

Estratégia de Controle de Torque de Máquinas de Relutância Chaveada Usando Controle Vetorial e Transformação dqx

Wellington M. Vilela, Khristian M. de Andrade Jr.,
Hugo E. Santos, Geyverson T. de Paula

*Escola de Engenharia Elétrica, Mecânica e de Computação,
Universidade Federal de Goiás, GO, 74605-010 BR (e-mails:
wmisaelvilela@gmail.com, khristianjr11@gmail.com,
hes.ufgee@gmail.com, geyverson@gmail.com).*

Abstract: The equations of switched reluctance machines in dq0 reference frame are complex. This fact makes torque control of switched reluctance machines using Field Oriented Control an arduous process. Over the decades, mathematical models using flux-linkage and inductance as state variables and the Direct Torque Control method have been developed to work around the complexity issues mentioned. In this paper, a simple torque control strategy of switched reluctance machines using Field Oriented Control is proposed. The method presented herein uses dqx transformation, which is a generalisation of Park transform, and the derivative of inductance as main variable. Simulation results showed that torque ripple decreased 11 times and torque ripple factor decreased 13 times compared with traditional switched control. Moreover, using the strategy introduced in this paper, flux weakening and flux enhancement becomes straightforward, increasing the flexibility of operation of this type of machine. The mathematical formulation as well as the theoretical and simulation results for a 6/4 switched reluctance machine are discussed. Simulation results for flux weakening and flux enhancement are presented as well.

Resumo: As equações das máquinas de relutância chaveada nos eixos de referência dq0 são complexas. Esse fato faz com que o controle de torque de máquinas de relutância chaveada usando Controle Vetorial seja um processo árduo. Ao longo das décadas, modelos matemáticos usando fluxo concatenado e indutância como variáveis de estado e o método de Controle Direto de Torque foram desenvolvidos para contornar os problemas de complexidade mencionados. Neste artigo, propõe-se uma estratégia simples de controle de torque de máquinas de relutância chaveada usando Controle Vetorial. O método aqui apresentado utiliza a transformação dqx, que é uma generalização da transformada de Park, e a derivada da indutância como variável principal. Os resultados de simulação mostraram que a oscilação do torque diminuiu 11 vezes e o fator de oscilação do torque diminuiu 13 vezes em comparação com o controle chaveado tradicional. Além disso, usando a estratégia proposta neste trabalho, o enfraquecimento e enriquecimento de campo se tornam simples e diretos, aumentando a flexibilidade de operação desse tipo de máquina. A formulação matemática, bem como os resultados teóricos e de simulação para uma máquina de relutância chaveada 6/4 são discutidos. Também são apresentados resultados de simulação para enfraquecimento e enriquecimento de campo.

Keywords: Switched Reluctance Machines; Torque Control Strategy; dqx Transformation; Torque Ripple Minimization; Field Oriented Control.

Palavras-chaves: Máquinas de Relutância Chaveada; Estratégia de Controle de Torque; Transformação dqx; Minimização de oscilações de Torque; Controle Vetorial.

1. INTRODUÇÃO

As máquinas de relutância chaveada são de simples construção, usam menos enrolamentos que outros tipos de máquina e não necessitam de materiais raros (como é o caso de motores de ímã permanente). O fato de tais máquinas

* Este artigo contou com o apoio da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Goiás (FAPEG), em acordo com a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001, e com o Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

não utilizarem ímãs permanentes constitui uma vantagem, pois apresentam grande potencial de aplicação em veículos elétricos (Yang et al. (2015), Öksüztepe (2017), Chen et al. (2018)), como possíveis substitutos aos motores de ímã permanente, principalmente para a implementação e expansão do uso desse tipo de veículo em países subdesenvolvidos e em desenvolvimento, apresentando uma redução considerável nos custos de fabricação e comercialização.

No entanto, quando comparadas às máquinas de ímã permanente, as máquinas de relutância chaveada apresentam

característica de magnetização não linear e variação de indutância não senoidal, fazendo com que a modelagem matemática no sistema dq0 seja complexa. Além disso, o torque dessas máquinas contém uma ondulação notável quando acionado no modo chaveado (tradicional).

O equacionamento matemático intrincado nos eixos de referência dq0 é devido ao fato de que, ao se aplicar a transformação de Park (Park (1929)) nas equações da máquina de relutância chaveada, não se simplifica o acoplamento das variáveis entre os eixos d , q e 0 , não se remove a dependência de parâmetros, como indutância e fluxo concatenado, da posição rotórica e as componentes no eixo zero não se anulam na equação de torque (Kish (1989), Sudhoff (1993), Essah and Sudhoff (2003)). Dessa forma, não se obtém uma das vantagens práticas da transformação de Park, que é simplificar as equações.

A simplificação da modelagem matemática é de particular interesse quando se deseja desenvolver sistemas de controle para a máquina baseados em Controle Vetorial (Blaschke (1972)), uma vez que a estratégia de controle parte de tais equações. Vários trabalhos têm discutido simplificações para o modelo dq0 da máquina de relutância chaveada e dos métodos de controle, destacando-se as tentativas mais recentes e modernas, Nakao and Akatsu (2016), Nakao and Akatsu (2017), sem no entanto conseguirem suprimir as componentes no eixo zero e o acoplamento entre os demais eixos. Krishnan (2001) cita, dentre outros trabalhos, Ilic-Spong et al. (1987) e Husain and Ehsani (1996). Estes trazem modelos analíticos bastante simples para máquinas de relutância chaveada que utilizam como variáveis de estado o fluxo concatenado e a indutância no referencial abc . Tais modelos apresentam soluções eficazes para minimização das oscilações de torque, contudo, não possibilitam, de maneira fácil e viável, o enriquecimento e enfraquecimento de campo nesse tipo de máquina.

