

# Análise Comparativa de Técnicas de Controle Direto de Torque e Controle Preditivo de Torque Aplicadas em Tração Elétrica

Thiago Baldim dos Santos\* Rafael Figueiredo\* Igor Oliani\*  
Ademir Pelizari\* Alfeu J. Sguarezi Filho\*

\* Universidade Federal do ABC - UFABC, Santo André - SP,  
(e-mail: [thiago.baldim@ufabc.edu.br, rafael.figueiredo@ufabc.edu.br,  
igor.oliani@aluno.ufabc.edu.br, ademir.pelizari@ufabc.edu.br,  
alfeu.sguarezi@ufabc.edu.br])

---

**Abstract:** This paper compares three direct control strategies for induction machines, analyzing its performance for electric vehicle traction. The strategies analysed are DTC, DTC with PI controllers and PTC, driving an induction motor with a mechanical dynamic model of a vehicle as the load. Simulation shows that all controllers are suitable to use in EV traction, but the modulation results in better current THD and torque/flux ripple. Between the classic DTC and the PTC, the predictive controller is a better choice, with smaller THD and torque/flux ripple.

**Resumo:** Este artigo compara três estratégias de controle direto de torque e fluxo para máquinas de indução trifásicas, analisando seu desempenho para o uso em tração de veículos elétricos. São analisados o DTC, DTC-PI e PTC, controlando um motor de indução com carga representada pelo modelo dinâmico mecânico de um veículo elétrico. Simulações mostram que os três controladores são eficazes para uso em tração de veículos, mas o emprego de modulador na saída do controlador apresenta vantagens em relação à qualidade e *ripple* de torque. Entre o DTC clássico e o PTC, o controlador preditivo se mostra uma melhor opção, com menores THD e *ripples* no torque e fluxo.

**Keywords:** Power Electronics ; Motor Drives; Direct Torque Control; Predictive Torque Control; Traction Electric Vehicle.

**Palavras-chaves:** Eletrônica de Potência; Acionamentos eletrônicos; Controle Direto de Torque; Controle Preditivo de Torque; Tração de Veículo Elétrico.

---

## 1. INTRODUÇÃO

A eletrificação de frotas é uma realidade do momento tecnológico que vivemos e vem aliada à adoção de fontes renováveis de geração de energia (Un-Noor et al., 2017). Por conta deste movimento, muita pesquisa e desenvolvimento são voltados para tecnologias de aumento de eficiência diretamente nas máquinas elétricas e acionamentos (de Almeida et al., 2014), além de aquecer toda área de eletrônica de potência, que envolve os inversores, metodologias de controle, inteligência de rede e todo ecossistema que impulsiona estas inovações.

O sistema de tração elétrico veicular deve contar com uma boa resposta de torque, controlado diretamente pelo motorista através do pedal do acelerador, e deve ter alta eficiência para que o tamanho e peso de baterias se mantenham dentro de parâmetros aceitáveis (Un-Noor et al., 2017). As máquinas mais comumente encontradas em sistemas comerciais de tração, de acordo com o levantamento de Un-Noor et al. (2017), são Motores de Indução (MI) (Tesla Model S, Tesla Model X), Motores Síncronos de Ímãs Permanentes (MSIP) (Toyota Prius, Nissan Leaf) e também Motores Síncronos de Relutância (MSR) Assistido por Ímãs Permanentes (BMW i3, Tesla Model 3).

Os MSIP tem maior eficiência e densidade de torque porém utilizam ímãs de terras raras na sua construção, o que encarece o motor devido à limitação de recursos naturais e à concentração da produção desses itens (Jia et al., 2019). Outras opções comumente escolhidas são os MSR e os MI. Ambos podem chegar a níveis de eficiência e densidade de torque muito parecidos quando a gaiola do MI é fabricada em cobre, o que diminui as perdas no rotor (de Almeida et al., 2014). Desta forma, o motor de indução segue como uma opção que não pode ser descartada para uso na eletrificação de veículos, principalmente por ser uma tecnologia amplamente consolidada e conhecida pela academia e indústria brasileira, tanto no desenvolvimento quanto na fabricação.

A história do controle de MI começa com o controle escalar, conhecido como V/f. Neste tipo de controle é alterada a amplitude e a frequência da tensão de alimentação da máquina de forma linear. Esta estratégia permite controlar a velocidade, mas não controla o torque do eixo na máquina (Fitzgerald et al., 2014). Um avanço no controle dos MI foi o controle vetorial, que utiliza o modelo matemático da máquina de indução com representação vetorial para desacoplar o controle de fluxo do de torque. Os tipos clássicos de controle vetorial são o *Direct Torque Control*

(DTC) e o *Field Oriented Control* (FOC) (Rodriguez and Cortes, 2012).

