

# Uma Estratégia para Acionamento de Motor de Indução Trifásico Usando SVPWM e Controle Orientado por Campo

Judson P. da Silva\* Igor L. Araujo\*\* Rodrigo P. de Medeiros\*\*\*  
Cecílio M. de Sousa Neto\*\*\*\* Tania L. Laura†

\* *Eng. Eletricista, Universidade Federal Rural do Semiárido, RN, (e-mail: judsonpraxedes2@gmail.com).*

\*\* *Bacharelado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal Rural do Semiárido, RN, (e-mail: iggorlamark@gmail.com).*

\*\*\* *Departamento de Engenharias, Universidade Federal Rural do Semiárido, RN, (e-mail: rodrigo.prado@ufersa.edu.br).*

\*\*\*\* *Departamento de Engenharias e Tecnologia, Universidade Federal Rural do Semiárido, RN, (e-mail: cecilio.martins@ufersa.edu.br).*

† *Departamento de Engenharias, Universidade Federal Rural do Semiárido, RN, (e-mail: tania.luna@ufersa.edu.br).*

---

**Abstract:** This work aimed to develop a strategy for driving a three-phase induction machine using indirect field-oriented control and Space Vector pulse width modulation, aiming to control the speed and shaft currents in order to maintain a constant speed for variations in rotor load. Among the results obtained, it can highlight the slip of less than 1% after applying a load 50% higher than the nominal one supported by the machine. The SVPWM provided a maximum utilization of 104.58% of the converter's DC bus in the overmodulation region and 100% in the linear region.

**Resumo:** Este trabalho teve como objetivo desenvolver uma estratégia para acionamento de uma máquina de indução trifásica utilizando as técnicas de controle indireto orientado por campo e a modulação por largura de pulso espacial vetorial, para realizar o controle de velocidade e das correntes de eixo de modo a manter a velocidade constante para variações de carga no rotor. Dentre os resultados obtidos, pode-se destacar o escorregamento, inferior a 1% após aplicar uma carga 50% superior à nominal da máquina. A modulação SVPWM proporcionou um aproveitamento máximo de 104,58% do barramento DC do conversor na região de sobremodulação e de 100% na região linear.

*Keywords:* Control; induction; currents; speed; IFOC; inverter; SVPWM.

*Palavras-chaves:* Controle; indução; correntes; velocidade; IFOC; inversor; SVPWM.

---

## 1. INTRODUÇÃO

As máquinas elétricas, criadas em 1877 por Werner Von Siemens, possuíam um custo elevado de fabricação e baixo rendimento em relação às demais máquinas a vapor utilizadas na época. Cerca de uma década após o surgimento dessas máquinas, Nikola Tesla desenvolveu seu primeiro grande aprimoramento, que consistia na ausência de contatos entre rotor e estator: era a máquina de indução (Tesla, 2018). Basicamente, essas máquinas são constituídas de enrolamentos de estator e rotor. Os enrolamentos do rotor podem ser classificados em bobinado ou gaiola de esquilo, de modo que este último é composto por barras condutoras encaixadas em ranhuras de ferro e curto-circuitadas por anéis condutores. O fluxo eletromagnético gerado pelas reatâncias de dispersão e magnetização possibilitarão que ocorra uma indução de corrente nos enrolamentos do rotor,

---

\* Agradecemos à UFERSA por todo o suporte financeiro prestado durante o período de iniciação científica.

de modo a produzir um conjugado eletromecânico quando a velocidade síncrona é diferente da velocidade do rotor (Umans, 2014).

Essas máquinas de indução trifásicas (MITs) têm suas armaduras energizadas por meio de uma fonte de corrente alternada, e cuja velocidade reduz com o incremento de cargas ao rotor, ao operarem em malha aberta. Possuem uma menor eficiência em relação às máquinas síncronas, entretanto seu custo de produção é menor, além de operarem com velocidade variável, especificação essa que é essencial atualmente na indústria de automação (Umans, 2014).

Segundo Sadhwani (2016), as MITs podem ser alimentadas por sistemas de potência que convertem a corrente trifásica alternada em contínua, por meio de circuitos retificadores, e depois novamente em corrente alternada, por meio de conversores CC-CA, cujo chaveamento dos interruptores pode ser realizado por técnicas de modulação por largura de pulso, ou PWM, do inglês *Pulse Width Modulation*.

Com o avanço no estudo dos modelos dinâmicos das MITs, surgiram técnicas de controle de parâmetros como o torque eletromagnético, o fluxo rotórico, as correntes de eixo e a velocidade. Dentre essas técnicas, destaca-se o controle escalar, que se baseia numa estratégia de manter a relação de tensão por frequência constante, de modo a manter o torque constante para variações de velocidade no rotor (Shaltout and Youssef, 2017). No entanto, a técnica de controle supracitada muitas vezes pode não ser precisa o suficiente para determinadas aplicações industriais que requeiram alta precisão e baixo escorregamento para baixas frequências e variações bruscas de carga no rotor da máquina. Esse problema é resolvido por meio das estratégias de controle vetorial com orientação por campo (Wang et al., 2013).

Segundo Krause et al. (2013), o controle vetorial, que leva em consideração não somente a magnitude e orientação de parâmetros como a corrente, o fluxo magnético e a tensão, mas também os estados estacionário e dinâmico da MIT, possibilita realizar um controle mais preciso para variações de torque em uma faixa mais ampla de velocidades e um melhor controle de conjugado em baixas frequências (Lokriti and Zidani, 2009).

Uma das técnicas de controle vetorial muito utilizadas na indústria, o IFOC, do inglês *Indirect Field Oriented Control*, possibilita realizar o desacoplamento das correntes de eixo do motor, de modo a tornar possível o acoplamento de cargas resistivas ao rotor da máquina, de modo que a MIT mantenha uma alta velocidade mesmo para baixas frequências de operação (Krause et al., 2013). Esse método busca estimar parâmetros como o fluxo rotórico e o ângulo do vetor tensão por meio da integração de determinados parâmetros, como a frequência do rotor, bem como das correntes de eixo e em quadratura, obtidas por meio das transformadas de Clarke e Park (Wang et al., 2013).

