

UNIVERSIDADE FEDERAL DE JUIZ DE FORA
FACULDADE DE ENGENHARIA
CURSO DE BACHARELADO INTERDISCIPLINAR EM ENGENHARIA
ELÉTRICA - ROBÓTICA E AUTOMAÇÃO INDUSTRIAL

Caio Sergio Pereira da Fonseca

**Análise de Estratégias de Controle e Açãoamento para Motores de Indução
de Alta Potência**

Juiz de Fora
2025

Caio Sergio Pereira da Fonseca

**Análise de Estratégias de Controle e Açãoamento para Motores de Indução
de Alta Potência**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de bacharelado interdisciplinar em
Engenharia Elétrica - Robótica e Automação
Industrial da Universidade Federal de Juiz
de Fora como requisito parcial à obtenção do
título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Orientadora: Prof. Dr. Janaína Gonçalves de Oliveira

Juiz de Fora

2025

Ficha catalográfica elaborada através do Modelo Latex do CDC da UFJF
com os dados fornecidos pelo(a) autor(a)

Fonseca, Caio Sergio Pereira da.

Análise de Estratégias de Controle e Acionamento para Motores de Indução de Alta Potência / Caio Sergio Pereira da Fonseca. – 2025.

67 f. : il.

Orientadora: Janaína Gonçalves de Oliveira

Trabalho de Conclusão de Curso (Graduação em Engenharia Elétrica - Robótica e Automação Industrial) – Universidade Federal de Juiz de Fora, Faculdade de Engenharia. Curso de bacharelado interdisciplinar em Engenharia Elétrica - Robótica e Automação Industrial, 2025.

1. Motor de Indução. 2. Alta potência. 3. Acionamento. 4. Controle. I. Oliveira, Janaína Gonçalves de, orient. II. Título.

Caio Sergio Pereira da Fonseca

**Análise de Estratégias de Controle e Acionamento para Motores de Indução
de Alta Potência**

Trabalho de Conclusão de Curso apresentado
ao Curso de bacharelado interdisciplinar em
Engenharia Elétrica - Robótica e Automação
Industrial da Universidade Federal de Juiz
de Fora como requisito parcial à obtenção do
título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Aprovada em (dia) de (mês) de (ano)

BANCA EXAMINADORA

Prof. Dr. Janaína Gonçalves de Oliveira - Orientadora
Universidade Federal de Juiz de Fora

Prof. Dr. Leonardo Willer de Oliveira
Universidade Federal de Juiz de Fora

Dedico este trabalho à minha família, e à Deus.

AGRADECIMENTOS

A realização deste trabalho é fruto de todas as experiências, interações e conhecimentos que obtive durante minha vida, isso que dá todo o significado a essa conquista. Nesse ponto, expresso meus sinceros agradecimentos aos seguintes:

À minha família, por todo o cuidado, aprendizado e amor incondicional fornecidos ao longo de toda a minha vida. À minha mãe, pelo carinho e compaixão em todos os momentos, e ao meu pai, pelo exemplo de dedicação e excelência pelo qual rezo por ter todos os dias.

À minha noiva, que esteve comigo durante toda esta jornada de aprendizado e que foi primordial para minha conquista dos desafios e decisões que vão construir o meu futuro.

À minha professora orientadora, pelo atenção e oportunidade de poder aprender tanto sobre a Engenharia em uma área que tanto admiro.

Aos meus amigos, que acompanharam toda essa jornada e contribuiram para o meu crescimento e formação.

E à Deus, que me guia todos os dias para a construção desta vida.

“A excelência honra a Deus e inspira pessoas.”

Bill Hybels

RESUMO

O controle baseado na comutação trapezoidal é amplamente utilizado em motores BLDC (Brushless DC) devido à sua simplicidade de implementação e ao baixo custo de operação. Entretanto, seu uso em motores de indução ainda é pouco documentado, especialmente quanto ao desempenho, viabilidade técnica e possibilidade de implementação sensorless. Considerando que os motores de indução permanecem predominantes em aplicações de alta potência — como mineração, transporte ferroviário e sistemas industriais pesados —, torna-se relevante investigar alternativas de controle que conciliem robustez, baixo custo e facilidade de implementação. Este trabalho propõe uma análise comparativa entre três estratégias de controle de motores de indução: o controle vetorial, o controle escalar (V/f) e o controle por comutação trapezoidal. As simulações foram realizadas no ambiente MATLAB/Simulink, utilizando um modelo de motor de indução de alta potência, submetido a diferentes condições de carga. Para cada método, foram avaliados o comportamento dinâmico, a eficiência energética, a complexidade de implementação e a viabilidade de operação. Os resultados indicam que o controle escalar, amplamente utilizado em aplicações industriais, apresenta bom desempenho na manutenção da velocidade sob condições de carga elevada, porém demonstra limitações quanto à velocidade de resposta e níveis elevados de corrente interna. O controle vetorial, por sua vez, apresentou dificuldades de adaptação ao motor adotado no estudo, evidenciando desafios práticos na aplicação de técnicas orientadas à alta precisão nesse tipo de sistema. Ainda assim, o método é mantido no trabalho com caráter analítico e propositivo, visando documentar tais limitações e apontar possíveis soluções futuras. Já o método de comutação trapezoidal, apesar da sua simplicidade, apresentou resultados expressivos, com baixo tempo de resposta e precisão moderada em aplicações com baixas cargas. Conclui-se que esse método pouco explorado pela indústria pode representar uma alternativa promissora para sistemas de acionamento de motores de indução em ambientes de alta potência e menor exigência de precisão.

Palavras-chave: Motor de indução; Alta potência; Acionamento; Controle; Comutação trapezoidal.

ABSTRACT

The trapezoidal commutation control method is widely used in Brushless DC (BLDC) motors due to its simplicity of implementation and low operational cost. However, its application to induction motors is still poorly documented, especially with respect to performance, technical feasibility, and the possibility of sensorless implementation. Considering that induction motors remain predominant in high-power applications—such as mining, railway transportation, and heavy industrial systems—it becomes relevant to investigate alternative control strategies that combine robustness, low cost, and ease of implementation. This work proposes a comparative analysis of three control strategies for induction motors: vector control, scalar control (V/f), and trapezoidal commutation control. The simulations were carried out in the MATLAB/Simulink environment using a high-power induction motor model subjected to different load conditions. For each method, the dynamic behavior, energy efficiency, implementation complexity, and operational feasibility were evaluated. The results indicate that scalar control, widely used in industrial applications, presents good performance in maintaining speed under high-load conditions; however, it shows limitations in terms of response time and high internal current levels. Vector control, in turn, presented difficulties in adapting to the motor adopted in this study, highlighting practical challenges in the application of high-precision-oriented techniques in this type of system. Nevertheless, this method is retained in the work with an analytical and propositional approach, aiming to document these limitations and point out possible future solutions. The trapezoidal commutation method, despite its simplicity, demonstrated expressive results, with short response times and moderate accuracy in low-load applications. It is concluded that this method, still scarcely explored by the industry, may represent a promising alternative for induction motor drive systems operating in high-power environments with reduced precision requirements.

Keywords: Induction motor; High power; Motor drive; Control; Trapezoidal commutation.

LISTA DE ILUSTRAÇÕES

Figura 1 - Vista em corte de um motor de indução trifásico do tipo TEFC.	17
Figura 2 - Circuito equivalente do motor de indução trifásico.	19
Figura 3 - Inversor trifásico típico.	20
Figura 4 - Típica forma de onda das tensões sintetizadas pelo inversor.	21
Figura 5 - Construção gráfica da modulação SPWM.	22
Figura 6 - Diagrama de comutação trapezoidal.	23
Figura 7 - Controle escalar em malha aberta.	24
Figura 8 - Controle escalar em malha fechada.	25
Figura 9 - Sistema de controle vetorial do modelo IFOC.	26
Figura 10 - Sistema de controle utilizando a modulação six-step.	27
Figura 11 - Fonte de alimentação CC e inversor trifásico.	29
Figura 12 - Motor de indução e medições de parâmetros.	30
Figura 13 - Blocos do sistema de controle vetorial em malha fechada.	31
Figura 14 - Controle escalar em malha aberta.	32
Figura 15 - Controle escalar em malha fechada.	32
Figura 16 - Controle six-step em malha aberta.	33
Figura 17 - Controle six-step em malha fechada.	33
Figura 18 - Bloco lógico para geração do ângulo elétrico.	34
Figura 19 - Bloco para geração dos seis sinais de comutação.	35
Figura 20 - Teste de rampa de velocidade.	36
Figura 21 - Teste de adição de carga durante operação em regime permanente. . . .	37
Figura 22 - Teste de inversão de rotação.	38
Figura 23 - Resposta típica de um sistema controlado a um degrau de referência. . .	39
Figura 24 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração utilizando o controle vetorial em malha fechada.	42
Figura 25 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração utilizando o controle vetorial em malha fechada.	43
Figura 26 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração com referência em degrau utilizando o controle six-step em malha aberta.	44
Figura 27 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração com referência em rampa utilizando o controle escalar em malha fechada.	45
Figura 28 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle escalar em malha fechada.	46
Figura 29 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle six-step em malha fechada.	47
Figura 30 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle six-step sensorless em malha aberta.	47

Figura 31 - Corrente do estator durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle escalar em malha fechada.	48
Figura 32 - Corrente do estator durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle six-step em malha fechada.	49
Figura 33 - Corrente do estator durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle six-step sensorless.	49
Figura 34 - Energia consumida durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle escalar em malha fechada.	50
Figura 35 - Energia consumida durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle six-step em malha fechada.	51
Figura 36 - Velocidade rotórica durante o teste de adição de carga utilizando o controle escalar em malha fechada.	53
Figura 37 - Velocidade rotórica durante o teste de adição de carga utilizando o controle six-step em malha fechada.	54
Figura 38 - Velocidade rotórica durante o teste de adição de carga utilizando o controle six-step em malha aberta.	54
Figura 39 - Corrente do estator durante o teste de adição de carga utilizando o controle escalar em malha fechada.	55
Figura 40 - Corrente do estator durante o teste de adição de carga utilizando o controle six-step em malha fechada.	56
Figura 41 - Corrente do estator durante o teste de adição de carga utilizando o controle six-step em malha aberta.	56
Figura 42 - Espectro de frequências da corrente do estator durante o teste de adição de carga utilizando o controle escalar em malha fechada.	57
Figura 43 - Espectro de frequências da corrente do estator durante operação em vazio utilizando o controle escalar em malha fechada.	58
Figura 44 - Espectro de frequências da corrente do estator durante o teste de adição de carga utilizando o controle six-step em malha fechada.	58
Figura 45 - Espectro de frequências da corrente do estator durante operação em vazio utilizando o controle six-step em malha fechada.	59
Figura 46 - Velocidade rotórica durante o teste de inversão de rotação utilizando o controle escalar em malha fechada.	61

LISTA DE TABELAS

Tabela 1 – Tabela de parâmetros do motor utilizado em simulação (o índice n denota valores nominais da máquina)	28
Tabela 2 – Resumo comparativo dos indicadores de desempenho durante o teste de aceleração e desaceleração	52
Tabela 3 – Resumo comparativo dos indicadores de desempenho durante o teste de adição de carga	60

LISTA DE ABREVIATURAS E SIGLAS

BLDC	Motor de corrente contínua sem escovas
MIT	Motor de indução trifásico
CC	Corrente contínua
CA	Corrente alternada
IGBT	Insulated-gate bipolar transistor
PWM	Pulse width modulation
IFOC	Indirect field oriented control
MA	Malha aberta
MF	Malha fechada
SPWM	Sinusoidal pulse width modulation
DHT	Distorção harmônica total
RPM	Rotações por minuto

SUMÁRIO

1	INTRODUÇÃO	13
1.1	CONTEXTUALIZAÇÃO HISTÓRICA	13
1.2	MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS	13
1.3	ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	14
2	FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA	16
2.1	MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO	16
2.1.1	Funcionamento	17
2.1.2	Modelagem	19
2.2	INVERSOR DE FREQUÊNCIA	20
2.3	SISTEMA DE CONTROLE	23
2.3.1	Modelo do sistema	23
2.3.1.1	<i>Malha aberta</i>	23
2.3.1.2	<i>Malha fechada</i>	24
2.3.2	Técnicas de controle	25
2.3.2.1	<i>Escalar</i>	25
2.3.2.2	<i>Vetorial</i>	25
2.3.2.3	<i>Six-step</i>	26
3	MATERIAIS E MÉTODOS	28
3.1	PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO	28
3.2	AMBIENTE DE SIMULAÇÃO	28
3.2.1	Arquitetura geral do sistema	29
3.2.2	Arquitetura específica	30
3.3	TESTES DE DESEMPENHO	35
3.4	MÉTODOS DE COMPARAÇÃO	38
4	RESULTADOS E DISCUSSÕES	41
4.1	Aceleração e Desaceleração	41
4.2	Adição de Carga	53
4.3	Inversão de Rotação	60
5	CONCLUSÃO	62
5.1	Trabalhos futuros	63
	REFERÊNCIAS	65

1 INTRODUÇÃO

1.1 CONTEXTUALIZAÇÃO HISTÓRICA

Um dos primeiros protótipos documentados de um motor de indução polifásico foi apresentado em 1891 por Nikola Tesla, durante uma exibição em Frankfurt, na Alemanha [1]. Desde então, a aplicação dos motores de indução cresceu de forma exponencial, consolidando-se como o padrão predominante na maioria dos setores industriais [2].

Essa popularização se deve, principalmente, à simplicidade construtiva e ao baixo custo de fabricação desses motores [3]. Além disso, o motor de indução não requer excitação externa — como ocorre nos motores de corrente contínua (CC) — e apresenta maior facilidade de controle e acionamento em comparação ao motor síncrono. Essas características resultam em um equipamento versátil, confiável e amplamente aplicável em diferentes contextos industriais [4, 5, 6].

Para aplicações que demandam torque moderado durante o acionamento, correntes reduzidas e sistemas de controle simples, o motor de indução de gaiola de esquilo se destaca como a escolha mais adequada. Embora existam diversas estratégias de controle para motores de indução, o ambiente industrial — frequentemente sujeito a condições adversas — exige soluções robustas, compactas e de fácil manutenção [7, 8].

Nesse contexto, sistemas de controle convencionais, como o escalar e o vetorial, tornaram-se amplamente adotados na indústria devido à sua eficiência e documentação consolidada. No entanto, outros métodos, originalmente empregados em motores diferentes, também podem apresentar desempenho competitivo. Um exemplo é o controle por comutação trapezoidal, que, apesar de menos difundido nesse tipo de motor, possui potencial de aplicação relevante.

1.2 MOTIVAÇÃO E OBJETIVOS

Existe uma ampla gama de estudos na literatura que realiza análises comparativas entre diferentes métodos de controle de motores elétricos, evidenciando que cada técnica apresenta características próprias que justificam sua adoção em aplicações industriais específicas [9]. A escolha do método de controle mais adequado depende de fatores como custo, desempenho dinâmico, complexidade de implementação e robustez operacional.

No contexto industrial, o motor de indução trifásico destaca-se por sua elevada aplicabilidade, robustez construtiva e eficiência, sendo amplamente empregado em praticamente todos os setores produtivos. Por se tratar de um dos principais elementos responsáveis pelo consumo energético da planta, o desempenho e a eficiência do seu sistema de acionamento impactam diretamente os custos operacionais [10] [11]. Além disso, em muitas aplicações críticas, falhas ou imprecisões no controle do motor podem resultar em

paradas não programadas, atrasos na produção ou até na interrupção completa de processos industriais, reforçando a importância de compreender profundamente as estratégias de controle disponíveis.

Um método comumente empregado na indústria ferroviária, mas com presença limitada em outros setores, é o controle baseado na comutação trapezoidal, ou *six-step commutation* [12, 13]. Essa estratégia apresenta simplicidade de implementação e baixo custo, características semelhantes às do controle escalar V/f, o que desperta interesse na investigação de sua aplicabilidade em ambientes industriais mais amplos, especialmente naqueles que demandam robustez e operação próxima à velocidade nominal.

Dessa forma, surge a motivação para este trabalho: comparar o desempenho e a viabilidade do controle trapezoidal com métodos mais consolidados, como os controles escalar e vetorial, por meio de simulações e análises de desempenho, eficiência e aplicabilidade industrial.

Os principais objetivos deste estudo são:

- Realizar simulações dos modelos de controle escalar, vetorial e *six-step*;
- Definir parâmetros claros de desempenho para possibilitar a comparação entre os métodos;
- Comparar a complexidade de implementação das diferentes estratégias de controle;
- Analisar o desempenho dos controles em cenários com variação de velocidade e aplicação de carga;
- Avaliar a viabilidade de aplicação dos métodos em diferentes ambientes industriais.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Além desta introdução, este trabalho é composto por quatro capítulos, estruturados de forma a proporcionar uma compreensão progressiva dos conceitos, métodos e resultados obtidos.

O Capítulo 2 apresenta os fundamentos teóricos necessários para o entendimento do tema, abordando o funcionamento dos motores de indução e os princípios dos principais métodos de controle estudados.

O Capítulo 3 descreve o ambiente de simulação utilizado — o MATLAB/Simulink — e detalha os procedimentos adotados na implementação dos modelos e na execução dos testes. Também são explicadas as metodologias empregadas para garantir comparações justas e representativas das condições reais de operação industrial.

O Capítulo 4 reúne os resultados das simulações e análises de viabilidade, apresentando dados comparativos de desempenho e discutindo as vantagens e limitações de cada método de controle.

Por fim, o Capítulo 5 apresenta as conclusões do estudo, sintetizando as principais observações e avaliando a aplicabilidade prática de cada sistema de controle no contexto industrial.

2 FUNDAMENTAÇÃO TEÓRICA

Antes de introduzir as simulações e métodos que serão feitos para comparação dos métodos de controle é importante que o leitor esteja completamente inteirado dos componentes principais que consituem o sistema e o seu comportamento.

2.1 MOTOR DE INDUÇÃO TRIFÁSICO

O motor de indução trifásico (MIT) é composto essencialmente por duas partes principais: estator e rotor, cuja interação eletromagnética possibilita a conversão de energia elétrica em mecânica.

- (a) **Estator:** localizado na carcaça da máquina, é a parte fixa constituída por bobinas igualmente espaçadas uma das outras. Quando alimentadas por um sistema trifásico de corrente alternada (CA), tais bobinas produzem um campo magnético girante, fundamental para o funcionamento do MIT.
- (b) **Rotor:** localizado na armadura, é a parte móvel do MIT que interage diretamente com o fluxo girante do estator. Sua estrutura curto-circuitada é afetada pelo campo magnético girante do estator, onde ocorre a indução de correntes elétricas de acordo com a Lei de Faraday. Essas correntes induzidas geram um segundo campo magnético no rotor, o qual interage com o campo girante do estator e produz o torque eletromagnético responsável pelo movimento do eixo.

Existem dois tipos principais de rotor para MIT: o rotor gaiola de esquilo e o rotor bobinado. O rotor gaiola é o mais empregado na indústria devido à sua robustez e simplicidade. Por esse motivo, ele será o modelo adotado para as simulações deste trabalho.

A Figura 1 ilustra o corte de um MIT. O rotor é a parte cilíndrica localizada no centro do motor, assim é fácil notar como ela é afetada pelas ondas eletromagnéticas geradas pelo estator que o engloba.

– Figura 1 - Vista em corte de um motor de indução trifásico do tipo TEFC.



Fonte: S. J. de Waard, Wikimedia Commons, licenciado sob CC BY-SA 3.0 [14].

2.1.1 Funcionamento

O princípio de funcionamento do motor de indução trifásico pode ser compreendido a partir da interação entre o campo magnético girante criado no estator e o campo induzido no rotor. A alimentação trifásica do estator gera um campo eletromagnético girante, aqui representado por B_s , cuja velocidade angular depende diretamente da frequência elétrica aplicada [15].

Essa velocidade é denominada *velocidade síncrona*, N_s , pois representa a velocidade de rotação do campo magnético no estator. Sua relação com a frequência elétrica de alimentação f_s e com o número de polos P é expressa pela Equação 2.1.

$$N_s = \frac{120 f_s}{P} \quad (2.1)$$

A equação 2.1 mostra também como motores com maior número de polos apresentam menor velocidade síncrona, enquanto motores com menos polos giram mais rapidamente para a mesma frequência elétrica.

Quando o campo B_s atravessa as barras curto-circuitadas do rotor, correntes são induzidas no rotor em função da variação do fluxo magnético. Essas correntes produzem um segundo campo, B_r , defasado em relação ao campo do estator. A interação entre os campos gera o torque eletromagnético, proporcional ao produto vetorial entre B_s e B_r , e à k , uma constante relacionada à fatores físicos da máquina.

$$\tau_{ind} = k (B_s \times B_r) \quad (2.2)$$

A Equação 2.2 evidencia que o torque só é gerado quando existe defasagem angular entre os campos, o que significa que o rotor nunca alcança exatamente a velocidade síncrona, pois isso zeraria o torque. Em condições de baixa carga, o rotor se aproxima da velocidade síncrona, mas sempre operando ligeiramente abaixo dela.

Essa diferença entre a velocidade síncrona N_s e a velocidade mecânica N_m do rotor, apresentada na Equação 2.3, define o *escorregamento*, s - parâmetro essencial para compreender o comportamento do motor.

$$s = \frac{N_s - N_m}{N_s} \quad (2.3)$$

Uma vez conhecido o escorregamento, pode-se determinar a frequência elétrica presente no rotor, a qual é proporcional à frequência aplicada ao estator. A Equação 2.4 expressa essa relação, em que f_s representa a frequência elétrica do estator e s o escorregamento do motor.

$$f_r = f_s \cdot s \quad (2.4)$$

Além de definir a frequência elétrica do rotor, o escorregamento é um parâmetro fundamental para a determinação do torque eletromagnético induzido no motor de indução. A partir do circuito equivalente do motor, pode-se obter uma expressão analítica para o torque induzido em função do escorregamento, dada por:

$$\tau_{ind} = \frac{3V_{TH}^2 \frac{R_2}{s}}{2\pi f_s \left[\left(R_{TH} + \frac{R_2}{s} \right)^2 + (X_{TH} + X_2)^2 \right]} \quad (2.5)$$

em que V_{TH} , R_{TH} e X_{TH} correspondem, respectivamente, à tensão, resistência e reatância equivalentes de Thévenin do estator vistas pelo rotor, R_2 e X_2 são a resistência e a reatância do rotor, e ω_{sinc} representa a velocidade síncrona do campo girante.

A Equação 2.5 evidencia que o torque induzido é fortemente dependente do escorregamento, apresentando um valor máximo para uma condição específica de operação. Esse comportamento fundamenta os conceitos de torque máximo e estabilidade do motor de indução, sendo amplamente explorado em estratégias de controle que buscam otimizar o desempenho dinâmico e energético da máquina.

