

UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO CARLOS  
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
CAMPUS SÃO CARLOS

Josias Henrique de Carvalho Neto

**Controle Preditivo de Corrente com Robustez a Dependência Paramétrica e Abordagem  
Dois Vetores**

São Carlos - SP

2025



UNIVERSIDADE FEDERAL DE SÃO CARLOS  
CENTRO DE CIÊNCIAS EXATAS E TECNOLOGIA  
DEPARTAMENTO DE ENGENHARIA ELÉTRICA  
CAMPUS SÃO CARLOS

Josias Henrique de Carvalho Neto

**Controle Preditivo de Corrente com Robustez a Dependência Paramétrica e Abordagem  
Dois Vetores**

Trabalho apresentado à disciplina Desenvolvimento de Monografia como requisito para conclusão do curso de Engenharia Elétrica

Orientação: Prof. Dr. Paulo Roberto Ubaldo Guazzelli

São Carlos - SP

2025



Nem sempre será possível sair vitorioso,  
porém as derrotas certamente trazem lições  
que moldam o caráter. (Autoria própria)



## AGRADECIMENTOS

Primeiramente, gostaria de agradecer a minha avó Angelina por ter me inspirado desde a infância em seguir para a área de engenharia e me dedicar aos estudos, buscando um futuro melhor.

Agradeço aos meus pais Rose e Henrique por terem me dado apoio emocional e financeiro para possibilitar a realização de toda a minha graduação e me amparar nos momentos difíceis.

Gostaria também de agradecer o Prof. Dr. Paulo Roberto por me introduzir ao meio acadêmico, orientando-me tanto para desenvolver este trabalho, quanto por me proporcionar a oportunidade de realizar uma iniciação científica durante a graduação, sempre buscando me auxiliar nos problemas enfrentados e acompanhando os trabalhos realizados com muita dedicação.

Por fim, sou grato a Universidade Federal de São Carlos pelos ensinamentos e pelas oportunidades que tive ao longo da graduação, as quais certamente não me esquecerei. Além de todos os amigos que fiz e me ajudaram ao longo de toda essa etapa.

## LISTA DE SÍMBOLOS

$\hat{\phantom{x}}$	Notação para variáveis estimadas
*	Notação para variáveis de referência
$\frac{d}{dt}$	Notação para derivadas
$\bar{\phantom{x}}$	Notação para média de variável
$  $	Notação para módulo de variável
$k$	Notação para instante atual
$k + 1$	Notação para instante futuro
$j$	Componente imaginária
$dq$	Referencial bifásico utilizando a transformada de Park
$\theta_2$	Ângulo do fluxo do rotor
$\psi_2$	Fluxo do rotor
$\psi_{2d}$	Componente d do fluxo do rotor
$\omega_2$	Velocidade do fluxo do rotor
$\omega_m$	Velocidade mecânica da máquina
$i_{dr}$	Coordenada $d$ da corrente do estator utilizando a transformada de Park
$i_{qr}$	Coordenada $q$ da corrente do estator utilizando a transformada de Park
$T_{el}$	Torque eletromagnético do motor de indução
$p$	Pares de polos
$V_{np}$	Vetor de tensão aplicado a máquina
$V_{abc}$	Tensão das fases A, B e C do inversor
$i_{abc}$	Corrente de estator das fases A, B e C do motor
$S_x$	Chave superior do braço do inversor
$\overline{S_x}$	Chave inferior do braço do inversor
$V_{cc}$	Tensão do barramento CC do inversor

$N_{vet}$	Número de vetores de tensão do inversor
$n$	Número da iteração atual do laço ou somatório
$L_1$	Indutância própria do estator
$L_2$	Indutância própria do rotor
$L_H$	Indutância mutua da máquina
$\sigma$	Relação das indutâncias da máquina
$T_s$	Período de amostragem
$R_1$	Resistência do estator
$R_2$	Resistência do rotor
$J$	Momento de inércia da máquina
$B$	Coefficiente de atrito viscoso da máquina
$u$	Variável de entrada do sistema
$y$	Variável de saída do sistema
$\alpha$	Variável de ganho do modelo ultra-local
$F$	Variável do sistema para definição de incertezas
$e_{rr}$	Erro entre valores medidos e estimados pelo observador
$z_1$	Estado para estimação da variável de interesse
$z_2$	Estado para as incertezas das estimações
$\beta_1$	Variável de ganho do observador para o estado $z_1$
$\beta_2$	Variável de ganho do observador para o estado $z_2$
$\omega_0$	Largura de banda do observador
$\Delta_{iqr,0}$	Varição da corrente do estator para vetor nulo
$\Delta_{iqr,i}$	Varição da corrente do estator para vetor não nulo
$V_{n,i}$	Vetor de tensão não nulo escolhido
$d_{ot,i}$	Ciclo de trabalho escolhido
$r_{fac}$	Fator de ondulação do torque eletromagnético

## SUMÁRIO

<b>1 INTRODUÇÃO</b> .....	11
<b>2 METODOLOGIA</b> .....	11
2.1 MODELO DO MIT E DO INVERSOR.....	12
2.2 CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE (MPCC).....	12
2.3 MODELO ULTRA-LOCAL.....	13
2.4 OBSERVADOR LINEAR DE ESTADOS ESTENDIDO (OLEE).....	13
2.5 ABORDAGEM DOIS VETORES PARA APLICAÇÃO DE TENSÃO.....	13
<b>3 CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE LIVRE DE MODELO COM ABOR-</b> <b>DAGEM DOIS VETORES (MPCC2VMF)</b> .....	14
<b>4 RESULTADOS E DISCUSSÕES</b> .....	14
4.1 DESEMPENHO DINÂMICO.....	15
4.2 DESEMPENHO EM REGIME PERMANENTE.....	15
<b>5 CONCLUSÃO</b> .....	17
<b>REFERÊNCIAS</b> .....	17

# Controle Preditivo de Corrente com Robustez a Dependência Paramétrica e Abordagem Dois Vetores

Josias Henrique de Carvalho Neto, Paulo Roberto Ubaldo Guazzelli

**Resumo**—O Controle Preditivo de Corrente de Estados Finitos (FCS-MPCC - Finite Control Set Model Predictive Control) fornece uma estrutura robusta para controlar máquinas elétricas, como motores de indução, selecionando vetores de tensão a serem aplicados em um inversor para cada instante de tempo através de um algoritmo. Entretanto, no método clássico, sua eficácia depende de parâmetros precisos do motor que nem sempre estão disponíveis, o que afeta o desempenho dinâmico e em regime permanente. Para aprimorar este comportamento, foi desenvolvido um esquema híbrido que une o Controle Preditivo de Corrente com Abordagem Dois Vetores (MPCC2V - Two-Vector Model Predictive Current Control) e o Controle Preditivo de Corrente Livre de Modelo (MPCCMF - Model-Free Predictive Current Control) através de um Observador Linear de Estados Estendido (OLEE). Os dados de entrada/saída em tempo real e parâmetros estimados são utilizados, sendo proposto o método denominado Controle Preditivo de Corrente Livre de Modelo com Abordagem Dois Vetores (MPCC2VMF - Two-Vector Model-Free Predictive Current Control), o que reduz a sensibilidade em relação aos parâmetros e também minimiza as ondulações de corrente e torque utilizando um modulador. Por fim, as simulações realizadas computacionalmente baseando-se em um motor de 1 HP demonstram que o MPCC2VMF foi capaz de usufruir das vantagens de ambas as técnicas, garantindo comportamento estável mesmo sob imprecisão de parâmetros.