Dessa forma, este trabalho tem como objetivo realizar o controle de velocidade e das correntes de eixo e em quadratura de uma MIT, utilizando o controle IFOC e a técnica de modulação por largura de pulso espacial vetorial, ou SVPWM, do inglês *Space Vector Pulse Width Modulation*, de modo a obter um melhor aproveitamento da tensão de barramento do conversor CC-CA que alimentará a MIT e possibilitar o acoplamento de cargas resistivas ao rotor, de modo a manter um baixo escorregamento.

## 2. SISTEMA DE ACIONAMENTO DA MIT UTILIZANDO AS ROTINAS IFOC E SVPWM

Neste capítulo são apresentados os fundamentos teóricos que regem um sistema típico de acionamento de uma MIT, que se baseia no IFOC e na SVPWM. A Figura 1 descreve os blocos e rotinas presentes no sistema de acionamento da MIT utilizada neste trabalho. Todos esses blocos serão detalhadamente explicados ao longo desta seção.

### 2.1 Transformadas de Clarke e Park (Bloco 1)

Segundo Yadav and Mishra (2020), uma importante ferramenta para simplificação da análise do comportamento dinâmico de máquinas rotativas é a transformação de coordenadas. Para este fim, são utilizadas as transformadas

de Clarke e de Park, comumente denominadas de transformadas  $\alpha\beta 0$  e  $dq0$  (Riyadi, 2014). Neste trabalho, as correntes  $I_{abc}$ , medidas no estator do MIT, são entradas para as rotinas que executam essas transformadas (bloco 1).

A transformada de Clarke possibilita que as componentes simétricas de uma máquina sejam modificadas de tal forma a remover a necessidade de números complexos inerentes a tais componentes, simplificando o processo de análise (Yadav and Mishra, 2020). Na Figura 2, ilustrar-se-á o sistema de coordenadas dos eixos girantes da máquina sobrepostos aos eixos de referência obtidos via transformadas de Clarke e Park.

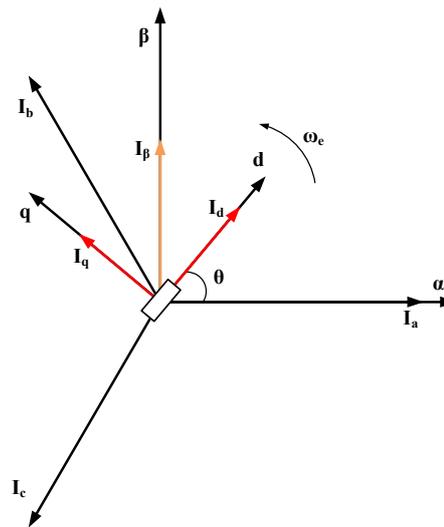


Figura 2. Sistema de coordenadas para os vetores girantes da máquina de indução trifásica. Fonte: Autoral (2022).

De acordo com Yadav and Mishra (2020), pode-se desacoplar o fluxo do estator e a posição do rotor da máquina aplicando-se a Transformada de Park. Isso pode ser feito alinhando-se o plano de referência dos eixos girantes com os eixos magnéticos do rotor, de modo que o eixo direto é mantido em fase com o fluxo do campo magnético do rotor, enquanto o eixo em quadratura é adiantado em  $90^\circ$ . Com isso, tem-se que o fluxo no eixo direto é igual ao fluxo unitário máximo gerado pelo rotor, e a componente em quadratura torna-se nula.

Segundo Divyasree and Binojkumar (2017), pode-se generalizar a transformação  $\alpha\beta/dq$  por meio de uma operação matricial que realiza a transformação considerando o ângulo do vetor com o referencial escolhido, como segue:

$$\begin{bmatrix} N_{dn} \\ N_{qn} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} \cos(\lambda') & \text{sen}(\lambda') \\ -\text{sen}(\lambda') & \cos(\lambda') \end{bmatrix}, \quad (1)$$

em que  $N_{dn}$  e  $N_{qn}$  representam valores de fluxo, tensão ou corrente. O valor de  $\lambda'$ , quando se referir às grandezas do estator será igual a  $\lambda$ , ou do rotor, a  $(\lambda - \theta)$ .

### 2.2 Controle indireto orientado por campo (Bloco 2)

Pode-se dividir o bloco que executa a estratégia de controle IFOC em três sub-blocos: a) o estimador do ângulo da