Dessa forma, conclui-se que o escorregamento e a frequência elétrica do rotor desempenham papel central nos métodos de controle analisados ao longo deste trabalho,

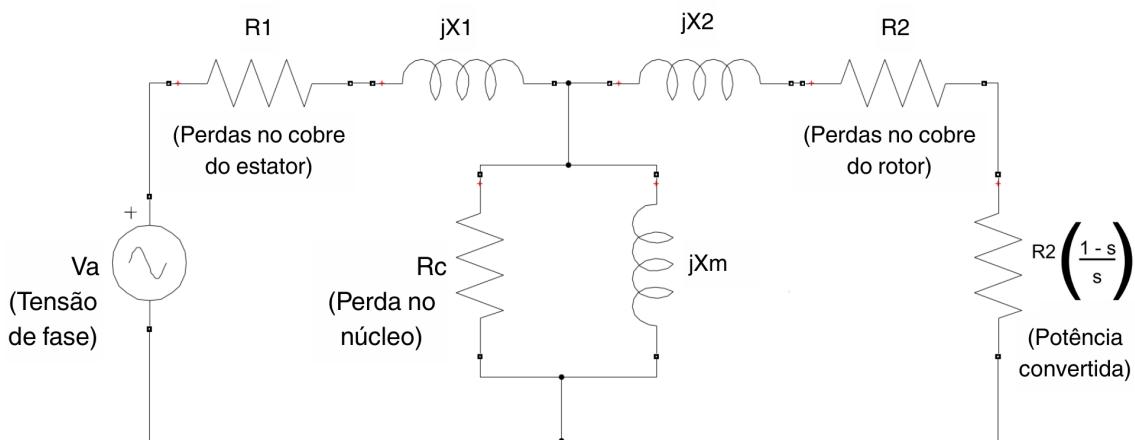
pois estabelecem a ligação direta entre o comportamento elétrico do motor e sua resposta mecânica.

2.1.2 Modelagem

A modelagem do motor de indução trifásico permite representar matematicamente o comportamento eletromagnético que ocorre entre estator e rotor. Apesar de não existir conexão elétrica direta entre esses dois circuitos, a interação entre seus campos magnéticos estabelece um acoplamento eletromagnético semelhante ao de um transformador.

Essa analogia possibilita a construção de um *círcuito equivalente*, no qual o estator é representado por sua resistência e reatância próprias, enquanto o rotor é representado por grandezas referidas ao estator, ajustadas pelo fator de escorregamento. Esse circuito equivalente — amplamente utilizado na análise de máquinas elétricas — permite determinar grandezas como torque induzido, correntes, perdas e potência convertida.

– Figura 2 - Círcuito equivalente do motor de indução trifásico.



Fonte: Autoria própria - Adaptado de Chapman (2012) [15]

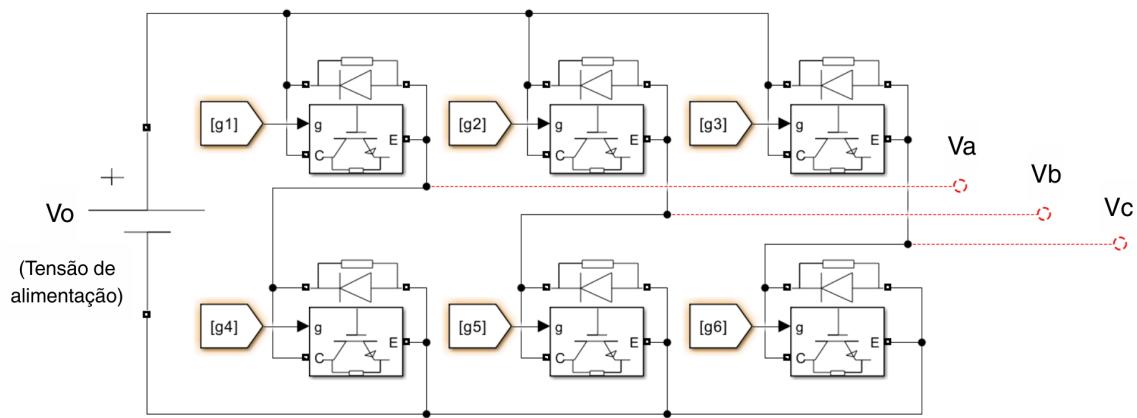
A Figura 2 apresenta a estrutura clássica do circuito equivalente do motor de indução, contendo a resistência e a reatância do estator (R_1 e jX_1), a resistência e a reatância do rotor (R_2 e jX_2), a indutância de magnetização (jX_m) e a resistência do núcleo (R_c), todos alimentados pela tensão de fase em CA (V_a). A partir desse modelo é possível compreender como os parâmetros elétricos influenciam diretamente as perdas e a potência mecânica gerada no eixo do motor.

Esse circuito desempenha um papel essencial nas etapas de controle, pois fornece a base para o cálculo da velocidade do rotor, do torque eletromagnético e das relações de fluxo, parâmetros que serão utilizados posteriormente na análise comparativa dos métodos de controle estudados neste trabalho.

2.2 INVERSOR DE FREQUÊNCIA

O inversor de frequência constitui, após o motor, o componente mais relevante do sistema de acionamento. É por meio dele que o sistema de controle modula a tensão e a frequência aplicadas ao motor, permitindo que a velocidade angular e o torque acompanhem as referências impostas pelo controlador. Como este trabalho utiliza um MIT, será considerada a operação de um inversor trifásico, que é o modelo empregado nas simulações.

– Figura 3 - Inversor trifásico típico.

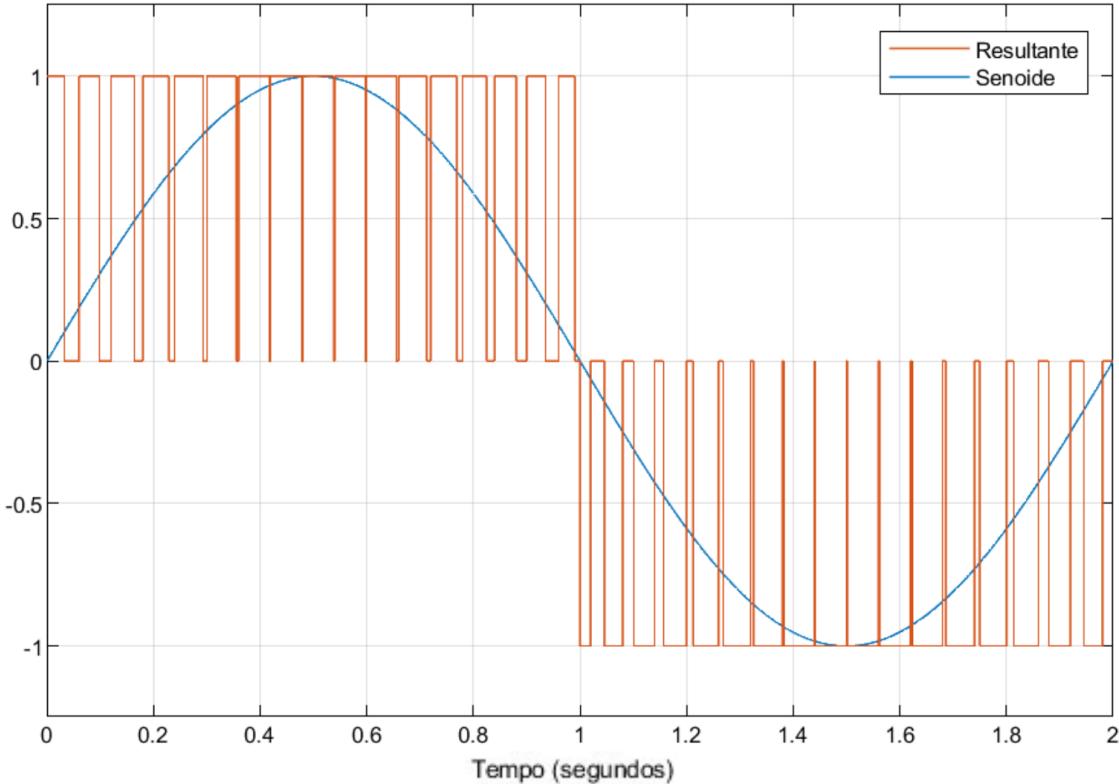


Fonte: Autoria própria - Adaptado de Fitzgerald (1952) [16]

O inversor trifásico apresentado na Figura 3 é formado por seis semicondutores — tipicamente transistores IGBT — organizados em três ramos. Cada ramo corresponde a uma fase do motor. Os semicondutores são ligados a uma fonte de corrente contínua (CC), e o chaveamento coordenado desses dispositivos permite sintetizar formas de onda alternadas nas três fases do motor.

Embora as formas de onda resultantes não sejam senoidais ideais, como ilustrado na Figura 4, sua decomposição em série de Fourier evidencia uma componente fundamental senoidal dominante com amplitude e frequência equivalentes à uma função de CA. É justamente essa componente fundamental que define o comportamento eletromagnético do MIT [17].

– Figura 4 - Típica forma de onda das tensões sintetizadas pelo inversor.



Fonte: Autoria própria - Adaptado de Vukosavic (2012) [18]

Assim, o inversor desempenha papel central na geração da corrente de estator que alimenta o motor e, consequentemente, na determinação do torque produzido e da velocidade atingida pelo rotor.

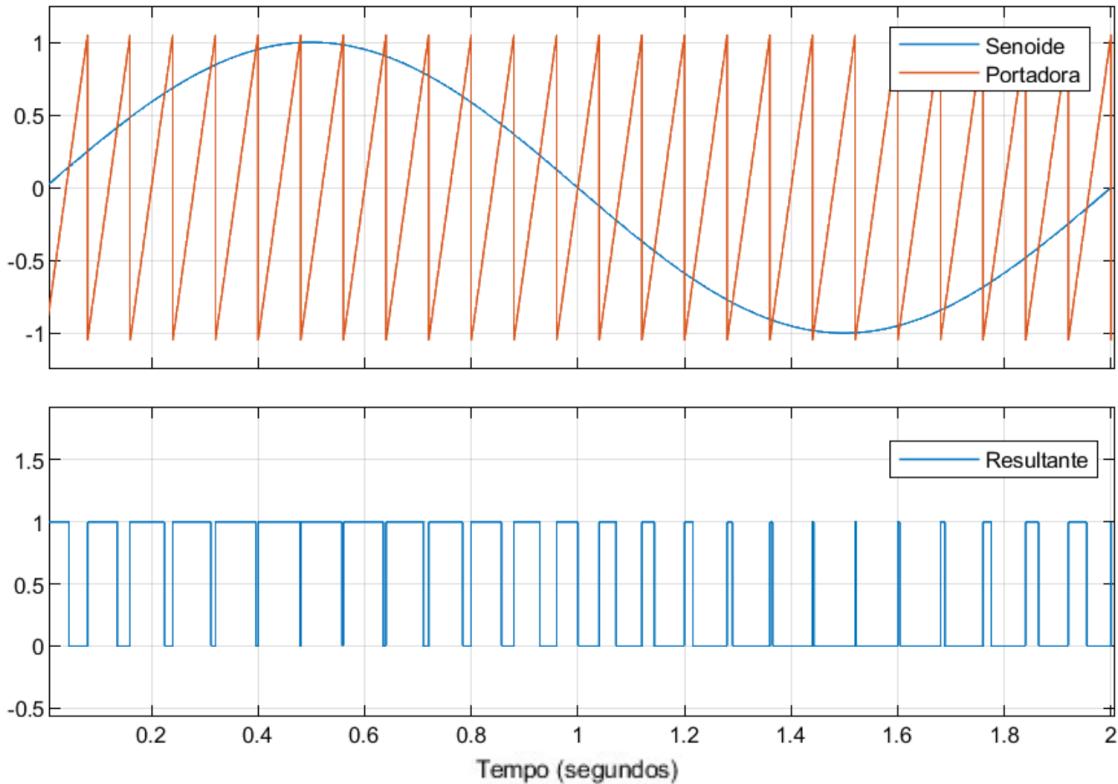
A operação dos semicondutores do inversor é realizada por meio de uma técnica de comutação conhecida como modulação por largura de pulso (Pulse Width Modulation – PWM). Nesse tipo de modulação, os dispositivos são acionados de forma binária (ligado/desligado), mas o tempo de condução dentro de cada período é proporcional à tensão equivalente desejada. Porém, é importante abordar como diferentes modelos de comutação podem mudar fundamentalmente a resposta de um sistema com MIT [19], assim, dentre as diversas técnicas de PWM existentes, duas serão consideradas neste trabalho:

- (a) **SPWM - Sinosoidal Pulse Width Modulation:** é a técnica mais tradicional para controle de motores. Ela funciona comparando uma onda senoidal de referência — que define a frequência e a amplitude desejadas — com uma onda triangular de alta frequência, chamada portadora. Sempre que a referência ultrapassa a portadora, o semicondutor correspondente é acionado.

O resultado é uma sequência de pulsos cujo valor médio acompanha a forma senoidal, conforme ilustrado na Figura 5. Essa técnica oferece dois graus de liberdade:

amplitude e frequência da onda modulada. Isso permite produzir tensões mais próximas de uma senoide, reduzindo harmônicos e melhorando o desempenho do motor, embora aumente a complexidade do sistema de controle.

– Figura 5 - Construção gráfica da modulação SPWM.



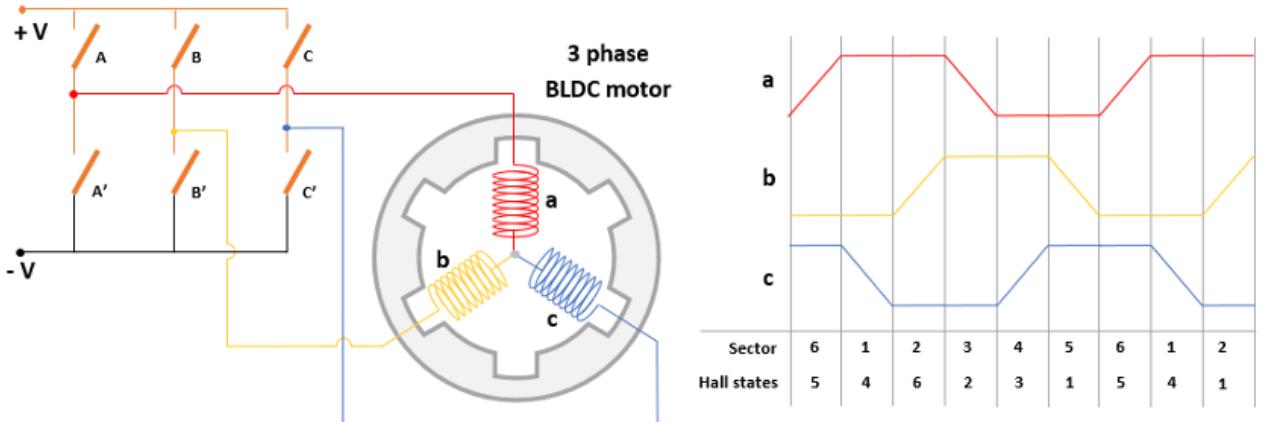
Fonte: Autoria própria - Adaptado de Bose (2002) [20]

(b) **Comutação trapezoidal:** é uma técnica mais simples e amplamente utilizada em motores BLDC. Ela é baseada em uma sequência fixa de acionamento das chaves do inverter, produzindo formas de onda que se assemelham a trapézios.

Essa técnica apresenta apenas um grau de liberdade (a frequência de comutação), o que a torna simples de implementar. Seu uso, entretanto, resulta em ondas mais ricas em harmônicos, diminuindo a suavidade do controle em comparação à SPWM. Ainda assim, sua robustez e simplicidade justificam sua investigação neste trabalho, especialmente pela pouca documentação do método aplicado a motores de indução.

A Figura 6 ilustra o diagrama de comutação utilizado na modulação trapezoidal, destacando a ordem das chaves que gera a corrente no estator.

– Figura 6 - Diagrama de comutação trapezoidal.



Fonte: MATLAB Help Center - Six Step Commutation [21]

2.3 SISTEMA DE CONTROLE

O sistema de controle é responsável por comandar o inversor trifásico de modo que o motor de indução alcance as condições de operação desejadas de torque e velocidade. Sua estrutura e complexidade dependem do tipo de malha utilizada (aberta ou fechada) e da técnica de controle aplicada (escalar, vetorial ou six-step). Nesta seção são apresentados os modelos básicos de malha aberta e fechada, seguidos pelas técnicas de controle empregadas neste trabalho.

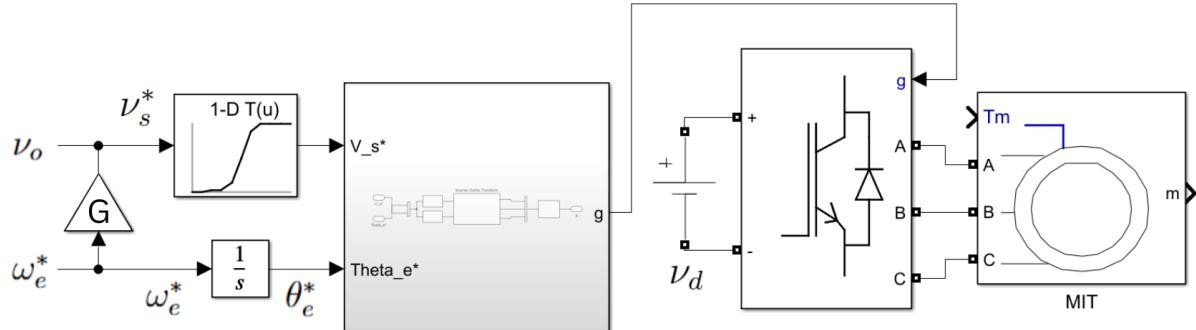
2.3.1 Modelo do sistema

2.3.1.1 Malha aberta

No modelo de controle de malha aberta (MA), não há realimentação de variáveis do motor, como corrente do estator ou velocidade do rotor. A referência de velocidade é utilizada para gerar uma frequência elétrica desejada, que é convertida diretamente em uma sequência de chaveamentos do inversor. Assim, o sistema assume que o motor responderá conforme o modelo esperado, sem realizar correções baseadas no comportamento real.

A Figura 7 apresenta um exemplo de controle escalar em malha aberta. A partir da velocidade de referência, o controlador gera os parâmetros necessários (frequência e tensão) e envia ao inversor a sequência de comutações apropriada. O motor, então, tende a acelerar até atingir o valor desejado, embora diferenças de carga possam gerar erros no regime permanente.

– Figura 7 - Controle escalar em malha aberta.



Fonte: Autoria própria - Adaptado de Bose (2002) [20]

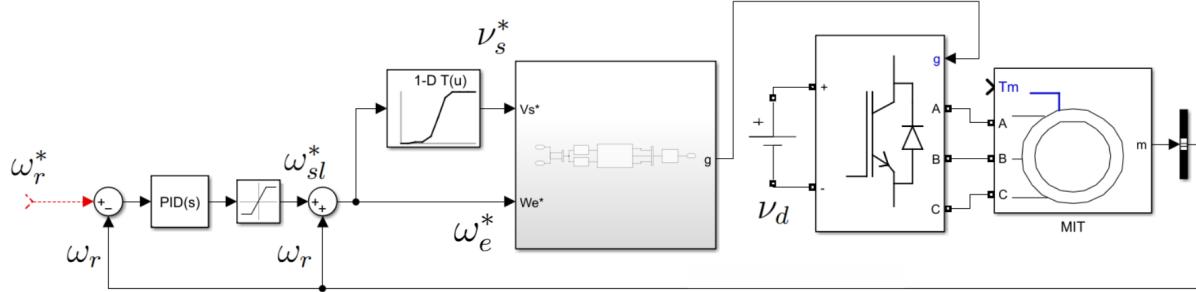
O modelo em malha aberta apresenta simplicidade e baixo custo, mas não corrige desvios entre a referência e a velocidade real. Mesmo assim, é amplamente empregado em aplicações em que pequenas variações são aceitáveis.

2.3.1.2 Malha fechada

Na malha fechada (MF), sensores ou estimadores são introduzidos para medir parâmetros como velocidade e corrente. Essas variáveis são comparadas com a referência, produzindo um erro que é utilizado para ajustar dinamicamente a frequência de comutação e a amplitude da tensão aplicada ao motor. Dessa forma, o sistema corrige desvios e melhora o desempenho no regime permanente.

A Figura 8 apresenta um controle escalar em malha fechada utilizando um tacômetro para medir a velocidade do rotor. Alternativamente, a velocidade pode ser estimada por métodos indiretos [22]. Essa abordagem é útil em ambientes industriais onde não é possível instalar sensores adicionais [3].

– Figura 8 - Controle escalar em malha fechada.



Fonte: Autoria própria - Adaptado de Bose (2002) [20]

Embora mais preciso, o sistema de malha fechada aumenta a complexidade e o custo do acionamento, motivo pelo qual nem sempre é adotado, especialmente em motores de indução de grande porte.

2.3.2 Técnicas de controle

2.3.2.1 Escalar

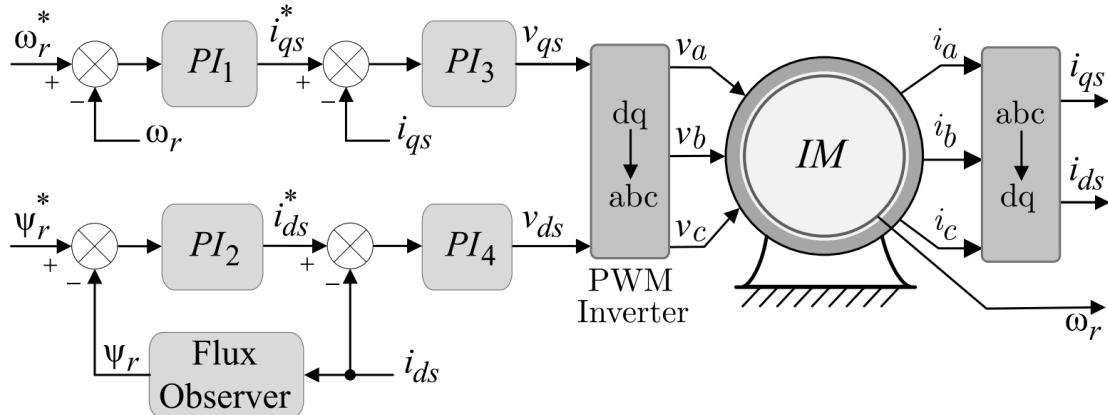
O controle escalar é o método mais difundido na indústria para motores de indução, devido à sua robustez, simplicidade e baixo custo. Ele opera manipulando a relação entre a frequência elétrica e a tensão aplicada ao estator. A ideia central é manter o fluxo aproximadamente constante ao variar a velocidade, evitando sobrecorrentes e saturação do núcleo [20].

