

# Método de estimação de velocidade e posição rotórica da máquina BLDC a partir de uma estrutura PSD+PLL

Lucas Rossato Rocha\* Marcelo Back de Araujo\*  
 Eduardo Cattani Silva\* Luis Henrique Ost Scher\*  
 César José Volpato Filho\* Rodrigo Padilha Vieira\*

\* Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC,  
 Universidade Federal de Santa Maria - UFSM, RS  
 (e-mails: lucas\_rrocha@hotmail.com, marceloback775@gmail.com,  
 cattani98@gmail.com, luishenriqueost@gmail.com,  
 volpatocesarfilho@gmail.com, rodrigovie@gmail.com)

**Abstract:** This work presents a sensorless control strategy for the BLDC machine based on a PSD+PLL (positive sequence detector + phase-locked loop) approach. Due to the non-sinusoidal characteristic of the back-emf, conventional model-based methods can result in errors when estimating the speed and position of the BLDC machine in vector control. To avoid this, the back-emf waveform will be initially reconstructed using a Luenberger observer on the stationary reference frame. A positive sequence detector (PSD) with a frequency adapter will be used in the observed back-emf, making it possible to obtain the fundamental frequency component and eliminating the harmonic components of the back-emf. A phase-locked loop (PLL) adjusted by a PI controller will be used in the positive sequence components to estimate the position and speed of the machine. Simulation results will demonstrate that the estimation of position and speed through positive sequence components presents superiority when compared to the quantities obtained directly by the real back-emf.

**Resumo:** Este trabalho apresenta uma estratégia de controle *sensorless* para a máquina BLDC baseado em uma abordagem PSD+PLL (*positive sequence detector + phase-locked loop*). Devido a característica não-senoidal da força contra-eletromotriz (FCEM), métodos convencionais baseados em modelo podem resultar em erros na estimação de velocidade e posição da máquina BLDC no acionamento vetorial. Para contornar este problema, a forma de onda da FCEM inicialmente será reconstruída utilizando um observador de *Luenberger* em eixos estacionários. A seguir, um detector de sequência positiva (PSD) com adaptador de frequência será utilizado nas forças contra-eletromotrizes observadas, possibilitando a obtenção da componente de frequência fundamental e eliminando as componentes harmônicas da FCEM. Uma malha de captura de fase (PLL) realimentada cujo mecanismo de ajuste é um controlador PI será empregada nas componentes de sequência positiva para estimar a posição e velocidade da máquina. Resultados de simulação demonstram que a estimação da posição e velocidade através das componentes de sequência positiva apresenta superioridade quando comparada às grandezas obtidas diretamente pelas forças contra-eletromotrizes reais da máquina.

*Keywords:* BLDC; sensorless control; positive sequence detector; phase-locked loop

*Palavras-chaves:* BLDC, observador; controle sensorless; detector de sequência positiva; malha de captura de fase

## 1. INTRODUÇÃO

Dentre as diversas tecnologias de máquinas elétricas estudadas para o emprego em sistema de tração em veículos elétricos/híbridos, a BLDC (do inglês *brushless direct current*) tem recebido grande destaque e utilização

\* O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001. Os autores também gostariam de agradecer ao INCT-GD e as agências de fomento (CNPq Projeto 422026/2016-6, CNPq 465640/2014-1, CAPES 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1)

(Naseri et al., 2017; Shah et al., 2010; Damiano et al., 2017). Essa máquina caracteriza-se por possuir uma força contra-eletromotriz (FCEM) trapezoidal, permitindo uma elevada densidade de potência e menor complexidade na sintetização das correntes (Krishnan, 2009). Além disso, sua utilização na tração veicular justifica-se por suas características como excelente resposta dinâmica, elevada eficiência e baixa manutenção (Park et al., 2020; Apatya et al., 2017; Liu et al., 2006).

Usualmente, técnicas *sensorless* são utilizadas para obtenção da posição rotórica, eliminando a necessidade do

emprego de sensores de posição, tais como resolvers e encoders, assim diminuindo os custos, tamanho e elevando a confiabilidade do sistema (Tae-Hyung Kim e Ehsani, 2004; Abad, 2016). Em veículos elétricos, o emprego de técnicas *sensorless* torna-se necessária não para redução de custo ou tamanho, visto que são de baixo impacto na aplicação, mas sim para redundância de medidas, tendo em vista que a posição do rotor é uma informação crítica, pois um distúrbio de leitura pode acarretar em erros no controle da máquina (Lehmann et al., 2014).

No acionamento da máquina, é comum utilizar controle vetorial orientado indiretamente ao campo. Para tal, a Transformada de Park é empregada, realizando uma transformação de coordenadas que permite controlar separadamente o torque e o campo magnético. Devido à característica não-senoidal da FCEM nos motores BLDC, existe a presença de oscilação de torque quando a Transformada de Park é utilizada. Assim, uma alternativa foi introduzida por Grenier e Louis (1993) adicionando uma extensão à transformada, permitindo o emprego com FCEM trapezoidal e reduzindo o ripple de torque. Ainda, ao utilizar controle vetorial, é fundamental que se conheça a posição elétrica e velocidade rotórica da máquina. Dessa maneira, muitos trabalhos na literatura estudam a obtenção dessas grandezas sem a utilização de sensores físicos.