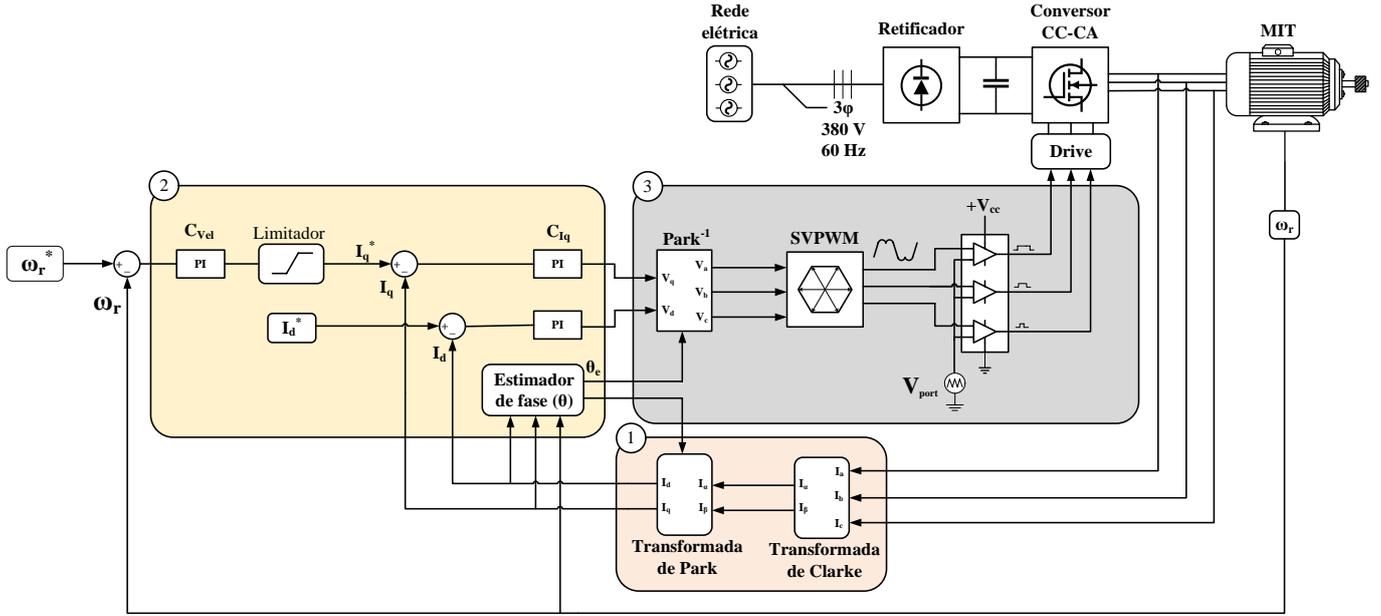


Figura 1. Esquemático do circuito de controle, de modulação e de potência. Fonte: Autoral (2022).

rede elétrica; b) o controle das correntes de eixo direto e de quadratura; c) o controle de velocidade. Na Figura (3), será mostrado o circuito que detalha essa divisão.

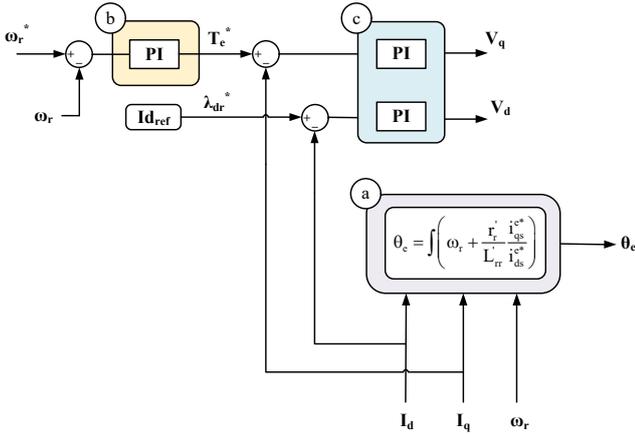


Figura 3. Circuito do IFOC. Fonte: Autoral (2022).

De acordo com Krause et al. (2013), as tensões de fase medidas nos enrolamentos estatóricos e rotóricos são iguais a:

$$v_{abs} = r_s i_{abs} + \frac{d}{dt} \lambda_{abs}, \quad (2)$$

$$v_{abr} = r_r i_{abr} + \frac{d}{dt} \lambda_{abr}, \quad (3)$$

em que os sub-índices  $s$  e  $r$  referenciam ao estator e ao rotor, respectivamente. As tensões podem ser expressas utilizando-se o referencial  $d_q$ , como segue:

$$\dot{v}'_{dr} = r'_r i'_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{qr} + p \lambda'_{dr}, \quad (4)$$

$$\dot{v}'_{qr} = r'_r i'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{dr} + p \lambda'_{qr}, \quad (5)$$

em que  $r'_r$ ,  $i'_{dr}$ ,  $i'_{qr}$ ,  $\omega_e$ ,  $\omega_r$ ,  $\lambda'_{dr}$ ,  $\lambda'_{qr}$  e  $p$  correspondem, respectivamente, à resistência do rotor, à corrente de eixo direto, à corrente de eixo de quadratura, à frequência angular elétrica, à frequência angular mecânica, ao fluxo rotórico de eixo direto, ao fluxo rotórico de eixo de quadratura e ao operador diferencial  $d/dt$ . O índice apostrofico indica que um determinado termo é multiplicado pela relação de espiras entre o estator e rotor (Krause et al., 2013).

A fim de verificar a ortogonalidade entre fluxo e corrente em regime permanente, considerar-se-á que o rotor está curto-circuitado, de modo a tornar (4) e (5) nulas, como segue:

$$0 = r'_r i'_{qr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{dr}, \quad (6)$$

$$0 = r'_r i'_{dr} + (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{qr}. \quad (7)$$

Isolando-se  $i'_{qr}$  e  $i'_{dr}$  em (6) e (7), tem-se que:

$$i'_{qr} = -\frac{1}{r'_r} (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{dr}, \quad (8)$$

$$i'_{dr} = -\frac{1}{r'_r} (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{qr}, \quad (9)$$

em que o índice representado pela letra  $e$  indica grandezas estimadas (Krause et al., 2013). Pode-se, então, determinar uma equação para o produto escalar entre o fluxo e as correntes do rotor para os eixos  $q$  e  $d$ :

$$\lambda'_{qdr} \cdot i'_{qdr} = \lambda'_{qr} i'_{qr} + \lambda'_{dr} i'_{dr}. \quad (10)$$

De acordo com a (10), se os vetores de fluxo e corrente no rotor forem perpendiculares, o resultado do produto escalar deve ser nulo, como segue:

$$\lambda'_{qr} \left[ -\frac{1}{r'_r} (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{dr} \right] + \lambda'_{dr} \left[ -\frac{1}{r'_r} (\omega_e - \omega_r) \lambda'_{qr} \right] = 0. \quad (11)$$