**Palavras Chave**—Controle preditivo, motor de indução, robustez, modulador, observador.

## 1. INTRODUÇÃO

O FCS-MPCC opera com base no princípio de previsão do comportamento do sistema, que neste caso corresponde ao motor de indução trifásico (MIT). Nessa abordagem, todas as possíveis combinações de chaveamento do inversor são analisadas, e os valores previstos na saída para o inversor são inseridos em uma função custo, dessa forma, as variáveis de controle são ajustadas com o objetivo de minimizá-la, sendo então aplicada a combinação considerada ótima [1]. Além disso, a técnica de Controle Preditivo de Corrente (MPCC), a qual é uma variação do FCS-MPC, permite o controle direto das correntes nos eixos  $dq$ . Um dos benefícios do MPCC é a possibilidade de operar com frequência de amostragem inferior à exigida por métodos como o Controle Preditivo de Torque (MPTC), além de não depender de fatores de peso na função custo [2], [3].

Entretanto, o FCS-MPC apresenta limitações em cenários com variações paramétricas utilizadas no controle da máquina. Isso ocorre porque o algoritmo depende desses parâmetros para realizar os cálculos em tempo real. Assim, ocorrem erros nas estimativas de comportamento do sistema, o que pode levar à seleção incorreta do vetor de tensão ótimo, alterando tanto

a resposta dinâmica quanto a de regime permanente, surgindo oscilações indesejadas e desvios em regime permanente nas correntes  $dq$ , no torque e na velocidade mecânica, afetando negativamente o desempenho global do sistema [4].

Para contornar essas limitações e aprimorar o desempenho do controle, diversas linhas de pesquisa vêm sendo propostas na literatura [5], [6]. Assim, após analisar as melhorias que proveem de moduladores [7], [8], uso e ajuste de fatores de peso [9], [10], máximo torque por ampere [11] e uso de modelos sem dependência paramétrica para estimar variáveis. Optou-se por implementar neste trabalho simultaneamente duas vertentes: o MPCC2V e o MPCCMF [12].

O MPCCMF reduz a dependência paramétrica do sistema, sendo capaz de realizar o controle da máquina, mesmo com menor precisão dos parâmetros quando comparado ao método clássico. Existem diferentes formas de implementação dessa melhoria, cada uma com vantagens específicas para o controle de máquinas. Entre elas, destacam-se a compensação do erro de previsão [13], a estimativa pela diferença de corrente [14], o modelo ultra-local [15] e a identificação de caixa preta através de estruturas ARX [16]. Essas estratégias variam quanto ao grau de dependência do modelo, complexidade computacional e sensibilidade a variações do sistema [17], [18], mas compartilham o objetivo de permitir um controle preciso sem exigir o conhecimento exato dos parâmetros do sistema. Neste estudo, a técnica MPCCMF adotada baseia-se no modelo ultra-local combinado com um Observador Linear de Estados Estendido (OLEE) [19].

Inclusive, abordagens multivetoriais do FCS-MPC, como o MPCC2V, são alternativas promissoras para melhorar o desempenho em regime permanente para o MPCCMF [18]. Essas técnicas utilizam um modulador juntamente ao inversor, o que permite reduzir as oscilações nas variáveis de controle. No entanto, isso acarreta em um aumento na dependência paramétrica [20].

Dessa forma, o objetivo deste trabalho é integrar o princípio multivetor ao controle preditivo livre de modelo aplicado ao MIT, buscando um equilíbrio entre desempenho em regime permanente e robustez frente a variações paramétricas. Por fim, os resultados das simulações são obtidos com base nos parâmetros de um MIT real de 1 HP.

## 2. METODOLOGIA

As próximas seções detalham a metodologia proposta, abordando os modelos do motor de indução e do inversor, o MPCC convencional, o modelo ultra-local, o observador linear de estados estendido (OLEE) e a técnica de aplicação de dois vetores de tensão.

## 2.1. Modelo do MIT e do Inversor

O acionamento do motor de indução trifásico com rotor em gaiola de esquilo é representado por um sistema dinâmico, o qual depende da variação das correntes e do fluxo do rotor da máquina. Para a aplicação no MPCC, utiliza-se a transformada de park (referencial  $dq$ ), através do ângulo do fluxo do rotor ( $\theta_2$ ) para a corrente do estator, sendo esta uma variável estimada. Neste referencial, a componente  $q$  do fluxo do rotor ( $\psi_2$ ) tende a zero, assim, a corrente ( $i_{dr}$ ) pode ser utilizada para representar a magnitude do fluxo do rotor, enquanto que ( $i_{qr}$ ) está diretamente associada ao torque eletromagnético ( $T_{el}$ ) [21]. A partir dessa modelagem, as equações do sistema são apresentadas em (1), (2) e (3).

$$\frac{di_r}{dt} = \frac{V_{np}}{\sigma L_1} - \left( \frac{R_2 L_H^2}{\sigma L_1 L_2^2} + \frac{R_1}{\sigma L_1} + j\omega_2 \right) i_r + \frac{L_H}{\sigma L_1 L_2} \left( \frac{R_2}{L_2} - jp\omega_m \right) \psi_{2d} \quad (1)$$

$$\frac{d\psi_2}{dt} = \frac{R_2}{L_2} (L_H i_r - \psi_2) \quad (2)$$

$$T_{el} = \left( \frac{3pL_H\psi_{2d}}{2L_2} \right) i_{qr} \quad (3)$$

É importante destacar que  $R_1$  e  $R_2$  representam as resistências do estator e do rotor, respectivamente.  $L_1$  e  $L_2$  correspondem às indutâncias do estator e do rotor,  $L_H$  é a indutância mútua,  $\omega_m$  representa a velocidade mecânica,  $p$  é o número de pares de polos,  $\omega_2$  é a velocidade do fluxo do rotor,  $V_{np}$  é o vetor de tensão aplicado e  $\sigma := 1 - \frac{L_H^2}{L_1 L_2}$  é o fator de dispersão utilizado nas equações.

O inversor trifásico utilizado no sistema possui ao total seis chaves, sendo implementado com transistores IGBT no ambiente de simulação [22], inclusive o motor utilizado foi energizado utilizando a topologia do tipo estrela. Assim, o diagrama esquemático do conversor é apresentado na Fig. 1.

