

Estudo e comparação de algoritmos para a redução do *ripple* de torque de uma máquina BLDC

Lucas Rossato Rocha, Eduardo Cattani Silva, Renata Camponogara e Rodrigo Padilha Vieira

Grupo de Eletrônica de Potência e Controle - GEPOC

Universidade Federal de Santa Maria - UFSM

Santa Maria - Brasil

Emails: lucas_rocha@hotmail.com; cattani98@gmail.com; renatacamponogara@gmail.com; rodrigovie@gmail.com

Resumo—O presente trabalho apresenta o estudo e comparação de dois algoritmos para a redução do *ripple* de torque de máquinas BLDC. Devido às suas características, como a forma de onda da força contra-eletromotriz, e dificuldade em sintetizar correntes retangulares, pode-se resultar na presença de *ripple* de torque quando a máquina BLDC é acionada. Para reduzir este *ripple* de torque, vários estudos são encontrados na literatura. Nesse sentido, o presente artigo apresenta a comparação de dois métodos para redução do *ripple* de torque de máquinas BLDC. Resultados de simulação são apresentados para demonstrar as vantagens de cada técnica.

Palavras-chave – Acionamento, BLDC, *ripple*, redução, torque.

I. INTRODUÇÃO

A máquina BLDC (*Brushless DC*) tem sido altamente empregada na academia e indústria devido às suas características como alta densidade de potência e torque eletromagnético e elevada eficiência de operação [1], [2]. Além disso, diferente da máquina CC convencional, a máquina BLDC não possui escovas ou comutadores em sua estrutura mecânica, o que proporciona custos de manutenção reduzidos, operação silenciosa e alta confiabilidade na utilização destas máquinas [3]. Ainda, máquinas BLDC também se diferem das PMSM devido à forma de onda da força contra-eletromotriz, já que a BLDC possui força contra-eletromotriz trapezoidal, enquanto a PMSM possui característica senoidal.

Assim, devido às suas diversas vantagens, a BLDC se torna interessante para uma larga escala de aplicações, como o acionamento de bombas hidráulicas [4], [5], operação de drones [3], indústria aeroespacial [6], [7], sistemas de controle de processos industriais [8], sistemas de elevadores verticais [9] e acionamento de veículos elétricos [10], [11], [12], [13].

As duas formas mais consolidadas de acionar a máquina é através da técnica six-step e controle vetorial. Na primeira, sensores de efeito Hall presentes no estator da máquina informam a posição rotórica com resolução de 60°. Dessa maneira, existem 6 posições possíveis e conhecendo-se cada posição, aciona-se duas fases da máquina sequencialmente ocasionando na rotação do eixo. A vantagem desta máquina é sua simplicidade de implementação. A desvantagem é a presença de oscilações no torque eletromagnético, que ocorre quando o eixo alterna de uma posição entre as 6 disponíveis. A segunda metodologia é o controle vetorial, mais usual, onde através da

Transformada de Park, separa-se matematicamente a máquina em dois eixos distintos, permitindo assim realizar o controle do torque e magnetização separadamente. Como vantagem, apresenta maior confiabilidade e possibilidade de controle de velocidade. Como desvantagem, novamente existe *ripple* de torque, uma vez que a Transformada de Park é proposta para máquinas com FCEM senoidal. Como pode ser visto ambas as técnicas apresentam oscilações no conjugado. Assim, muitos trabalhos são encontrados na literatura visando minimizar esse problema. Para a técnica six-step, pode-se encontrar trabalhos que realizam o controle por modelo preditivo [14], alteram o *duty cycle* das chaves semicondutoras considerando o momento de comutação [15] e utilizam um padrão PWM modificado [16] para minimizar o *ripple* de torque. Para a técnica de controle vetorial, destaca-se o uso da Transformada de Park Estendida [17], a qual leva em conta a forma de onda da FCEM da BLDC, permitindo assim a redução do *ripple* de torque. Outras técnicas como alteração nas correntes de referência [18], metodologias MTPA (Máximo Torque por Ampère) [19] e controle da potência ativa e reativa da máquina [20], [21] também podem ser encontradas.

Como pode-se ver, algoritmos para a redução do *ripple* de torque na máquina BLDC são bastante estudadas e propostos na literatura. Dessa maneira, o presente trabalho visa comparar dois métodos presentes na literatura para a redução de *ripple* de torque da máquina BLDC quando acionada através de controle vetorial utilizando a Transformada de Park tradicional. O primeiro método consiste em alterar as correntes de referência da máquina [18] e a segunda utiliza uma técnica MTPA [19].