Dentre os métodos existentes, destacam-se as técnicas de cruzamento por zero com base na força contra-eletromotriz, onde é medida a tensão de linha nos terminais do motor (Damodharan e Vasudevan, 2010), podendo também ser analisada a terceira harmônica da FCEM através de sua integral, visto que devido à distribuição de fluxo e saturação no entreferro a mesma se relaciona diretamente com a posição do rotor (Liu e Zhu, 2013, 2014).

Uma técnica largamente utilizada para máquinas elétricas é a malha de captura de fase (PLL - *phase-locked loop*). Essa metodologia permite a obtenção da posição e velocidade da máquina através do conhecimento de grandezas senoidais, nesse caso as forças contra-eletromotrices (Iepure et al., 2012; Bierhoff, 2017; Gu et al., 2018; Lascu e Andreescu, 2020). Em Iepure et al. (2012) é utilizado um PLL realimentado, onde a posição de referência é extraída através das FCEM da BLDC e comparada com a posição calculada pelo PLL. Em Bierhoff (2017) são propostos dois PLLs generalizados, um para a máquina síncrona de ímãs permanentes e outro para a máquina de indução. O autor também realiza uma análise de estabilidade e parâmetros para projetar o ganho do PLL. Em Gu et al. (2018), os autores propõem um PLL para corrigir o fator de potência da máquina, podendo alterar o ângulo do fator de potência para um valor de referência. Em Lascu e Andreescu (2020) é proposto um sistema composto por um observador PLL para posição e um observador estendido de *Luenberger* para velocidade, baseados no erro de estimação da corrente direta e em quadratura, respectivamente. Também uma técnica de estimação em tempo real da resistência estatórica e do fluxo dos ímãs é implementado para compensar variações paramétricas. Os resultados experimentais mostram a efetividade e robustez do sistema.

No presente trabalho, a malha de captura de fase implementada é baseada no trabalho proposto por Iepure et al. (2012). Essa metodologia apresenta simplicidade e

melhora a robustez do sistema devido à malha de realimentação. Assim, este trabalho apresenta uma estratégia de controle *sensorless* para a máquina BLDC. Inicialmente a força contra-eletromotriz é obtida por um observador. Então, as componentes fundamentais da FCEM são obtidas através de um detector de sequência positiva (PSD - *positive sequence detector*), afim de eliminar componentes harmônicas presentes na FCEM não-senoidal. A posição e velocidade elétrica da máquina são calculadas com base nas componentes de sequência positiva com o emprego de uma malha de captura de fase e utilizadas para realimentar as malhas de controle e de transformação de coordenadas. Resultados de simulação são apresentados para validar a estratégia de controle *sensorless* proposta.

## 2. MODELO MATEMÁTICO DA BLDC

Nesta seção, o modelo matemático da máquina BLDC é apresentado, nas coordenadas  $abc$ , em eixos estacionários  $\alpha\beta$  e em eixos síncronos  $dq$ .

O modelo matemático da máquina BLDC em coordenadas  $abc$  pode escrito como

$$\mathbf{v}_{abc} = R_s \mathbf{i}_{abc} + (L_s - M) \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{abc} + \mathbf{e}_{abc}(\theta_e) \quad (1)$$

onde,  $\mathbf{v}_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$  são as tensões aplicadas aos terminais da máquina,  $\mathbf{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$  as correntes estatóricas,  $R_s$  a resistência dos enrolamentos do estator,  $L_s$  a indutância própria dos enrolamentos,  $M$  a indutância mútua dos enrolamentos e  $\mathbf{e}_{abc}(\theta_e) = [e_a(\theta_e) \ e_b(\theta_e) \ e_c(\theta_e)]^T$  são as forças contra-eletromotrices da máquina, sendo as mesmas diretamente proporcionais à velocidade elétrica e ao fluxo dos ímãs (Krause et al., 2002).

Para simplificar o modelo da máquina, aplica-se a Transformada de Clarke em (1) (Barbi, 1985). Assim, um novo modelo é obtido em coordenadas estacionárias  $\alpha\beta$

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta} = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta} + L_s \frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\alpha\beta} + \mathbf{e}_{\alpha\beta}(\theta_e). \quad (2)$$

Onde  $\mathbf{v}_{\alpha\beta} = [v_\alpha \ v_\beta]^T$ ,  $\mathbf{i}_{\alpha\beta} = [i_\alpha \ i_\beta]^T$  e  $\mathbf{e}_{\alpha\beta}(\theta_e) = [e_\alpha(\theta_e) \ e_\beta(\theta_e)]^T$ .

O torque eletromagnético é descrito como

$$T_e = \frac{1}{\omega_r} (\mathbf{e}_{\alpha\beta}^T \mathbf{i}_{\alpha\beta}). \quad (3)$$

O modelo (2) pode ser reescrito como

$$\frac{d}{dt} \mathbf{i}_{\alpha\beta} = \frac{1}{L_s} \mathbf{v}_{\alpha\beta} - \frac{R_s}{L_s} \mathbf{i}_{\alpha\beta} - \frac{1}{L_s} \mathbf{e}_{\alpha\beta}. \quad (4)$$

Aplicando-se a Transformada de Park em (2), obtém-se o modelo matemático no referencial síncrono  $dq$

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d - \omega_r L_s i_q + L_s \frac{d}{dt} i_d \\ v_q &= R_s i_q - \omega_r L_s i_d + L_s \frac{d}{dt} i_q + \omega_r \lambda_{pm} \end{aligned} \quad (5)$$

onde,  $v_d$  e  $v_q$  são as tensões dos terminais em eixo direto e quadratura,  $i_d$  e  $i_q$  são as correntes estatóricas e  $\lambda_{pm}$  é o fluxo magnético dos ímãs. A máquina é construída com ímãs de superfície, assim as indutâncias em eixo direto

e em quadratura são iguais, sendo definidas como  $L_s$ . O torque eletromagnético é descrito como

$$T_e = \frac{P}{2} \lambda_{pm} i_q. \quad (6)$$

A dinâmica mecânica da máquina pode ser calculada como

$$\frac{d}{dt} \omega_r = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (T_e - T_L). \quad (7)$$

onde,  $J$  é o momento de inércia,  $B$  o coeficiente de atrito e  $T_L$  o torque de carga.