O DTC clássico com controladores por histerese e tabela de chaveamento foi proposto por Takahashi and Noguchi (1986). Esta estratégia traz uma ótima resposta dinâmica e mostra um bom desacoplamento do controle de torque e fluxo, porém o uso dos controladores por histerese traz desvantagens no controle da frequência de chaveamento, que pode variar muito conforme a carga da máquina (Xue et al., 1990). Uma melhoria nessa estratégia foi proposta por Xue et al. (1990) e inclui o uso de controladores PI para o controle de torque e fluxo com auxílio de um modulador PWM senoidal. Desta forma, os *ripples* de torque e fluxo tornam-se independentes da banda de histerese e da frequência de chaveamento do controlador, em troca de um aumento no custo computacional dos cálculos.

Outra estratégia popular é o *Model Predictive Control* (MPC) (Karamanakos and Geyer, 2020). A razão para tal popularidade é devido a sua virtude de fornecer acionamento elétrico de alto desempenho a sistemas demasiadamente reconhecidos, permitindo baixas perdas de comutação e controle de THD (Elmorshedy et al., 2021). Esta técnica permite adicionar não linearidades e restrições complexas aos modelos, que muitas vezes precisam ser simplificadas nos controles vetoriais clássicos. O MPC aplicado ao MI aparece em duas formas comuns: o *Predictive Torque Control* (PTC) e o *Predictive Current Control* (PCC) (Wang et al., 2015). No PTC proposto por Rodriguez and Cortes (2012) utiliza-se a teoria de controle preditivo com conjunto finito de estados (*Finite Control Set*) para realizar o controle direto utilizando o modelo da máquina e do inversor. Neste caso, o estado do inversor é obtido através de uma função custo minimizada que emprega a predição do comportamento do torque e fluxo e suas respectivas referências.

O presente artigo trata dos métodos de controle direto de torque clássico, com PIs e Preditivo em aplicações de tração elétrica, simulando o funcionamento de um MI conectado ao modelo mecânico de um veículo elétrico viajando em baixa velocidade, como em aplicações de máquinas agrícolas, nas quais certas dinâmicas (forças aerodinâmicas e dinâmica de suspensão) podem ser desconsideradas. As análises comparam o desempenho das estratégias de acionamento em relação ao controle de torque, ao controle de velocidade e à qualidade de energia injetada na máquina. As peculiaridades dos controladores são levadas em consideração para uma comparação justa, buscando manter as frequências médias de chaveamento o mais próximas possível entre os controladores, através do ajuste da banda de histerese do DTC e do tempo de amostragem do PTC para igualar à frequência fixa obtida pelo DTC com PI.

## 2. MODELAGEM DO CONTROLE E MÁQUINA

Os controladores diretos de torque apresentados são modelados com a máquina no referencial estacionário com suas grandezas referenciadas para o estator da máquina. O modelo da máquina no referencial estacionário e dos controladores são apresentados nas próximas seções.

### 2.1 Motor de Indução

O comportamento dinâmico da máquina de indução em gaiola pode ser expresso com o uso de vetores espaciais no referencial estacionário de acordo com Rodriguez and Cortes (2012) por:

$$\mathbf{v}_{\alpha\beta s} = R_s \mathbf{i}_{\alpha\beta s} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta s}}{dt}, \quad (1)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_{\alpha\beta r} + \frac{d\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r}}{dt} - j\omega \boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r}, \quad (2)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta s} = L_s \mathbf{i}_{\alpha\beta s} + L_m \mathbf{i}_{\alpha\beta r}, \quad (3)$$

$$\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r} = L_m \mathbf{i}_{\alpha\beta s} + L_r \mathbf{i}_{\alpha\beta r}, \quad (4)$$

$$T_{em} = \frac{3}{2} p L_m \{\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta s}^* \mathbf{i}_{\alpha\beta s}\} = \frac{3}{2} p L_m \{\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r}^* \mathbf{i}_{\alpha\beta r}\}, \quad (5)$$

Nas quais  $L_s$ ,  $L_r$  e  $L_m$  são respectivamente as indutâncias do estator, do rotor e de magnetização.  $R_s$  e  $R_r$  são as resistências do estator e do rotor.  $\mathbf{v}_{\alpha\beta s}$  e  $\mathbf{i}_{\alpha\beta s}$  são os vetores tensão e corrente do estator.  $\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta s}$  e  $\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta r}$  são os vetores fluxos magnéticos do estator e do rotor.  $T_{em}$ ,  $p$  e  $\omega$  são o torque eletromagnético, o número de pares de polos e a velocidade angular elétrica do rotor. Por fim, o símbolo  $*$  representa o complexo conjugado do vetor.

### 2.2 Inversor Trifásico de Tensão

O motor de indução é acionado através de um inversor trifásico de tensão (*VSI - Voltage Source Inverter*). Este inversor conta com seis chaves eletrônicas (MOSFET ou IGBT) e tem oito possíveis estados de chaveamento que proporcionam sete níveis tensões diferentes na saída do inversor. A Tabela 1 exibe os estados de chaveamento e as tensões aplicadas na carga trifásica no referencial estacionário.  $S_{1,2,3}$  exibe o vetor de controle das chaves do inversor, onde o valor 1 significa que a chave superior está conduzindo e a inferior em corte.