Nas Figuras 7 e 8, observa-se que a referência de velocidade é convertida em uma frequência desejada e, através de uma *lookup table*, ajusta-se a tensão correspondente. Dessa forma, o fluxo magnético permanece dentro dos limites operacionais. A técnica utiliza comumente modulação SPWM, apresentando bom desempenho em diversas aplicações industriais.

2.3.2.2 Vetorial

O controle vetorial (ou orientado a campo) é uma técnica mais avançada, que busca controlar separadamente as componentes responsáveis pelo fluxo e pelo torque, de maneira semelhante ao controle de motores CC [20]. Isso é obtido por meio de transformações matemáticas e do uso de controladores independentes para as correntes de eixo direto e de eixo em quadratura.

– Figura 9 - Sistema de controle vetorial do modelo IFOC.



Fonte: CARATI et al. (2019), licenciado sob Creative Commons CC BY 4.0 [23].

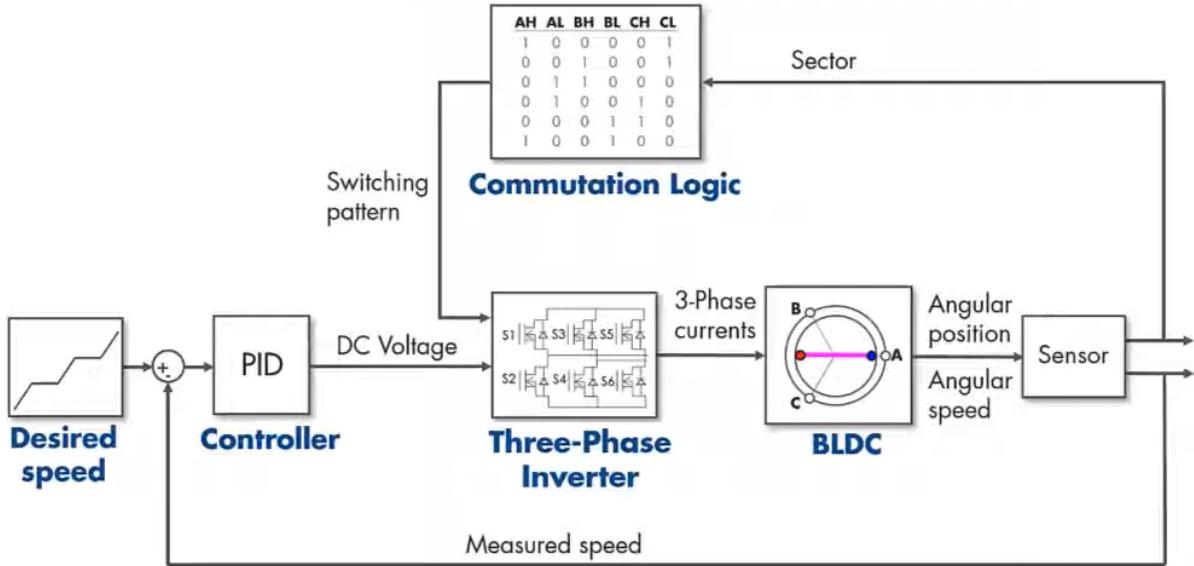
A Figura 9¹, especificamente, ilustra a técnica de controle vetorial IFOC (*Indirect Field-Oriented Control*), ou Controle por Orientação de Campo Indireto. Nota-se que essa técnica utiliza diversos blocos matemáticos e múltiplos controladores PID, o que aumenta a precisão, mas também a complexidade do sistema. O método é ideal para aplicações que exigem controle fino de torque e rápida resposta dinâmica. Assim como o método escalar, utiliza SPWM para acionar o inversor.

2.3.2.3 Six-step

A técnica, pouco presente na bibliografia, se baseia em um cálculo da velocidade de referência, assim como o modelo escalar; mas, ao invés de usar o modelo de comutação do SPWM, utiliza a comutação trapezoidal, ou *six-step commutation*, que é a mais simples entre as abordadas neste trabalho. A técnica, entretanto, é amplamente usada em motores BLDC e em sistemas industriais que exigem torque elevado e baixa dinâmica, como aplicações metro-ferroviárias.

¹ As figuras provenientes de trabalhos externos utilizadas neste estudo seguem a licença Creative Commons Attribution 4.0 (CC BY 4.0), permitindo reprodução e adaptação mediante atribuição adequada aos autores.

– Figura 10 - Sistema de controle utilizando a modulação six-step.



Fonte: MATLAB Help Center – Six Step Commutation [21]

A Figura 10 ilustra, assim como no controle escalar, que a velocidade de referência é convertida em uma frequência desejada. Entretanto, a modulação utilizada segue uma tabela fixa de comutação definida pela técnica de comutação trapezoidal. Apesar de apresentar apenas um grau de liberdade, sua simplicidade de implementação e o baixo custo tornam essa técnica interessante em cenários industriais específicos, onde a fonte de tensão é limitada e o motor ainda requer um alto conjugado.

3 MATERIAIS E MÉTODOS

3.1 PARÂMETROS DE SIMULAÇÃO

Para realizar as simulações e análises deste trabalho, é necessário definir os parâmetros elétricos e mecânicos do motor de indução estudado. Como o foco desta análise é a aplicação de técnicas de controle em máquinas de alta potência, alguns parâmetros — como momento de inércia, indutâncias e resistências — podem assumir valores superiores aos encontrados em motores de pequeno porte.

A Tabela 1 apresenta o conjunto de parâmetros elétricos e mecânicos adotados para o modelo do motor. Esses valores foram definidos com base em referências da literatura e ajustados para refletir um motor industrial típico de média a alta potência.

Esses parâmetros serão utilizados ao longo das simulações para calcular fluxo, torque, corrente, comportamento dinâmico e desempenho energético, servindo de referência comum para a comparação entre as estratégias de controle vetorial, escalar e trapezoidal.

Tabela 1 – Tabela de parâmetros do motor utilizado em simulação (o índice n denota valores nominais da máquina).

Parâmetro	Símbolo	Valor	Unidade
Potência	P_n	150	kW
Tensão da fonte	V_{DC}	2900	V
Frequência síncrona	f_s	59	Hz
Número de polos	P	6	—
Resistência do estator	R_1	0,032529	Ω
Resistência do rotor	R_2	0,020296	Ω
Indutância do estator	L_1	0,0006798	H
Indutância do rotor	L_2	0,000811	H
Indutância de magnetização	L_m	0,285	H
Momento de inércia	J	3487	$\text{kg} \cdot \text{m}^2$
Coeficiente de atrito	B_n	0,01	$\text{N} \cdot \text{m} \cdot \text{s}/\text{rad}$

3.2 AMBIENTE DE SIMULAÇÃO

Para a construção dos sistemas de acionamento e a realização das simulações, foi utilizado o ambiente MATLAB/Simulink, ferramenta amplamente empregada em estudos de sistemas elétricos e de controle. O Simulink permite a modelagem integrada de subsistemas elétricos, mecânicos e de controle por meio de blocos pré-configurados disponíveis em bibliotecas específicas, possibilitando uma representação fiel do comportamento dinâmico dos sistemas analisados.

As simulações foram desenvolvidas utilizando a versão MATLAB R2023a, em regime de simulação discreta, com passo de integração de $T_{step} = 5 \times 10^{-6}$ s. Para a

resolução numérica das equações diferenciais do sistema, foi adotado o solver do tipo Tustin/Backward Euler (TBE), escolha adequada para sistemas de potência e acionamentos elétricos, por apresentar boa estabilidade numérica e comportamento consistente em modelos que envolvem eletrônica de potência e dinâmicas rápidas.

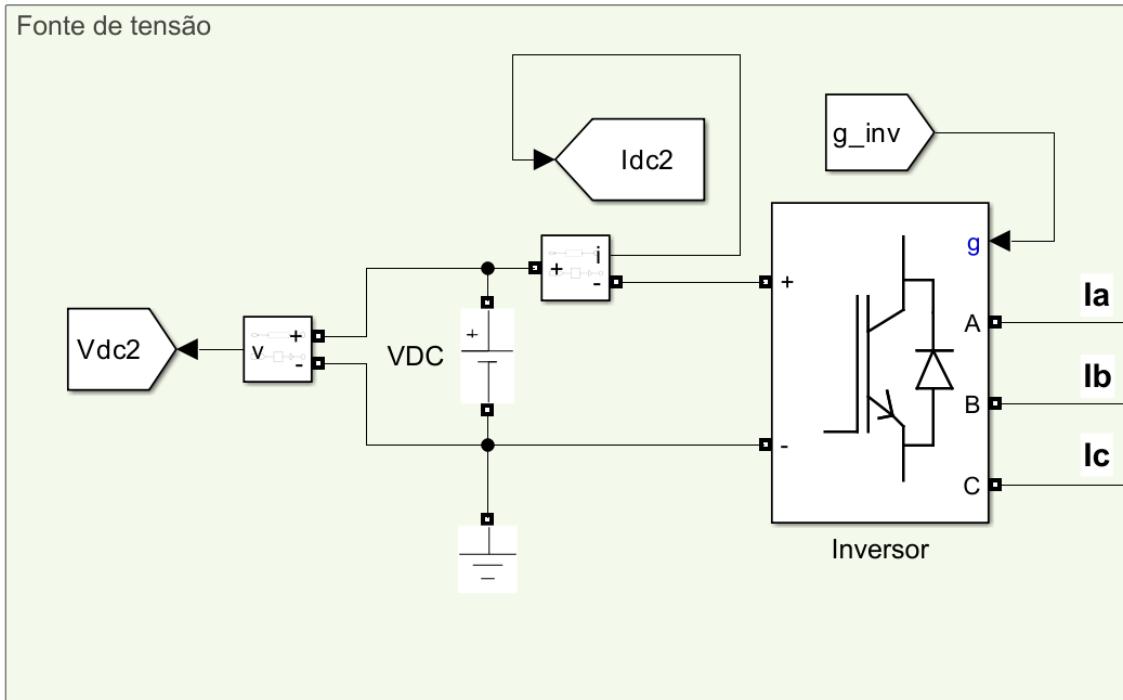
3.2.1 Arquitetura geral do sistema

A arquitetura básica do sistema utilizado nas simulações é composta por: (a) fonte de tensão CC e inversor trifásico; (b) motor de indução com sensores e blocos de medição. Esses elementos formam a base comum sobre a qual cada técnica de controle será aplicada.

(a) Fonte de tensão

Todos os sistemas simulados utilizam uma fonte de tensão CC conectada a um inversor trifásico. A Figura 11 apresenta os blocos Simulink utilizados para compor essa estrutura.

– Figura 11 - Fonte de alimentação CC e inversor trifásico.



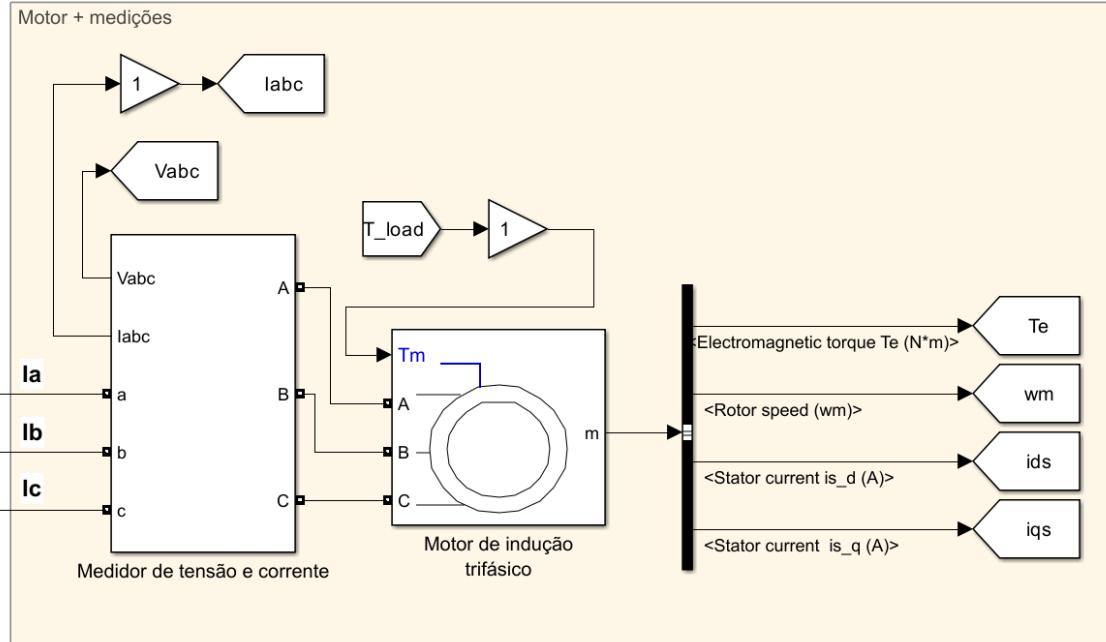
Fonte: Autoria própria.

Observa-se que o inversor gera as três fases responsáveis pela alimentação do estator do motor (I_a , I_b e I_c). Em contrapartida, o inversor é acionado por um vetor de seis sinais denominado g_inv , que corresponde aos comandos lógicos de chaveamento dos seis semicondutores.

(b) Motor e sensores

Assim como o bloco anterior, este está presente em todas as simulações. Ele contém o motor de indução trifásico, alimentado pelas três correntes do inversor, e os sensores utilizados para medir variáveis relevantes como velocidade, torque e correntes.

– Figura 12 - Motor de indução e medições de parâmetros.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 12 ilustra esse bloco, no qual também é inserida a carga mecânica (T_{load}). Todos os parâmetros da Tabela 1 são aplicados ao motor para que ele represente adequadamente uma máquina de alta potência.

3.2.2 Arquitetura específica

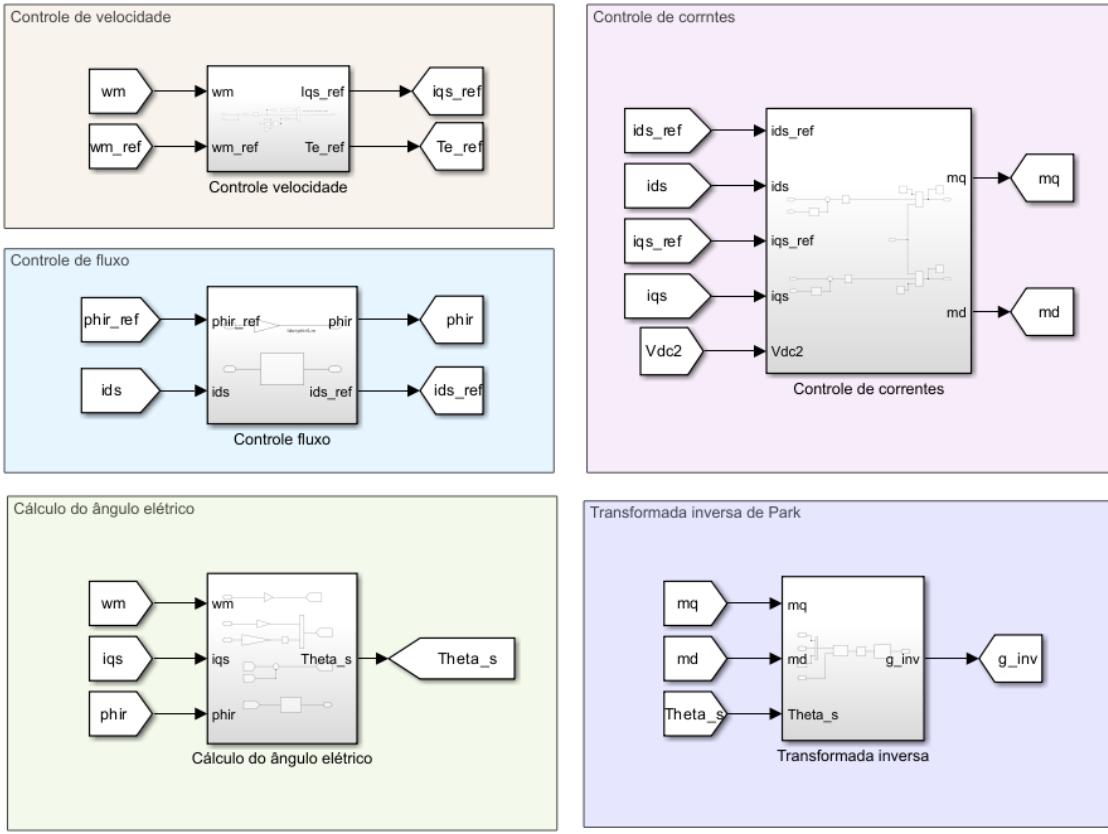
A seguir, são descritos os sistemas de controle utilizados, cada um modelado em malha aberta (MA) ou malha fechada (MF), conforme apropriado.

(a) Sistema de controle vetorial

O controle vetorial é o mais complexo entre os métodos estudados. Ele é composto por diversos blocos responsáveis por implementar as duas malhas de controle paralelas: controle de fluxo e controle de velocidade. As correntes são desacopladas no referencial dq por meio das transformações de Clarke e Park¹ e controladas individualmente por controladores PID.

¹ As transformações de Clarke e Park convertem as correntes trifásicas (abc) em referenciais ortogonais ($\alpha\beta$ e dq), permitindo tratar grandezas alternadas como valores constantes no referencial síncrono. Isso simplifica o controle e possibilita o desacoplamento entre fluxo e torque.

– Figura 13 - Blocos do sistema de controle vetorial em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

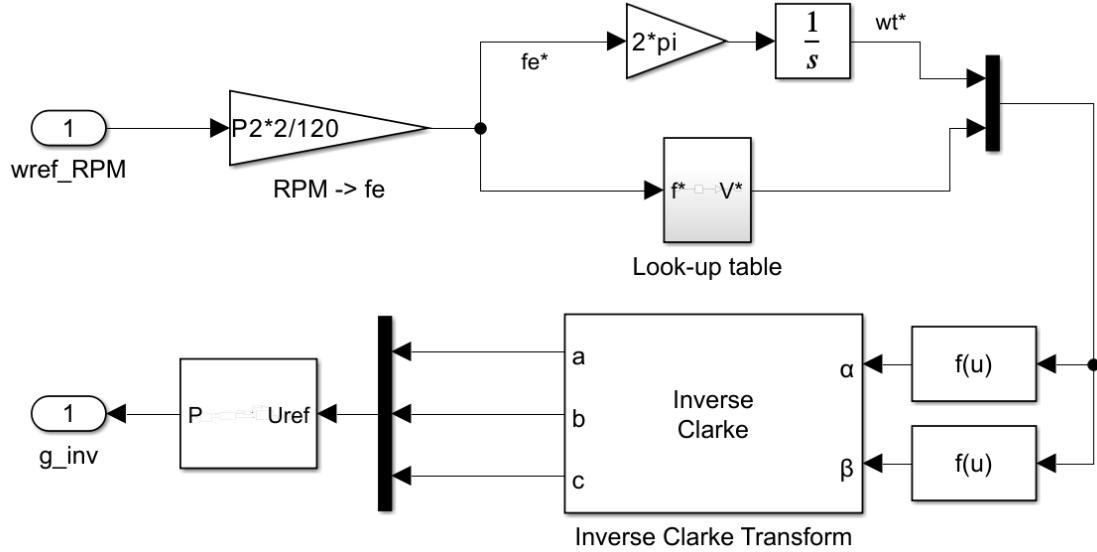
A Figura 13 evidencia a complexidade do método, que exige as referências de velocidade e fluxo, as correntes transformadas (i_d e i_q), além de quatro controladores PID devidamente ajustados.

A complexidade desse sistema e o alto custo de implementação são grandes motivos para que ele não seja ainda tão utilizado em muitas aplicações de MIT, porém, quando implementado em um ambiente propício, seus resultados tendem a ser os mais precisos e de maior velocidade, apesar de normalmente apresentar *overshoots* com frequência.

(b) Sistema de controle escalar

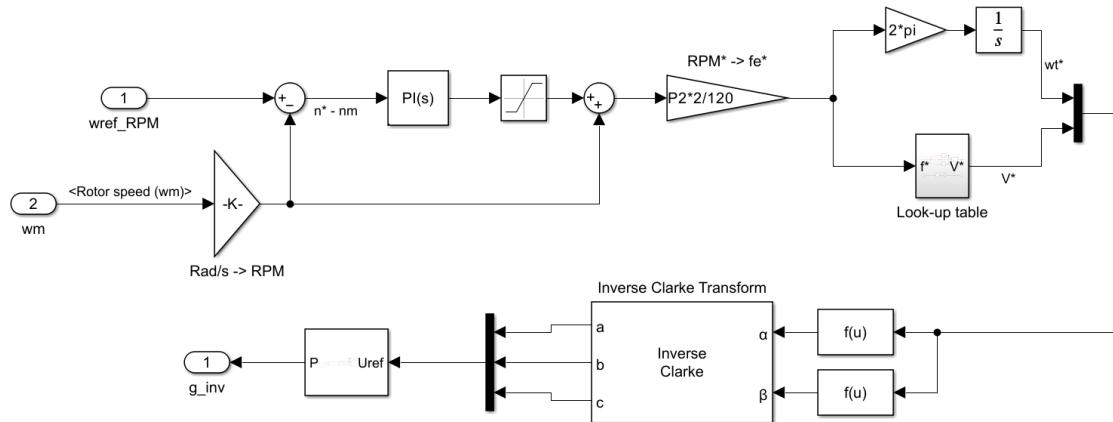
Por ser amplamente utilizado na indústria devido à simplicidade e robustez, o controle escalar foi implementado tanto em malha aberta quanto em malha fechada. Ele ajusta a frequência elétrica aplicada ao motor a partir da velocidade de referência e, dependendo da configuração, pode contar com um controlador PID para melhorar o desempenho dinâmico.

– Figura 14 - Controle escalar em malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

– Figura 15 - Controle escalar em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

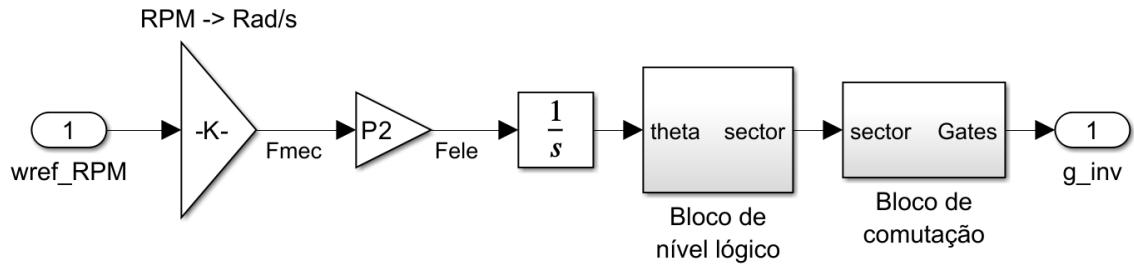
As Figuras 14 e 15 mostram como o sistema escalar é consideravelmente mais simples que o vetorial, requerendo apenas um bloco principal de controle. No caso da malha fechada, o controlador PID pode melhorar significativamente a resposta dinâmica e garantir que o sistema permaneça na velocidade de referência, porém, como será visto no capítulo de resultados, o sistema em MA demonstrou desempenho muito similar à sua contrapartida em MF.