A velocidade rotórica  $\omega_r$  se relaciona com a velocidade elétrica  $\omega_e$  por

$$\omega_r = \frac{2}{P} \omega_e \quad (8)$$

onde  $P$  é o número total de polos da máquina. A posição elétrica pode ser encontrada pela equação

$$\theta_e = \int \omega_e dt. \quad (9)$$

### 3. ESTRATÉGIA DE CONTROLE *SENSORLESS*

A estratégia de controle proposta no presente trabalho consiste em utilizar uma malha de captura de fase para obter a informação da posição e velocidade da máquina. Para tal, primeiramente a informação das forças contra-eletromotrizes serão obtidas utilizando um observador de *Luenberger*. Em função da característica trapezoidal das forças contra-eletromotrizes, existe a presença de harmônicas nas mesmas, sendo necessário obter a forma de onda contendo apenas a frequência fundamental para aplicação do algoritmo. Isso será feito utilizando um detector de sequência positiva. A seguir, a partir das formas de onda fundamentais, a malha de captura de fase será então implementada para a obtenção da posição e velocidade elétrica da máquina.

#### 3.1 Observador de *Luenberger* para a *FCEM*

Seja o observador de *Luenberger*, utilizado para obter a informação das forças contra-eletromotrizes da BLDC em coordenadas estacionárias:

$$\frac{d}{dt} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = \frac{\mathbf{v}_{\alpha\beta}}{L_s} - \frac{R_s}{L_s} \hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - K_L \frac{(\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \mathbf{i}_{\alpha\beta})}{L_s} \quad (10)$$

Onde  $\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} = [\hat{i}_\alpha \ \hat{i}_\beta]^T$  são as correntes observadas. As forças contra-eletromotrizes observadas são definidas como

$$\hat{\mathbf{e}}_{\alpha\beta} = K_L (\hat{\mathbf{i}}_{\alpha\beta} - \mathbf{i}_{\alpha\beta}) \quad (11)$$

Através da seleção adequada do ganho  $K_L$ , pode-se reconstruir a forma de onda da força contra-eletromotriz.

Com o intuito de demonstrar as oscilações na posição estimada decorrentes de *FCEM* não-senoidal, o modelo de uma máquina BLDC (Apêndice A) com *FCEM* trapezoidal foi simulado em um referencial estacionário. Ainda, o observador de *Luenberger* (vide 10) foi simulado selecionando  $K_L = 0,3$ . Através da Figura 1, pode-se verificar que o observador consegue estimar adequadamente as *FCEM* em eixos  $\alpha\beta$ . No entanto, verifica-se que as formas de onda da *FCEM* têm a característica não-senoidal.

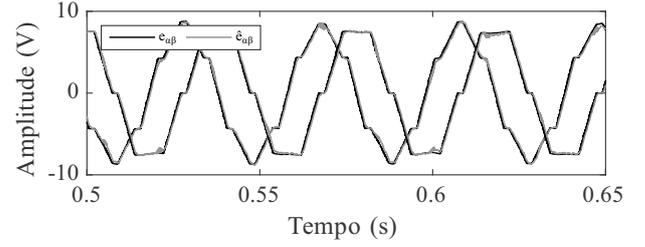


Figura 1. Comportamento do observador de força contra-eletromotriz.

Se as forças contra-eletromotrizes fossem puramente senoidais, seria possível obter a posição elétrica estimada da máquina através de (12)

$$\hat{\theta}_e = \arctan \left( \frac{\hat{e}_\beta}{\hat{e}_\alpha} \right) \quad (12)$$

Entretanto, como as forças contra-eletromotrizes possuem componentes harmônicas, há a presença de oscilação na posição estimada, conforme visto na Figura 2. Além disso, a obtenção da posição por (12) não é adequado uma vez que é necessário calcular a derivada para obter a velocidade estimada, podendo acarretar em amplificação de ruídos, prejudicando o sistema de controle. Assim, será utilizado um detector de sequência positiva para extrair a componente fundamental da força contra-eletromotriz e para evitar o cálculo da derivada, uma malha de captura de fase será empregada para estimar a posição e velocidade elétrica.

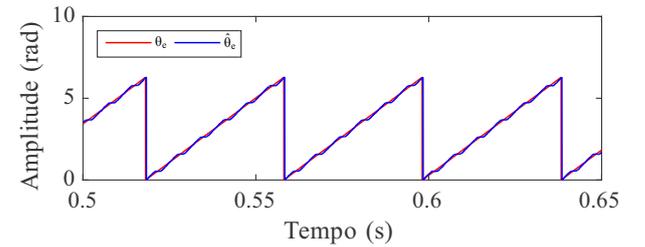


Figura 2. Comportamento da posição estimada a partir das forças contra-eletromotrizes.