Tabela 1. Tensões da carga conectada ao VSI.

Vetor	$S_{1,2,3}$	$V_{an}$	$V_{bn}$	$V_{cn}$	$v_{\alpha\beta}$
$v_0$	[0,0,0]	0 V	0 V	0 V	0 V
$v_1$	[1,0,0]	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$
$v_2$	[1,1,0]	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$(\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{cc}$
$v_3$	[0,1,0]	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$(-\frac{1}{3} + j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{cc}$
$v_4$	[0,1,1]	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$
$v_5$	[0,0,1]	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{1}{3}V_{cc}$	$\frac{2}{3}V_{cc}$	$(-\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{cc}$
$v_6$	[1,0,1]	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$-\frac{2}{3}V_{cc}$	$\frac{1}{3}V_{cc}$	$(\frac{1}{3} - j\frac{\sqrt{3}}{3})V_{cc}$
$v_7$	[1,1,1]	0 V	0 V	0 V	0 V

### 2.3 Direct Torque Control (DTC) Proposto por Takahashi

No DTC clássico (Takahashi and Noguchi, 1986) o torque eletromagnético e a magnitude do fluxo magnético do estator são controlados através da seleção do estado ótimo das chaves do inversor, permitindo a aplicação de um dos oito vetores tensão disponíveis. Negligenciando a queda de tensão nos enrolamentos estáticos, o fluxo magnético do estator tem a sua trajetória controlada pelo vetor tensão aplicado, conforme (1). A aplicação de  $\mathbf{v}_{\alpha\beta s}$  dentro de um tempo de amostragem,  $T_s$ , produz uma variação em  $\boldsymbol{\psi}_{\alpha\beta s}$ , o que conseqüentemente provoca uma alteração na sua posição com relação ao vetor fluxo do rotor, dada por  $\theta_{sr}$ .

A resposta dinâmica mais lenta de  $\psi_{\alpha\beta r}$  com relação a  $\psi_{\alpha\beta s}$  permite que aquele possa ser considerado constante dentro de  $T_s$ . A Figura 1 ilustra esse processo. O torque

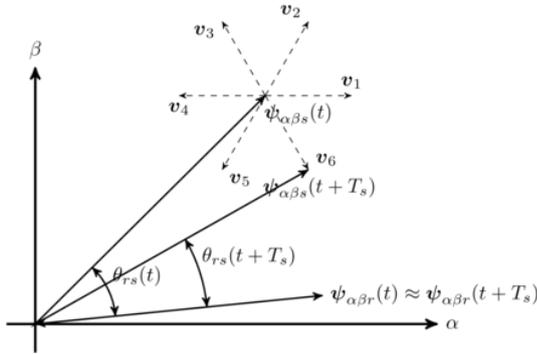


Figura 1. Representação vetorial para o comportamento dos fluxos magnéticos

eletromagnético instantâneo é diretamente proporcional a  $|\psi_{\alpha\beta s}|$ ,  $|\psi_{\alpha\beta r}|$  e ao  $\sin(\theta_{rs})$  de acordo com (6).

$$T_{em} = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{L_s L_r - L_m^2} |\psi_{\alpha\beta s}| |\psi_{\alpha\beta r}| \sin(\theta_{rs}) \quad (6)$$

Dessa forma, a seleção do vetor tensão é feita a partir de uma tabela pré-definida, a qual tem como entradas os sinais de comando "1" (acréscimo) e "-1" (decréscimo) para os sinais de erro atuante de torque eletromagnético ( $h_T$ ) e magnitude de fluxo magnético ( $h_\psi$ ) oriundos de comparadores de histerese (Figura 2). A tabela de seleção (Tabela 2) tem ainda como parâmetro de seleção a posição de  $\psi_{\alpha\beta s}$ , dada por uma das seis regiões que dividem o plano complexo e que são delimitadas pelos oito vetores tensão gerados pelo inversor (Rodriguez and Cortes (2012)).

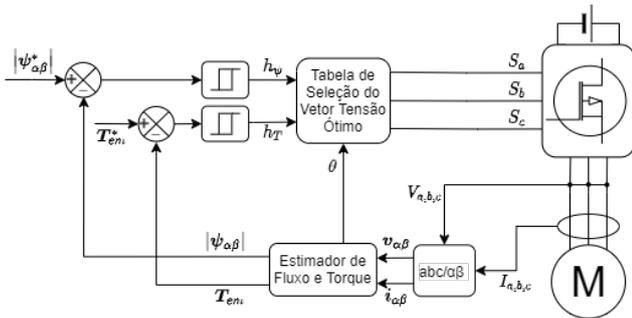


Figura 2. Diagrama DTC proposto por (Takahashi and Noguchi, 1986).

