

Optimized Current Waveform for Torque Ripple Mitigation and MTPA Operation of PMSM with Back-EMF Harmonics based on Genetic Algorithm and Artificial Neural Network

Allan G. de Castro, Paulo R. U. Guazzelli, Carlos M. R. de Oliveira, William C. A. Pereira, Geyverson T. de Paula and José R. B. A. Monteiro

I. INTRODUÇÃO

Abstract—Interior permanent magnet synchronous motors (IPMSMs) with nonsinusoidal flux develop undesirable torque ripple under conventional control strategies, leading to vibration and increase of mechanical stress. To overcome this problem, active torque ripple compensation based on harmonic stator current injection is widely investigated in the literature. However, the combination of the torque ripple minimization strategy with the maximum torque per Ampère (MTPA) operation is a challenge to the field. In this paper, a control strategy based on genetic algorithm (GA) and artificial neural network (ANN) is proposed to achieve low torque ripple with MTPA operation of a three-phase IPMSM with significant magnitude of zero sequence back-electromotive force (back-EMF) component. Investigations have found that the consideration of back-EMF zero sequence in torque production can increase the torque per Ampère ratio. Further, the results shows that the proposed strategy effectively reduces the torque ripple in real time operation, including steady state and transient torque performances.

Index Terms—Artificial neural network (ANN), genetic algorithm (GA), interior permanent magnet synchronous motor (IPMSM), maximum torque per Ampère (MTPA), nonsinusoidal back-EMF, torque ripple.

Esse trabalho recebeu apoio financeiro em parte pelo Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq), pela Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior (CAPES) – Código de Financiamento 001 - e pela Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de São Paulo (FAPESP) – processo #2006/04226-0.

A. G. de Castro está com a Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, São Paulo, Brasil (email: allangregori@usp.br)

P. R. U. Guazzelli está com a Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, São Paulo, Brasil (email: Paulo.ubaldo@usp.br)

C. M. R. de Oliveira está com Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Apucarana, Paraná, Brasil (email: carlosoliveira@utfpr.edu.br)

W. C. A. Pereira está com a Tecumseh Products Company LLC, São Carlos, São Paulo, Brasil (email: william.pereira@tecumseh.com)

G. T. de Paula está com a Universidade Federal de Goiás, Goiânia, Goiás, Brasil (email: geyverson@gmail.com)

J. R. B. A. Monteiro está com a Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, São Carlos, São Paulo, Brasil (email: jrm@sc.usp.br)

Corresponding author: A. G. de Castro, allangregori@usp.br

MÁQUINAS síncronas de ímãs permanentes no rotor (MSIPs) são largamente utilizadas tanto em sistemas de motorização e acionamento quanto em sistemas de geração por oferecerem características atrativas como eficiência e densidade de potência superiores às máquinas de indução ou às de corrente contínua [1].

Devido às saliências no rotor e estator, as máquinas síncronas com ímãs permanente no interior do rotor (MSIPIR) contam com a contribuição de duas fontes significativas de torque eletromagnético: o torque mútuo e o torque de relutância. A magnitude da contribuição de cada fonte no torque total depende da magnitude das componentes das correntes de estator no referencial $dq0$. Usualmente, a estratégia mais favorável de alimentação da máquina é aquela que equilibra essas componentes de torque de tal forma a se exigir mínima magnitude de corrente de estator para produzir um torque desejado. Essa condição de operação é referida na literatura como máximo torque por Ampère (MTPA) [2].

A abordagem típica MTPA considera o MSIPIR com distribuição de fluxo magnético senoidal e, portanto, forças contraeletromotrizes (FCEMs) senoidais. No entanto, devido a características de projeto, limitações de fabricação e tolerâncias mecânicas, FCEMs puramente senoidais não são factíveis, apresentando na prática, desvios no formato de onda da FCEM. De fato, as FCEMs podem ser compostas de ampla faixa de componentes harmônicos e alguns desses componentes podem apresentar magnitude significativa. Uma vez que esses harmônicos também participam da conversão eletromecânica de energia, a interação desses harmônicos com a corrente de estator tende a gerar ondulações de torque na máquina. Em geral, ondulações de torque dão origem a efeitos indesejáveis no sistema de acionamento como vibração, ruído acústico, aceleração do desgaste de conexões mecânicas e ondulação de velocidade em sistemas de baixa inércia [3], [4].

Na literatura, a mitigação ativa dessas ondulações de torque está associada à injeção apropriada de harmônicos de corrente de estator para interagir e compensar a presença dos harmônicos na FCEM [5]. No entanto, componentes harmônicos adicionais de corrente para atenuação de

ondulações de torque elevam as perdas no cobre do enrolamento do estator. Por isso, conciliar a operação em máximo torque por Ampère e redução de ondulações de torque constitui um desafio para área de acionamentos elétricos e diversos autores têm apresentado propostas envolvendo a definição da alimentação ótima da máquina.

Em [6], [7] as ondulações são anuladas levando em consideração apenas a corrente de quadratura no referencial $dq0$, não explorando a contribuição da relutância ou das componentes de eixo direto e componente zero de FCEM na composição do torque eletromagnético, não conduzindo à operação MTPA. Em [8] é proposta uma abordagem para redução de ondulações de torque baseada na análise geométrica da FCEM não senoidal. Embora seja efetiva nas ondulações de torque, essa abordagem somente é válida para máquinas de ímãs na superfície do rotor e não considera a contribuição de harmônicos da componente zero. Em [9] a corrente ótima para alimentação da MSIPIR com FCEM não senoidal é obtida pela utilização de um algoritmo genético (AG) para solução numérica. No entanto, os componentes harmônicos da componente zero não são considerados. Ainda, a abordagem de controle exige a implementação de filtros de harmônicos para realimentação das correntes medidas e não tem a capacidade de redução em tempo real durante transitórios entre pontos de operação da máquina.

Dessa forma, esse trabalho visa a apresentação de uma abordagem MTPA com redução de ondulações de torque que explore de maneira ótima a contribuição dos harmônicos de eixo direto, de quadratura e de componente zero juntamente com a relutância da máquina. A abordagem proposta é baseada na definição de correntes ótimas por algoritmo genético.

Uma vez que a solução otimizada por AG é numérica e não analítica, é preciso um mecanismo de generalização da relação entre os harmônicos ótimos para redução de ondulações de torque quando modificado o ponto de operação da máquina. Nesse sentido, algoritmos de inteligência artificial como redes neurais artificiais (RNA) destacam-se na área de acionamentos elétricos como ferramentas capazes de armazenar conhecimento de relações lineares e não lineares de um sistema para prover soluções em tempo real. Citam-se: estimação de velocidade a partir de medições de corrente e tensão [10], [11]; identificação de falhas baseada em medição de vibração [12], ruído acústico [13] ou espectro em frequência da corrente de estator [14]; e também como controlador, em alternativa às abordagens clássicas [15]. Embora utilizada em diversos sistemas na área de acionamento, esse trabalho propõe uma nova aplicação da RNA, na qual a rede é responsável por fornecer em tempo real a referência de corrente otimizada pelo AG em qualquer ponto de operação dentro da faixa nominal de funcionamento da MSIPIR.

