de controle de velocidade e fluxo são exatamente as mesmas do IFOC tradicional. A malha de velocidade gera a referência de T_{el} que é convertida em i_{sq}^* , enquanto a malha de fluxo gera i_{sd}^* . As etapas de predição e minimização da função custo foram mantidas no plano dq . Portanto, nessa implementação a etapa de predição deve determinar o comportamento futuro do vetor espacial de corrente do estator do motor no sistema de referência giratório.

Outro aspecto ilustrado na Figura 24 é a utilização de uma etapa de seleção de células. Esse módulo recebe o vetor espacial de tensão e resolve a redundância interna das fases do CHB, gerando efetivamente o conjunto de comandos S_k que será aplicado nas células. A seleção do estado de comutação individual das células tem papel central na utilização do hardware real do

Figura 24 – Diagrama de blocos do MPCC aplicado ao motor de indução acionado pelo CHB.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

inversor, mas a informação do vetor espacial já contém os níveis a serem sintetizados por cada fase. Portanto, esse assunto não será detalhado nesse capítulo.

Para o esquema de MPCC abordado, esta seção apresenta a função custo, os modelos em tempo discreto utilizados para estimação do fluxo rotórico e o modelo para predição da corrente futura do estator. Os modelos são baseados nas equações diferenciais obtidas do circuito equivalente Γ' , apresentadas no capítulo anterior.

4.3.1 Função custo

Como mencionado anteriormente, o MPCC visa controlar as correntes do estator da máquina elétrica. De modo que, para uma dada referência i_s^* , a função custo para a corrente predita $i_{s,i,k+1}^p$ tem o seguinte formato:

$$g_i = (i_{sd}^* - i_{sd,i,k+1}^p)^2 + (i_{sq}^* - i_{sq,i,k+1}^p)^2, \quad (73)$$

onde o subscrito i representa a i -ésima avaliação da função custo, para a i -ésima predição de corrente em função do i -ésimo vetor de tensão do inversor.

A função custo g_i permite que o controlador preditivo selecione o vetor de tensão que minimiza o erro quadrático das correntes no próximo ciclo. Dependendo dos objetivos de controle e da topologia, termos para penalização da tensão de modo comum ou diferença de tensão entre barramentos, por exemplo, podem ser adicionados à função custo. Neste trabalho, a equação g_i é usada como apresentada na equação (74).

4.3.2 Estimação do fluxo rotórico

Como mencionado anteriormente, no IFOC a estimação do fluxo rotórico utiliza o modelo de correntes transformado para o sistema de referências giratório assumindo a condição de orientação com o campo, representado na equação (58). A separação do modelo de corrente nas componentes reais e imaginárias fornece a equação (63), conhecida como relação de escorregamento, e a equação (59) que permite estimar o valor do fluxo rotórico partindo de condições iniciais nulas e havendo a condição de orientação com o campo.

O modelo discreto para estimação da componente de eixo direto do fluxo rotórico é obtido aplicando a equação (68) na equação (59):

$$\frac{\psi_{Rd,k+1} - \psi_{Rd,k}}{T_s} = R_R i_{sd,k} - a \psi_{Rd,k}, \quad (74)$$

aplicando um atraso unitário em todas as variáveis, obtêm-se:

$$\frac{\psi_{Rd,k} - \psi_{Rd,k-1}}{T_s} = R_R i_{sd,k-1} - a \psi_{Rd,k-1}. \quad (75)$$

Isolando a amostra atual do fluxo na equação 75, obtemos:

$$\hat{\psi}_{Rd,k} = T_s \left(R_R i_{sd,k-1} + \hat{\psi}_{Rd,k-1} \left(\frac{1}{T_s} - a \right) \right), \quad (76)$$

onde o " $\hat{\cdot}$ " foi utilizado para indicar a variável estimada.

Para o modelo discreto de estimação da posição do fluxo rotórico, aplicamos a aproximação discreta da derivada da equação (69) na relação de escorregamento (63):

$$\omega_{R,k} = \frac{\theta_{R,k} - \theta_{R,k-1}}{T_s} = \frac{R_R i_{sq,k}}{\hat{\psi}_{Rd,k}} + n_{pp} \omega_{m,k}, \quad (77)$$

isolando o $\theta_{R,k}$ e especificando as variáveis estimadas obtém-se:

$$\hat{\theta}_{R,k} = T_s \left(\frac{R_R i_{sq,k}}{\hat{\psi}_{Rd,k}} + n_{pp} \omega_{m,k} \right) + \hat{\theta}_{R,k-1}. \quad (78)$$

As equações (76) e (78) permitem a predição da magnitude e da posição angular do fluxo rotórico, em tempo discreto, a partir das correntes medidas dos terminais do estator e da velocidade mecânica medida no eixo do rotor.

4.3.3 Predição das correntes do estator

O modelo de predição das correntes é obtido através da equação diferencial das correntes do estator. Para a obtenção do modelo em tempo discreto para predição da corrente do próximo estado ($k + 1$) o método *forward Euler* (68) é aplicado na equação (64):

$$L_{\sigma} \frac{\mathbf{i}_{s,k+1} - \mathbf{i}_{s,k}}{T_s} + R_{\sigma} \mathbf{i}_{s,k} = \mathbf{v}_{s,k} - jL_{\sigma} \omega_{R,k} \mathbf{i}_{s,k} + (a - jn_{pp} \omega_{m,k}) \boldsymbol{\psi}_{R,k}. \quad (79)$$

Substituindo as variáveis estimadas e isolando a corrente do próximo ciclo, identificada pelo sobrescrito " p ", obtemos:

$$\mathbf{i}_{s,k+1}^p = \mathbf{i}_{s,k} + \frac{T_s}{L_{\sigma}} [\mathbf{v}_{s,k} - (R_{\sigma} + jL_{\sigma} \hat{\omega}_{R,k}) \mathbf{i}_{s,k} + (a - jn_{pp} \omega_{m,k}) \hat{\boldsymbol{\psi}}_{R,k}]. \quad (80)$$

O vetor espacial de tensão $\mathbf{v}_{s,k}$ representa a tensão que vai ser aplicada no instante k , a ação de controle do sistema que determina o valor das correntes em $k + 1$. Durante o processo de predição do FCS-MPC, os vetores de tensão mapeados no plano $\alpha\beta$, como os representados na Figura 21, são aplicados na equação (80). O conjunto de $\mathbf{i}_{s,k+1}^p$ resultante das opções de vetores espaciais de tensão é avaliado na função custo. Com o processo de predição sendo realizado em coordenadas giratórias, é preciso transformar os vetores de tensão para o plano dq no momento em que vão ser aplicados no modelo.

A equação (80) pode ser separada nas suas partes real e imaginária, resultando nas equações para predição do próximo estado da corrente de eixo direto e de quadratura:

$$i_{sd,k+1}^p = i_{sd,k} + \frac{T_s}{L_{\sigma}} [v_{sd,k} - R_{\sigma} i_{sd,k} + L_{\sigma} \hat{\omega}_{R,k} i_{sq,k} + a \hat{\psi}_{Rd,k}], \quad (81)$$

$$i_{sq,k+1}^p = i_{sq,k} + \frac{T_s}{L_{\sigma}} [v_{sq,k} - R_{\sigma} i_{sq,k} - L_{\sigma} \hat{\omega}_{R,k} i_{sd,k} - n_{pp} \omega_{m,k} \hat{\psi}_{Rd,k}]. \quad (82)$$

As equações (81) e (82) comportam todas as características do modelo matemático da dinâmica do motor de indução, as não linearidades, o acoplamento entre os eixos d e q , a relação com o fluxo e com a velocidade do eixo. Todos esses comportamentos estão representados no processo de otimização.

4.3.4 Compensação do atraso de atuação

Na implementação prática do sistema de controle em sistemas computacionais embarcados, o tempo de computação do algoritmo não é desprezível, ocupando, na verdade, a maior parte da janela disponível entre um instante de amostragem e outro.

Essa característica do atraso de atuação implica no fato de as medições realizadas em um instante de amostragem serem usadas para computar uma ação de controle que só vai ser efetivada no início do próximo ciclo. Quanto maior o tempo de amostragem T_s , maior é a degradação da qualidade do controle causada pelo atraso de atuação.

Para reduzir o efeito deste atraso, é possível inserir uma compensação desse comportamento na lei de controle. Considerando que o vetor de tensão previamente selecionado foi

aplicado no início do ciclo de controle e que a etapa de predição foi computada, é possível utilizar a equação (80) para prever o vetor de corrente compensado $\mathbf{i}_{s,k+1}^c$ em função da tensão efetivamente aplicada no motor em k .

Dessa forma, a etapa de predição pode ser deslocada para uma unidade de tempo de amostragem no futuro, usando o vetor de corrente compensado no lugar do medido:

$$\mathbf{i}_{s,k+2}^p = \mathbf{i}_{s,k+1}^c + \frac{T_s}{L_\sigma} \left[\mathbf{v}_{s,k+1} - (R_\sigma + jL_\sigma \hat{\omega}_{R,k+1}) \mathbf{i}_{s,k+1}^c + (a - jn_{pp} \omega_{m,k+1}) \hat{\boldsymbol{\psi}}_{R,k+1} \right]. \quad (83)$$

Na equação (83) $\mathbf{v}_{s,k+1}$ é o vetor de tensão a ser aplicado no motor no próximo ciclo de controle. As demais variáveis, derivadas de medição ou estimação, podem ser extrapoladas para o futuro ou, para um período de amostragem pequeno o suficiente, pode-se assumir que $\hat{\omega}_{R,k+1} \approx \hat{\omega}_{R,k}$, $\omega_{m,k+1} \approx \omega_{m,k}$ e $\hat{\boldsymbol{\psi}}_{R,k+1} \approx \hat{\boldsymbol{\psi}}_{R,k}$.

4.3.5 Algoritmo de controle

O algoritmo de controle descreve as ações executadas em cada período de amostragem para controlar as correntes do motor de indução. Essa sequência é a referência para a implementação do controle em linguagem de programação.

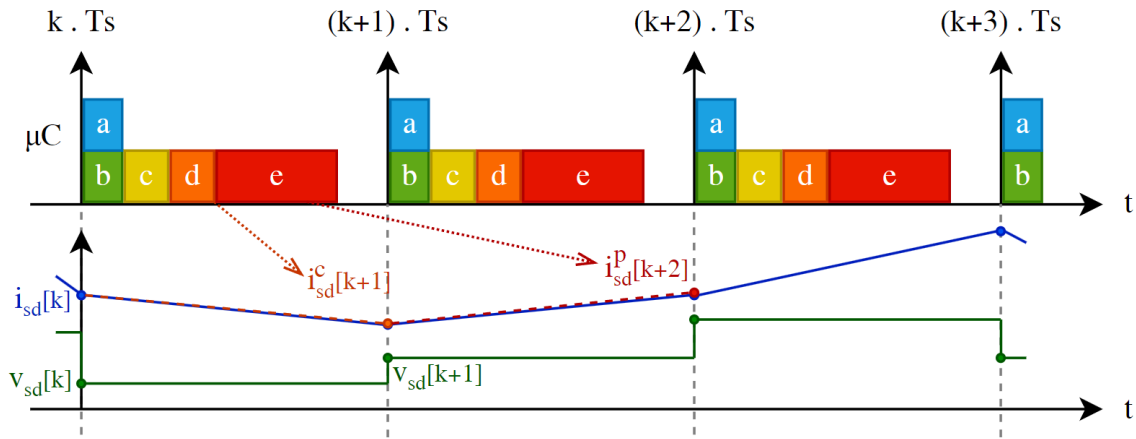
Levando em consideração a estrutura do MPCC e as informações apresentadas até o momento sobre as etapas de computação envolvidas, o algoritmo de controle executado a cada passo de amostragem é descrito pela sequência de etapas abaixo:

- a. Aplicar os estados de comutação \mathbf{S}_k , selecionados no ciclo anterior.
- b. Medir as correntes e velocidade angular do motor, $\mathbf{i}_{s,k}$ e $\omega_{m,k}$.
- c. Realizar a etapa de estimação, computando $\hat{\boldsymbol{\psi}}_{d,k}$ e $\hat{\omega}_{R,k}$.
- d. Calcular a corrente compensada $\mathbf{i}_{s,k+1}^c$ usando a tensão $\mathbf{v}_{s,k}$ resultante de \mathbf{S}_k e $\mathbf{v}_{dc,k}$.
- e. Para o conjunto de vetores de tensão possíveis, computar a otimização pelos seguintes passos:
 - e.1. Calcular $\mathbf{i}_{s,i,k+2}^p$ para $\mathbf{v}_{s,i,k+1}$.
 - e.2. Calcular g_i de $\mathbf{i}_{s,i,k+2}^p$.
 - e.3. Se $g_i < g_{i-1}$: armazenar o índice i em i_{opt} .
 - e.4. Se $i < K_v$: incrementar i e retornar para o passo "e.1".
- g. Consultar a tabela de vetores para obter o vetor normalizado ótimo $\mathbf{s}_{opt,k+1}^s$ através do índice i_{opt} .
- h. Computar os estados de comutação \mathbf{S}_{k+1} relacionados ao vetor $\mathbf{s}_{opt,k+1}^s$.

- i. Aguardar o início do próximo ciclo de controle.

Uma representação gráfica da execução do algoritmo e dos seus efeitos na tensão e corrente do inversor é apresentada na Figura 25. A variação da tensão e corrente do eixo direto ao longo dos instantes de amostragem é utilizada para ilustrar como a tensão escolhida no instante k deve levar em consideração o atraso de transporte, utilizando $\mathbf{i}_{s,k+1}^c$ para a predição de $\mathbf{i}_{s,k+2}^p$. A linha tracejada em laranja do instante k até $k+1$ representa a trajetória prevista para a corrente com a aplicação da tensão $\mathbf{v}_{s,k}$. A linha tracejada em laranja representa a trajetória prevista de $\mathbf{i}_{s,k+1}^c$ até a corrente prevista para o vetor que minimiza a função custo, $\mathbf{i}_{s,k+2}^p$. A linha azul representa a trajetória real da corrente de eixo direto e a verde da tensão.

Figura 25 – Diagrama temporal da execução do FCS-MPC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Na Figura 25 a execução das etapas a e b do algoritmo de controle são colocadas em paralelo, representando o fato de que elas devem ocorrer virtualmente no mesmo tempo, o que pode ser feito em sistemas computadorizados de controle usando recursos como temporizadores e acesso direto à memória.

4.4 SIMULAÇÃO COMPUTACIONAL DO FCS-MPC COMO MPCC

Assim como no FOC, a avaliação do MPCC baseado no FCS-MPC tradicional foi realizada utilizando o mesmo software PSIM. O esquema de controle implementado é o representado na Figura 24, substituindo apenas a etapa de regulação de corrente do FOC tradicional pelo controlador preditivo composto pelas etapas de predição de próximo estado e minimização da função custo. Os parâmetros do motor de indução são os mesmos utilizados para o FOC, apresentados na Tabela 1.

Na mudança de FOC para MPCC com o FCS-MPC um dos parâmetros de operação a serem definidos é a frequência de amostragem do sistema de controle. Esse parâmetro deve levar em consideração os efeitos práticos sobre o sistema de controle e a comparação a ser realizada entre FOC e FCS-MPC, podendo ser estabelecidos os seguintes critérios para a escolha:

- A frequência média de comutação dos semicondutores deve ser menor ou igual ao definido para o FOC.
- A distorção harmônica das correntes deve ser a menor possível.
- O sistema eletrônico experimental deve ser capaz de computar o algoritmo de controle e as outras tarefas necessárias para operação com $C = 6$.

É típico que comparações entre FOC e FCS-MPC estabeleçam critérios para comparação que podem gerar frequências de amostragem diferentes, baseados em critérios como desempenho térmico, relacionado à frequência de comutação, ou distorção harmônica das correntes (Rodriguez et al., 2012; Rodriguez et al., 2022b; Rodriguez et al., 2022a). Nos inversores com controle FCS-MPC aplicando um vetor de tensão por ciclo de amostragem, a frequência de comutação é variável, mas sempre menor que $f_s/2$, visto que no pior caso o comando pode causar a comutação de todas as chaves uma vez por ciclo de amostragem (Cortés et al., 2008). Em implementações do FCS-MPC no CHB, ou em outros conversores multiníveis, a quantidade de comutações necessária na troca de um vetor para outro depende não só dos vetores espaciais selecionados mas também da escolha dos estados de comutação internos da fase para sintetizar os níveis necessários. O trabalho de Cortés et al. (2010) avalia diferentes pontos de operação para duas configurações de CHB, $C = 2$ e $C = 4$, com $f_s = 5 \text{ kHz}$, encontrando frequência média de comutação dos semicondutores entre 425 Hz e 500 Hz , apesar do pior caso possível de $2,5 \text{ kHz}$. No caso do presente trabalho, um dos objetivos é a avaliação experimental das estratégias de FCS-MPC aplicadas ao CHB acionando o motor de indução, portanto a avaliação do método em simulação deve estar de acordo também com os requisitos da implementação prática. De acordo com as informações presentes na literatura sobre o efeito do período de amostragem na ondulação de correntes (Cortés et al., 2010; Rodriguez et al., 2012; Garcia et al., 2024) é possível assumir que aumentar a frequência de amostragem deve permitir que o processo de otimização das correntes atue com tempos menores de predição, melhorando a qualidade da corrente entregue ao motor.

Através da avaliação prática do sistema eletrônico utilizado para experimentação, abordado em capítulos posteriores, verificou-se que o menor período de amostragem possível para a implementação das estratégias de FCS-MPC adaptadas ao CHB seria de aproximadamente $T_s = 300 \mu\text{s}$. Essa limitação impõe uma restrição superior na escolha da frequência de amostragem do controle, e a mesma frequência será utilizada para todas as variações do FCS-MPC avaliadas.

Dados os parâmetros para escolha da frequência de amostragem, a tendência de diminuição da ondulação da corrente com diminuição do tempo de amostragem, a relação entre frequência de amostragem e de comutação averiguada em outros trabalhos e a restrição do sistema computacional experimental, foi definida a frequência de amostragem do MPCC como $f_s = 3 \text{ kHz}$. Esse e os parâmetros de simulação relacionados ao inversor CHB são expostos na Tabela 6.

Tabela 6 – Parâmetros de simulação do inversor CHB com controle MPCC usando FSC-MPC tradicional.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão do barramento CC	$V_{dc,n}$	93	V
Células por fase	C	6	
Frequência de comutação	f_{sw}	Variável	Hz
Frequência de amostragem	f_s	3,333	kHz
Frequência eficaz do PWM	f_{pwm}	Variável	Hz
Vetores avaliados	k_v	469	

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Apesar do aumento da frequência de amostragem do controle, nesse método não há componentes de alta frequência como as geradas pelo efeito multiplicativo do PSPWM. Por esse motivo, o passo de simulação utilizado nas simulações do método MPCC foi de $3 \mu s$, com uma razão de 1 : 100 entre o tempo de amostragem do controle e o passo de simulação, o que deve ser suficiente para representar as dinâmicas do motor.

Vale ressaltar que, na abordagem do FCS-MPC sendo avaliada neste capítulo, todos os vetores de tensão diferentes do inversor são computados a cada ciclo. Para $C = 6$, a otimização por busca exaustiva faz 469 previsões de próximo estado das componentes de corrente e 469 avaliações da função custo.

Como no MPCC não são necessários ajustes de reguladores de corrente, a Tabela 7 mostra o ajuste dos controladores restantes, que são exatamente os mesmos utilizados para os reguladores de velocidade e fluxo na simulação do IFOC.

Tabela 7 – Parâmetros dos reguladores PI Usados na simulação do MPCC.

	C_ω	C_ψ
G	6,2	18
T_i	0,018	0,10

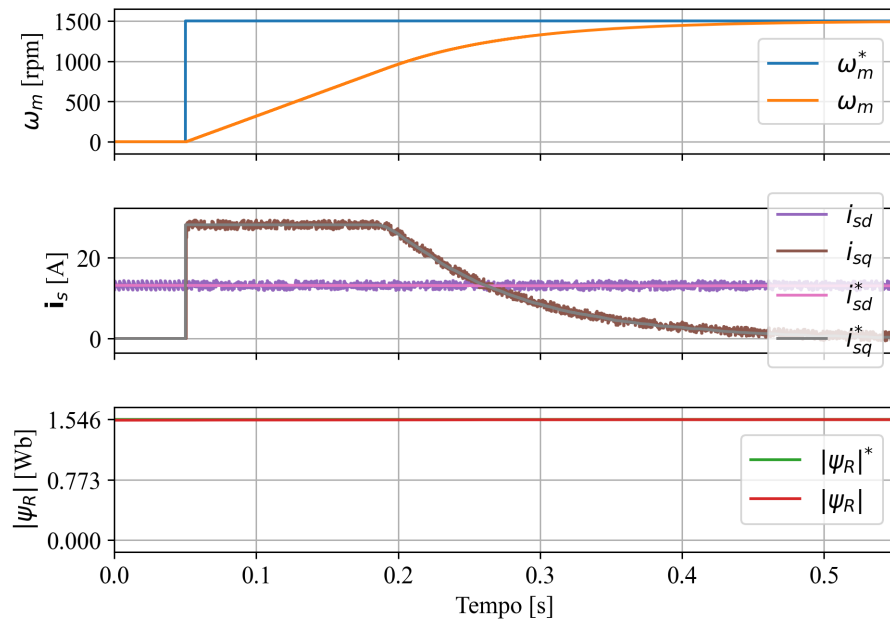
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

4.4.1 Resultados de simulação

A partir desse momento são discutidos os resultados obtidos na simulação computacional. A Figura 26 mostra a partida do motor, acelerando da velocidade nula até $1500rpm$. Utilizando o critério de 5 % do valor final, o tempo de acomodação da resposta ao degrau de velocidade é de $324 ms$ e não há sobressinal na velocidade, comportamento similar ao que foi verificado no FOC. Nenhum efeito de acoplamento é visível entre as malhas de corrente d e q .

Nos testes de aplicação de carga novamente foi aplicado um torque resistivo de carga, de $120 Nm$, com o motor girando tanto em sentido positivo, apresentado na Figura 27, quanto

Figura 26 – Resultado de simulação da partida com degrau de 1500 *rpm* na referência de velocidade com MPCC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

negativo, apresentado na Figura 28. O afundamento de velocidade na entrada da carga e o sobressinal na saída é de aproximadamente 3,7 %, em ambos os sentidos de giro, uma redução de 8 % em relação ao afundamento verificado no FOC. Quanto ao tempo de recuperação da velocidade, em ambos os sentidos de giro e entrada e saída de carga, o tempo para a velocidade retornar a 99 % do valor de referência é de 150 *ms*, similar ao tempo do FOC. Em relação aos mesmos pontos de operação com FOC, representados nas Figuras 14 e 15, pode-se verificar que não há a saturação do regulador de velocidade na operação com MPCC. A Figura 29 permite verificar que o T_{el} desenvolvido pelo motor após a entrada da carga aumenta ligeiramente mais rápido no MPCC do que no FOC, de forma que o afundamento na velocidade é menor e o regulador de velocidade não entra em saturação.

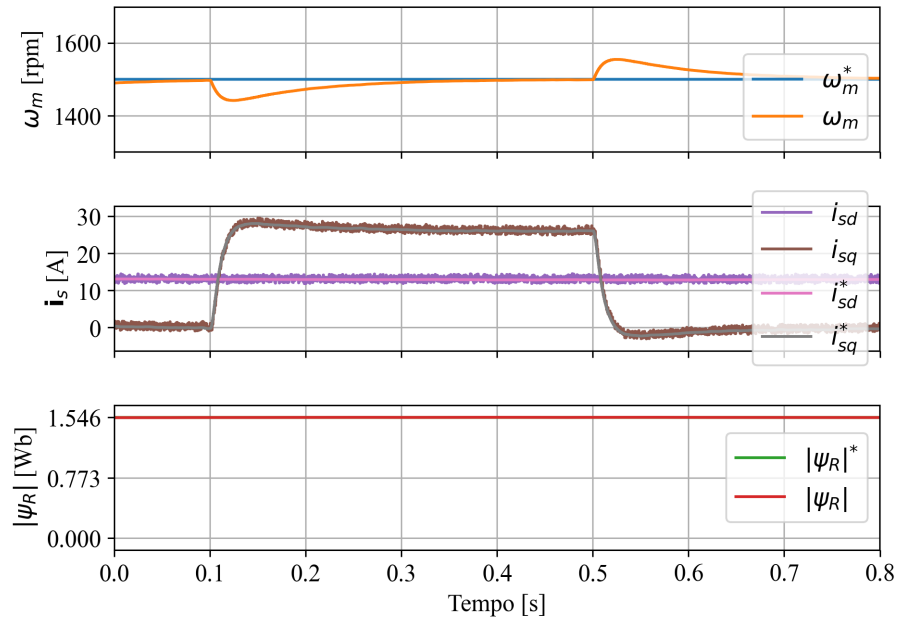
A resposta do sistema à reversão do sentido de giro pode ser observada na Figura 30, onde a referência de velocidade é alterada em degrau de 1500 *rpm* para -1500 *rpm*. O comportamento observado é similar ao da resposta de regulação de velocidade na partida do motor, sendo verificada a capacidade do controle de operar na passagem da velocidade por 0 *rpm*.

Na Figura 31 temos novamente a demonstração dos diferentes pontos de operação em sequência. No começo da operação, é possível verificar a etapa de magnetização, que regula o fluxo rotórico antes da partida.

A Figura 32 permite visualizar o comportamento da tensão e corrente de fase durante a reversão de sentido de giro. Pode-se observar o aumento na ondulação da corrente em relação ao FOC tradicional com PWM, onde a ondulação era imperceptível.

O período de tempo representado na Figura 33 corresponde ao ponto de operação apre-

Figura 27 – Resultado de simulação da aplicação de carga de 120 Nm no motor com MPCC.



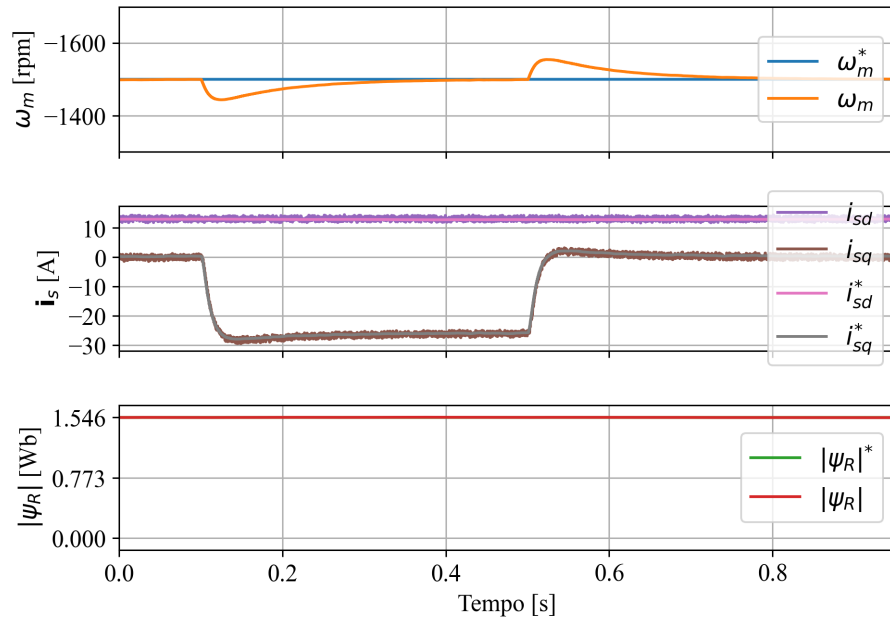
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

sentado na Figura 19, com a mesma janela de tempo. É evidente como a frequência de comutação é drasticamente reduzida em alguns pontos de operação no MPCC. No FOC com PWM, a janela de 1,7 ms é suficiente para cada chave de cada célula comutar em média 1,7 vezes, totalizando mais de 20 pulsos no PWM dos terminais de saída. No mesmo intervalo de 1,7 ms, a tensão de fase com o MPCC teve apenas 4 comutações, distribuídas ao longo de todas as células da fase. As componentes onduladas de maior amplitude e em menores frequências são resultado dessas características de comutação apontadas para o FCS-MPC.