Tabela 2. Seleção do vetor ótimo

Setor	$(h_\psi, h_T)$			
	(1,1)	(1,-1)	(-1,1)	(-1,-1)
1	$v_2$	$v_6$	$v_3$	$v_5$
2	$v_3$	$v_1$	$v_4$	$v_6$
3	$v_4$	$v_2$	$v_5$	$v_1$
4	$v_5$	$v_3$	$v_6$	$v_2$
5	$v_6$	$v_4$	$v_1$	$v_3$
6	$v_1$	$v_5$	$v_2$	$v_4$

## 2.4 Direct Torque Control (DTC) com Controladores PI e Modulador

Na configuração do DTC exibida na seção anterior, alguns problemas mostram-se oriundos da presença de controladores por histerese e da tabela de chaveamento. Um dos problemas é a frequência de chaveamento variável que o controlador por histerese traz, podendo mudar conforme a demanda da máquina ou a variações paramétricas. Outro problema é o *ripple* de torque elevado que pode ser encontrado na máquina devido a bandas de histerese largas, utilizadas para controlar a frequência de chaveamento.

Uma solução dada por Xue et al. (1990) é a utilização de um modulador PWM e controle no referencial *dq*. Com esta estratégia o modulador controla a frequência de chaveamento e o *ripple* de torque, em troca de mais processamento e da adição de um ponto sensível que deve ser observado com cuidado: a necessidade da correta estimação de fluxo para orientar as transformadas de Park.

A partir da equação 1, considerando o referencial estacionário  $\alpha\beta$  ( $w = 0$ ) o fluxo do estator pode ser estimado por:

$$\psi_{\alpha\beta s} = \int (v_{\alpha\beta s} - R_s i_{\alpha\beta s}) dt \quad (7)$$

O ângulo do fluxo do estator, então, é obtido por:

$$\theta = \text{atan} \left( \frac{\phi_{\beta s}}{\phi_{\alpha s}} \right) \quad (8)$$

Com o fluxo do estator estimado, o torque da máquina pode ser estimado através de (5). A malha de fluxo é fechada em  $v_{ds}$  e a de torque em  $v_{qs}$  com os erros calculados utilizando os controladores PI e o referencial *dq* alinhado com o fluxo do estator. As tensões de referência geradas pelos PIs passam por um modulador PWM com onda triangular. A Figura 3 exibe o diagrama de blocos de controle da estratégia. As medidas de corrente e tensão do estator passam ainda por filtros passa baixa de  $10000 \text{ rad/s}$  para atenuar os erros causados pelo chaveamento do inversor.

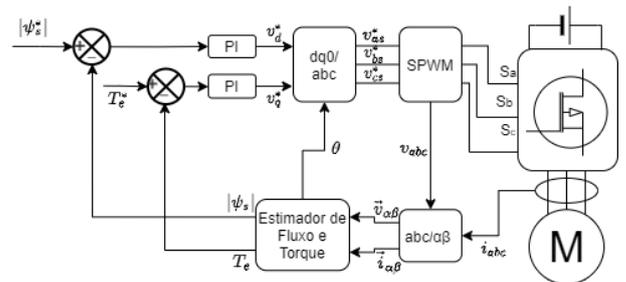


Figura 3. Diagrama de Blocos do DTC SPWM proposto por Xue et al. (1990).

## 2.5 Predictive Torque Control (PTC) proposto por Rodrigues

No PTC é proposto um modelo para calcular os valores futuros para o fluxo do estator e para o torque eletromagnético da máquina. Uma vez definida uma condição de referência implementada em uma função custo para o comportamento dessas variáveis, é possível realizar previsões para cada possibilidade do sinal de controle e selecionar o

vetor tensão que optimize a resposta do sistema com relação ao rastreamento dos sinais de referência.

O PTC apresentado por Rodriguez and Cortes (2012) realiza duas etapas de estimação: uma para o fluxo do estator e outra para o fluxo do rotor, antes de realizar a predição do torque e do próprio fluxo do estator. Após a etapa de predição, é feito o cálculo da função custo para todos vetores tensão possíveis, em seguida, é feita a sua minimização com a seleção do vetor tensão apropriado. No modelo estudado os vetores tensão que podem ser aplicados no estator são aqueles gerados pelo inversor trifásico de tensão.

Na etapa de estimação utilizam-se (1) e (9) discretizadas para o cálculo dos vetores fluxo do estator e do fluxo do rotor, respectivamente. Na equação (1) toma-se  $\frac{d\psi_{\alpha\beta s}}{dt} \approx \frac{\psi_{\alpha\beta s}(k+1) - \psi_{\alpha\beta s}(k)}{T_s}$ , sendo  $T_s$  o tempo de amostragem. A equação (9) é obtida pela combinação de (3) com (4).

$$\psi_{\alpha\beta r}(k) = \frac{L_r}{L_m} \psi_{\alpha\beta s}(k) + i_{\alpha\beta s}(k) \left( L_m - \frac{L_r L_s}{L_m} \right) \quad (9)$$

O valor de  $i_{\alpha\beta s}(k)$  é obtido através da medição das correntes nos terminais da máquina, enquanto que  $v_s(k)$  é justamente o vetor tensão selecionado e aplicado após a etapa de otimização da função custo. Os vetores e os estados das chaves do inversor são os mesmos apresentados na Tabela 1.