Para garantir que o fluxo e a corrente no rotor sejam perpendiculares, duas condições são necessárias (Krause et al., 2013):

$$\lambda'_{qr} = 0, \quad (12)$$

$$i'_{dr} = 0. \quad (13)$$

Dessa forma, basta que se coloque todo o fluxo do rotor no eixo direto. Substituindo-se (12) em (5), tem-se que:

$$0 = r'_r i'_{dr} + p \lambda'_{dr}. \quad (14)$$

Em (14), a equação que representa o fluxo no eixo direto do rotor é dada por:

$$\lambda'_{dr} = L_{rr} i'_{dr} + L_M i'_{ds}, \quad (15)$$

cujos termos  $i'_{ds}$  representa a corrente no eixo direto estimada referenciada ao estator. Substituindo (15) em (14), resulta em:

$$0 = r'_r i'_{dr} + \frac{d}{dt} (L'_{rr} i'_{dr} + L_M i'_{ds}), \quad (16)$$

cujos termos  $L'_{rr}$  e  $L_M$  são definidos por (Krause et al., 2013) da seguinte forma:

$$L'_{rr} = \frac{3}{2} L_m L_r \left( \frac{N_s}{N_r} \right)^2, \quad (17)$$

$$L_M = \frac{3}{2} L_m, \quad (18)$$

em que  $L_M$ ,  $L_r$ ,  $N_s$ ,  $N_r$  e  $L_m$  correspondem, respectivamente, à indutância de magnetização normalizada, à indutância do rotor, ao número de espiras do estator, ao número de espiras do rotor e à indutância de magnetização. A Equação (17) pode ainda ser reescrita como sendo uma equação diferencial de primeira ordem, que relaciona as correntes de eixo direto do rotor e do estator, respectivamente, como entrada e saída do sistema. No domínio da frequência, essa relação entre as correntes resulta em:

$$s i'_{dr} + \frac{r'_r}{L_{rr}} i'_{dr} = -\frac{L_M}{L_{rr}} s i'_{ds}, \quad (19)$$

$$\frac{i'_{dr}(s)}{i'_{ds}(s)} = -\frac{L_M}{L_{rr}} \frac{s}{s + \left( \frac{r'_r}{L_{rr}} \right)}, \quad (20)$$

### 2.3 Estimador de fase

Nesta subseção, será descrita a metodologia utilizada para estimação do ângulo de fase do rotor, parâmetro necessário para o funcionamento de circuitos que utilizam as transformadas de Park.

Segundo Krause et al. (2013), a principal diferença entre as técnicas de controle direto e indireto com orientação por campo é a forma como as variáveis de fluxo rotórico estimado e ângulo de fase são determinadas. Para a primeira

técnica, a principal dificuldade se dá pela necessidade de se utilizar sensores de efeito *Hall* para estimação dos fluxos rotórico e estatórico no entreferro da MIT.

Para o método indireto, pode-se estimar o ângulo de fase do rotor isolando-se a frequência elétrica de (5), desde que  $\lambda'_{qr}$  seja nulo (Krause et al., 2013). Com isso, tem-se que:

$$\omega_{sl} = \omega_e - \omega_r, \quad (21)$$

$$\omega_e = \omega_r + \frac{r'_r}{L'_{rr}} \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}}, \quad (22)$$

cujos termos  $\omega_{sl}$  representa a frequência de escorregamento do rotor. A estimação de fase é feita integrando-se (22) (Krause et al., 2013), como segue:

$$\theta_e = \int \left( \omega_r + \frac{r'_r}{L'_{rr}} \cdot \frac{i_{qs}^{e*}}{i_{ds}^{e*}} \right) dt. \quad (23)$$

### 2.4 Sintonia do controle de corrente

Segundo Krishnan (2001), a função de transferência para a corrente  $I_q$  referenciada ao eixo em estator pode ser dada por:

$$i_{qs}(s) = \frac{K_a}{1 + sT_a} (v_{qs} - \omega_r L_{ss} i_{ds}), \quad (24)$$

$$K_a = \frac{1}{r_s + \frac{L_{ss} r'_r}{L_{rr}}}, \quad (25)$$

$$T_a = \frac{L_a}{R_a}, \quad (26)$$

em que  $T_a$ ,  $L_{ss}$  e  $R_a$  correspondem, respectivamente, à constante de tempo do estator, à indutância normalizada do estator e à resistência de armadura (Krishnan, 2001). A Tabela 1 descreve os parâmetros obtidos, via ensaios laboratoriais, para o motor de indução trifásico utilizado neste trabalho.

Tabela 1. Especificações da MIT

Parâmetro	Valor
Impedância do estator ( $R_s$ )	14 $\Omega$
Reatância do estator ( $L_s$ )	26,7 mH
Impedância do rotor ( $R_r$ )	10,9 $\Omega$
Reatância do rotor ( $L_r$ )	40.1 mH
Reatância de magnetização ( $L_m$ )	435.75 mH
Pares de polos (P)	4
Momento de inércia (J)	0.0016 kg.m <sup>2</sup>

Substituindo os parâmetros da Tabela 1 em (24), obtém-se a seguinte Função de Transferência em Malha Aberta (FTMA) não compensada para  $i_{qs}/v_{qs}$  no domínio da frequência:

$$G_{Ciq}(s) = \frac{17.88}{0.0061s + 2}. \quad (27)$$

Para se realizar a sintonia dos controladores de corrente, arbitrou-se uma frequência de corte igual a 2 kHz (10% da frequência da portadora triangular, que é de 20 kHz),

e uma margem de fase de  $60^\circ$ . Utilizando as equações básicas para sintonia de controladores, pôde-se determinar a frequência do zero do compensador e o ganho proporcional por meio de:

$$\omega_{ziq} = \frac{\omega_{Ciq}}{\tan(M_P - \pi/2 - \angle G_{iq})}, \quad (28)$$

$$K_{Ciq} = \frac{\omega_{Ciq}}{\sqrt{\omega_{Ciq}^2 + \omega_{Ziq}^2} \cdot |G_{iq}|}, \quad (29)$$

nas quais  $\omega_{ziq}$ ,  $\omega_{Ciq}$ ,  $M_P$  e  $K_{Ciq}$  correspondem, respectivamente, à frequência do zero do compensador, à frequência de corte, à margem de fase e ao ganho proporcional. O módulo e o ângulo de fase podem ser obtidos por meio de (27).