#### 3.2 Detector de sequência positiva

De acordo com o teorema de Fortescue, um sistema trifásico desequilibrado pode ser representado por três sequências equilibradas: positiva, negativa e zero. Este teorema é extremamente utilizado para análises de sistemas de potência. Entretanto, a detecção da sequência positiva como abordada por Fortescue (1918) ainda apresenta harmônicas advindas do sinal. Assim, para obter apenas as ondas fundamentais das forças contra-eletromotrizes, um detector de sequência positiva utilizando um adaptador de frequência DSOGI (*dual second order generalized integrator*) baseado em Rodríguez et al. (2006) será usado neste trabalho.

Esta técnica apresenta dois SOGI (*second order generalized integrator*), um para cada eixo estacionário  $\alpha\beta$ , para implementar os sinais em quadratura QSG (*quadrature signals generator*). Para isso, a frequência do sinal é necessária para adaptar o DSOGI. Portanto, um PLL é utilizado para a estimação desta frequência.

Utilizando esse conjunto de técnicas, é possível obter as componentes fundamentais mesmo para sinais com harmônicas, em diferentes frequências e em desequilíbrio de amplitude entre os eixos  $\alpha\beta$  (Rodríguez et al., 2006). Portanto, esse método é adequado para obter as ondas fundamentais das forças contra-eletromotrizes da máquina BLDC.

Na Figura 3 é ilustrado o método utilizado, onde as forças contra-eletromotrizes são os sinais de entrada para o DSOGI, os sinais em quadratura são utilizados para a detecção da sequência positiva, e, por fim, um PLL é utilizado para a estimação da frequência que é usada para realimentar o DSOGI.

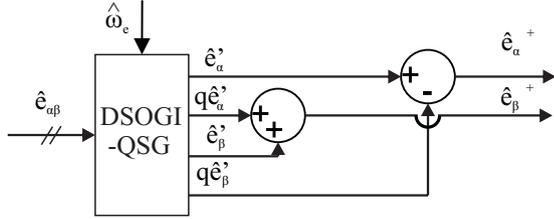


Figura 3. Detector de sequência positiva.

A técnica SOGI é facilmente implementada conforme ilustrado pela Figura 4, onde  $k$  é um ganho a ser projetado. No trabalho de Rodríguez et al. (2006) é recomendado um ganho  $k = \sqrt{2}$  por apresentar boa estabilidade e limitação de sobre-sinal. O DSOGI simplesmente é a duplicação do SOGI para cada eixo.

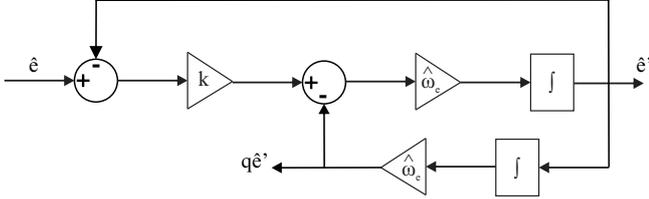


Figura 4. Implementação da técnica SOGI.

Dessa maneira, ao utilizar um detector de sequência positiva, a BLDC passa a exibir o comportamento de uma máquina síncrona de ímas permanentes. Assim, é possível utilizar a função arco tangente das componentes de sequência positiva para estimar a posição elétrica, conforme (13).

$$\hat{\theta}_e = \arctan \left( \frac{\hat{e}_\beta^+}{\hat{e}_\alpha^+} \right) \quad (13)$$

### 3.3 Malha de captura de fase

A malha de captura de fase utilizada neste trabalho foi proposta por Iepure et al. (2012). O método consiste em inicialmente estimar a posição elétrica da máquina através dos fluxos magnéticos para evitar erro no cálculo da posição. Nesse caso, diferentemente de Iepure et al. (2012), a posição será estimada através das sequências positivas das FCEM utilizando (13), para garantir que não haja oscilação na posição. A posição estimada é considerada a posição real da máquina e comparada com a posição calculada pelo PLL. O erro entre as duas posições serve

como entrada de um controlador PI, utilizado para estimar a velocidade elétrica. Essa metodologia permite que a velocidade seja estimada sem a necessidade do cálculo de derivadas.

Definindo-se o erro de estimação como o seno da diferença entre as duas posições

$$\tilde{\theta}_e = \sin(\hat{\theta}_e - \hat{\theta}_{PLL}) \quad (14)$$

A velocidade elétrica estimada é dada por

$$\hat{\omega}_e = k_p \tilde{\theta}_e + k_i \int \tilde{\theta}_e dt \quad (15)$$

A posição elétrica estimada pelo PLL é calculada pela integral da velocidade estimada

$$\hat{\theta}_{PLL} = \int \hat{\omega}_e dt \quad (16)$$

A Figura 5 apresenta o esquemático da malha de captura de fase utilizada e a Figura 6 apresenta o esquemático completo contendo o detector de sequência positiva e a malha de captura de fase. No presente trabalho, os ganhos do PLL são  $k_p = 1500$  e  $k_i = 2000$ .

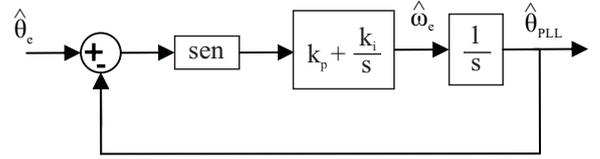


Figura 5. Malha de captura de fase.