Monteiro (2002) apresenta uma generalização da transformação de Park, chamada transformação estendida de Park, ou simplesmente, transformação dqx. Ela foi desenvolvida para motores de ímãs permanentes na superfície do rotor e pode ser usada tanto em máquinas de fluxo e força contra eletromotriz senoidais como máquinas com fluxo e força contra eletromotriz não senoidais. Por meio dela, há a devida separação dos campos eletromagnéticos e a orientação correta dos eixos direto (d) e de quadratura (q) baseados ou no fluxo ou na força contra eletromotriz devido aos ímãs do rotor, trazendo grande vantagem na operação da máquina, facilitando inclusive, as operações de enriquecimento ou enfraquecimento de campo. No entanto, não há relatos na literatura sobre o emprego desta transformação, seja na modelagem ou no controle de máquinas de relutância chaveada, cabendo, portanto, uma investigação detalhada tanto sobre a sua aplicabilidade quanto as possíveis adaptações necessárias principalmente relacionadas à inclusão das variáveis de eixo 0.

Dessa forma, diferentemente dos modelos analíticos desenvolvidos até o momento, que se baseiam ou no fluxo concatenado como variável de estado ou na transformação de Park, este trabalho inova ao apresentar uma estratégia de controle de redução de oscilações no torque que emprega, como variável principal, a derivada da indutância de fase e a transformação dqx. Usando essa estratégia, o

torque passa a ser menos oscilante, assim como em Ilic-Spong et al. (1987) e Husain and Ehsani (1996), além de ser possível enriquecer ou enfraquecer o campo facilmente, assim como em qualquer outra abordagem de controle vetorial. A formulação matemática e os resultados teóricos são discutidos, bem como os resultados de uma simulação no ambiente Simulink do Matlab.

2. MÉTODO PROPOSTO

A seguir, na primeira subseção, a formulação matemática, a fundamentação teórica e a transformação dqx são apresentadas. Discorre-se sobre os passos necessários para implementar a estratégia. Na segunda subseção, os resultados dos cálculos analíticos são mostrados, bem como a forma de onda que as correntes de fase devem seguir para garantir torque eletromagnético com poucas oscilações.

2.1 Descrição da estratégia de controle

Segundo Krishnan (2001), o torque eletromagnético $T_{e_{abc}}$ de uma máquina de relutância chaveada, no eixo de referência abc , é representado matricialmente por (1).

$$T_{e_{abc}} = \frac{1}{2} \cdot \mathbf{i}^T \cdot \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} \cdot \mathbf{i} \quad (1)$$

Em que \mathbf{L} é a matriz de indutâncias, θ é a posição do rotor e \mathbf{i} é a matriz de correntes de fase no referencial abc . Neste trabalho, despreza-se o efeito das indutâncias mútuas e considera-se uma máquina trifásica. Assim, \mathbf{i}^T e $\frac{d\mathbf{L}}{d\theta}$ serão dados por (2).

$$\mathbf{i}^T = [i_a \ i_b \ i_c]; \quad \frac{d\mathbf{L}}{d\theta} = \begin{bmatrix} \frac{dL_a}{d\theta} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{dL_b}{d\theta} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{dL_c}{d\theta} \end{bmatrix} \quad (2)$$

Com o objetivo de simplificar os cálculos, utiliza-se neste trabalho o artifício matemático dado em (3).

$$i' = \frac{1}{2} \cdot i^2 \quad (3)$$

Em (3), a variável i representa cada uma das correntes de fase da máquina. Assim, substituindo-se (3) em (1), pode-se reescrever (1) como (4).

$$T_{e_{abc}} = \left[\frac{dL_a}{d\theta} \ \frac{dL_b}{d\theta} \ \frac{dL_c}{d\theta} \right] \cdot [i'a \ i'b \ i'c]^T \quad (4)$$

Reescrevendo dessa forma, observa-se uma semelhança entre (4) e a equação de uma máquina de ímãs permanentes na superfície do rotor, em que o torque eletromagnético desenvolvido por cada fase é proporcional à corrente da fase multiplicada pela força contra eletromotriz. Portanto, segundo (4), nota-se que o torque é proporcional à corrente equivalente de cada fase ($i'a$, $i'b$, $i'c$) multiplicado pela variação da indutância de cada fase ($dL_a/d\theta$, $dL_b/d\theta$ e $dL_c/d\theta$) que exercem papel semelhante à força contra eletromotriz na máquina de ímãs permanentes.

A expressão dada em (4), que representa o torque no referencial abc é equivalente, no referencial dqx , à (5).

$$T_{e_{dqx}} = (\mathbf{T}d\mathbf{q}\mathbf{x}^{-1} \cdot \frac{d\mathbf{L}d\mathbf{q}\mathbf{x}}{d\theta}) \cdot (\mathbf{T}d\mathbf{q}\mathbf{x}^{-1} \cdot \mathbf{id}\mathbf{q}\mathbf{x})^T \quad (5)$$

Em que $\mathbf{T}d\mathbf{q}\mathbf{x}$ é a transformação dqx, $d\mathbf{L}d\mathbf{q}\mathbf{x}/d\theta$ e $\mathbf{id}\mathbf{q}\mathbf{x}$ são respectivamente o vetor derivada de indutância e o vetor de correntes no referencial dqx . Como $(\mathbf{T}d\mathbf{q}\mathbf{x}^{-1})^T = \mathbf{T}d\mathbf{q}\mathbf{x}$ (Monteiro (2002)), (5) se reduz a (6).

$$T_{e_{dqx}} = \left[\frac{dL_{dx}}{d\theta} \ \frac{dL_{qx}}{d\theta} \ \frac{dL_0}{d\theta} \right] \cdot [i_{dx} \ i_{qx} \ i_0]^T \quad (6)$$

A equação (6) é a equação de torque da máquina de relutância chaveada no referencial dqx . A equação do torque desta máquina no referencial dqx segue de forma semelhante a expressão do torque de uma máquina de ímãs permanentes no referencial dqx , no entanto, apresentando componente de eixo 0. A transformação dqx é obtida aplicando-se primeiramente a transformação de Clarke com invariância de potência (Duesterhoeft et al. (1951)), encontrando sua equivalente no referencial $\alpha\beta 0$ e em seguida multiplicando-se por (7).

$$T_{dqx} = \frac{1}{ax} \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta x) & \sin(\theta x) & 0 \\ -\sin(\theta x) & \cos(\theta x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (7)$$

A equação (7) é a transformação dqx , em que ax é um fator de escala e θx , o ângulo de rotação, dados respectivamente por (8) e (9).

$$ax = \sqrt{\frac{3}{2}} \cdot \frac{1}{\sqrt{(dL\alpha)^2 + (dL\beta)^2}} \quad (8)$$

$$\theta x = \arctan \frac{-dL\alpha}{dL\beta} \quad (9)$$

Os termos $dL\alpha$ e $dL\beta$ nas equações (8) e (9) são as componentes α e β das derivadas de indutância da equação do torque no referencial de Clarke. A aplicabilidade da transformação dqx em máquinas de relutância chaveada se justifica pela anulação da componente de eixo direto (dx), proporcionando a redução das variáveis a serem utilizadas no controle para apenas as variáveis dos eixos q e 0 .