Com isso, pôde-se determinar, respectivamente, a função de transferência do controlador de corrente e do sistema em série, como segue:

$$C_{I_q}(s) = \frac{0.05486s + 2021}{s}, \quad (30)$$

$$H_{i_q}(s) = \frac{0.9807s + 36140}{0.006067s^2 + 2s}. \quad (31)$$

Para obter a FT do controle da corrente  $I_d$ , utilizou-se uma metodologia similar à apresentada no controle de  $I_q$ , uma vez que ambas são extraídas de  $I_{abc}$  e possuem a mesma amplitude e frequência.

### 2.5 Sintonia do controle de velocidade

Segundo Krishnan (2001), a função de transferência que relaciona a razão entre a velocidade mecânica do rotor e a corrente do estator referenciada ao eixo em quadratura é dada por:

$$\frac{\omega_m}{i_{qs}} = \frac{K_t}{B_t + J \cdot s}, \quad (32)$$

em que

$$K_t = \frac{3 P L_M^2}{2 L_{rr}} i_{ds}, \quad (33)$$

$$B_t = B + B_l, \quad (34)$$

nas quais  $K_t$ ,  $B_t$  e  $J$  correspondem, respectivamente, à constante de torque, ao coeficiente de fricção total e ao momento de inércia. Para este projeto, considerou-se que  $B_l$  é nulo. A FTMA da planta de velocidade pode ser obtida substituindo-se os parâmetros da Tabela 1 nas Equações (32) e (33), resultando em:

$$G_{Vel}(s) = \frac{213.7}{0.0016s}. \quad (35)$$

Utilizando-se das Equações (28) e (29), para uma frequência de corte de 20 Hz e margem de fase de  $60^\circ$ , pôde-se obter a seguinte FT para o controlador de velocidade e para o sistema em série:

$$C_{Vel}(s) = \frac{0.63 s + 180}{s}, \quad (36)$$

$$H_{Vel}(s) = \frac{0.1741 s + 12.63}{0.0016s^2}. \quad (37)$$

Apesar dos parâmetros obtidos através das expressões anteriores estarem coerentes com a teoria proposta por Krishnan (2001), fez-se também um ajuste fino para que a sintonia dos controladores ficasse em fase com o resultado esperado.

Uma das formas de se ajustar o coeficiente angular da rampa de velocidade de uma MIT ou de se evitar sobressinais muito altos é por meio da utilização de um limitador de borda positiva ou negativa na saída do compensador da planta de velocidade. Isso possibilitará uma limitação do erro de integração, fazendo com que o coeficiente angular da rampa de velocidade do rotor seja menor, resultando em um maior tempo de subida (Divyasree and Binojkumar, 2017).

### 2.6 Estratégia de Modulação SVPWM (Bloco 3)

Apesar de apresentar desempenho satisfatório na região linear do índice de modulação ( $m_a \leq 1$ ), a modulação por largura de pulso senoidal (SPWM) apresenta uma sintetização de onda quadrada para índices de modulação que ultrapassam a região linear ( $m_a > 1$ ) quando utilizada como técnica de modulação em inversores multiníveis (Jacob et al., 2017). Isso pode acarretar em distorções harmônicas indesejáveis na corrente do estator e no espectro de frequências.

Na Figura (4), Wu (2007) demonstra um efeito da sintetização de onda quadrada no espectro de frequências para um índice de modulação igual a duas vezes a frequência da portadora.

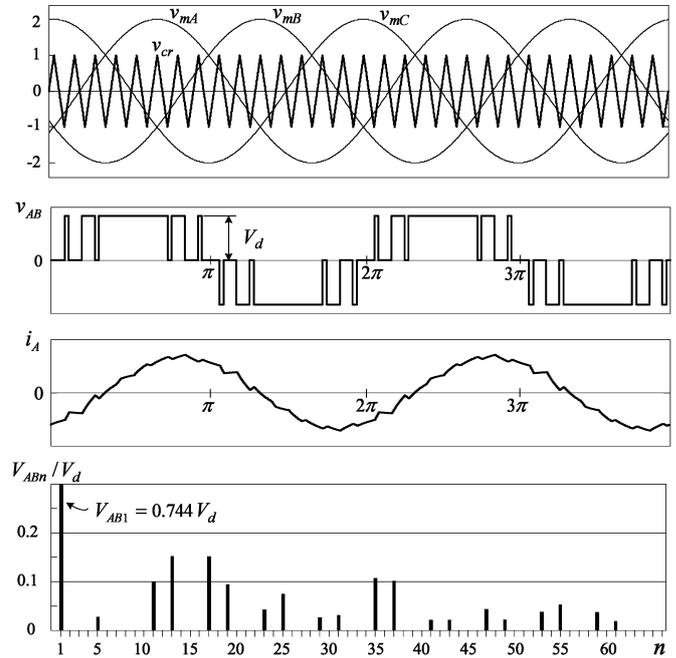


Figura 4. Análise da SPWM para  $m_a = 2$ : (a) Senoide e portadora; (b) sinal PWM; (c) corrente na fase A; (d) Espectro de frequências. (Wu, 2007).

Segundo Jacob et al. (2017), ao contrário da modulação SPWM, a modulação SVPWM, que utiliza vetores de referência para controle da magnitude e frequência da componente de tensão fundamental em conversores multiníveis,

tem como principais vantagens a melhoria na qualidade das correntes de saída, uma taxa de distorção harmônica (THD) de tensão mais reduzida, além de possibilitar um controle mais flexível da tensão de saída quando utilizado em conjunto com estratégias de controle de velocidade de máquinas de indução.