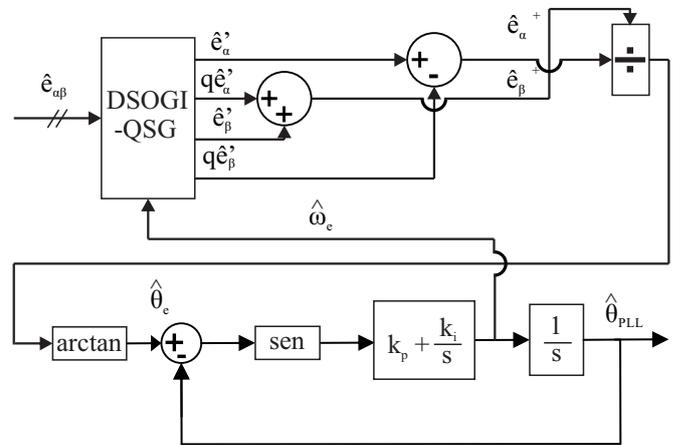


Figura 6. Diagrama completo contendo o detector de sequência positiva e a malha de captura de fase.

## 4. RESULTADOS

### 4.1 Resultados de Simulação

Resultados de simulação foram obtidos para verificação do desempenho do método de controle proposto neste trabalho. O controle de velocidade e correntes da máquina foi realizado através de uma estratégia de controle orientado indiretamente ao campo. No presente trabalho, o controle em eixos síncronos foi aplicado sem utilizar a Transformada de Park estendida. Os parâmetros da máquina e dos controladores estão descritos no Apêndice A. O

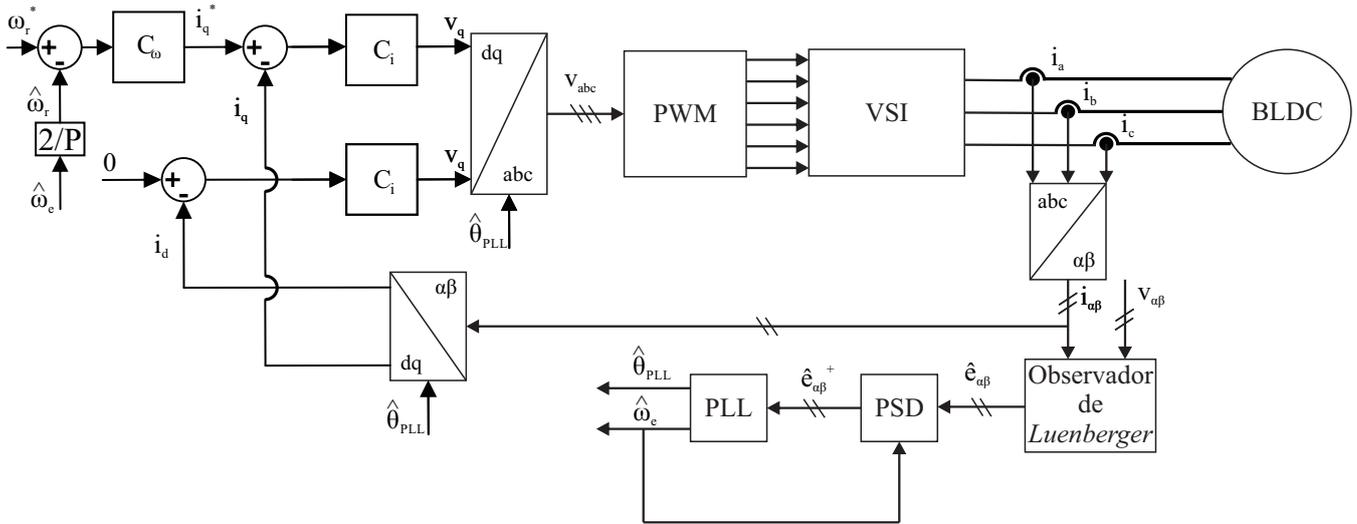


Figura 7. Estratégia de controle *sensorless* adotada no presente trabalho.

diagrama ilustrando a estratégia de acionamento utilizada no presente trabalho pode ser visto na Figura 7. Nesta,  $C_\omega$  refere-se ao controlador de velocidade e  $C_i$  ao controlador de corrente. A velocidade é estimada utilizando o PLL e a posição de referência inicialmente é calculada por (12). A partir de 0,75 s a posição é calculada por (13). O controle *sensorless* é ativado em 1 s.

Pode-se verificar pela Figura 8 que a velocidade estimada possui oscilação em torno de seu valor médio quando a posição de referência é calculada utilizando os valores reais das forças contra-eletromotrizes. Quando a posição passa a ser calculada através das componentes de sequência positiva, o comportamento da velocidade estimada apresenta significativa melhora.

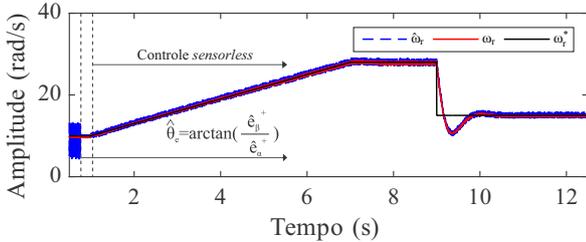


Figura 8. Velocidade rotórica real e estimada.

Pode-se verificar ainda pela Figura 9 a posição elétrica real e estimada. Inicialmente, a posição estimada apresenta oscilações devido as componentes harmônicas da FCEM. Após 0,75 s, quando são utilizadas as componentes de sequência positiva, a posição estimada passa a seguir a posição real sem oscilações.