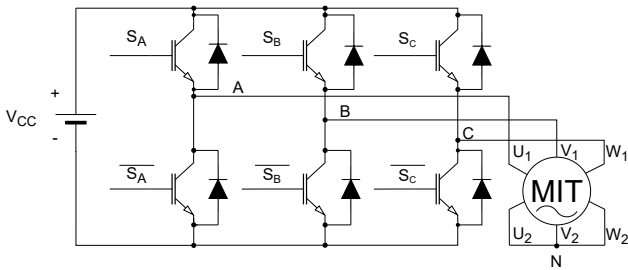


Fig. 1: Topologia do inversor trifásico de seis chaves energizando o MIT.

Além disso, o inversor é capaz de aplicar um total de oito vetores de tensão, sendo sete deles com valores distintos. Cada braço opera com dois estados lógicos. No estado (1), a chave superior  $S_x$  é acionada, enquanto a inferior  $\bar{S}_x$  permanece desligada. Já no estado (0),  $S_x$  está desligada e  $\bar{S}_x$  é acionada. Os estados de chaveamento correspondentes a cada vetor de tensão são apresentados na Tabela I.

TABELA I  
COMBINAÇÕES DE VETORES POSSÍVEIS PARA O INVERSOR TRIFÁSICO DE SEIS CHAVES

Vetor ( $V_a - V_b - V_c$ )	$V_{AN}$ (V)	$V_{BN}$ (V)	$V_{CN}$ (V)
$V_1(000)$	0	0	0
$V_2(001)$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$	$\frac{2}{3} \cdot V_{CC}$
$V_3(011)$	$-\frac{2}{3} \cdot V_{CC}$	$\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$	$\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$
$V_4(010)$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$	$\frac{2}{3} \cdot V_{CC}$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$
$V_5(110)$	$\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$	$\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$	$-\frac{2}{3} \cdot V_{CC}$
$V_6(100)$	$\frac{2}{3} \cdot V_{CC}$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$	$-\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$
$V_7(101)$	$\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$	$-\frac{2}{3} \cdot V_{CC}$	$\frac{1}{3} \cdot V_{CC}$
$V_8(111)$	0	0	0

## 2.2. Controle Preditivo de Corrente (MPCC)

A estratégia MPCC adotada neste estudo utiliza um controlador proporcional-integral (PI) para regular a corrente no eixo  $q$ , enquanto a corrente no eixo  $d$  é mantida com um valor de referência constante [23]. Além disso, um bloco de saturação é incorporado à estrutura de controle para evitar a sobrecarga da máquina, levando em consideração os parâmetros operacionais do motor.

Para determinar o estado de chaveamento ótimo a cada instante de amostragem, aplica-se uma função custo que avalia todas as combinações viáveis de vetores de tensão. As correntes de referência fornecidas pelo controlador PI para o eixo  $q$  e o valor constante para o eixo  $d$  são utilizadas como metas nessa avaliação. O vetor de tensão que produz uma resposta de corrente mais próxima dos valores desejados é então selecionado e aplicado ao inversor. A função custo utilizada para essa seleção é definida na equação (4).

$$C_{usto} = (i_{dr}^* - \hat{i}_{dr})^2 + (i_{qr}^* - \hat{i}_{qr})^2 \quad (4)$$

Dando continuidade ao processo, o algoritmo desenvolvido realiza inicialmente a medição das correntes trifásicas, em seguida estima o ângulo elétrico ( $\theta_2$ ) e aplica-se a transformada de park. Com essas informações, os valores de referência são obtidos e inicia-se o laço de predição, no qual é feita a estimação das variáveis de interesse para os vetores de tensão presentes no inversor ( $N_{vet} = 8$ ), utilizando a função custo com o intuito descrito e após a análise de todas as iterações, o vetor com menor custo é então enviado ao controlador do inversor e aplicado à máquina. Todo esse procedimento é repetido a cada intervalo de amostragem. Com base nesse processo, o esquemático do algoritmo é apresentado na Fig. 2.

É possível verificar que todo o funcionamento do algoritmo se dá conforme o descrito, contrastando-se visualmente pelo esquemático e sua interação com a máquina a ser controlada e o inversor ao qual é utilizado para seu acionamento, é ressaltado, ainda, o início do processo quando o MIT parte do repouso e como o fluxo de controle segue a partir daquele momento. Além disso, faz-se necessário medir as correntes e a velocidade mecânica da máquina utilizada para realizar as estimações necessárias através do modelo.

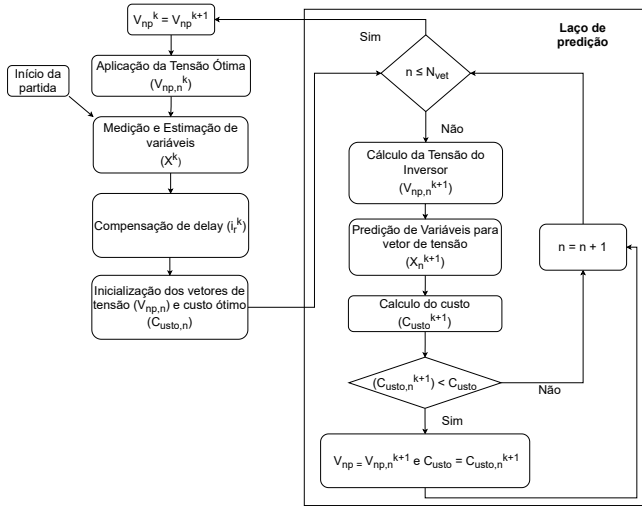


Fig. 2: Esquemático do algoritmo do MPCC clássico.

### 2.3. Modelo Ultra-Local

O modelo ultra-local representa um sistema dinâmico de primeira ordem com uma entrada e uma saída, conforme definido na equação (5).

$$\frac{dy}{dt} = F + \alpha u \quad (5)$$

A variável de entrada é representada por  $u$ , enquanto  $y$  corresponde à saída do sistema. Os termos  $F$  e  $\alpha$  incorporam informações específicas da aplicação em que o método é implementado [19]. Com base nesse contexto de estudo, a corrente do estator no referencial  $dq$  ( $i_r$ ) é utilizada na formulação do modelo ultra-local, o qual pode ser descrito pelas equações (6), (7) e (8).

$$\frac{di_r}{dt} = F + \alpha V_{np} \quad (6)$$

$$F = - \left( \frac{R_2 L_H^2}{\sigma L_1 L_2^2} + \frac{R_1}{\sigma L_1} + j\omega_2 \right) i_r \quad (7)$$

$$+ \frac{L_H}{\sigma L_1 L_2} \left( \frac{R_2}{L_2} - j p \omega_m \right) \psi_{2d}$$

$$\alpha = \frac{1}{\sigma L_1} \quad (8)$$

Por fim, o OLEE será aplicado, permitindo a estimação da corrente do MIT ao utilizar o erro calculado a cada intervalo de amostragem dentro do laço de controle, reduzindo assim a dependência paramétrica do sistema.