Considerando-se uma defasagem de  $120^\circ$  entre as fases do inversor, para a modulação SPWM e considerando  $m_a = 1$ , pode-se calcular a máxima tensão de linha como função da tensão  $V_d$ , como segue:

$$V_{max,SPWM} = 0,612 \cdot V_d \quad (38)$$

Segundo Wu (2007), a máxima tensão de linha que pode ser obtida como função da tensão  $V_{dc}$  na modulação SVPWM é dada por:

$$V_{max,SVPWM} = 0,707 \cdot V_d. \quad (39)$$

Dividindo (39) por (38) tem-se que:

$$\frac{V_{max,SVPWM}}{V_{max,SPWM}} = \frac{0.707}{0.612} = 1.155 \approx 15,5\%. \quad (40)$$

A equação (40) indica que, para um dado valor de  $V_{dc}$ , a máxima tensão de linha medida na saída do inversor e gerada pelo esquema SVPWM é 15,5% maior que aquela gerada pelo esquema SPWM sem utilização de injeção de terceira harmônica (Wu, 2007).

### 3. RESULTADOS

Nesta seção, serão descritos os resultados obtidos para duas situações: na primeira será analisada a resposta da velocidade e do torque eletromagnético para referências de rampas de velocidade positivas e negativas, conforme será ilustrado na Figura (5); na segunda, é analisada a resposta do controle de velocidade durante a inserção e a retirada de cargas resistentes equivalentes a 1 Nm, conforme ilustrado na Figura 6.

De acordo com Krause et al. (2013), o torque eletromagnético, bem como as potências de entrada e saída em uma MIT, são dados como segue:

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{L_{rr}} \frac{L_M^2}{L_s} i_{ds} i_{qs}, \quad (41)$$

$$P_{in} = 3r_s I_s^2 + \frac{2}{P} \omega_e T_e, \quad (42)$$

$$P_{out} = \frac{2}{P} \omega_r T_e. \quad (43)$$

Um exame de (41), (42) e (43) permite inferir que  $T_e$  é função das correntes  $I_q$  e  $I_d$ , e que  $P_{in}$  e  $P_{out}$  são funções de  $T_e$ . Essa inter-relação servirá de base para as análises que seguem. Dois casos são analisados: o primeiro analisa a resposta do controle durante acelerações e desacelerações da máquina (caso 1); o segundo analisa a resposta do controle para variações de carga no rotor (caso 2). Dentre os parâmetros de simulação, tem-se que o tempo escolhido para a partida da máquina foi de 0,1 s, o tempo desejado para que esta atingisse a velocidade de 1500 rpm foi de 3 s,

e a inserção da carga nominal de 2 Nm foi realizada em 0,1 s. Para cada caso, foram coletadas as seguintes informações para  $i_q$ ,  $i_d$ ,  $W_m$  e  $T_e$ : tempo de subida (s), valor de pico, valor de regime permanente e sobressinal, conforme descrito na Tabela 2.

Para a análise do caso 1, utilizou-se três rampas de velocidade: a primeira vai de 0,1 s até 3 s e varia de 0 a 1000 rpm. Entre 3 s e 3,5 s, manteve-se a referência de velocidade constante. Em 3,5 s acionou-se a segunda rampa de aceleração, que vai de 3,5 s a 6 s e varia de 1000 a 1500 rpm. Entre 6 s e 6,5 s manteve-se a velocidade constante. Por fim, uma rampa de desaceleração foi acionada em 6,5 s a 8 s e variou de 1500 a 1000 rpm. As formas de onda para as correntes de eixo, velocidade e conjugado eletromagnético estão ilustradas na Figura (5).

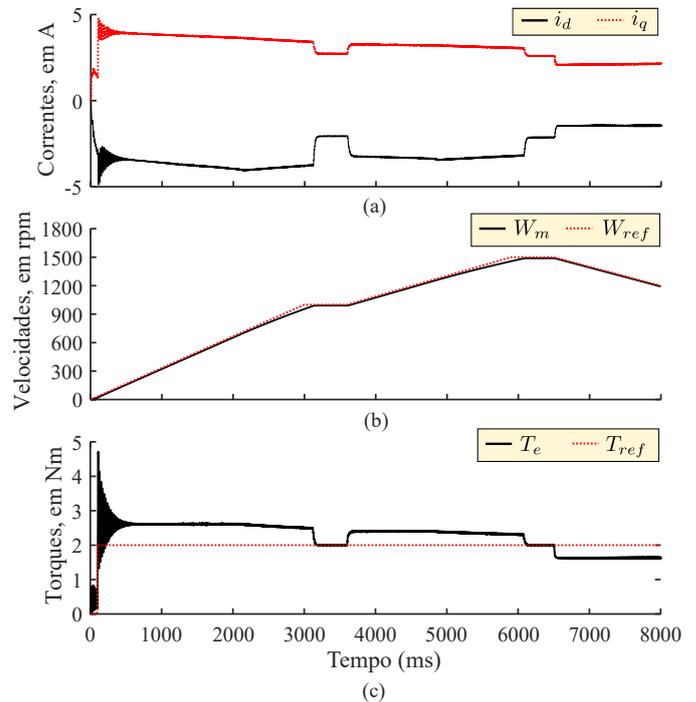


Figura 5. Caso 1: (a) Correntes  $i_q$  e  $i_d$ ; (b) Velocidades  $W_m$  e  $W_{ref}$ ; (c) Torques  $T_e$  e  $T_{ref}$ . Fonte: Autoral (2022)

De acordo com a Figura (5), nota-se que a referência de velocidade cuja rampa apresenta coeficiente angular positivo (máquina acelerando) faz com que o conjugado eletromagnético  $T_e$  seja superior ao conjugado de carga ( $T_{ref}$ ). Já na desaceleração, a amplitude das correntes de eixo diminuem, e por consequência,  $T_e$  também diminui, o que está de acordo com a teoria proposta por Krause et al. (2013).