(c) Sistema de controle six-step

Este é o sistema computacionalmente mais simples, composto apenas por blocos responsáveis por gerar os seis sinais de chaveamento do inversor conforme a técnica de

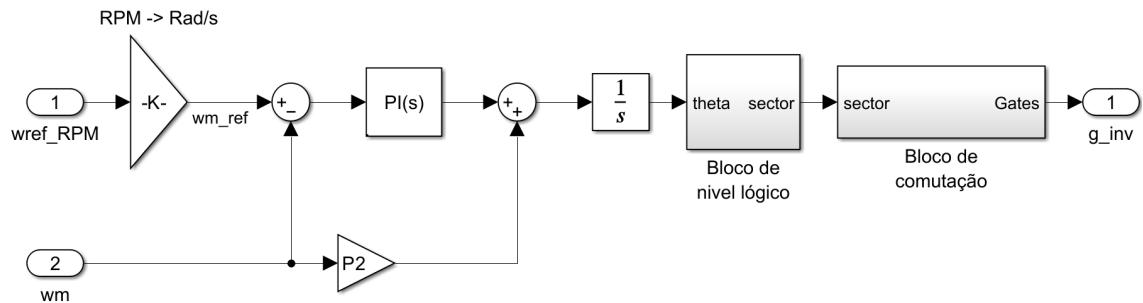
comutação trapezoidal. Assim como nos outros métodos, o controle foi implementado em MA e MF.

– Figura 16 - Controle six-step em malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

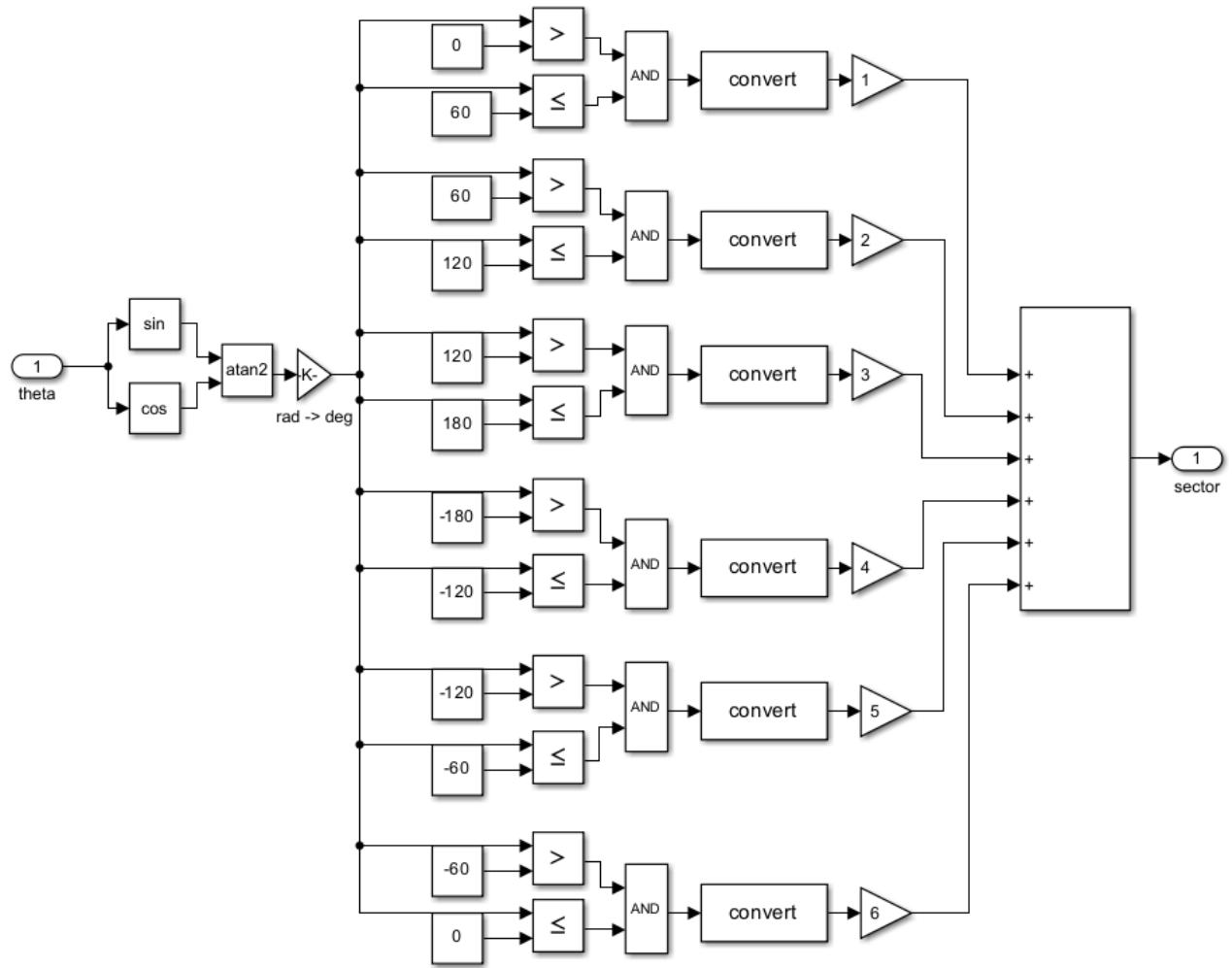
– Figura 17 - Controle six-step em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

Nas Figuras 16 e 17, observa-se que a estrutura inicial é semelhante ao controle escalar, pois também calcula a frequência elétrica desejada. A diferença está no acionamento: o método six-step não utiliza SPWM e não ajusta a tensão proporcionalmente à frequência, o que tende a proporcionar distorção harmônica e uma corrente no estator maior.

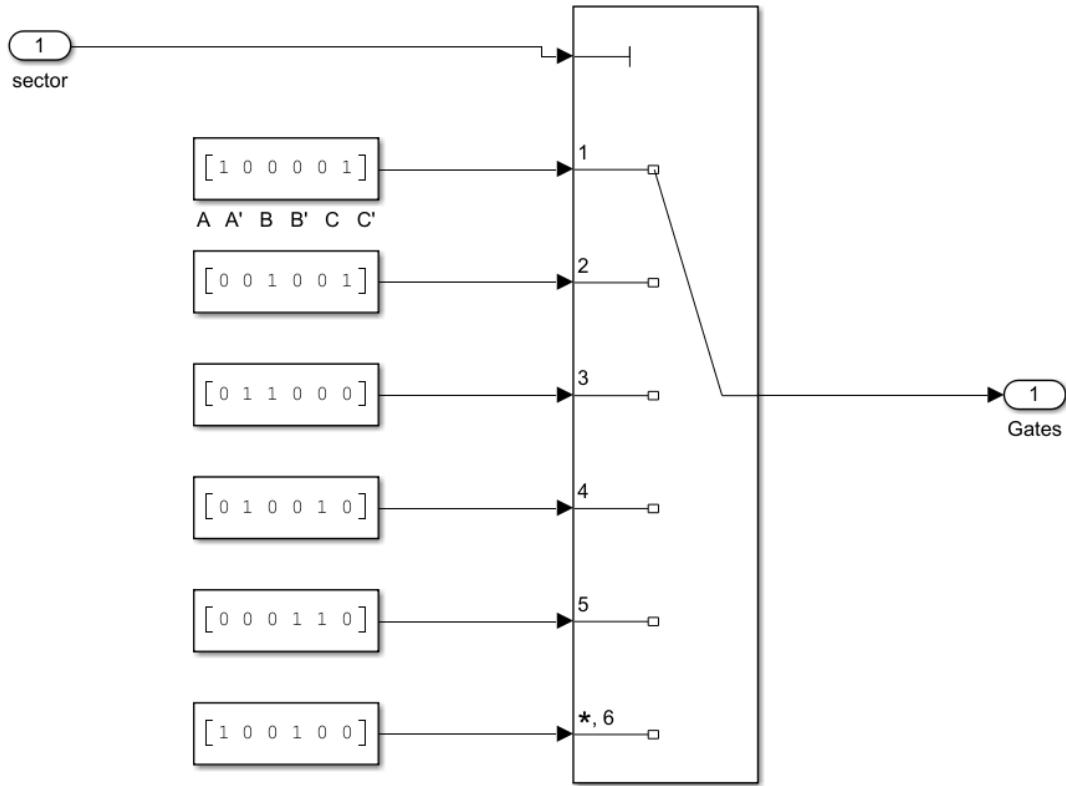
– Figura 18 - Bloco lógico para geração do ângulo elétrico.



Fonte: Autoria própria.

A Figura 18 apresenta o bloco responsável por transformar o ângulo elétrico desejado em um sinal lógico. Embora extenso, seu funcionamento é simples: gerar uma sequência de valores periódicos de 0 a 5 que representam os estados de comutação.

– Figura 19 - Bloco para geração dos seis sinais de comutação.



Fonte: Autoria própria.

Finalmente, a Figura 19 mostra como o sinal principal é convertido nos seis sinais que acionam os semicondutores do inversor. Apesar de sua baixa flexibilidade, a simplicidade estrutural torna o método adequado para aplicações que procurem flexibilidade do sistema e simplicidade de implementação.

3.3 TESTES DE DESEMPENHO

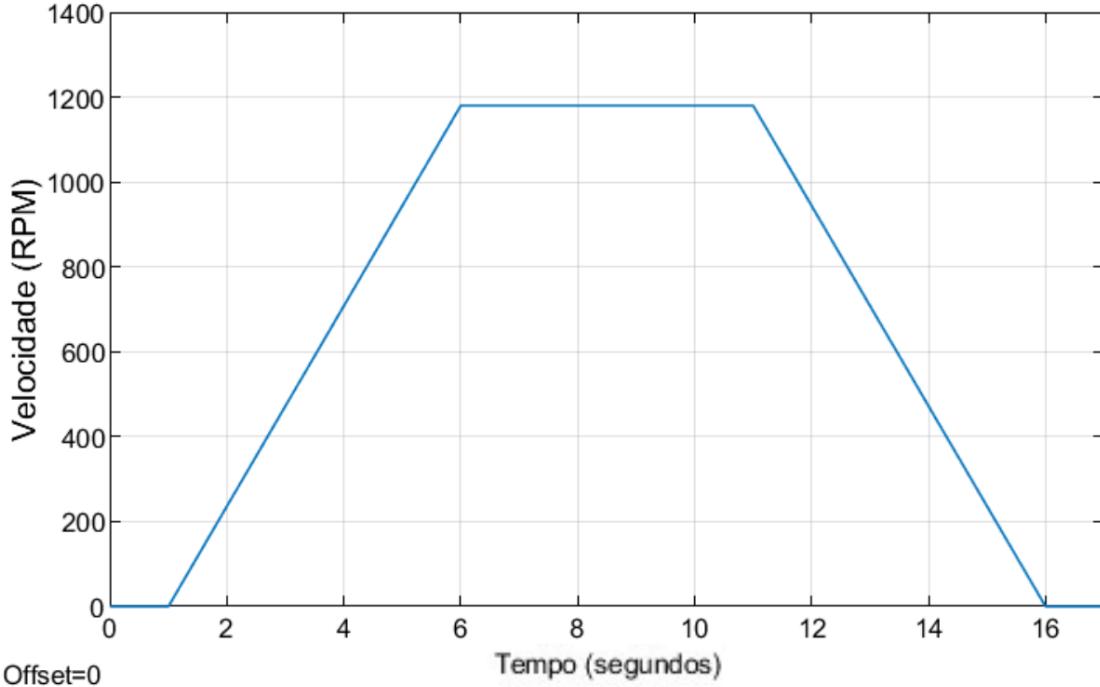
Os testes de desempenho descritos nesta seção foram selecionados com base em práticas consolidadas na literatura e em metodologias comumente empregadas em processos de comissionamento industrial de motores de indução. Cada ensaio foi projetado para avaliar aspectos distintos do comportamento dinâmico e estacionário do sistema, permitindo uma comparação objetiva entre a robustez e a qualidade de controle das estratégias analisadas.

1. Aceleração e desaceleração

Um dos testes mais tradicionais aplicados após a instalação de um motor de indução trifásico consiste na aplicação de uma rampa de aceleração e desaceleração [3]. Esse ensaio tem como principal objetivo verificar se a velocidade do motor acompanha

adequadamente a referência imposta, além de permitir identificar a necessidade de ajustes adicionais nos parâmetros de controle antes da operação em condições reais de carga.

– Figura 20 - Teste de rampa de velocidade.



Fonte: Autoria própria

A Figura 20 ilustra o perfil de referência adotado, composto por uma rampa de aceleração com taxa constante até a velocidade nominal de 1180 rpm, seguida por um período de regime permanente e, posteriormente, por uma rampa de desaceleração. Embora até mesmo sistemas em malha aberta possam apresentar desempenho satisfatório nesse tipo de ensaio, o teste é fundamental para assegurar a correta implementação dos controladores e a integridade do sistema como um todo.

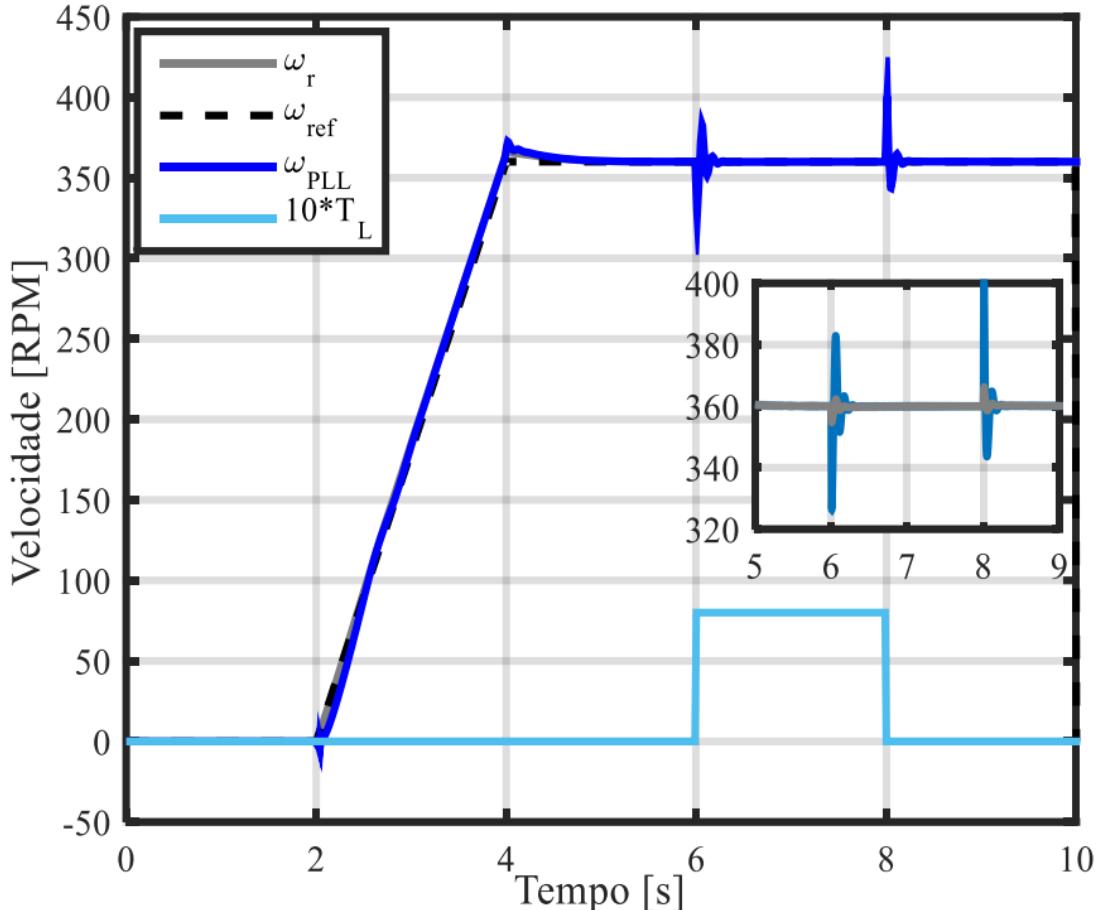
Nos ensaios realizados neste trabalho, foram utilizadas simulações com duração total de 20 segundos. A velocidade de referência cresce a uma taxa de 236 RPM/s, de modo que a máquina atinja a velocidade síncrona em aproximadamente 5 segundos. Em seguida, espera-se que o motor permaneça em regime estacionário por cerca de 6 segundos, permitindo a avaliação da estabilidade do controle. Após esse intervalo, inicia-se o processo de desaceleração, também com duração aproximada de 5 segundos, sendo desejável que o motor finalize a rampa por volta dos 17 segundos de simulação.

2. Adição de carga durante operação contínua

Outro ensaio fundamental para a avaliação do desempenho dos sistemas de controle consiste na aplicação de um degrau de carga mecânica enquanto o motor opera

em regime permanente. Esse teste permite analisar a capacidade do controlador em rejeitar perturbações externas, evidenciando o impacto direto da carga sobre a velocidade rotórica, a corrente do estator e a estabilidade global do sistema.

– Figura 21 - Teste de adição de carga durante operação em regime permanente.



Fonte: Pinheiro (2016) [22]

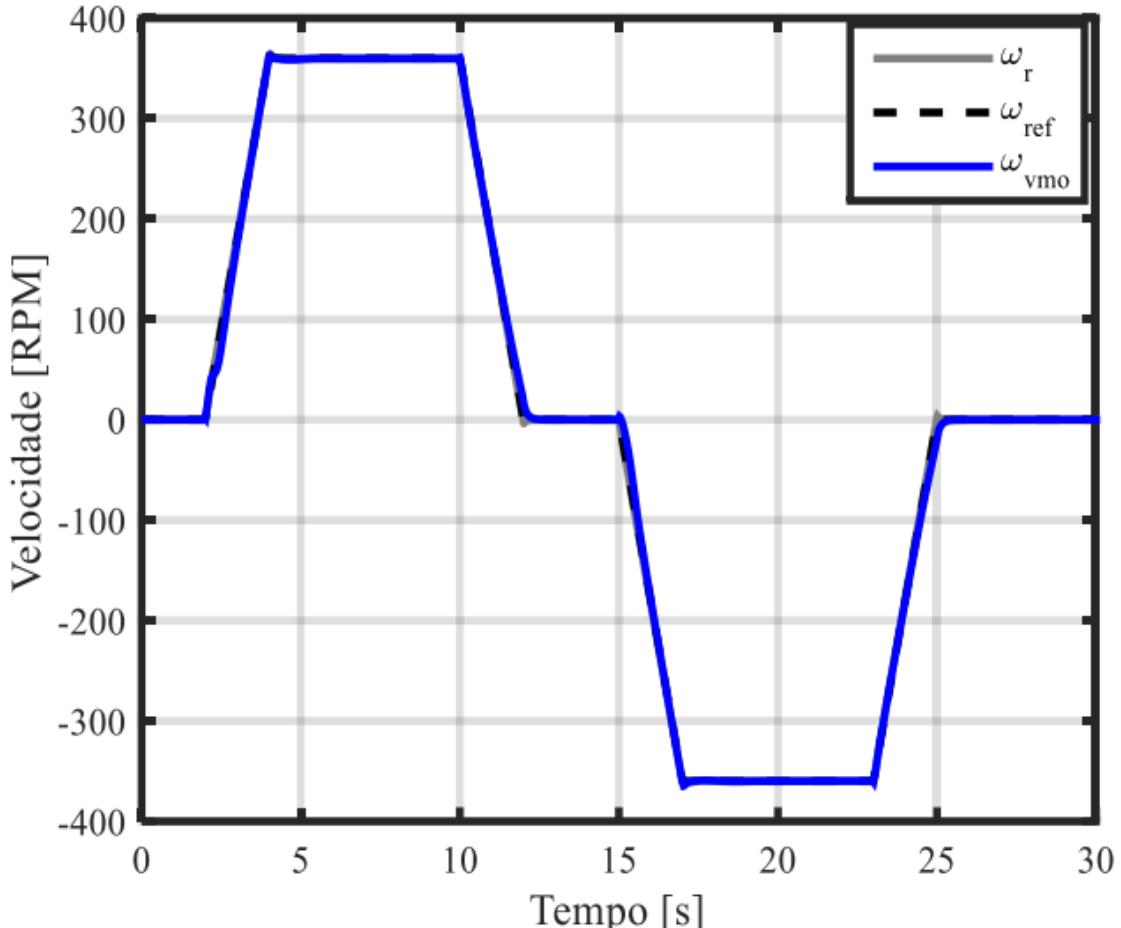
A Figura 21 ilustra um exemplo de resposta típica do sistema durante a aplicação de carga, destacando o aumento do ripple de corrente e possíveis variações momentâneas na velocidade após a perturbação. Esse ensaio exige maior robustez do controlador, uma vez que o sistema deve compensar rapidamente o aumento de torque resistente e retornar à velocidade de referência com o mínimo de oscilação possível.

Nos testes realizados neste trabalho, as simulações tiveram duração total de 9 segundos, pois vamos iniciar o teste com o motor já em rotação na velocidade síncrona. A carga mecânica foi aplicada no instante $t = 1$ s, quando o motor já se encontrava em regime permanente, e retirada em $t = 7$ s. Esse intervalo permite avaliar de forma clara a variação da velocidade durante a aplicação da carga, a presença de ripples na corrente do estator e a capacidade do sistema em recuperar a velocidade síncrona em um tempo inferior a 2 segundos após a remoção da carga.

3. Inversão de rotação

O teste de inversão de rotação consiste em levar o motor à sua velocidade nominal, inverter o sentido de rotação e, em seguida, estabilizá-lo na mesma velocidade, porém negativa. Esse é um dos testes mais desafiadores, pois envolve mudanças bruscas de torque e corrente.

– Figura 22 - Teste de inversão de rotação.



Fonte: Pinheiro (2016) [22]

A Figura 22 apresenta um exemplo desse teste. Embora não seja um teste essencial para a maioria das aplicações industriais, ele é amplamente utilizado em estudos científicos para avaliar a capacidade de resposta, precisão e estabilidade dos diferentes métodos de controle.