A predição é feita para a corrente do estator, fluxo do estator e torque por meio de (10), (11) e (12), respectivamente. Nelas são utilizados os valores estimados da etapa anterior para os fluxos, a velocidade do motor, que é medida diretamente do eixo da máquina, e a corrente do estator,  $i_{\alpha\beta s}(k)$ , também medida (Rodriguez and Cortes, 2012).

$$i_{\alpha\beta s}^p(k+1) = \left( 1 + \frac{T_s}{\tau_\sigma} \right) i_{\alpha\beta s}(k) + \quad (10)$$

$$\frac{T_s}{\tau_\sigma + T_s} \left\{ \frac{1}{R_\sigma} \left[ \left( \frac{k_r}{\tau_r} - k_r j\omega \right) \psi_{\alpha\beta r}(k) + v_{\alpha\beta s}(k) \right] \right\}$$

$$\psi_{\alpha\beta s}^p(k+1) = \psi_s(k) + T_s v_{\alpha\beta s}(k) - R_s T_s i_{\alpha\beta s}(k) \quad (11)$$

$$T^p(k+1) = \frac{3}{2} p l_m \left\{ \psi_{\alpha\beta s}^p(k+1) i_{\alpha\beta s}^p(k+1) \right\} \quad (12)$$

Por fim, a função custo que será utilizada para a seleção do estado ótimo das chaves do inversor está descrita em (13). O símbolo \* indica a referência e  $\lambda_\sigma$  é o fator de peso dado ao fluxo como forma de quantizar a sua importância relativa ao torque.

$$g = |T^* - T^p(k+1)| + \lambda_\sigma \left| |\psi_{\alpha\beta s}^*| - |\psi_{\alpha\beta s}^p(k+1)| \right| \quad (13)$$

Na Figura 4 é mostrado o diagrama de blocos do PTC simulado.

### 3. MODELO MECÂNICO LONGITUDINAL DE UM VEÍCULO ELÉTRICO

As formas mais comuns de modelar um veículo são os modelos longitudinais e laterais (Rajamani, 2012). O modelo lateral, normalmente simplificado como modelo da bicicleta (Francis and Maggiore, 2016), é utilizado para modelar como o veículo segue uma trajetória sobre o plano, modelando curvas, ângulos de esterço e forças laterais do veículo. Neste artigo será abordado apenas o modelo

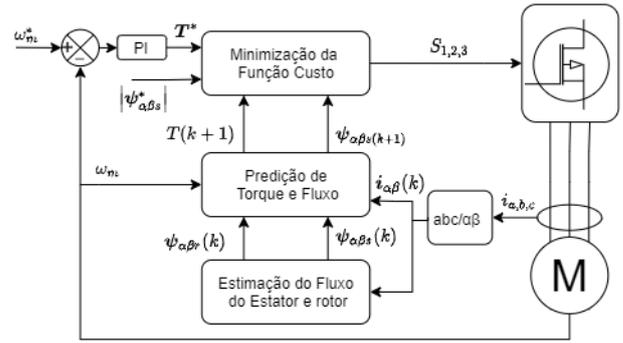


Figura 4. Diagrama de PTC proposto por Rodriguez and Cortes (2012).

longitudinal, que modela forças e acelerações dentro de uma trajetória retilínea. Este modelo permite o desenvolvimento do sistema de "piloto automático" (cruise-control) (Sailan and Kuhnert, 2013) e simulação do desempenho esperado para diferentes configurações de motor, massa, tamanho de roda e caixas de redução do veículo.

O modelo básico de um veículo elétrico é dado por (14). Na qual  $m$  é a massa do veículo,  $\dot{v}$  é aceleração ( $dv/dt$ ),  $F_{roda}$  é a força de propulsão,  $R_{rr}$  é a resistência de rolagem dos pneus e  $F_{inc} = mg \sin(\alpha)$  define a força causada pela inclinação da pista.  $R_{rr}$  é a soma das resistências de rolagem de todos os pneus, que dependem das perdas em cada superfície (Rajamani, 2012) e da força normal de contato.  $F_{aero}$  é a força promovida pelo arrasto aerodinâmico.