Para o segundo caso, buscou-se analisar a resposta do controle para variações de carga no rotor. A referência da rampa de velocidade inicia em 0 s até 3,5 s e varia de 0 a 1500 rpm. Uma carga de 2 Nm com momento de inercia de  $0,0016 \text{ kg.m}^2$  foi acoplada ao rotor em 0,1 s durante a partida da MIT. Degraus de carga de 1 Nm foram inseridos e retirados em intervalos de 0,5 s a partir de 4 s. Os resultados para esta simulação estão exibidos na Figura (6).

Tabela 2. Resultados obtidos para os casos 1 e 2. Fonte: Autoral (2022).

Parâmetros	Tempo (s)						
	0,1 s		3,5 s		6,5 s		
	$I_q$ (A)	$I_d$ (A)	$I_q$ (A)	$I_d$ (A)	$I_q$ (A)	$I_d$ (A)	
Caso 1	Tempo de subida (s)	2,95E-03	5,17E-03	1,33E-02	2,81E-02	8,68E-03	8,69E-03
	Valor de pico	4,7336	-4,8584	3,1756	-3,3364	2,1015	-1,4586
	Valor de regime	3,9091	-3,4519	3,2229	-3,0707	2,0780	-1,4456
	Sobressinal (%)	21,0918	40,7456	1,4678	8,6540	1,1308	0,8992

Parâmetros	Tempo (s)						
	4 s		4,5 s		5 s		
	$W_m$ (rpm)	$T_e$ (Nm)	$W_m$ (rpm)	$T_e$ (Nm)	$W_m$ (rpm)	$T_e$ (Nm)	
Caso 2	Tempo de subida (s)	9,61E-03	1,44E-02	3,84E-03	4,53E-03	7,96E-03	7,95E-03
	Valor de pico	1.485,72	3,4408	1.489,13	1,895	1.489,12	0,9526
	Valor de regime	1.487,16	2,9925	1.488,74	1,9988	1.488,74	1,0017
	Sobressinal (%)	0,0968	14,9807	0,0261	5,1931	0,0255	4,9507

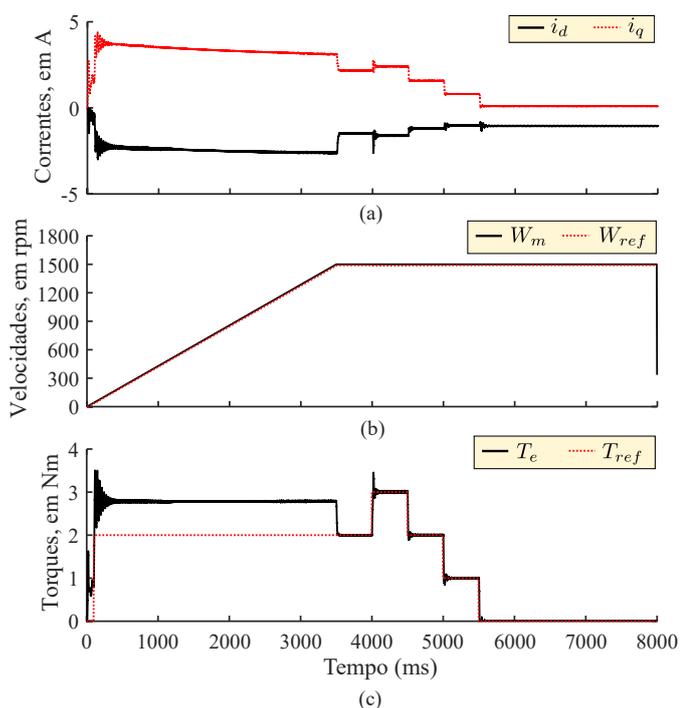


Figura 6. Caso 2: (a) Correntes  $i_q$  e  $i_d$ ; (b) Velocidades  $W_m$  e  $W_{ref}$ ; (c) Torques  $T_e$  e  $T_{ref}$ . Fonte: Autoral (2022)

O comportamento das potências de entrada e de saída da MIT é ilustrado na Figura 7 para verificar a validade de (42) e (43).

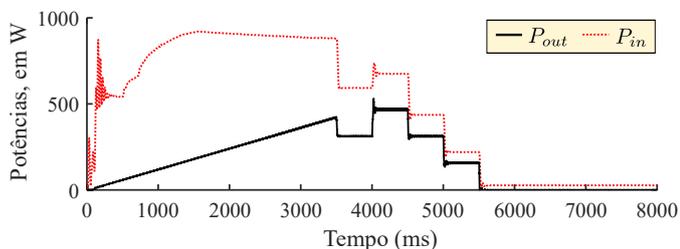


Figura 7. Potências de entrada e de saída da MIT para variações de carga no rotor. Fonte: Autoral (2022)

Analisando-se a Figura 7 sob a ótica de (43) e (42), infere-se que  $P_{out}$  de fato atua em função da frequência rotórica (rampa de aceleração diretamente proporcional à potência

de saída). A partir da redução da amplitude das correntes de eixo em 3,5 s, tem-se a redução de  $P_{in}$  e  $P_{out}$  até o momento em que a carga de 1 Nm é acoplada ao rotor. Nota-se, também, que a eficiência da MIT vai aumentando com o desacoplamento de cargas resistivas ao rotor.

No que diz respeito ao circuito responsável injeção de terceiro harmônico na senóide, as formas de onda obtidas para a tensão modulada instantânea e RMS na fase A estão ilustradas na Figura (8).