### 2.4. Observador Linear de Estados Estendido (OLEE)

O princípio do OLEE é definido pelas equações (9), (10) e (11), em que  $z_1$  representa a corrente estimada e  $z_2$  está associado ao termo  $F$ . Os coeficientes  $\beta_1$  e  $\beta_2$  são escolhidos de forma a garantir a estabilidade do sistema e obter um desempenho satisfatório [24].

$$e_{rr} = z_1 - i_r \quad (9)$$

$$\dot{z}_1 = z_2 + \alpha V_{np} - \beta_1 e_{rr} \quad (10)$$

$$\dot{z}_2 = -\beta_2 e_{rr} \quad (11)$$

Como salientado anteriormente, em um sistema baseado em um MIT, as equações do OLEE são adaptadas de forma a permitir a estimação das variáveis de interesse para o controle da máquina, em especial a corrente do MIT. Após essa adaptação, as equações são discretizadas para fins de simulação e são apresentadas em (12), (13) e (14) com seus coeficientes de desempenho em (15) e (16), estando assim prontas para serem implementadas em software [25].

$$e_{rr}^k = \hat{i}_r^k - i_r^k \quad (12)$$

$$\hat{i}_r^{k+1} = \hat{i}_r^k + T_s (\hat{F}^k + \alpha \hat{V}_{np}^k) - \beta_1 e_{rr}^k \quad (13)$$

$$\hat{F}^{k+1} = \hat{F}^k - \beta_2 e_{rr}^k \quad (14)$$

$$\beta_1 = 2T_s \omega_0 \quad (15)$$

$$\beta_2 = T_s \omega_0^2 \quad (16)$$

Por fim,  $T_s$  representa o período de amostragem utilizado no processo de controle e  $\omega_0$  é a largura de banda do observador, a qual deve ser ajustada de acordo com o valor de  $T_s$  selecionado.

### 2.5. Abordagem Dois Vetores para Aplicação de Tensão

No esquema convencional do MPCC, um único vetor de tensão é aplicado durante cada intervalo de amostragem. Em comparação, a abordagem investigada neste estudo controla o MIT utilizando uma combinação de dois vetores: um com tensão diferente de zero e outro com tensão nula, sendo o último mencionado aplicado durante o tempo restante do período de amostragem. Essa metodologia, que incorpora uma técnica de modulação, representa uma variação em relação à formulação clássica do MPCC, conforme ilustrado na Fig. 3.

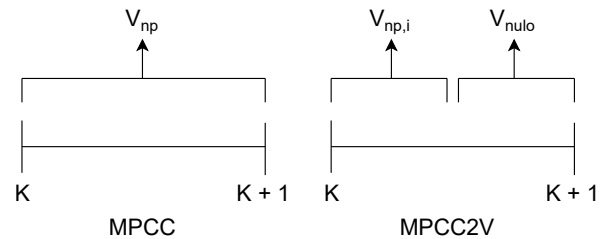


Fig. 3: Comparação entre a tensão aplicada no MPCC e o MPCC2V.

Além disso, para incorporar essa estratégia ao algoritmo MPCC existente, é necessário calcular a duração de tempo associada a cada vetor em conjunto com seu respectivo valor de tensão. As equações (17), (18) e (19) determinam o ciclo de trabalho (duty cycle) a cada iteração, onde  $d_{ot,i}$  representa o valor utilizado pelo modulador, limitado ao intervalo  $[0, 1]$ , correspondente à 0–100% [26].

$$\Delta i_{qr,0} = \frac{\hat{i}_{qr}^{k+1} - \hat{i}_{qr}^k}{T_s} = \frac{-(R_1 L_2^2 + R_2 L_H^2)}{\sigma L_1 L_2^2} \cdot \hat{i}_{qr}^k \quad (17)$$

$$- \omega_2 \hat{i}_{dr}^k - \frac{L_H p \omega_m}{\sigma L_1 L_2} \cdot \hat{\psi}_{2d}^k$$

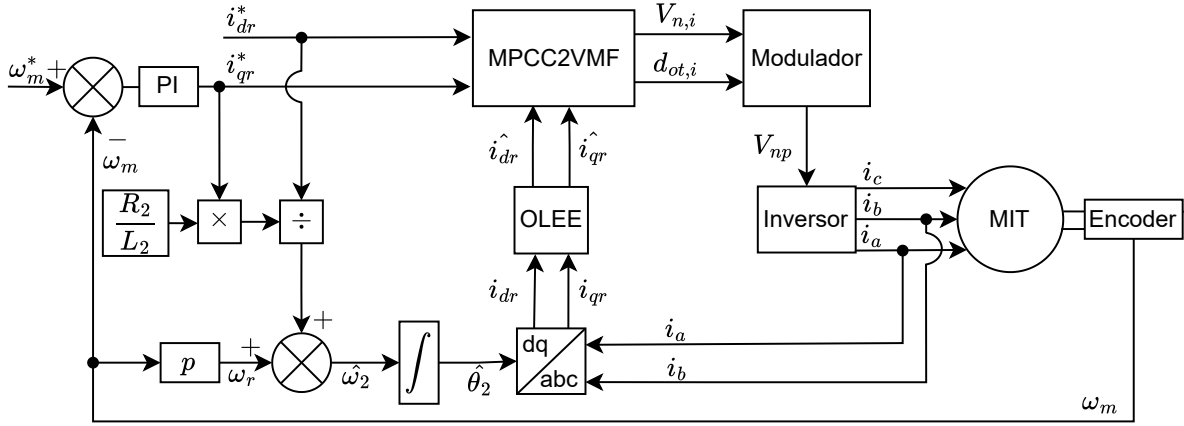


Fig. 4: Diagrama de controle do MIT para o MPCC2VMF.

$$\Delta i_{qr,i} = \Delta i_{qr,0} + \frac{V_{np}}{\sigma L_1} \quad (18)$$

$$d_{ot,i} = \frac{i_{qr}^* - \hat{i}_{qr}^k - \Delta i_{qr,0} T_s}{T_s (\Delta i_{qr,i} - \Delta i_{qr,0})} \quad (19)$$

Por fim, o termo de tensão  $V_{np}$  é determinado pela equação (20), onde  $V_{n,i}$  representa o vetor de tensão não nulo escolhido.

$$V_{np} = d_{ot,i} V_{n,i} \quad (20)$$

### 3. CONTROLE PREDITIVO DE CORRENTE LIVRE DE MODELO COM ABORDAGEM DOIS VETORES (MPCC2VMF)

O MPCC2VMF integra todas as linhas de pesquisa discutidas anteriormente: MPCC, MPCC2V e MPCCMF. Para estimar as variáveis necessárias para o MPCC2VMF durante cada período de amostragem, as equações (6) e (18) são combinadas, tornando possível a obtenção da equação (21).

$$\Delta i_{qr,0} = \hat{F}_q \quad (21)$$

Com essa relação estabelecida, torna-se possível calcular  $\Delta i_{qr,i}$  na equação (22), onde  $\alpha$  representa um fator de peso e  $V_{np}$  continua sendo determinado pela equação (20).

$$\Delta i_{qr,i} = \Delta i_{qr,0} + \alpha V_{np} \quad (22)$$

Com base nesses resultados, o esquemático que ilustra o controle é apresentado na Fig. 4. Para proporcionar uma melhor compreensão de seu funcionamento, a Fig. 5 mostra como as variáveis dentro deste bloco são utilizadas para aprimorar o controle do MIT.