Uma característica intrínseca e importante da transformação dqx é o fato da componente de eixo direto ($dLdx$) ser sempre nula, uma vez que $dLa/d\theta$ está alinhada com o eixo direto (Monteiro et al. (2012)). Isso mostra que o eixo dx é utilizado apenas para enriquecimento ou fortalecimento de campo, não afetando o torque produzido diretamente. Consequentemente, a equação do torque descrita por (6) depende apenas dos eixos de quadratura e zero, se transformando em (10).

$$Te_{dqx} = iqx \cdot dLqx + i0 \cdot dL0 \quad (10)$$

Com o intuito de garantir que as oscilações do torque eletromagnético sejam minimizadas, é feita a proporção das correntes em seus respectivos eixos com base na proporção direta do vetor derivada de indutância deste eixo e a proporção inversa da soma dos quadrados dos vetores derivadas de indutância do eixo de quadratura e do eixo zero. Assim, as correntes compensam as variações das derivadas de indutância, mantendo a forma de onda do torque o mais constante possível.

As expressões (11) e (12) descrevem essa proporcionalidade, (Kqp , $K0p$ ou Kqn e $K0n$), ao passo que as expressões (13)-(16) descrevem a aplicação das proporcionalidades descritas em (11) e (12) na construção das correntes de referência de eixo de quadratura e de eixo zero.

$$Kqp = \frac{dLQP}{dLQP^2 + dL0P^2} \cdot \frac{1}{ax^2} \quad (11)$$

$$K0p = \frac{dL0P}{dLQP^2 + dL0P^2} \cdot \frac{1}{ax^2}$$

$$Kqn = \frac{dLQN}{dLQN^2 + dL0N^2} \cdot \frac{1}{ax^2} \quad (12)$$

$$K0n = \frac{dL0N}{dLQN^2 + dL0N^2} \cdot \frac{1}{ax^2}$$

$$iqx^* = Kqp \times T^* \quad (13)$$

$$i0^* = K0p \times T^* \quad (14)$$

$$iqx^* = Kqn \times |T^*| \quad (15)$$

$$i0^* = K0n \times |T^*| \quad (16)$$

Na equação (11), $dLQP$ e $dL0P$ são as derivadas de indutância no referencial dqx , calculadas aplicando-se a transformação dqx na parte positiva das indutâncias $dLA/d\theta$, $dLB/d\theta$ e $dLC/d\theta$, ou seja, nos vetores $dLAP$, $dLBP$ e $dLCP$. De forma semelhante, $dLQN$ e $dL0N$ na equação (12) são as derivadas de indutância no referencial dqx , calculadas aplicando-se a transformação dqx na parte negativa das indutâncias $dLA/d\theta$, $dLB/d\theta$ e $dLC/d\theta$, ou seja, nos vetores $dLAN$, $dLBN$ e $dLCN$. Nas equações (13)-(16), T^* é o torque de referência, iqx^* e $i0^*$ são respectivamente as correntes iqx e $i0$ de referência. Os vetores que correspondem à parte positiva das indutâncias de fase, isto é, $dLAP$, $dLBP$ e $dLCP$, são preenchidos com valores nulos quando para uma determinada posição do rotor (θ) a derivada for negativa; já os vetores que correspondem à parte negativa das indutâncias de fase, i.e., $dLAN$, $dLBN$ e $dLCN$, são preenchidos com valores nulos quando para uma determinada posição do rotor (θ) a derivada for positiva.

Segundo a modelagem proposta no presente trabalho, o torque não depende do sentido real da corrente de fase (ia , ib e ic) pois sua equivalente é proporcional ao quadrado do valor das reais. Desse modo, o sentido do torque é ditado pela derivada da indutância e não da corrente real, o que justifica a separação da derivada da indutância em parte positiva e parte negativa a fim de se estabelecer uma estratégia de controle de torque e sentido de rotação da máquina com base nessas derivadas.

A decisão pela utilização de Kqp e $K0p$ ou Kqn e $K0n$ é feita pela análise do sinal do torque de referência T^* . Se o torque de referência for positivo, utiliza-se Kqp e $K0p$, caso contrário, Kqn e $K0n$.

Calculadas as correntes de referência de eixo de quadratura e de eixo zero, basta agora aplicar a transformação dqx inversa (17), seguida da transformação de Clarke inversa com invariância de potência para se obter as correntes equivalentes de cada fase, ou seja, $i'a^*$, $i'b^*$ e $i'c^*$.

$$T_{dqx}^{-1} = ax \cdot \begin{bmatrix} \cos(\theta x) & -\sin(\theta x) & 0 \\ \sin(\theta x) & \cos(\theta x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (17)$$

Obtidas as correntes equivalentes de cada fase, aplica-se (18) para se obter as correntes reais de cada fase, isto é, ia^* , ib^* e ic^* .

$$i = |\sqrt{2} \cdot |i'|} \quad (18)$$

Por fim, compara-se os valores de ia^* , ib^* e ic^* , o sinal do torque de referência e a derivada das indutâncias de fase. Por exemplo, se o torque de referência é positivo mas a derivada da indutância da fase A é negativa, o valor da corrente da fase A (ia^*) deve ser zerado. Por outro lado, se o torque de referência é positivo e a derivada da indutância da fase A é negativa, o valor da corrente da fase A (ia^*) deve ser mantido. O mesmo deve ser feito para todas as fases. Garante-se assim que a estratégia de controle funcione corretamente tendo em vista o tipo de conversor empregado (meia-ponte) e a formulação original do torque para a máquina de relutância chaveada que não depende do sentido da corrente e sim da derivada da indutância.