Uma avaliação mais minuciosa da resposta das malhas do controle de corrente ao degrau pode ser realizada na Figura 34, para o instante da partida, e na Figura 35, para o instante da reversão de velocidade. Essas comparações evidenciam a elevada performance dinâmica oferecida pelo FCS-MPC no controle das correntes do motor. O FOC com controladores lineares de corrente leva 6 períodos de amostragem para atingir o valor final da corrente, enquanto o controlador MPCC atinge o valor final em apenas 3 amostras. Ao levar em consideração o tempo de amostragem, o MPCC é capaz de impor o torque máximo ao motor em $3T_{s,MPCC} = 900 \mu s$, enquanto o regulador linear leva $6T_{s,FOC} = 3000 \mu s$. É importante ressaltar que a comparação dinâmica entre os dois controladores está diretamente ligada aos ajustes realizados nos reguladores lineares de corrente do FOC tradicional, mas ainda assim é válido observar a capacidade do controlador FCS-MPC de produzir a resposta ótima no controle das correntes sem nenhum ajuste de regulador.

Ainda referente a resposta ao degrau de corrente das Figuras 34 e 35, vale ressaltar que a resposta do FCS-MPC é similar nos dois pontos de operação, no repouso e em 1500 rpm, e durante a variação de i_{sq} não é possível observar nenhuma variação significativa de i_{sq} , de forma

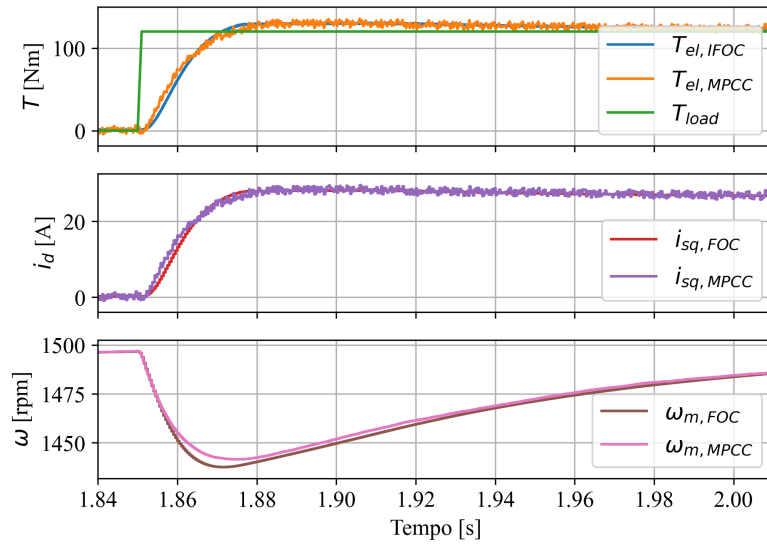
Figura 28 – Resultado de simulação da aplicação de carga de 120 Nm no motor em velocidade negativa com MPCC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

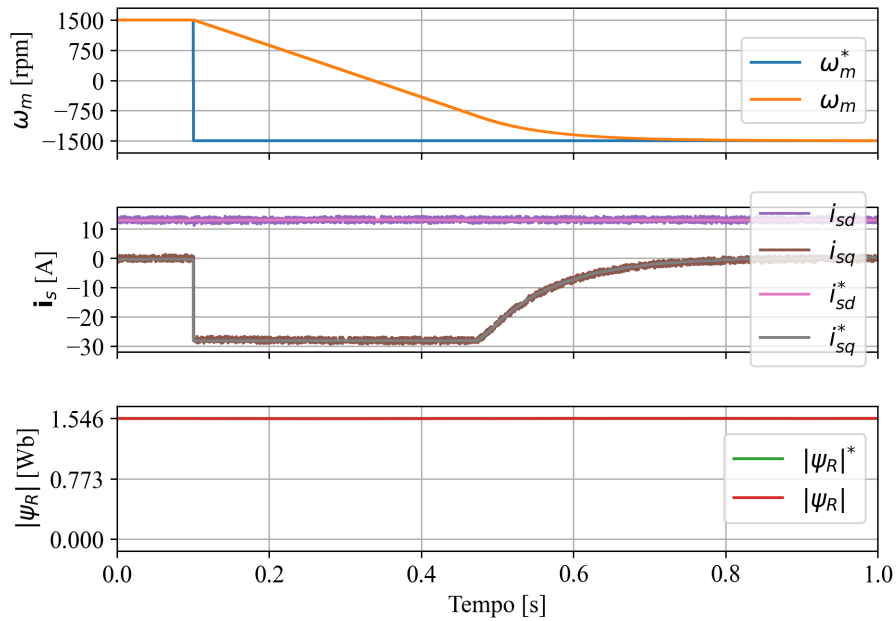
que é evidente o desacoplamento natural entre as duas componentes no MPCC. Já no caso da resposta dos controladores lineares, mesmo com o uso do desacoplamento das malhas de tensão v_{sq} e v_{sd} , ainda é possível observar o efeito cruzado de uma malha na outra nos instantes que seguem o degrau. Outro efeito do acoplamento é observado na resposta ao degrau na partida, onde a corrente i_{sq} se acomoda 3,5 % abaixo do valor de referência, outro efeito do acoplamento das malhas de tensão ao longo da variação de velocidade.

Figura 29 – Comparação do torque desenvolvido pelo motor na entrada de carga com FOC e MPCC.



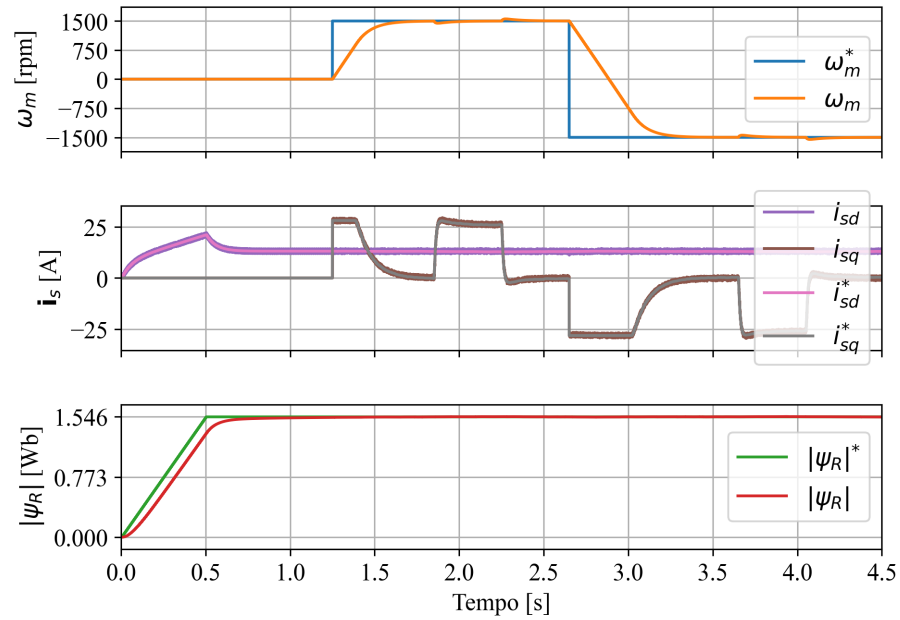
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 30 – Resultado de simulação do MPCC com variação da referência de velocidade de 1500 rpm para -1500 rpm.



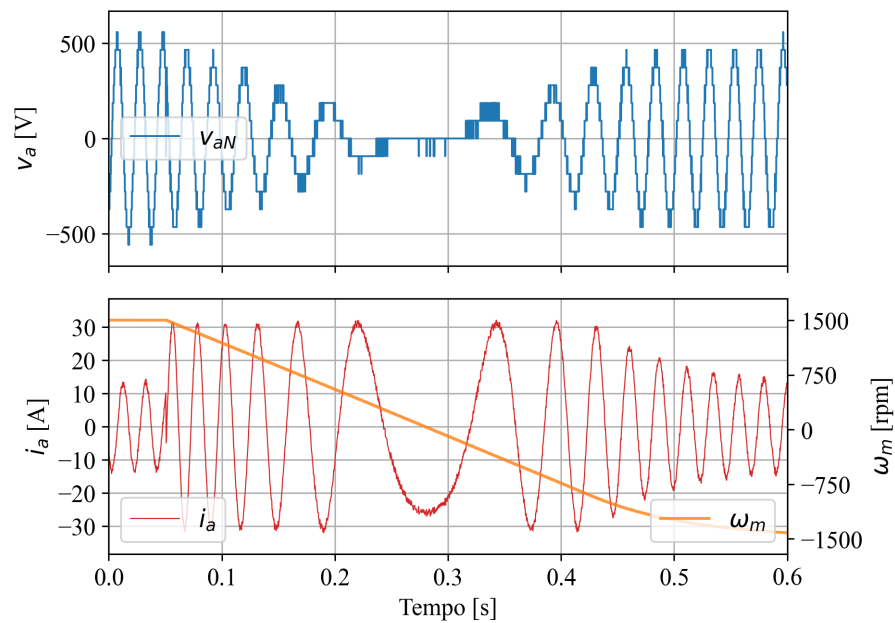
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 31 – Resultado de simulação da operação em MPCC com os diversos pontos de operação em sequência.



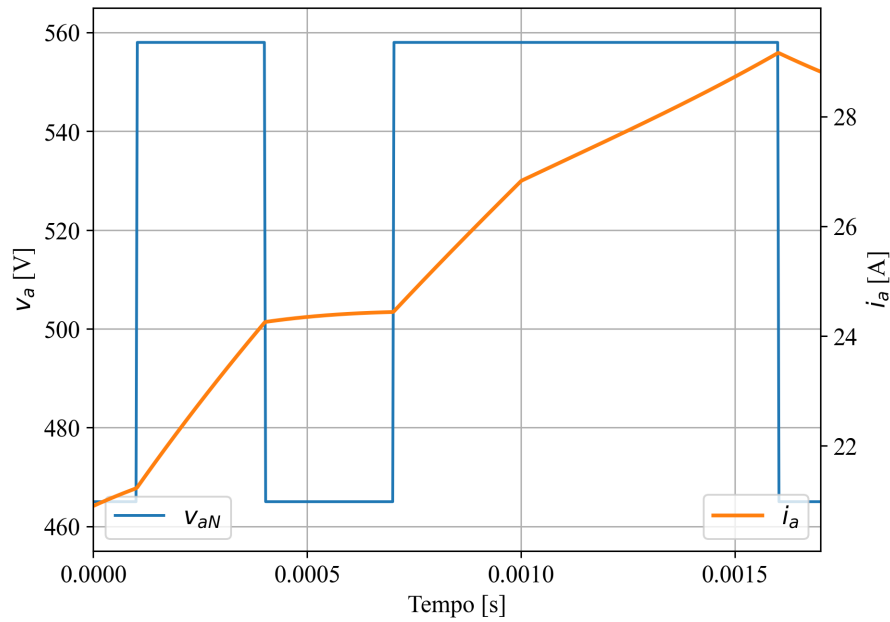
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 32 – Resultado de simulação do MPCC mostrando a tensão e corrente da fase *a* do motor durante a reversão de velocidade.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 33 – Resultado de simulação do MPCC mostrando a tensão e corrente da fase a do motor destacando a comutação em baixa frequência da tensão de saída.

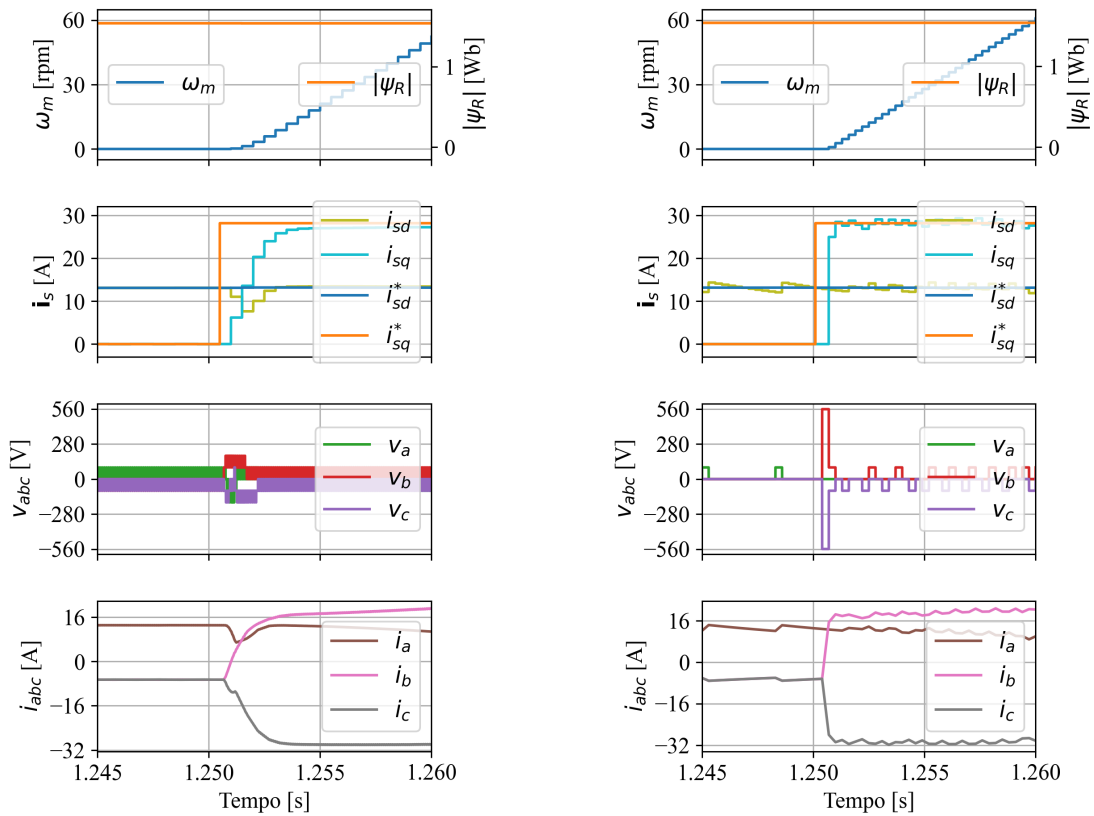


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 34 – Transitório de corrente na partida do motor.

(a) FOC.

(b) MPCC.

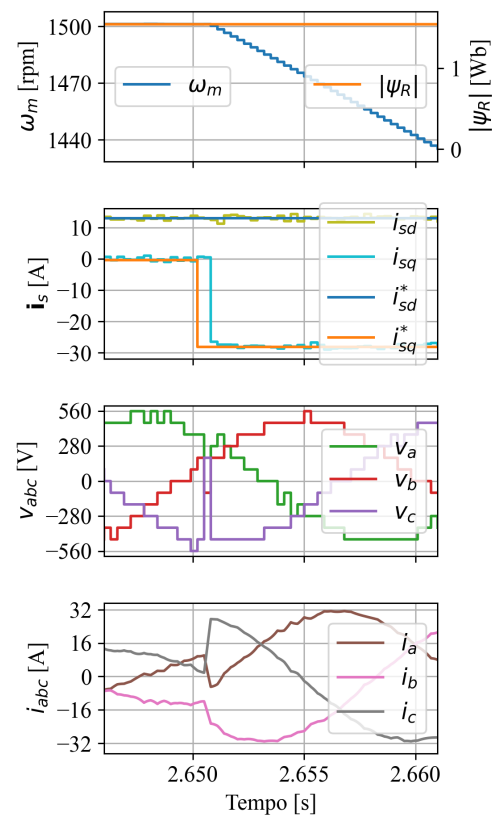
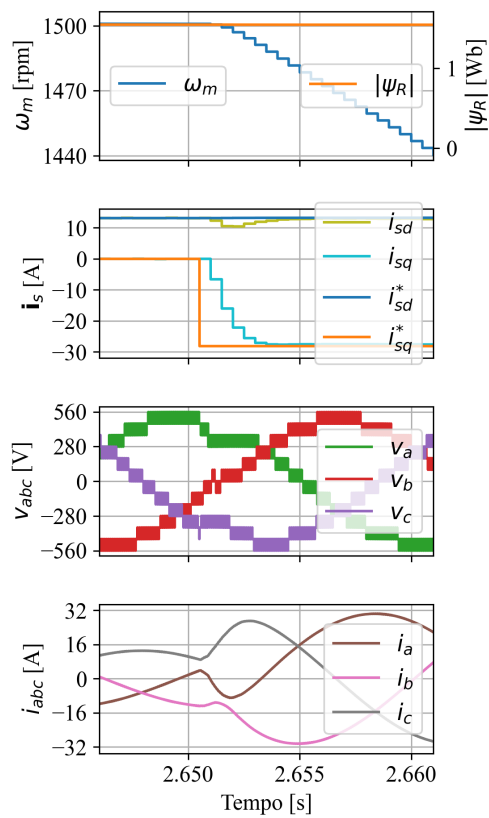


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 35 – Transitório de corrente na reversão de velocidade do motor.

(a) FOC.

(b) MPCC.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

4.5 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados os princípios para utilização do FCS-MPC como controlador de corrente do motor de indução acionado pelo inversor CHB. Foram discutidos os conceitos básicos de utilização do FCS-MPC e apresentado um diagrama generalista que pode ser adaptado para diferentes necessidades.

O modelo em vetores espaciais do inversor CHB foi elaborado e mostra o efeito dos múltiplos níveis na quantidade de vetores de tensão diferentes que o inversor pode produzir. Ao comparar a Tabela 4 com os 7 vetores de tensão do inversor de dois níveis, fica claro o aumento de complexidade do FCS-MPC associado ao inversor CHB. A forma como essa quantidade de vetores e as redundâncias crescem em relação à quantidade de células em uma fase também é um ponto de análise.

O controle preditivo de corrente baseado em modelo foi detalhado para o motor de indução, expondo as equações utilizadas para predição e estimação das variáveis de controle em tempo discreto. O diagrama de controle e o algoritmo estabelecido foram a base para a implementação computacional do controlador, permitindo verificação em simulação.

Os resultados de simulação computacional mostram como o FCS-MPC pode fazer proveito do conjunto de vetores espaciais do CHB, trazendo a possibilidade de desempenho dinâmico elevado com comutação em baixa frequência das chaves. Apesar dos aspectos positivos, a utilização do FCS-MPC padrão no CHB real é dificultada pela elevada quantidade de cálculos necessários para cobrir todos os vetores disponíveis na etapa de predição e minimização da função custo.

5 MÉTODOS DE FCS-MPC ADAPTADOS PARA O CHB

Neste capítulo são abordados métodos de FCS-MPC modificados para viabilizar a implementação prática no CHB. Como mencionado anteriormente, as técnicas selecionadas foram a dos vetores adjacentes (Cortés et al., 2010) e da região triangular do vetor de tensão de referência (Kim; Chan; Kwak, 2017). Os dois métodos utilizam artifícios diferentes para reduzir o conjunto de vetores avaliados a cada ciclo, e serão detalhados ao longo deste capítulo. Por razão de brevidade das descrições, o pós-fixos "Adj" e "VTri" serão utilizados para descrever o MPCC ou FCS-MPC modificados de acordo com a estratégia de utilização dos vetores adjacentes. Da mesma forma, o pós-fixos "Conv" será usado junto de MPCC e FCS-MPC para representar o uso da técnica das regiões triangulares do vetor de referência. Para se especificar o MPCC ou FCS-MPC tradicional, ou convencional, será utilizado o pós-fixos "Conv".

5.1 MÉTODO DOS VETORES ADJACENTES

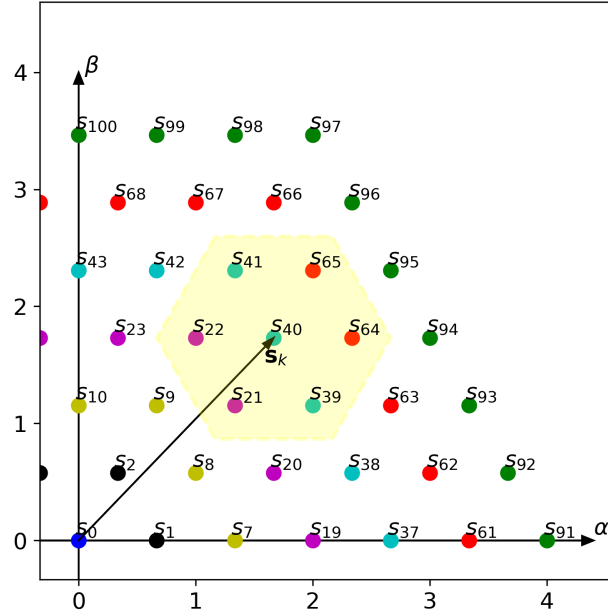
O MPCC convencional, abordado no capítulo anterior, se apresenta como uma estratégia de controle viável para o motor de indução acionado pelo CHB, pelo menos do ponto de vista do controle das correntes do motor. Quando é analisado o requisito de frequência de amostragem elevada em conjunto com o custo computacional associado ao processo de otimização em tempo real para o CHB, fica evidente a dificuldade de implementação prática da técnica.

O método dos vetores adjacentes, proposto por Cortés et al. (2010), traz uma solução para viabilizar a implementação prática do MPCC no CHB, reduzindo o custo computacional do processo de otimização. Os autores partem da premissa de que o inversor fonte de tensão alimenta uma carga com correntes senoidais, de forma que a corrente e tensão dos terminais do estator são vetores giratórios no plano $\alpha\beta$, em regime permanente. Dado o comportamento dos vetores, é possível assumir que, para um período de amostragem suficientemente curto, o vetor espacial de tensão aplicado em um ciclo está muito próximo ao vetor a ser aplicado no próximo. Esse comportamento pode então ser explorado, limitando o conjunto de vetores avaliados na otimização em tempo real a um subconjunto composto pelos vetores mais próximos do vetor sendo aplicado no ciclo atual (Cortés et al., 2010).

A Figura 36 ilustra o subconjunto composto pelo vetor espacial sendo aplicado no instante k e os 6 vetores mais próximos ao atual. Na figura, é representado o primeiro quadrante do plano $\alpha\beta$ do mapa de vetores espaciais de tensão para $C = 3$. Com essa abordagem, a quantidade de vetores avaliada durante a computação da otimização em tempo real é 7, a mesma do conversor de dois níveis (Cortés et al., 2010).

A lista de vetores adjacentes, para cada vetor de tensão disponível, pode ser pré-calculada e armazenada para uso em tempo real. A distância entre vetores no plano $\alpha\beta$, usada para determinar aqueles que estão mais próximos a um vetor específico, pode ser obtida pela equação a seguir:

Figura 36 – Subconjunto de vetores adjacentes ao sendo aplicado no ciclo atual de controle.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

$$d(\mathbf{v}_x, \mathbf{v}_y) = \sqrt{(v_{\alpha,x} - v_{\alpha,y})^2 + (v_{\beta,x} - v_{\beta,y})^2}. \quad (84)$$

A Tabela 8 exemplifica um trecho da lista pré-calculada de vetores adjacentes válidos para um inversor CHB com no mínimo $C = 3$. Os 7 vetores mostrados na tabela compõem uma região hexagonal. Quando o vetor inicial está na camada hexagonal mais externa, o formato do subconjunto assume a forma de paralelogramo ou dois paralelogramos combinados, quando o ponto inicial é um dos vértices do hexágono exterior.

5.1.1 Algoritmo de controle atualizado

O algoritmo de controle do MPCC-Adj é adaptado para que o subconjunto de vetores de tensão mais próximos ao atual seja avaliado na etapa de otimização, em detrimento do conjunto total:

- Aplicar os estados de comutação \mathbf{S}_k , selecionados no ciclo anterior.
- Medir as correntes e a velocidade angular do motor, $\mathbf{i}_{s,k}$ e $\omega_{m,k}$.
- Realizar a etapa de estimação, computando $\hat{\psi}_{d,k}$ e $\hat{\omega}_{R,k}$.
- Calcular a corrente compensada $\mathbf{i}_{s,k+1}^c$ usando a tensão $\mathbf{v}_{s,k}$ resultante de \mathbf{S}_k e $\mathbf{v}_{dc,k}$.

Tabela 8 – Formato da lista de vetores adjacentes exibindo os 6 primeiros vetores mais próximo daquele identificado pelo índice i .

i	$v_{adj,1}$	$v_{adj,2}$	$v_{adj,3}$	$v_{adj,4}$	$v_{adj,5}$	$v_{adj,6}$...
...
37	61	62	38	19	60	90	...
38	62	63	39	20	19	37	...
39	63	64	40	21	20	38	...
40	64	65	41	22	21	39	...
41	65	66	67	42	22	40	...
42	41	67	68	43	23	22	...
43	42	68	69	44	24	23	...
...
96	97	66	41	65	64	95	...
97	98	99	67	66	65	96	...
...

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

e. Consultar a tabela de subconjuntos para s_k e executar a otimização pelos seguintes passos:

e.1. Calcular $\mathbf{i}_{s,i,k+2}^p$ para $\mathbf{v}_{s,i,k+1}$.

e.2. Calcular g_i de $\mathbf{i}_{s,i,k+2}^p$.

e.3. Se $g_i < g_{i-1}$: armazenar o índice i em i_{opt} .

e.4. Se $i < K_{v,subset}$: incrementar i e retornar para o passo "e.1".

g. Consultar a tabela de vetores para obter o vetor normalizado ótimo $\mathbf{s}_{opt,k+1}^s$ através do índice i_{opt} .

h. Computar os estados de comutação \mathbf{S}_{k+1} relacionados ao vetor $\mathbf{s}_{opt,k+1}^s$.

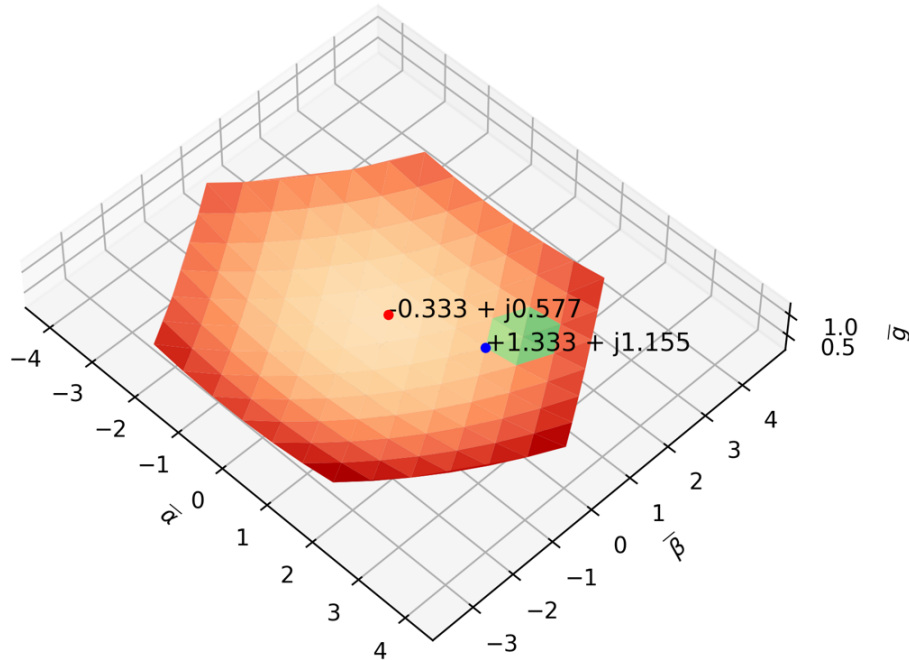
i. Aguardar o início do próximo ciclo de controle.