Comparando a Fig. 5 com a Fig. 2, observa-se que a estrutura geral do algoritmo permanece semelhante em ambos os casos. As principais diferenças estão no método utilizado para calcular o vetor de tensão ótimo e na estimação da corrente a cada iteração. Anteriormente, utilizava-se o modelo do MIT, o qual exigia parâmetros precisos para estimar a corrente para cada vetor de tensão no laço. Na abordagem atual, a estimativa é mais robusta a variação paramétrica, uma vez que o OLEE fornece resultados com base em medições

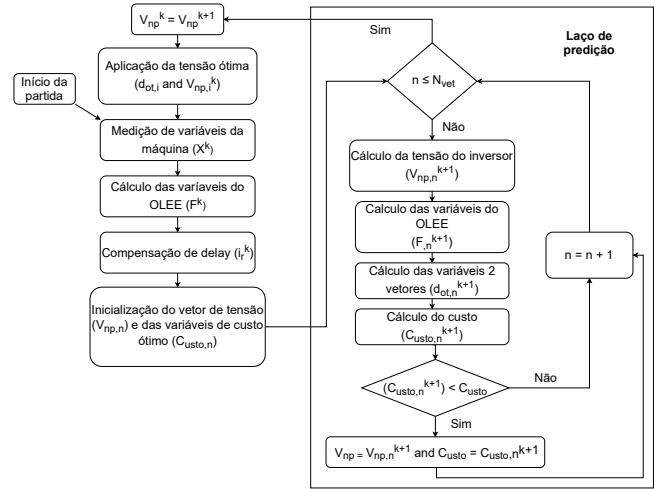


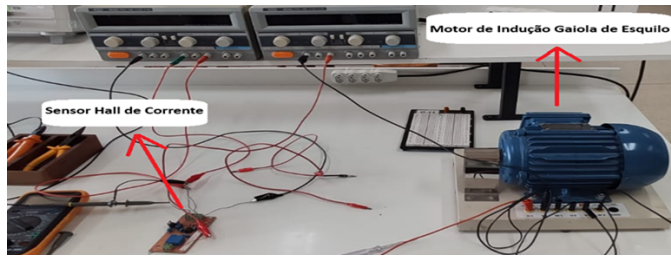
Fig. 5: Esquemático do algoritmo do MPCC2VMF.

em tempo real e na dinâmica do observador. Além disso, o algoritmo agora inclui o cálculo do ciclo de trabalho (duty cycle) em cada iteração, o qual é utilizado pelo modulador para melhorar a resposta de controle do MIT. Por fim, a estrutura do laço para avaliar todos os vetores de tensão possíveis do inversor, calcular a função custo para cada um, selecionar o vetor com menor custo e atualizar as medições da máquina a cada iteração permanece inalterada.

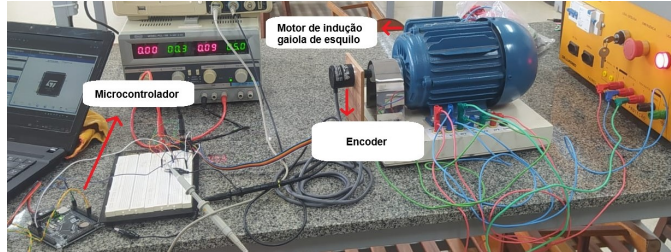
### 4. RESULTADOS E DISCUSSÕES

Em seguida, com relação a implementação de todas as técnicas propostas utilizando os parâmetros da máquina no MATLAB/Simulink, a técnica MPCC2VMF foi avaliada computacionalmente em um inversor acionando o MIT, cujos parâmetros foram estimados para uso de forma experimental [27]. Dessa forma, a bancada utilizada para o ensaio elétrico e mecânico pode ser verificada na Fig. 6(a) e na Fig. 6(b), respectivamente.

Indo mais a fundo, para estimar os parâmetros elétricos, foi aplicado um degrau de tensão CC de forma que a corrente



(a) Ensaio elétrico.



(b) Ensaio mecânico.

Fig. 6: Bancadas experimentais para estimação de parâmetros da máquina.

da máquina atinja 50 % do seu valor nominal, no caso em questão, o valor para a operação foi de 9,80V. Definida esta variável, foi necessário o emprego do sensor de corrente para medição e a estimação destes dados, realizando a coleta da curva de corrente do estator a partir da aplicação do degrau.

Já com relação ao ensaio para estimação dos parâmetros mecânicos, foi coletada uma curva de decaimento de velocidade partindo do regime e da corrente nominal do MIT, sendo demandado o uso de um encoder incremental óptico de 2500 pulsos por revolução e um microcontrolador STM32.

O MPCC2V foi utilizado como base para investigar os efeitos da dependência paramétrica no controle preditivo de corrente combinado com um modulador. Nas simulações, adotou-se uma frequência de amostragem de 20 kHz e devido a dinâmica mecânica ser mais lenta do que a elétrica, para o PI da componente q da corrente e medição da velocidade foi utilizado um período 10 vezes menor de 2 kHz, diminuindo o custo computacional envolvido no controle. Os dados foram adquiridos por meio da ferramenta Simscape do Simulink integrado ao MATLAB, juntamente com o recurso S-Function para a implementação do algoritmo de controle. O desempenho dinâmico e em regime permanente foi analisado através da velocidade mecânica do motor, a corrente na fase A, o torque eletromagnético e as correntes nos eixos  $dq$ . Além disso, os parâmetros do sistema utilizados em todas as simulações estão apresentados na Tabela II.

#### 4.1. Desempenho Dinâmico

Para a análise do desempenho dinâmico do MIT, a máquina partiu do repouso com a aplicação de um degrau de velocidade de 1200 RPM sem carga, após 1 segundo de simulação, momento ao qual o fluxo já havia sido aplicado. Além disso, Para introduzir a variação paramétrica, os valores da indutância do estator ( $L_1$ ), indutância do rotor ( $L_2$ ), indutância mútua ( $L_H$ ), resistência do estator ( $R_1$ ) e resistência do rotor ( $R_2$ ) adotados

TABELA II  
PARÂMETROS DO SISTEMA UTILIZADOS EM SIMULAÇÃO

Parâmetro	Valor
Resistência do estator ( $R_1$ )	8,28 $\Omega$
Resistência do rotor ( $R_2$ )	4,12 $\Omega$
Indutância própria do estator ( $L_1$ )	665 mH
Indutância própria do rotor ( $L_2$ )	665 mH
Indutância mútua ( $L_H$ )	597 mH
Número de polos	4
Momento de inércia ( $J$ )	$26 \times 10^{-4}$ kgm <sup>2</sup>
Coefficiente de atrito viscoso ( $B$ )	$57 \times 10^{-5}$ Nms
Tensão nominal do motor (Triângulo / Estrela)	220 / 380 V
Tensão do barramento CC do inversor ( $V_{CC}$ )	540 V
Potência nominal	1 HP
Largura de banda do observador ( $\omega_0$ )	500
Fator de peso do observador ( $\alpha$ )	7,78
Frequência do motor ( $f$ )	60 Hz
Frequência de amostragem	20 kHz
Frequência de amostragem mecânica	2 kHz