A estratégia de controle proposta é resumida por meio dos seguintes passos:

- (1) A partir das indutâncias de fase LA , LB e LC , calcular as respectivas derivadas de indutância dLA , dLB , dLC ;
- (2) Separar dLA , dLB e dLC em suas partes positiva ($dLAP$, $dLBP$, $dLCP$) e negativa ($dLAN$, $dLBN$, $dLCN$);
- (3) Aplicar a transformação dqx em $dLAP$, $dLBP$ e $dLCP$, gerando suas correspondentes nos eixos dqx : $dLQP$, $dL0P$ e $dLDP$. Fazer o mesmo para $dLAN$, $dLBN$ e $dLCN$, gerando $dLQN$, $dL0N$ e $dLDN$;
- (4) Calcular os fatores de proporção Kqp , $K0p$, Kqn , $K0n$ de acordo com (11), (12);
- (5) Observar o sinal de torque de referência T^* . Se for positivo, calcular as correntes iqx e $i0$ de referência, iqx^* e $i0^*$, usando (13), (14). Se for negativo, usar (15), (16). A corrente idx de referência idx^* é sempre zero, caso não se deseje a operação de enriquecimento ou enfraquecimento de campo.
- (6) Aplicar a transformação dqx inversa em iqx^* , $i0^*$ e idx^* , obtendo as correntes $i'a^*$, $i'b^*$ e $i'c^*$;
- (7) Obter as correntes de referência no eixo abc , ia^* , ib^* e ic^* por meio de (18).

O diagrama mostrado na Figura 1 ilustra os passos discutidos.

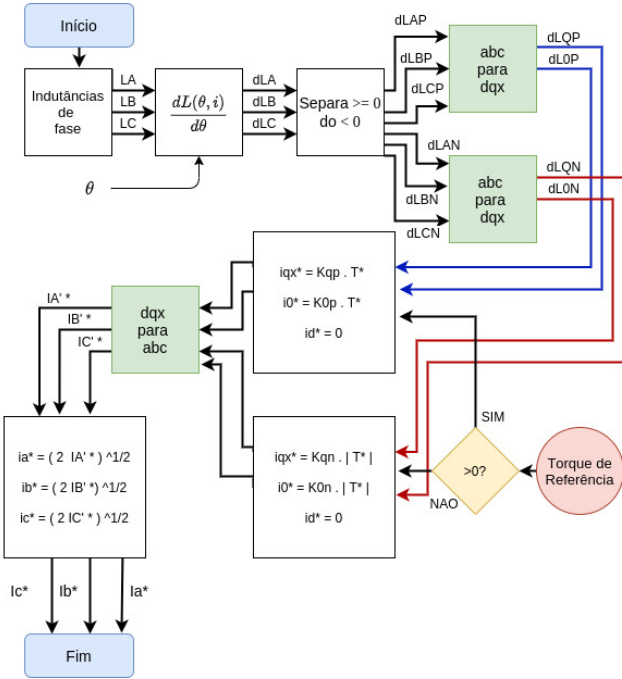


Figura 1. Estratégia de controle proposta.

2.2 Resultados teóricos

Para verificação da validade do método proposto, as curvas de indutância LA , LB e LC foram obtidas por meio de simulação em elementos finitos baseada em uma máquina de relutância chaveada 6/4. A indutância da fase A e sua respectiva derivada estão dispostas na Figura 2. Usando essas curvas de indutância, as correntes de referência, ia^* , ib^* e ic^* foram calculadas usando a estratégia exibida

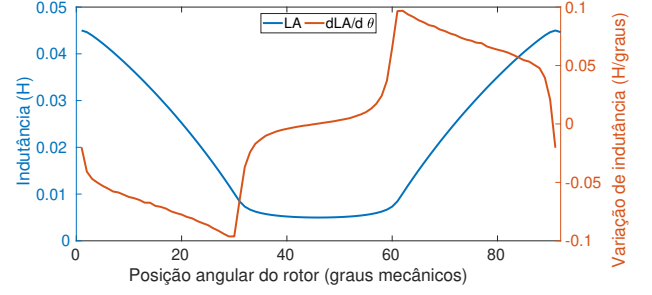


Figura 2. Curva de indutância por fase LA (em azul) e sua respectiva derivada $dLA/d\theta$ (em vermelho) utilizada nos cálculos.

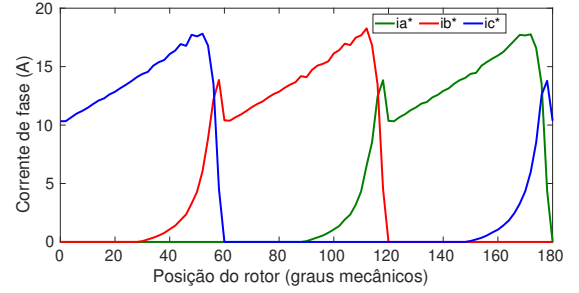


Figura 3. Formas de onda das correntes de fase de referência, ia^* em verde, ib^* em vermelho e ic^* em azul. Desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo.

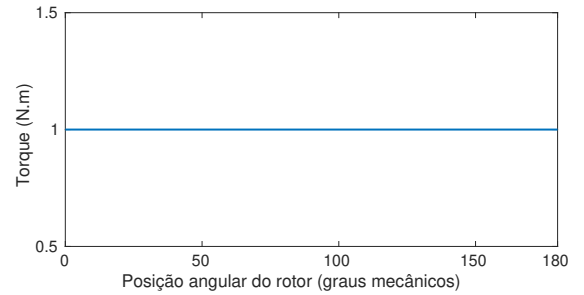


Figura 4. Torque eletromagnético calculado utilizando as correntes de referência obtidas da estratégia proposta. Desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo.

na Figura 1. Em seguida, usando tais correntes obtidas da estratégia, o torque eletromagnético de referência foi determinado usando (1). Todos os cálculos foram efetuados por meio da ferramenta computacional Matlab.