$$m \cdot \dot{v} = F_{roda} - R_{rr} - F_{inc} - F_{aero} \quad (14)$$

Este artigo analisa um veículo agrícola de pequeno porte, que funciona em baixa velocidade com altas taxas de redução para aprimorar o torque de roda e conseqüentemente, permite que a incidência de forças aerodinâmicas possa ser desconsiderada (Melo et al., 2019). A resistência de rolagem dos pneus é dada por:

$$R_{rr} = R_{rt} + R_{rd} = C_{rr} F_{nt} + C_{rr} F_{nd} \quad (15)$$

Onde  $F_{nt}$  e  $F_{nf}$  são as forças normais nos pneus traseiros e dianteiros, respectivamente. Existe uma dinâmica envolvida na distribuição de carga entre os eixos durante acelerações e frenagens, entretanto, assumindo a distribuição de peso de 50%/50%, ignorando a dinâmica devido as baixas acelerações e tomando  $c_{rr}$  como o coeficiente de resistência de rolagem com uma pequena variação com a velocidade, de acordo com Tibamoso and Oñate (2017) tem-se:

$$F_{nt} = F_{nf} = F_p/2 \Rightarrow R_r = C_{rr} mg \cos(\alpha) \quad (16)$$

$$C_{rr} = c_{rr} (1 + 0.036v) \quad (17)$$

Para realizar a ligação entre o motor elétrico e o sistema mecânico deve-se modelar a caixa de redução do motor e como o torque elétrico se relaciona com o modelo mecânico. Sendo  $T_e$  o torque eletromagnético da máquina,  $T_{red}$  o torque após a redução,  $t_{red}$  a taxa de redução do acoplamento e  $r$  o raio da roda motriz, tem-se:

$$F_{roda} = T_{red} \cdot r \quad (18)$$

$$T_{red} = t_{red} \cdot T_e \quad (19)$$

Por último, sendo  $w_{roda}$  a velocidade angular da roda motriz e  $w_m$  a velocidade do eixo da MI, a velocidade do trator  $v$  é dada por:

$$v = r \cdot w_{roda} = r \frac{w_m}{t_{red}} \quad (20)$$

#### 4. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

As estratégias de controle foram comparadas por meio de simulações do acionamento de um motor de indução com carga modelada para um veículo elétrico em baixa velocidade. Os parâmetros do motor são: potência nominal de 3 kW; torque nominal de 16 Nm; módulo do fluxo nominal de 0,825 Wb;  $p = 2$ ;  $R_s = 1,0 \Omega$ ;  $R_r = 3,132 \Omega$ ;  $L_s = 201 \text{ mH}$ ;  $L_r = 201 \text{ mH}$  e  $L_m = 192 \text{ mH}$ .

Os controladores foram ajustados para realizar uma comparação mais justa possível. A frequência de chaveamento do DTC com modulador foi fixada em 15 kHz e o tempo de amostragem do PTC/DTC e as bandas de histerese do DTC foram selecionados de maneira que as frequências médias de chaveamento dos controladores ficassem próximas. Portanto, foram definidos  $T_s = 30 \mu\text{s}$  e bandas de histerese para o torque e fluxo de 0,2 Nm e 0,002 Wb, respectivamente. Na estratégia DTC com PI foram usados os ganhos  $K_p = 200$  e  $K_i = 4000$  para o PI de torque, e  $K_p = 400$ ,  $K_i = 9000$  para o PI de fluxo. No PTC, o  $\lambda_\sigma$  foi ajustado por tentativa e erro, partindo de valores iniciais encontrados na literatura (Rodriguez and Cortes, 2012). O valor escolhido foi  $\lambda_\sigma = 100$ .

##### 4.1 Controle De Torque e Fluxo

A primeira simulação compara o desempenho do controle de torque e fluxo dos três controladores, analisando a velocidade de resposta dinâmica, o erro de regime permanente e o *ripple* de torque e fluxo. A Figura 5 exibe os resultados do controle de torque e fluxo para os três controladores. A referência de torque são degraus de torque entre  $+T_{e,nom}$  e  $-T_{e,nom}$ . Em 1,5s há um degrau de fluxo para 70% de seu valor nominal.

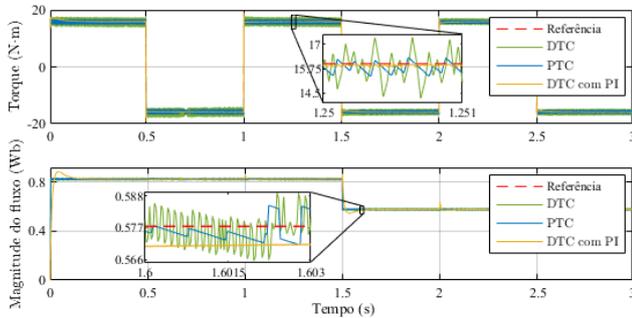


Figura 5. Resposta ao degrau de torque e fluxo magnético.

A presença do modulador na estratégia do DTC com PI diminui notavelmente o *ripple* de torque e fluxo porém o ajuste dos PIs para obter uma resposta dinâmica e erro de regime comparável aos outros controladores causa um pequeno sobressinal de fluxo e, consequentemente, de torque. No degrau de fluxo aplicado aos 1,5s, o controle DTC com PI apresentou tempo de acomodação próximo de 0,13 s, enquanto que para o DTC clássico e PTC esse tempo é inferior a 0,01 s. Os *ripples* de torque e fluxo em regime para o período de 1,1 a 1,5s são mostrados juntamente com os seus erros relativos na Tabela 3.

