

# Otimização de TSF analíticas para SRMs via Algoritmo Enxame de Partículas e Plataforma HIL

Gustavo X. Prestes\* Filipe P. Scalcon\*\* Rodrigo P. Vieira\*

\* PPGEE, Universidade de Santa Maria - RS, (e-mail: gustavo.prestes@acad.ufsm.br; rodrigovie@gmail.com).

\*\* McMaster Automotive Resource Center (MARC), McMaster University, Hamilton, ON L8P 0A6, Canada, (e-mail: pinarelf@mcmaster.ca)

---

**Abstract:** This paper features a performance comparative study between analytical torque-sharing functions. The optimal conditions of  $\theta_{on}$  and  $\theta_{ov}$  were obtained by particle swarm algorithm as method to drive optimization of three-phase switching reluctance motor. The aim is to assess the level of core losses and torque ripple in each TSF, as well as current controller performance in different speed conditions. In order to work out simulation process in less time, the non-linear model developed in Typhoon/Python environment was used to have real-time results.

**Resumo:** Este trabalho apresenta um estudo comparativo de desempenho entre as funções de divisão de torque analíticas. As condições ótimas de  $\theta_{on}$  e  $\theta_{ov}$  são obtidas via algoritmo de enxame de partículas - método utilizado para a otimização do acionamento de um motor de relutância chaveada trifásico. O foco está em avaliar o nível de perdas no cobre e de oscilação de torque em cada metodologia, bem como o desempenho do controlador de corrente em níveis diferentes de velocidade. Com o intuito de realizar o processo de simulações em menor tempo, o modelo não linear desenvolvido nos softwares Typhoon HIL/Python foi utilizado para obtenção dos resultados em tempo real.

**Keywords:** Switched Reluctance Motor; Firing Angles; Torque Sharing Functions; Particle Swarm Optimization; Current Regulation.

**Palavras-chaves:** Motor de Relutância Chaveada; Ângulos de disparo; Funções de Divisão de Torque; Otimização por Enxame de Partículas; Regulação de Corrente.

---

## 1. INTRODUÇÃO

Diante do cenário mundial em torno do tema energia limpa, a propulsão elétrica vem ganhando cada vez mais espaço no contexto da mobilidade urbana. Pesquisas nessa área abordam diversos tipos de motores elétricos. Diante disso, o motor de relutância chaveada (*Switched Reluctance Motor* - SRM) vem ganhando destaque (de Paula and dos Santos Barros (2021); Fang et al. (2021b); Scalcon et al. (2022b)). O avanço da eletrônica digital e de potência tem permitido a aplicação de técnicas de controle e acionamento mais avançadas - requisito indispensável para o bom funcionamento desse tipo de máquina (Fang et al. (2021a)).

Quando comparado às máquinas de indução, há décadas estabelecidas na indústria, o SRM possui maior simplicidade de construção devido a ausência de enrolamentos nos polos do rotor, maior tolerância à faltas e maior eficiência (Bostanci et al. (2017)). Nesse contexto, tem sido alvo de estudos, especialmente na área de pesquisa em veículos

à propulsão elétrica. Entretanto, a elevada oscilação de torque (*torque ripple*), vibração e ruído acústico são desafios que precisam ser mitigados. Uma abordagem para esse fim é a utilização de metodologias de controle (Fang et al. (2021a); Dhale et al. (2021)).

Na literatura, como Bilgin et al. (2019), e em outras pesquisas atuais de relevância, descrevem que o ajuste dos ângulos de condução,  $\theta_{on}$  (ângulo *turn-on*) e  $\theta_{off}$  (ângulo *turn-off*), alteram a qualidade do torque eletromagnético resultante, bem como afetam frequentemente o nível de perdas no cobre. Vale ressaltar que essas variáveis requerem uma solução de compromisso, uma vez que ao melhorar a oscilação de torque, as perdas no cobre aumentam e vice-versa. Uma possível solução para essa abordagem, é a utilização de algoritmos de otimização meta-heurísticos para otimização dos ângulos, como o algoritmo genético (*genetic algorithm* - GA), e o algoritmo de enxame de partículas (*particle swarm optimization* - PSO).

Ainda na linha de otimização de desempenho da oscilação de torque e de perdas no cobre, pesquisas mostram que a utilização de funções que descrevem um perfil de transição no acionamento entre as fases podem mitigar ainda mais esses efeitos indesejados. Nesse contexto, as funções de

---

\* O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES/PROEX) - Código de Financiamento 001.

divisão de torque (*Torque-Sharing Function - TSF*) têm o papel de reduzir a oscilação de torque resultante da comutação que ocorre na transição de excitação das fases do estator. Em termos gerais, funções analíticas e numéricas são tipos de TSF de abordagem *offline*.

As funções analíticas, chamadas de abordagem clássica, descrevem matematicamente o modo de transição da excitação entre os enrolamentos, podendo ser uma função linear, cúbica, senoidal ou exponencial. Nesse contexto, Bilgin et al. (2019) descreve uma metodologia sistemática com abordagem das funções analíticas, assim como Xue et al. (2009) que, para cada função analítica, otimiza os ângulos  $\theta_{on}$  (ângulo *turn-on*) e  $\theta_{ov}$  (ângulo *overlapping*) via GA, com o objetivo de minimizar as perdas nos enrolamentos e a maximizar a faixa de velocidade. Fang et al. (2021a) cita a simplicidade teórica, facilidade de implementação, bom desempenho em baixas velocidades e baixo custo computacional como vantagens desse método; e como desvantagem, possui baixo desempenho em altas velocidades e/ou condições de elevado torque de carga, despreza limitações de rastreamento de corrente e possui dependência da posição angular.