As formas de onda das correntes de referência ia^* , ib^* e ic^* podem ser vistas na Figura 3. O torque de referência calculado está exposto na Figura 4.

Do exposto na Figura 4, nota-se que consegue-se obter um torque de saída constante de uma máquina de relutância chaveada se as correntes de fase tiverem a forma de onda da Figura 3.

3. RESULTADOS E DISCUSSÃO

Utilizando o ambiente Simulink do Matlab, um modelo de máquina de relutância chaveada operando como mo-

tor foi simulado empregando as derivadas de indutância cuja fase *A* está representada na Figura 2. Os parâmetros da máquina utilizados nas simulações estão dispostos na Tabela 1. É importante mencionar que para os resultados apresentados neste trabalho, foi desprezada a saturação da máquina, portanto a forma de onda da indutância e de sua derivada não são afetadas pelo carregamento eletromagnético da máquina. Ressalta-se ainda que, essa consideração não afeta o desempenho do controle e para considerar a saturação, basta a utilização de uma tabela recursiva (*look-up table*) com as formas de onda da indutância e de sua derivada para várias condições de carregamento da máquina. Os efeitos de enriquecimento ou enfraquecimento de campo bem como os de variação da velocidade de referência da máquina também foram estudados.

Tabela 1. Parâmetros da máquina utilizados nas simulações.

Número de pólos no estator	6
Número de pólos no rotor	4
Momento de inércia J ($Kg \cdot m^2$)	$4,2 \times 10^{-3}$
Coefficiente de atrito viscoso B ($N \cdot m/s$)	$3,032 \times 10^{-5}$
Resistência por fase R (Ω/m)	0,33
Tensão de alimentação inversor $V_{DCC}(V)$	35

Com o intuito de comparação do desempenho, primeiramente observou-se o comportamento dessa máquina com o controlador tradicional, chaveado. A seguir, o método de controle proposto foi implementado.

O método de controle de corrente por histerese foi utilizado para gerar os pulsos de chaveamento que irão acionar o inversor. As correntes de referência ia^* , ib^* e ic^* provenientes da estratégia de controle descrita na Figura 1 são comparadas com as correntes de fase, como pode ser visto na Figura 5.

Inicialmente a máquina parte sem carga e logo após atingir o regime permanente, um torque de carga, representado por meio de um degrau de amplitude unitária, foi adicionado. Para uma velocidade de $30rad/s$ (valor de referência do sinal de velocidade usado na simulação), o atrito viscoso é de aproximadamente $0,2N \cdot m$. Na simulação com controle, utilizou-se um sinal de velocidade de referência w^* . O sinal de torque de referência foi obtido por meio de um controlador proporcional integral (*PI*) do sinal de erro entre a velocidade de referência e a velocidade medida da máquina. Os valores da banda de histerese, da frequência de chaveamento do PWM, dos ganhos proporcional Kp e integral Ki utilizados no controlador *PI* e da velocidade de referência estão expostos na Tabela 2.

Tabela 2. Dados dos controladores utilizados nas simulações.

Banda de histerese H	2×10^{-4}
frequência do PWM (Hz)	10000
Kp	3.5
Ki	5.3235
velocidade de referência $w^*(rad/s)$	30

As correntes de fase, o torque de saída da máquina e a velocidade para operação com o controle tradicional chaveado estão dispostos nas Figuras 6, 7 e 8. As mesmas curvas para operação com o controle proposto estão nas Figuras 9, 10 e 11. Uma ampliação do torque da Figura

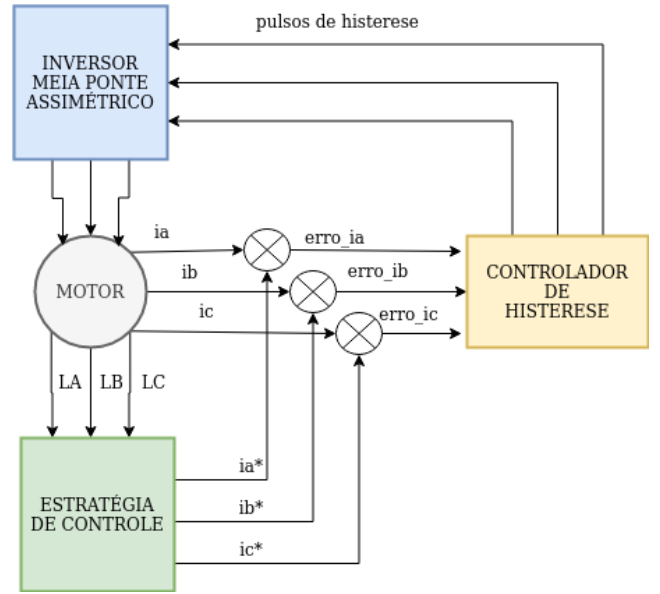


Figura 5. Correção da forma de onda das correntes de fase através do controle de corrente por histerese.

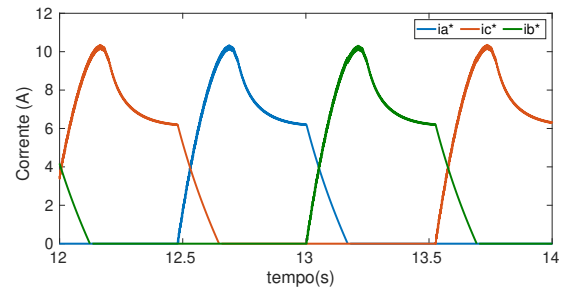


Figura 6. Correntes de fase simuladas para operação com o controlador tradicional, chaveado, ia^* em azul, ib^* em verde e ic^* em vermelho. Desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo.

10 está mostrada na Figura 12. A comparação entre a forma de onda da corrente teórica projetada e da corrente simulada está na Figura 13. Nas Figuras (6)-(14), desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo, ou seja, $idx = 0$. Nas Figuras (15) e (17), observa-se as curvas de corrente e torque com enriquecimento de campo ($idx = +0,25 \cdot iqx$). Nas Figuras (16) e (18), nota-se as curvas de corrente e torque com enfraquecimento de campo ($idx = -0,25 \cdot iqx$). Nas Figuras (19) e (20), exibe-se uma simulação de variação da velocidade de referência w^* e as respectivas variações de torque eletromagnético.