II. MODELO MATEMÁTICO DA BLDC

O modelo elétrico da máquina em coordenadas *abc* é apresentado em (1)

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

onde, $\mathbf{v}_{abc} = [v_a \ v_b \ v_c]^T$ são as tensões nos terminais da máquina, $\mathbf{i}_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ são as correntes do estator, R_s a resistência dos enrolamentos L_s a indutância própria, M a indutância mútua, $\mathbf{e}_{abc}(\theta_e) = [e_a(\theta_e) \ e_b(\theta_e) \ e_c(\theta_e)]^T$ são as forças contra-eletromotrices, proporcionais à velocidade rotórica ω_r e ao fluxo dos ímãs λ_{pm} [22] e θ_e é a posição elétrica.

Aplicando a Transformada de Clarke em (1) [23], obtém-se o modelo 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 pode ser calculado como

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

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

$$\begin{aligned} v_d &= R_s i_d - \omega_e L_s i_q + L_s \frac{d}{dt} i_d \\ v_q &= R_s i_q + \omega_e L_s i_d + L_s \frac{d}{dt} i_q + \omega_e \lambda_{pm} \end{aligned} \quad (4)$$

onde, v_d e v_q são as tensões em eixo direto e quadratura, i_d e i_q são as correntes estatóricas e ω_e é a velocidade elétrica. A máquina utilizada no presente trabalho é construída com ímãs de superfície, de maneira que as indutâncias em eixo direto e em quadratura são iguais e definidas como L_s . O torque eletromagnético pode ser calculado como

$$T_e = \frac{P}{2} \lambda_{pm} i_q \quad (5)$$

onde nota-se que nesse referencial, o mesmo é linear e pode ser controlado indiretamente através da corrente em eixo em quadratura.

A dinâmica mecânica da máquina é expressa como

$$\frac{d}{dt} \omega_r = -\frac{B}{J} \omega_r + \frac{1}{J} (T_e - T_L) \quad (6)$$

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

A velocidade rotórica e a velocidade elétrica possuem a seguinte relação

$$\omega_r = \frac{2}{P} \omega_e \quad (7)$$

onde P é o número total de polos da máquina. A posição elétrica é calculada pela integral da velocidade elétrica

$$\theta_e = \int \omega_e dt. \quad (8)$$

III. TÉCNICAS PARA REDUÇÃO DE *Ripple* NO TORQUE ELETROMAGNÉTICO

Esta seção irá apresentar as duas técnicas para redução do *ripple* de torque que serão comparadas. A primeira presente em [18] e a segunda proposta em [19].

A. Estratégia *Petal-Wave*

A primeira estratégia a ser estudada é apresentada originalmente em [18], chamada de método *Petal-Wave* no presente trabalho. Os autores utilizam a equação (3) do torque eletromagnético em coordenadas estacionárias para determinar qual é a corrente que deve ser sintetizada afim de diminuir o *ripple* de torque, onde é concluído que para maximizar a produção de torque e minimizar as oscilações, deve-se alinhar os vetores de FCEM e correntes. Para que essa condição seja satisfeita, os autores realizam uma análise geométrica dos vetores e propõem obter as correntes de referência em eixos estacionários. Pode-se escrever as correntes da seguinte forma

$$i_\alpha = i_\beta \frac{\frac{e_\alpha}{\omega_r}}{\frac{e_\beta}{\omega_r}}; \quad i_\beta = i_\alpha \frac{\frac{e_\beta}{\omega_r}}{\frac{e_\alpha}{\omega_r}} \quad (9)$$

$$i_\alpha^2 + i_\beta^2 = \frac{T_e}{\left(\frac{e_\alpha}{\omega_r}\right)^2 + \left(\frac{e_\beta}{\omega_r}\right)^2}. \quad (10)$$

Reorganizando, têm-se as correntes de referência

$$\begin{aligned} i_\alpha^* &= T_e^* \frac{\frac{e_\alpha}{\omega_r}}{\left(\frac{e_\alpha}{\omega_r}\right)^2 + \left(\frac{e_\beta}{\omega_r}\right)^2} \\ i_\beta^* &= T_e^* \frac{\frac{e_\beta}{\omega_r}}{\left(\frac{e_\alpha}{\omega_r}\right)^2 + \left(\frac{e_\beta}{\omega_r}\right)^2} \end{aligned} \quad (11)$$

onde T_e^* é o torque de referência. Para calculá-lo, utiliza-se controle orientado ao campo, onde a malha de velocidade fornece a referência de torque. A partir desta, calcula-se as correntes de referência em eixos $\alpha\beta$ e transforma-se ambas em correntes dq , permitindo assim a aplicação do controle na máquina. Foi possível verificar pelos autores [18] que as correntes de referência descrevem uma trajetória de pétalas no referencial estacionário, daí o nome *Petal-Wave*.