Os ângulos otimizados, por si só, não são suficientes para obter bons resultados em qualidade de torque e redução das perdas no cobre. Além disso, o erro de rastreamento de corrente pode resultar em deterioração na resposta do sistema, especialmente na qualidade do torque eletromagnético.

Diante disso, uma avaliação de desempenho do sistema de controle deve receber atenção, considerando que seu desempenho possa ser deteriorado quando aplicado em bancada com a utilização do hardware de acionamento. Assim, este trabalho apresenta um estudo comparativo de desempenho entre as TSF analíticas em termos de rastreamento de torque e corrente em diferentes níveis de velocidade para condições ótimas de  $\theta_{on}$  e  $\theta_{ov}$  via PSO como metodologia de otimização.

O software Typhoon HIL é utilizado como plataforma de simulação do modelo não linear do SRM e o Python é utilizado como ferramenta que faz a iteração entre o modelo (via *Application Programming Interface - API*) e o código PSO que otimiza os ângulos descritos. A característica de simulação em tempo real agiliza a obtenção dos resultados em comparação com outros softwares utilizados como padrão para a mesma abordagem.

## 2. MODELAGEM E CONTROLE DO SRM

O SRM é um motor que produz torque de relutância, tendo o fluxo resultante das correntes de fase geradas eletronicamente. De construção simples, possui um estator e rotor de polos salientes, e apenas o estator possui enrolamento (Vavruš et al. (2015)). Isso permite uma operação confiável em altas velocidades e altas temperaturas, mas também traz muitos desafios, como ondulações de torque, ruído acústico e vibração (Bilgin et al. (2019)).

Apesar da construção simples, o SRM possui alta complexidade de acionamento devido à grande saturação magnética em que o sistema opera. Diante disso, essas máquinas normalmente são modeladas e o sistema de controle é projetado considerando suas características não lineares.

### 2.1 Modelagem

Bilgin et al. (2019) e Scalcon et al. (2022a) descrevem o modelo do SRM como as tensões de fase:

$$v_k = Ri_k + \frac{d\phi_k}{dt} \quad (1)$$

onde  $v_k$  é a tensão de fase,  $R$  é a resistência do enrolamento,  $i_k$  é a corrente de fase e  $\phi_k$  é o fluxo magnético em cada fase.

Devido a característica de dupla saliência, o fluxo do SRM possui dinâmica não linear descrita como:

$$\phi_k(i_k, \theta_k) = L(i_k, \theta_k)i_k \quad (2)$$

Ao substituir a equação (2) em (1), obtém-se:

$$v_k = Ri_k + L(i_k, \theta_k)\frac{di_k}{dt} + i_k \frac{dL(i_k, \theta_k)}{dt} \quad (3)$$

Ao expandir a derivada da indutância, resulta:

$$\frac{dL(i_k, \theta_k)}{dt} = \frac{\partial L(i_k, \theta_k)}{\partial \theta_k} \frac{d\theta_k}{dt} + \frac{\partial L(i_k, \theta_k)}{\partial i_k} \frac{di_k}{dt} \quad (4)$$

Substituindo (4) em (3)

$$v_k = Ri_k + l(i_k, \theta_k)\frac{di_k}{dt} + \epsilon \quad (5)$$

onde

$$l(i_k, \theta_k) = L(i_k, \theta_k)\frac{di_k}{dt} + i_k \frac{\partial L(i_k, \theta_k)}{\partial i_k} \quad (6)$$

$$\epsilon = i_k \omega \frac{\partial L(i_k, \theta_k)}{\partial \theta_k} \quad (7)$$

O termo,  $l(i_k, \theta_k)$  é a indutância incremental (Gao et al. (2004)) que leva em conta o efeito de saturação magnética por considerar a corrente, a indutância própria  $L(i, \theta)$  e a variação da indutância causada pela corrente. O  $\epsilon$  é o termo que corresponde a força contra eletromotriz (Scalcon et al. (2022a)).

### 2.2 Sistema de controle com TSF

As TSF analíticas descrevem matematicamente o modo de transição da excitação entre os enrolamentos. Por padrão, a literatura descreve como principais a função linear, cúbica, senoidal e exponencial. De forma geral, essas funções podem ser descritas de acordo com a equação (8). O perfil de transição na região de comutação é obtido mediante  $f_s(\theta)$  como função de transição de subida e  $f_d(\theta)$  como função de transição de descida da TSF conforme descrito em Bilgin et al. (2019) e Xue et al. (2009).

$$T_k^* = \begin{cases} 0, & \theta_k < \theta_{on} \\ T_{ref}f_s(\theta_k), & \theta_{on} \leq \theta_k < \theta_{on} + \theta_{ov} \\ T_{ref} & \theta_{on} + \theta_{ov} \leq \theta_k < \theta_{off} \\ T_{ref}f_d(\theta_k), & \theta_{off} \leq \theta_k < \theta_{off} + \theta_{ov} \\ 0 & \theta_{off} + \theta_{ov} \leq \theta_k \leq \theta_p \end{cases} \quad (8)$$

Onde  $T_k^*$  é o sinal de referência de torque em cada fase  $k$ ,  $T_{ref}$  é o valor de torque de referência em regime;  $\theta_{on}$ ,  $\theta_{off}$ ,  $\theta_{ov}$  e  $\theta_p$  são, respectivamente, os ângulos de início da condução, fim do intervalo de regime, transição da excitação dos enrolamentos de entrada (magnetização) e de saída (desmagnetização), e o limite de excitação ( $45^\circ$  para uma SRM 12/8). A Figura 1 mostra um exemplo de curva de torque gerada pela TSF.