Da Figura 13, percebe-se que a corrente de fase que se consegue alcançar na prática não segue fielmente o formato de onda da corrente teórica projetada. Isso acontece porque, na operação da máquina real, a energia armazenada nas indutâncias de fase é descarregada pelos diodos de roda livre do conversor meia-ponte, provocando um prolongamento do tempo de declínio da corrente. Por causa disso, como pode ser visto na Figura 9, quando uma fase entra em operação, a anterior ainda está operando. Isso acarreta as pequenas oscilações no torque da Figura 10, que refletem na curva de velocidade. Por sua vez, a variação

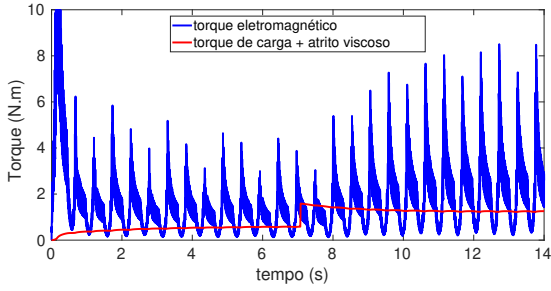


Figura 7. Torque de saída simulado para operação com o controlador tradicional, chaveado (em azul) e torque de carga (em vermelho). Desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo.

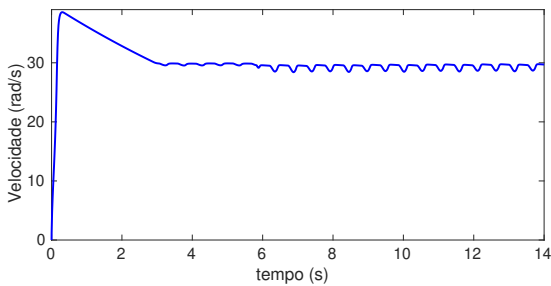


Figura 8. Velocidade simulada para operação com o controlador tradicional, chaveado. Desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo.

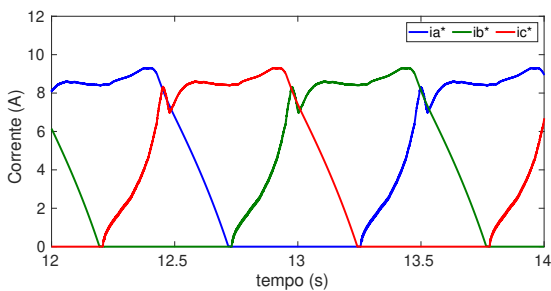


Figura 9. Correntes de fase simuladas para operação com o método de controle proposto, ia^* em azul, ib^* em verde e ic^* em vermelho. Desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo.

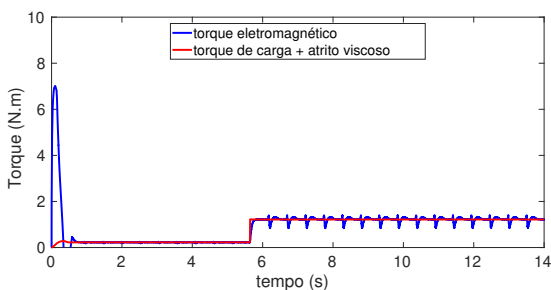


Figura 10. Torque de saída simulado para operação com o método de controle proposto (em azul) e torque de carga acrescido do atrito viscoso (em vermelho). Desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo.

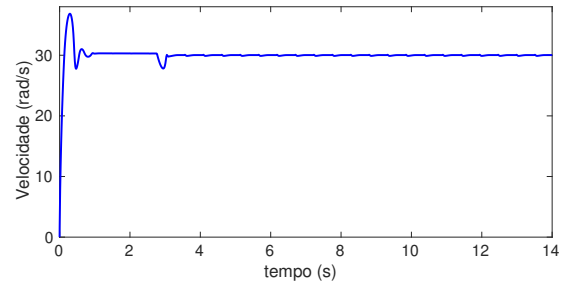


Figura 11. Velocidade simulada para operação com o método de controle proposto. Desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo.

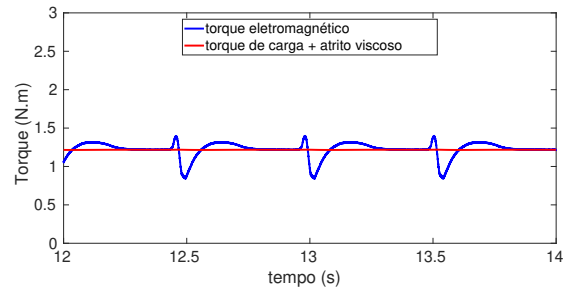


Figura 12. Ampliação do torque da máquina operando com o controle proposto (em azul) e torque de carga acrescido do atrito viscoso (em vermelho). Desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo.

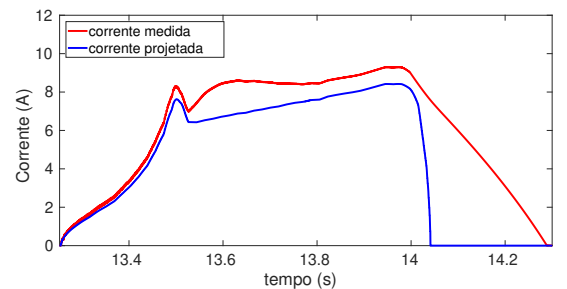


Figura 13. Comparação entre as formas de onda da corrente teórica projetada (em azul) e a corrente prática obtida na simulação (em vermelho). Desconsidera-se enriquecimento / enfraquecimento de campo.

de velocidade faz o controle de torque atuar, demandando mais corrente na fase para compensar o efeito do torque negativo devido à circulação de corrente no diodo de roda livre da fase anterior. Esse efeito pode ser observado na Figura 14, em que pode-se notar que as oscilações no torque estão sincronizadas com o pico de condução das correntes.

Nas Figuras (15)-(18), considera-se as mesmas curvas de velocidade e torque de carga. Observa-se que o torque de saída da máquina usando o controle proposto não se altera, mesmo havendo enriquecimento ou enfraquecimento de campo.