Após introduzir o modelo de torque da máquina incluindo a FCEM não senoidal e demonstrar as ondulações de torque provocadas pela alimentação senoidal convencional na Seção II, as principais contribuições deste trabalho são elaboradas nas Seções III e IV. De forma sumarizada, são:

1. Mapeamento da corrente otimizada para redução de

ondulações de torque empregando abordagem baseada em AG para MSIPIRs com elevada amplitude de componentes zero da FCEM não senoidal. Ainda, apresenta-se uma comparação da corrente otimizada proposta com abordagens anteriores na literatura;

2. Proposta de implementação de uma RNA, treinada com dados do mapeamento da otimização por AG, para definição em tempo real da referência não linear de corrente otimizada para redução de ondulações de torque em qualquer ponto de operação da máquina dentro da faixa nominal.

Na Seção V são apresentados, comparativamente, resultados do método proposto e convencional MTPA. Na Seção VI são apresentadas as conclusões.

II. TORQUE ELETROMAGNÉTICO EM MSIPIRS

De acordo com o modelo de coenergia magnética, o torque eletromagnético T_e produzido por uma MSIPIR trifásica, desprezando a componente de torque de borda (do inglês, *cogging torque*), é dado por [9], [16]

$$T_e = n_p \frac{1}{2} i_{abc}^T \frac{dL_{abc}}{d\theta_e} i_{abc} + i_{abc}^T e_{abc} \quad (1)$$

em que a, b e c são índices referentes às fases da máquina, $i_{abc} = [i_a \ i_b \ i_c]^T$ é o vetor de corrente de estator, L_{abc} é a matriz de autoindutâncias e indutâncias mútuas entre fases [17], $e_{abc} = [e_a \ e_b \ e_c]^T$ é o vetor de FCEMs de fase normalizadas em função da velocidade mecânica ω_m , n_p é o número de pares de polos e θ_e é a posição elétrica do rotor.

Ao aplicar a transformação $dq0$ orientada no referencial síncrono do rotor na condição de invariância à potência [17] e de ausência de harmônicos de indutância, (1) torna-se

$$T_e = n_p L_{\Delta} i_d i_q + i_{dq0}^T e_{dq0} \quad (2)$$

em que $L_{\Delta} = L_d - L_q$ é a diferença entre indutâncias de eixo direto e em quadratura, $i_{dq0} = [i_d \ i_q \ i_0]^T$ é o vetor das componentes de corrente no espaço $dq0$ e $e_{dq0} = [e_d \ e_q \ e_0]^T$ é o vetor das componentes de FCEM normalizadas no espaço $dq0$. Por meio de (2) pode-se calcular o torque instantâneo produzido por um MSIPIR considerando FCEMs não senoidais. A máquina desse trabalho, com parâmetros apresentados no Apêndice A, possui FCEM de fase com forma de onda representada na Fig. 1(a) e seus componentes harmônicos mostradas na Fig. 1(b), obtidos por análise em elementos finitos.

A Fig. 1(c) e 1(d) descrevem o comportamento do torque eletromagnético, utilizando (2) produzido pela máquina teste quando alimentada por correntes senoidais em estratégia MTPA convencional [2]. Esse torque com ondulações causado pela alimentação por corrente senoidal produz um valor pico à pico de ondulação de cerca de 26% o valor do torque médio.

Conforme Fig. 1(d) essas ondulações periódicas concentram-se nos harmônicos de ordem 6 e 12.

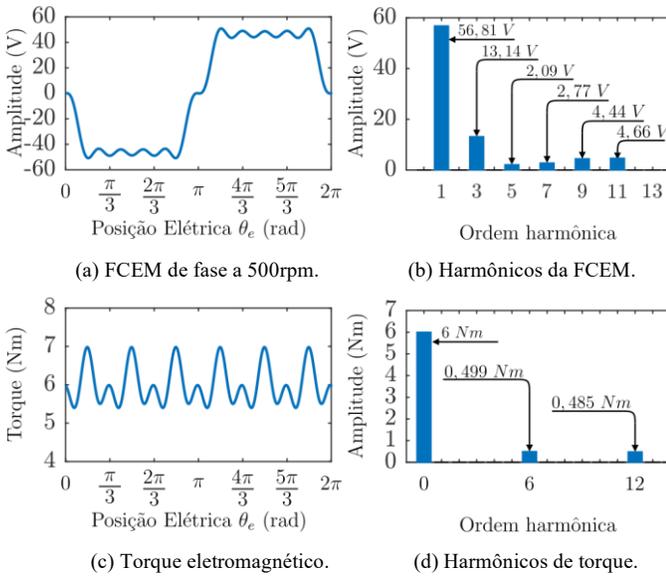


Fig. 1. FCEM de fase do MSIPIR e torque eletromagnético para alimentação por corrente senoidal.

III. CORRENTE ÓTIMA VIA ALGORITMO GENÉTICO

Uma vez que a FCEM é não senoidal, as componentes de e_{dq0} em (2) não são constantes no referencial síncrono $dq0$.

De fato, por possuírem componentes harmônicos, as componentes de FCEM são variantes em relação à posição elétrica, sendo possível escrevê-las em função da posição elétrica tal que $e_{dq0}(\theta_e)$. De maneira análoga, as correntes de estator também possuirão componentes harmônicos para redução das ondulações de torque, e portanto a expressão de torque pode ser reescrita como

$$T_e(\theta_e) = n_p L_{\Delta} i_d(\theta_e) i_q(\theta_e) + i_{dq0}^T(\theta_e) e_{dq0}(\theta_e) \quad (3)$$

Na abordagem proposta, os parâmetros a serem otimizados são $i_d(\theta_e)$, $i_q(\theta_e)$ e $i_0(\theta_e)$ em (3) para cada posição elétrica e uma dada condição de torque requerido, $T_e^{ref}(\theta_e)$

Nesse sentido, o AG é empregado para projetar a corrente ótima $i_{dq0}^{opt}(\theta_e)$ para redução de ondulações de torque no MSIPIR de FCEM não senoidal com aproveitamento da componente zero. Em AG, por inspiração nos sistemas evolutivos naturais, possíveis soluções de um problema de otimização são assumidos como indivíduos pertencentes a uma população e o melhor indivíduo é, após evolução de diversas gerações, aquele que possui a melhor aptidão dentre os indivíduos [18].