##### 4.2 Controle de Velocidade de um Veículo

Em seguida, de forma a representar um sistema autônomo de *cruise control*, o sistema é posto em malha

Tabela 3. Resposta em regime.

	DTC	DTC PI	PTC
<i>Ripple</i> de torque [N.m]	3.80	0.32	2.00
Erro relativo	0.85%	0.46%	1.23%
<i>Ripple</i> de fluxo [Wb]	0.026	0.001	0.019%
Erro relativo	< 0.01%	0.04%	< 0.01%

fechada de velocidade linear do trator, utilizando um regulador PI. Ao refinar o modelo mecânico – com perdas por movimento lateral e aerodinâmicas – e considerar o escorregamento linear dos pneus é possível aprimorar o resultado em aplicações reais (Sailan and Kuhnert, 2013). O PI é configurado para que reaja de forma mais lenta, visando aumentar as discrepâncias entre os controladores e evitar grandes esforços no sistema mecânico. Os ganhos do controlador de velocidade são  $K_p = 100$  e  $K_i = 6$ . A referência de torque é limitada a 1,5 vezes o torque nominal da máquina.

A simulação dos controladores, dada na Figura 6, mostra uma rampa de velocidade e um degrau de velocidade do trator, para analisar a resposta dinâmica e o THD de corrente. A referência de velocidade é uma rampa até 1m/s e em seguida um degrau para 2m/s. Dada a relação de transmissão, estes valores de velocidade equivalem a 50% e 100% da velocidade nominal do MI.

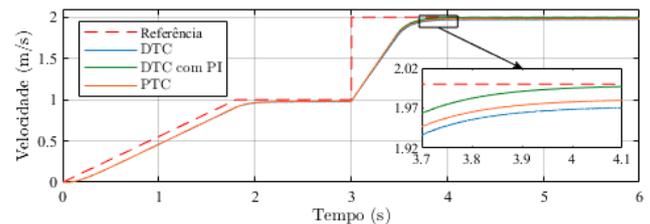


Figura 6. Controle de velocidade.

As respostas para o controle de torque e fluxo magnético podem ser visualizadas na Figura 7. A tabela 4 exibe os resultados de THD de corrente de fase.

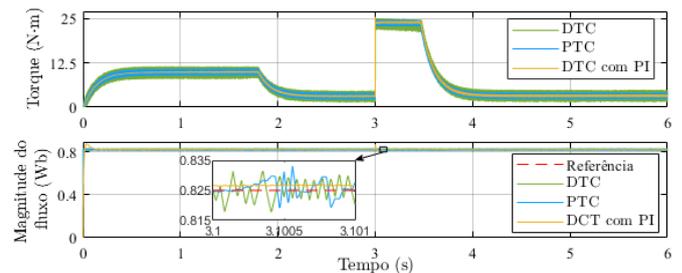


Figura 7. Controle de torque e fluxo magnético.

Tabela 4. THD de corrente de fase em regime.

	DTC	DTC PI	PTC
THD a 50% da vel. nominal	8.37%	1.35%	5.16%
THD na vel. nominal	9.90%	2.09%	5.21%

A Figura 8 mostra o comportamento do controle durante o teste de reversão de velocidade da máquina com a carga acoplada, utilizando os mesmos controladores PI da simulação anterior. A referência de velocidade é um degrau de 1.5m/s e em seguida um degrau de -1.5m/s. Nesta aplicação apenas o motor elétrico é responsável pela inversão de velocidade, sem uso de freios mecânicos.

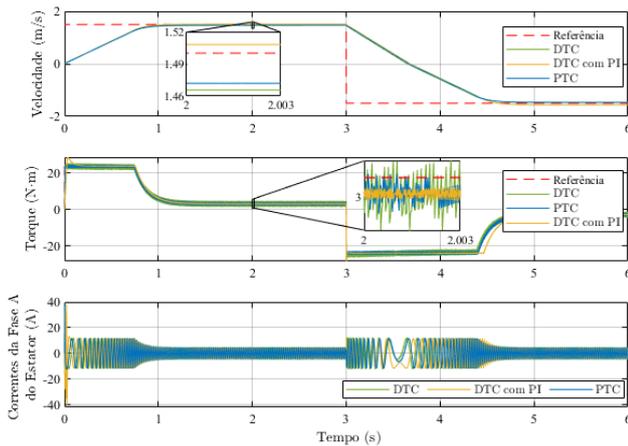


Figura 8. Resposta para inversão de velocidade.