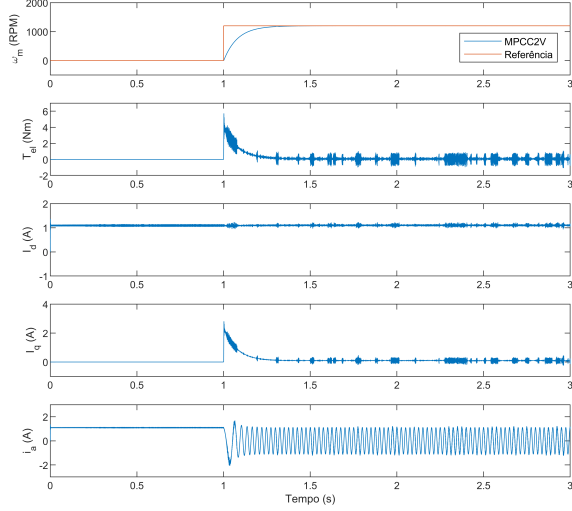
foram o dobro dos valores nominais. Assim, os resultados para a técnica MPCC2V são apresentados na Fig. 7(a), enquanto o comportamento do MPCC2VMF é mostrado na Fig. 7(b).

Assim, verifica-se que o MPCC2V apresenta maior ondulação nas correntes dos eixos  $dq$  e no torque em comparação com a técnica MPCC2VMF, no caso em que existe uma condição de parâmetros sem exatidão, mesmo com a presença do modulador. Consequentemente, o MPCC2VMF demonstra um melhor desempenho. Vale mencionar ainda que o observador incluído na técnica MPCC2VMF demandou 15 ms para que suas componentes  $F$  convergissem com os ganhos utilizados, o que não afetou o controle da máquina.

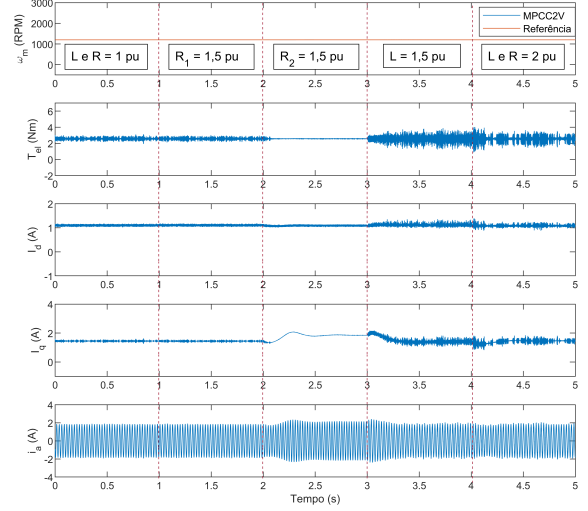
#### 4.2. Desempenho em Regime Permanente

Neste caso, o MIT parte do repouso utilizando os parâmetros nominais, através do MPCC2V e o MPCC2VMF. Após a simulação atingir o regime permanente, são analisadas duas condições de operação: uma com velocidade mecânica de 1200 RPM (alta velocidade) e outra em 120 RPM (velocidade reduzida), ambas sob carga de 2,5 Nm.

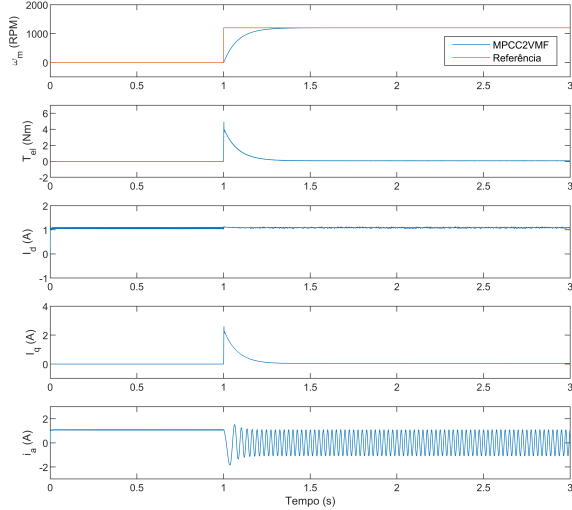
Após o alcançar o regime permanente, a resistência do estator ( $R_1$ ) é acrescida em 50% em relação ao seu valor nominal (1,5 pu). Em seguida,  $R_1$  é restaurado ao valor nominal, e a resistência do rotor ( $R_2$ ) é alterada seguindo o mesmo critério. Após o retorno de  $R_2$  ao seu valor nominal, todas as indutâncias da máquina são alteradas para 50% em relação aos seus valores nominais. Isso inclui a indutância do estator ( $L_1$ ), a indutância do rotor ( $L_2$ ) e a indutância mútua ( $L_H$ ), representadas em conjunto por  $L$ . Por fim, para completar a comparação, todos os parâmetros do MIT são simultaneamente ajustados para o dobro de seus valores nominais (2 pu), a fim de avaliar o impacto combinado no controle da máquina. Com base nessas análises, os resultados para a condição de alta



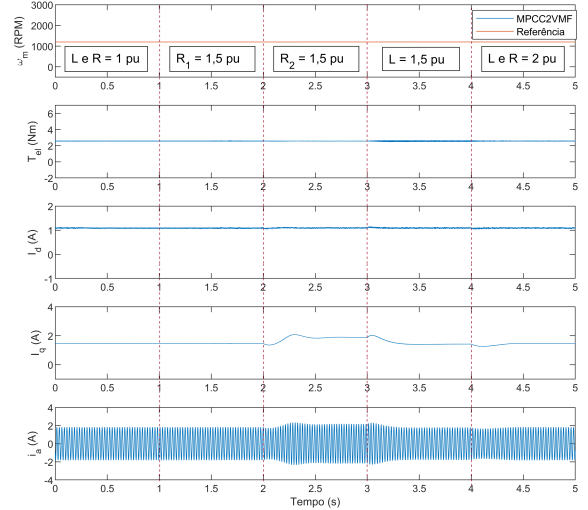
(a) MPCC2V.



(a) MPCC2V.



(b) MPCC2VMF.



(b) MPCC2VMF.

Fig. 7: Resposta dinâmica ao degrau, partindo do repouso até 1200 RPM, sem carga, com todos os parâmetros configurados para o dobro dos nominais.

Fig. 8: Resposta em regime permanente para 1200 RPM com 2,5 Nm de carga e variação paramétrica.

velocidade são apresentados na Figura 8(a), para o MPCC2V, e na Figura 8(b), para o MPCC2VMF.