B. Estratégia *MTPA*

A segunda estratégia a ser estudada é o apresentado em [19], chamada de técnica *MTPA* no presente artigo. Neste caso, os autores reescrevem a equação do torque em coordenadas síncronas como

$$T_e = \frac{e_d i_d + e_q i_q}{\omega_r} \quad (12)$$

onde e_d e e_q são as forças contra-eletromotrizas em coordenadas dq .

Pode-se reescrever a corrente estatórica como

$$i_s^2 = i_d^2 + i_q^2 \quad (13)$$

Os autores utilizam o Teorema de Lagrange afim de minimizar (13) aplicada à (12) e chegam às seguintes correntes de referência em eixos dq :

$$\begin{aligned} i_d^* &= T_e^* \frac{\frac{e_d}{\omega_r}}{\left(\frac{e_d}{\omega_r}\right)^2 + \left(\frac{e_q}{\omega_r}\right)^2} \\ i_q^* &= T_e^* \frac{\frac{e_q}{\omega_r}}{\left(\frac{e_d}{\omega_r}\right)^2 + \left(\frac{e_q}{\omega_r}\right)^2}. \end{aligned} \quad (14)$$

É importante reparar que as correntes de referência calculadas pelos dois métodos tornam-se as mesmas, sendo que no primeiro caso, calcula-se as correntes no referencial estacionário e no segundo caso, calcula-se no referencial síncrono. A diferença entre os métodos está na estratégia de controle utilizada no segundo trabalho, onde [19] escreve a lei de controle da seguinte forma:

$$\begin{aligned} v_d &= e_d + R_s i_d - L_s \omega_e i_q + L_s v_1 \\ v_q &= e_q + R_s i_q + L_s \omega_e i_d + L_s v_2 \end{aligned} \quad (15)$$

onde

$$\begin{aligned} v_1 &= k_p (i_d^* - i_d) + k_i \int (i_d^* - i_d) dt \\ v_2 &= k_p (i_q^* - i_q) + k_i \int (i_q^* - i_q) dt. \end{aligned} \quad (16)$$

onde v_1 e v_2 são variáveis auxiliares na lei de controle, k_p é o ganho proporcional e k_i é o ganho integral. Dessa maneira, o sistema não linear representado por (4) é transformado em um sistema linear [19].

Nota-se ainda que a força contra-eletromotriz é necessária para a obtenção das correntes de referência em ambos os métodos. Assim, é utilizado um observador para a estimação desta [24].

IV. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Afim de realizar a comparação entre os dois métodos, resultados de simulação são obtidos para uma máquina cujos parâmetros estão dispostos no Apêndice. São realizadas simulações idênticas, uma para $i_d^* = 0$, outra para o controle *Petal-wave* e outra para o controle MTPA. Destaca-se que as duas técnicas utilizadas para redução de *ripple* de torque necessitam da informação da força contra-eletromotriz, sendo que na partida a mesma é zero. Assim, para evitar uma divisão por zero, nas três simulações a máquina é partida com $i_d^* = 0$ e no instante 0,5 s as estratégias de redução de *ripple* de torque são acionadas. Para verificar o desempenho das estratégias, nos instantes 1 s e 2 s, são conectadas cargas de 25 Nm, totalizando assim 50 Nm ao final do ensaio. É utilizado controle orientado ao campo para acionamento da máquina, consistindo de uma malha de controle de velocidade e duas malhas de controle de corrente. A máquina opera com velocidade nominal de 50 rad/s. Nos dois primeiros intervalos de acionamento, os controladores de velocidade e corrente são idênticos e dados pelas Tabelas II e III. Para a estratégia MTPA, utiliza-se os controladores de corrente sugeridos em [19], que são dados na Tabela IV. A frequência de chaveamento utilizada é de 20 kHz. A Figura 1 apresenta a velocidade rotórica da máquina e a Figura 2 apresenta o torque eletromagnético desenvolvido. Pode-se verificar pela Figura 1 que ambas as estratégias de redução de *ripple* de torque também melhoram o desempenho transitória da velocidade no momento da conexão da carga no eixo da máquina. Já a Figura 2 demonstra que a estratégia MTPA apresenta melhor desempenho para a redução de *ripple* de torque.