Para o problema de redução de ondulações de torque o k -ésimo indivíduo de uma população, I_k , é um vetor tal que

$$I_k = \{i_{dk}(\theta_e), i_{qk}(\theta_e), i_{0k}(\theta_e)\} \quad (4)$$

O espaço de busca desses valores ótimos é definido como dentro dos valores nominais admitidos na máquina, ou seja,

$$i_d^{opt}(\theta_e), i_q^{opt}(\theta_e), i_0^{opt}(\theta_e) \in [-I_{\max}, I_{\max}] \quad (5)$$

A corrente otimizada deve atender dois fatores: produzir torque sem ondulações com a menor requisição de corrente de estator possível. Reconhecendo esse interesse, define-se uma função objetivo cujo valor ótimo está alinhado com a condição de corrente otimizada. Essa função objetivo pode ser escrita na forma de uma função custo tal que

$$F = i_d^2(\theta_e) + i_q^2(\theta_e) + i_0^2(\theta_e) + \delta (T_e^{ref}(\theta_e) - T_e(\theta_e))^2 \quad (6)$$

Em (6) a parcela à esquerda $i_d^2(\theta_e) + i_q^2(\theta_e) + i_0^2(\theta_e)$ representa o custo referente à magnitude da corrente e a parcela à direita $(T_e^{ref}(\theta_e) - T_e(\theta_e))^2$ representa o erro entre o torque de referência exigido $T_e^{ref}(\theta_e)$ e o torque produzido por (3). O fator δ pondera a dominância dos termos na função custo. Pode ser abstraído da função custo (6) que seu valor mínimo está aliado ao mínimo valor de magnitude de corrente que produz erro nulo de torque. Logo, busca-se a operação MTPA com redução de ondulações de torque. O procedimento proposto de minimização da função custo F por AG obedece os passos do algoritmo a seguir:

- 1: Inicializar T_e^{ref} ;
- 2: para $\theta_e \leftarrow -0$ até 359 faça \triangleright Varredura do ciclo elétrico
- 3: Consultar $e_{dq0}[\theta_e]$;
- 4: Inicializar população;
- 5: repita
- 6: Aplicar operadores genéticos: cruzamento e mutação;
- 7: Aplicar migração entre subpopulações;
- 8: Calcular a função custo (6);
- 9: Ranquear melhores indivíduos;
- 10: Selecionar indivíduos;
- 11: até critério de parada atingido;
- 12: devolve $i_{dq0}^{opt}[\theta_e] \leftarrow$ melhor indivíduo;
- 13: fim para

No passo da linha 1, inicializa-se o ponto de operação de torque eletromagnético de referência sem ondulações para o qual se deseja definir a corrente ótima. Em seguida, estabelece-se uma malha de iterações para buscar a corrente otimizada em 360 pontos de um ciclo elétrico. Na linha 5 inicia-se o processo iterativo de busca da solução ótima pelo AG. Para isso, inicialmente são aplicados os seguintes operadores genéticos aos indivíduos da população: cruzamento, que reestabelece o tamanho da população inicial por meio da geração de novos indivíduos (filhos) que compartilham características dos melhores indivíduos (pais) da iteração anterior; e mutação, que insere diversidade genética a fim de evitar mínimos locais. Na sequência, dada uma distância de gerações, uma migração ocorre entre subpopulações, contribuindo para aumento da diversidade entre indivíduos de uma mesma subpopulação. No passo da linha 8 a função custo é calculada para cada indivíduo e, na linha 9, classificam-se os indivíduos conforme o valor da função custo associado. Nessa classificação selecionam-se aqueles que irão compor a próxima geração de indivíduos. O

AG repete esse processo até que o critério de parada seja atingido, podendo ser por atingir número máximo de gerações ou não significativa variação de F para o melhor indivíduo.

Finalmente, após a parada o algoritmo devolve a solução ótima de corrente (indivíduo ótimo) para a dada posição elétrica. O procedimento é repetido varrendo-se todo ciclo elétrico em passos discretos de 1 grau elétrico.

A. Investigações Numéricas

A máquina teste deste trabalho possui os parâmetros apresentados na Tabela III do Apêndice A. Os parâmetros do algoritmo genético projetado para definição da corrente ótima estão apresentados na Tabela I. A execução da otimização foi conduzida utilizando o *software* MATLAB.

TABELA I
PARÂMETROS DO AG

Descrição	Tipo	Valor
Método de seleção	Estocástica uniforme	—
Nº de populações	—	3
Nº de indivíduos por população	—	200
Mutação	Gaussiana	—
Cruzamento	Intermediária	0,8
Taxa de migração	—	20%
Tipo de migração	Unidirecional	—
Distância entre migrações	—	20 gerações
Critério de parada	-Nº máximo de gerações	100
	-Variação do valor ótimo de F entre gerações	$<10^{-7}$

Para enfatizar a diferença da corrente ótima encontrada pelo método proposto em comparação a outras abordagens da literatura, uma análise comparativa é conduzida considerando quatro outros métodos, nomeados como: ZDAC senoidal [19]; MTPA senoidal convencional [2], [19]; Método 1 [6]; e Método 2. O método ZDAC senoidal (do inglês, *zero d-axis current*) refere-se à alimentação senoidal da máquina sem aproveitamento da relutância, impondo uma referência nula de correntes de eixo direto e zero. No método MTPA senoidal a máquina é alimentada por correntes senoidais empregando a estratégia convencional de máximo torque por Ampère, utilizando o valor da componente fundamental do fluxo do rotor. O Método 1 refere-se à abordagem utilizada em [6], na qual apenas a corrente em quadratura é responsável pela redução de ondulações de torque e i_d e i_0 são nulos, similar ao método ZDAC senoidal porém incluindo a característica de redução de ondulação de torque. Assim, o Método 1 reduz ondulações de torque sem explorar a contribuição das FCEMs de eixo d e θ bem como a relutância da máquina na produção de torque útil. O Método 2 trata da otimização proposta na seção anterior adaptada para não incluir a componente zero da FCEM. Desta maneira, o Método 2 reduz as ondulações de torque considerando as contribuições da relutância, eixo direto e em quadratura da FCEM para produção de torque útil.

A Fig. 2 mostra, para a mesma condição de torque de carga, as formas de onda de corrente em referencial síncrono ($dq\theta$) e estacionário (abc) resultantes das estratégias comparadas, incluindo a estratégia proposta. É possível notar que cada estratégia resulta em uma forma de onda diferente. Ressalta-se