5.1.2 Efeitos do subconjunto na função custo

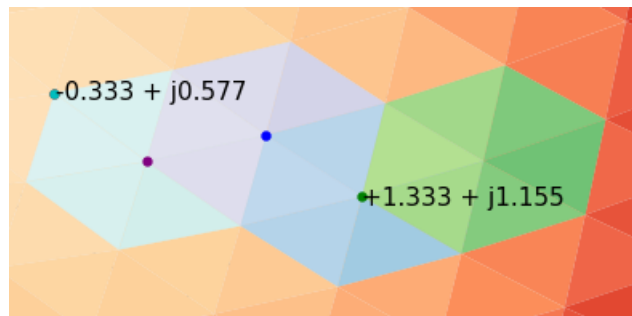
Durante o processo de otimização, a avaliação de g para todos os vetores espaciais de tensão que o inversor pode sintetizar garante que a ação de controle ótima seja selecionada. No caso do subconjunto, não há garantia de que a ação ótima foi selecionada dentro de todas as possibilidades de atuação, visto que apenas uma parcela foi avaliada. Mesmo assim, a superfície descrita pelos pontos de g avaliados em função dos vetores do subconjunto faz parte da superfície do conjunto completo, como representado na Figura 37a. Mesmo que um vetor espacial de um subconjunto não seja o ótimo global, ao longo das etapas de amostragem, a ação deve convergir para o ótimo global (Cortés et al., 2010). O efeito de execuções múltiplas do processo

Figura 37 – Superfície convexa da função custo para o MPCC e MPCC-Adj com subconjunto de 7 vetores.

(a) Superfície completa e superfície do subconjunto.



(b) Superfícies de subconjuntos derivados de avaliações sequenciais convergindo para o ótimo global.

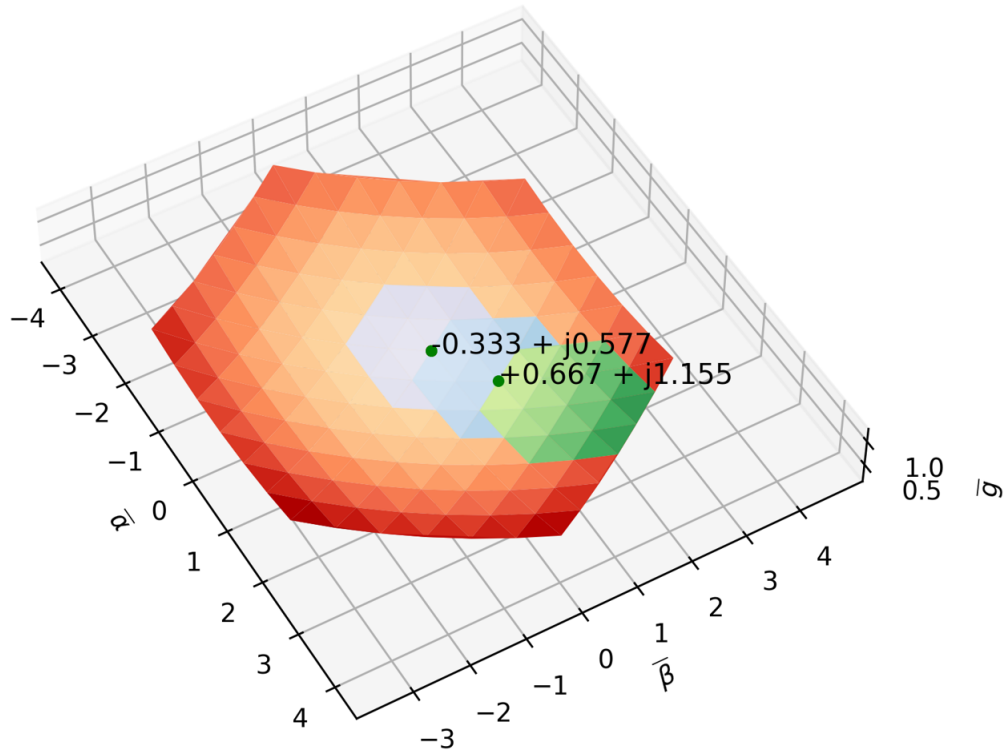


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

de otimização é representado na Figura 37b, onde é possível observar que a cada etapa a ação ótima do subconjunto se aproxima do ótimo global.

Apesar de o método propor um subconjunto de 7 vetores, essa quantidade pode ser aumentada, buscando ampliar a área coberta pelo hexágono do subconjunto, permitindo uma convergência mais rápida para o ótimo global. Adicionando uma camada hexagonal, o subconjunto é de 19 vetores de tensão. Para a mesma condição inicial da Figura 37, a convergência para o ótimo global ocorre em um ciclo a menos usando o subconjunto de 19 vetores, como representado na Figura 38. Como o tamanho do subconjunto é uma das variáveis que vai afetar o tempo de execução do algoritmo de controle, ela pode ser avaliada em conjunto com as demais restrições apresentadas no capítulo anterior para seleção do tempo de amostragem.

Figura 38 – Superfície convexa da função custo para o MPCC e MPCC-Adj com 19 vetores.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

5.1.3 Resultados de simulação do MPCC-Adj

Para as simulações computacionais do MPCC-Adj, observando as restrições de tempo de computação discutidas na escolha do tempo de amostragem na simulação do MPCC tradicional e as características atreladas ao tamanho dos subconjuntos do MPCC-Adj, optou-se pela utilização de um subconjunto de 19 vetores. Este subconjunto expandido, de 19 vetores, atende às restrições de tempo de computação do sistema experimental, entregando uma performance dinâmica melhor que o conjunto padrão de 7 vetores.

Assim como para os métodos anteriores, as simulações apresentadas para o MPCC-Adj foram realizadas utilizando o software PSIM. Como apresentado na Tabela 9, os demais parâmetros são similares aos do MPCC tradicional, divergindo apenas na quantidade de vetores espaciais de tensão avaliados no processo de otimização em tempo real. Os parâmetros do motor são mantidos os da Tabela 1. O passo de simulação utilizado é o mesmo de $3 \mu s$ usado no MPCC convencional. Os ganhos dos reguladores de velocidade e fluxo também são mantidos como representados na Tabela 7. Pela semelhança com o MPCC tradicional, alguns resultados foram omitidos nesta seção.

Seguindo a mesma sequência utilizada para os outros métodos, a Figura 39 mostra a aceleração do motor, partindo do repouso e indo até a referência de 1500 rpm . É possível observar que o MPCC-Adj permite o controle adequado das correntes de eixo direto e quadratura, de acordo com as referências vindas dos reguladores de velocidade e fluxo, sem sobressinal de

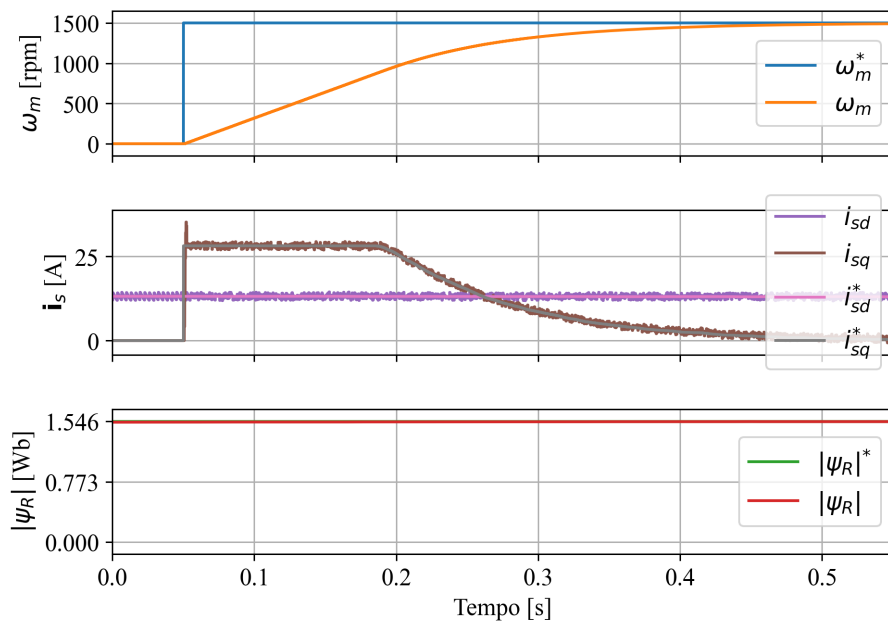
Tabela 9 – Parâmetros de simulação do inversor CHB com controle MPCC-Adj.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão do barramento CC	$V_{dc,n}$	93	V
Células por fase	C	6	
Frequência de amostragem	f_s	3,333	kHz
Vetores avaliados	$k_{v,subset}$	19	

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

velocidade. O tempo de acomodação da resposta ao degrau de velocidade foi de 324 ms , mesmo valor verificado no MPCC tradicional. Uma característica que pode ser destacada nesse teste é a presença de um sobressinal de 25 % em relação ao valor da referência na corrente de quadratura, que será avaliado posteriormente.

Figura 39 – Resultado de simulação da partida com degrau de 1500 rpm na referência de velocidade com MPCC-Adj.

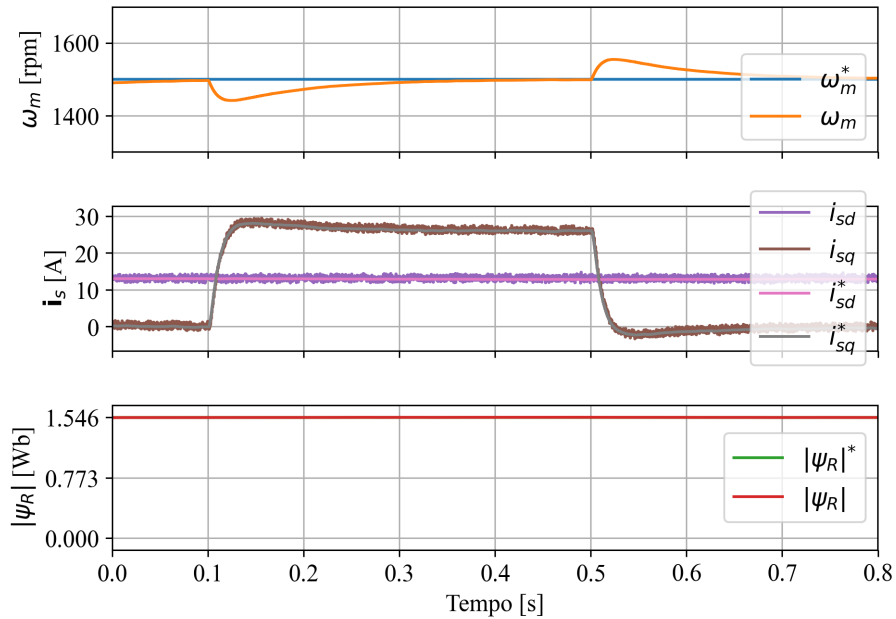


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A Figura 40 mostra a resposta à variação em degrau da carga do eixo, com aplicação e remoção de 120 Nm de torque em degrau, apresentando resultados semelhantes aos do MPCC. A variação da velocidade é de 3,7 % e o tempo de recuperação para 99 % do valor de referência é de 150 ms , tanto na aplicação quanto na retirada da carga. A aplicação de carga em velocidade negativa apresenta resultados similares aos da carga em velocidade positiva, assim como no MPCC padrão, por isso o resultado foi omitido desta seção.

Na reversão de velocidade demonstrada na Figura 41, com a referência variando de 1500 rpm para $-1500 rpm$, verificamos a capacidade do controlador MPCC-ADj de corrente de operar corretamente em variação de velocidade, respondendo ao degrau negativo de carga e sem

Figura 40 – Resultado de simulação da aplicação de carga de 120 Nm no motor com MPCC-Adj.



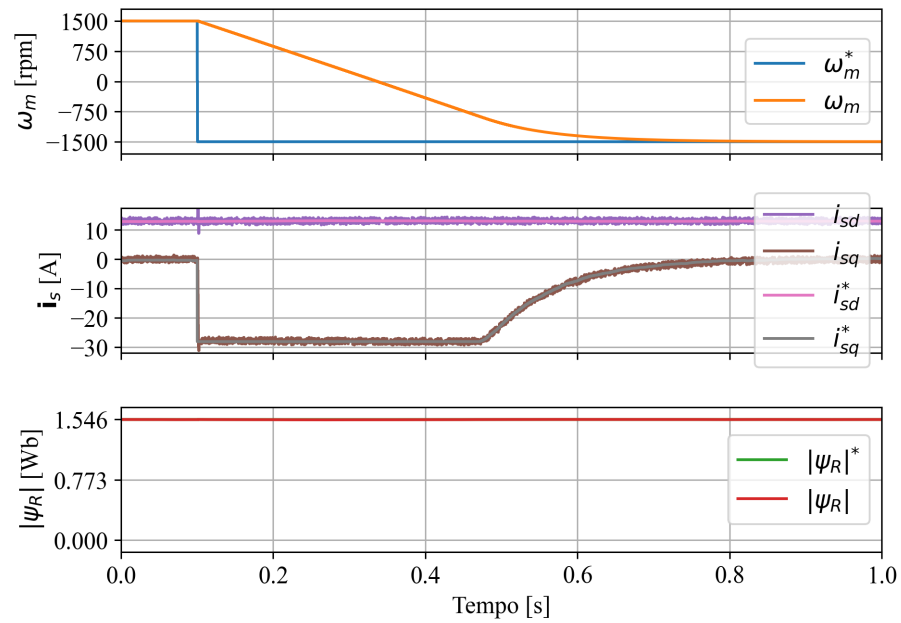
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

problemas na passagem por velocidade nula. Porém, aqui novamente apresenta-se o sobressinal na regulação de corrente de quadratura, nesse caso 10,7 % acima da referência. Também é possível observar uma perturbação na regulação da corrente de eixo direto, onde a perturbação chega a 62 % acima do valor de referência, o que representa uma ondulação de 25 % em relação ao valor nominal de corrente.

A Figura 42 mostra a tensão e corrente da fase *a* durante a reversão de velocidade. A forma de onda da tensão e corrente apresenta as mesmas características do MPCC tradicional, comutação em baixa frequência na tensão de fase e componentes correspondentes na corrente de saída. A Figura 43 mostra a comutação em baixa frequência da tensão de saída e o efeito nas características de ondulação da corrente, de forma similar ao observado no MPCC tradicional.

A resposta das correntes do controlador MPCC-Adj ao degrau pode ser observada de forma detalhada na partida do motor, apresentada na Figura 44a, e na reversão de velocidade, na Figura 44b. Na partida, é possível observar o sobressinal da corrente de quadratura, porém sem que haja perturbações na corrente de eixo direto. Em aproximadamente 1350 μs a corrente de quadratura atinge o valor necessário para que o motor desenvolva T_{el} nominal, porém, com o sobressinal, o tempo para alcançar e se manter no valor de referência é de $8T_{s,MPCC} = 2400 \mu s$. Na reversão de velocidade, novamente o sobressinal da corrente de eixo direto pode ser observado. O tempo para que a corrente de referência seja atingida antes do sobressinal é de aproximadamente 1440 μs , com o sistema atingindo e mantendo o valor final da corrente de quadratura nos mesmos 8 ciclos de amostragem do degrau de partida. No mesmo tempo de acomodação da corrente de quadratura, o controlador é capaz de retomar o valor de referência da corrente de eixo direto. A

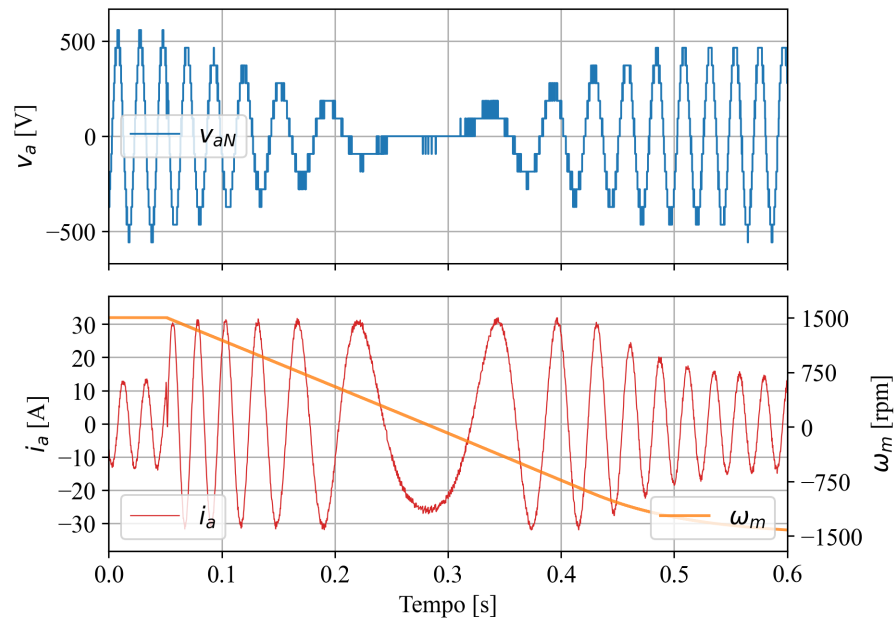
Figura 41 – Resultado de simulação do MPPC-Adj com variação da referência de velocidade de 1500 *rpm* para –1500 *rpm*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

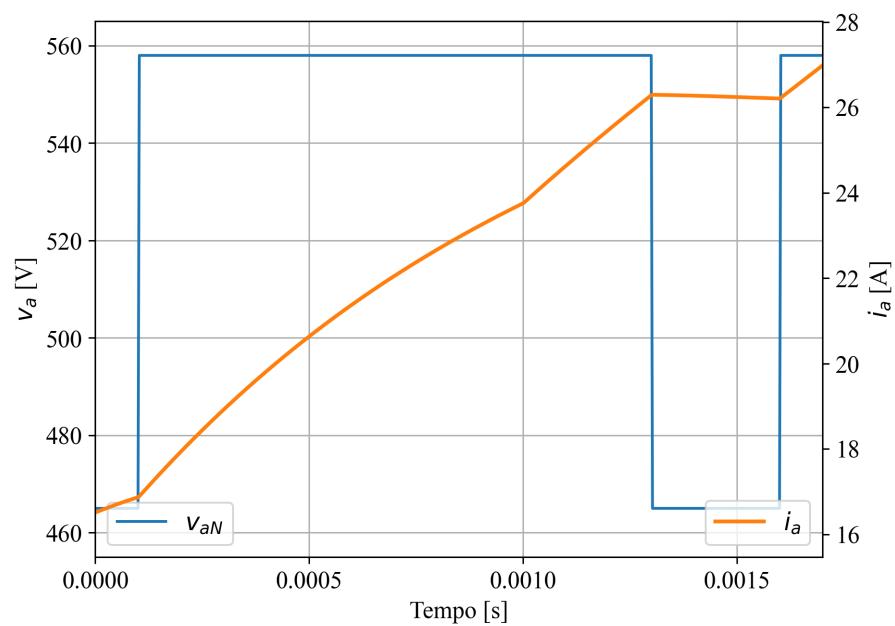
perturbação não é suficiente para prejudicar o controle de fluxo, mas contribui para o aumento do módulo da corrente desenvolvida pelo inversor durante o transitório.

Figura 42 – Resultado de simulação do MPCC-Adj mostrando a tensão e corrente da fase a do motor durante a reversão de velocidade.



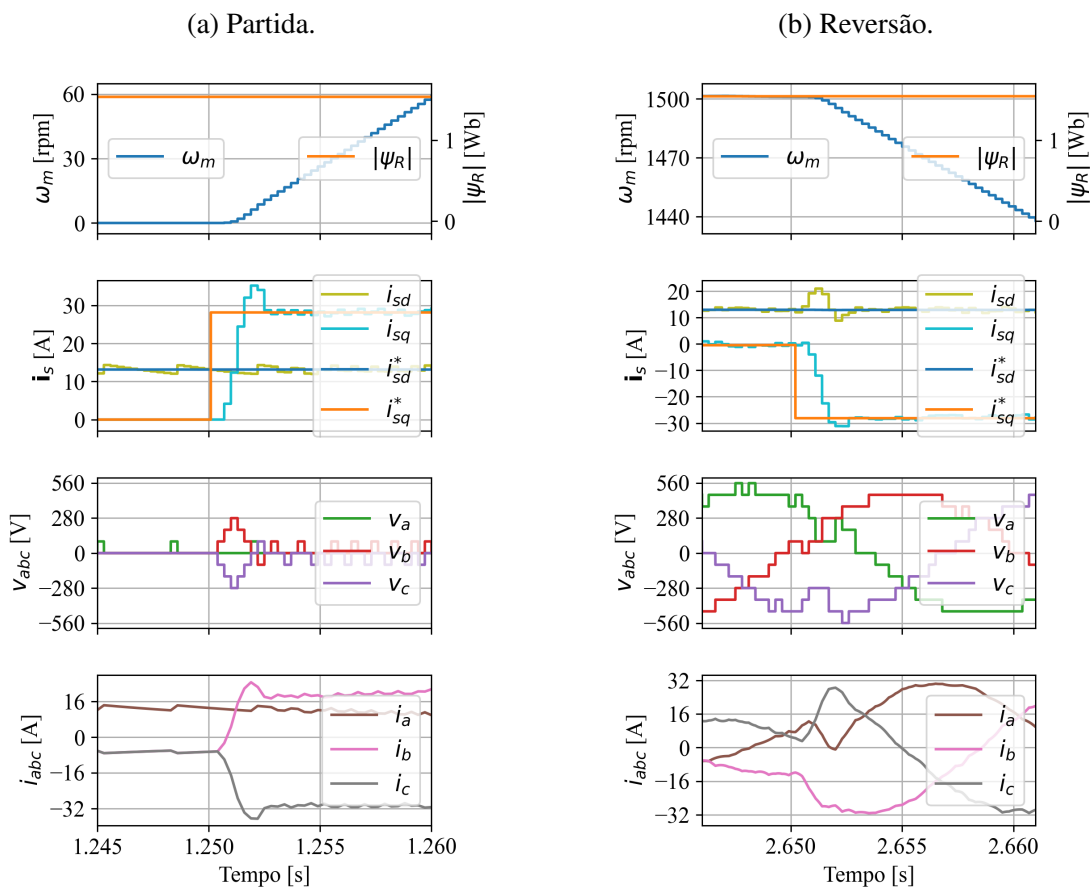
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 43 – Resultado de simulação do MPCC-Adj mostrando a tensão e corrente da fase a do motor destacando a comutação em baixa frequência da tensão de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 44 – Transitório de corrente na partida e reversão de velocidade do motor com MPCC-Adj.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

5.2 MÉTODO DAS REGIÕES TRIANGULARES

Nos métodos de MPCC apresentados e simulados para o CHB anteriormente, alguns compromissos podem ser observados. No MPCC convencional (MPCC-conv), sempre é determinado o vetor espacial de tensão que entrega a ação de controle ótima dentre todas as possibilidades que o inversor oferece. Porém, no MPCC-Conv, a performance ótima vem associada ao custo computacional do processo de otimização, que deve computar o modelo de predição e a função custo para todo o conjunto de vetores espaciais de tensão disponíveis. Então surge o MPCC-Adj, onde o tempo de computação é reduzido de acordo com a razão entre o tamanho do subconjunto de vetores de tensão e o tamanho do conjunto completo de vetores. Nesse caso, os ganhos de tempo computacional do MPCC-Adj vêm ao custo da seleção de um ótimo local, relacionado com o tamanho e posição do subconjunto de vetores de tensão, em detrimento do ótimo global. Dessa forma, entre as duas técnicas abordadas até o momento há um compromisso entre o desempenho dinâmico e o custo computacional.

No método das regiões triangulares que comportam o vetor de referência da ação ótima, apresentado por Kim et al. 2017, é proposta uma solução para esse compromisso entre MPCC-Conv e MPCC-Adj. No MPCC-Vtri, o autor busca uma maneira de reduzir o custo computacional do FCS-MPC, mantendo a mesma performance entregue pelo método tradicional. Para tal, os autores propõem que o vetor espacial de tensão ótimo seja encontrado usando o modelo de predição e, então, utilizado como referência para selecionar o vetor de tensão que o inversor CHB irá impor à carga (Kim; Chan; Kwak, 2017).

A Figura 45 mostra o vetor de tensão de referência normalizado pela tensão do barramento s_s^s no plano $\alpha\beta$. A área colorida em verde representa a região triangular que contém o vetor de tensão ótimo. Nesta seção, são descritos os métodos para obtenção do vetor ótimo através da etapa de predição modificada, determinação da região triangular que contém o vetor de referência e, finalmente, escolha de um vetor de tensão pelo processo de otimização modificado para o MPCC-Vtri.

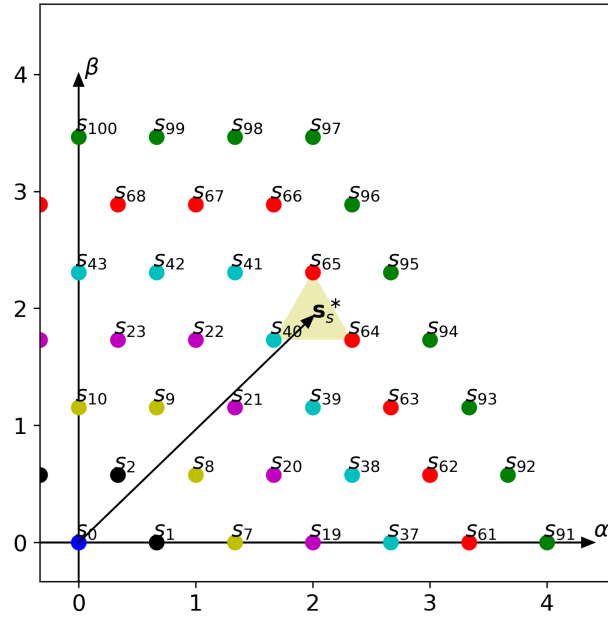
5.2.1 Etapa de predição modificada

O vetor espacial de tensão de referência é obtido resolvendo o modelo de predição para a tensão e usando como entrada a corrente de referência. A saída dessa computação do modelo de predição modificado é o vetor de tensão ótimo, que zera o erro das correntes, ao modo de uma ação do tipo *deadbeat*. Para encontrar esse vetor de tensão ótimo, partimos da equação (80), isolando a tensão dos terminais em um lado da equação:

$$\mathbf{v}_{s,k}^* = \frac{L_\sigma}{T_s} (\mathbf{i}_{s,k+1}^* - \mathbf{i}_{s,k}) + (R_\sigma + jL_\sigma \hat{\omega}_{R,k}) \mathbf{i}_{s,k} - (a - jn_{pp} \omega_{m,k}) \hat{\Psi}_{R,k}, \quad (85)$$

onde a corrente predita $\mathbf{i}_{s,k+1}^p$ foi substituída pela corrente de referência $\mathbf{i}_{s,k+1}^*$ e a tensão de entrada $\mathbf{v}_{s,k}$ torna-se o vetor de tensão de referência $\mathbf{v}_{s,k}^*$. Vale observar que aqui aplicam-se as

Figura 45 – Vetor de referência e região triangular correspondente.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

mesmas premissas para compensação de atraso do MPCC-Conv e MPCC-Adj, onde o modelo de predição é deslocado uma amostra para o futuro e a corrente compensada é utilizada como uma das entradas para o modelo, para que seja possível obter o vetor de referência para o próximo ciclo $\mathbf{v}_{s,k+1}^*$.