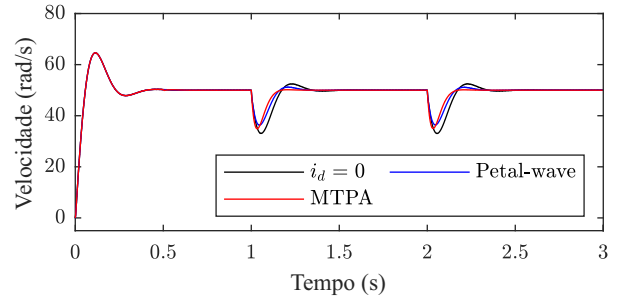


Figura 1. Velocidade rotórica

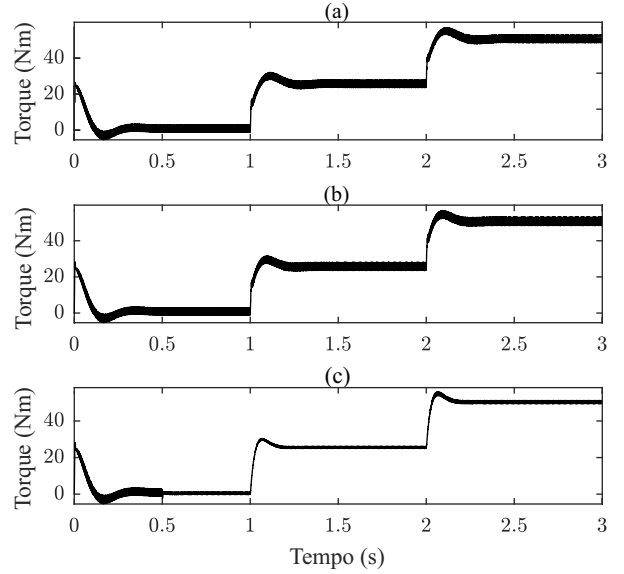


Figura 2. Torque eletromagnético desenvolvido pela máquina: (a) $i_d^* = 0$, (b) *Petal-wave*, (c) MTPA

A Figura 3 apresenta a potência instantânea consumida pela máquina. Visualiza-se novamente que a estratégia MTPA apresenta melhor desempenho. Sobrepondo-se as potências instantâneas, conforme Figura 4, pode-se verificar que a estratégia *Petal-wave* contribui para diminuir o *ripple* na potência instantânea, quando a máquina opera com 50 Nm.

Por fim, a Figura 5 apresenta a FFT (*Fast Fourier Transform*) do torque eletromagnético, o qual corrobora as informações demonstradas na Figura 2, onde a estratégia MTPA apresenta melhor desempenho para redução do *ripple* de torque.

V. CONCLUSÕES

O presente trabalho apresentou a comparação entre dois métodos presentes na literatura para a redução do *ripple* de torque de uma máquina BLDC. O primeiro método utiliza uma análise geométrica para alterar as correntes de referência em eixos estacionários, onde as mesmas descrevem uma trajetória de pétalas, daí o nome *Petal-wave*. O segundo método utiliza uma estratégia MTPA (Máximo Torque por Ampère) e através do Teorema de Lagrange, calcula as correntes em eixos síncronos para maximizar a produção de torque, com o

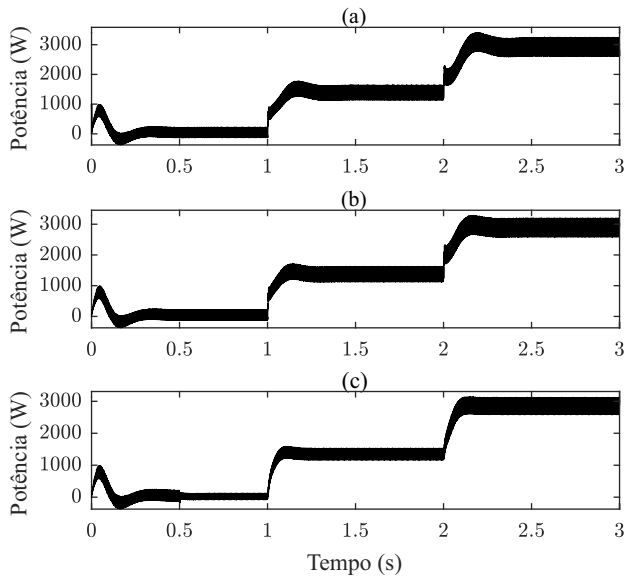


Figura 3. Potência instantânea consumida pela máquina: (a) $i_d^* = 0$, (b) *Petal-wave*, (c) MTPA