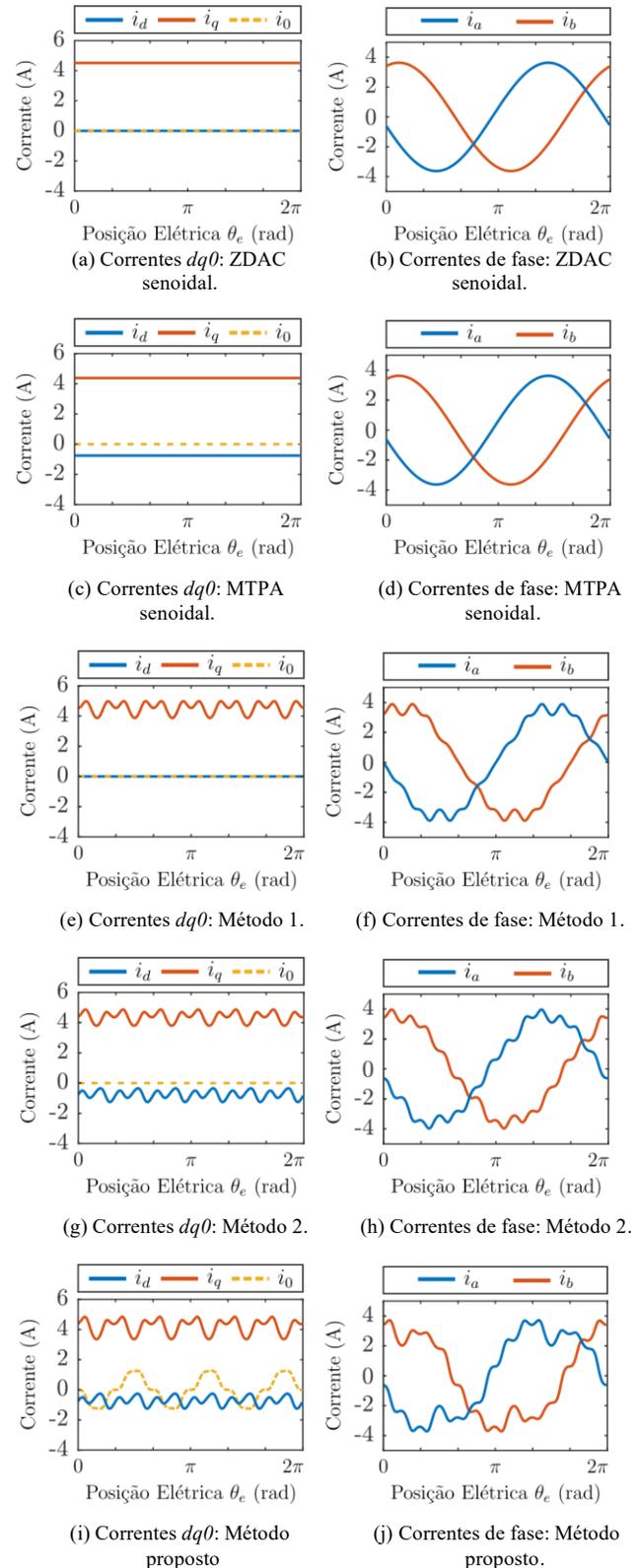


Fig. 2. Formas de onda de corrente para operação com torque de carga de 6 Nm nas diferentes estratégias.

que nos casos da Fig. 2(e), 2(f), 2(g), 2(h), 2(i) e 2(j) não há produção de ondulações de torque. A Fig. 3 mostra a distribuição harmônica dessas correntes comparadas. É possível notar que somente a corrente proposta possui

componentes harmônicas de ordem 3, 9 e 15, que são harmônicos presentes na componente θ do espaço $dq0$ de máquinas trifásicas. Ainda, devido à maior participação dos harmônicos, a corrente proposta requer menor magnitude da componente fundamental.

A partir da Fig. 2 o valor eficaz, i_{RMS} , em cada caso é

$$i_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{2\pi} \sum_{\theta_e=0}^{2\pi} i_a^2(\theta_e)} \quad (7)$$

Com base em (7), a Tabela II reúne os valores das correntes eficazes em cada método na Fig. 2, normalizados em função do valor de ZDAC. Nota-se que o Método proposto requer o menor valor de corrente eficaz para produzir o mesmo valor de torque eletromagnético, sendo menor até mesmo que o valor do método MTPA senoidal, porém sem produzir ondulações de torque.

Método	Valor Normalizado de i_{RMS}
ZDAC	100,00%
MTPA senoidal	98,43%
Método 1	101,01%
Método 2	99,11%
Método proposto	97,27%

A partir do valor eficaz define-se o índice de torque médio por Ampère, τ , como

$$\tau = \frac{T_m}{i_{RMS}} \quad (8)$$

em que T_m é o torque médio produzido em cada estratégia. A Fig. 4 mostra o comparativo do índice τ normalizado em função daquele da estratégia ZDAC senoidal. O método MTPA senoidal oferece um índice τ 1,6% superior ao método ZDAC senoidal. Esse fato é associado à contribuição da relutância na produção de torque da máquina. O Método 1 reduz as ondulações de torque porém entrega um índice τ inferior à estratégia ZDAC senoidal, revelando que um gasto energético adicional foi necessário para reduzir as ondulações de torque. O Método 2, que reduz as ondulações e utiliza a relutância da máquina, oferece maior τ que o Método 1, porém inferior ao MTPA senoidal. Por fim, nota-se que o método proposto oferece τ superior ao ZDAC e ao MTPA senoidal, demonstrando o benefício do uso da FCEM de componente zero. Nota-se que, para a máquina teste, o acréscimo em τ pela estratégia proposta em relação ao MTPA senoidal possui magnitude similar àquela da contribuição da relutância, ao comparar τ da estratégia MTPA senoidal em relação ao ZDAC senoidal.

O comparativo da Tabela II e dos índices τ na Fig. 4 permite também inferir sobre o desenvolvimento de perdas no cobre da máquina, visto que é função da corrente eficaz i_{RMS} .

Nesse sentido, o método proposto produz menores perdas no cobre que os demais métodos. Por outro lado, a presença dos harmônicos adicionais de corrente inerentes das técnicas

de redução de ondulações de torque tem impacto no desenvolvimento de perdas adicionais no ferro da máquina em relação à alimentação por correntes senoidais. No entanto, como demonstrado em [20] e [21], as perdas no ferro são relevantes apenas acima de um limiar velocidade, quando tendem a ser significativas frente as perdas no cobre. Assim, mesmo com o acréscimo de conteúdo harmônico, em baixas velocidades o benefício da redução de perdas no cobre proporcionado pela alimentação não senoidal pode levar a máquina a uma condição de menor produção de perdas Joule.

No entanto, a análise de diferentes formas de alimentações para redução de ondulação de torque em relação à produção de perdas no ferro e outros efeitos do conteúdo harmônico está além do escopo do presente trabalho.

Para implementação em tempo real da proposta de corrente otimizada por AG, a seção seguinte apresenta a abordagem baseada em RNA.

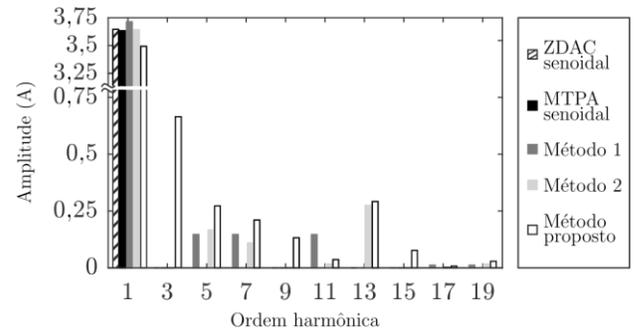


Fig. 3 Distribuição harmônica das correntes.

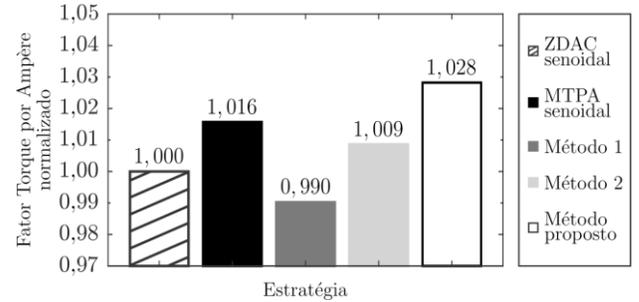


Fig. 4 Fator de torque por Ampère normalizado em relação à alimentação ZDAC senoidal.