3.4 MÉTODOS DE COMPARAÇÃO

Os métodos adotados para a comparação das estratégias de controle têm como objetivo avaliar o comportamento global dos sistemas de acionamento sob diferentes condições de operação, considerando aspectos dinâmicos, elétricos e energéticos. A análise

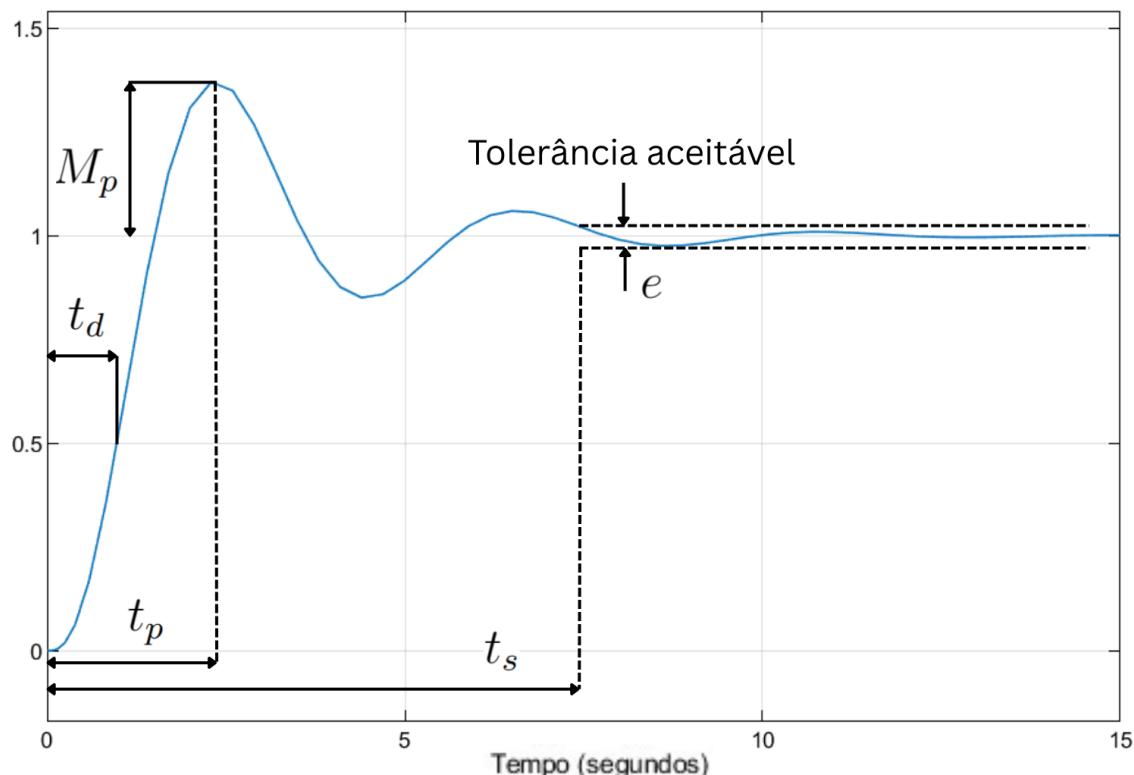
não se limita à precisão do controle, mas também busca identificar implicações práticas relacionadas à robustez, ao esforço elétrico imposto ao motor e ao consumo de energia ao longo do tempo.

(a) Robustez do controle

A robustez do sistema de controle é um dos critérios centrais na avaliação de acionamentos de motores de indução trifásicos, especialmente em aplicações industriais de alta potência. Neste trabalho, a robustez é analisada a partir do comportamento da velocidade do rotor frente a variações de referência e perturbações mecânicas, sendo caracterizada pelos seguintes parâmetros:

- **Erro de velocidade (precisão):** diferença entre a velocidade rotórica real e o valor de referência em regime permanente.
- **Tempo de resposta (dinâmica):** tempo necessário para que o sistema atinja e estabilize próximo à referência após mudanças abruptas, como aceleração, desaceleração ou aplicação de carga.
- **Comportamento transitório:** presença de oscilações, instabilidades ou dificuldade de convergência durante regimes de baixa velocidade ou elevada inércia.

– Figura 23 - Resposta típica de um sistema controlado a um degrau de referência.



Fonte: Autoria própria - Adaptado de Ogata (2010) [24]

A Figura 23 ilustra uma resposta típica de sistemas de controle, destacando características fundamentais utilizadas como referência conceitual para a análise comparativa realizada neste estudo.

(b) Corrente no estator

A corrente eficaz no estator constitui um parâmetro crítico para a avaliação do esforço elétrico imposto à máquina. Correntes elevadas, especialmente em operação contínua ou sob carga, podem acelerar o envelhecimento térmico dos enrolamentos, aumentar perdas por efeito Joule e comprometer a confiabilidade do sistema.

Assim, neste trabalho, a análise das correntes estatóricas permite comparar indiretamente a agressividade de cada estratégia de controle sobre o motor, bem como identificar métodos que operam mais próximos das referências de corrente ao longo dos diferentes regimes de teste.

(c) Energia consumida

A comparação energética entre os sistemas de controle é realizada por meio da análise da **energia elétrica total consumida**, expressa em joules (J), ao longo de cada ensaio. Essa abordagem permite uma avaliação mais direta e integrada do impacto de cada estratégia de controle, considerando simultaneamente corrente, tensão e tempo de operação.

Diferentemente de análises baseadas apenas em potência instantânea, a energia acumulada fornece uma visão mais realista do custo energético associado a cada método, sendo particularmente relevante em aplicações industriais de operação prolongada.

(d) Distorção Harmônica Total (DHT)

A presença de harmônicos na corrente do estator é inerente a sistemas de acionamento baseados em eletrônica de potência. Estratégias de comutação mais simples, como o método six-step, tendem a introduzir níveis mais elevados de distorção harmônica, o que pode resultar em aumento das perdas, aquecimento adicional e redução da eficiência global do sistema.

Para a avaliação desse fenômeno, foi utilizado o bloco *Spectrum Analyzer* do MATLAB/Simulink, permitindo a visualização do espectro de frequências da corrente estatórica e a quantificação da Distorção Harmônica Total (DHT) em diferentes condições de carga e operação.

4 RESULTADOS E DISCUSSÕES

Foram desenvolvidos cinco sistemas de controle distintos com o objetivo de realizar uma comparação consistente entre estratégias comumente encontradas — ou potencialmente aplicáveis — em ambientes industriais de grande porte. Os sistemas avaliados foram:

- Controle vetorial em MF;
- Controle escalar em MA;
- Controle escalar em MF;
- Controle six-step em MA;
- Controle six-step em MF.¹

Essa abordagem possibilita uma análise abrangente do desempenho do método de comutação trapezoidal, permitindo sua comparação direta com técnicas mais tradicionais amplamente utilizadas na indústria pesada.

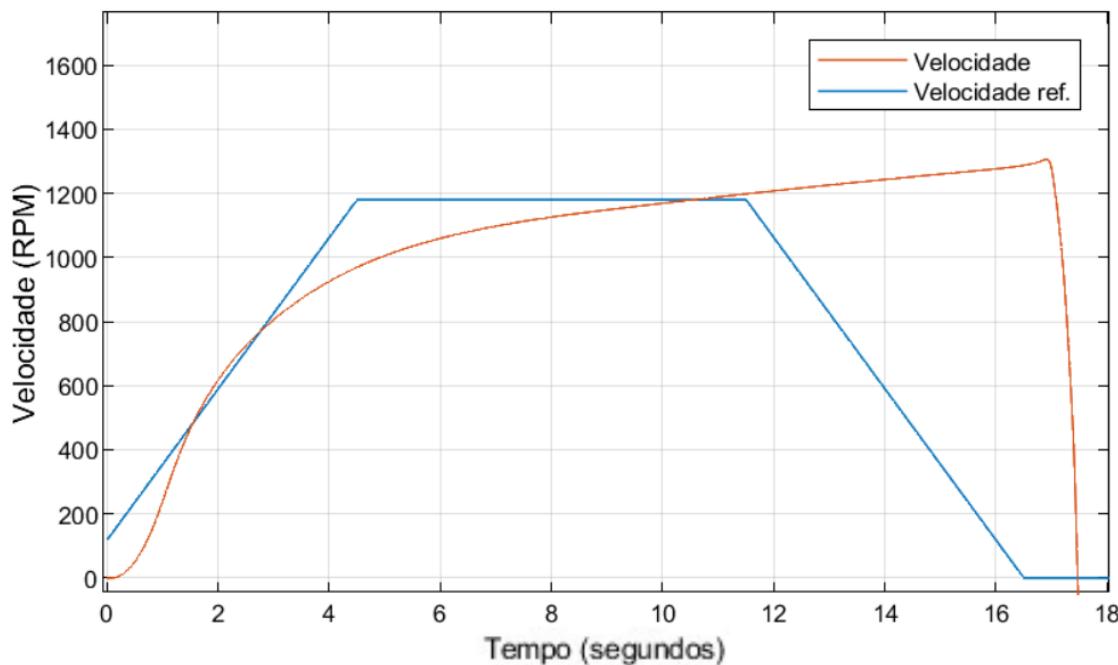
4.1 Aceleração e Desaceleração

Antes da análise detalhada dos resultados, é importante esclarecer um aspecto relevante observado durante as simulações. Apesar da correta implementação estrutural do sistema de controle vetorial, esse método não obteve sucesso em nenhum dos testes de desempenho realizados com o motor adotado neste estudo. Acredita-se que tal comportamento esteja relacionado à dificuldade de adaptação de uma técnica orientada à alta precisão e rápida resposta dinâmica a um motor de altíssima inércia operando sob cargas elevadas.

A Figura 24 ilustra o comportamento do controle vetorial durante o teste de aceleração, evidenciando a falha do sistema em acompanhar a referência de velocidade.

¹ Cabe ressaltar que, em função das dificuldades observadas durante a implementação e os testes do controle vetorial em malha fechada, não se mostrou pertinente a construção do modelo vetorial em malha aberta. Considerando que o desempenho do método em MF já se mostrou inadequado para o motor de elevada inércia analisado, espera-se que a versão em malha aberta apresente resultados ainda menos precisos e com maior instabilidade, motivo pelo qual essa configuração não foi incluída na etapa comparativa dos resultados.

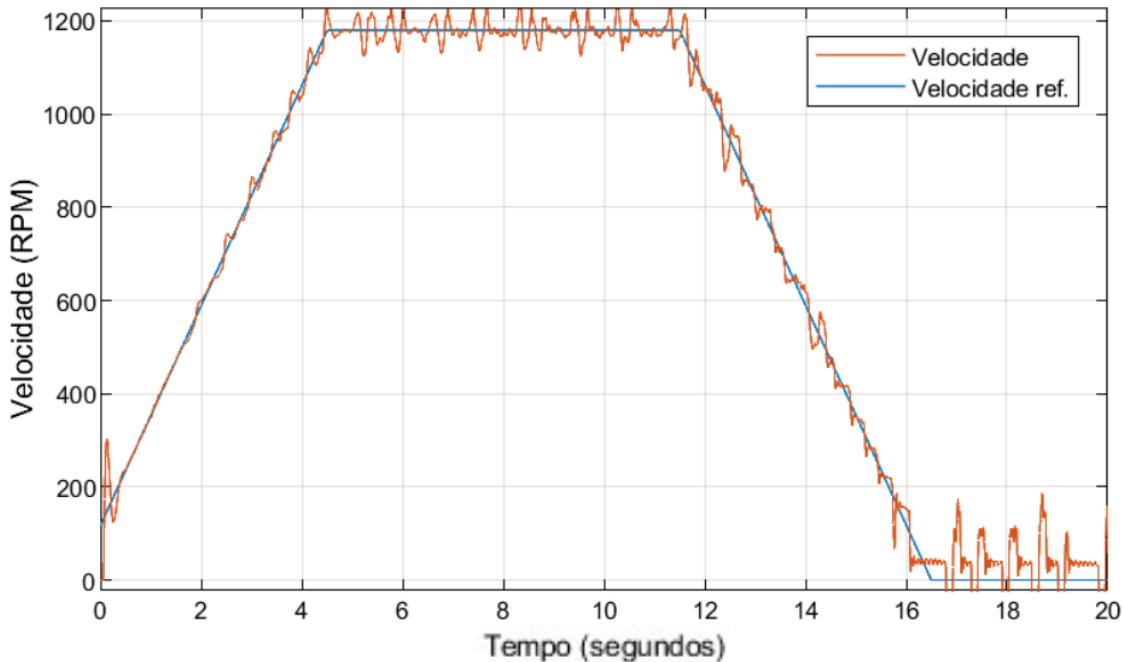
- Figura 24 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração utilizando o controle vetorial em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

Com o intuito de investigar se esse comportamento estava diretamente associado à elevada inércia do motor, foi realizado um teste adicional reduzindo-se o momento de inércia para um milésimo do valor original, aproximando-o de valores típicos de motores de indução de uso geral. O resultado ilustrado na imagem 25 demonstra uma resposta mais rápida, porém ainda com oscilações significativas em torno da referência, indicando que, além da inércia, há limitações no ajuste do controlador para essa aplicação específica.

- Figura 25 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração utilizando o controle vetorial em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

Essas observações reforçam a complexidade da aplicação do controle vetorial em máquinas de grande porte e elevada inércia, motivo pelo qual os resultados desse método são apresentados com caráter analítico e comparativo, sem compor a base principal das conclusões de desempenho.²

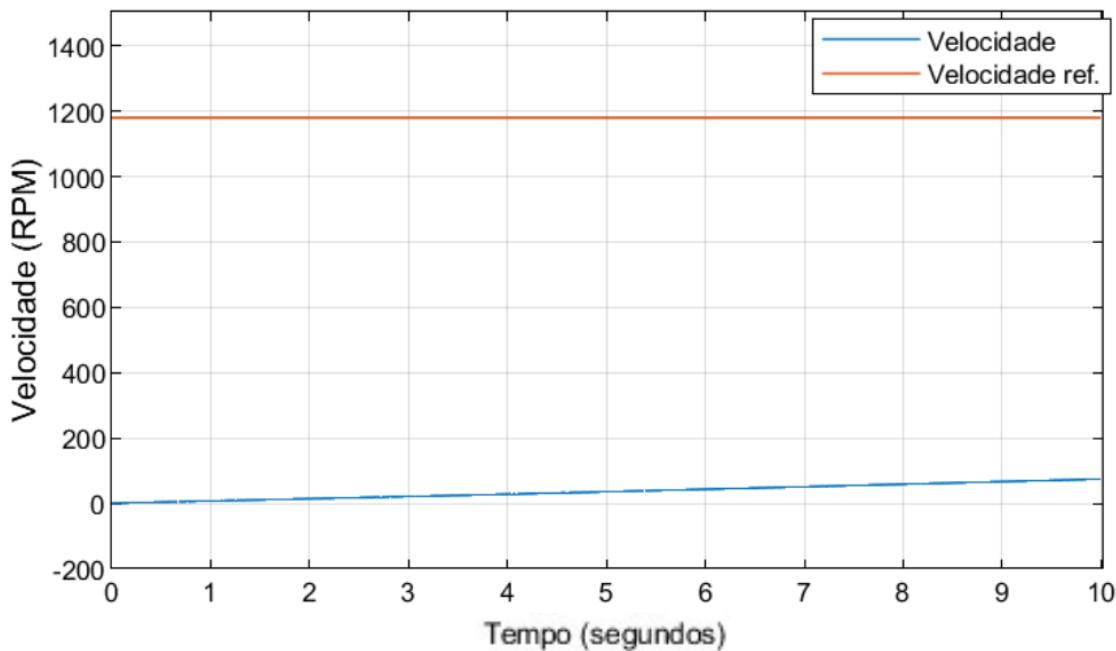
Antes de discutir os resultados dos sistemas escalar e six-step, é necessário compreender o procedimento adotado para o teste de aceleração e desaceleração. Em muitos estudos, o acionamento do motor a partir do repouso até a velocidade síncrona é realizado por meio de uma referência em degrau. No entanto, quando se utilizam sistemas do tipo *sensorless*, especialmente em malha aberta, essa abordagem mostrou-se ineficiente, conforme ilustrado na Figura 26.

Esse comportamento não está associado exclusivamente às características do motor utilizado neste trabalho, mas constitui uma limitação inerente à aplicação de referências

² É importante frisar que os resultados obtidos neste estudo são fortemente condicionados às características específicas do motor analisado, em especial sua elevada potência nominal e alto momento de inércia. Dessa forma, as limitações observadas na aplicação do controle vetorial não devem ser generalizadas para motores de indução de menor porte ou com dinâmica mecânica menos severa. Trabalhos presentes na literatura demonstram desempenhos significativamente distintos quando essas técnicas são aplicadas a máquinas com parâmetros eletromecânicos diferentes, conforme discutido em [25, 26]. Assim, os resultados aqui apresentados reforçam a necessidade de avaliação criteriosa da estratégia de controle em função da aplicação e do tipo de motor considerado.

em degrau em sistemas sensorless, especialmente em malha aberta. Nessas condições, a frequência de rotação do campo magnético do estator torna-se significativamente superior à velocidade mecânica do rotor, o que dificulta o estabelecimento de um torque eletromagnético médio constante. Como consequência, o motor não consegue acelerar de forma eficiente, permanecendo próximo de velocidades muito baixas.

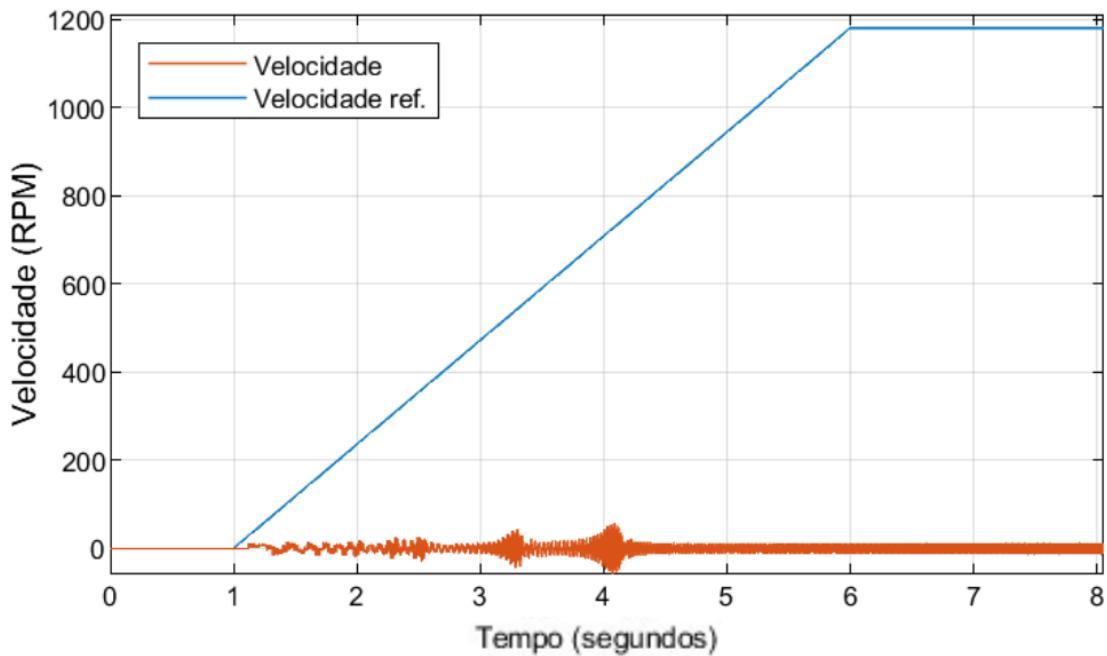
- Figura 26 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração com referência em degrau utilizando o controle six-step em malha aberta.



Fonte: Autoria própria.

Em seguida, foi avaliada a utilização de uma referência em rampa de velocidade crescente. Contudo, esse método também apresentou limitações significativas. A Figura 27 demonstra o comportamento que foi exibido por todos os sistemas, no qual a velocidade rotórica oscila em torno de valores próximos a zero, sem conseguir acompanhar a referência imposta.

- Figura 27 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração com referência em rampa utilizando o controle escalar em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

Esse comportamento pode ser explicado pela natureza do sistema analisado. A elevada potência e o alto momento de inércia do motor exigem um torque eletromagnético significativo para promover a aceleração rotórica. Em baixas velocidades de referência, o escorregamento e o fluxo magnético são insuficientes para gerar o torque necessário. Além disso, a rampa de velocidade impõe uma condição em que o campo magnético do estator B_s possui velocidade muito superior à do campo do rotor B_r , resultando em oscilações do torque eletromagnético entre valores positivos e negativos, o que impede o ganho efetivo de velocidade. Ressalta-se que esse comportamento está diretamente associado às características específicas do motor utilizado neste estudo e não representa, de forma geral, uma limitação intrínseca dos métodos de controle analisados quando aplicados a máquinas de menor porte ou menor inércia.

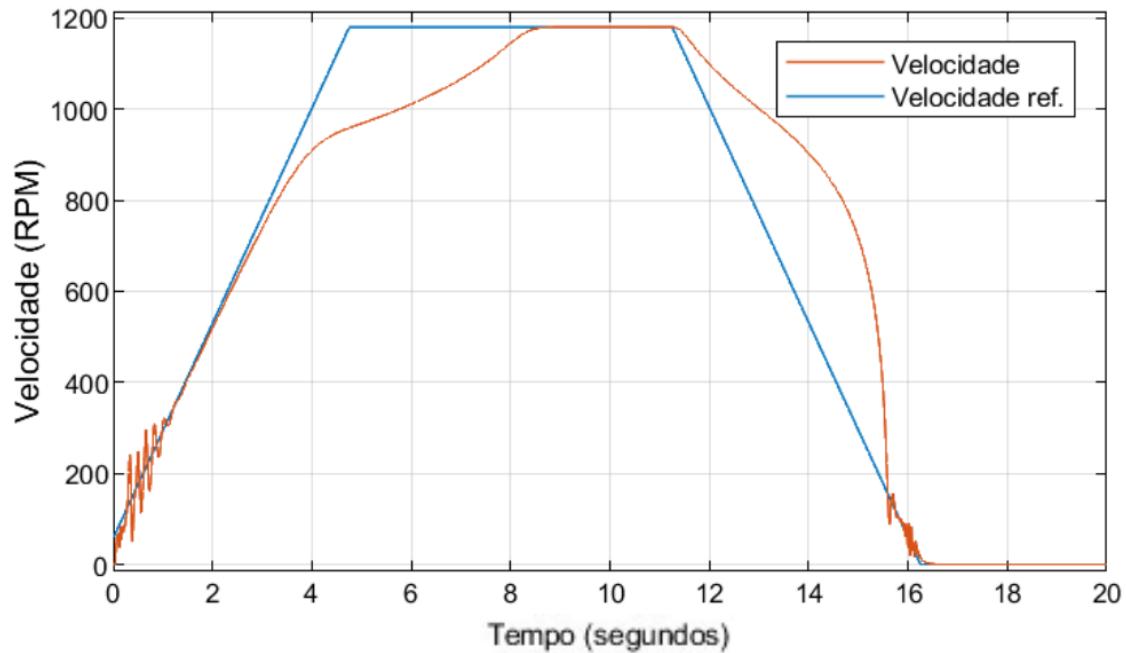
Entretanto, ao se aplicar inicialmente um degrau correspondente a aproximadamente 10% da velocidade síncrona, seguido por uma rampa até a velocidade nominal, o comportamento do sistema se altera de forma significativa. O degrau inicial gera um erro de velocidade elevado, exigindo maior torque do controlador e levando o motor rapidamente a uma região de operação com fluxo e tensão adequados. A partir desse ponto, a máquina passa a acompanhar a rampa de referência com maior estabilidade e precisão.