O erro de estimação da posição elétrica pode ser visualizado na Figura 10. Nota-se que antes de 0,75 s quando a posição é calculada através das forças contra-eletromotrizes observadas, o erro é muito mais significativo. A partir de 0,75 s, quando a posição é estimada através das componentes de sequência positiva, o erro passa a apresentar um valor muito menos expressivo.

Na Figura 11 são apresentadas as formas de onda das forças contra-eletromotrizes estimadas no referencial es-

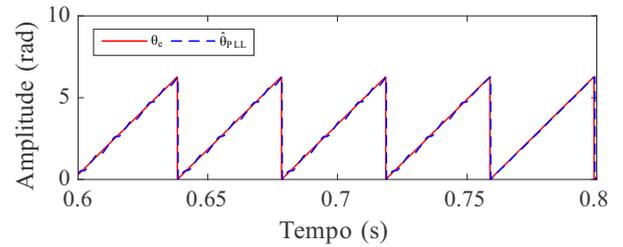


Figura 9. Posição elétrica real e estimada.

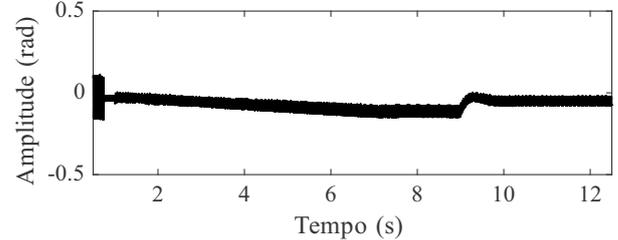


Figura 10. Erro de estimação da posição elétrica.

tacionário quando a máquina opera com velocidade constante de  $10 \text{ rad/s}$ . Destaca-se que nessa máquina as FCEM são trapezoidais, sendo as formas visualizadas na Figura 11 resultantes da aplicação da Transformada de Clark. Utilizando o método DSOGI-QSG as formas de onda fundamentais são obtidas, como é ilustrado pela Figura 12.

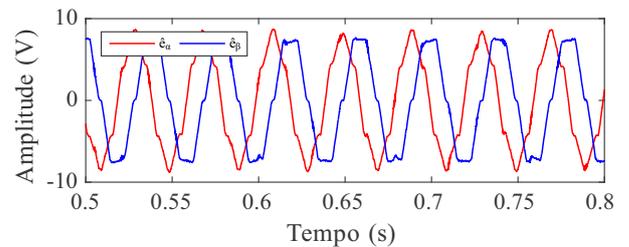


Figura 11. Forças contra-eletromotrizes estimadas.

Comparando-se as formas de onda da FCEM real com a componente de sequência positiva obtida pelo PSD na Figura 13, pode-se confirmar que o método utilizado

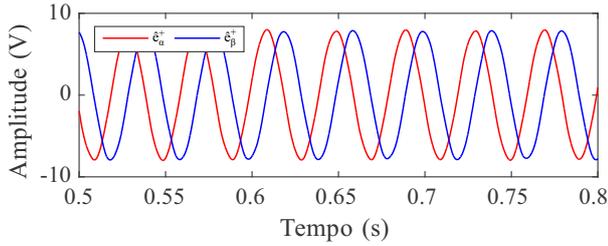


Figura 12. Sequência positiva das forças contra-eletromotrizes estimadas.

consegue extrair a componente de frequência fundamental da força contra-eletromotriz da BLDC.

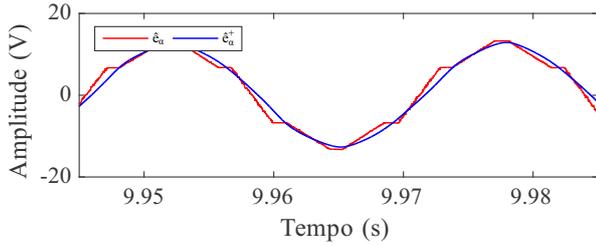


Figura 13. Validação da componente de sequência positiva.

#### 4.2 Resultados experimentais

Os resultados experimentais são obtidos através de uma bancada experimental composta de fonte de alimentação, sensores de corrente e tensão, placa de interface e condicionamento de sinal e inversores de frequência. As leis de controle são programadas em um processador de sinais digitais TMS320F28379D da Texas Instruments utilizando uma frequência de chaveamento de 10 kHz e frequência de amostragem de 20 kHz. Uma foto da bancada experimental pode ser vista na Figura 14.

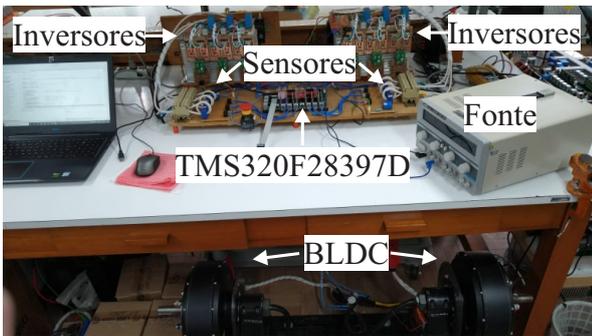


Figura 14. Bancada utilizada para a obtenção de resultados experimentais.