Nas Figuras (19)-(20), varia-se a velocidade de referência w^* de $20rad/s$ para $30rad/s$ e $40rad/s$ nos instantes 4s e 8s respectivamente nas mesmas condições de torque de carga e atrito viscoso anteriores. Nota-se que o controle

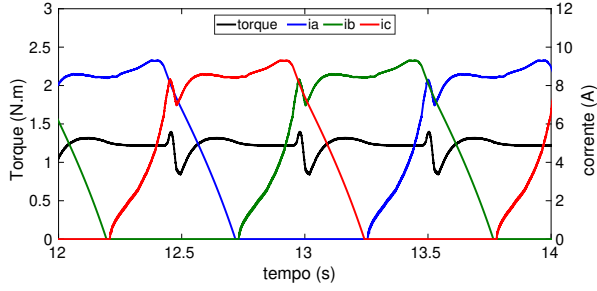


Figura 14. Destaque das formas de onda de corrente com relação ao torque eletromagnético, na qual percebe-se que as oscilações do torque estão sincronizadas com os picos de corrente. Desconsidera-se enriquecimento/enfraquecimento de campo.

proposto igualmente minimiza as oscilações do torque eletromagnético nas novas faixas de velocidade.

Compara-se, na Tabela 3, o valor eficaz da corrente, o *ripple* de torque e o fator de *ripple* de torque para as simulações com controle tradicional chaveado e com o controle proposto. As equações utilizadas para o cálculo dos valores de *ripple* de torque e fator de *ripple* são (19) e (20), respectivamente.

$$T_{ripple} = \left(\frac{T_{max} - T_{min}}{T_{medio}} \right) \times 100\% \quad (19)$$

$$F_{ripple} = \frac{T_{ac}(rms)}{T_{medio}} \quad (20)$$

Em (19), T_{max} e T_{min} são os valores máximo e mínimo da amplitude do torque em um período de onda. $T_{ac}(rms)$ em (20) é o valor eficaz das oscilações de torque, obtido por meio da subtração do valor médio do torque do torque total e logo após, calculando seu valor eficaz. T_{medio} em (19) e (20) é o valor médio do torque.

Da Tabela 3, nota-se que o *ripple* e o fator de *ripple* do torque tiveram uma redução significativa: o *ripple* de torque se tornou 11 vezes menor e o fator de *ripple*, 13 vezes menor. Isso mostra que o método proposto é eficaz e atenua efetivamente as oscilações no torque de saída da máquina. Observa-se também que, com o controle proposto, o valor da corrente eficaz diminuiu, fazendo as perdas Joule se reduzirem em 16,43%, aumentando consideravelmente a eficiência da máquina.

Tabela 3. Características das formas de onda de corrente e torque para os dois tipos de controle simulados.

Controle	Tradicional (Chaveado)	Proposto
Corrente (RMS) (A)	4,6961	4,2930
<i>Ripple</i> de Torque (N.m)	505,26%	44,75%
Fator de <i>Ripple</i> de Torque	1,2147	0,0893
Torque máximo (N.m)	8,779	1,395
Torque mínimo (N.m)	0,2829	0,8463
Torque médio (N.m)	1,6815	1,2262
Torque eficaz (N.m)	2,0747	1,2295

4. CONCLUSÃO

Como pode ser observado, o controle vetorial proposto se baseia em um equacionamento mais simples do que os apresentados em Kish (1989), Essah and Sudhoff (2003).

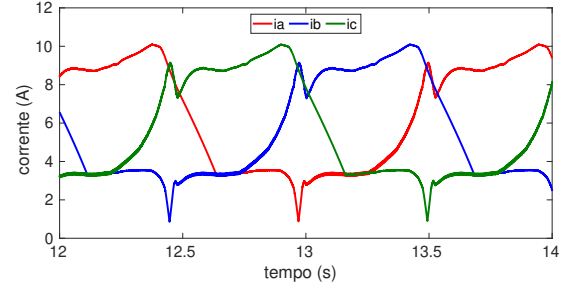


Figura 15. Correntes de fase simuladas para operação com o controlador proposto. Considera-se enriquecimento de campo ($idx = +0,25 \cdot iqx$).

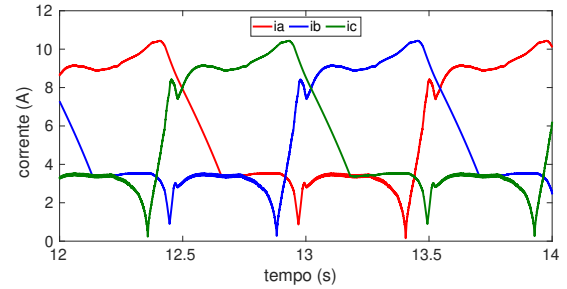


Figura 16. Correntes de fase simuladas para operação com o controlador proposto. Considera-se enfraquecimento de campo ($idx = -0,25 \cdot iqx$).

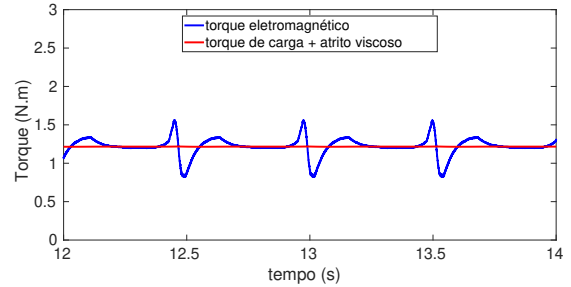


Figura 17. Torque de saída simulado para operação com o controlador proposto e torque de carga acrescido do atrito viscoso. Considera-se enriquecimento de campo ($idx = +0,25 \cdot iqx$).

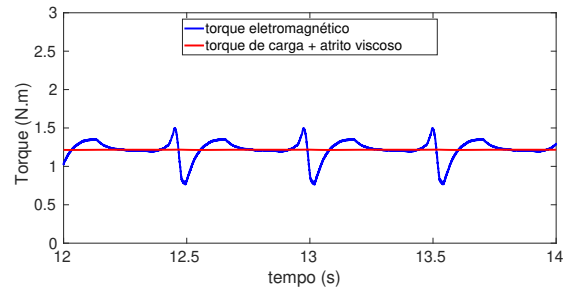


Figura 18. Torque de saída simulado para operação com o controlador proposto e torque de carga acrescido do atrito viscoso. Considera-se enfraquecimento de campo ($idx = -0,25 \cdot iqx$).