O vetor $\mathbf{v}_{s,k+1}^*$ não tem nenhuma limitação de amplitude imposta pela etapa de predição modificada, sendo necessário garantir posteriormente que ele se encontre dentro dos limites que o inversor pode executar. Um critério simples que pode ser estabelecido para definir a amplitude máxima do vetor espacial de referência é o raio do maior círculo inscrito no hexágono externo do mapa de vetores espaciais.

O processo de saturação pode ser ilustrado considerando o vetor de tensão normalizado pelo barramento CC s , obtido de acordo com a equação (70). Para um inversor de C células por fase, ou L níveis, a amplitude máxima do vetor s de acordo com o círculo inscrito no hexágono é:

$$|s|_{\max} = \frac{L-1}{\sqrt{3}} = \frac{2C}{\sqrt{3}}. \quad (86)$$

Dessa forma, se o vetor original tiver amplitude tal que $|s_{\text{orig}}| > |s|_{\max}$, a saturação é aplicada da seguinte forma:

$$\mathbf{s} = s_{\text{orig}} \frac{|s|_{\max}}{|s_{\text{orig}}|}. \quad (87)$$

A saturação de amplitude é representada na Figura 46, pelo vetor \mathbf{s}_2^s , que encontrava-se fora do círculo inscrito no hexágono antes do ajuste de amplitude pela equação (87).

5.2.2 Identificação da região triangular do vetor de referência

Conhecida a posição do vetor $\mathbf{v}_{s,k+1}^*$ e o vetor normalizados pelo barramento $\mathbf{s}_{s,k}^*$, é necessário determinar a região triangular que o comporta, para que possa ser selecionado o vetor mais próximo no processo de otimização. Visto que o processo é válido para determinar a região triangular de qualquer vetor, os subscritos e sobrescritos serão omitidos a partir deste momento, tratando o vetor de referência a ser localizado como \mathbf{s} . Como a predição é feita no sistema de referências giratório, é necessário converter o vetor de tensão para o sistema de referência estacionário, levando a \mathbf{s}^s no plano $\alpha\beta$. Finalmente, o vetor \mathbf{s}^s deve ter sua região triangular identificada.

Para simplificar o processo, a identificação da região triangular sempre é realizada no primeiro setor, sendo necessário determinar um vetor equivalente para aqueles que estão originalmente em outros setores. A divisão do plano complexo em setores é demonstrada na Figura 46, onde os setores são separados por arcos de $\Theta_{sector} = \pi/3$ a partir do eixo α .

O ângulo de \mathbf{s}^s pode ser calculado por:

$$\theta_s = \arctan\left(\frac{s_\beta}{s_\alpha}\right). \quad (88)$$

Conhecendo θ_s , é possível calcular o índice n_s que indica a qual setor pertence \mathbf{s}^s , da seguinte forma:

$$n_s = \text{floor}\left(\frac{\theta_s}{\Theta_{sector}}\right), \quad (89)$$

onde $\text{floor}(x)$ representa o arredondamento para o próximo número inteiro menor do que x .

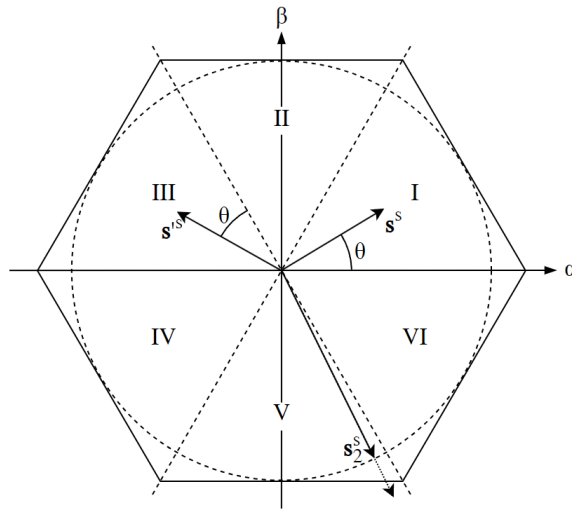
Um vetor \mathbf{s}'^s localizado fora do primeiro setor pode ter o seu vetor equivalente no primeiro setor, \mathbf{s}^s , determinado por:

$$\mathbf{s}^s = |\mathbf{s}'^s| [\cos(\theta_s - n_s \Theta_{sector}) + j \sin(\theta_s - n_s \Theta_{sector})]. \quad (90)$$

A Figura 46 mostra o vetor \mathbf{s}'^s no setor III e seu vetor equivalente no setor I, \mathbf{s}^s , com o mesmo ângulo θ entre o vetor e o início do setor em que ele se encontra.

Com o vetor equivalente do primeiro setor, observados os limites do círculo interno, é possível localizar a região triangular em que esse vetor está localizado. No trabalho de Kim et al. (2017) a busca é feita pela avaliação sequencial de equações que delimitam a região triangular, com coeficientes tabelados, até que certas condições sejam satisfeitas. A abordagem

Figura 46 – Setores do mapa da região triangular e círculo interno da região hexagonal.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

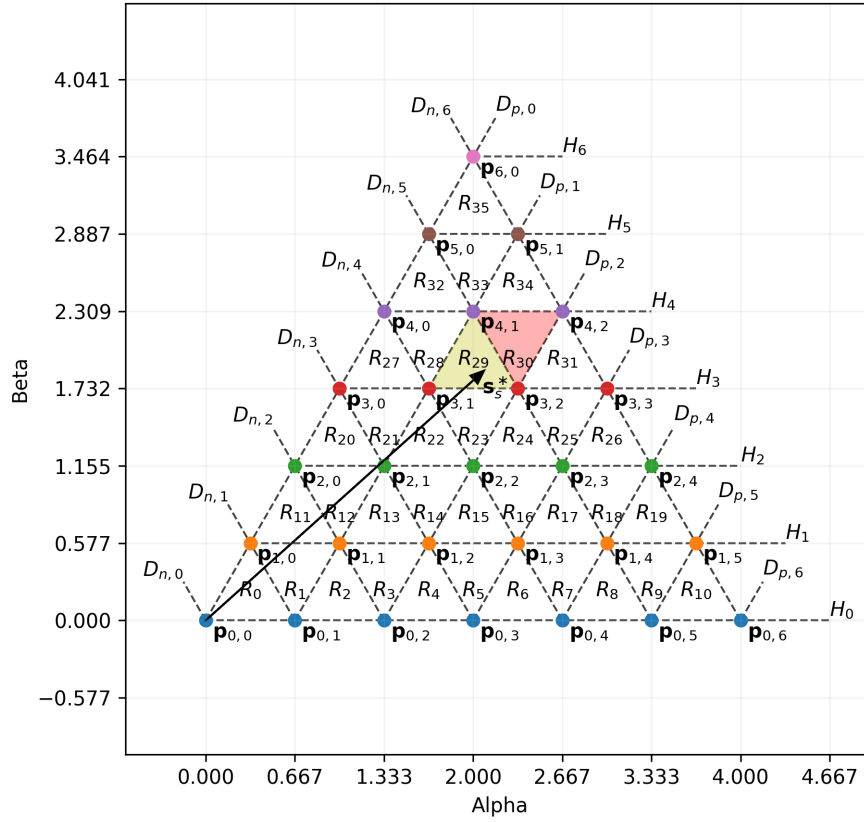
aplicada neste trabalho não exige avaliações sequenciais de equações, e mantendo o mesmo custo computacional independente do valor de C .

A Figura 47 ilustra o primeiro setor, para um inversor CHB com $C = 3$, e a forma como ele foi organizado neste trabalho para que seja realizada a busca.

Para referência no processo de localização da região triangular, o setor é organizado através de pontos, linhas horizontais, camadas, diagonais positivas e diagonais negativas. O arranjo de linhas, camadas e pontos segue a descrição abaixo:

- Os pontos \mathbf{p}_{H,n_p} , que correspondem aos vetores espaciais nos vértices das regiões triangulares, encontram-se no índice n_p da linha H .
- As linhas são compostas por pontos com mesmo valor da componente imaginária, e são indexadas em ordem crescente conforme o valor do eixo β aumenta.
- As regiões delimitadas por duas linhas horizontais são chamadas de camadas, identificadas por n_c .
- As linhas que conectam pontos do primeiro setor e tem inclinação positiva são chamadas de diagonais positivas, identificadas por $D_{p,i}$ onde o índice i é escolhido de acordo com o ponto da primeira linha atravessado por tal diagonal.
- As linhas que conectam pontos do primeiro setor e tem inclinação negativa são chamadas de diagonais negativas, identificadas por $D_{n,i}$ onde o índice i é escolhido de acordo com o ponto da primeira linha atravessado por tal diagonal.
- As regiões triangulares são delimitadas por duas diagonais e uma linha horizontal, indexadas em ordem crescente através das camadas, iniciando pela camada mais próxima do eixo α e progredindo no sentido positivo de α e depois β .

Figura 47 – Delimitação das regiões triangulares do primeiro setor, indicando os pontos do vértices, diagonais positivas, negativas e linhas horizontais.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Disposta a organização do primeiro setor do mapa vetorial, o primeiro passo da busca é determinar a camada n_c , da primeira seção, em que o vetor de referência se encontra. O espaço entre as linhas que delimitam as camadas, igual à altura das regiões triangulares, é $h_{tr} = 1/\sqrt{3}$. Com as informações acima, a camada é determinada por:

$$n_c = \text{floor}\left(\frac{s_\beta}{h_{tr}}\right). \quad (91)$$

Conhecendo a camada n_c do vetor de referência, o próximo passo é determinar os pontos na linha superior e na linha inferior da camada, $\mathbf{p}_{n_c, n_p, l}$ e $\mathbf{p}_{n_c+1, n_p, u}$ respectivamente, à esquerda \mathbf{s}^s de tal que $p_\alpha \leq s_\alpha$. A distância entre dois vetores espaciais adjacentes é de $d_{sv} = 2/3$, de forma que a componente real de um ponto \mathbf{p}_{H, n_p} pode ser calculada como:

$$p_\alpha = \frac{1}{3}(H + 2n_p), \quad (92)$$

onde H é o número da linha em que o ponto se encontra e n_p é o índice do ponto dentro da linha.

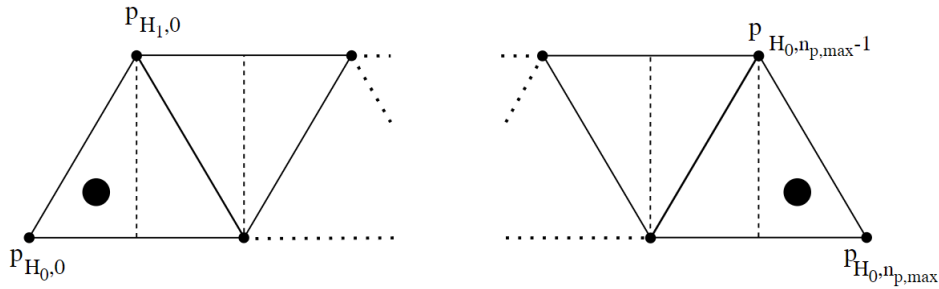
Dessa forma, a equação (92) pode ser utilizada para determinar o índice n_p do ponto que se encontra à esquerda de um vetor espacial \mathbf{s}^s da seguinte forma:

$$n_p = \text{floor}\left(\frac{3s_\alpha - H}{2}\right). \quad (93)$$

Computar a equação (93) para \mathbf{s}^s , com os valores de H definidos como $H_l = n_c$ e $H_u = n_c + 1$, permite encontrar $n_{p,l}$ e $n_{p,u}$, que são os índices dos pontos em que $p_\alpha \leq s_\alpha$ nas linhas limitando a camada n_c .

Existem dois casos especiais dentro de cada camada, apresentados na Figura 48, em que a região triangular pode ser diretamente determinada a partir de n_c e $n_{p,u}$. O primeiro caso especial, quando o vetor está à esquerda do primeiro ponto da linha superior da camada, é identificado se $n_{p,u} < 0$. O segundo caso especial, em que o vetor está à direita do último ponto da linha superior da camada, é identificado se $n_{p,u} = N_{\text{pontos},H_u} - 1$, onde N_{pontos,H_u} representa a quantidade de pontos da linha superior da camada. O índice da região triangular que contém o vetor de referência $t_{n_c,AB}$, dentro da camada n_c , é $t_{n_c,AB} = 0$, para o primeiro caso especial, ou $t_{n_c,AB} = 4C - 2n_c$, para o segundo caso.

Figura 48 – Casos especiais em que o vetor está na primeira metade da primeira região ou na segunda metade da última região triangular da camada.



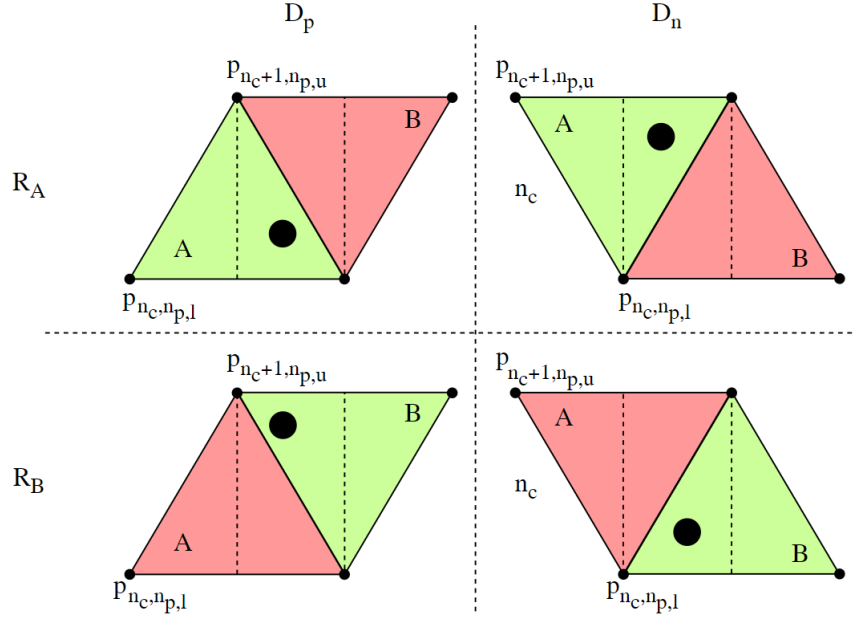
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Quando nenhum dos casos especiais é identificado, é possível usar as informações n_c , $n_{p,l}$ e $n_{p,u}$ para restringir a posição do vetor espacial a no máximo duas regiões triangulares que se encontram imediatamente à direita da diagonal que contém os pontos $\mathbf{p}_{n_c,n_{p,l}}$ e $\mathbf{p}_{n_c+1,n_{p,u}}$, como ilustrado na Figura 49. Nesse caso, a região triangular pode ser determinada avaliando a posição do vetor espacial em relação à diagonal que separa as duas regiões triangulares candidatas.

As regiões candidatas são separadas por uma diagonal negativa se $n_{p,l} = n_{p,u}$ e por uma diagonal positiva se $n_{p,l} < n_{p,u}$, um dos casos sempre sendo verdadeiro. Para identificação entre as candidatas, a região da esquerda é identificada como R_A e a da direita como R_B . Cada uma das regiões candidatas corresponde a um índice do vetor triangular na camada em que se encontra o valor de referência, $t_{n_c,AB}$. O valor da componente β da diagonal, negativa ou positiva, que separa as regiões pode ser computado como:

$$D_{n\beta} = -\sqrt{3}s_\alpha + \frac{2}{\sqrt{3}}(n_{p,u} + H_u) = -\sqrt{3}s_\alpha + \frac{2}{\sqrt{3}}(n_{p,u} + n_c + 1), \quad (94)$$

Figura 49 – Regiões triangulares possíveis a partir da determinação de n_c , $n_{p,l}$ e $n_{p,u}$, onde círculo preto representa o vetor de referência.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

$$D_{p\beta} = \sqrt{3}s_\alpha - \frac{2}{\sqrt{3}}n_{p,l}. \quad (95)$$

Se $n_{p,l} = n_{p,u}$, deve-se avaliar $D_{n\beta}$ pela equação (94). Se $s_\beta \leq D_{n\beta}$ for verdadeiro, o vetor \mathbf{s}^s encontra-se em R_A e $t_{n_c,AB} = A$, se for falso, \mathbf{s}^s encontra-se em R_B e $t_{n_c,AB} = B$. Neste caso, a posição das regiões candidatas na camada é $A = 2n_{p,l}$ e $B = 2n_{p,l} + 1$.

Se $n_{p,l} < n_{p,u}$, deve-se avaliar $D_{p\beta}$ pela equação (95). Se $s_\beta \geq D_{p\beta}$ for verdadeiro, o vetor \mathbf{s}^s encontra-se em R_A e $t_{n_c,AB} = A$, se for falso, \mathbf{s}^s encontra-se em R_B e $t_{n_c,AB} = B$. Neste caso, a posição das regiões candidatas no primeiro setor é $A = 2n_{p,l} - 1$ e $B = 2n_{p,l}$.

Definido o valor de $t_{n_c,AB}$, de acordo com os critérios apresentados acima, é possível determinar $R_{t_{ref}}$, a região triangular do primeiro setor que compreende o vetor de referência, calculando o seu índice t_{ref} como:

$$t_{ref} = t_{n_c,AB} + t_{n_c,offset}, \quad (96)$$

onde $t_{n_c,offset}$ é o valor do índice da primeira região triangular da camada n_c , de acordo com a indexação geral das regiões triangulares no primeiro setor.

Para facilitar a implementação e minimizar o tempo de computação, a informação do índice inicial e final das regiões triangulares compreendidas nas camadas do primeiro setor é tabelada e armazenada para ser usada em tempo de computação, como representado na Tabela 10 para o inversor de $C = 6$.

Tabela 10 – Dados das camadas da primeira seção para o CHB com 6 células por fase.

n_c	$t_{n_c,offset}$	$t_{n_c,last}$
0	0	10
1	11	19
2	20	26
3	27	31
4	32	34
5	35	35

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A informação de quais vetores espaciais constituem os vértices de cada região triangular também é tabelada em tempo de projeto, para que possa ser rapidamente consultada em tempo de execução. A Tabela 11 mostra um trecho da lista de vértices das regiões triangulares, que contém os vetores espaciais para o primeiro setor e os equivalentes dos demais setores. A partir do momento em que R_{tref} é conhecido, é possível consultar os vértices da região para qualquer um dos setores, levando em consideração o setor no qual o vetor de referência original se encontra.

Tabela 11 – Formato da lista de vetores das regiões triangulares para cada setor do CHB com 6 células por fase.

R_{tref}	I			II			...	VI		
	s_A	s_B	s_C	s_A	s_B	s_C		s_A	s_B	s_C
R_0	s_0	s_1	s_2	s_3	s_2	s_0	...	s_6	s_1	s_0
R_1	s_8	s_2	s_1	s_2	s_3	s_{10}	...	s_1	s_6	s_{18}
R_2	s_1	s_7	s_8	s_{10}	s_9	s_2	...	s_6	s_{17}	s_{18}
...
R_{35}	s_{66}	s_{96}	s_{97}	s_{103}	s_{102}	s_{71}	...	s_{126}	s_{91}	s_{61}

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O algoritmo para determinar a região triangular de um vetor de referência e os seus vértices, pode ser resumido pela seguinte sequência:

- Verificar se $|s^s| \leq |s|_{max}$, caso contrário, aplicar a equação (87) para adequar a amplitude.
- Calcular n_s usando as equações (88) e (89).
- Se a referência estiver fora do primeiro setor, calcular o vetor equivalente no primeiro setor utilizando a equação (90).
- Determinar a camada em que a referência se encontra no primeiro setor aplicando a equação (91) para obter n_c .
- Encontrar $\mathbf{p}_{n_c, n_{p,l}}$ e $\mathbf{p}_{n_c+1, n_{p,u}}$ avaliando a equação (93).

- f. Verificar se $\mathbf{p}_{n_c+1, n_{p,u}}$ satisfaz algum dos casos especiais.
 - f.1. Se $n_{p,u} < 0$: definir $t_{n_c, AB} = 0$.
 - f.2. Se $n_{p,u} = N_{\text{pontos}, H_u} - 1$: definir $t_{n_c, AB} = 4C - 2n_c$.
- g. Se os casos especiais não foram satisfeitos, executar a avaliação das diagonais:
 - g.1. Se $n_{p,l} = n_{p,u}$, avaliar $D_{n\beta}$ pela equação (94).
 - g.1.1. Se $s_\beta \leq D_{n\beta}$: definir $t_{n_c, AB} = 2n_{p,l}$
 - g.1.2. Se $s_\beta > D_{n\beta}$: definir $t_{n_c, AB} = B = 2n_{p,l} + 1$
 - g.2. Se $n_{p,l} < n_{p,u}$, avaliar $D_{p\beta}$ pela equação (95).
 - g.2.1. Se $s_\beta \geq D_{p\beta}$: definir $t_{n_c, AB} = 2n_{p,l} - 1$
 - g.2.2. Se $s_\beta < D_{p\beta}$: definir $t_{n_c, AB} = B = 2n_{p,l}$
- f. Calcular o índice t_{ref} de R_{tref} pela equação (96).
- g. Consultar a lista de regiões triangulares para obter os vértices de R_{tref} para o setor original da referência de acordo com n_s .

A informação de quais vetores constituem os vértices da região triangular pode ser utilizada para consultar a lista de vetores usada no MPCC-Conv e MPCC-Adj, representada na Tabela 5.

O algoritmo é válido para qualquer quantidade de células, não contém nenhum laço repetitivo dependente da quantidade de células. O procedimento pode ser utilizado para CHBs com diferentes números de células sem impacto no custo computacional relacionado ao aumento da quantidade de células por fase.

5.2.3 Função custo baseada na tensão

Para escolha do vetor a ser aplicado, é utilizada uma função custo baseada na tensão, que avalia os vértices da região triangular encontrada na etapa anterior (Kim; Chan; Kwak, 2017). Dado o vetor de tensão de referência $\mathbf{s}_{s,k+1}^{s*}$, a função custo é:

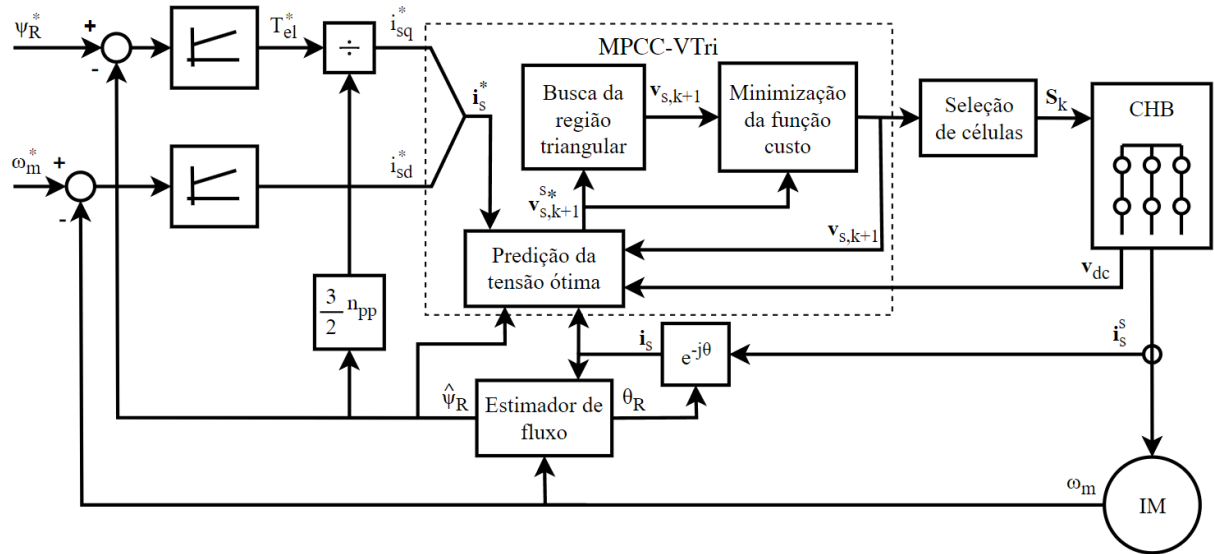
$$g_{VTri,i} = \left(s_{s\alpha,k+1}^* - s_{i\alpha,k+1} \right)^2 + \left(s_{s\beta,k+1}^* - s_{i\beta,k+1} \right)^2, \quad (97)$$

onde o subscrito i representa a i -ésima avaliação da função custo, para o i -ésimo vértice da região triangular R_{tref} . O total de vetores avaliados pela função custo a cada ciclo de controle do MPCC-VTri $K_{Vtri} = 3$.

5.2.4 MPCC modificado

A partir dos detalhes discutidos para o método das regiões triangulares, é possível modificar o esquema de MPCC, substituindo o FCS-MPC tradicional por um controlador preditivo baseado no método discutido nesta seção. Um diagrama de blocos do IFOC com MPCC-VTri é apresentado na Figura 50.

Figura 50 – Diagrama de blocos do MPCC-VTri aplicado ao motor de indução acionado pelo CHB.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

No MPCC-VTri, as correntes de referência são entregues ao bloco de predição da tensão ótima, assim como os demais sinais necessários para a predição. A busca da região triangular recebe a tensão ótima de referência e entrega para a minimização da função custo os vetores de tensão correspondentes aos vértices da tensão de referência. A minimização da função custo recebe os vértices e a tensão de referência, para poder determinar qual será a ação de controle ótima a ser aplicada no ciclo atual.

Assim como no caso do MPCC convencional e do MPCC-Adj, o MPCC-VTri substitui os controladores de corrente lineares do IFOC tradicional, mantendo as malhas externas de regulação de velocidade e fluxo.

5.2.5 Algoritmo de controle para o MPCC-VTri

O MPCC-VTri difere dos demais métodos MPCC abordados previamente em pontos-chave, como a predição e a minimização da função custo. Essas diferenças entre os métodos se refletem no algoritmo de controle do MPCC-VTri, que é apresentado abaixo:

- Aplicar os estados de comutação S_k , selecionados no ciclo anterior.
- Medir as correntes e a velocidade angular do motor, $i_{s,k}$ e $\omega_{m,k}$.

- c. Realizar a etapa de estimação, computando $\hat{\psi}_{d,k}$ e $\hat{\omega}_{R,k}$.
- d. Calcular a corrente compensada $\mathbf{i}_{s,k+1}^c$ usando a tensão $\mathbf{v}_{s,k}$ resultante de \mathbf{S}_k e $\mathbf{v}_{dc,k}$.
- e. Computar a etapa de predição modificada (85) para obter o vetor de tensão ótimo $\mathbf{s}_{s,k+1}^{s*}$ a ser usado como referência.
- f. Identificar a região triangular de referência R_{tref} .
- g. Para o conjunto de vetores de tensão que constituem os vértices de R_{tref} , computar a otimização pelos seguintes passos para encontrar $\mathbf{s}_{opt,k+1}^s$:
 - g.1. Calcular $g_{VTri,i}$ para o vértice $\mathbf{s}_{i,k+1}^s$.
 - g.2. Se $g_{VTri,i} < g_{VTri,i-1}$: armazenar o índice i em i_{opt} .
 - g.3. Se $i < K_{Vtri}$ incrementar i e retornar para o passo "g.1".
- h. Computar os estados de comutação \mathbf{S}_{k+1} relacionados ao vetor $\mathbf{s}_{opt,k+1}^s$.
- i. Aguardar o início do próximo ciclo de controle.