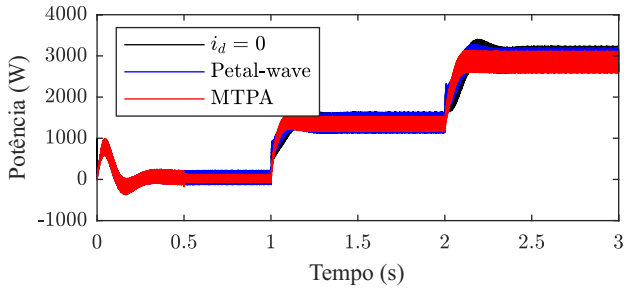


Figura 4. Potência instantânea consumida pela máquina: (a) $i_d^* = 0$, (b) *Petal-wave*, (c) MTPA

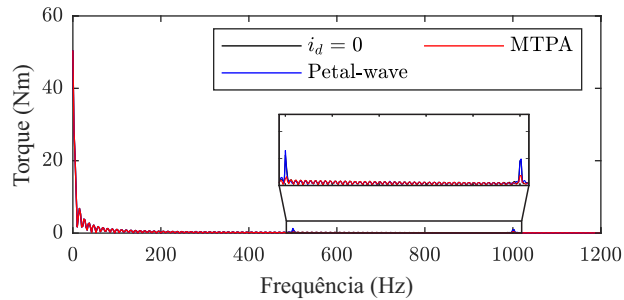


Figura 5. FFT do torque eletromagnético

mínimo *ripple* possível. Pôde-se verificar que embora os dois métodos calculam as correntes de referência de forma análoga, a segunda técnica utiliza uma estratégia de controle que permite linearizar o modelo da máquina em eixos síncronos. Resultados de simulação demonstraram que a metodologia MTPA apresentou melhor desempenho na redução do *ripple* de torque. Ainda, ambas as metodologias contribuíram para a redução da potência instantânea.

AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001, INCT-GD (CNPq processo nº 465640/2014-1, CAPES processo nº 23038.000776/2017-54 e FAPERGS 17/2551-0000517-1)

APÊNDICE

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

Tabela I
PARÂMETROS DA MÁQUINA

Parâmetro	Símbolo	Valor
Número de polos	P	32
Resistência do estator	R_s	78,1712 $m\Omega$
Indutância do estator	L_s	88,6156 μH
Velocidade nominal	ω_m	500 rpm
Momento de inércia	J	0,0226 $kg.m^2$
Coefficiente de atrito	B	0,0097 Nms

Tabela II
PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de corte	$f_{c\omega}$	5 Hz
Ganho proporcional	$k_{p\omega}$	1,1281
Ganho integral	$k_{i\omega}$	23,3408

Tabela III
PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE CORRENTE

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de corte	f_{ci}	100 Hz
Ganho proporcional	k_{pi}	0,0109
Ganho integral	k_{ii}	34,9840

Tabela IV
PARÂMETROS DO CONTROLADOR DE CORRENTE PARA A ESTRATÉGIA MTPA

Parâmetro	Símbolo	Valor
Frequência de corte	f_{ci}	100 Hz
Ganho proporcional	k_{pi}	1,005
Ganho integral	k_{ii}	$394,7841 \times 10^3$

REFERÊNCIAS

- [1] J. Daya, P. Sanjeevikumar, F. Blaabjerg, P. Wheeler, and J. Ojo, "Implementation of wavelet-based robust differential control for electric vehicle application," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 30, no. 12, pp. 6510–6513, 2015.
- [2] J. Park, K. Lee, S. Lee, and W. Kim, "Unbalanced zcp compensation method for position sensorless bldc motor," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 34, no. 4, pp. 3020–3024, 2019.
- [3] Y. Park, H. Kim, H. Jang, S. Ham, J. Lee, and D. Jung, "Efficiency improvement of permanent magnet bldc with halbach magnet array for drone," *IEEE Transactions on Applied Superconductivity*, vol. 30, no. 4, 2020.
- [4] K. Lakshmi Prabha and C. Govindaraju, "An integrated isolated inverter fed bldc motor for photovoltaic agric pumping systems," *Microprocessors and Microsystems*, vol. 79, p. 103276, 2020.