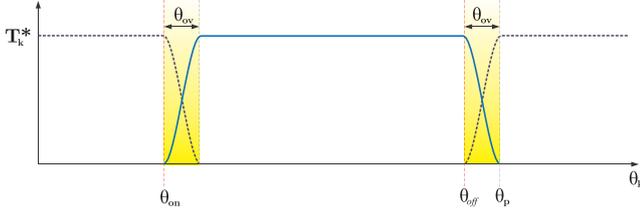


Figura 1. Exemplo de torque de referência gerado via TSF (Bilgin et al., 2019).

Este trabalho utiliza  $\theta_{off} + \theta_{ov} = \theta_p$ , respeitando a máxima excursão de excitação da fase em  $(2 \cdot \theta_{ov}) \leq \frac{\theta_p}{2}$ . Sendo que  $(2 \cdot \theta_{ov})$  refere-se ao ângulo de sobreposição na magnetização e na desmagnetização do enrolamento.

As  $f_s(\theta_k)$  e  $f_d(\theta_k)$ , respectivamente, crescem e decrescem entre 0 e 1 de acordo com funções matemáticas definidas em (9), (10), (11) e (12).

$$Linear = \begin{cases} f_s^l(\theta_k) = \frac{1}{\theta_{ov}}(\theta_k - \theta_{on}) \\ f_d^l(\theta_k) = 1 - f_s(\theta_k + \theta_{on} - \theta_{off}) \end{cases} \quad (9)$$

$$Cúbica = \begin{cases} f_s^c(\theta_k) = \frac{3}{\theta_{ov}^2}(\theta_k - \theta_{on})^2 - \frac{2}{\theta_{ov}^3}(\theta_k - \theta_{on})^3 \\ f_d^c(\theta_k) = 1 - f_s(\theta_k + \theta_{on} - \theta_{off}) \end{cases} \quad (10)$$

$$Senoidal = \begin{cases} f_s^s(\theta_k) = 0.5(1 - \cos(\frac{\pi}{\theta_{ov}}(\theta_k - \theta_{on}))) \\ f_d^s(\theta_k) = 1 - f_s(\theta_k + \theta_{on} - \theta_{off}) \end{cases} \quad (11)$$

$$Exponencial = \begin{cases} f_s^e(\theta_k) = 1 - \exp(\frac{-(\theta_k - \theta_{on})^2}{\theta_{ov}}) \\ f_d^e(\theta_k) = 1 - f_s(\theta_k + \theta_{on} - \theta_{off}) \end{cases} \quad (12)$$

A Figura 2 mostra o diagrama de blocos esquemático do sistema de controle de velocidade com TSF na malha interna para regulação da corrente por histerese de um SRM trifásico. O bloco TSF possui as funções analíticas que descrevem a referência de torque na transição e em regime. Para que essa referência de torque seja efetiva para o controle da corrente da máquina, é utilizada a tabela de busca (*look-up-table* - LUT)  $i(\theta, T)$  - obtida mediante inversão da tabela  $T(\theta, i)$  conforme algoritmo apresentado em Bilgin et al. (2019).

Onde,  $\omega$  é a velocidade angular;  $\omega_{ref}$  é a velocidade angular de referência;  $e_\omega$  é o erro de velocidade;  $\theta_a$ ,  $\theta_b$ ,  $\theta_c$  são, respectivamente, a posição angular da fase  $a$ ,  $b$  e  $c$ ;  $i_{ref}$

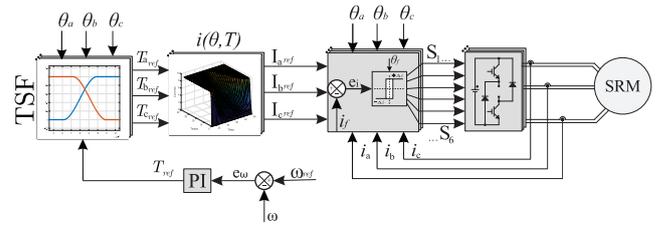


Figura 2. Diagrama de blocos para acionamento com TSF.

é a corrente de referência;  $i_a$ ,  $i_b$ ,  $i_c$  são as correntes de cada fase;  $e_i$  é o erro em corrente; e  $S_{1...6}$  são os sinais de controle para o acionamento das chaves do conversor.

Com o intuito de reduzir o erro de regulação no regime transitório, a corrente de cada fase é rastreada por histerese de corrente de forma segmentada de acordo com o intervalo da TSF. Sendo o intervalo de sobreposição ( $f_s$  e  $f_d$ ) regulado por *hard chopping*, e o intervalo de regime por *soft chopping*. Para isso a posição angular de cada fase deve ser realimentada no bloco de regulação por histerese de corrente. Por sua vez, a malha externa faz o rastreamento da velocidade angular via compensador PI que gera o sinal de controle  $T_{ref}$  para a TSF.

A título de ilustração, a Figura 3 mostra um exemplo do perfil de torque de referência resultante de cada TSF e, em sequência, a corrente de referência resultante da interpolação da LUT  $i(\theta, T_e)$ .