Para validação da estratégia *sensorless* proposta, acionou-se a máquina com velocidade de referência de 15 rad/s. Em regime permanente, acionou-se o controle *sensorless* e uma rampa na velocidade de referência foi aplicada, bem como um degrau de velocidade. Os resultados podem ser vistos na Figura 15, onde pode-se verificar que a malha de captura de fase estima de forma adequada a velocidade da máquina, fornecendo a informação correta para a malha de controle de velocidade.

O comportamento das componentes de sequência positiva e da posição estimada podem ser vistas na Figura 16. Nesse

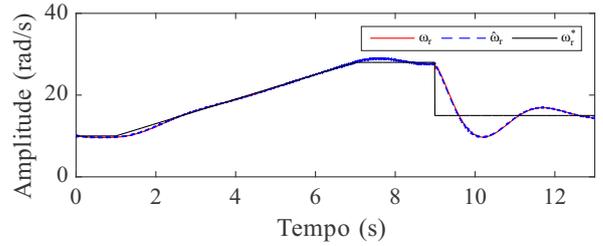


Figura 15. Velocidade real e estimada pela malha de captura de fase.

caso, para melhor visualização, mostrou-se o intervalo de tempo em que a velocidade mantém-se constante em 10 rad/s.

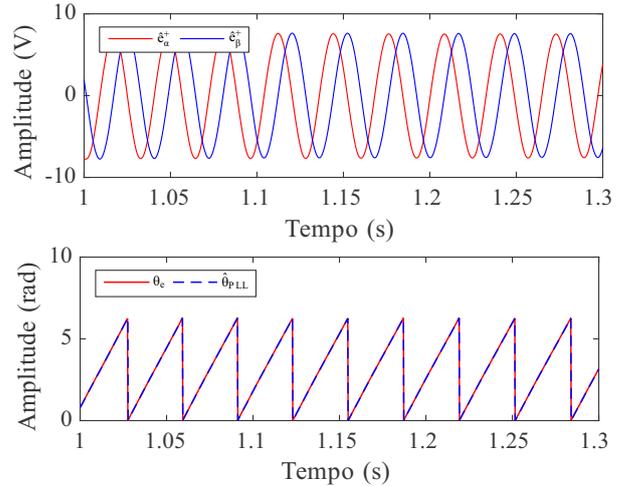


Figura 16. Componentes de sequência positiva das forças contra-eletromotrizes e posição real e estimada pela malha de captura de fase.

O erro de estimação de posição pode ser visto na Figura 17.

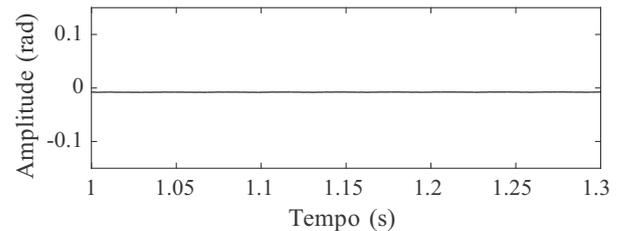


Figura 17. Erro de estimação da posição elétrica.

O comportamento das componentes de sequência positivas e posição estimada durante a rampa de velocidade é demonstrado na Figura 18.

Como pode ser visto pela Figura 16, a estratégia proposta no presente trabalho estima de maneira adequada a posição elétrica da máquina, fornecendo a informação correta para as malhas de controle de velocidade e posição.

## 5. CONCLUSÃO

O presente trabalho apresentou uma estratégia de controle *sensorless* para a BLDC. Devido ao fato dessa máquina apresentar sua força contra-eletromotriz trapezoidal, a

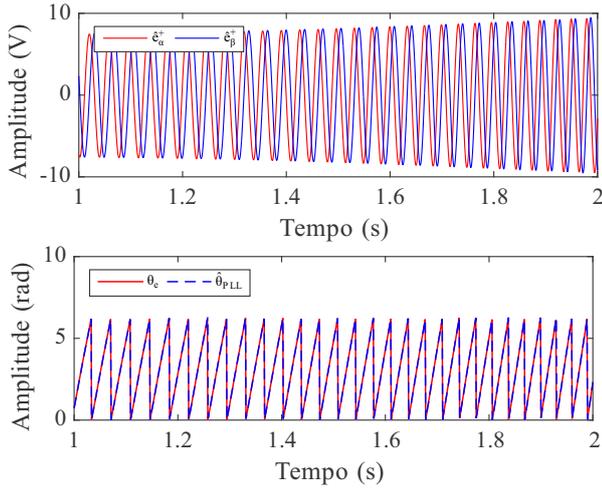


Figura 18. Componentes de sequência positiva das forças contra-eletromotrizas e posição real e estimada pela malha de captura de fase durante a rampa de velocidade.

obtenção da posição elétrica através das mesmas não é recomendado. Assim, utilizou-se um detector de sequência positiva presente na literatura para extrair a forma de onda fundamental através das FCEM não senoidais. Através dessa técnica, a posição elétrica pôde ser estimada como se a BLDC tivesse o comportamento de uma máquina com força contra-eletromotriz senoidal. Ainda, para a estimação da velocidade, utilizou-se uma malha de captura de fase, também presente na literatura. As informações da posição e velocidade estimada foram utilizadas para realimentar as malhas de controle e transformação de coordenadas. Os resultados de simulação demonstraram que a estimação de posição e velocidade através das componentes de sequência positiva apresentam superioridade quando comparadas à estimação através do valor real das forças contra-eletromotrizas.