Vale mencionar que o principal aspecto a ser analisado nas simulações foram as oscilações presentes no torque eletromagnético para cada um dos casos de variação paramétrica apresentados, sendo ela calculada pela porcentagem em relação ao torque médio após o atingimento do regime permanente em cada cenário. Assim, o fator de ondulação ( $r_{fac}$ ) observado no regime permanente foi analisado utilizando as equações (23) e (24), em que a variável  $y$  corresponde ao torque eletromagnético ( $T_{el}$ ).

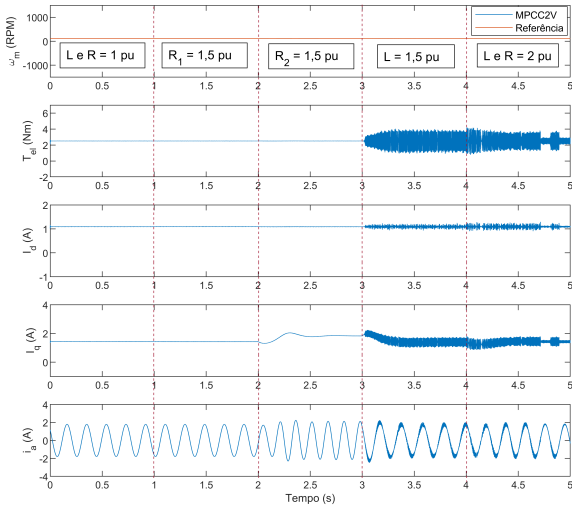
$$\bar{y} = \frac{1}{n} \sum_{i=1}^n y_i \quad (23)$$

$$r_{fac} = \frac{\sqrt{\frac{1}{n} \sum_{i=1}^n (y_i - \bar{y})^2}}{|\bar{y}|} \quad (24)$$

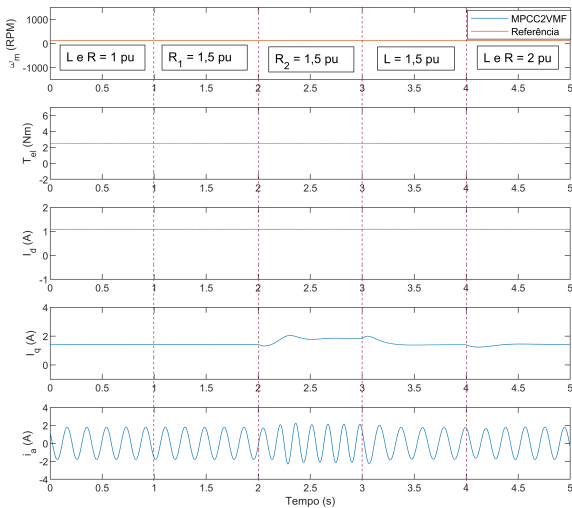
Comparando o caso de alta velocidade para as técnicas MPCC2V e MPCC2VMF, observa-se que ao variar a resistência do estator, o método proposto trás oscilações menores do que o visto no MPCC2V com diferença de 3,54%. Já para um aumento da resistência do rotor ocorre um desvio em regime permanente na corrente do eixo  $q$  em ambos os casos, sendo de 0,42A no MPCC2VMF e 0,34A para o MPCC2V. Além disso, quando as indutâncias diferem dos seus valores nominais, as ondulações no torque e nas correntes dos eixos  $dq$  são maiores no MPCC2V do que no MPCC2VMF com diferença de 14,46%. Por fim, quando todos os parâmetros

são simultaneamente ajustados para o dobro de seus valores nominais, o MPCC2V novamente apresenta maior nível de ondulações em comparação com o MPCC2VMF divergindo em 8,15%, embora ainda inferiores àqueles observadas quando apenas as indutâncias ( $L$ ) são variadas.

Após a análise do caso em alta velocidade, os resultados para a condição de velocidade reduzida são apresentados na Figura 9(a), para o MPCC2V, e na Figura 9(b), para o MPCC2VMF.



(a) MPCC2V.



(b) MPCC2VMF.

Fig. 9: Resposta em regime permanente para 120 RPM com 2,5 Nm de carga e variação paramétrica.

Com base nas observações do caso de alta velocidade, nota-se que, em velocidades menores, quando os parâmetros de resistência são variados, a partir do comportamento da simulação nota-se que não existe diferença da porcentagem de oscilações de torque entre MPCC2V e o MPCC2VMF, porém, existem desvios na corrente do eixo  $q$  no regime

permanente ao variar  $R_2$  com valor de 0,42 A em ambos os casos, similar ao cenário anterior. No entanto, quando todos os parâmetros ou apenas a indutância ( $L$ ) são alterados, a magnitude da ondulação é superior à observada no cenário de maior velocidade com diferença estimada entre o MPCC2VMF e MPCC2V no valor de 23,89% ao variar somente  $L$  e 13,69% variando  $L$  e  $R$  simultaneamente. Mais uma vez, destaca-se que a ondulação causada pela variação de todos os parâmetros é inferior àquela observada quando somente as indutâncias ( $L$ ) são modificadas. Dessa forma, a técnica MPCC2VMF demonstra menor dependência paramétrica em comparação com o MPCC2V nos dois casos analisados, mantendo as vantagens da utilização de um modulador no controle preditivo do MIT.

Assim, a Tabela III reúne os resultados referentes às oscilações de torque considerando ambas as velocidades de rotação e todas as situações de variação paramétrica. Após a análise dos dados de ondulação, observa-se que a técnica MPCC2VMF é mais eficaz na atenuação das ondulações quando há divergência nas resistências, nas indutâncias ou em todos os parâmetros simultaneamente. Um comportamento semelhante é observado mesmo quando todos os parâmetros são conhecidos com precisão, sendo que a técnica MPCC2V apresenta maior nível de ondulação em comparação com o MPCC2VMF.

TABELA III  
ANÁLISE DAS OSCILAÇÕES ENTRE DIFERENTES VELOCIDADES MECÂNICAS E VARIAÇÕES PARAMÉTRICAS

Velocidade mecânica	$L$ e $R = 1$ pu	$R_1 = 1.5$ pu	$R_2 = 1.5$ pu	$L = 1.5$ pu	$L$ e $R = 2$ pu
120 RPM (MPCC2V)	0,34%	0,35%	0,25%	24,34%	14,05%
1200 RPM (MPCC2V)	4,91%	4,43%	0,92%	15,65%	9,06%
120 RPM (MPCC2VMF)	0,34%	0,35%	0,25%	0,45%	0,36%
1200 RPM (MPCC2VMF)	0,82%	0,89%	0,54%	1,19%	0,91%

### 5. CONCLUSÃO

Com base em todas as simulações realizadas, é possível compreender como uma imprecisão nos parâmetros do MIT afeta o desempenho quando se utiliza uma abordagem multi-vetorial, deteriorando tanto o comportamento dinâmico quanto o regime permanente a partir da introdução de maiores ondulações e desvios no torque e nas correntes nos eixos  $dq$ . O método MPCC2VMF proposto utilizando o modelo ultralocal e o OLEE em comparação com o MPCC2V, permitiu o uso de parâmetros divergentes, mantendo ainda um controle satisfatório da máquina, com estabilidade na velocidade em ambas as faixas de operação. Além disso, o MPCC2VMF não compromete o desempenho sob condições ideais, as quais os parâmetros não possuem disparidade. Assim, o objetivo de equilibrar o desempenho em regime permanente com a robustez frente a incertezas paramétricas e a melhoria nas ondulações foi alcançado com sucesso.