IV. ESTRATÉGIA DE IMPLEMENTAÇÃO EM TEMPO REAL BASEADA EM REDES NEURAS ARTIFICIAIS

De maneira geral, a corrente de estator $dq0$ pode ser escrita na forma de série de Fourier como

$$i_{dq0} = \begin{bmatrix} I_{d0} \\ I_{q0} \\ 0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \sum_{h=6,12,\dots}^{\infty} I_{dh,r} \cos(h\theta_e) + I_{dh,j} \text{sen}(h\theta_e) \\ \sum_{h=6,12,\dots}^{\infty} I_{qh,r} \cos(h\theta_e) + I_{qh,j} \text{sen}(h\theta_e) \\ \sum_{h=3,9,\dots}^{\infty} I_{0h,r} \cos(h\theta_e) + I_{0h,j} \text{sen}(h\theta_e) \end{bmatrix}, \quad (9)$$

em que I_{d0} e I_{q0} são os valores médios das correntes de eixo

dq e $I_{dh,r}$, $I_{dh,j}$, $I_{qh,r}$, $I_{qh,j}$, $I_{0h,r}$ e $I_{0h,j}$ são as magnitudes das componentes harmônicas.

Para a corrente otimizada projetada na seção anterior, somente alguns harmônicos participam de maneira dominante na redução de ondulação de torque. Para a máquina teste os harmônicos de ordem 3, 6, 9, 12, 15 e 18 no referencial $dq0$ são os mais significativos.

A magnitude dos coeficientes harmônicos evolui de forma diferente conforme a exigência de torque eletromagnético sem ondulações. A exemplo, a Fig. 5 apresenta o comportamento da magnitude de alguns dos coeficientes em (9) em função de 18 níveis de torque dentro da faixa nominal de operação da máquina. Esse mapeamento foi obtido executando-se a otimização da seção anterior para 18 condições de torque diferentes. Como pode-se notar, cada coeficiente pode comporta-se de maneira diferente, em uma relação linear ou não linear com o torque sem ondulações exigido.

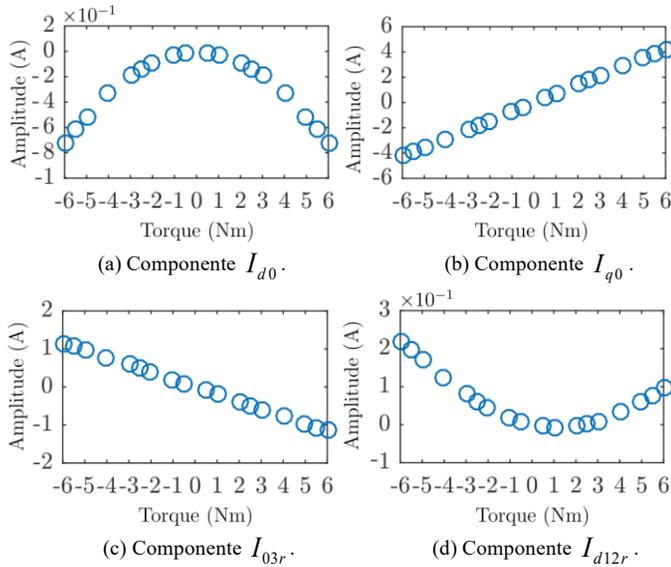


Fig. 5. Coeficientes harmônicos em função do torque.

Para generalizar a geração da corrente otimizada de referência e possibilitar a implementação em tempo real, empregou-se uma RNA treinada para aprender o comportamento da evolução dos harmônicos da corrente ótima em função do torque de referência. Conforme o teorema universal da aproximação [22], qualquer função contínua pode ser aproximada por uma rede neural artificial contendo uma camada escondida. Nesse sentido, a Fig. 6 representa a estrutura implementada de módulos de RNA perceptron multicamada, na qual cada módulo, responsável por aproximar o comportamento de cada coeficiente harmônico, possui apenas 2 neurônios na camada escondida e um neurônio de saída. Seus conjuntos de pesos sinápticos e limiares de ativação são dados, respectivamente, por

$$\{w_{i1}, w_{i2}, w_{o1}, w_{o2}\} \text{ e } \{b_1, b_2, b_o\}, \quad (10)$$

em que $w_{i1,2}$ são os pesos da primeira camada neural, $w_{o1,2}$ são

os pesos da camada de saída, $b_{i1,2}$ são os limiares de ativação da camada neural e b_o é o limiar da camada de saída.

A rede é treinada utilizando o mapeamento por AG da seção anterior para diversas condições de torque, conforme os parâmetros descritos na Tabela III, para minimizar o erro de estimação dos coeficientes ótimos selecionados.

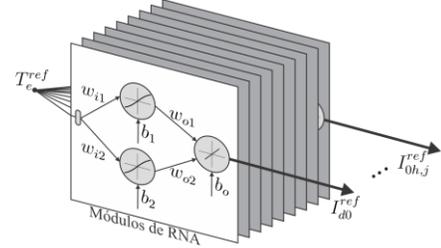


Fig. 6. Estrutura da rede para definição das referências dos coeficientes harmônicos.

TABELA III
PARÂMETROS DA RNA

Descrição	Tipo/Valor
Algoritmo de treinamento	Levenberg-Marquart
Nº de neurônios por coeficiente harmônico	3
Nº total de neurônios na rede	72
Função de ativação	Logística (1ª camada) Linear (saída)
Nº de amostras de treinamento	12 por harmônico
Nº de amostras de teste	3 por harmônico
Nº de amostras de validação	3 por harmônico

A Fig. 7 demonstra a resposta da rede neural após treinamento. Na Fig. 7(a) está mostrada, para um torque de referência de 6 Nm, a forma de onda da corrente otimizada gerada pela RNA em comparação ao resultado teórico otimizado por AG da seção anterior bem como o erro associado. De forma geral o erro de definição da corrente ótima é inferior a 0,04 A para o caso de torque nominal. Na Fig. 7(b) percebe-se que a corrente de referência promovida pela RNA produz baixo nível de ondulação de torque, com amplitude muito inferior ao caso da alimentação pela estratégia MTPA senoidal.

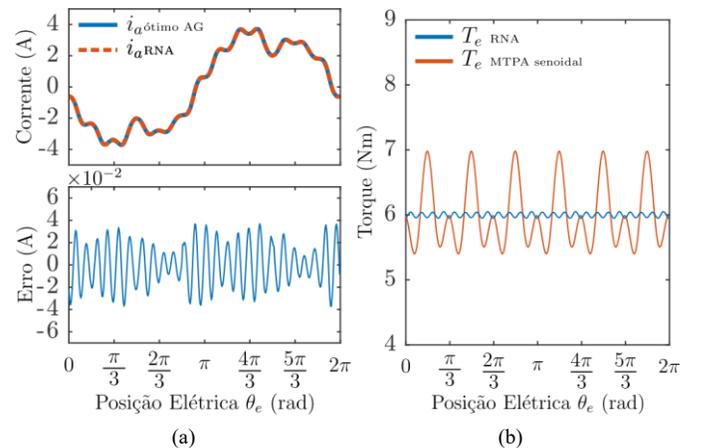


Fig. 7. Resultado do treinamento da RNA. (a) Acima: forma de onda otimizada por AG e proporcionada pela RNA. Abaixo: Erro entre a corrente otimizada por AG e a saída da RNA. (b) Torque resultante da corrente da RNA e da estratégia MTPA senoidal.