A partir das etapas descritas, pode-se observar que no processo de otimização do MPCC-VTri o modelo de predição só é computado uma única vez, gerando a tensão de referência ótima. Além disso, a quantidade de avaliações da função custo também é fixa em três vezes por ciclo de controle. A partir do algoritmo, é perceptível o potencial para redução de tempo de computação do MPCC-VTri para qualquer arranjo de células do inversor CHB.

5.2.6 Resultados de simulação do MPCC com regiões triangulares

As simulações do MPCC-Vtri foram realizadas com o software PSIM, da mesma forma que para os casos anteriores. O passo de simulação foi mantido como $3 \mu s$ usado no MPCC-Conv e MPCC-Adj. A Tabela 12 mostra os parâmetros do inversor, novamente semelhantes aos demais métodos MPCC. Os parâmetros do motor são os mesmos usados para todas as simulações anteriores, apresentados na Tabela 1. As malhas externas de velocidade e fluxo têm os mesmos ganhos utilizados no IFOC convencional e nos outros métodos de MPCC, mostrados na Tabela 7. Assim como no caso anterior, do MPCC-Adj, alguns resultados foram omitidos nesta seção pela semelhança com o MPCC tradicional.

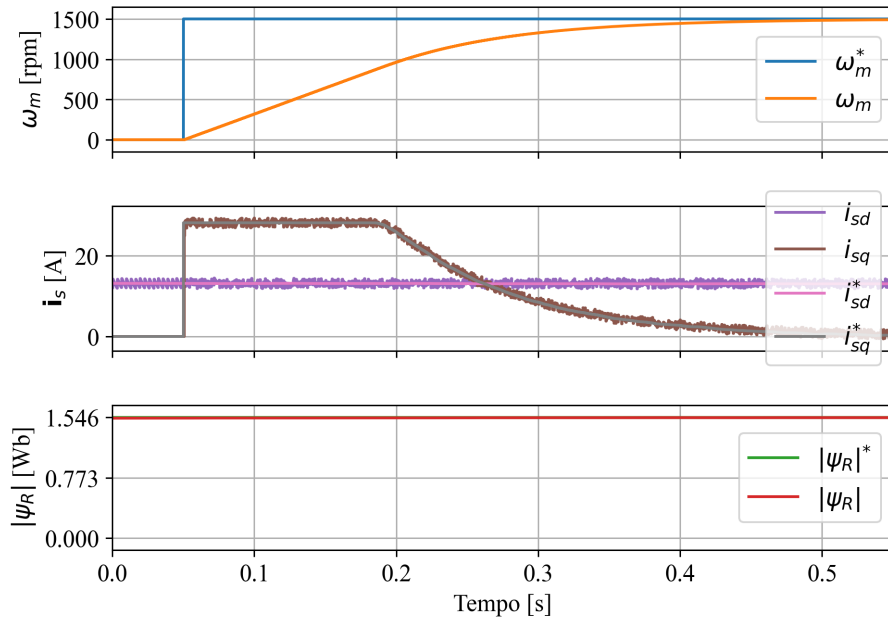
Na mesma ordem apresentada na seção anterior, o primeiro resultado de simulação do MPCC-VTri, apresentado na Figura 51, mostra a partida do motor, saindo da velocidade nula e acelerando até 1500 rpm , respondendo ao degrau na referência de velocidade. O controlador MPCC-VTri é capaz de manter o controle das correntes, seguindo adequadamente as referências de corrente de eixo direto e quadratura vindas das malhas externas. A velocidade do eixo do motor atinge 95 % do valor final em 323 ms , de forma similar aos resultados anteriores. A

Tabela 12 – Parâmetros de simulação do inversor CHB com controle MPCC-VTri.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Tensão do barramento CC	$V_{dc,n}$	93	V
Células por fase	C	6	
Frequência de comutação	f_{sw}	Variável	Hz
Frequência de amostragem	f_s	3,333	kHz
Frequência eficaz do PWM	f_{pwm}	Variável	Hz
Vetores avaliados	K_{Vtri}	3	

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 51 – Resultado de simulação da partida com degrau de 1500 rpm na referência de velocidade com MPCC-VTri.



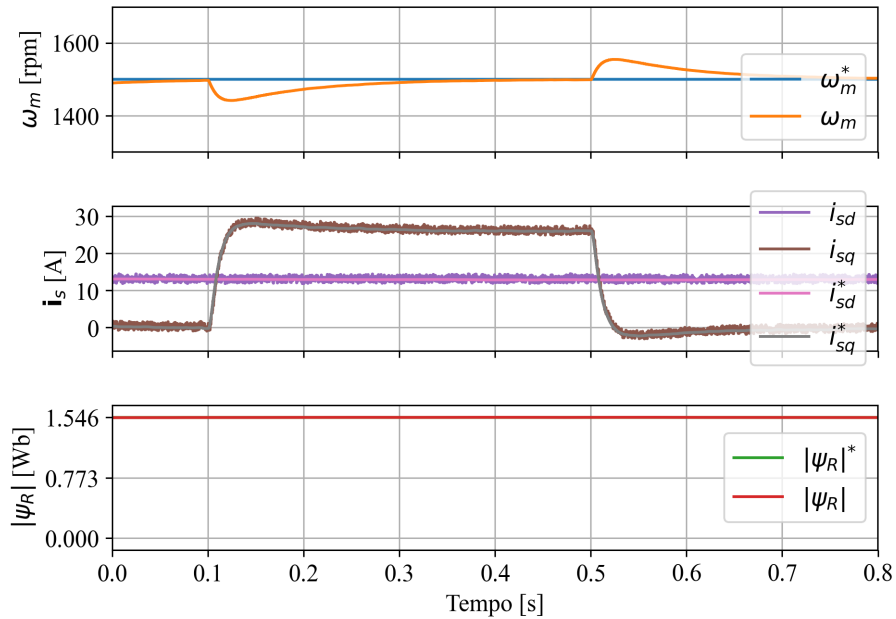
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

corrente de eixo direto permanece constante ao longo da aceleração, sem qualquer sinal de perturbação ou acoplamento com a resposta da corrente de quadratura.

A Figura 52 traz a resposta do sistema à aplicação e remoção de carga no eixo, com um degrau de 120 Nm. O MPCC-VTri apresenta a resposta adequada, seguindo a referência da malha de corrente de eixo direto na resposta à perturbação. Aqui verifica-se novamente a variação de 3,7 % da velocidade, com um tempo de 150 ms para retornar a 99 % do valor inicial. Como na aceleração, a corrente de eixo direto não é afetada pela perturbação de torque.

No resultado seguinte, apresentado na Figura 53, é demonstrada a reversão de sentido de giro, com variação da velocidade de 1500 rpm para -1500 rpm. A resposta da malha de velocidade é similar à observada na partida do motor e o MPCC-VTri é capaz de manter a regulação adequada da corrente em ambos os sentidos de giro, sem qualquer dificuldade

Figura 52 – Resultado de simulação da aplicação de carga de 120 Nm no motor com MPCC-VTri.



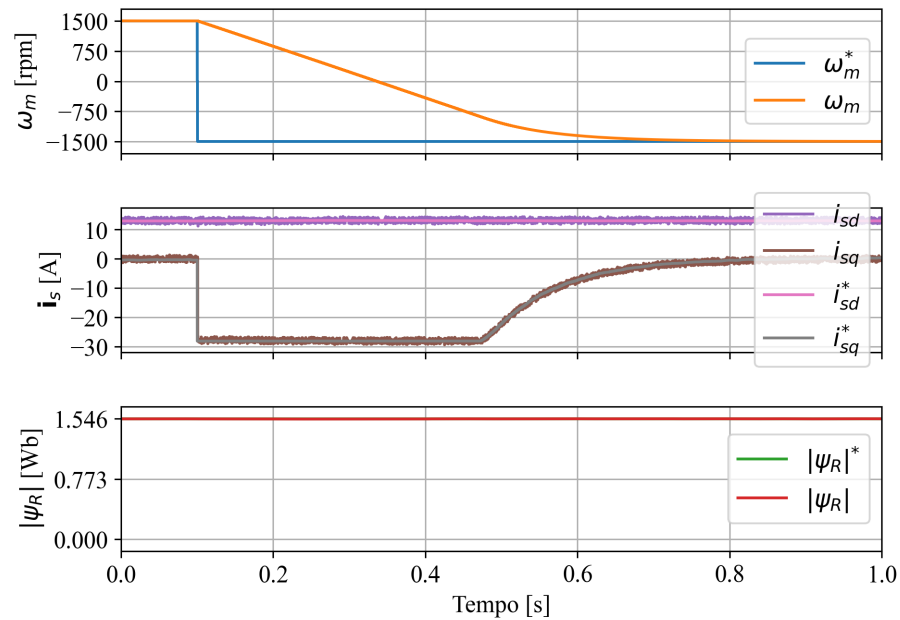
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

observada na passagem por velocidade zero.

A tensão e a corrente da fase a do inversor, durante a reversão e velocidade, são apresentadas na Figura 54. As características observadas são similares às dos outros métodos de MPCC apresentados anteriormente, com comutação em baixa frequência da tensão da fase e ondulação de corrente maior que a do FOC com PWM. Ao observar a Figura 55, que mostra o mesmo trecho de 17 ms utilizado nos outros métodos para inspecionar a tensão e a corrente, é possível observar que o resultado é idêntico ao do MPCC tradicional para o caso sendo avaliado. Dessa forma, as mesmas características da forma de onda de tensão e corrente do MPCC-Conv, de comutação em baixa frequência nas chaves e componentes correspondentes na ondulação das correntes, estão presentes no MPCC-VTri.

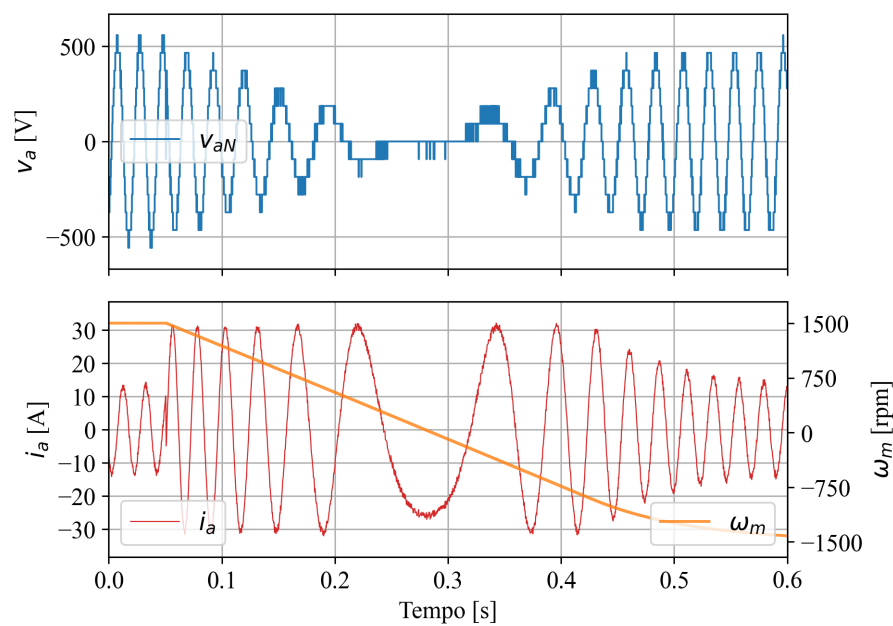
A Figura 56 mostra a resposta aos degraus de corrente em uma janela de tempo de 15 ms, novamente aqui temos resultados idênticos aos do MPCC-Conv. O controlador preditivo é capaz de atingir a referência de corrente em $3T_{s,MPCC-VTri} = 900 \mu s$, oferecendo a mesma resposta dinâmica do MPCC-Conv.

Figura 53 – Resultado de simulação do MPPC com variação da referência de velocidade de 1500 rpm para -1500 rpm.



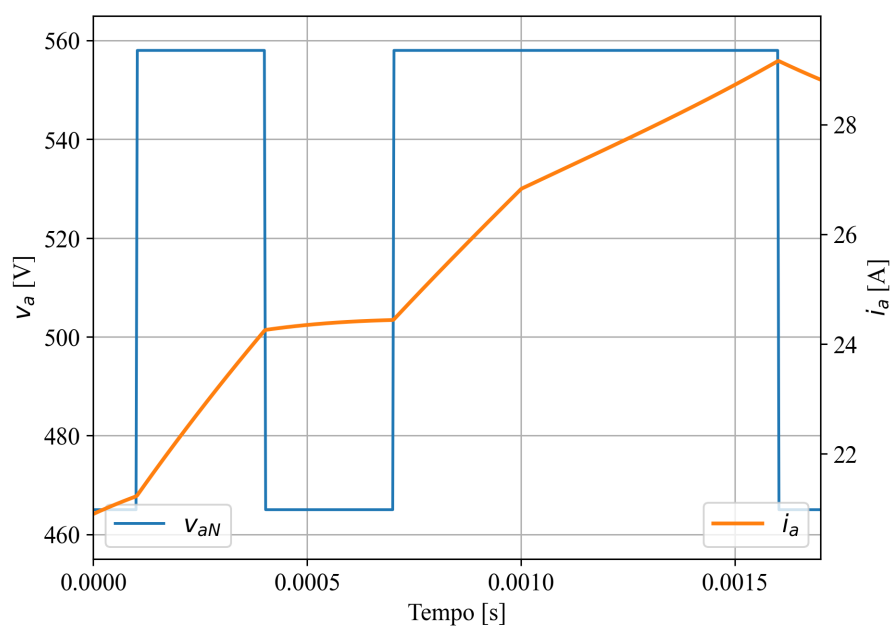
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 54 – Resultado de simulação do MPCC-VTri mostrando a tensão e corrente da fase *a* do motor durante a reversão de velocidade.



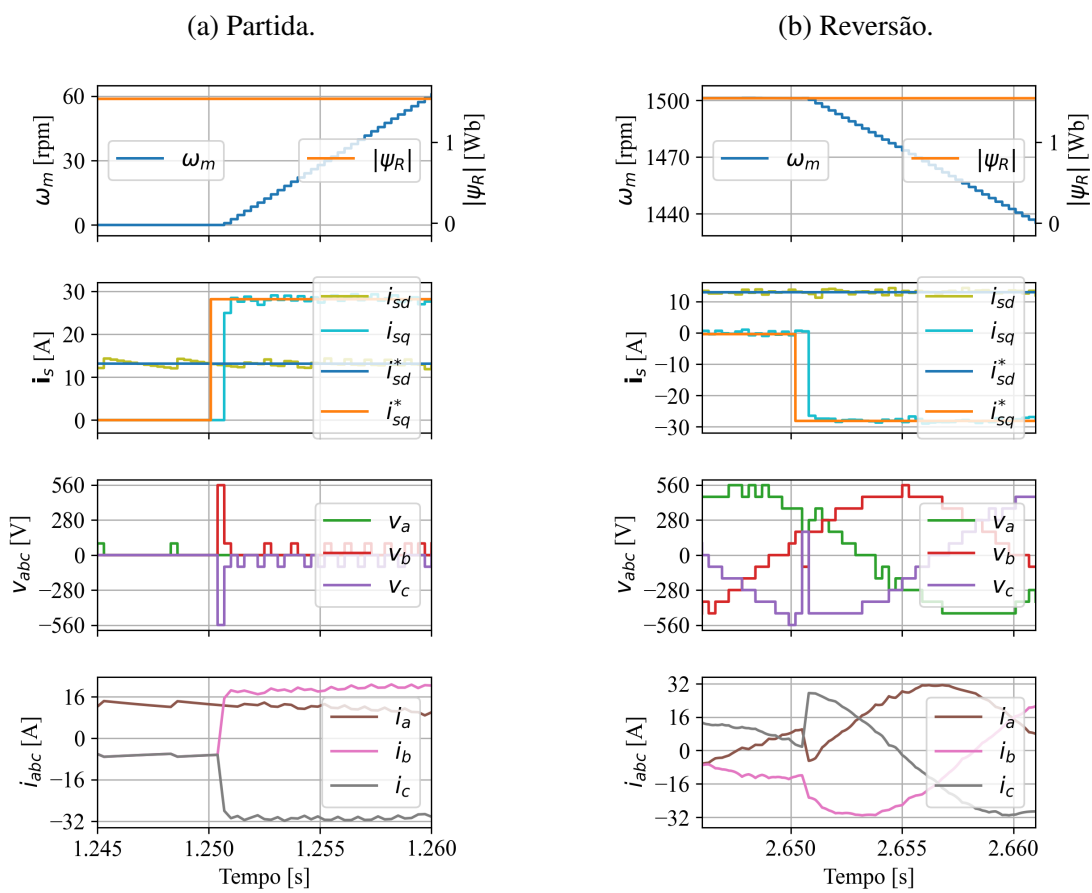
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 55 – Resultado de simulação do MPCC-VTri mostrando a tensão e corrente da fase a do motor destacando a comutação em baixa frequência da tensão de saída.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 56 – Transitório de corrente na partida e reversão de velocidade do motor com MPCC-VTri.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

5.3 SELEÇÃO DO ESTADO DE COMUTAÇÃO DAS CÉLULAS

Nos diagramas de MPCC apresentados, um dos elementos presentes era o bloco que contempla a lógica de seleção de células, recebendo o vetor espacial de tensão do MPCC e aplicando os comandos das células.

Como mencionado nos capítulos anteriores, após um vetor de tensão ótimo ser selecionado, assumindo que a redundância trifásica foi resolvida já na etapa do MPCC, resta ainda a solução das redundâncias internas das fases. Um vetor espacial de tensão \mathbf{v}_s^s , ou o vetor normalizado \mathbf{s}_s^s , pode ser diretamente traduzido no conjunto de níveis das fases, l_{abc} , através das informações armazenadas na lista de vetores espaciais, representada na Tabela 24. O conjunto de níveis das fases deve, então, ser utilizado para determinar os estados de comutação individuais das células.

Nas simulações com o objetivo de avaliar o comportamento dos controladores, usando barramentos DC perfeitos, apenas o nível de fase a ser aplicado na carga é relevante. Na prática, a lógica de seleção das células tem grande influência sobre a operação dos módulos de potência, determinando a frequência efetiva de comutação dos semicondutores, a divisão de potência entre as células, o comportamento térmico durante a operação e a ondulação de tensão do barramento capacitivo.

Neste trabalho, o escopo foi limitado à investigação da viabilidade de aplicação dos métodos de FCS-MPC estudados no controle da corrente do motor de indução acionado pelo inversor CHB. Dessa forma, o algoritmo de seleção das células proposto e implementado tem o objetivo de fornecer uma solução simples para o problema, que tenha a eficácia necessária para viabilizar os testes, e que possa ser expandida posteriormente.

Algumas premissas sobre o sistema foram estabelecidas para definir a lógica de seleção das células, entre elas:

- A tensão do barramento capacitivo das células é limitada inferiormente pelo retificadores de 6 pulsos que a alimenta.
- O acionamento deve ser planejado para que a máquina elétrica opere no modo motor, não havendo absorção de energia da carga, apenas em transitórios.
- As células devem comutar em baixa frequência, evitando troca de comandos desnecessários dos semicondutores.
- A potência entregue pelas células à carga deve ser distribuída entre as células de forma igualitária.

A partir dos pontos acima é possível determinar que não haverá lógica de balanceamento da tensão dos barramentos CC entre as células de uma fase, sendo ela imposta pela fonte. Dessa forma, é estabelecida a restrição de que não é permitida a aplicação de tensão de saída com sinais

diferentes às células de uma mesma fase. Ou a tensão de saída das células da fase i é nula, ou tem o mesmo sinal do nível l_i comandado para a fase.

Para organizar a forma como as células são comandadas, duas listas de células são utilizadas, uma de células ativas e outra de células inativas. Essas listas são operadas como filas, com uma lógica do tipo *first in, first out* (FIFO). Na lógica FIFO, os elementos armazenados são removidos pelo lado identificado como cabeça, e inseridos na outra, chamada de cauda. As células chamadas de ativas são aquelas cuja tensão de saída é $+v_{dc}$ ou $-v_{dc}$, enquanto as células inativas são aquelas cuja tensão de saída é 0 V .

Baseado nas premissas estabelecidas anteriormente, a lógica implementada para seleção do estado de comutação das células de uma fase i segue o algoritmo descrito abaixo:

- a. Calcular $l_{\text{diff}} = |l_{i,k}| - |l_{i,k-1}|$.
- b. Se $l_{\text{diff}} > 0$: remover l_{diff} células da lista de células inativas e adicionar na lista de células ativas.
- c. Se $l_{\text{diff}} < 0$: remover l_{diff} células da lista de células ativas e adicionar na lista de células inativas.
- d. Definir o comando das células na lista de células inativas para zero ($v_{o,ij} = 0$).
- e. Se $l_{i,k} > 0$: definir o comando das células na lista de células ativas para que $v_{o,ij} = +v_{dc}$.
- f. Se $l_{i,k} < 0$: definir o comando das células na lista de células ativas para que $v_{o,ij} = -v_{dc}$.

Cada célula de potência recebe o comando a ser executado e resolve a sua própria redundância interna do estado nulo, alternando entre as duas combinações disponíveis para tensão nula, comutando apenas um braço de fase por troca de estado.

O comportamento do módulo de seleção das células é o mesmo para todos os métodos de MPCC apresentados. O módulo de seleção das células recebe as informações do vetor de tensão espacial e executa o algoritmo de forma independente para cada uma das fases.

Na lógica acima, as células são separadas entre ativas e inativas e todas as células ativas são comandadas para impor a tensão com o sinal do nível comandado para a fase. A operação das listas pela lógica FIFO faz com que a célula que permaneceu mais tempo em um estado troque de estado quando for alterado o nível da fase. Essa lógica mantém a frequência de comutação baixa e funciona como um meio simples de distribuição de carga entre as células. A operação do algoritmo de seleção das células é exemplificada pela Figura 57.

O módulo de seleção das células opera da mesma forma para todos os métodos de MPCC abordados neste trabalho. A capacidade do algoritmo de atender aos requisitos de baixa frequência de comutação dos semicondutores e de distribuição de potência entre as células pode ser avaliada através de simulação computacional.

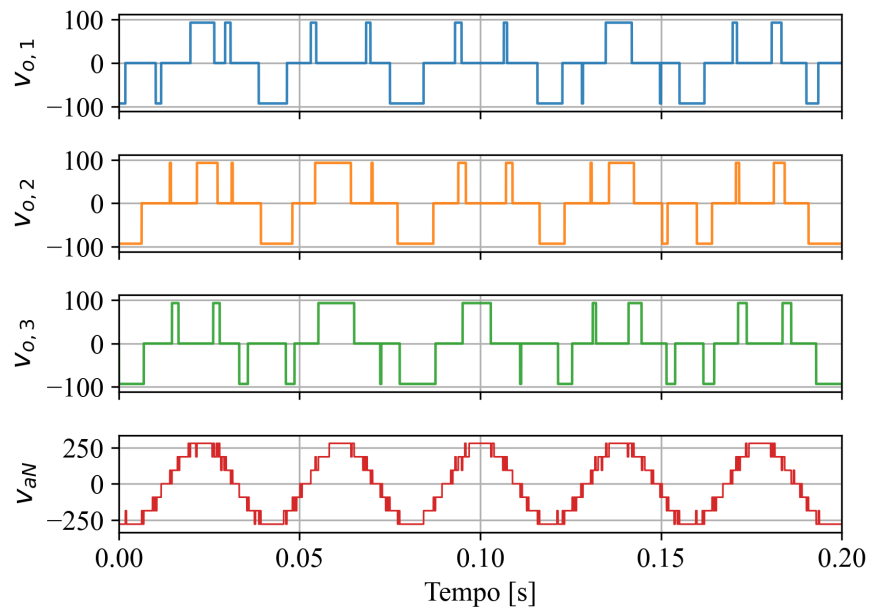
5.3.1 Resultados de simulação da seleção das células

Para ilustrar o seu comportamento, foi selecionada a operação com o MPCC-Vtri. A simulação foi feita utilizando o software PSIM e todos os parâmetros são os mesmos usados na avaliação em simulação do MPCC-VTri, apresentada na seção anterior.

A Figura 58 e Figura 59 mostram a comutação de três células diferentes da fase *a* e a tensão total da fase em duas velocidades diferentes, 750 *rpm* e 1500 *rpm*, respectivamente. Para a operação em 750 *rpm*, com frequência fundamental média da tensão de saída de 25,82 *Hz*, ao longo de 3 *s* de operação houve entre 524 e 526 trocas de estado da tensão de saída em cada uma das células da fase, o que representa uma frequência de chaveamento média dos semicondutores de 131,25 *Hz*. Operando em 1500 *rpm*, com frequência fundamental média da tensão de saída de 50,84 *Hz*, ao longo de 3 *s* de operação houve entre 755 e 757 trocas de estado da tensão de saída em cada uma das células da fase, o que representa uma frequência de chaveamento média dos semicondutores de 189,25 *Hz*. Em relação ao FOC com PSPWM apresentado nos capítulos anteriores, com frequência de comutação fixa de 1 *kHz* dos semicondutores, os valores verificados em simulação representam uma redução de 86,88 % e 81,08 %, para os pontos de 750 *rpm* e 1500 *rpm*, respectivamente, entregando performance dinâmica similar.

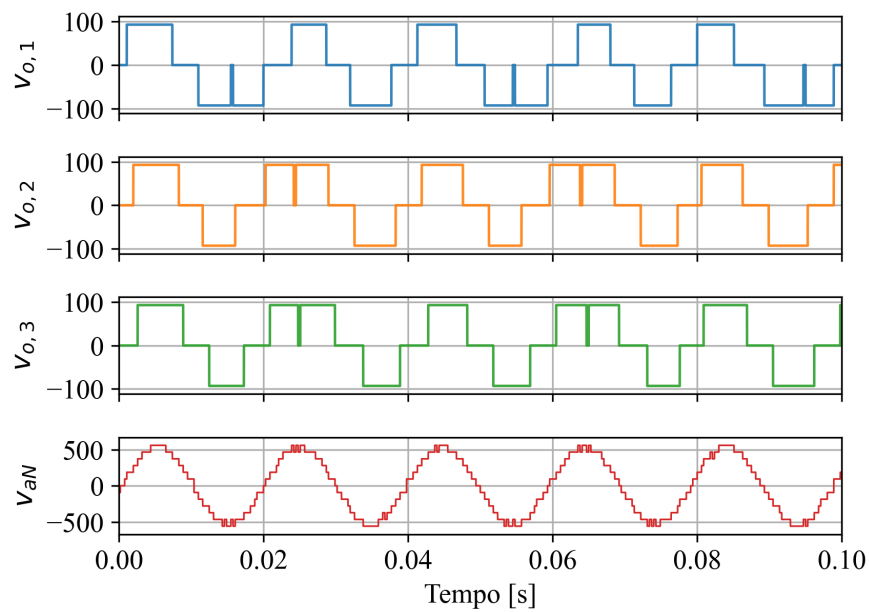
A Figura 60 mostra a tensão e a potência filtrada das células de 1 até 3, seguida de uma comparação da potência filtrada de todas as 6 células da fase *a*, os valores são exibidos em P.U. para simplificar a visualização. A potência instantânea referida na Figura 60 é calculada como $p_{o,ij} = v_{o,ij}i_{ij}$, e $\overline{p_{o,ij}}$ denota o seu valor, que representa a potência ativa instantânea. Os dados exibidos na imagem mostram que, em regime permanente, com carga nominal, o algoritmo de seleção das células é capaz de manter a potência média entregue pelas células balanceada. O erro entre uma célula e o valor médio entre as células se mantém dentro de uma faixa de 15 % do valor nominal de potência ao longo da operação.