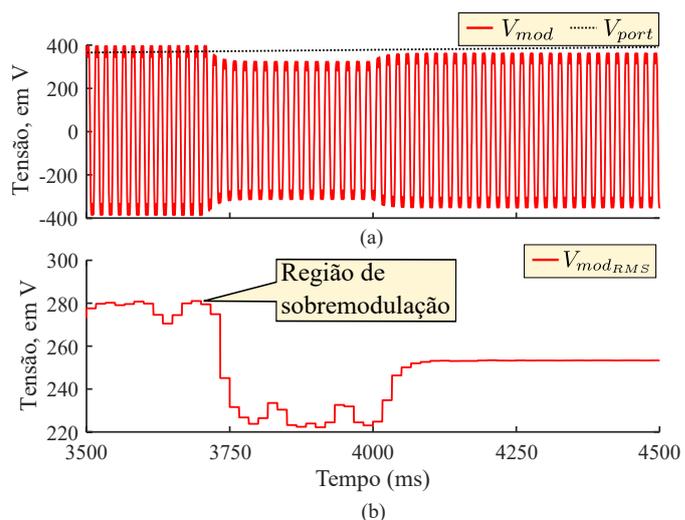


Figura 8. Tensões moduladas na fase A: (a) Tensão instantânea ( $V_{mod}$ ); (b) Tensão RMS ( $V_{mod_{RMS}}$ ). Fonte: Autoral (2022)

De acordo com a Figura 8(b), a tensão RMS modulada na fase A ( $V_{mod_{RMS}}$ ) atingiu um valor máximo de cerca de 281,03 V. Isso representa um ganho de 4,58% em relação ao valor da tensão do barramento CC na região de sobremodulação, que compreende o trecho em que  $V_{mod} > V_{port}$ , onde  $V_{port}$  é a amplitude da portadora [Figura 8(a)]. A partir de 3,73 s, a velocidade da MIT converge para o valor da referência do controle de velocidade, e a amplitude da tensão reduz em função de ação de controle do torque. A inserção da carga de 1 Nm em 4 s resultou em um novo ganho de tensão, atingindo um valor RMS de 253,1 V na região linear do índice de modulação para  $t > 4,1$  s.

#### 4. CONCLUSÃO

Este trabalho apresentou uma estratégia para acionamento de um motor de indução trifásico utilizando controle orientado por campo e modulação vetorial, visando o controle da velocidade e do torque do motor. Com base nos resultados obtidos, pode-se concluir que a estratégia de controle escolhida permitiu o controle da velocidade do motor com um escorregamento inferior a 1% e possibilitou que o motor operasse em sua velocidade nominal para cargas de até 50% acima da nominal. No que diz respeito à estratégia de modulação escolhida, a SVPWM, houve um aproveitamento de 100% da tensão disponível no barramento CC na região linear, e um valor máximo de tensão na saída do inversor de 104,58% da tensão do barramento na região de sobremodulação.

#### REFERÊNCIAS

- Divyasree, P. and Binojkumar, A.C. (2017). Vector control of voltage source inverter fed induction motor drive using space vector pwm technique. In *2017 International Conference on Energy, Communication, Data Analytics and Soft Computing (ICECDS)*, 2946–2951. doi:10.1109/ICECDS.2017.8389996.
- Jacob, J., Chitra, A., Thomas, R.V., Rakesh, E., Jacob, S., Baby, M., and Cini, K. (2017). Space vector pulse width modulation for a seven level inverter applied to an induction motor drive. In *2017 International Conference on Innovations in Electrical, Electronics, Instrumentation and Media Technology (ICEEIMT)*, 117–122. doi:10.1109/ICEEIMT.2017.8116818.
- Krause, P., Wasynczuk, O., Sudhoff, S., and Pekarek, S. (2013). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. IEEE Press Series on Power and Energy Systems. Wiley. URL [https://books.google.com.br/books?id=kdM1HY7\\_BcoC](https://books.google.com.br/books?id=kdM1HY7_BcoC).
- Krishnan, R. (2001). *Electric Motor Drives: Modeling, Analysis, and Control*. Prentice Hall. URL <https://books.google.com.br/books?id=1lgtAQAAMAAJ>.
- Lokriti, A. and Zidani, Y. (2009). Contribution to stator flux orientation vector control of an induction machine. In *2009 International Conference on Multimedia Computing and Systems*, 565–570. doi:10.1109/MMCS.2009.5256724.
- Riyadi, S. (2014). Inverse clarke transformation based control method of a three-phase inverter for pv-grid systems. In *2014 The 1st International Conference on Information Technology, Computer, and Electrical Engineering*, 351–355. doi:10.1109/ICITACEE.2014.7065770.
- Sadhwani, Rahul, R.K. (2016). A comparative study of speed control methods for induction motor fed by three level inverter. In *2016 IEEE 1st International Conference on Power Electronics, Intelligent Control and Energy Systems (ICPEICES)*, 1–6. doi:10.1109/ICPEICES.2016.7853158.
- Shaltout, A. and Youssef, O.E.M. (2017). Speed control of induction motors using proposed closed loop volts/hertz control scheme. In *2017 Nineteenth International Middle East Power Systems Conference (MEPCON)*, 533–537. doi:10.1109/MEPCON.2017.8301232.
- Tesla, N. (2018). *A New System of Alternating Current Motors and Transformers and Other Essays*. Wilder Publications. URL [https://books.google.com.br/books?id=1j\\\_8tQEACAAJ](https://books.google.com.br/books?id=1j\_8tQEACAAJ).
- Umans, S. (2014). *Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley - 7.ed.* AMGH Editora. URL <https://books.google.com.br/books?id=3Fa2AwAAQBAJ>.
- Wang, K., Ge, Q., Li, Y., and Shi, L. (2013). An improved current regulation scheme used in indirect rotor field oriented control for ac traction applications. In *2013 15th European Conference on Power Electronics and Applications (EPE)*, 1–10. doi:10.1109/EPE.2013.6631749.
- Wu, B. (2007). *High-Power Converters and AC Drives*. Wiley. URL <https://books.google.com.br/books?id=kJUCYVXBD78C>.
- Yadav, S. and Mishra, A.K. (2020). Performance evaluation in ifoc induction motor drive with various pwm techniques. In *2020 International Conference on Electrical and Electronics Engineering (ICE3)*, 65–70. doi:10.1109/ICE348803.2020.9122877.