V. RESULTADOS

Para validação do desempenho da estratégia proposta, a estrutura de controle e conversor da Fig. 8 foram simulados.

Com relação ao conversor, para permitir o fluxo e controle de corrente de eixo 0 o terminal neutro da máquina é considerado acessível e conectado ao quarto braço do inversor dois níveis. Com relação à estratégia de controle, uma malha de controle externa de velocidade é implementada para atender aplicações em velocidade variável. Essa malha de controle possui um controlador Proporcional-Integrativo (PI) que produz a referência de torque eletromagnético T_e^{ref} necessária para anular o erro entre velocidade mecânica medida ω_m e a velocidade de referência ω_m^{ref} . A referência de torque é encaminhada ao bloco responsável por calcular em tempo real a corrente ótima proposta baseado na rede neural artificial da seção anterior. As referências ótimas de corrente são encaminhadas a uma malha interna de controle de corrente que emprega controladores de histerese para gerar os sinais de controle apropriados das chaves de potência do conversor.

Para verificar a redução de ondulações de torque, são apresentados resultados comparativos entre a estratégia proposta e a implementação de estratégia MTPA convencional com alimentação por correntes senoidais.

Inicialmente, a Fig. 9 apresenta, nas duas estratégias, a resposta de regime permanente da máquina operando na condição de $\omega_m^{ref} = 500$ rpm e torque de carga constante de 5 Nm. De cima para baixo são apresentados resultados de torque eletromagnético, distribuição harmônica do torque eletromagnético, componentes $dq0$ da corrente de estator, correntes de fase e o fator $\|i_{abc}\|^2 = i_a^2 + i_b^2 + i_c^2$. Esse fator representa o quadrado da norma L_2 do vetor de corrente de estator e relaciona-se diretamente com o valor de corrente eficaz por meio de

$$i_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{3} \text{média} \left\{ \|i_{abc}\|^2 \right\}}. \quad (11)$$

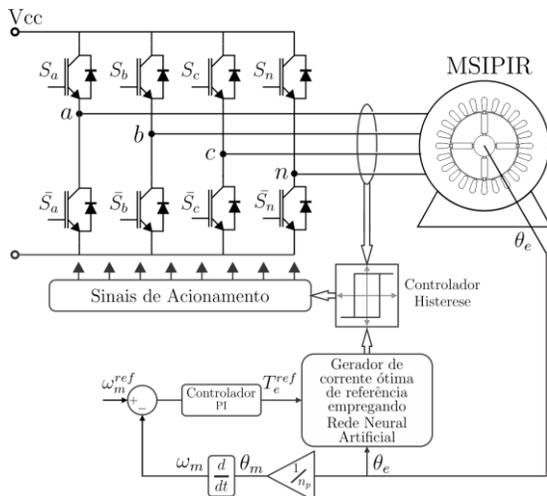


Fig. 8. Diagrama de controle da estratégia proposta.

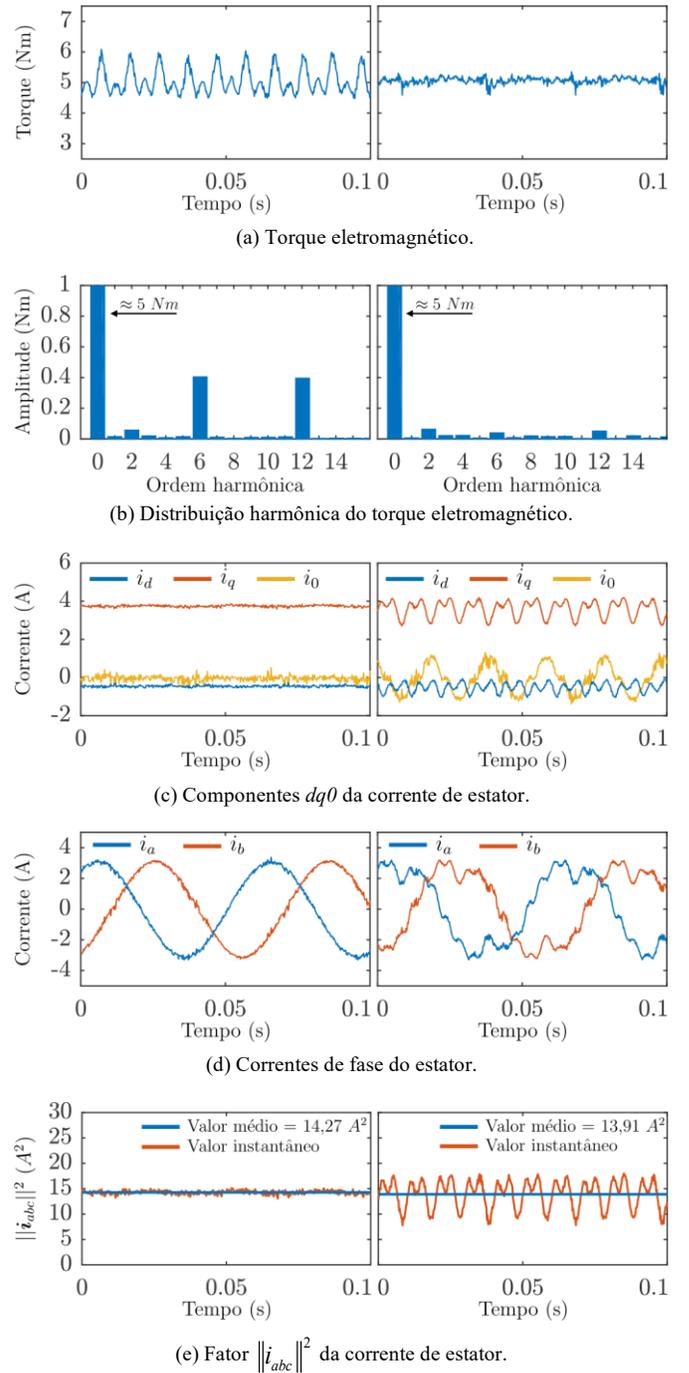
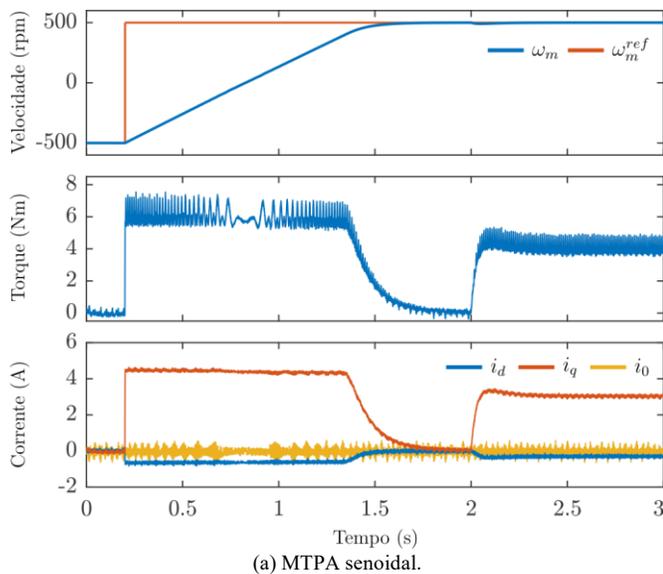


Fig. 9. Regime permanente do MSIPIR em 500 rpm com carga de 5 Nm. Esquerda: MTPA com corrente senoidal. Direita: estratégia proposta.