Figura 58 – Tensão dos terminais de saída das três primeiras células da fase a e tensão de fase v_{aN} em 750 rpm com carga de 120 Nm.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 59 – Tensão dos terminais de saída das três primeiras células da fase a e tensão de fase v_{aN} em 1500 rpm com carga de 120 Nm.

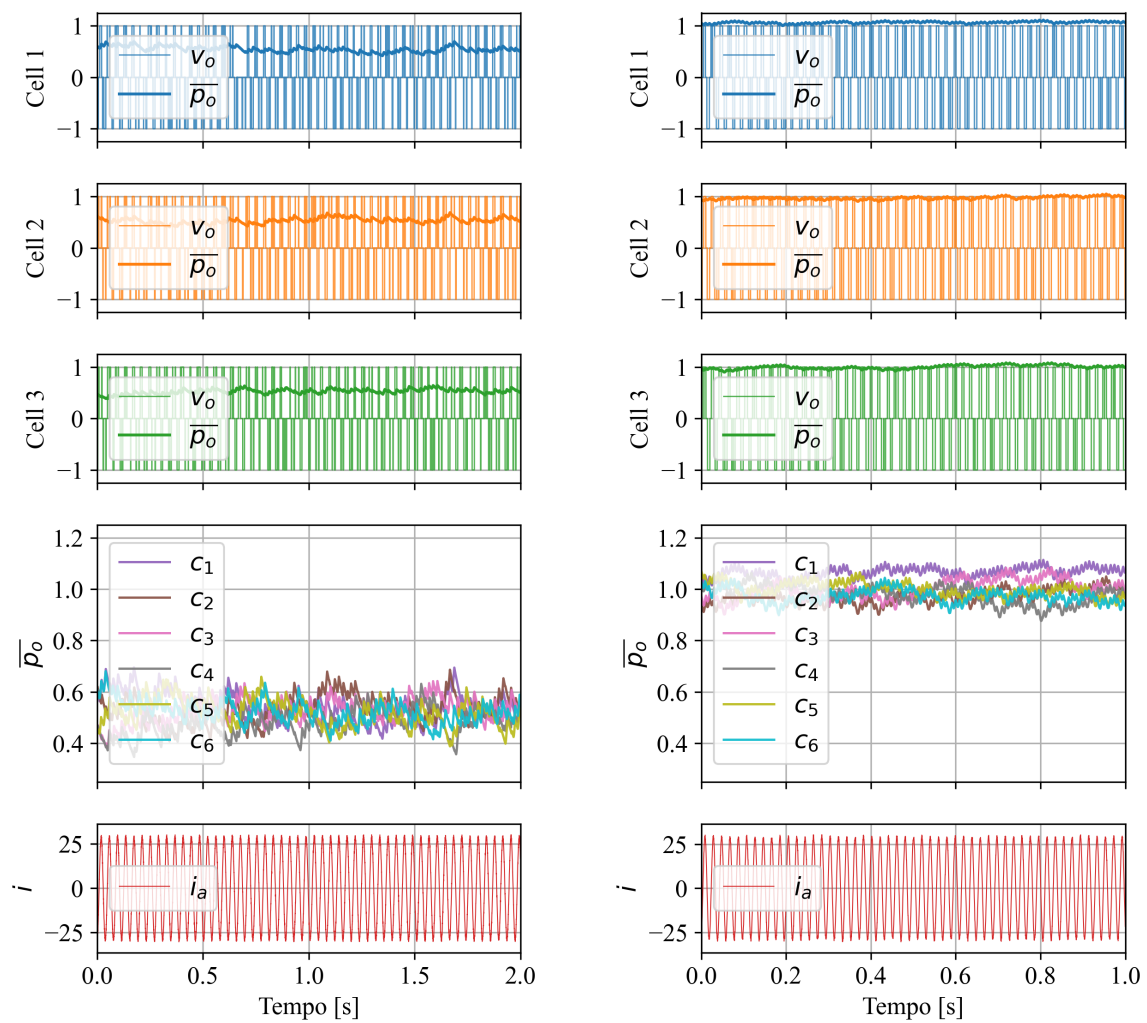


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 60 – Tensão e potência filtrada das três primeiras células, potência filtrada das células da fase *a* e corrente de fase, com 120 *Nm* de carga no eixo do motor.

(a) 750 *rpm*.

(b) 1500 *rpm*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

5.4 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Neste capítulo foram apresentados dois métodos de MPCC alternativos, baseados em variações do FCS-MPC convencional, focados em atender os requisitos da aplicação do controlador preditivo com conjunto finito de estados no inversor CHB. O funcionamento de ambos os métodos foi explicado e resultados de simulação, substituindo o MPCC-Conv pelos métodos modificados, foram apresentados. Os resultados demonstram a capacidade dos métodos de manter o controle das correntes ao longo dos pontos de operação do motor de indução, trazendo características distintas aos resultados. Ao final do capítulo foi apresentado um método simplificado de seleção das células em operação baseado em filas. A avaliação em simulação mostra que o método consegue manter a baixa frequência de comutação dos semicondutores e o equilíbrio da potência entre as células de forma satisfatória para avaliações experimentais.

O primeiro método, MPCC-Adj, resolve o problema do custo computacional associado à otimização em tempo real do FCS-MPC convencional pela utilização de um subconjunto de vetores em detrimento do conjunto completo. O subconjunto é composto pelo vetor aplicado no ciclo atual de controle e pelos vetores mais próximos a este. Na proposta original de Cortés et al. (2010) são utilizados subconjuntos de 7 vetores, de forma que o custo computacional da otimização é similar ao do inversor de 2 níveis. Neste trabalho, são utilizados subconjuntos de 19 vetores, correspondentes ao central e às duas camadas hexagonais ao seu redor. Com esse conjunto de 19 vetores, o custo computacional do FCS-MPC é similar ao conversor CHB com $C = 1$, apesar de estar sendo utilizado um CHB de $C = 6$. O conjunto de 19 vetores foi selecionado para aproveitar os benefícios de um subconjunto maior, associado à convergência mais rápida para o ótimo global, e por se encaixar no tempo de amostragem de $300 \mu s$ definido anteriormente. Os resultados do MPCC-Adj mostram que o método é capaz de regular as correntes de forma adequada, apesar de uma resposta dinâmica levemente pior que a do método tradicional em relação ao tempo de acomodação, sobressinal das correntes na resposta ao degrau e perturbação da corrente de eixo direto na resposta da corrente do eixo de quadratura.

O segundo método, o MPCC-VTri, usa uma elaboração alternativa ao FCS-MPC convencional, proposta por Kim et al. (2017), que busca reduzir o custo computacional e manter a performance dinâmica do MPCC-Conv. Para tal, o modelo de predição é modificado para decidir um vetor de tensão de referência ótimo em função da referência das correntes. Essa referência de tensão ótima é tratada e utilizada para definir a região triangular do mapa de vetores espaciais que possui os três vetores de tensão mais próximos ao ótimo. Uma função custo de tensão é aplicada aos vértices da região triangular para selecionar a ação de controle ótima dentro do conjunto finito de estados de comutação. Foram detalhadas todas as etapas modificadas para o MPCC-VTri, e um método alternativo para seleção da região triangular foi utilizado. Resultados de simulação, aplicando o controlador MPCC-VTri no mesmo sistema e pontos de operação dos métodos anteriores, mostram a eficácia do método na regulação da corrente do motor de indução, apresentando performance idêntica à do MPCC-Conv. A performance idêntica do MPCC-Conv

e MPCC-VTri mostra que, sob condições ideais, os dois são capazes de selecionar a ação de controle ótima, mesmo com o tempo de computação reduzido do MPCC-VTri quando aplicado no CHB.

6 RESULTADOS EXPERIMENTAIS DO MPCC APLICADO AO MOTOR DE INDUÇÃO ACIONADO PELO CHB

Este capítulo apresenta as características da implementação prática e os resultados experimentais obtidos para os métodos estudados. A primeira parte do capítulo descreve características da implementação e do sistema eletrônico de controle do inversor, apresenta o protótipo do inversor CHB e descreve o sistema de testes utilizado. Na segunda parte, são apresentados e discutidos os resultados experimentais obtidos.

6.1 CARACTERÍSTICAS DA IMPLEMENTAÇÃO PRÁTICA

Nesta seção são abordados alguns detalhes da implementação prática do inversor, apresentando uma visão geral da implementação computacional, do sistema de controle embarcado no protótipo usado para experimentações, o protótipo e o sistema de testes.

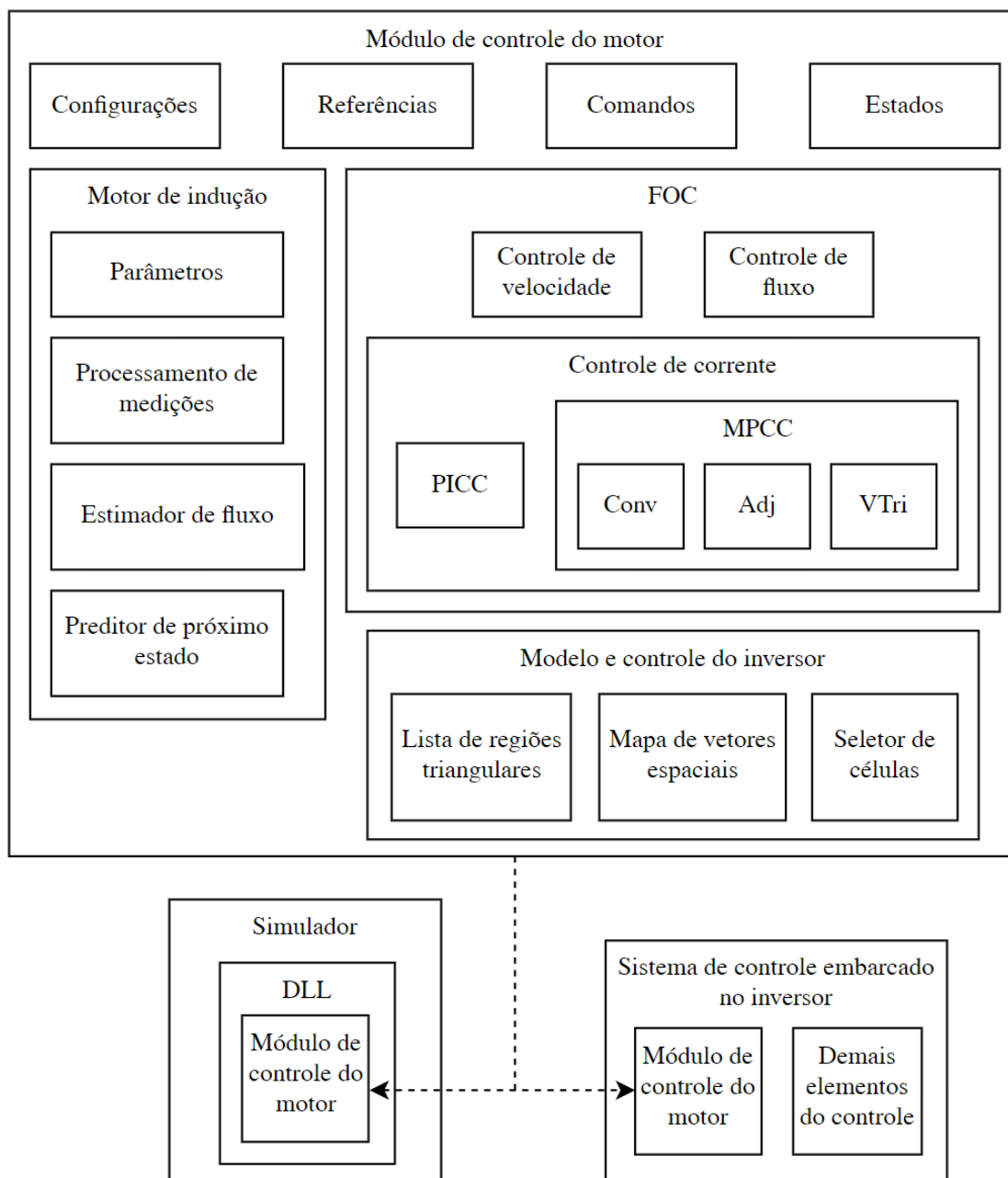
6.1.1 Implementação do controle

Todos os métodos de controle abordados neste trabalho foram implementados para avaliação em simulação e experimentação. A Figura 61 mostra uma disposição geral dos módulos e submódulos implementados. O bloco denominado módulo de controle do inversor agrupa todos os sistemas implementados, necessários para aplicar as leis de controle, realizar medições, configurações, aplicar comandos e monitorar estados. A implementação foi feita em linguagem de programação C e a organização visa facilitar o trânsito entre a simulação e o sistema de controle eletrônico do inversor.

Dentro do módulo de controle do motor, o bloco do motor de indução agrega todas as informações relacionadas ao motor de indução e sub-rotinas que não dependem dos outros módulos. Este subconjunto recebe os parâmetros do motor que são utilizados como base para as medições e parâmetros para estimadores e preditores. Todas as medições relacionadas ao motor chegam neste módulo, principalmente a corrente das fases e a velocidade do motor, onde passam por transformações de sistema de referência, adequação de bases, filtros e outros tratamentos que sejam necessários. O estimador de fluxo usa os parâmetros e medições do motor para determinar o valor do fluxo rotórico ao longo do funcionamento. O preditor de próximo estado agrega as rotinas de predição de corrente ou tensão que também são baseadas em parâmetros e medições do motor.

Outro submódulo do controle do motor, o FOC agrega todos os controladores envolvidos no controle orientado com o campo do motor. O controle de velocidade e de fluxo são utilizados em qualquer modo de controle de corrente. O módulo de controle de corrente permite a operação com reguladores lineares do tipo PI, através do submódulo PICC, ou com o controle preditivo de corrente do módulo MPCC, que pode fazer uso da estratégia convencional, de vetores adjacentes ou de regiões triangulares do vetor de tensão.

Figura 61 – Organização geral dos módulos de controle implementados.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

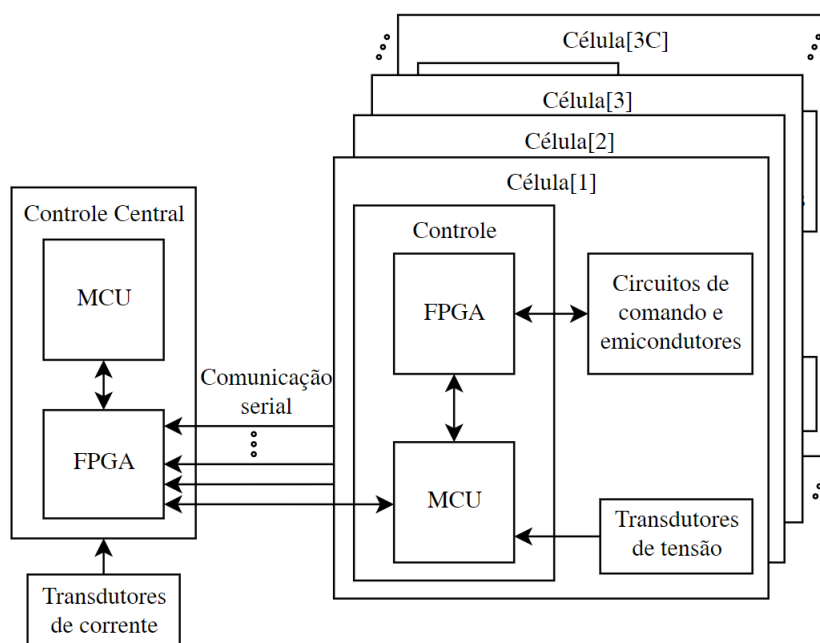
O controle do inversor é o submódulo que contempla as informações relacionadas ao inversor e necessárias para executar as leis de controle, além do gerenciamento de estado das células. O mapa de vetores espaciais contém a tabela de todos os vetores de tensão possíveis para o inversor, seus estados redundantes, informações pré-processadas de amplitude, posição angular, senos e cossenos, lista de vetores mais próximos e outras informações que auxiliam todos os métodos de MPCC. A lista de regiões triangulares contém todas as informações e sub-rotinas necessárias para determinar a posição de um vetor espacial de tensão dentro de uma das regiões triangulares do mapa de vetores espaciais. O seletor de célula implementa a lógica de seleção de estado de comutação das células de potência.

Para simulação, uma aplicação auxiliar foi implementada, que engloba módulo de controle do motor e uma interface para comando e monitoramento, permitindo a geração de uma biblioteca dinâmica chamada pelo simulador nos passos de amostragem da simulação. No sistema de controle do inversor, o módulo de controle do inversor é embarcado junto dos demais subsistemas de controle e gerenciamento, interagindo com o restante do conjunto através de interfaces de configuração, comando e monitoramento.

6.1.2 Sistema de controle embarcado

Os testes experimentais dos métodos MPCC apresentados neste trabalho foram realizados em um protótipo de conversor CHB já existente, cujo software embarcado foi adaptado para comportar o MPCC. O hardware do sistema de controle do protótipo do inversor CHB é composto por múltiplos cartões eletrônicos interconectados, responsáveis por controlar e monitorar diferentes partes do sistema. A Figura 62 ilustra os principais pontos do sistema de controle relacionados com os métodos abordados no trabalho. O sistema de controle central é responsável por realizar as rotinas de medições, proteção e controle, tanto do motor quanto de outros subsistemas. O controle local das células de potência é responsável por executar os comandos recebidos do controle central e realimentá-lo com as medições e estados da célula. A comunicação entre os controles locais das células e o controle central é realizada via canais de comunicação serial.

Figura 62 – Principais elementos do sistema eletrônico de controle do inversor CHB.



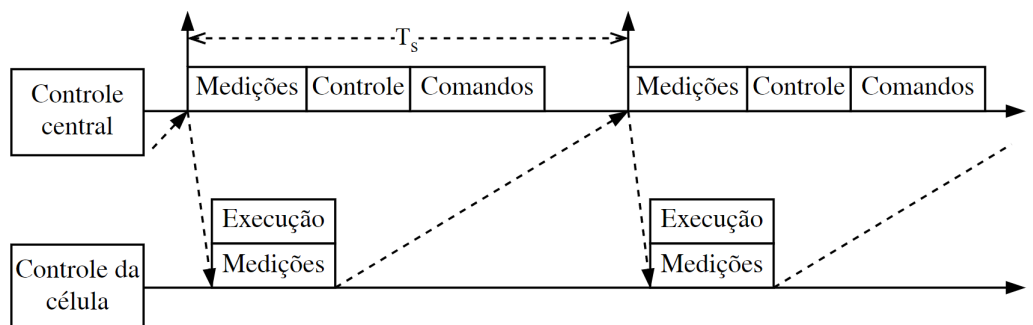
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O módulo de controle do motor é embarcado no projeto de software do microcontrolador do controle central, sendo esse o principal elemento do sistema quanto à execução das rotinas de controle. Neste microcontrolador, as rotinas de controle são executadas por um processador Arm

Cortex-A9, operando com clock de 400 MHz, oferecendo capacidade computacional suficiente para a execução dos métodos de controle abordados neste trabalho.

Nos capítulos anteriores, foi definido um tempo de amostragem de $300 \mu s$ para os métodos de MPCC estudados e tal limitação foi associada às características da implementação prática. A principal razão para a escolha deste tempo de amostragem vem da estrutura de comando e monitoramento das células de potência, ilustrada na Figura 63.

Figura 63 – Sequência de troca de informações entre controle central e controle das células.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

A cada ciclo de controle, os comandos gerados para as células precisam ser processados e transmitidos através de canais de comunicação serial. Os dados são recebidos pelas células e processados, os comandos são aplicados, a célula realiza suas medições e rotinas de proteção e responde ao controle central com as informações pertinentes. Tal estrutura de comando está associada a um sistema complexo de comunicação, com múltiplos canais, envolvendo FPGAs e microcontrolador realizando diferentes tarefas de processamento dos dados. Neste tipo de sistema, a carga computacional relacionada à frequência de amostragem não vem só do custo computacional das leis de controle, mas também pelo fardo imposto aos dispositivos lógicos pelo comando e monitoramento dos módulos de potência e outras partes do sistema.

A Tabela 13 apresenta os tempos medidos no sistema embarcado do inversor para execução dos algoritmos de controle abordados ao longo do trabalho, considerando um inversor CHB de 6 células por fase.

Tabela 13 – Tempo de execução dos algoritmos de controle no sistema embarcado.

Método	Vetores avaliados	Tempo medido
PI e Modulador	-	$12,9 \mu s$
MPCC-Conv	469	$207,2 \mu s$
MPCC-Adj	19	$18,1 \mu s$
MPCC-VTri	3	$15,2 \mu s$

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

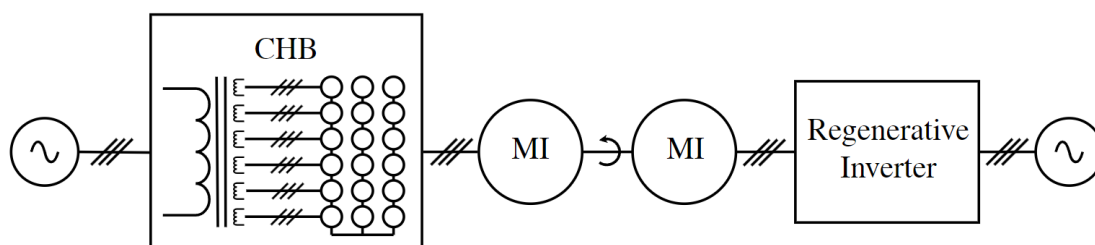
O tempo de amostragem de $300 \mu s$ viabiliza a execução dos algoritmos de controle, em conjunto com as demais atividades realizadas pelo sistema embarcado, ao longo de um ciclo,

que ocupam aproximadamente $250 \mu s$. O tempo de computação do MPCC-Conv é mais de dez vezes o tempo dos demais, de forma que é inviável a sua execução no período de amostragem definido. A carga computacional MPCC-Conv é proporcional ao tamanho do conjunto de vetores espaciais do inversor, enquanto o MPCC-Adj e MPCC-VTri avaliam sempre a mesma quantidade de vetores, mantendo o tempo de computação para diferentes combinações de células.

6.1.3 Sistema de testes e protótipo

O sistema de testes utilizado compreende o inversor CHB, o motor de indução sendo controlado pelo CHB e um dinamômetro para aplicação de carga. O dinamômetro é composto por um segundo motor de indução acionado por um inversor regenerativo. A Figura 64 mostra uma ilustração do sistema de testes descrito.

Figura 64 – Sistema experimental de testes com dinamômetro motor.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

O protótipo do inversor CHB foi construído para ser uma representação em escala de 1:10 de um inversor CHB de média tensão. O protótipo é composto por 18 células de potência, conectadas de forma a formar um inversor CHB trifásico com 6 células em série por fase. As células de potência têm retificadores trifásicos e são alimentadas por secundários isolados de um transformador defasador. Na Figura 65 é mostrado o protótipo, montado dentro de um painel, com a coluna da esquerda contendo as células de potência e o transformador defasador, e na coluna da direita o sistema de controle e os dispositivos auxiliares de comando do painel. A conexão entre as células e o sistema de controle central é realizada via pares de fibras ópticas.

A Tabela 14 mostra as principais características e dados nominais do protótipo. A tensão nominal de saída $V_{inv,n}$ está associada à tensão que o inversor consegue entregar ao motor em função do arranjo de células e dos limites de operação estabelecidos para o PWM. Apesar de o MPCC impor limitações para a tensão de saída diferentes do PWM, o transformador que alimenta o inversor é projetado considerando a tensão e a corrente nominais de saída.

Na Figura 66 são apresentados os motores de indução utilizados nos testes, o da esquerda acionado pelo inversor CHB e o da direita faz parte do conjunto dinamômetro. O motor utilizado nos testes é o mesmo descrito na Tabela 1, os dados de placa são tensão de 760 V, corrente de 22,5 A e potência de 22 kW em 1770 rpm. Apesar de o motor ter suas características de operação nominal em 60Hz, devido à tensão nominal menor do inversor, optou-se por operar o motor a 50Hz na maioria dos testes.

Figura 65 – Protótipo de inversor CHB trifásico.



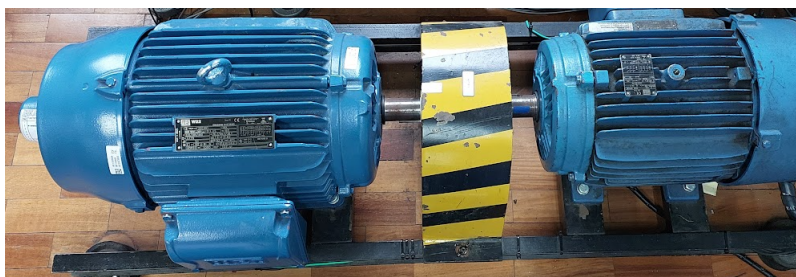
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Tabela 14 – Dados do protótipo de inversor CHB.

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Células por fase	C	6	
Tensão nominal do barramento CC	$V_{dc,n}$	93	V
Tensão nominal de saída	$V_{inv,n}$	690	V
Corrente nominal	$I_{inv,n}$	24	A

Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 66 – Motor de indução trifásico acionado pelo inversor CHB, à esquerda, e motor de carga à direita.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

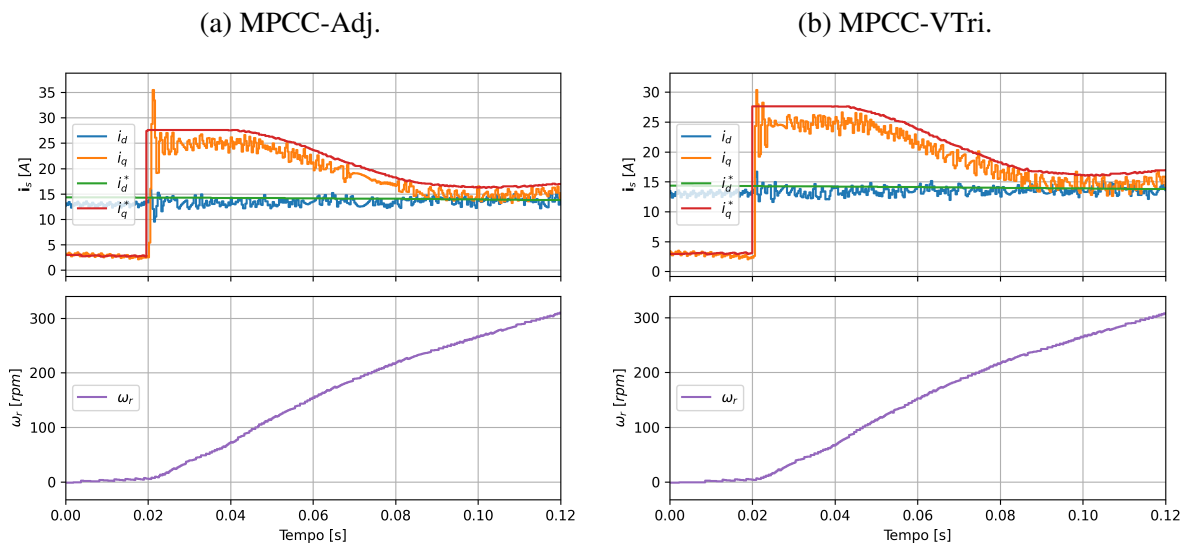
6.2 RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Esta seção apresenta os resultados experimentais obtidos através da utilização do módulo de controle do motor no protótipo do inversor CHB, como apresentado anteriormente. Boa parte dos resultados foi adquirida através do próprio sistema de controle do inversor, sendo os mesmos sinais medidos e calculados em tempo real pelo controle. A outra parcela vem de medições realizadas com osciloscópio, sondas de tensão e de corrente. Sinais de controle, como corrente do sistema de referência giratório dq ou velocidade do motor, exibidos junto com medições feitas com sondas de corrente ou tensão, são adquiridos através de um conversor digital para analógico presente no cartão eletrônico do controle central, que é utilizado para externalizar em tempo real sinais de controle.