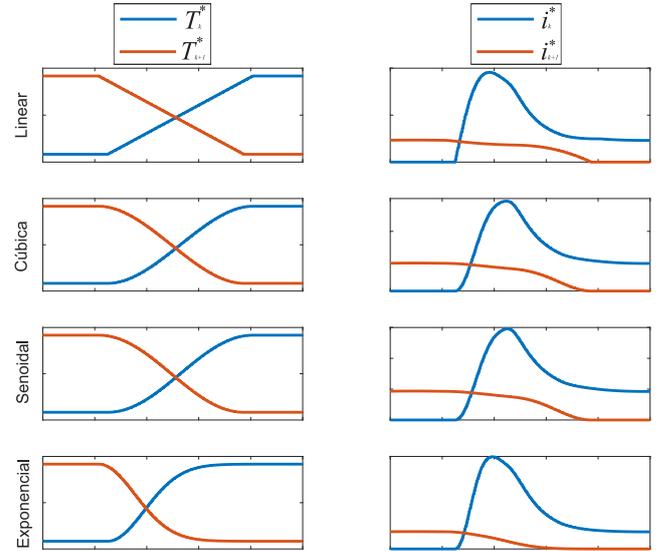


Figura 3. TSF e correntes de referência resultantes.

### 3. ALGORITMO DE OTIMIZAÇÃO

#### 3.1 Função custo para minimização

A qualidade do torque e as perdas no cobre são as duas métricas utilizadas para a otimização dos ângulos para o acionamento apresentado na Figura 2.

Na literatura existem variadas possibilidades para descrever uma função custo que expressa uma relação entre qualidade de torque e perdas, variando especialmente a representação da qualidade de torque. Bilgin et al. (2019)

utiliza a própria equação de oscilação de torque para otimização dos ângulos. Trabalhos como Ye et al. (2015), Taylor et al. (2020) e Scalcon et al. (2022a) utilizam o erro RMS de torque e corrente.

Para este trabalho a oscilação de torque é usada como primeira métrica. Sendo assim, temos:

$$T_{ripple} = \frac{T_e^{max} - T_e^{min}}{T_{e_m}} \quad (13)$$

Onde,  $T_{ripple}$  é a oscilação de torque eletromagnético, e  $T_{e_m}$  é a respectiva média dentro do intervalo amostral.

As perdas no cobre, avaliadas como segunda métrica para função custo, podem ser obtidas por:

$$P = RI_{RMS}^2 \quad (14)$$

Onde,  $P$  são as perdas,  $R$  é a resistência do enrolamento e  $I_{RMS}$  é a corrente em RMS que pode ser descrito em função do número de amostras de um intervalo de tempo:

$$I_{RMS} = \sqrt{\frac{1}{N} \sum_0^N i(k)^2} \quad (15)$$

Para fins de minimização, a variável utilizada na função custo deve ser devidamente normalizada dentro do intervalo de busca. Em outras palavras, os valores de oscilação de torque e corrente devem ser divididos pelo máximo valor possível dentro do espaço de busca do algoritmo. Esse procedimento é necessário para que haja compatibilização de grandezas diferentes - requisito necessário para que sejam utilizadas numa mesma função.

A Figura 4 mostra o valor máximo de oscilação de torque percentual e corrente RMS em função da velocidade. O espaço de busca definido está entre  $\theta_{on}^{min} = 22.5^\circ$ ,  $\theta_{on}^{max} = 27^\circ$ ,  $\theta_{ov}^{min} = 5^\circ$  e  $\theta_{ov}^{max} = 8^\circ$ , utilizando  $5 N.m$  como torque de carga.

A Tabela 1 mostra os valores máximos que serão utilizados para cada TSF.

Tabela 1. Resultados para  $\theta_{on}$  e  $\theta_{ov}$  (TSF Cúbica).

TSF	$T_{ripple}^{max}$ (%)	$I_{RMS}^{max}$ (A)
Linear	162,86	7,93
Cúbica	178,27	7,88
Senoidal	182,08	7,87
Exponencial	201,97	7,88

Mediante os valores máximos apresentados para cada TSF, pode-se representar as variáveis normalizadas, como:

$$\bar{T}_{ripple} = \frac{T_{ripple}}{T_{ripple}^{max}} \quad (16)$$

$$\bar{I}_{RMS} = \frac{I_{RMS}}{I_{RMS}^{max}} \quad (17)$$

Portanto, considerando equilíbrio entre oscilação de torque e perdas, a função custo pode ser descrita como:

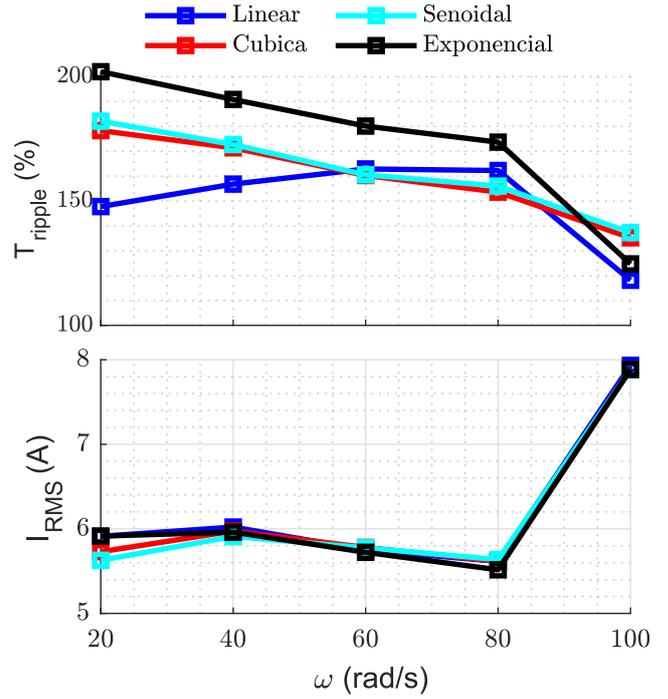


Figura 4. Valores máximos de oscilação de torque percentual e corrente RMS em relação a velocidade.

$$f_{custo} = \bar{T}_{ripple} + \bar{I}_{RMS}^2 \quad (18)$$

Onde,  $f_{custo}$  é a função custo a ser minimizada,  $\bar{T}_{ripple}$  é a oscilação de torque normalizada,  $\bar{I}_{RMS}^2$  é a corrente normalizada ao quadrado (utilizada como padrão para favorecer o processo de otimização Scalcon et al. (2022b)).