Esse resultado é coerente com aplicações industriais reais envolvendo motores de grande porte acoplados a cargas de elevada inércia equivalente, como sistemas ferroviários, guindastes e acionamentos de moinhos, nos quais a dinâmica de aceleração é fortemente

limitada pelo conjunto motor–carga.

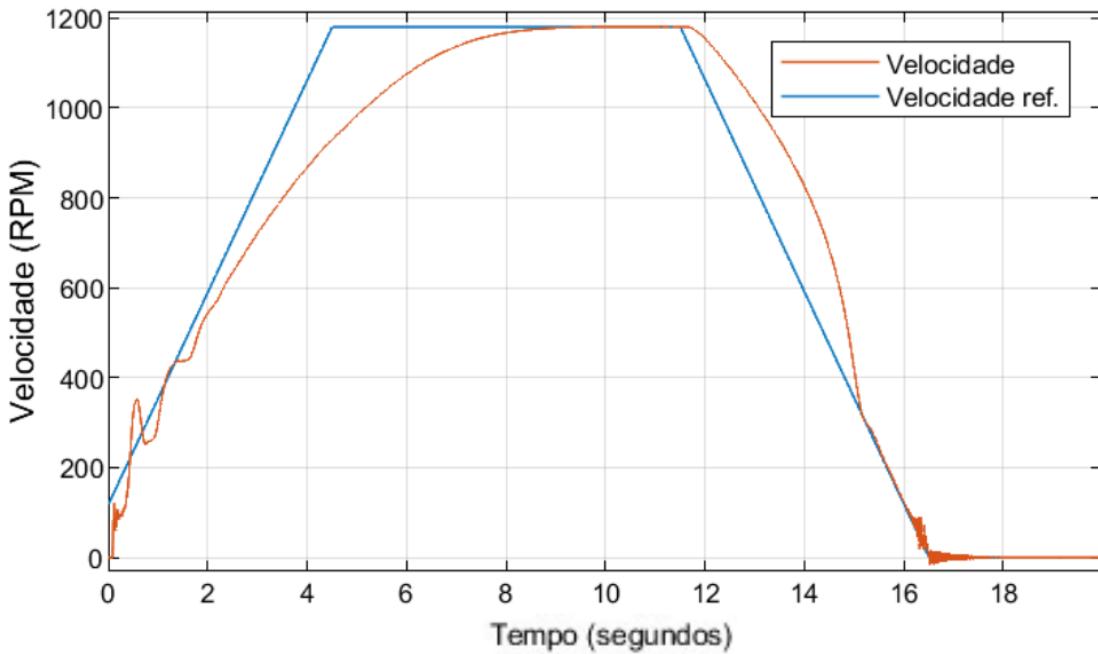
Após a definição do procedimento de teste, torna-se possível analisar as respostas obtidas pelos sistemas escalar e six-step, apresentadas nas Figuras 28, 29 e 30.

- Figura 28 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle escalar em malha fechada.



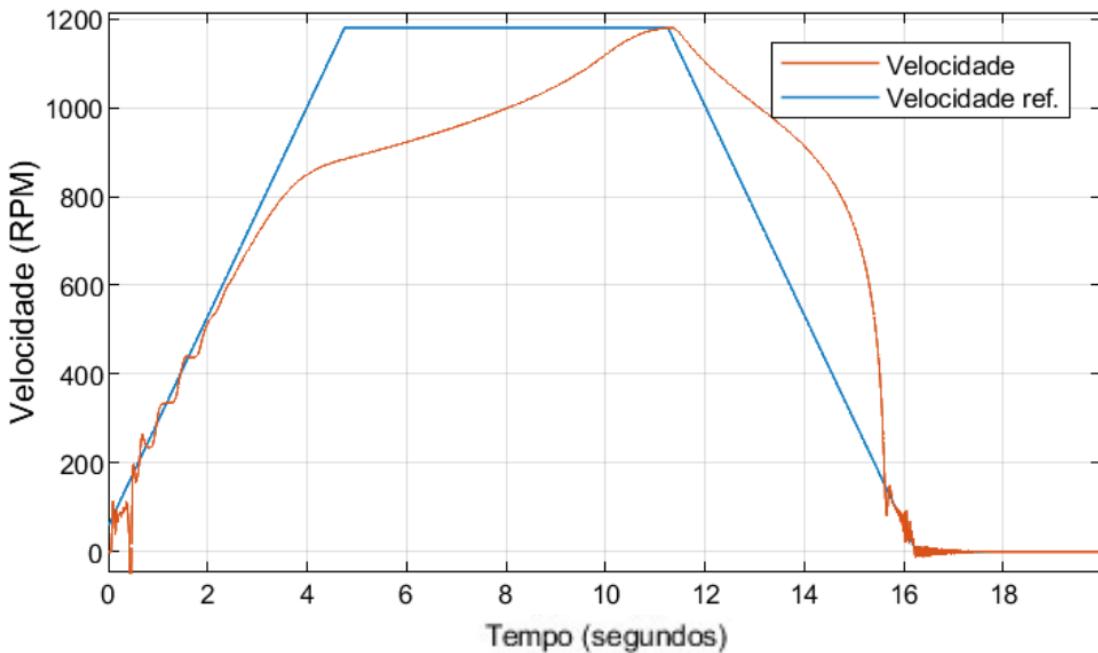
Fonte: Autoria própria.

- Figura 29 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle six-step em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

- Figura 30 - Velocidade rotórica durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle six-step sensorless em malha aberta.



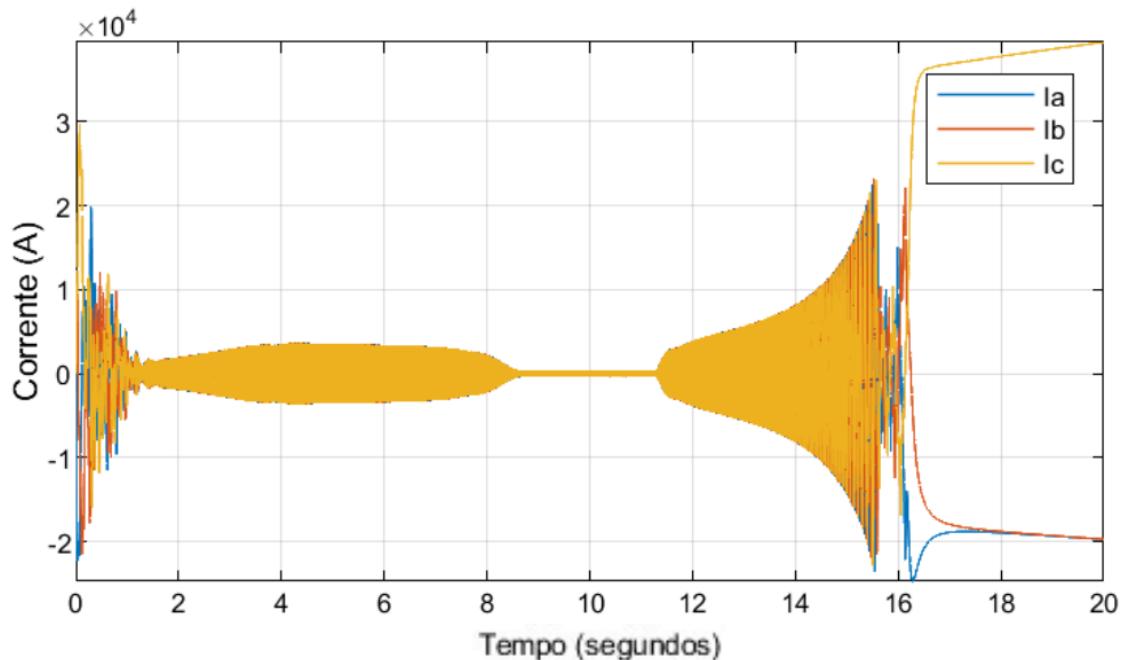
Fonte: Autoria própria.

Observa-se que o controle escalar em malha aberta apresentou comportamento

muito semelhante à sua versão em malha fechada, motivo pelo qual seus resultados não são apresentados separadamente. De modo geral, os sistemas exibiram desempenhos próximos, considerando-se a elevada potência e inércia da máquina analisada. Destaca-se, contudo, que o controle six-step em malha aberta apresentou o pior desempenho, não conseguindo atingir a velocidade síncrona antes do início da desaceleração.

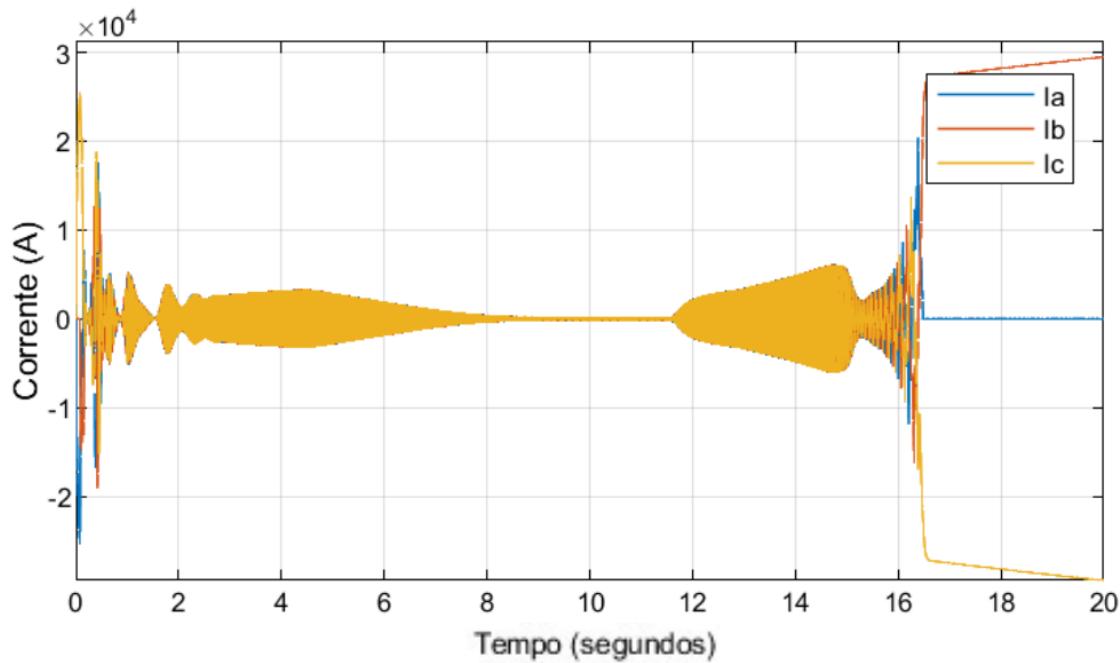
Para complementar a análise, as correntes do estator foram avaliadas, conforme ilustrado nas Figuras 31, 32 e 33.

- Figura 31 - Corrente do estator durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle escalar em malha fechada.



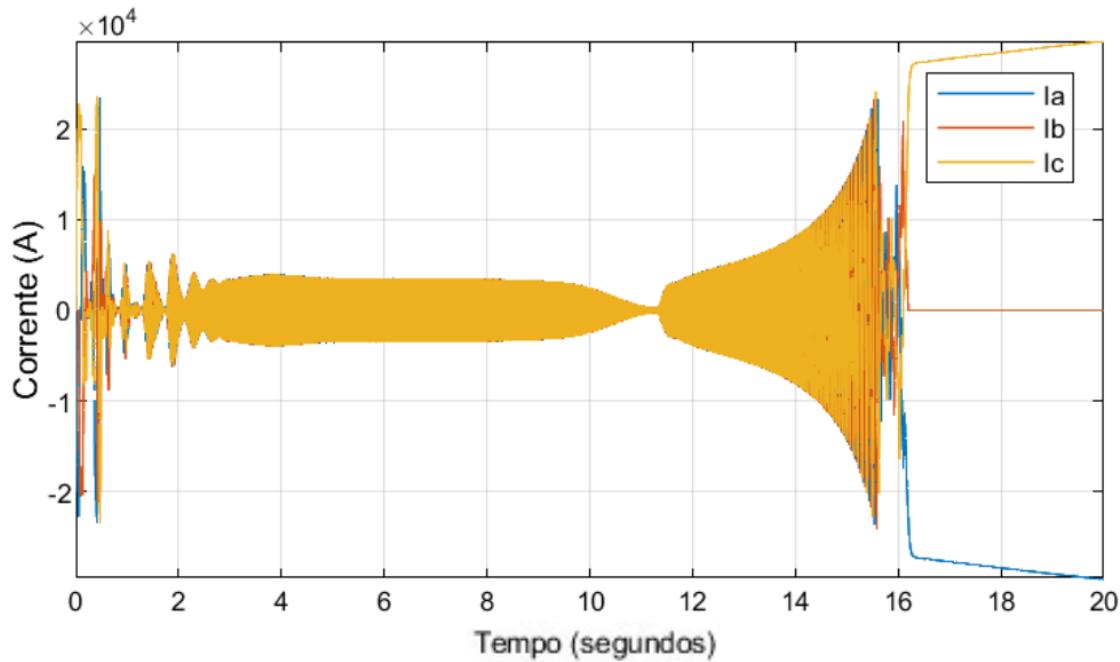
Fonte: Autoria própria.

- Figura 32 - Corrente do estator durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle six-step em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

- Figura 33 - Corrente do estator durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle six-step sensorless.



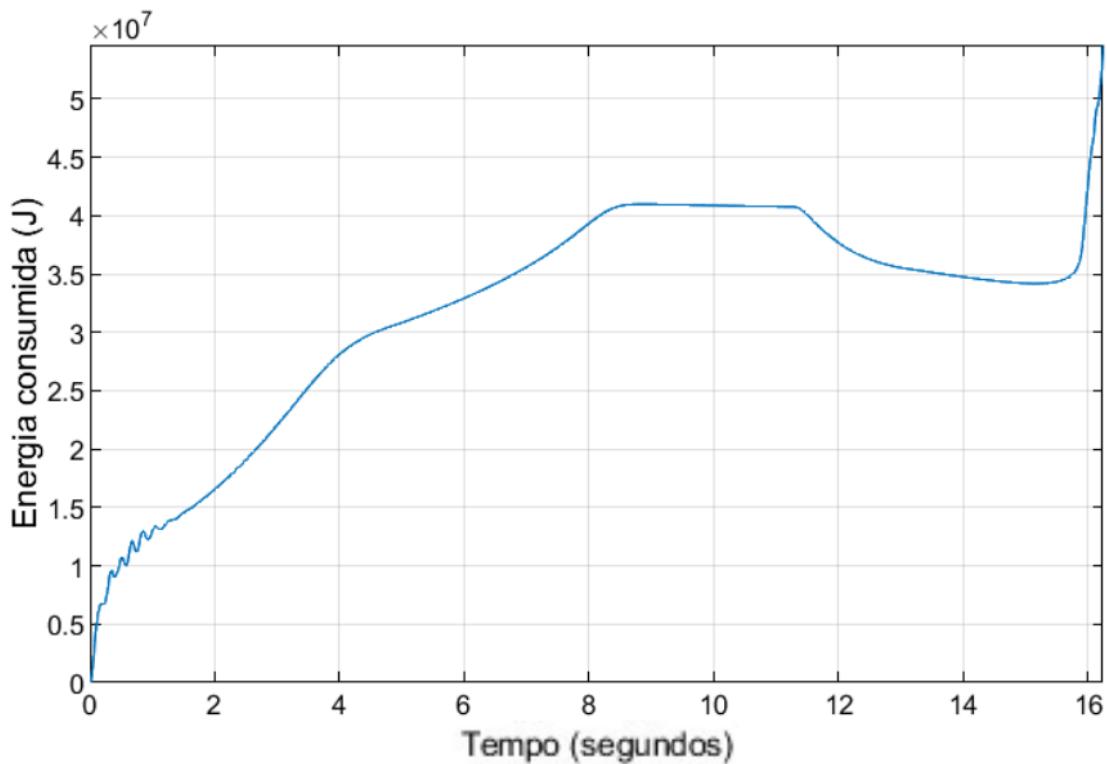
Fonte: Autoria própria.

Embora os perfis de corrente sejam semelhantes, observa-se que o controle six-

step em MF apresentou os menores valores médios de corrente ao longo de todo o teste, resultado coerente com o fato de a corrente permanecer mais próxima da referência. Em contrapartida, o sistema six-step em MA apresentou correntes mais elevadas, consequência direta da dificuldade em atingir a velocidade desejada.

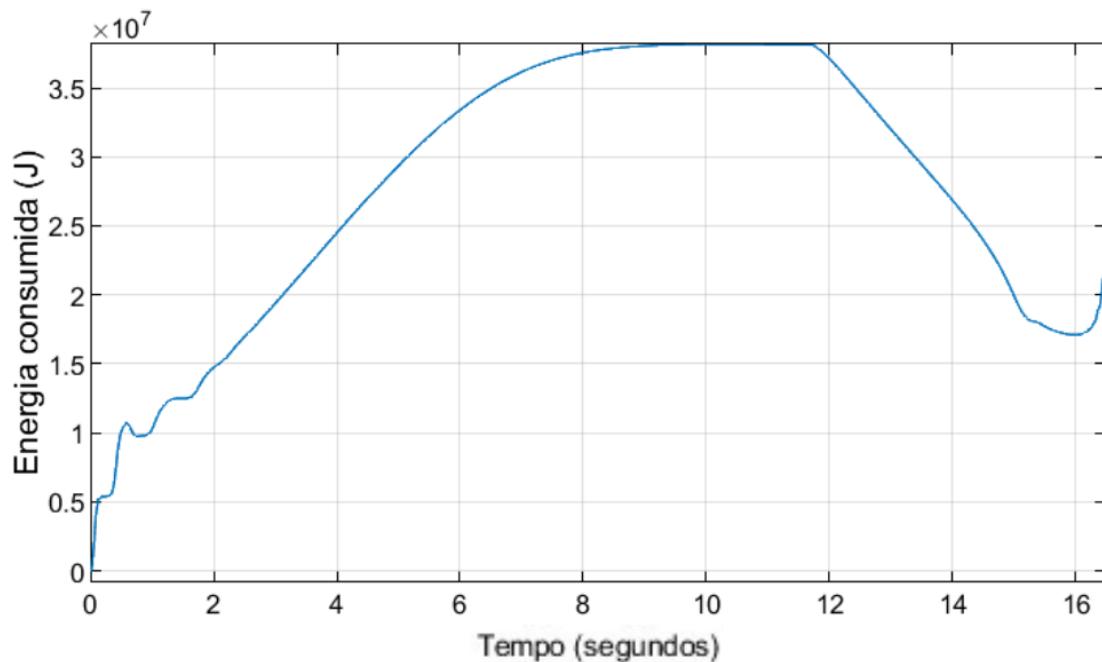
Por fim, foi avaliado o consumo energético dos sistemas durante o ensaio. As Figuras 34 e 35 ilustram esse comportamento.

- Figura 34 - Energia consumida durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle escalar em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

- Figura 35 - Energia consumida durante o teste de aceleração e desaceleração utilizando o controle six-step em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

Enquanto os sistemas escalar e six-step em MA apresentaram consumos energéticos semelhantes, o controle six-step em malha fechada destacou-se agora pela regeneração de uma quantidade significativa de energia para a bateria durante a fase de desaceleração. Esse comportamento evidencia o potencial desse método para aplicações que demandam frenagem regenerativa, reforçando sua viabilidade em sistemas metro-ferroviários e outros sistemas automotores.

A Tabela 2 demonstra de forma mais organizada os dados mais relevantes obtidos durante os testes de acionamento do motor.

Tabela 2 – Resumo comparativo dos indicadores de desempenho durante o teste de aceleração e desaceleração

Indicador	Escalar MF	Escalar MA	Six-step MF	Six-step MA
Erro médio de velocidade na aceleração (%)	8,08	6,95	9,60	12,2
Erro médio de velocidade na desaceleração (%)	85,5	54,6	20,5	63,0
Tempo para atingir velocidade síncrona a um erro de 2% (s)	8,12	8,12	7,54	10,51
Corrente eficaz média na aceleração (A rms)	2078	1767	1500	2232
Corrente eficaz média em regime estacionário (A rms)	103	105	26,2	112
Corrente eficaz média na desaceleração (A rms)	3467	3402	2809	5747
Potência média na aceleração (kW)	4650	3794	4152	4187
Potência média em regime estacionário (kW)	-0,91	3,48	-1,02	459
Potência média na desaceleração (kW)	2503	447	-3022	1293
Energia consumida ao final do ensaio (MJ)	52,78	53,46	21,7	57,40
Energia regenerada na desaceleração (MJ)	7,54	5,88	21,0	5,54

Fonte: Autoria própria.