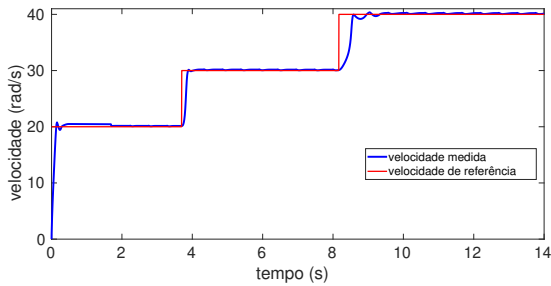


Figura 19. Simulação de variação da velocidade de referência w^* , velocidade medida (em azul) e sinal de velocidade de referência (em vermelho).

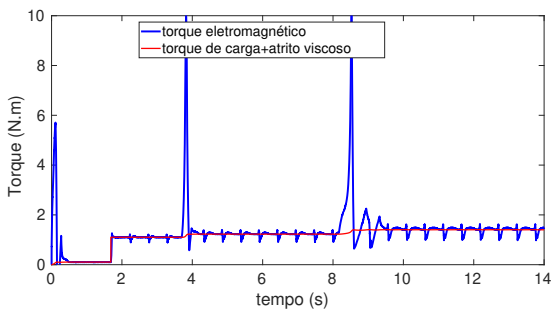


Figura 20. Torque de saída simulado para variação da velocidade de referência (em azul) e torque de carga acrescido do atrito viscoso (em vermelho).

As tabelas recursivas das curvas características de torque e fluxo concatenado, comuns em métodos de Controle Direto de Torque, se tornam desnecessárias. O método apresentado é genérico, por servir tanto para a operação como motor quanto gerador, bastando apenas determinar se será considerada a parte positiva ou negativa da indutância. Por meio do controlador apresentado, consegue-se reduzir as oscilações no torque e atenuar o fator de *ripple* de torque, comprovando a eficácia do método. Utilizando o controle proposto, consegue-se enriquecer ou enfraquecer o campo de forma bastante simples. Superando, portanto, as limitações presentes no controle tradicional chaveado e nas funções de distribuição de torque propostas por Ilic-Spong et al. (1987) e Husain and Ehsani (1996). Esse fato abre a possibilidade de uma flexibilização maior na operação e nas aplicações das máquinas de relutância chaveada.

Em trabalhos futuros, serão considerados dados experimentais e também o efeito das indutâncias mútuas.

AGRADECIMENTOS

Este artigo contou com o apoio da Fundação de Amparo à Pesquisa do Estado de Goiás (FAPEG), em acordo com a Coordenação de Aperfeiçoamento de Pessoal de Nível Superior - Brasil (CAPES) - Código de Financiamento 001, e com o Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico (CNPq).

REFERÊNCIAS

Blaschke, F. (1972). The principles of field orientation as applied to the new transvektor closed-loop control

system for rotating field machines. *Siemens Review*, 217–220.

Chen, H., Yan, W., Gu, J.J., and Sun, M. (2018). Multiobjective optimization design of a switched reluctance motor for low-speed electric vehicles with a taguchi-cso algorithm. *IEEE/ASME Transactions on Mechatronics*, 23(4), 1762–1774.

Duesterhoeft, W.C., Schulz, M.W., and Clarke, E. (1951). Determination of instantaneous currents and voltages by means of alpha, beta, and zero components. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 70(2), 1248–1255.

Essah, D.N. and Sudhoff, S.D. (2003). An improved analytical model for the switched reluctance motor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 18(3), 349–356.

Husain, I. and Ehsani, M. (1996). Torque ripple minimization in switched reluctance motor drives by pwm current control. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 11(1), 83–88.

Ilic-Spong, M., Miller, T.J.E., Macminn, S.R., and Thorp, J.S. (1987). Instantaneous torque control of electric motor drives. *IEEE Transactions on Power Electronics*, PE-2(1), 55–61.

Kish, D.J. (1989). *The DQ Analysis of a Variable Reluctance Stepper Motor*. Master's thesis, Purdue University, Indiana, U.S.

Krishnan, R. (2001). *Switched reluctance motor drives: modeling, simulation, analysis, design, and applications*. CRC Press, Boca Raton, Florida.

Monteiro, J.R.B.A. (2002). *Transformação DQ não senoidal para máquinas síncronas com ímã permanente no rotor*. Ph.D. thesis, Universidade de São Paulo, São Carlos.

Monteiro, J.R.B.A., Oliveira, A.A., Aguiar, J.M.L., and Sanagiotti, E.R. (2012). Electromagnetic torque ripple and copper losses reduction in permanent magnet synchronous machines. *European Transactions on Electrical Power*, 22, 627–644.

Nakao, N. and Akatsu, K. (2016). Vector control specialized for switched reluctance motor drives. *Electrical Engineering in Japan*, 194(2), 1006–1015.

Nakao, N. and Akatsu, K. (2017). Controlled voltage source vector control for switched reluctance motors using pwm method. *Electrical Engineering in Japan*, 198(2), 999–1008.

Park, R.H. (1929). Two-reaction theory of synchronous machines generalized method of analysis-part i. *Transactions of the American Institute of Electrical Engineers*, 48(3), 716–727.

Sudhoff, S.D. (1993). Multiple reference frame analysis of a multistack: variable-reluctance stepper motor. *IEEE Transactions on Energy Conversion*, 8(3), 418–424.

Yang, Z., Shang, F., Brown, I.P., and Krishnamurthy, M. (2015). Comparative study of interior permanent magnet, induction, and switched reluctance motor drives for ev and hev applications. *IEEE Transactions on Transportation Electrification*, 1(3), 245–254.

Öksüztepe, E. (2017). In-wheel switched reluctance motor design for electric vehicles by using a pareto-based multiobjective differential evolution algorithm. *IEEE Transactions on Vehicular Technology*, 66(6), 4706–4715.