### 3.2 Algoritmo de enxame de partículas

Dada a função custo para minimização, definiu-se a utilização do algoritmo PSO. Este, é um algoritmo meta heurístico bio inspirado por meio de observações de grupos inteligentes. Pesquisas como Scalcon et al. (2022b), Hamouda et al. (2020) mostram que o PSO é efetivo para minimizar funções custo relacionadas ao SRM.

A velocidade e posição das partículas são descritas respectivamente como (Procópio (2018)):

$$v_i = h \cdot v_i + c_1 \cdot r_1(p_i - x_i) + c_2 \cdot r_2(p_g - x_i) \quad (19)$$

$$x_i = x_i + v_i \quad (20)$$

Onde,  $h$  é chamado de fator de inércia que penaliza a velocidade inicial da partícula.  $v_i$  é a velocidade da partícula,  $x_i$  é a posição da partícula,  $p_i$  é a posição em que foi encontrado o melhor valor de função custo para a partícula  $i$  em comparação com as iterações anteriores,  $p_g$  é a posição em que foi encontrado o melhor resultado da função custo entre todas as partículas num dado momento de estimação do algoritmo. Como fator de auto exploração, a constante  $c_1$  é um termo de aceleração individual da partícula e  $c_2$  de aceleração do enxame no espaço de busca. As variáveis  $r_1$  e  $r_2$  assumem valores aleatórios entre 0 e 1 que são gerados a cada iteração.

A Figura 5 apresenta o fluxograma do algoritmo PSO desenvolvido em Python com biblioteca API da Typhoon. O algoritmo inicializa os parâmetros  $h$ ,  $c_1$  e  $c_2$ . Cria uma população inicial de partículas na forma randômica no intervalo de busca de  $22.5^\circ \leq \theta_{on} \leq 27^\circ$  e  $5^\circ \leq \theta_{ov} \leq 8^\circ$ . Em sequência, as curvas de torque e corrente são geradas para o cálculo da função custo ao simular o modelo via API da Typhoon. Para cada ciclo do processo é feita a atualização da melhor posição individual ( $P_{best}$ ) e da melhor posição do enxame ( $G_{best}$ ). Verifica se atingiu o limite de iterações - caso afirmativo, o código é encerrado; caso contrário é recalculada a velocidade e posição das partículas com base nas equações (19) e (20).

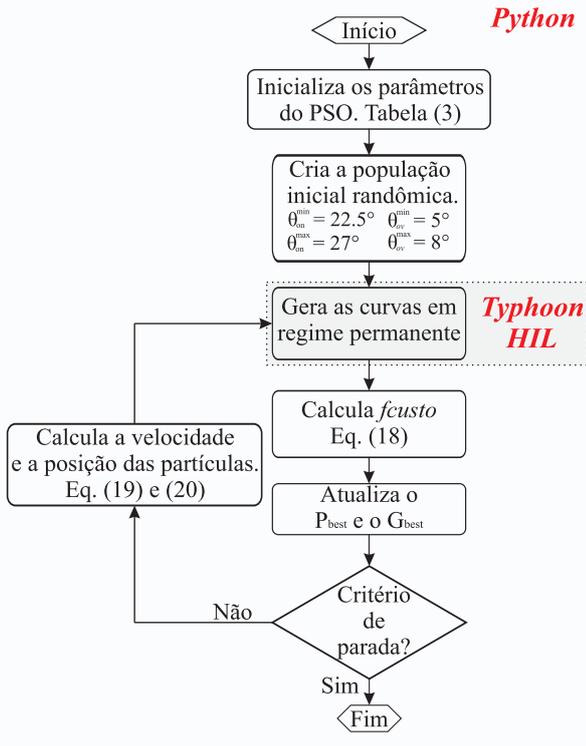


Figura 5. Fluxograma do algoritmo PSO.

#### 4. RESULTADOS

Para a obtenção dos resultados, a Tabela 2 apresenta os parâmetros da SRM trifásica utilizados.

Tabela 2. Parâmetros do SRM.

Parâmetro	Símbolo	Especificação
Corrente Nominal	$I_n$	5 A
Potência Nominal	$P$	2 kW
Velocidade Nominal	$\omega_n$	1500 RPM
Coefficiente de atrito viscoso	$B$	0,002176 Nms
Momento de inércia do rotor	$J$	0,0287 kg.m <sup>2</sup>
Resistência do enrolamento	$R$	1,72 $\Omega$

A Tabela 3 apresenta os parâmetros utilizados para inicialização da simulação. Os resultados foram obtidos mediante uma série de simulações para diferentes velocidades de rotação. Considerou-se um intervalo entre 20 rad/s e 100 rad/s com  $\Delta\omega = 20$  rad/s.

Tabela 3. Parâmetros de Simulação.

Modelo		PSO	
$\omega$	20 – 100 rad/s	Pop	80
$V_{bar}$	400 V	$N$	12
$T_{load}$	5 N.m	$h$	0.2
$b$	100 mA	$c_1$	0.5
$K_p$	10	$c_2$	0.8
$K_i$	70	-	-
$f_s$	50 kHz	-	-

Onde  $\omega$  é a velocidade de rotação em regime permanente,  $V_{bar}$  é a tensão no barramento CC,  $T_{load}$  é o torque de carga,  $b$  é a banda de histerese de corrente,  $f_s$  é a frequência de amostragem utilizada,  $K_p$  é o ganho proporcional e  $K_i$  é o ganho integral do controlador de velocidade. Ao considerar todas as TSF e velocidades, foram realizadas 19.200 simulações.