## 5. CONCLUSÃO

Todos os controladores apresentaram rápida resposta dinâmica, com tempo de acomodação na casa de poucos milissegundos, e baixo erro de regime permanente, com erros abaixo de 1% para fluxo e 1,5% para torque. As simulações mostraram ainda a capacidade de reversão de velocidade com carga acoplada. Assim, todos os controladores mostraram-se adequados para o uso em tração elétrica.

A estratégia com modulador resultou em menor THD de corrente injetada na máquina e menor *ripple* de torque e fluxo, além de bom controle de frequência de chaveamento. Entre as estratégias sem modulação, o PTC traz melhores resultados com menor *ripple* de torque e fluxo. O PTC ainda permite implementação de mudanças na função de custo (limites de velocidade, corrente, penalização de esforço) e até mesmo alguns tipos modulação discreta que podem melhorar o seu desempenho, mostrando-se superior ao DTC clássico para esta aplicação.

## AGRADECIMENTOS

Fundação de Desenvolvimento da Pesquisa – Fundep Rota 2030/Linha V, processo: 27192.03.01/2020.13-00 pelo apoio financeiro e ao Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico(CNPQ) ( 405757/2018-2).

## REFERÊNCIAS

de Almeida, A.T., Ferreira, F.J.T.E., and Baoming, G. (2014). Beyond induction motors—technology trends to move up efficiency. *IEEE Transactions on Industry Applications*, 50(3), 2103–2114. doi:10.1109/TIA.2013.2288425.

Elmorshedy, M.F., Xu, W., El-Sousy, F.F.M., Islam, M.R., and Ahmed, A.A. (2021). Recent achievements in model predictive control techniques for industrial motor: A comprehensive state-of-the-art. *IEEE Access*, 9, 58170–58191. doi:10.1109/ACCESS.2021.3073020.

Fitzgerald, A.E., Kingsley, C., and Umans, S.D. (2014). *Máquinas Elétricas de Fitzgerald e Kingsley*. AMGH, 7 edition.

Francis, B.A. and Maggiore, M. (2016). *Models of Mobile Robots in the Plane*, 7–23. Springer International Pu-

blishing, Cham. doi:10.1007/978-3-319-24729-8\_2. URL [https://doi.org/10.1007/978-3-319-24729-8\\_2](https://doi.org/10.1007/978-3-319-24729-8_2).

Jia, S., Zhang, P., Liang, D., Dai, M., and Liu, J. (2019). Design and comparison of three different types of ied efficiency machines. In *2019 22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, 1–4. doi:10.1109/ICEMS.2019.8921786.

Karamanakos, P. and Geyer, T. (2020). Guidelines for the design of finite control set model predictive controllers. *IEEE Transactions on Power Electronics*, 35(7), 7434–7450. doi:10.1109/TPEL.2019.2954357.

Melo, R., Antunes, F., Daher, S., Vogt, H., Albiero, D., and Tofoli, F. (2019). Conception of an electric propulsion system for a 9 kw electric tractor suitable for family farming. *IET Electric Power Applications*. doi:10.1049/iet-epa.2019.0353.

Rajamani, R. (2012). *Vehicle Dynamics and Control*. Springer US, Boston, MA. doi:10.1007/978-1-4614-1433-9\_2. URL [https://doi.org/10.1007/978-1-4614-1433-9\\_2](https://doi.org/10.1007/978-1-4614-1433-9_2).

Rodriguez, J. and Cortes, P. (2012). *Predictive control of power converters and electrical drives*, volume 40. John Wiley & Sons.

Sailan, K. and Kuhnert, K. (2013). Modeling and design of cruise control system with feedforward for all terrian vehicles. *Computer Science and Information Technology*, 3, 339–349. doi:10.5121/csit.2013.3828.

Takahashi, I. and Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor. *IEEE Transactions on Industry Applications*, IA-22(5), 820–827. doi:10.1109/TIA.1986.4504799.

Tibamoso, K.A. and Oñate, N.A. (2017). Model predictive control on induction machine for electric traction. In *2017 CHILEAN Conference on Electrical, Electronics Engineering, Information and Communication Technologies (CHILECON)*, 1–5. doi:10.1109/CHILECON.2017.8229626.

Un-Noor, F., Padmanaban, S., Mihet-Popa, L., Mollah, M.N., and Hossain, E. (2017). A comprehensive study of key electric vehicle (ev) components, technologies, challenges, impacts, and future direction of development. *Energies*, 10(8). doi:10.3390/en10081217. URL <https://www.mdpi.com/1996-1073/10/8/1217>.

Wang, F., Li, S., Mei, X., Xie, W., Rodríguez, J., and Kennel, R.M. (2015). Model-based predictive direct control strategies for electrical drives: An experimental evaluation of ptc and pcc methods. *IEEE Transactions on Industrial Informatics*, 11(3), 671–681. doi:10.1109/TII.2015.2423154.

Xue, Y., Xu, X., Habetler, T., and Divan, D. (1990). A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive. In *Conference Record of the 1990 IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, 410–415 vol.1. doi:10.1109/IAS.1990.152218.