Os primeiros resultados mostram a resposta do sistema ao degrau na referência de corrente de quadratura. Na Figura 67 temos dados adquiridos através do sistema de controle, mostrando um degrau na referência de corrente de quadratura no início de uma aceleração após uma reversão de velocidade. Ambos os controladores preditivos, MPCC-Adj e MPCC-VTri, são capazes de seguir a referência da corrente de quadratura, mantendo a corrente de eixo direto controlada no processo. O sobressinal na resposta é de 26,7 % para o MPCC-Adj e 9,9 % no MPCC-VTri. Em ambos os casos, um erro de aproximadamente 6 % do valor nominal é verificado ao longo da etapa inicial da aceleração, compreendida na figura.

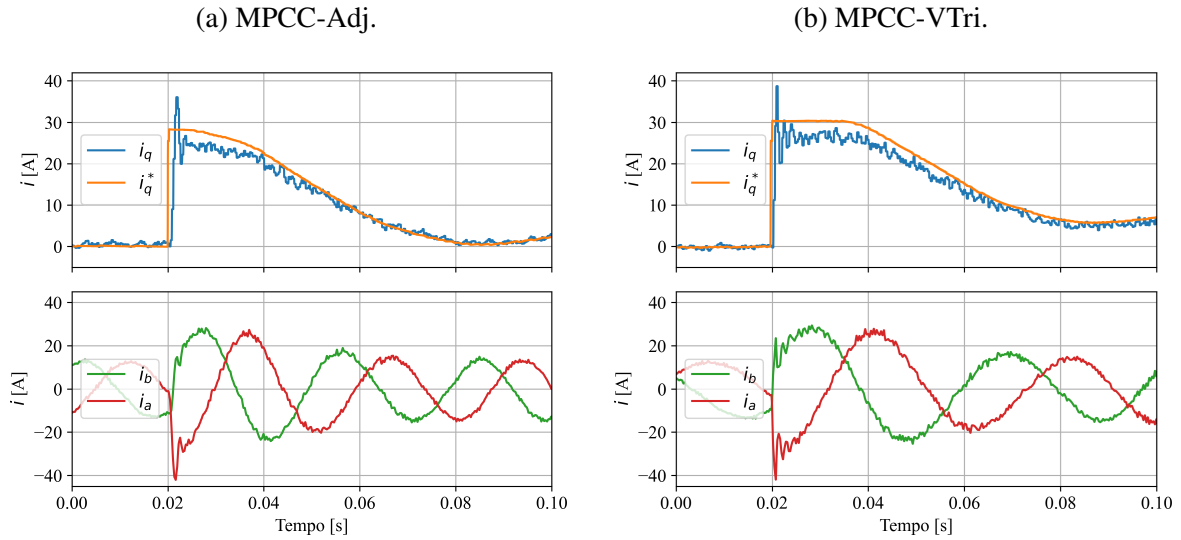
O mesmo tipo de degrau na corrente de quadratura da Figura 67, pode ser observado na Figura 68, mas desta vez os sinais são medidos no osciloscópio para inspeção das correntes instantâneas de fase. É possível notar a variação rápida na trajetória das correntes de fase, característica da resposta dinâmica no MPCC. A Figura 69 mostra a mesma resposta em uma

Figura 67 – Degrau de corrente na aceleração.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 68 – Degrau de corrente na aceleração, mostrando as correntes de fase.



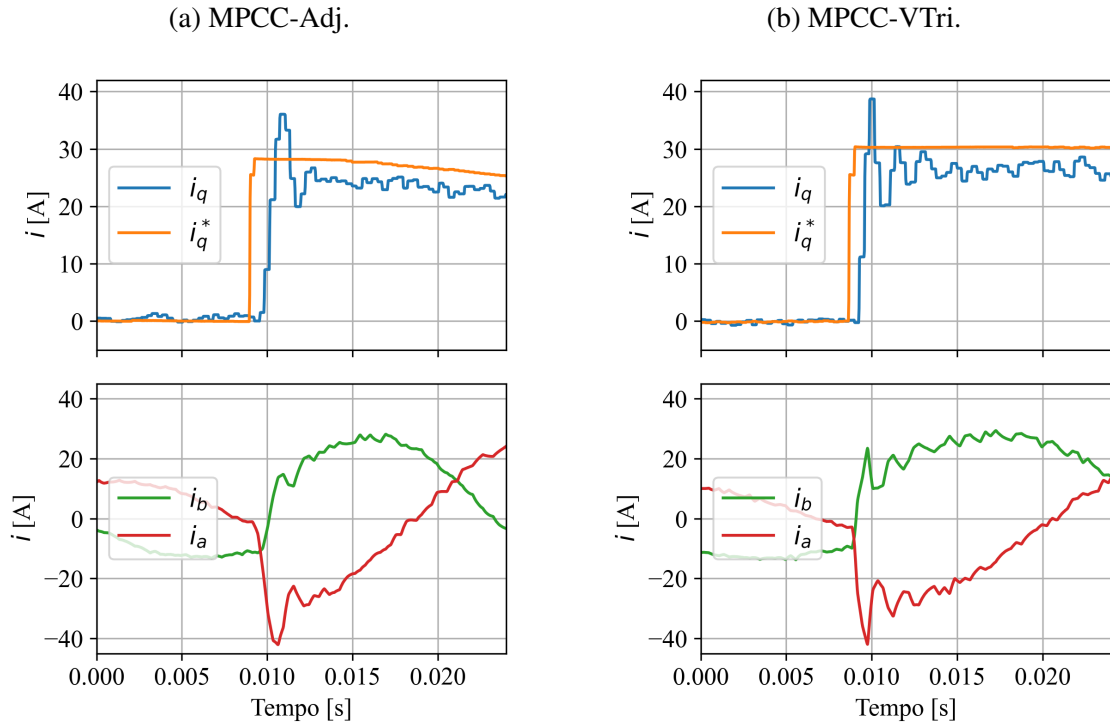
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

janela de 24 ms , sendo possível observar que o MPCC-Adj atinge o valor da referência de corrente em aproximadamente $4T_s$, ou $1200 \mu s$, e o MPCC-VTri em aproximadamente $3T_s$, ou $900 \mu s$.

A resposta do sistema à aplicação de torque no eixo do motor pode ser observada na Figura 70, a entrada em rampa e saída mais abrupta de carga, assim como o nível de torque aplicado, são características do dinamômetro. Com o motor em velocidade de $1500rpm$, são aplicados aproximadamente $85 Nm$ de carga. Tanto para o MPCC-Adj quanto para o MPCC-VTri, o afundamento observado na velocidade é de aproximadamente 1 %, e o controlador preditivo é capaz de seguir a referência das correntes ao longo da entrada da carga. A liberação de carga, ao contrário da entrada, é em degrau, causando uma variação positiva de aproximadamente 4 % na velocidade. Na resposta à liberação da carga, o controlador preditivo acompanha a referência de corrente, mas o erro entre a referência e o valor da corrente medida aumenta, chegando a aproximadamente 10 % do valor nominal quando a corrente de quadratura está no seu valor mínimo de $-4 A$. O erro na corrente durante a recuperação da liberação de carga diminui gradualmente ao longo dos 450 ms para que a velocidade volte para 99 % da referência.

A Figura 70 mostra ainda uma variação do comportamento de erro de regime permanente das correntes de eixo direto e de quadratura ao longo da variação do ponto de operação de torque. Antes da entrada do torque, a corrente de eixo direto mantinha um valor médio aproximadamente 7,3 % abaixo do valor da referência. No ponto de carga máxima, o comportamento se reverte. O valor médio de 12,89 A se mantém na corrente medida, mas agora esse valor está 6 % acima da referência. Esse comportamento indica a variação do erro de predição para diferentes condições de operação, afetando o erro de regime permanente do MPCC no seguimento das correntes. Este erro de regime permanente acaba sendo compensado pela malha externa de regulação de

Figura 69 – Degrau de corrente na aceleração, mostrando as correntes de fase, com foco no instante do degrau.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

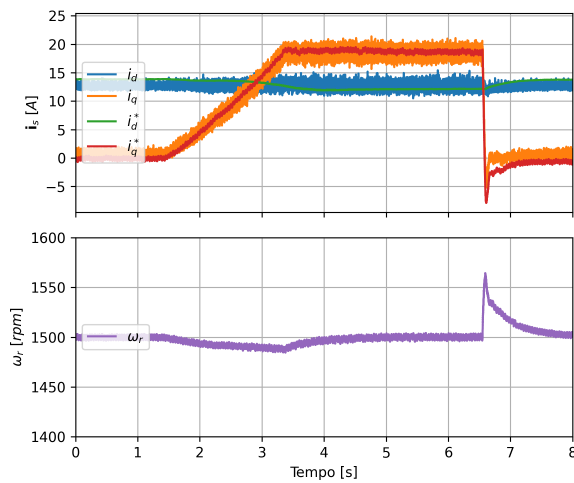
fluxo. No caso da corrente de quadratura, antes da entrada de carga a referência de corrente de eixo direto encontra-se em $-0,1 \text{ A}$ para manter um valor médio medido de $0,8 \text{ A}$, no ponto de carga nominal ambas apresentam valor médio de aproximadamente $18,8 \text{ A}$. Para a corrente de quadratura, a malha externa de velocidade é quem absorve o erro de regime permanente.

A reversão de velocidade do motor, entre -1500 rpm e 1500 rpm é observada na Figura 71. Neste caso, diferente da simulação, durante a desaceleração a referência de velocidade varia em rampa ao longo de 4 s , comportamento necessário para evitar a sobretensão do barramento CC das células de potência, mas na aceleração a referência de velocidade varia em degrau. A diferença na resposta ao degrau entre simulação e corrente é devida a diferenças de ajuste dos reguladores de velocidade, com ganhos menores nos resultados experimentais. A figura mostra novamente um comportamento muito similar para ambos os controladores preditivos, permitindo a regulação da velocidade sem apresentar problemas na passagem por velocidade nula. Uma característica novamente presente neste teste é o erro de regime permanente da corrente de eixo direto, que chega aos 20% em relação ao valor de referência, novamente compensado pela malha externa que mantém o fluxo constante.

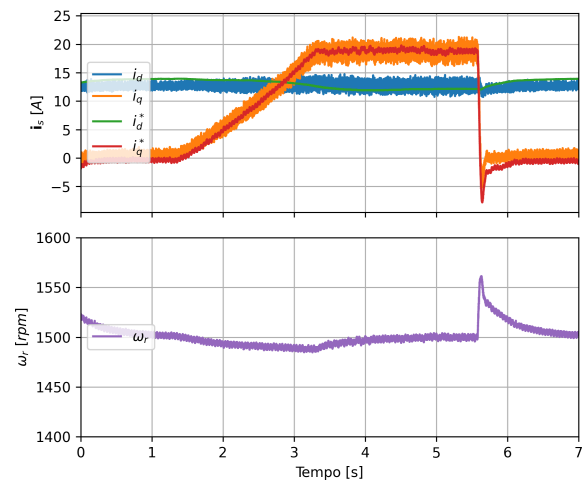
Na Figura 72 temos uma visualização da resposta do sistema na reversão de velocidade com as correntes de fase medidas no osciloscópio. Aqui a reversão de velocidade é mostrada em sentidos diferentes para o MPCC-Adj e para o MPCC-VTri, permitindo observar a capacidade dos controladores preditivos de manter o controle das correntes em ambos os sentidos de giro

Figura 70 – Aplicação de carga no eixo, aproximadamente $85Nm$, com o motor a 1500 rpm .

(a) MPCC-Adj.



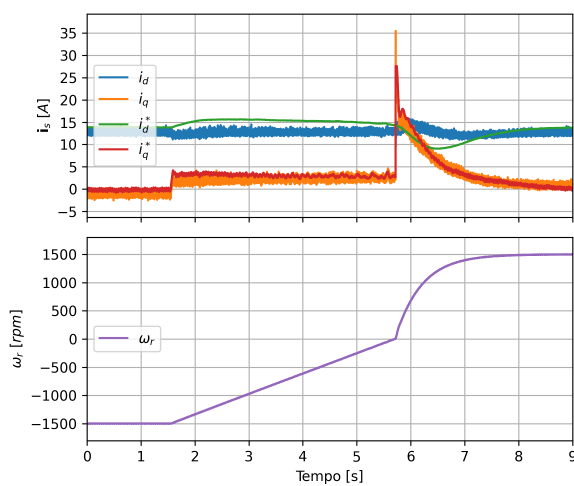
(b) MPCC-VTri.



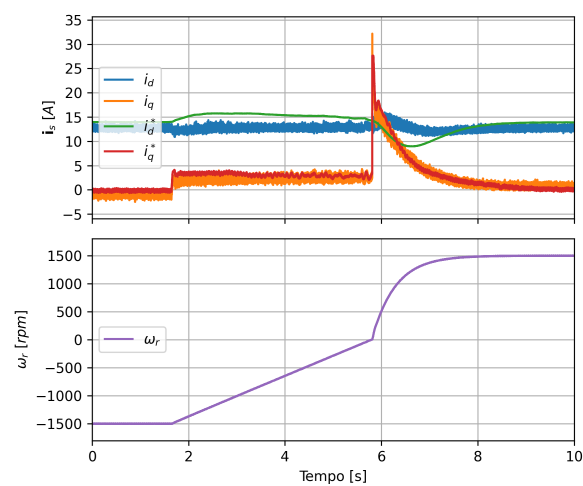
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 71 – Reversão de velocidade, sinais obtidos pelo sistema de controle.

(a) MPCC-Adj.

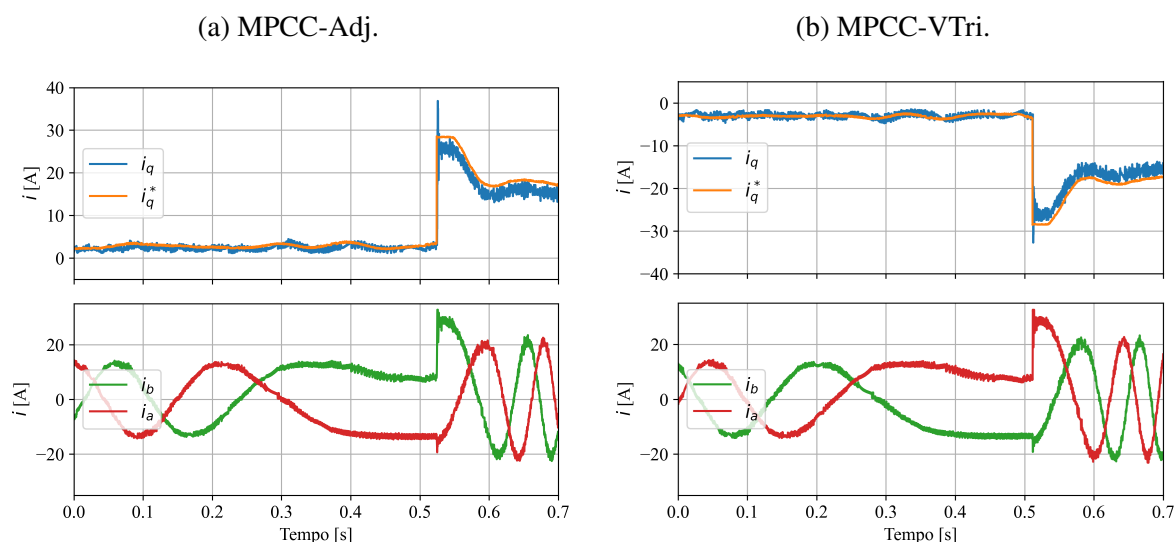


(b) MPCC-VTri.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 72 – Reversão de velocidade, mostrando as correntes de fase.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

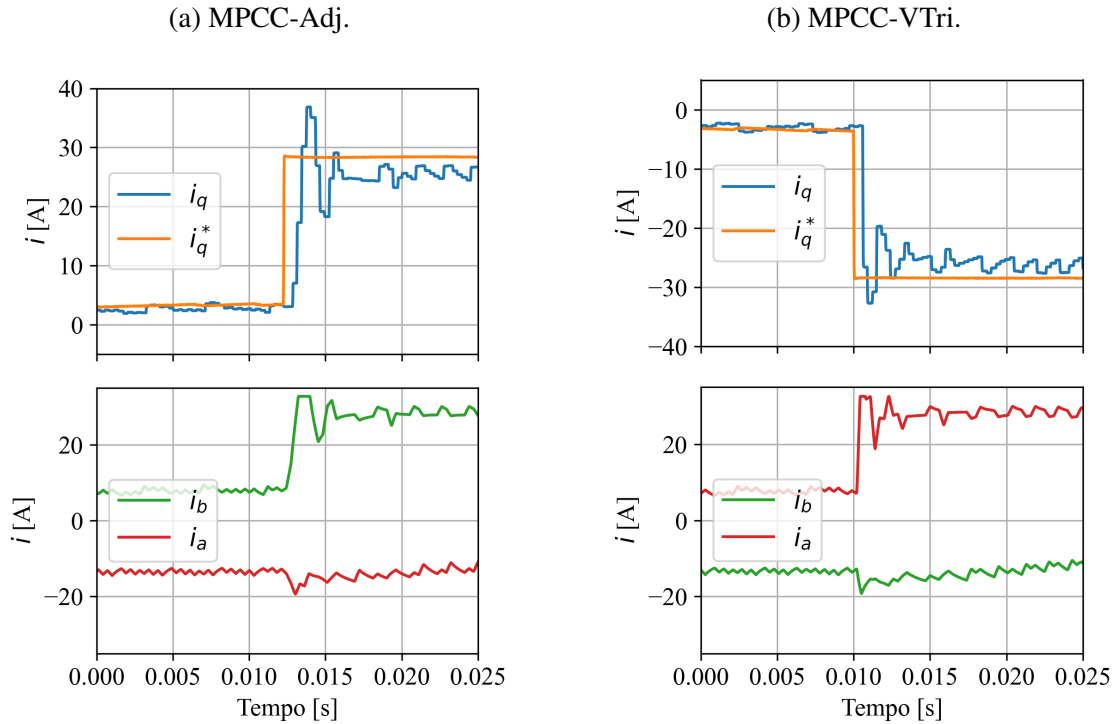
durante a reversão. A Figura 73 foca no degrau da corrente de quadratura no instante em que a velocidade passa por zero, permitindo observar novamente a resposta dinâmica dos esquemas de MPCC.

A Figura 74 apresenta a operação do motor ao longo de duas reversões seguidas, adicionando agora o fluxo estimado pelo controle. Este resultado demonstra que o sistema é capaz de manter o controle do fluxo ao longo da mudança de ponto de operação. As variações do valor de fluxo estimado ficam dentro da faixa de 8% em relação à referência. Pode-se observar que a regulação do fluxo está associada à mudança do valor de referência da corrente de eixo direto em relação ao seu valor médio, reforçando a compensação do erro de regime permanente pelas malhas externas.

As correntes do sistema em regime permanente, com o controlador MPCC-Adj e MPCC-VTri, são apresentadas na Figura 75. No MPCC-Adj, as correntes de fase têm valor eficaz de 15,9 A, apresentando THD de 6,4 %. Para o ponto sem carga do MPCC-Adj, a corrente eficaz é de 9 A, e o THD é de 5,1 %. Para o MPCC-VTri, o valor eficaz da corrente com carga mantém-se em 15,9 A, com THD de 5,2 %. Sem carga, no MPCC-VTri a corrente tem ainda o valor eficaz de 9 A, com THD de 4,7 %.

Para avaliação da tensão de saída e da frequência de comutação resultante das chaves, optou-se pelo ponto de operação de 1800 rpm, onde a frequência efetiva de comutação das células deve ser mais elevada. Para respeitar os limites de carga do transformador que alimenta as células do protótipo, a tensão do motor foi ajustada para um ponto de operação com enfraquecimento de campo. Devido ao resultado similar dos métodos quanto à frequência de comutação eficaz, para esse teste foi avaliado apenas o MPCC-VTri. A Figura 76 mostra a operação com e sem carga do MPCC-VTri em 1800 rpm.

Figura 73 – Degrau de corrente no instante da reversão de velocidade, mostrando as correntes de fase, com foco no instante do degrau.



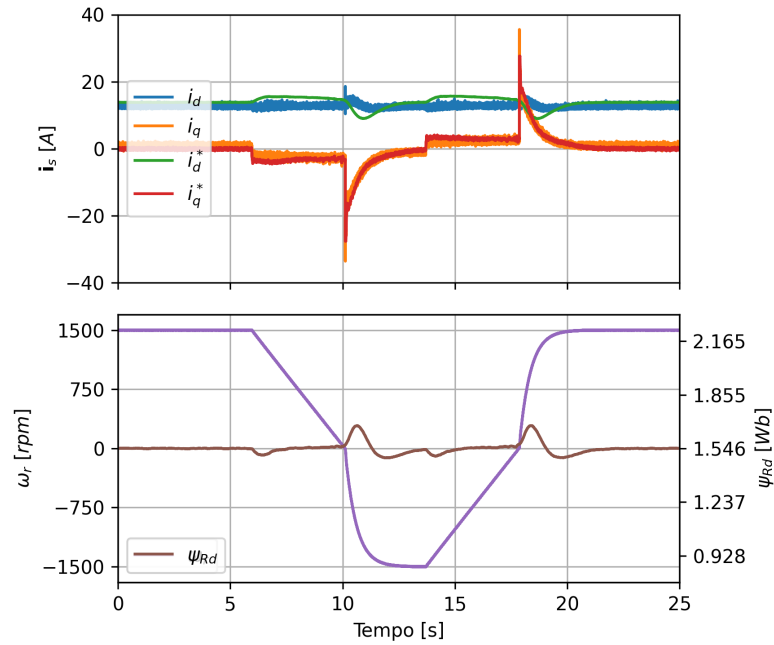
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Na Figura 76a, sem carga no eixo do motor, a tensão eficaz de fase é de 386 V, com THD de 12,86 %. A corrente nesse ponto de operação tinha valor eficaz de 8,21 A, com THD de 7,1 %. A tensão de saída da primeira célula da fase U, $v_{o,a1}$, avaliada ao longo de 200 ms no ponto de operação da Figura 76a, passou por 49 mudanças de estado, equivalente a uma frequência de comutação média dos semicondutores de 61,25 Hz.

Na Figura 76b, onde o motor opera com carga, a tensão eficaz de fase é de 380 V, com THD de 12,37 %. A corrente no ponto de operação com carga tem valor eficaz de 15,57 A e THD de 7,5 %. No ponto de operação da Figura 76b, a tensão de saída da primeira célula da fase a, $v_{o,a1}$, apresentou 51 trocas de estado ao longo de 200 ms, resultando em uma frequência de comutação média dos semicondutores de 63,76 Hz.

A Figura 77 apresenta o comportamento da tensão de fase e da célula, junto da corrente de fase, em uma variação da velocidade de saída entre 1000 rpm e 1200 rpm. No período da imagem houve 34 trocas de estado de comutação, resultando em uma frequência de comutação média das chaves de 42,51 Hz ao longo do período de 200 ms no qual a frequência fundamental variou de aproximadamente 25 Hz para 40 Hz.

Figura 74 – Correntes, velocidade e fluxo do motor ao longo de reversões seguidas de velocidade.

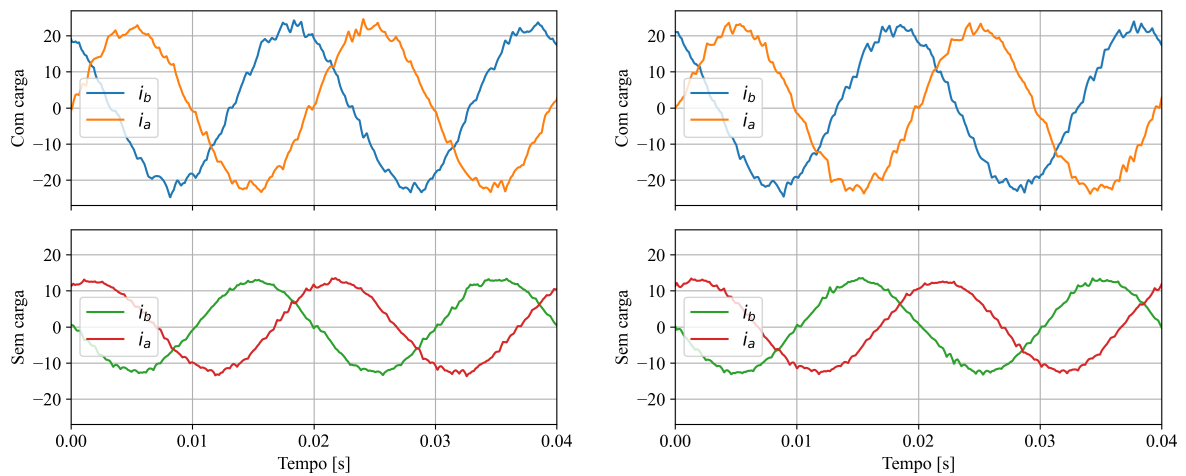


Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 75 – Corrente em regime permanente em 1500 rpm, com carga de 85 Nm e sem carga.

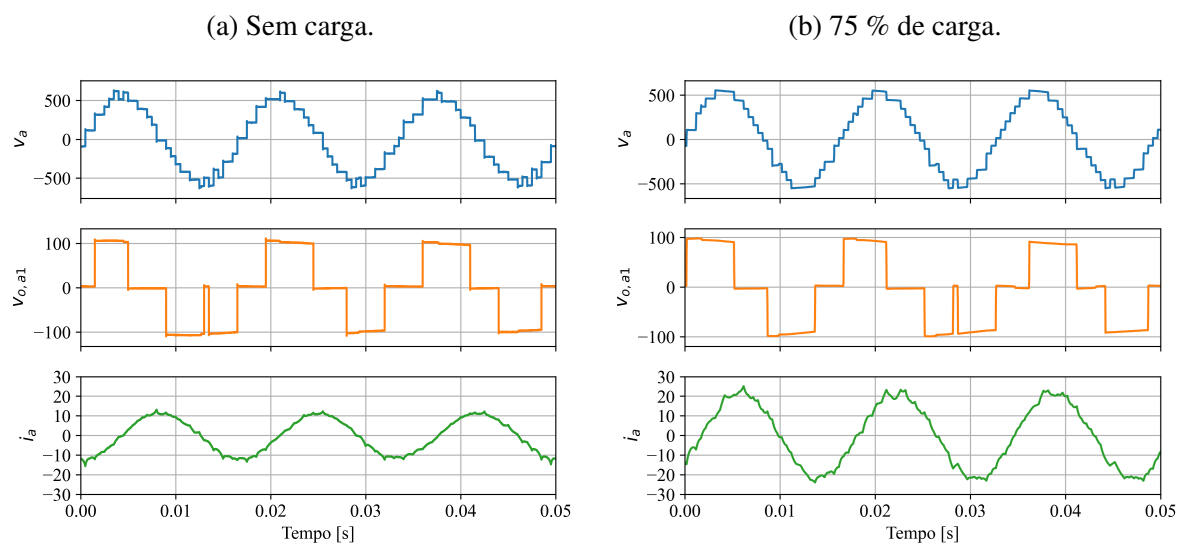
(a) MPCC-Adj.