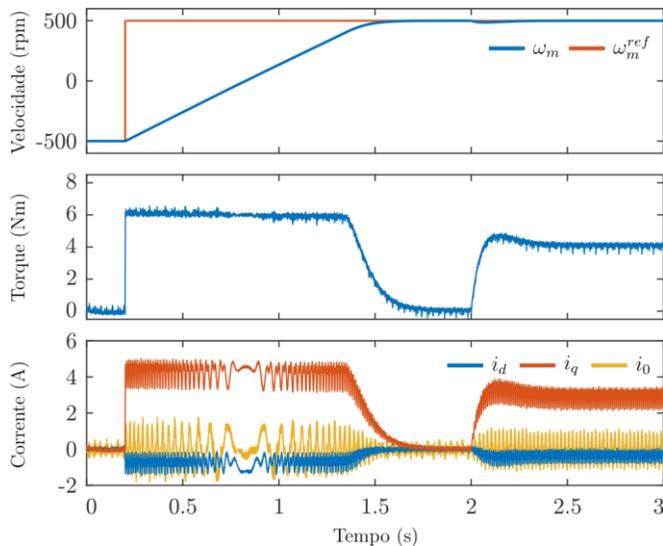
Na Fig. 9(a) é possível visualizar a redução da magnitude das ondulações de torque promovida pela estratégia proposta. Essa redução é demonstrada também na distribuição harmônica do torque apresentada na Fig. 9(b) em que os harmônicos de torque de ordem 6 e 12 foram significativamente reduzidos. A Fig. 9(c) e Fig. 9(d) mostram as formas de onda de corrente $dq0$ e de fase que concordam com aquelas discutidas na seção III-A. A Fig. 9(e) mostra que a estratégia proposta requer um valor médio do fator $\|i_{abc}\|^2$ inferior quando comparado à estratégia senoidal. O

cálculo do valor eficaz da corrente nas duas estratégias por (11) permite mostrar que o método proposto é capaz de, além de reduzir as ondulações de torque, reduzir a corrente eficaz em aproximadamente 1,2%, o que se alinha com as investigações da Fig. 4.

Na Fig. 10 tem-se o comportamento dinâmico da máquina operada pelas duas estratégias de controle em um teste de reversão de velocidade em vazio seguido de um distúrbio de carga. No teste, com a máquina em vazio, no tempo $t = 0,3s$ a velocidade de referência $\omega_m^{ref} = -500$ rpm é alterada para $\omega_m^{ref} = 500$ rpm e no tempo $t = 2s$ aplica-se um degrau de carga mecânica constante de 4 Nm. O resultado da Fig. 10 revela que a estratégia proposta oferece redução de ondulações de torque mesmo nas condições de mudança no ponto de operação do sistema, seja durante mudança de velocidade ou de carga mecânica. Ainda, nota-se que o desempenho dinâmico não é deteriorado pela estratégia proposta.



(a) MTPA senoidal.



(b) Estratégia proposta.

Fig. 10. Transitório de reversão de velocidade ($t=0,3s$) e distúrbio de carga ($t=2s$).

VI. CONCLUSÃO

Este trabalho trata da redução de ondulação de torque em máquinas síncronas trifásicas de ímã permanente no interior do rotor e forças contraeletromotrizes de fase não senoidais com aproveitamento do conteúdo harmônico da componente zero.

Contrariamente ao acreditado em trabalhos precedentes os harmônicos da componente zero participam da conversão eletromecânica de energia e, como demonstrado, podem contribuir positivamente na geração de torque útil da máquina, elevando a razão torque por Ampère. Sobre o desafio de utilizar esses harmônicos, a abordagem proposta baseou-se em implementar um algoritmo genético para rastrear a solução ótima de corrente de estator, que não produz ondulações de torque e ao mesmo tempo minimiza as perdas no cobre da máquina, por meio da inclusão da contribuição do torque de relutância e aproveitamento da presença dos harmônicos da componente zero em favor da produção de torque útil. Pela investigação teórica, demonstrou-se que a corrente proposta entrega maior relação torque por Ampère da máquina quando comparadas a estratégias precedentes na literatura.

Para implementação dessa forma de onda de corrente em tempo real, propôs-se o mapeamento do comportamento desses harmônicos em função do torque eletromagnético exigido da máquina e a implementação de um sistema de RNA para gerar a referência de corrente otimizada para a malha interna de controle de corrente. Essa estratégia demonstra a efetiva redução de ondulações de torque tanto para operação em regime quanto para transitórios entre pontos de operação da máquina. A abordagem proposta é promissora por poder ser expandida para redução de ondulações de torque em outras topologias de máquinas multifásicas com efeitos não convencionais no torque eletromagnético, seja em operação normal ou sob falhas de fase em circuito aberto.

APÊNDICE A

TABELA IV
PARÂMETROS DA MÁQUINA

Descrição	Valor
Número de pares de polos	2
Indutância de eixo d	28,9 mH
Indutância de eixo q	55,9 mH
Resistência por fase	1,09 Ohms
Constante de FCEM	0,89 V/(rad.s ⁻¹)
Corrente eficaz nominal	4,2 A
Velocidade nominal	1200 rpm
Torque nominal	6 Nm

REFERÊNCIAS

- [1] M. Melfi, S. Evon, and R. McElveen, "Induction versus permanent magnet motors," *IEEE Ind. Appl. Mag.*, vol. 15, no. 6, pp. 28–35, nov 2009.
- [2] Ching-Tsai Pan and Shinn-Ming Sue, "A linear maximum torque per ampere control for IPMSM drives considering magnetic saturation," in *30th Annu. Conf. IEEE Ind. Electron. Soc. 2004. IECON 2004*, vol. 3, no. 2. IEEE, 2005, pp. 2712–2717.
- [3] Z. Q. Zhu and J. H. Leong, "Analysis and mitigation of torsional vibration of PM brushless AC/DC drives with direct torque controller," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 48, no. 4, pp. 1296–1306, 2012.