#### Apêndice A. PARÂMETROS DA MÁQUINA E MALHAS DE CONTROLE

Os parâmetros da máquina e dos controladores utilizados são os seguintes:

Tabela A.1. Parâmetros da máquina.

Parâmetro	Símbolo	Valor
Potência nominal	$P_n$	5 kW
Tensão nominal	$V$	72 V
Corrente nominal	$I_n$	70 A
Número de polos	$P$	32
Resistência do estator	$R_s$	78,1712 mΩ
Indutância do estator	$L_s$	88,6156 μH
Constante de fluxo dos ímãs	$k_v$	0,5366 $\frac{V \cdot s}{rad}$
Velocidade nominal	$\omega_n$	500 rpm
Momento de inércia	$J$	0,0226 kg.m <sup>2</sup>
Coefficiente de atrito	$B$	0,0097 Nms

#### REFERÊNCIAS

Abad, G. (2016). *Power electronics and electric drives for traction applications*.  
 Apatya, Y.B.A., Subiantoro, A., e Yusivar, F. (2017). Design and prototyping of 3-phase bldc motor. In *2017 15th*

Tabela A.2. Parâmetros do controlador de velocidade

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de corte	$f_{c\omega}$	1 Hz
Ganho proporcional	$k_{p\omega}$	0,2178
Ganho integral	$k_{i\omega}$	0,8936

Tabela A.3. Parâmetros do controlador de corrente

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de corte	$f_{ci}$	500 Hz
Ganho proporcional	$k_{pi}$	0,3672
Ganho integral	$k_{ii}$	874,6

*International Conference on Quality in Research (QiR) : International Symposium on Electrical and Computer Engineering*, 209–214.

Barbi, I. (1985). *Teoria Fundamental do Motor de Indução*.

Bierhoff, M.H. (2017). A general pll-type algorithm for speed sensorless control of electrical drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 64(12), 9253–9260.

Damiano, A., Floris, A., Fois, G., Marongiu, I., Porru, M., e Serpi, A. (2017). Design of a high-speed ferrite-based brushless dc machine for electric vehicles. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 53(5), 4279–4287.

Damodharan, P. e Vasudevan, K. (2010). Sensorless brushless dc motor drive based on the zero-crossing detection of back electromotive force (emf) from the line voltage difference. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 25(3), 661–668.

Fortescue, C.L. (1918). Method of symmetrical coordinates applied to the solution of polyphase networks. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, XXXVII(2), 1027–1140.

Grenier, D. e Louis, J.. (1993). Use of an extension of the park's transformation to determine control laws applied to a non-sinusoidal permanent magnet synchronous motor. In *1993 Fifth European Conference on Power Electronics and Applications*, 32–37 vol.6.

Gu, C., Wang, X., Shi, X., e Deng, Z. (2018). A pll-based novel commutation correction strategy for a high-speed brushless dc motor sensorless drive system. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 65(5), 3752–3762.

Iepure, L.I., Boldea, I., e Blaabjerg, F. (2012). Hybrid i-f starting and observer-based sensorless control of single-phase bldc-pm motor drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 59(9), 3436–3444.

Krause, P.C., Wasynczuk, O., e Sudhoff, S.D. (2002). *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. 2 edition.

Krishnan, R. (2009). *Permanent Magnet Synchronous and Brushless DC Motor Drives*. CRC Press, New York.

Lascu, C. e Andreescu, G. (2020). Pll position and speed observer with integrated current observer for sensorless pmsm drives. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 67(7), 5990–5999.

Lehmann, O., Schuster, J., e Roth-Stielow, J. (2014). Sensorless control techniques as redundancy for the control of permanent magnet synchronous machines in electric vehicles. In *2014 IEEE Vehicle Power and*

- Propulsion Conference (VPPC)*, 1–6.
- Liu, J.M. e Zhu, Z.Q. (2013). Sensorless control based on third harmonic back-emf and pll for permanent magnet synchronous machine. In *2013 International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 966–971.
- Liu, J.M. e Zhu, Z.Q. (2014). Improved sensorless control of permanent-magnet synchronous machine based on third-harmonic back emf. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(3), 1861–1870.
- Liu, Y., Zhu, Z.Q., e Howe, D. (2006). Commutation torque ripple minimization in direct torque controlled pm brushless dc drives. In *Conference Record of the 2006 IEEE Industry Applications Conference Forty-First IAS Annual Meeting*, volume 4, 1642–1648.
- Naseri, F., Farjah, E., e Ghanbari, T. (2017). An efficient regenerative braking system based on battery/supercapacitor for electric, hybrid, and plug-in hybrid electric vehicles with bldc motor. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(5), 3724–3738.
- Park, Y., Kim, H., Jang, H., Ham, S., Lee, J., e Jung, D. (2020). Efficiency improvement of permanent magnet bldc with halbach magnet array for drone. *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, 30(4), 1–5.
- Rodríguez, P., Teodorescu, R., Candela, I., Timbus, A.V., Liserre, M., e Blaabjerg, F. (2006). New positive-sequence voltage detector for grid synchronization of power converters under faulty grid conditions. In *2006 37th IEEE Power Electronics Specialists Conference*, 1–7.
- Shah, N.P., Hirzel, A.D., e Cho, B. (2010). Transmission-less selectively aligned surface-permanent-magnet bldc motor in hybrid electric vehicles. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 57(2), 669–677.
- Tae-Hyung Kim e Ehsani, M. (2004). Sensorless control of the bldc motors from near-zero to high speeds. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 19(6), 1635–1645.