#### 4.1 Partículas ótimas

A Figura 6 mostra a convergência do algoritmo PSO para a otimização de  $\theta_{on}$  e  $\theta_{ov}$ , considerando a TSF cúbica para diferentes velocidades. Constata-se que o algoritmo encontra partículas ótimas em posições diferentes para cada ponto de operação.

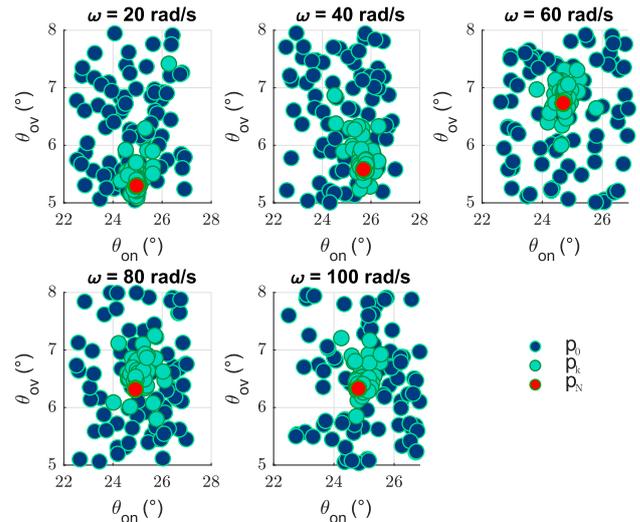


Figura 6. Convergência das partículas  $\theta_{on}$  e  $\theta_{ov}$  para TSF Cúbica.

Onde  $p_0$ ,  $p_k$  e  $p_N$  são a posição inicial das partículas, posição após movimento  $k$  e posição final após movimento  $N$ .

A Figura 7 mostra o perfil de transição de  $\theta_{on}$  e  $\theta_{ov}$  ótimos de cada TSF em função da velocidade de operação. Verifica-se que, para todos os casos, não houve saturação nos limites do espaço de busca. Uma alternativa para utilização dos ângulos ótimos fora dos pontos de velocidade analisadas é utilizar tabela de busca por *splines*, utilizando as amostras como pontos de controle.

#### 4.2 Oscilação de torque e corrente RMS ótimos

A utilização dos ângulos ótimos resulta em métricas ótimas dentro do critério utilizado no processo de minimização.

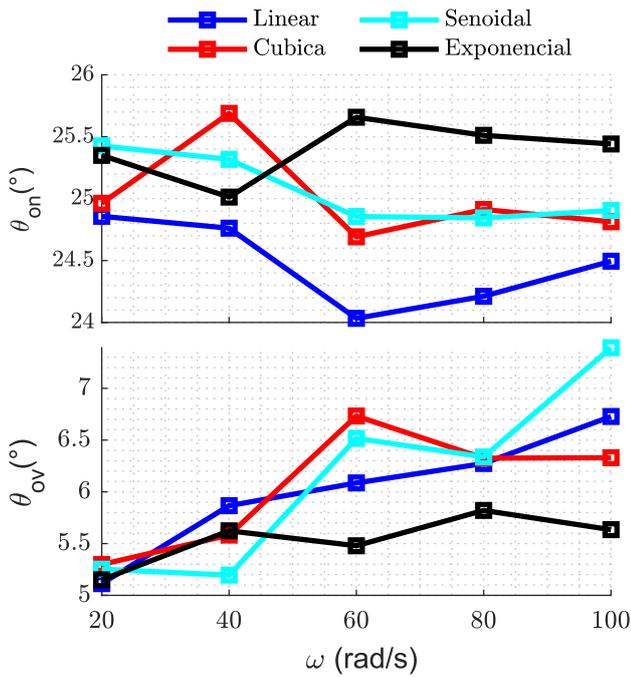


Figura 7. Perfil de transição de  $\theta_{on}$  e  $\theta_{ov}$  ótimos.

Portanto, a Figura 8 mostra os valores obtidos de oscilação de torque e corrente RMS para cada TSF.

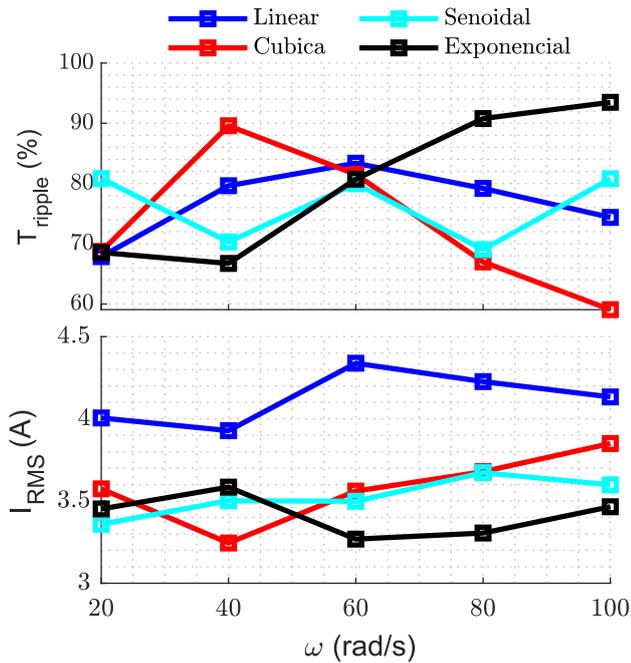


Figura 8. Oscilação de torque e corrente RMS para cada TSF.

É possível constatar que os níveis ótimos de oscilação de torque apresentam níveis de 76,58% em média, metade da média das condições máximas utilizadas como critério de normalização.