### REFERÊNCIAS

[1] Y. Zhang, Z. Yin, W. Li, J. Liu, and Y. Zhang, "Adaptive sliding-mode-based speed control in finite control set model predictive torque control for induction motors," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 36, no. 7, pp. 8076–8087, 2021.

- [2] S. Kouro, P. Cortes, R. Vargas, U. Ammann, and J. Rodriguez, "Model predictive control—a simple and powerful method to control power converters," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 56, no. 6, pp. 1826–1838, 2009.
- [3] F. Wang, S. Li, X. Mei, W. Xie, J. Rodríguez, and R. M. Kennel, "Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of ptc and pcc methods," *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, vol. 11, no. 3, pp. 671–681, 2015.
- [4] L. Shao, W. Shen, F. Li, and C. Ge, "Robust model predictive control for pmsm drives against parameter mismatch," in *2022 41st Chinese Control Conference (CCC)*, pp. 2842–2847, 2022.
- [5] M. F. Elmorshedy, W. Xu, F. F. M. El-Sousy, M. R. Islam, and A. A. Ahmed, "Recent achievements in model predictive control techniques for industrial motor: A comprehensive state-of-the-art," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 58170–58191, 2021.
- [6] J. Rodriguez, C. Garcia, A. Mora, F. Flores-Bahamonde, P. Acuna, M. Novak, Y. Zhang, L. Tariscioti, S. A. Davari, Z. Zhang, F. Wang, M. Norambuena, T. Dragicevic, F. Blaabjerg, T. Geyer, R. Kennel, D. A. Khaburi, M. Abdelrahem, Z. Zhang, N. Mijatovic, and R. P. Aguilera, "Latest advances of model predictive control in electrical drives—part i: Basic concepts and advanced strategies," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 4, pp. 3927–3942, 2022.
- [7] T. Geyer, N. Oikonomou, G. Papafotiou, and F. Kieferndorf, "Model predictive pulse pattern control," in *2011 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 3306–3313, 2011.
- [8] Y. Zhang and H. Yang, "Model predictive torque control of induction motor drives with optimal duty cycle control," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 29, no. 12, pp. 6593–6603, 2014.
- [9] C. A. Rojas, J. Rodriguez, F. Villarreal, J. Espinoza, and D. A. Khaburi, "Multiobjective fuzzy predictive torque control of an induction motor drive," in *The 6th Power Electronics, Drive Systems & Technologies Conference (PEDSTC2015)*, pp. 201–206, 2015.
- [10] P. Zanchetta, "Heuristic multi-objective optimization for cost function weights selection in finite states model predictive control," in *2011 Workshop on Predictive Control of Electrical Drives and Power Electronics*, pp. 70–75, 2011.
- [11] N. Rayavarapu, S. Devabhaktuni, and C. Subba Reddy, "Weighting factor less model predictive flux control of five-phase induction motor with maximum torque per ampere," in *2023 11th National Power Electronics Conference (NPEC)*, pp. 1–6, 2023.
- [12] X. Wang, Y. Zhang, H. Yang, B. Zhang, and J. Rodriguez, "A robust predictive current control of induction motor drives," in *2020 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition (ECCE)*, pp. 5136–5140, 2020.
- [13] K.-J. Lee, B.-G. Park, R.-Y. Kim, and D.-S. Hyun, "Robust predictive current controller based on a disturbance estimator in a three-phase grid-connected inverter," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 1, pp. 276–283, 2012.
- [14] X. Wang, Y. Zhang, H. Yang, B. Zhang, J. Rodriguez, and C. Garcia, "A model-free predictive current control of induction motor based on current difference," in *2020 IEEE 9th International Power Electronics and Motion Control Conference (IPEMC2020-ECCE Asia)*, pp. 1038–1042, 2020.
- [15] Y. Zhang, X. Wang, B. Zhang, and H. Yang, "A robust model-free predictive current control of induction motor drives," in *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 1–5, 2019.
- [16] M. Bermudez, M. R. Arahal, M. J. Duran, and I. Gonzalez-Prieto, "Model predictive control of six-phase electric drives including arx disturbance estimator," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 1, pp. 81–91, 2021.
- [17] M. Khalilzadeh, S. Vaez-Zadeh, J. Rodriguez, and R. Heydari, "Model-free predictive control of motor drives and power converters: A review," *IEEE Access*, vol. 9, pp. 105733–105747, 2021.
- [18] C. Zhou, Y. Zhang, and H. Yang, "Model-free predictive control of motor drives: A review," *CES Transactions on Electrical Machines and Systems*, pp. 1–15, 2025.
- [19] Y. Zhang, J. Jin, and L. Huang, "Model-free predictive current control of pmsm drives based on extended state observer using ultralocal model," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 68, no. 2, pp. 993–1003, 2021.
- [20] Y. Zhang and H. Yang, "Torque ripple reduction of model predictive torque control of induction motor drives," in *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pp. 1176–1183, 2013.
- [21] P. Vas, *Vector Control of AC Machines (Monographs in Electrical and Electronic Engineering)*. Clarendon Press, 1990.
- [22] D. W. Hart, *Power electronics*. New York: McGraw-Hill, 2011. OCLC: ocn465363569.
- [23] P. R. U. Guazzelli, S. T. C. A. d. Santos, A. G. de Castro, W. C. d. A. Pereira, C. M. R. de Oliveira, J. R. B. d. A. Monteiro, and M. L. de Aguiar, "Decoupled predictive current control with duty-cycle optimization of a grid-tied nine-switch converter applied to an induction generator," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 37, no. 3, pp. 2778–2789, 2022.
- [24] Z. Gao, "Scaling and bandwidth-parameterization based controller tuning," in *Proceedings of the 2003 American Control Conference, 2003.*, vol. 6, pp. 4989–4996, 2003.
- [25] A. Mousaei, M. B. Bannae Sharifian, and N. Rostami, "An improved predictive current control strategy of linear induction motor based on ultra-local model and extended state observer," in *2022 13th Power Electronics, Drive Systems, and Technologies Conference (PEDSTC)*, pp. 12–18, 2022.
- [26] W. C. d. A. Pereira, *Contribuições ao Controle Preditivo Finite Control-Set Aplicado à Máquina de Indução Trifásica*. Tese (doutorado), Universidade de São Paulo (USP), 2019.
- [27] E. B. Couto, *Identificação paramétrica de um motor de indução trifásico através de ensaio degrau em corrente contínua*. Mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade de São Paulo, São Carlos, Oct. 1996.