De forma geral, observa-se que a maioria dos indicadores apresentados na Tabela 2 assume valores semelhantes entre os métodos avaliados, o que é esperado considerando-se a elevada potência e inércia do motor analisado. Contudo, alguns resultados se destacam de maneira significativa. O controle six-step em malha fechada apresentou menor erro médio de velocidade durante a aceleração, menores valores de corrente eficaz tanto em regime estacionário quanto durante as transições e o menor consumo total de energia ao final do ensaio. Além disso, esse método foi o único a apresentar recuperação de energia durante a desaceleração superior ao valor energético efetivamente consumido nesse

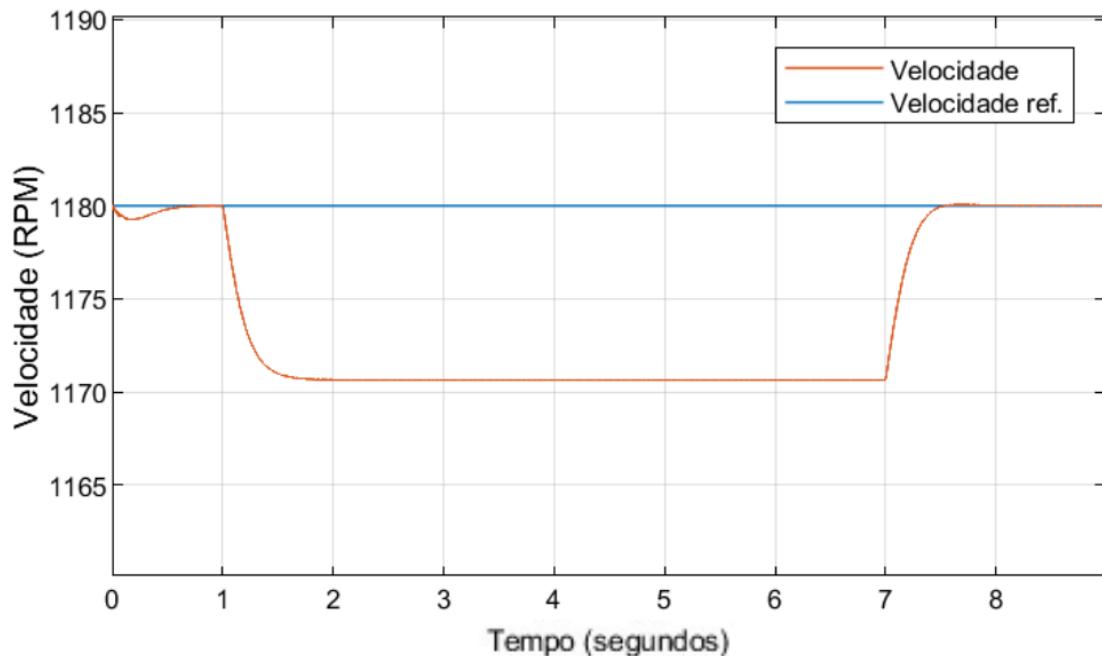
intervalo, evidenciando um desempenho diferenciado em termos de eficiência energética e potencial para aplicações que exploram frenagem regenerativa.

4.2 Adição de Carga

O ensaio de adição de carga pode ser implementado de diferentes formas; contudo, o procedimento mais recorrente na literatura consiste na aplicação de um degrau de torque de carga, seguido de sua retirada após determinado intervalo. Essa abordagem é particularmente útil por permitir avaliar, de forma direta, como cada estratégia de controle responde a perturbações mecânicas: variações na velocidade rotórica, incremento da corrente do estator e alterações no consumo energético durante a operação, bem como a capacidade do sistema em retornar ao regime anterior após a remoção da carga.

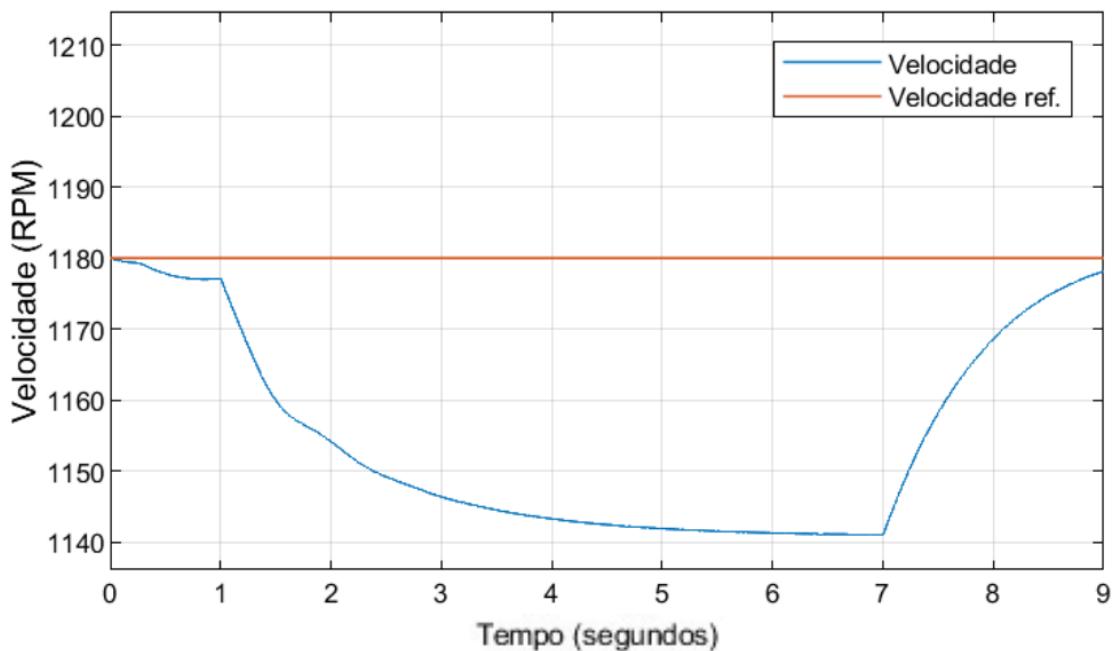
As Figuras 36, 37 e 38 apresentam a velocidade do rotor durante o teste para os métodos avaliados.

- Figura 36 - Velocidade rotórica durante o teste de adição de carga utilizando o controle escalar em malha fechada.



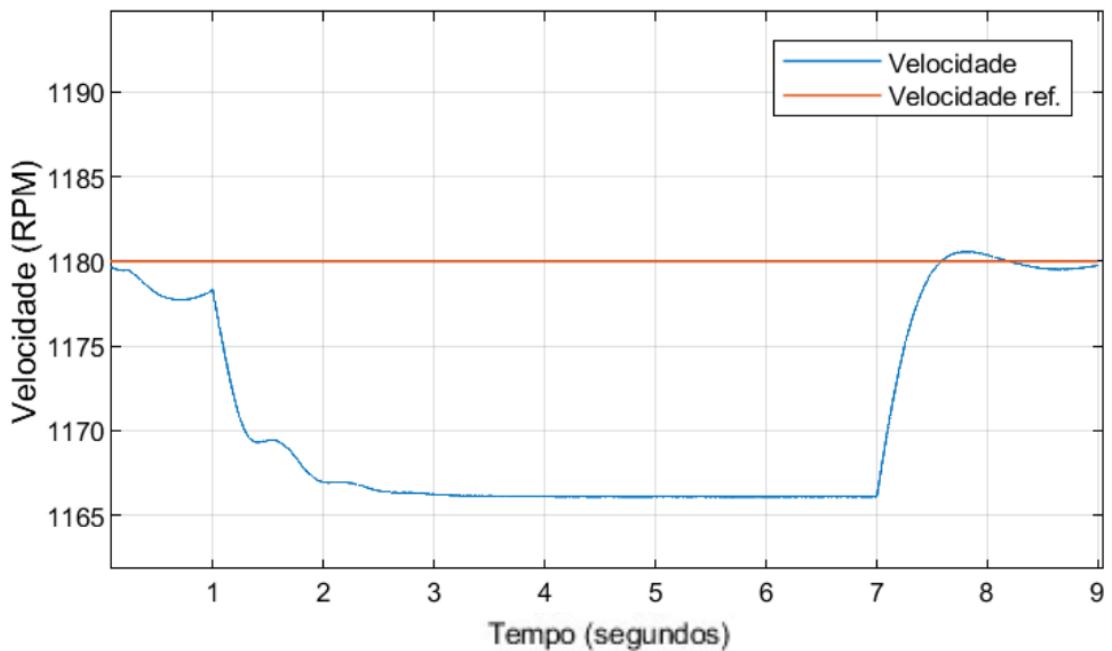
Fonte: Autoria própria.

- Figura 37 - Velocidade rotórica durante o teste de adição de carga utilizando o controle six-step em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

- Figura 38 - Velocidade rotórica durante o teste de adição de carga utilizando o controle six-step em malha aberta.



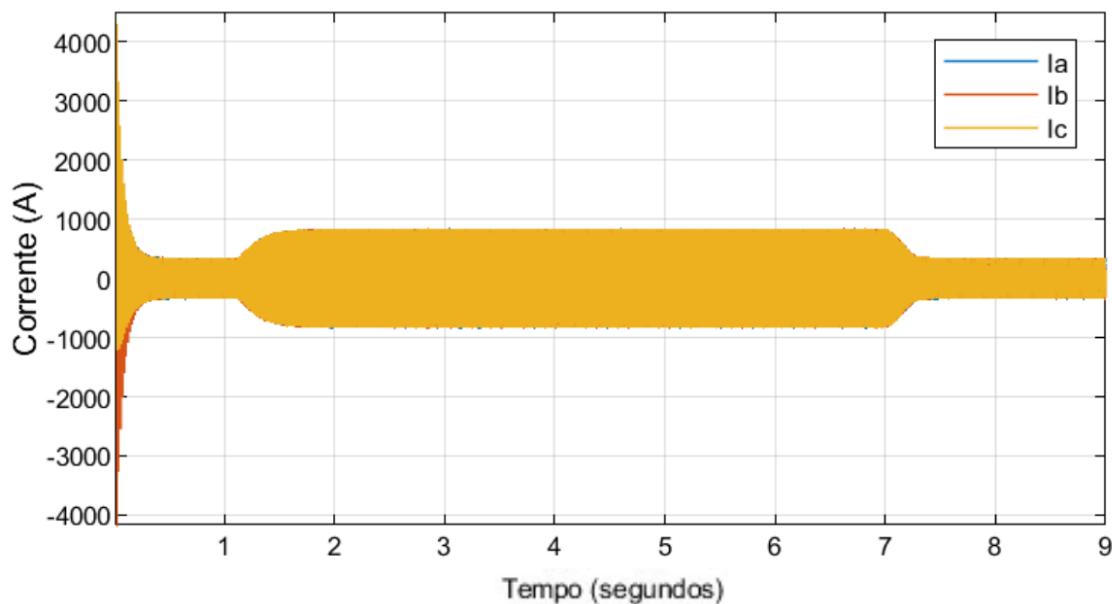
Fonte: Autoria própria.

Observa-se que, neste ensaio, o controle six-step em malha fechada (Figura 37)

apresentou o maior desvio em relação à referência, com erro próximo de 3,4% da velocidade síncrona e tendência de aumento desse erro ao longo do tempo. Em contrapartida, o controle six-step em malha aberta (Figura 38) apresentou um erro relativamente menor, em torno de 1,2%, comportamento que, conforme discutido a seguir, tende a ser compensado por maiores esforços elétricos (especialmente corrente). Por fim, o controle escalar (Figura 36) apresentou o melhor desempenho na manutenção da velocidade sob carga, com pequeno erro estacionário e recuperação mais rápida após a aplicação do degrau de torque.

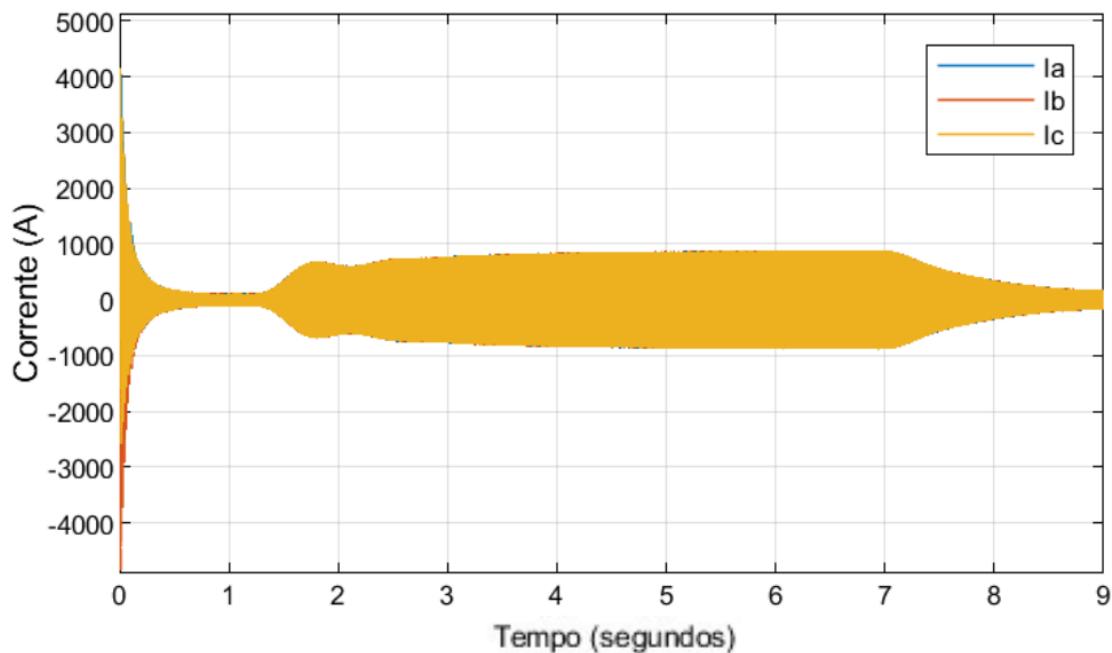
A seguir, são apresentadas as correntes no estator durante a aplicação da carga. As Figuras 39, 40 e 41 ilustram os primeiros instantes do teste, período em que se observa com maior clareza o comportamento transitório. Nota-se que, durante a atuação da carga, a corrente eficaz do estator cresce significativamente, atingindo valores elevados (próximos de 670 A rms), o que é consistente com a elevada demanda de torque imposta ao motor.

- Figura 39 - Corrente do estator durante o teste de adição de carga utilizando o controle escalar em malha fechada.



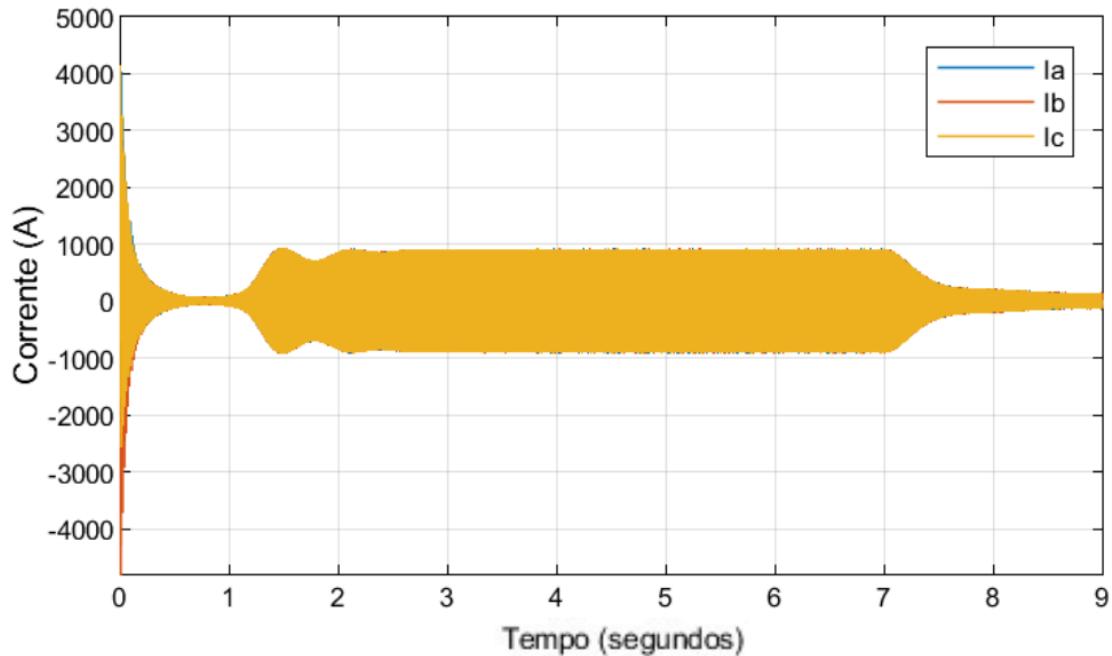
Fonte: Autoria própria.

- Figura 40 - Corrente do estator durante o teste de adição de carga utilizando o controle six-step em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

- Figura 41 - Corrente do estator durante o teste de adição de carga utilizando o controle six-step em malha aberta.



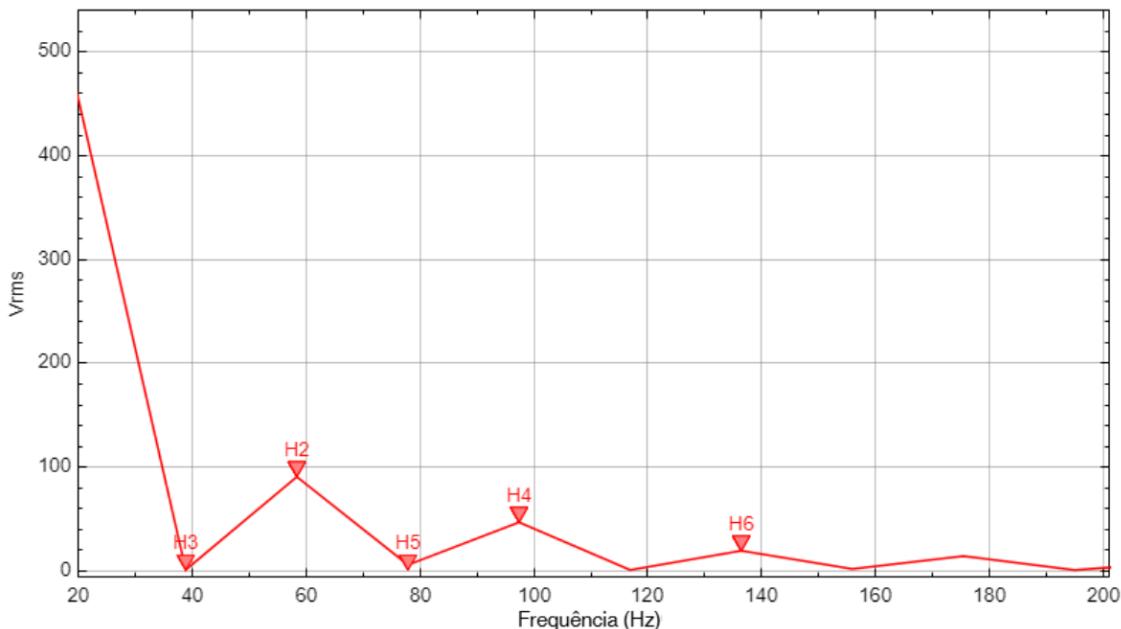
Fonte: Autoria própria.

Comparando-se as formas de onda, nota-se que o controle six-step em malha fechada

(Figura 40) apresenta uma corrente menor nos trechos sem carga e um crescimento mais gradual quando o torque é aplicado, caracterizando um comportamento mais suave do ponto de vista elétrico. Em contrapartida, o controle six-step em malha aberta tende a apresentar níveis médios de corrente mais elevados, coerentes com a menor capacidade de compensação dinâmica frente à perturbação.

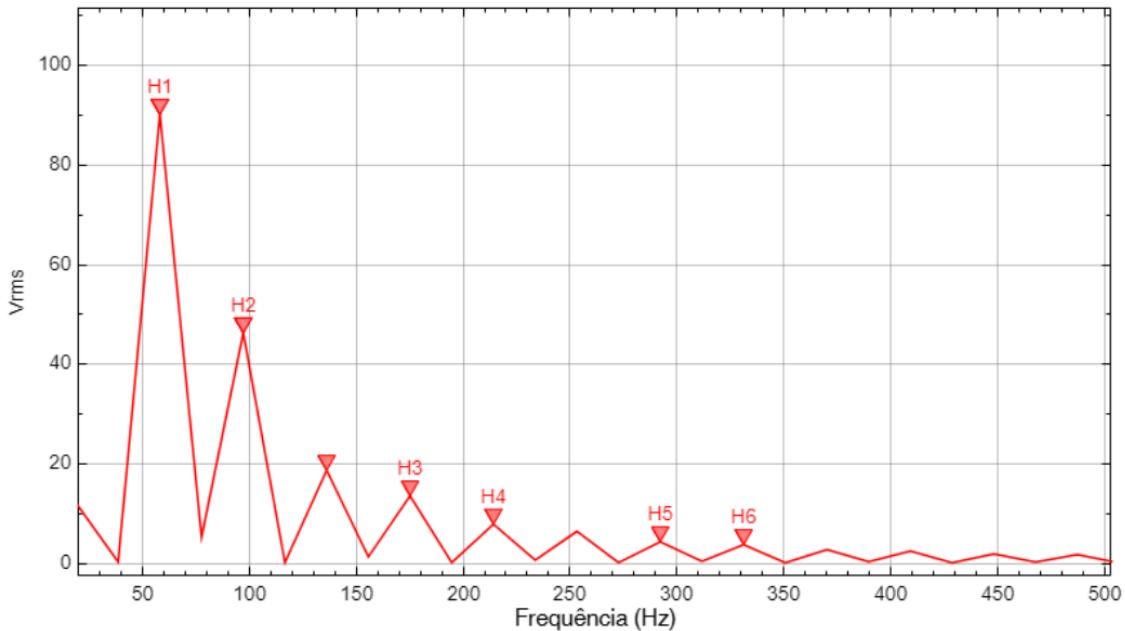
Além da análise no domínio do tempo, foram avaliados os espectros de frequência da corrente do estator, com o objetivo de caracterizar o conteúdo harmônico introduzido por cada técnica de comutação. As Figuras 42 e 43 mostram os espectros do método escalar sob carga e em vazio; de forma análoga, as Figuras 44 e 45 apresentam os resultados para o método six-step.

- Figura 42 - Espectro de frequências da corrente do estator durante o teste de adição de carga utilizando o controle escalar em malha fechada.



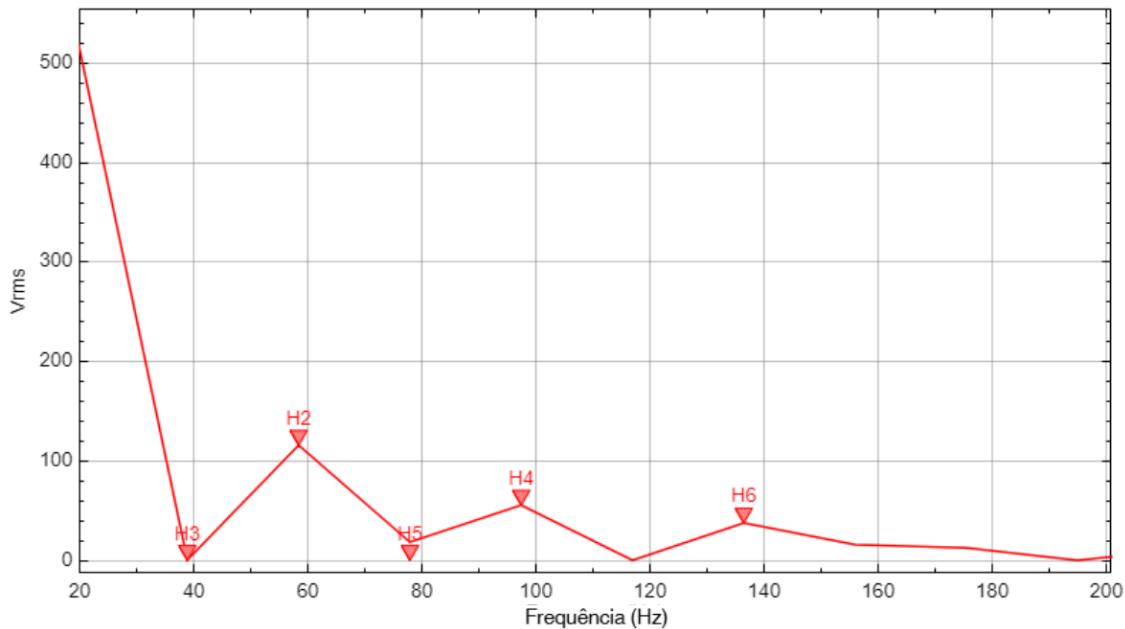
Fonte: Autoria própria.