Vale ressaltar que as características ótimas variam, mas apresentam valores próximos quando o sistema opera em 60 rad/s. Para velocidades mais elevadas, a função exponencial tende a crescer até 93,5% e, em contrapartida, a função cúbica decresce até 59%. As funções linear e

senoidal apresentam valores em torno de 70% à 80% de oscilação.

Em termos de perdas, representado por  $I_{RMS}$ , são reduzidas em média pela metade quando comparado com a média dos valores máximos utilizados na normalização. Especificamente, a função linear possui o maior nível de corrente, apresentando valores entre 4 A e 4,5 A. As demais funções apresentam valores em torno de 3,5 A.

É possível inferir que o algoritmo de otimização encontrou uma relação equilibrada entre oscilação de torque e perdas no cobre com valores significativamente menores quando comparado às condições críticas.

#### 4.3 Desempenho dinâmico do controlador de corrente

É possível notar que a otimização dos ângulos resultou em melhoria de desempenho, tanto em redução da oscilação do torque, como também na minimização das perdas. Entretanto, é importante investigar o desempenho dinâmico do sistema, especialmente a regulação do torque e corrente de referência.

As Figuras 9 e 10 mostram as variáveis dinâmicas de torque e corrente juntamente com os sinais de referência para a menor velocidade (20 rad/s) e a maior velocidade (100 rad/s) respectivamente; ademais é feita uma correlação com o deslocamento angular, evidenciando o acionamento de sobreposição entre as fases.

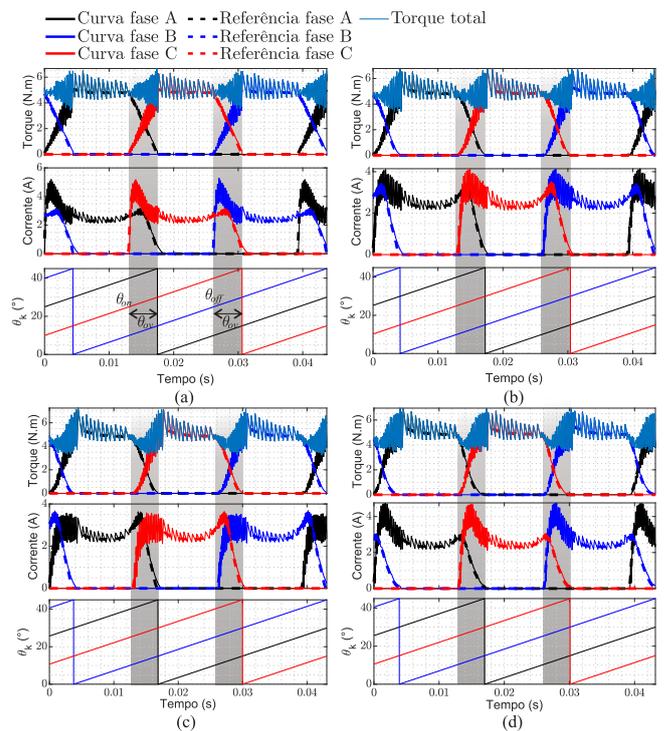


Figura 9. Desempenho dinâmico em 20 rad/s. (a) Linear. (b) Cúbica. (c) Senoidal. (d) Exponencial.

Para velocidade de 20 rad/s, independentemente da TSF utilizada, é evidente o bom rastreamento, tanto do torque quanto da corrente. Nesse nível de velocidade é possível identificar que os maiores níveis de oscilação de torque são evidentes em alta frequência. Certamente por utilizar *hard chopping* no acionamento em sobreposição.

Uma forma de mitigar esse problema é aumentar a frequência de amostragem do controlador, entretanto isso resultaria em maiores perdas no chaveamento dos conversores. Uma forma mais adequada é utilizar técnica de controle de corrente por PWM de forma a mitigar a desvantagem do regulador de histerese.

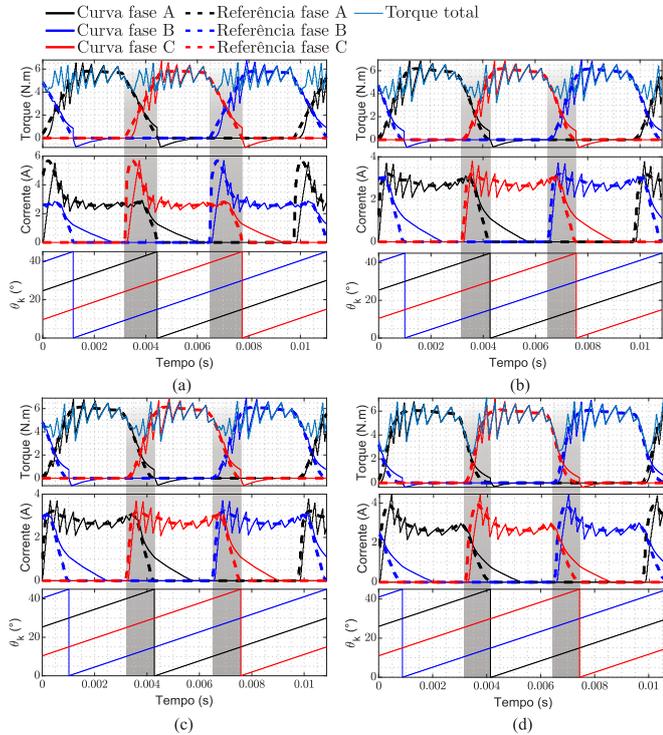


Figura 10. Desempenho dinâmico em  $100\text{ rad/s}$ . (a) Linear. (b) Cúbica. (c) Senoidal. (d) Exponencial.