(b) MPCC-VTri.



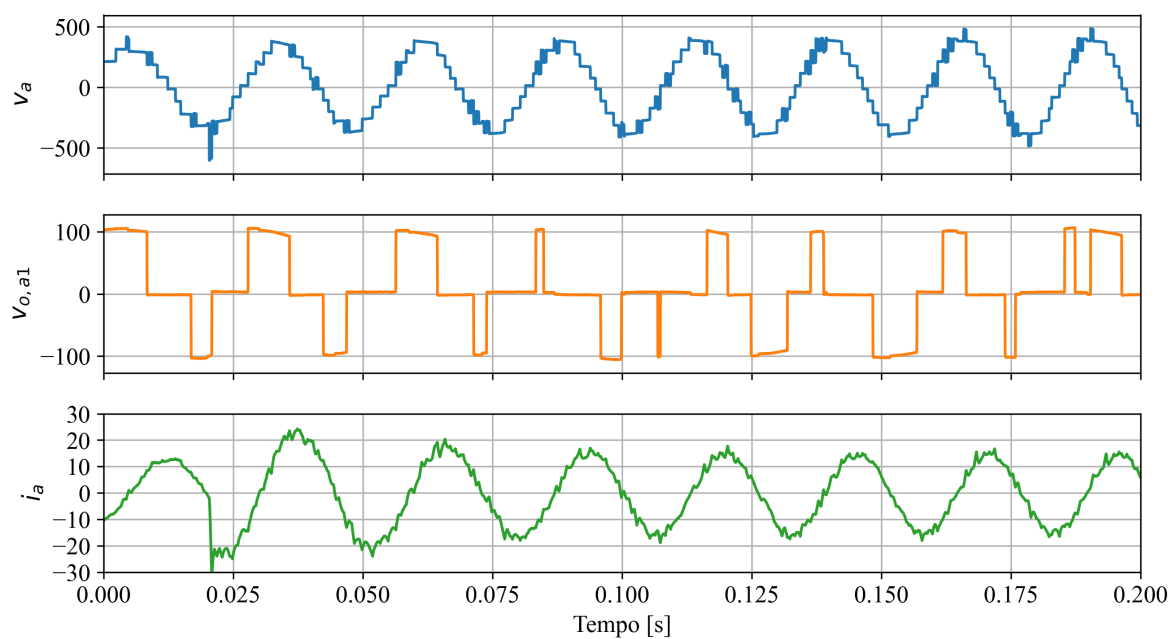
Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 76 – Tensão de fase, tensão da célula e corrente durante operação em 1800 *rpm*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

Figura 77 – Tensão de fase, tensão da célula e corrente durante operação durante a variação de velocidade de 1000 *rpm* para 1200 *rpm*.



Fonte: Elaborado pelo autor (2024).

6.3 SÍNTESE DO CAPÍTULO

Este capítulo apresentou alguns detalhes da implementação prática do controle e do sistema de teste utilizado para validação experimental dos métodos de controle. As informações do sistema computacional embarcado no inversor ajudam a entender as restrições práticas impostas à implementação do método para validação experimental.

Os resultados experimentais mostram diversos pontos de operação avaliados em simulação reproduzidos no sistema real. Pelos dados apresentados, é possível observar que a característica de desempenho dinâmico elevado dos métodos de MPCC avaliados apresenta-se novamente nos resultados experimentais. Junto do desempenho dinâmico, foi possível observar aqui a suscetibilidade dos métodos implementados à variação paramétrica e dinâmicas não modeladas do sistema. O overshoot e ondulação da corrente de quadratura na resposta ao degrau, assim como a variação elevada do erro de regime permanente da corrente de eixo direto, são características que não estavam presentes na simulação com parâmetros e barramentos perfeitos. Algumas características que merecem atenção para permitir a correção dessas imperfeições são os erros paramétricos do motor e dinâmicas do inversor, como a ondulação do barramento CC da célula de potência.

Apesar das não idealidades verificadas, os resultados experimentais mostram a capacidade do sistema de operar com o MPCC-Adj e MPCC-VTri. Em ambos os casos, mesmo com as dificuldades do sistema experimental, os controladores preditivos foram capazes de manter o controle da corrente ao longo dos pontos de operação explorados, incluindo variação de velocidade em degrau ou rampa, reversão de velocidade, aplicação e remoção de torque no eixo.

Outra característica verificada pelos resultados experimentais foi a capacidade do CHB de entregar tensão e corrente com qualidade relativamente alta, mesmo com frequências de comutação extremamente baixas. Certamente, os valores de THD de tensão na operação com PSPWM são mais baixos do que na operação com os métodos de MPCC estudados, mas ao custo de frequências de chaveamento tipicamente dez vezes maiores do que a frequência da fundamental. Aqui, a performance dinâmica verificada, com THD de corrente entre 4,7 % e 7,5 % nos pontos de operação avaliados em regime permanente, vem com frequência de comutação média das chaves na ordem da frequência da componente fundamental da tensão de fase. Este comportamento tem potencial para redução das perdas associadas a comutação em condições que o THD verificado seja tolerável para a carga, viabilizando ainda aplicações com requisitos de performance dinâmica elevada.

7 CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho, foi avaliado o acionamento do motor de indução trifásico pelo inversor CHB, utilizando controle preditivo baseado em modelo com conjunto finito de estados. Duas estratégias de FCS-MPC, modificadas para trabalhar com a quantidade elevada de vetores de tensão do CHB, foram avaliadas e adaptadas para uso no controlador preditivo de corrente baseado em modelo. As estratégias, referidas como MPCC-Adj e MPCC-Vtri, foram verificadas em simulação e experimentação, junto de um algoritmo para seleção do estado de comutação das células de potência com base no vetor espacial de tensão selecionado. O MPCC-Conv, que utiliza o FCS-MPC tradicional, também foi simulado e comparado com o IFOC tradicional acompanhado de modulação PWM, estratégia convencional para acionamentos de motores elétricos de elevado desempenho.

Nas simulações, iniciou-se pela avaliação do MPCC-Conv no CHB, acompanhada de uma comparação do IFOC tradicional, verificando a capacidade do MPCC de entregar desempenho dinâmica elevada, através de uma ação de controle ótima, sem necessidade de uma etapa de projeto de ganhos dos reguladores lineares de corrente ou qualquer problema relacionado à não linearidade da planta. Entre o IFOC com PSPWM e MPCC-Conv fica aparente o compromisso de engenharia relacionado com a qualidade de energia e a frequência de comutação das chaves. Enquanto o IFOC com PSPWM entrega qualidade de energia excelente, beneficiando-se do efeito multiplicativo do PWM nos terminais de saída, distribuição natural de potência entre as células e frequência de comutação fixas, a sua performance dinâmica está limitada pela frequência de amostragem e atraso de transporte relacionados ao PWM. Os controladores MPCC avaliados, por sua vez, trazem performance dinâmica elevada, com ação ótima, sem necessidade de projeto de ganhos de controladores de corrente, ao custo de frequência de comutação variável e necessidade de amostragem em frequência elevada. Porém, no CHB, a existência de uma quantidade elevada de vetores de tensão faz com que a frequência de comutação variável e extremamente baixa não seja tão prejudicial à qualidade de energia do motor, como mais tarde foi verificado.

Apesar da aplicabilidade do MPCC-Conv no CHB, o custo computacional da otimização por busca exaustiva ao longo de todo o conjunto de vetores espaciais inviabiliza a aplicação prática do método. A capacidade dos métodos modificados de FCS-MPC, o dos vetores adjacentes e o das regiões triangulares do vetor de tensão de referência, de resolver o problema de controle com custo computacional reduzido também foi verificada em simulação.

O MPCC-Adj reduz o custo computacional a uma fração do original, de acordo com o tamanho do subconjunto utilizado em relação ao tamanho conjunto total. A ação de controle selecionada torna-se um ótimo local em detrimento do ótimo global do conjunto total de possibilidades, mas converge para o ótimo global ao longo dos instantes de amostragem.

O MPCC-VTri traz a mesma resposta dinâmica do MPCC-Conv, reduzindo o processo de predição a uma avaliação do modelo e trocando a função custo de corrente por uma função custo de tensão, que processa apenas os três vértices da região triangular. O custo associado é a

adição de um processo de busca da região triangular que comporta o vetor de tensão ótimo.

Os métodos de MPCC implementados tratam apenas da escolha do vetor espacial de tensão a ser aplicado na carga, deixando a seleção dos estados de comutação internos das fases para uma etapa posterior. Um algoritmo foi apresentado para fazer o gerenciamento da utilização das células com base no tempo em que se mantém no mesmo estado de comutação, resolvendo de forma simples as redundâncias internas da fase, viabilizando os testes experimentais. Nesse método de seleção, a frequência de comutação das chaves das células foi verificada como sendo da mesma ordem da frequência da componente fundamental da tensão de fase, o que representa uma redução drástica da frequência de comutação em relação ao FOC com PSPWM.

A avaliação experimental foi realizada utilizando um protótipo de inversor CHB e um motor de indução de baixa tensão, com características similares às que vinham sendo aplicadas em simulação. As principais restrições da implementação prática foram apresentadas, explicando restrições impostas sobre a frequência de amostragem selecionada e os pontos de operação do motor avaliados. Os resultados experimentais mostraram as mesmas características positivas do MPCC avaliadas em simulação, principalmente a performance dinâmica elevada em relação à frequência de comutação das chaves e THD obtidos. Apesar dos aspectos positivos, também foram evidenciados os problemas de performance do MPCC causados por desvios paramétricos e dinâmicas não modeladas, refletindo-se em não idealidades na resposta dinâmica e erros de regime permanente na regulação das correntes.

É evidente que a restrição sobre a frequência de amostragem do sistema prático utilizado poderia ser contornada com abordagens como o reprojeto de mecanismos de troca de informações e comandos do inversor, ou utilização de um sistema eletrônico de controle focado na amostragem em alta frequência. Porém, a conformação às restrições presentes permitiu a avaliação da utilização do método de controle dentro de parâmetros reais de inversores CHB de média tensão utilizados em acionamentos de potência elevada.

Dadas as características observadas nos resultados experimentais, considera-se que os objetivos do trabalho foram atingidos. Três métodos de MPCC diferentes foram implementados, com base em três abordagens diferentes de FCS-MPC. Todos os métodos foram verificados em simulação, ressaltando a capacidade de dinâmica elevada com frequência de comutação baixa no CHB. Os resultados experimentais foram acompanhados de características reais das aplicações, cujas soluções ficaram fora do escopo do trabalho. Apesar das não-idealidades, os resultados serviram para comprovar a eficácia dos métodos estudados para o controle preditivo de corrente do motor de indução trifásico a partir do inversor CHB. Os resultados práticos evidenciam o potencial do MPCC para entregar performance dinâmica elevada com baixíssima frequência de comutação.

Dentre as oportunidades de melhoria observadas, algumas podem ser destacadas como sugestões para trabalhos futuros:

- Avaliação de estratégias de compensação de desvios paramétricos do motor aplicadas ao

MPCC no CHB.

- Avaliação de estratégias de MPC focadas em horizontes longos de predição, utilizando algoritmo SDA, aplicadas no controle do motor de indução no CHB.
- Análise das dinâmicas não modeladas do inversor CHB, como ondulação do barramento, e possíveis compensações para o FCS-MPC.
- Avaliação das estratégias estudadas de FCS-MPC no controlador MPTC aplicado ao CHB.
- Estudo de estratégias de seleção das células buscando garantir a distribuição de potência em regime permanente.

REFERÊNCIAS

- ABDELRAHEM, Mohamed et al. Efficient direct-model predictive control with discrete-time integral action for pmsgs. **IEEE Transactions on Energy Conversion**, v. 34, n. 2, p. 1063–1072, 2019. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 27.
- ABU-RUB, Haitham et al. Medium-voltage multilevel converters—state of the art, challenges, and requirements in industrial applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2581–2596, abr. 2010. ISSN 1557-9948. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.
- AHMED, Abdelsalam A.; KOH, Byung Kwon; LEE, Young Il. A comparison of finite control set and continuous control set model predictive control schemes for speed control of induction motors. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 14, n. 4, p. 1334–1346, 2018. Citado na página 24.
- ALMEIDA, A.T. de; FERREIRA, F.J.T.E.; BOTH, D. Technical and economical considerations in the application of variable-speed drives with electric motor systems. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 41, n. 1, p. 188–199, 2005. Citado na página 19.
- ALMEIDA, Aníbal T. de; FERREIRA, Fernando J. T. E.; BAOMING, Ge. Beyond induction motors—technology trends to move up efficiency. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 50, n. 3, p. 2103–2114, 2014. Citado na página 19.
- BAIDYA, Roky et al. Multistep model predictive control for cascaded h-bridge inverters: Formulation and analysis. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 33, n. 1, p. 876–886, fev. 2018. Citado na página 28.
- BAIER, Carlos R. et al. Fcs-mpc without steady-state error applied to a grid-connected cascaded h-bridge multilevel inverter. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 36, n. 10, p. 11785–1789, out. 2021. Citado na página 28.
- BLASHKE, F. A new method for structural decoupling of ac induction machine. In: **Record IFAC Symp.** Dusseldorf, Germany: [s.n.], 1971. p. 1–15. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 47.
- BRIZ, F. et al. Current and flux regulation in field-weakening operation [of induction motors]. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 37, n. 1, p. 42–50, 2001. Citado na página 23.
- BUJA, G.S.; KAZMIERKOWSKI, M.P. Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 4, p. 744–757, 2004. Disponível em: <https://ieeexplore.ieee.org/document/1318735>. Citado na página 23.
- BUJA, Giuseppe; MENIS, Roberto. Steady-state performance degradation of a dtc im drive under parameter and transduction errors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 4, p. 1749–1760, 2008. Citado na página 23.
- CASADEI, D. et al. Foc and dtc: two viable schemes for induction motors torque control. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 17, n. 5, p. 779–787, 2002. Citado na página 23.
- CHENG, Ming et al. Advanced electrical motors and control strategies for high-quality servo systems - a comprehensive review. **Chinese Journal of Electrical Engineering**, v. 10, n. 1, p. 63–85, 2024. Citado na página 22.

CORTÉS, Patricio et al. Predictive control in power electronics and drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 2, p. 4312–4324, dez. 2008. Citado 3 vezes nas páginas 24, 58 e 71.

CORTÉS, Patricio et al. Model Predictive Control of Multilevel Cascaded H-Bridge Inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2691–2699, fev. 2010. Citado 9 vezes nas páginas 28, 29, 60, 61, 62, 71, 81, 83 e 113.

DAVARI, S. Alireza; KHABURI, Davood Arab; KENNEL, Ralph. An improved fcs–mpc algorithm for an induction motor with an imposed optimized weighting factor. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 27, n. 3, p. 1540–1551, 2012. Citado na página 25.

DEPENBROCK, Manfred. Direkte selbstregelung (dsr) für hochdynamische drehfeldantriebe mit stromrichterspeisung. **ETZ-Archiv**, v. 7, n. 7, p. 211–218, 1985. Citado na página 23.

DEPENBROCK, M. Direct self-control (dsc) of inverter-fed induction machine. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 3, n. 4, p. 420–429, 1988. Citado na página 23.

GARCIA, Cristian et al. Model predictive control in multilevel inverters part i: Basic strategy and performance improvement. **IEEE Open Journal of Industry Applications**, v. 5, p. 428–441, 2024. Citado na página 71.

GEYER, Tobias et al. Model predictive pulse pattern control. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 48, n. 2, p. 663–676, 2012. Citado na página 27.

GEYER, Tobias; PAPAFOOTIU, Georgios; MORARI, Manfred. Model predictive direct torque control—part i: Concept, algorithm, and analysis. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 1894–1905, 2009. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 27.

HARBI, Ibrahim et al. Model-predictive control of multilevel inverters: Challenges, recent advances, and trends. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 38, n. 9, p. 10845–10868, 2023. Citado 2 vezes nas páginas 24 e 25.

HARNEFORS, Lennart; HINKKANEN, Marko. Stabilization methods for sensorless induction motor drives—a survey. **IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics**, v. 2, n. 2, p. 132–142, 2014. Citado na página 44.

HASSE, K. Drehzahlverfahren furschnelle umkehrantriebe mit strom-richtergespeisten asynchron-kurzschlusslaufermotoren. **Regelungstechnik**, v. 20, n. 2, p. 60–66, 1972. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 47.

HAVA, A.M.; KERKMAN, R.J.; LIPO, T.A. Simple analytical and graphical methods for carrier-based pwm-vsi drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 14, n. 1, p. 49–91, 1999. Citado na página 37.

HE, Tingting et al. Low computational burden model predictive control for single-phase cascaded h-bridge converters without weighting factor. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 70, n. 3, p. 2396–2406, 2023. Citado na página 28.

HINKKANEN, M. Analysis and design of full-order flux observers for sensorless induction motors. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 51, n. 5, p. 1033–1040, 2004. Citado 3 vezes nas páginas 22, 46 e 48.

HOLMES, D Grahame; LIPO, Thomas A. **Pulse width modulation for power converters: principles and practice**. [S.l.]: John Wiley & Sons, 2003. Citado na página 40.

HOLMES, Donald Grahame; MCGRATH, Brendan Peter; PARKER, Stewart Geoffrey. Current regulation strategies for vector-controlled induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 10, p. 3680–3689, 2012. Citado na página 23.

HOLTZ, Joachim; OIKONOMOU, Nikolaos. Synchronous optimal pulsewidth modulation and stator flux trajectory control for medium-voltage drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 43, n. 2, p. 600–608, 2007. Citado 2 vezes nas páginas 21 e 60.

KARAMANAKOS, Petros; PAVLOU, Konstantinos; MANIAS, Stefanos. An enumeration-based model predictive control strategy for the cascaded h-bridge multilevel rectifier. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 7, p. 3480–3489, ago. 2014. Citado na página 28.

KAZMIERKOWSKI, Marian P. et al. High-performance motor drives. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 5, n. 3, p. 6–26, 2011. Citado 3 vezes nas páginas 22, 24 e 46.

KAZMIERKOWSKI, Marian P.; KRISHNAN, R.; BLAABJERG, Frede. **Control in Power Electronics Selected Problems**. [S.l.]: Academic Press, 2002. ISBN 0-12-402772-5. Citado 2 vezes nas páginas 22 e 47.

KIM, Igim; CHAN, Roh; KWAK, Sangshin. Model predictive control method for chb multi-level inverter with reduced calculation complexity and fast dynamics. **IET Electric Power Applications**, v. 11, n. 5, p. 784–792, maio 2017. Citado 9 vezes nas páginas 26, 28, 29, 60, 81, 91, 93, 99 e 113.

KLERK, Matthew Liam De; SAHA, Akshay Kumar. A comprehensive review of advanced traction motor control techniques suitable for electric vehicle applications. **IEEE Access**, v. 9, p. 125080–125108, 2021. Citado na página 22.

KOURO, Samir 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, jun. 2009. Citado na página 25.

KOURO, Samir et al. Multicarrier pwm with dc-link ripple feedforward compensation for multilevel inverters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 23, n. 1, p. 52–59, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 34 e 36.

KOURO, Samir et al. Recent advances and industrial applications of multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 8, p. 2553–2579, ago. 2010. Citado 4 vezes nas páginas 19, 20, 21 e 22.

KOVÁCS, Pál K. **Transient Phenomena in Electrical Machines**. [S.l.]: Akadémiai Kiadó, 1984. ISBN 963 05 2949 1. Citado 2 vezes nas páginas 40 e 41.

KRAUSE, Paul et al. **Analysis of electric machinery and drive systems**. 3rd. ed. [S.l.]: John Wiley & Sons, Inc., 2013. Citado na página 48.

LAWRENCE, Roger; MILLER, David. Optimizing system efficiency using premium efficient motors. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 51, n. 1, p. 163–168, 2015. Citado na página 19.

LEON, Jose I. et al. The essential role and the continuous evolution of modulation techniques for voltage-source inverters in the past, present, and future power electronics. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 5, p. 2688–2701, 2016. Citado 5 vezes nas páginas 21, 34, 36, 37 e 60.

LEON, Jose I.; VAZQUEZ, Sergio; FRANQUELO, Leopoldo G. Multilevel converters: Control and modulation techniques for their operation and industrial applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 105, n. 11, p. 2066–2081, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 21, 34 e 60.

LIN, Cheng-Kai et al. Model-free predictive current control for interior permanent-magnet synchronous motor drives based on current difference detection technique. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 61, n. 2, p. 667–681, 2014. Citado na página 26.

MALINOWSKI, Mariusz et al. A survey on cascaded multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 57, n. 7, p. 2197–2206, 2010. Citado 3 vezes nas páginas 31, 33 e 34.

MIRANDA, Hernán et al. Predictive torque control of induction machines based on state-space models. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 56, n. 6, p. 1916–1924, 2009. Citado na página 26.

OIKONOMOU, Nikolaos et al. Model predictive pulse pattern control for the five-level active neutral-point-clamped inverter. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 49, n. 6, p. 2583–2592, 2013. Citado na página 27.

PEREZ, Marcelo A. et al. Circuit topologies, modeling, control schemes, and applications of modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 30, n. 1, p. 4–17, 2015. Citado na página 20.

RAMÍREZ, Roberto O. et al. A hybrid fcs-mpc with low and fixed switching frequency without steady-state error applied to a grid-connected chb inverter. **IEEE Access**, v. 8, p. 223637–223651, dez. 2020. Citado na página 28.

RODRIGUEZ, Jose et al. Control in electrical drives—part ii: Applications and benchmarking with classical control methods. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 5, p. 5047–5061, maio 2022. Citado 3 vezes nas páginas 25, 27 e 71.

RODRIGUEZ, Jose et al. Latest advances of model predictive control in electrical drives. part i: Basic concepts and advanced strategies. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 37, n. 4, p. 3927–3942, abr. 2022. Citado 6 vezes nas páginas 24, 25, 26, 59, 65 e 71.

RODRIGUEZ, Jose 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, maio 2013. ISSN 1941-0050. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 27.

RODRIGUEZ, José et al. High-performance control strategies for electrical drives: An experimental assessment. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 59, n. 2, p. 812–820, 2012. Citado 2 vezes nas páginas 26 e 71.

RODRIGUEZ, J. et al. A vector control technique for medium-voltage multilevel inverters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 882–888, 2002. Citado na página 60.

RODRÍGUEZ, José et al. Multilevel converters: An enabling technology for high-power applications. **Proceedings of the IEEE**, v. 97, n. 11, p. 1786–1817, nov. 2009. Citado 6 vezes nas páginas 19, 20, 21, 31, 32 e 34.

RODRÍGUEZ, José; LAI, Jih-Sheng; PENG, Fang Zheng. Multilevel inverters: a survey of topologies, controls, and applications. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 49, n. 4, p. 724–738, ago. 2002. Citado 2 vezes nas páginas 19 e 20.

RODRÍGUEZ, José et al. Predictive current control of a voltage source inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 54, n. 1, p. 495–503, fev. 2007. Citado 4 vezes nas páginas 20, 24, 25 e 58.

SANTOS, Thiago Baldim Dos et al. Robust finite control set model predictive current control for induction motor using deadbeat approach in stationary frame. **IEEE Access**, v. 11, p. 13067–13078, 2023. Citado na página 27.

SCOLTOCK, James; GEYER, Tobias; MADAWALA, Udaya K. A comparison of model predictive control schemes for mv induction motor drives. **IEEE Transactions on Industrial Informatics**, v. 9, n. 2, p. 909–919, 2013. Citado na página 25.

SLEMON, G. R. Modelling of induction machines for electric drives. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 25, n. 6, p. 1126–1131, dez. 1989. ISSN 1939-9367. Citado 4 vezes nas páginas 41, 42, 43 e 44.

STOCKTON, Christopher A.; MCELVEEN, Robert F.; CHASTAIN, Eric. The integral role of electric motors in achieving sustainability. **IEEE Transactions on Industry Applications**, v. 60, n. 5, p. 7949–7957, 2024. Citado na página 19.

TAKAHASHI, Isao; NOGUCHI, Toshihiko. A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. **IEEE Transactions on Industry Applications**, IA-22, n. 5, p. 820–827, 1986. Citado na página 23.

TOGUCHI, T.; TAKAHASHI, I. Quick torque response control of an induction motor based on a new concept. In: **IEEJ Tech. Meeting Rotating Mach.** [S.l.: s.n.], 1984. RM84, n. 76, p. 61–70. Citado na página 23.

TRZYNADLOWSKI, Andrzej M. **Control of Induction Motors**. [S.l.]: Academic Press, 2001. ISBN 0-12-701510-8. Citado 2 vezes nas páginas 47 e 48.

VARGAS, René et al. Predictive current control of an induction machine fed by a matrix converter with reactive power control. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 55, n. 12, p. 4362–4371, 2008. Citado 2 vezes nas páginas 25 e 65.

VASILADIOTIS, Michail; CHRISTE, Alexandre; GEYER, Tobias. Model predictive pulse pattern control for modular multilevel converters. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 66, n. 3, p. 2423–2431, 2019. Citado na página 27.

VAZQUEZ, Sergio et al. Model predictive control a review of its applications in power electronics. **IEEE Industrial Electronics Magazine**, v. 8, n. 1, p. 16–31, mar. 2014. Citado na página 27.

VAZQUEZ, Sergio et al. Model predictive control for power converters and drives: Advances and trends. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 64, n. 2, p. 935–947, 2017. Citado 3 vezes nas páginas 24, 25 e 27.

WANG, Bo et al. Robust predictive current control with online disturbance estimation for induction machine drives. **IEEE Transactions on Power Electronics**, v. 32, n. 6, p. 4663–4674, 2017. Citado na página 26.

WU, Bin. **High-Power Converters and AC Drives**. [S.l.]: John Wiley & Sons Inc and Hoboken, 2006. Citado 2 vezes nas páginas 20 e 21.

YOUNG, Hector A.; PEREZ, Marcelo A.; RODRIGUEZ, Jose. Analysis of finite-control-set model predictive current control with model parameter mismatch in a three-phase inverter. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 63, n. 5, p. 3100–3107, jan. 2016. Citado na página 26.

ZHANG, Xiaoguang et al. Motor-parameter-free model predictive current control for pmsm drives. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 71, n. 6, p. 5443–5452, 2024. Citado na página 27.

ZHANG, Yongchang; JIN, Jialin; HUANG, Lanlan. Model-free predictive current control of pmsm drives based on extended state observer using ultralocal model. **IEEE Transactions on Industrial Electronics**, v. 68, n. 2, p. 993–1003, 2021. Citado na página 26.