- Figura 43 - Espectro de frequências da corrente do estator durante operação em vazio utilizando o controle escalar em malha fechada.



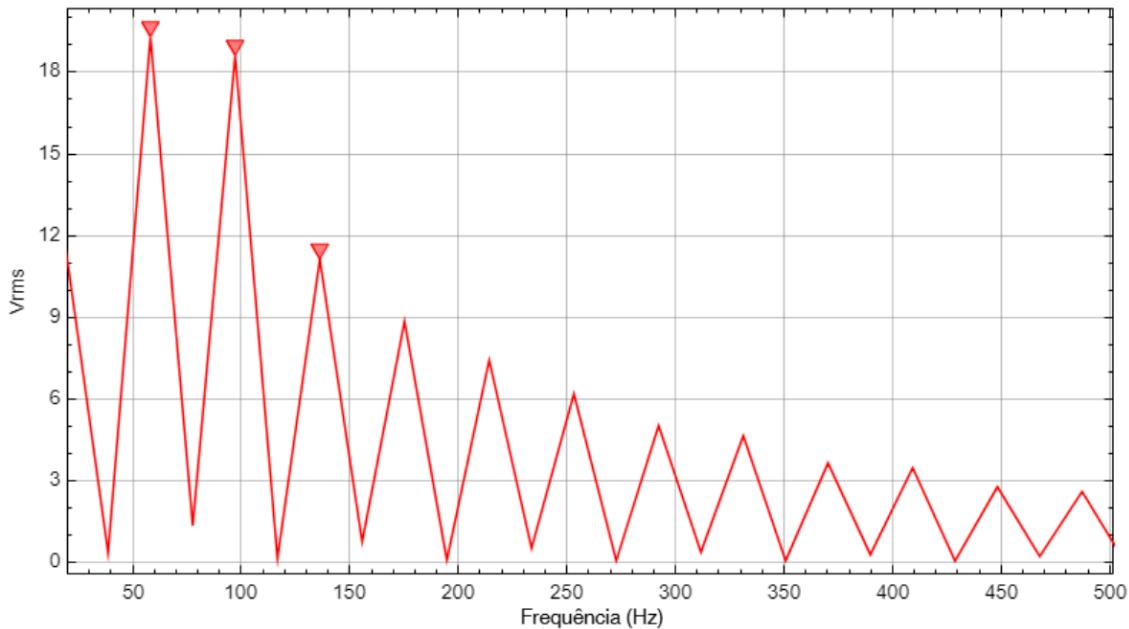
Fonte: Autoria própria.

- Figura 44 - Espectro de frequências da corrente do estator durante o teste de adição de carga utilizando o controle six-step em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

- Figura 45 - Espectro de frequências da corrente do estator durante operação em vazio utilizando o controle six-step em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

Em regime a vazio, observa-se uma diferença marcante entre os métodos. O controle escalar apresenta predominância clara da componente fundamental (em torno de 59 Hz), com harmônicos de menor amplitude. Já o controle six-step apresenta maior dispersão espectral, com harmônicos de amplitude comparável à componente fundamental, refletindo a natureza menos senoidal da forma de onda gerada pela comutação trapezoidal. Essa diferença se manifesta também no valor da DHT, que foi aproximadamente 59,8% para o método escalar e 123% para o método six-step, evidenciando a maior carga harmônica associada ao six-step.

Sob atuação da carga, nota-se ainda o surgimento de componentes relevantes em frequências inferiores à fundamental, com destaque para um pico em aproximadamente 19,67 Hz. Esse fenômeno está associado à interação eletromecânica do sistema sob elevado torque, podendo envolver efeitos de dinâmica do controlador, resposta transitória à aplicação de carga e componentes de baixa frequência resultantes do acoplamento entre torque, velocidade e corrente. Embora a identificação exata da origem dessa componente exija análises adicionais (como avaliação em janelas estritamente estacionárias e correlação com torque eletromagnético e variáveis de controle), trata-se de um comportamento relevante a ser investigado em trabalhos futuros, sobretudo por seu potencial impacto em perdas, aquecimento e vibração.

Assim como no teste anterior, a Tabela 3 demonstra os dados de forma mais organizada.

Tabela 3 – Resumo comparativo dos indicadores de desempenho durante o teste de adição de carga

Indicador	Escalar MF	Escalar MA	Six-step MF	Six-step MA
Queda máxima de velocidade após aplicação de carga (RPM)	9,4	9,1	40,0	13,9
Tempo de acomodação após aplicação de carga (s)	0,62	0,58	5,16	1,54
Tempo de recuperação após retirada da carga (s)	0,47	0,54	2,74	0,59
Corrente eficaz média durante carga (A rms)	523,1	649,0	480,8	514,3
Potência média durante carga (kW)	1691	1821	1752	1885
Energia consumida durante carga (MJ)	10,38	10,37	10,76	11,37

Fonte: Autoria própria.

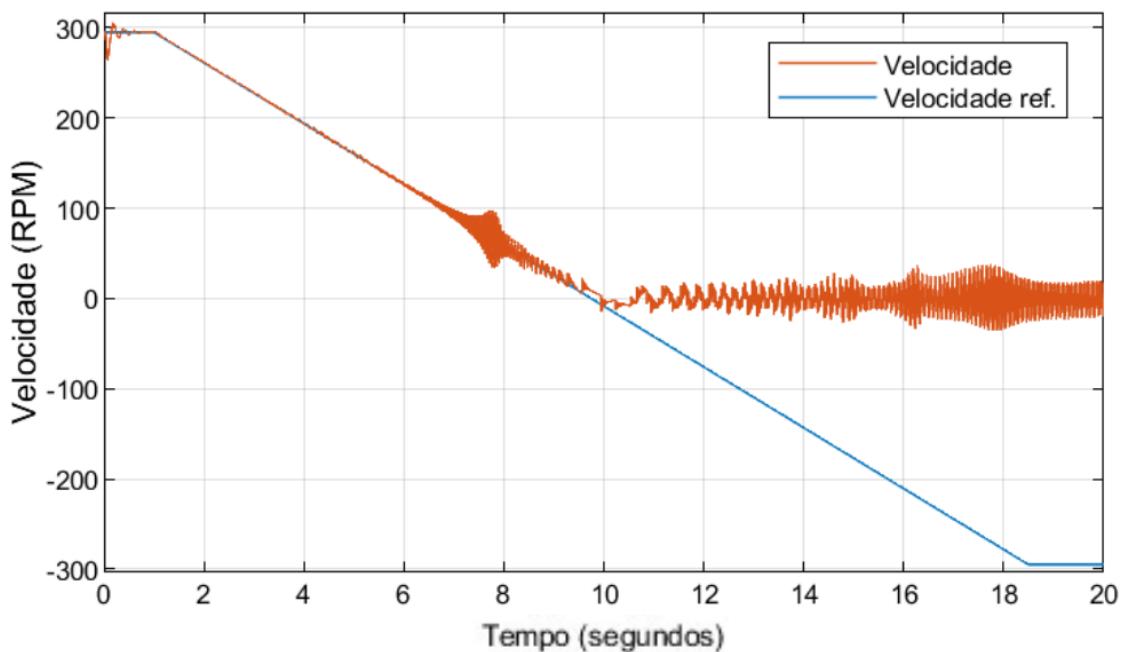
A partir dos resultados apresentados na Tabela 3, observa-se que, embora os valores globais de desempenho sejam relativamente próximos entre os métodos avaliados, o controle escalar destacou-se como a estratégia mais adequada para o modelo de motor analisado neste ensaio. Esse método apresentou as menores quedas de velocidade após a aplicação do degrau de carga, tempos de acomodação e recuperação mais reduzidos e comportamento mais estável ao longo de todo o intervalo de carga. Tais características evidenciam sua maior robustez frente a perturbações mecânicas severas, especialmente em motores de alta potência e elevada inércia, justificando seu amplo uso em aplicações industriais que demandam operação contínua sob carga.

4.3 Inversão de Rotação

O teste de inversão de rotação é um dos mais exigentes do ponto de vista dinâmico, pois requer que o sistema desacelere até próximo de zero, inverta o sentido do torque e acelere novamente no sentido oposto. Nos ensaios realizados, não foi possível obter a inversão completa de rotação com nenhum dos sistemas avaliados. Em todos os casos, uma vez que a referência de velocidade passou por 0 RPM, o motor permaneceu preso em uma faixa próxima de zero, sem capacidade de adquirir aceleração suficiente para atingir a velocidade negativa de referência.

A Figura 46 ilustra esse comportamento para o controle escalar em malha fechada, sendo representativa do resultado observado para as demais estratégias.

- Figura 46 - Velocidade rotórica durante o teste de inversão de rotação utilizando o controle escalar em malha fechada.



Fonte: Autoria própria.

Esse fenômeno é coerente com as limitações discutidas no acionamento por rampa partindo de baixas velocidades. Nas proximidades de 0 RPM, a máquina opera em uma condição particularmente crítica: o torque eletromagnético requerido para acelerar o conjunto (motor-carga) é elevado devido à grande inércia equivalente, enquanto o controle e a alimentação pelo inversor enfrentam dificuldades para estabelecer fluxo adequado e fornecer corrente com estabilidade. Como consequência, o torque resultante pode apresentar oscilações e o sistema permanece em um regime de baixa rotação, incapaz de transitar para o sentido oposto.

Deve-se se ressaltar que esse comportamento não deve ser interpretado como inviabilidade do método em aplicações reais, mas como evidência de que a inversão de rotação, em máquinas de alta potência e elevada inércia, exige estratégias específicas, tais como perfis de referência com regiões de transição, limites de corrente/torque bem definidos, técnicas de controle adaptativo e rotinas dedicadas de reversão (por exemplo, controle de torque com rampas internas e compensações em baixa velocidade). Assim, os resultados indicam que os métodos analisados podem operar de forma satisfatória em regimes de torque elevado e velocidade moderada, porém apresentam limitações importantes quando submetidos a reversões rápidas e agressivas, o que reduz seu caráter generalista e evidencia a necessidade de incrementos de complexidade no sistema de acionamento para atender a esse tipo de requisito operacional.

5 CONCLUSÃO

Com base nos resultados obtidos ao longo deste trabalho, observa-se que as estratégias de controle analisadas apresentam comportamentos globalmente semelhantes em determinados regimes de operação, porém possuem características específicas que as tornam mais adequadas a aplicações industriais distintas. A correta identificação dessas particularidades é fundamental para a seleção apropriada do conjunto motor–controle–acionamento, de modo a atender aos requisitos operacionais com simplicidade, confiabilidade e menor necessidade de manutenção ao longo do ciclo de vida do sistema.

Cabe destacar que os resultados apresentados neste estudo refletem o comportamento das estratégias de controle avaliadas para um nicho específico de aplicação, caracterizado por um motor de indução de alta potência e elevada inércia equivalente. Dessa forma, tais resultados não devem ser generalizados para motores de indução trifásicos de outras classes construtivas ou faixas de potência. Essa observação é particularmente relevante, pois evidencia que, uma vez definido um dos elementos do conjunto motor–controle–acionamento, o grau de liberdade para adaptações subsequentes torna-se significativamente reduzido, exigindo metodologias de projeto e ajuste mais criteriosas para a obtenção de desempenho satisfatório.

Entre os métodos avaliados, o controle por comutação trapezoidal (six-step) em malha fechada destacou-se por apresentar os melhores resultados em cenários caracterizados por altas velocidades e baixas cargas. Sua elevada velocidade de resposta, erro moderado e simplicidade estrutural mostraram-se particularmente vantajosos em aplicações que operam próximas à velocidade síncrona, além de evidenciar potencial significativo para a implementação de frenagem regenerativa. Esses atributos aproximam o comportamento do método six-step das exigências típicas de sistemas metro-ferroviários, tração elétrica e aplicações automotivas, nos quais robustez, resposta rápida e eficiência energética são fatores determinantes. Resultados recentes da literatura reforçam esse potencial ao demonstrar a viabilidade do modo six-step em acionamentos de motores de indução de alta potência quando associado a estratégias adequadas de controle [27, 28, 29].

Entretanto, apesar do desempenho promissor, os resultados também indicam que o método six-step ainda necessita de aprimoramentos substanciais para que possa ser implementado com maior garantia de funcionamento em aplicações mais gerais. Em especial, a incapacidade de superar com sucesso o teste de inversão de rotação evidencia limitações importantes em regimes de baixa velocidade e alta exigência dinâmica, indicando a necessidade de estratégias adicionais, como perfis de referência dedicados, limitação ativa de torque e corrente, ou técnicas híbridas de controle.

Os sistemas de controle escalar, tanto em malha aberta quanto em malha fechada, apresentaram resultados bastante semelhantes ao longo dos ensaios, o que demonstra a

robustez inerente dessa estratégia. Tal comportamento reforça a viabilidade do controle escalar sensorless em aplicações industriais, uma vez que sua implementação simplificada reduz a necessidade de sensores adicionais, como tacômetros, e diminui a complexidade do sistema. Esses métodos mostraram excelente desempenho na manutenção da velocidade sob condições de carga elevada e prolongada, característica essencial em aplicações como guindastes de grande porte, sistemas de elevação e maquinário de mineração.

O controle vetorial, embora reconhecido na literatura como uma das técnicas mais precisas para acionamento de motores de indução, apresentou dificuldades significativas de adaptação ao motor de alta potência e elevada inércia adotado neste estudo. Os resultados indicam que métodos orientados à alta precisão e rápido desacoplamento de variáveis tornam-se sensíveis quando aplicados a sistemas com dinâmica mecânica severa, exigindo ajustes refinados, maior complexidade computacional e estratégias específicas para lidar com grandes massas inerciais. Ainda assim, sua inclusão no trabalho mostrou-se relevante para documentar essas limitações e apontar caminhos para futuras investigações, como o uso de controladores adaptativos, técnicas robustas ou abordagens híbridas.

Por fim, observa-se que nem todos os objetivos propostos foram plenamente atingidos pelos sistemas implementados, especialmente em situações extremas de operação, como partidas em baixíssima velocidade e inversões rápidas de rotação. Tais limitações estão fortemente associadas à natureza singular do motor analisado e ao elevado momento de inércia equivalente considerado. Ainda assim, os resultados obtidos demonstram que, mesmo diante de desafios significativos, é possível identificar soluções viáveis por meio da escolha criteriosa da estratégia de controle, do entendimento profundo da aplicação e do uso adequado das ferramentas de modelagem e simulação. Dessa forma, conclui-se que cada aplicação industrial de motores de indução apresenta desafios próprios, mas que o desenvolvimento de sistemas de acionamento eficazes permanece plenamente alcançável quando se conciliam conhecimento técnico, análise crítica e adequação ao contexto operacional.

5.1 Trabalhos futuros

Como continuidade deste trabalho, propõe-se inicialmente a reavaliação do modelo de controle vetorial, com o objetivo de investigar se as limitações observadas decorrem de questões sistêmicas inerentes à técnica ou de inadequações no ajuste e na adaptação do controlador ao motor analisado. Estudos adicionais podem considerar diferentes estruturas de controle vetorial, bem como sua implementação tanto em malha fechada quanto em malha aberta, de forma a identificar condições sob as quais esse método possa apresentar desempenho satisfatório em motores de alta potência e elevada inércia.

Adicionalmente, melhorias no controlador do sistema escalar podem ser exploradas, visando aprimorar seu desempenho dinâmico e reduzir eventuais diferenças observadas

entre as implementações em malha aberta e em malha fechada. A introdução de estratégias de compensação dinâmica, ajustes mais refinados dos ganhos ou técnicas auxiliares de controle pode contribuir para um desempenho ainda mais robusto.

Por fim, destaca-se a necessidade de estudos mais aprofundados sobre a implementação bem-sucedida do teste de inversão de rotação. Em particular, a adoção de limitadores ativos de corrente e torque, perfis de referência não lineares e estratégias específicas para operação em baixas velocidades pode mitigar os problemas de sobrecorrente associados a referências reduzidas de velocidade, ampliando a aplicabilidade dos métodos analisados a um conjunto mais amplo de condições operacionais.

REFERÊNCIAS

- 1 GUARNIERI, M. **The beginning of electric energy transmission**: Part one [historical]. IEEE Industrial Electronics Magazine, IEEE, v. 7, n. 1, p. 50–52, 2013.
- 2 A. Cavagnino, Asynchronous motors, in: J. García (Ed.), **Encyclopedia of Electrical and Electronic Power Engineering**, Elsevier, Oxford, 2023.
- 3 PETRUZELLA, Frank D. **Electric Motors and Control Systems**. 2. ed. New York: McGraw-Hill Education, 2010.
- 4 M. Toulan, A. Nafeh, S.H. Arafa, **Improvement of induction motors reliability in fertilizers plants using IOT and enterprise resource planning**, 2024, <http://dx.doi.org/10.1109/itc-egypt61547.2024.10620579>.
- 5 V.P. Aguiar, R.S. Pontes, F.J. Ferreira, **Technical and economic evaluation of efficiency improvement after rewinding in low-power induction motors: A brazilian case**, Energies 11 (7) (2018).
- 6 Fang, Q.-f. Lu, **Reliability test for linear induction motors**, J. Zhejiang Univ.-SCI. A 7 (Suppl 2) (2006).
- 7 J.C. Travieso-Torres, A.J. Ricaldi-Morales, N. Aguilera-Camacho, **Robust combined adaptive passivity-based control for induction motors**, Machines 12 (4) (2024).
- 8 HERMAN, Stephen L. **Industrial Motor Control**. 6th ed. Clifton Park, NY: Delmar Cengage Learning, 2010.
- 9 MEETEI, Oinam Manganleiba. **Advanced control methods of induction motor: a review**. ADB University Journal of Electrical and Electronics Engineering (AJEEE), Assam Don Bosco University, v. 1, n. 1, p. 28–35, May 2017.
- 10 WEG. **Uso eficiente da energia elétrica**. 2019. Acesso em: 15 jun 2025. Disponível em: <https://static.weg.net/medias/downloadcenter/h7c/h92/WEG-gestao-e-ficiente-da-energia-eletrica-50030292-brochure-portuguese-web.pdf>.
- 11 SCARMIN, A. **Otimização da eficiência energética no acionamento de motores de indução utilizando técnicas de controle adaptativo em tempo discreto**. Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, Brasil, p. 107, 2011.
- 12 FANG, Xiaochun et al. **Current closed-loop control and field orientation analysis of an induction motor in six-step operation for railway applications**. IET Power Electronics, v. 12, n. 4, p. 805–814, 2019. DOI: 10.1049/iet-pel.2018.8544.
- 13 M.G. Simões, **Induction Motor Drives, Institution of Engineering and Technology**, 2024, pp. 431–477, http://dx.doi.org/10.1049/pbpo241f_ch12.
- 14 DE WAARD, S. J. **Induction motor cutaway view**. Wikimedia Commons, 2011. Disponível em: https://pt.wikipedia.org/wiki/Motor_de_indu%C3%A7%C3%A3o. Licença: Creative Commons Attribution-ShareAlike 3.0 (CC BY-SA 3.0). Acesso em: 10 fev. 2025.

- 15 CHAPMAN, Stephen J. **Fundamentos de Máquinas Elétricas**. 5. ed. Porto Alegre: AMGH / McGraw-Hill, 2012.
- 16 FITZGERALD, A. E.; KINGSLEY, Charles; UMANS, Stephen D. **Electric Machinery**. 6th ed. New York: McGraw-Hill Education, 2003.
- 17 HART, D. W. **Power electronics**. New York: McGraw-Hill, 2011.
- 18 VUKOSAVIC, Slobodan N. **Electrical Machines**. Cham: Springer, 2013.
- 19 MOHAMED, Mohamed A. A. **V/F control of three-phase induction motor drive with different PWM techniques**. International Journal of Engineering and Advanced Technology, v. 2, n. 1, p. 15–20, Jan. 2013.
- 20 BOSE, Bimal K. **Modern Power Electronics and AC Drives**. Upper Saddle River: Prentice Hall, 2002.
- 21 MATHWORKS. **Six Step Commutation**. Disponível em: <https://www.mathworks.com/help/mcb/ref/sixstepcommutation.html>. Acesso em: 8 fev. 2025.
- 22 PINHEIRO, Diego Dias. **Análise e proposição de estratégias de estimação e controle de velocidade para motores de indução trifásicos**. 2016. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) – Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Pato Branco, 2016.
- 23 CARATI, Emerson G.; SANT, Felipe S. D.; PINHEIRO, Diego D. **A high-performance PLL observer for sensorless three-phase induction motor control**. Revista IEEE Latin America Transactions, v. 27, n. 4, p. 304–312, 2019.
- 24 OGATA, K. **Engenharia de controle moderno**. 5. ed. Londres: Pearson, 2010.
- 25 CHEKHET, Eduard; PERESADA, Sergii; SOBOLEV, Vladimir; MIKHALSKY, Valeriy; KOVBASA, Sergei. **Experimental evaluation of the high performance vector controlled matrix converter-fed induction motor**. Automation and Remote Control, v. 64, n. 2, p. 47–54, 2003. ISSN: 0005-1144.
- 26 ELDALI, Fathalla. **A comparative study between vector control and direct torque control of induction motor using MATLAB Simulink**. Dissertação (Mestrado em Engenharia Elétrica) — Department of Electrical and Computer Engineering, Colorado State University, Fort Collins, CO, USA, 2012.
- 27 WANG, Bo et al. **Maximum torque analysis and extension in six-step mode—combined field-weakening control for induction motor drives**. IEEE Transactions on Industrial Electronics, v. 66, n. 12, p. 9129–9138, Dec. 2019. DOI: 10.1109/TIE.2019.2898464.
- 28 SAHOO, Saroj Kumar; BHATTACHARYA, Tanmoy. **Field weakening strategy for a vector-controlled induction motor drive near the six-step mode of operation**. IEEE Transactions on Power Electronics, v. 31, n. 4, p. 3043–3053, Apr. 2016. DOI: 10.1109/TPEL.2015.2446506.

- 29 ZHOU, Zheng et al. **Field weakening strategy extended to six-step operation for dual closed-loop current control of induction motors.** IEEE Transactions on Transportation Electrification, v. 11, n. 1, p. 2674–2684, Feb. 2025. DOI: 10.1109/TTE.2025.XXXXXXX.