No caso em que a velocidade é de  $100\text{ rad/s}$  nota-se que, especialmente nas correntes de fase, ocorre um maior erro de rastreamento no acionamento no intervalo de sobreposição. Esse fato resulta em torque negativo que, por sua vez, gera níveis maiores de oscilação de torque total. Essa característica tende a se agravar com o aumento da velocidade, pois esta reduz a taxa de variação de fluxo.

Além disso, é possível notar que, para atender o torque de carga demandado ( $5\text{ N.m}$ ), a TSF gera sinais de  $T_k^*$  com amplitude máxima próximo de  $6\text{ N.m}$  com o intuito de manter o torque médio em torno do nível especificado.

Para níveis maiores de velocidade as TSF não entregam a referência adequada para o rastreamento. Há a necessidade de utilizar TSF mais avançadas para mitigar o erro de rastreamento no intervalo de sobreposição em que a dinâmica de magnetização e desmagnetização seja considerada.

## 5. CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma análise comparativa entre TSFs analíticas quando o sistema é submetido à variação de velocidade para condições ótimas dos ângulos de acionamento. A minimização via PSO permitiu encontrar as partículas correspondentes aos ângulos de acionamento ótimos e, conseqüentemente, os níveis ótimos de oscilação de torque e corrente RMS. Não obstante, os valores dinâmicos de torque, corrente e deslocamento angular foram avaliados nas condições de velocidade mínima e máxima.

micos de torque, corrente e deslocamento angular foram avaliados nas condições de velocidade mínima e máxima.

O estudo evidencia que o método de otimização atendeu plenamente o objetivo de encontrar a melhor relação entre a oscilação de torque e os níveis de perdas. Outrossim, a utilização sistemática da simulação em Typhoon/Python permitiu a obtenção de um maior número de simulação em menor tempo quando comparado ao tempo de simulação de outros softwares.

Por fim, a análise dos resultados demonstrou que o sistema com TSF analítica possui maior erro de rastreamento para maiores velocidades, evidenciando a necessidade de utilizar métodos mais avançados que possam levar em conta a dinâmica de magnetização e desmagnetização do SRM.

## AGRADECIMENTOS

O presente trabalho foi realizado com apoio da Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior – Brasil (CAPES/PROEX) – Código de Financiamento 001.

## REFERÊNCIAS

- Bilgin, B., Jiang, J.W., and Emadi, A. (2019). *Switched reluctance motor drives: fundamentals to applications*. CRC press.
- Bostanci, E., Moallem, M., Parsapour, A., and Fahimi, B. (2017). Opportunities and challenges of switched reluctance motor drives for electric propulsion: A comparative study. *IEEE transactions on transportation electrification*, 3(1), 58–75.
- de Paula, M.V. and dos Santos Barros, T.A. (2021). A sliding mode ditc cruise control for srm with steepest descent minimum torque ripple point tracking. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 69(1), 151–159.
- Dhale, S., Nahid-Mobarakeh, B., and Emadi, A. (2021). A review of fixed switching frequency current control techniques for switched reluctance machines. *IEEE Access*, 9, 39375–39391.
- Fang, G., Scalcon, F.P., Xiao, D., Vieira, R.P., Grundling, H.A., and Emadi, A. (2021a). Advanced control of switched reluctance motors (srms): A review on current regulation, torque control and vibration suppression. *IEEE Open Journal of the Industrial Electronics Society*.
- Fang, G., Ye, J., Xiao, D., Xia, Z., and Emadi, A. (2021b). Computational-efficient model predictive torque control for switched reluctance machines with linear-model-based equivalent transformations. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*.
- Gao, H., Salmasi, F.R., and Ehsani, M. (2004). Inductance model-based sensorless control of the switched reluctance motor drive at low speed. *IEEE Transactions on power electronics*, 19(6), 1568–1573.
- Hamouda, M., Menaem, A.A., Rezk, H., Ibrahim, M.N., and Számel, L. (2020). An improved indirect instantaneous torque control strategy of switched reluctance motor drives for light electric vehicles. *Energy Reports*, 6, 709–715.
- Procópio, F. (2018). Otimização por enxames de partículas: usando uma adaptação de serendipidade.
- Scalcon, F.P., Fang, G., Vieira, R.P., Grundling, H.A., and Emadi, A. (2022a). Discrete-time super-twisting sliding

- mode current controller with fixed switching frequency for switched reluctance motors. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 37(3), 3321–3333.
- Scalcon, F.P., Vieira, R.P., and Gründling, H.A. (2022b). Pso-based fast mechanical parameters estimation of switched reluctance motor drives. *Journal of Control, Automation and Electrical Systems*, 1–8.
- Taylor, J., Valencia, D.F., Bilgin, B., Narimani, M., and Emadi, A. (2020). Comparison of current control strategies for low-and high-power switched reluctance motor drives. In *2020 IEEE Transportation Electrification Conference & Expo (ITEC)*, 198–203. IEEE.
- Vavruš, V., Radvan, R., and Rafajdus, P. (2015). A power loss calculation method of igbt srm converter. In *2015 international conference on electrical drives and power electronics (EDPE)*, 521–526. IEEE.
- Xue, X., Cheng, K.W.E., and Ho, S.L. (2009). Optimization and evaluation of torque-sharing functions for torque ripple minimization in switched reluctance motor drives. *IEEE transactions on power electronics*, 24(9), 2076–2090.
- Ye, J., Malysz, P., and Emadi, A. (2015). A fixed-switching-frequency integral sliding mode current controller for switched reluctance motor drives. *IEEE Journal of Emerging and Selected Topics in Power Electronics*, 3(2), 381–394.