- [4] D. Flieller, N. K. Nguyen, P. Wira, G. Sturtzer, D. O. Abdeslam, and J. Merckle, "A Self-Learning Solution for Torque Ripple Reduction for Nonsinusoidal Permanent-Magnet Motor Drives Based on Artificial Neural Networks," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 61, no. 2, pp. 655–666, feb 2014.
- [5] D. Hanselman, *Brushless Permanent Magnet Motor Design Second Edition*. Magna Physics Publishing, 2006, vol. 2.
- [6] P. Mattavelli, L. Tubiana, and M. Zigliotto, "Torque-Ripple Reduction in PM Synchronous Motor Drives Using Repetitive Current Control," *IEEE Trans. Power Electron.*, vol. 20, no. 6, pp. 1423–1431, nov 2005.
- [7] S. J. Park, H. W. Park, M. H. Lee, and F. Harashima, "A new approach for minimum-torque-ripple maximum-efficiency control of BLDC motor," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 47, no. 1, pp. 109–114, 2000.
- [8] G. Buja, M. Bertoluzzo, and R. K. Keshri, "Torque Ripple-Free Operation of PM BLDC Drives With Petal-Wave Current Supply," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 7, pp. 4034–4043, jul 2015.
- [9] C. Lai, G. Feng, K. Lakshmi Varaha Iyer, K. Mukherjee, and N. C. Kar, "Genetic Algorithm-Based Current Optimization for Torque Ripple Reduction of Interior PMSMs," *IEEE Trans. Ind. Appl.*, vol. 53, no. 5, pp. 4493–4503, 2017.
- [10] A. Goedtel, I. Nunes Da Silva, P. Jose Amaral Serni, M. Suetake, C. Francisco Do Nascimento, and S. Augusto Oliveira Da Silva, "Speed estimation for induction motor using neural networks method," *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 11, no. 2, pp. 768–778, 2013.
- [11] F. Lima, W. Kaiser, I. Nunes Da Silva, and A. A. De Oliveira, "Speed neuro-fuzzy estimator applied to sensorless induction motor control," *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 10, no. 5, pp. 2065–2073, 2012.
- [12] J. Yu, "A hybrid feature selection scheme and self-organizing map model for machine health assessment," *Appl. Soft Comput. J.*, vol. 11, no. 5, pp. 4041–4054, 2011.
- [13] E. Germen, M. Basaran, and M. Fidan, "Sound based induction motor fault diagnosis using Kohonen self-organizing map," *Mech. Syst. Signal Process.*, vol. 46, no. 1, pp. 45–58, 2014.
- [14] W. S. Gongora, A. Goedtel, S. A. Da Silva, and C. L. Graciola, "Neural Approach to Fault Detection in Three-phase Induction Motors," *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 14, no. 3, pp. 1279–1288, 2016.
- [15] J. Kern, M. Jamett, C. Urrea, and H. Torres, "Development of a neural controller applied in a 5 DOF robot redundant," *IEEE Lat. Am. Trans.*, vol. 12, no. 2, pp. 98–106, 2014.
- [16] N. Nakao and K. Akatsu, "Torque ripple suppression of permanent magnet synchronous motors considering total loss reduction," 2013 *IEEE Energy Convers. Congr. Expo. ECCE 2013*, pp. 3880–3887, 2013.
- [17] P. C. Krause, O. Wasynczuk, and S. D. Sudhoff, *Analysis of Electric Machinery and Drive Systems*. Wiley-IEEE Press, 2002.
- [18] L. Wang, A. H. C. Ng, and K. Deb, *Multi-objective Evolutionary Optimisation for Product Design and Manufacturing*. L. Wang, A. H. C. Ng, and K. Deb, Eds. London: Springer London, 2011.
- [19] R. Ni, D. Xu, G. Wang, L. Ding, G. Zhang, and L. Qu, "Maximum Efficiency per Ampere Control of Permanent-Magnet Synchronous Machines," *IEEE Trans. Ind. Electron.*, vol. 62, no. 4, pp. 2135–2143, 2015.
- [20] Kshirsagar, P., & Krishnan, R. (2012). High-Efficiency Current Excitation Strategy for Variable-Speed Nonsinusoidal Back-EMF PMSM Machines. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 48(6), 1875–1889. 10.1109/TIA.2012.2225814
- [21] C. L. Baratieri, "Contribuições ao Controle do Motor Síncrono de Ímã Permanente com FCEM não Senoidal," Ph.D. dissertation, Federal University of Santa Maria, Santa Maria, Rio Grande do Sul, 2015.
- [22] Cybenko, G. (1989) "Approximations by superpositions of sigmoidal functions", *Mathematics of Control, Signals, and Systems*, 2(4), 303–314. doi:10.1007/BF02551274.



Allan Gregori de Castro graduou-se em engenharia elétrica pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Paraná, Brasil, em 2014. Recebeu o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade de São Paulo, São Carlos, em 2017. Atualmente é aluno de Doutorado em Engenharia Elétrica da Universidade de São Paulo. Suas

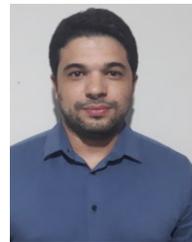
principais áreas de pesquisa são: controle de máquinas elétricas e eletrônica de potência.



Paulo Roberto Ubaldo Guazzelli graduou-se em engenharia elétrica pela Universidade Federal de São Carlos, São Paulo, Brasil, em 2014. Recebeu o título de Mestre em Engenharia Elétrica pela Universidade de São Paulo, São Carlos, em 2017. Atualmente é aluno de Doutorado em Engenharia Elétrica, na área de sistemas dinâmicos, do Departamento de Engenharia Elétrica, da Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo (USP). Dentre suas áreas de pesquisa destacam-se controle de máquinas elétricas e eletrônica de potência.



Carlos Matheus Rodrigues de Oliveira graduou-se em engenharia elétrica pela Universidade Tecnológica Federal do Paraná, Paraná, Brasil, em 2013. Recebeu o título de Mestre e Doutor em Engenharia Elétrica pela Universidade de São Paulo, São Carlos, em 2015 e 2019, respectivamente. Atualmente é professor no Departamento de Engenharia Elétrica da Universidade Tecnológica Federal do Paraná, onde ministra aulas de máquinas elétricas, controle de máquinas elétricas e energias renováveis. Seus interesses de pesquisa incluem acionamentos elétricos, controle preditivo baseado em modelo, controle *sliding mode* e emulação de cargas dinâmicas.



William César de Andrade Pereira recebeu o título de Mestre e Doutor em engenharia elétrica da Universidade de São Paulo (USP), São Carlos, São Paulo, Brasil, em 2014 e 2019, respectivamente. Atualmente, é engenheiro de desenvolvimento e pesquisador na Tecumseh do Brasil Ltda, subsidiária da Tecumseh Products Company LLC. Suas principais áreas de pesquisa são: sistemas de controle e acionamento de máquinas elétricas.



Geyverson Teixeira de Paula é natural de Goiânia - GO, Brasil, nascido em 1988. Ele graduou-se em engenharia elétrica e recebeu os títulos Mestrado e Doutorado pela Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo (USP) em 2011, 2013 e 2016, respectivamente. Atualmente é professor de engenharia elétrica na Escola de

Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação da Universidade Federal de Goiás (UFG), Goiânia, Brasil. Suas principais áreas de pesquisa incluem máquinas elétricas, máquinas de ímã permanente, método de elementos finitos, eletrônica de potência e veículos elétricos.

**José Roberto Boffino de Almeida**

Monteiro é graduado em engenharia elétrica pela Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo (USP), São Carlos, São Paulo, Brasil, em 1994. Recebeu os títulos de Mestre e Doutor em 1997 e 2002 pela Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo

(USP), São Carlos, São Paulo, Brasil. Atualmente é professor no Departamento de Engenharia Elétrica, da Escola de Engenharia de São Carlos, da Universidade de São Paulo (USP) onde ministra aulas de eletrônica de potência e acionamento de máquinas elétricas. Suas principais áreas de pesquisa são: máquinas elétricas, máquinas de ímã permanente, eletrônica de potência e controle.