- [5] K. Khan and M. Miah, "Fault-tolerant bldc motor-driven pump for fluids with unknown specific gravity: An experimental approach," *IEEE Access*, vol. 8, pp. 30 160–30 173, 2020.
- [6] H. Li, W. Li, and H. Ren, "Fault-tolerant inverter for high-speed low-inductance bldc drives in aerospace applications," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 32, no. 3, pp. 2452–2463, 2017.
- [7] T. Grigorie, S. Khan, R. Botez, M. Mamou, and Y. Mébarki, "Design and experimental testing of a control system for a morphing wing model actuated with miniature bldc motors," *Chinese Journal of Aeronautics*, vol. 33, no. 4, pp. 1272–1287, 2020.
- [8] H. Luo, T. K. S. Ding, S. Dominic, and X. Yang, "Real-time optimization of automatic control systems with application to bldc motor test rig," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 64, no. 5, pp. 4306–4314, 2017.
- [9] D. Das, N. Kumaresan, V. Nayanar, K. Sam, and N. Gounden, "Development of bldc motor-based elevator system suitable for dc microgrid," *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, vol. 21, no. 3, pp. 1552–1560, 2016.
- [10] F. Naseri, E. Farjah, and T. Ghanbari, "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*, vol. 66, no. 5, pp. 3724–3738, 2017.
- [11] A. Dadashnialehi, A. Bab-Hadiashar, Z. Cao, and R. Hoseinnezhad, "Reliable emf-sensor-fusion-based antilock braking system for bldc motor in-wheel electric vehicles," *IEEE Sensors Letters*, vol. 1, no. 3, pp. 1–4, 2017.
- [12] X. Zhang, Y. Wang, G. Liu, and X. Yuan, "Robust regenerative charging control based on t-s fuzzy sliding-mode approach for advanced electric vehicle," *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, vol. 2, no. 1, pp. 52–65, 2016.
- [13] J. Shao, "An improved microcontroller-based sensorless brushless dc (bldc) motor drive for automotive applications," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 42, no. 5, pp. 1216–1221, 2006.
- [14] K. Xia, Y. Ye, J. Ni, Y. Wang, and P. Xu, "Model predictive control method of torque ripple reduction for bldc motor," *IEEE Transactions on Magnetics*, vol. 56, no. 1, pp. 1–6, 2020.
- [15] H. Lu, L. Zhang, and W. Qu, "A new torque control method for torque ripple minimization of bldc motors with un-ideal back emf," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 23, no. 2, pp. 950–958, 2008.
- [16] J. Fang, H. Li, and B. Han, "Torque ripple reduction in bldc torque motor with nonideal back emf," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 27, no. 11, pp. 4630–4637, 2012.
- [17] D. Grenier and J. Louis, "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*, 1993, pp. 32–37 vol.6.
- [18] G. Buja, M. Bertoluzzo, and R. K. Keshri, "Torque ripple-free operation of pm bldc drives with petal-wave current supply," *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, vol. 62, no. 7, pp. 4034–4043, 2015.
- [19] A. Khazaei, H. A. Zarchi, and G. R. A. Markadeh, "Real-time maximum torque per ampere control of brushless dc motor drive with minimum torque ripple," *IEEE Transactions on Power Electronics*, vol. 35, no. 2, pp. 1194–1199, 2020.
- [20] A. G. de Castro, W. C. A. Pereira, T. E. P. de Almeida, C. M. R. de Oliveira, J. Roberto Boffino de Almeida Monteiro, and A. A. de Oliveira, "Improved finite control-set model-based direct power control of bldc motor with reduced torque ripple," *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 54, no. 5, pp. 4476–4484, 2018.
- [21] A. G. Castro, W. C. A. Pereira, C. M. R. Oliveira, T. E. P. Almeida, P. R. U. Guazzelli, J. R. B. A. Monteiro, and A. A. Oliveira Junior, "Finite control-set predictive power control of bldc drive for torque ripple reduction," *IEEE Latin America Transactions*, vol. 16, no. 4, pp. 1128–1135, 2018.
- [22] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*, 2nd ed., 2002.
- [23] I. Barbi, *Teoria Fundamental do Motor de Indução*, 1985.
- [24] L. R. Rocha and R. P. Vieira, "Metodologia de projeto e análise de observadores de fcm para máquinas bldc aplicadas na tração de veículos elétricos," *Anais do Congresso Brasileiro de Automática 2020*, 2020.