

ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE MINIMIZAÇÃO DE ONDULAÇÃO DE TORQUE PARA MOTORES DE RELUTÂNCIA VARIÁVEL TRIFÁSICOS

MARCELO VINÍCIUS DE PAULA*, TÁRCIO ANDRÉ DOS SANTOS BARROS†, PEDRO JOSÉ DOS SANTOS NETO*,
ERNESTO RUPPERT FILHO*

**Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação
Universidade Estadual de Campinas
Campinas, SP, Brasil*

*†Faculdade de Engenharia Mecânica
Universidade Estadual de Campinas
Campinas, SP, Brasil*

Emails: mvpaula@outlook.com, tarcioandre@hotmail.com, pedro_jsn@hotmail.com,
ruppert@fee.unicamp.br

Abstract— Switched reluctance machines (SRM) present advantages as ruggedness, simplicity and fault tolerance, which highlights these machines among other topologies. However, some drawbacks as high torque ripple and acoustic noise are inherent due to SRMs doubly salient structure and drive principle. This paper presents an investigation regarding torque ripple minimization techniques for the mentioned machine. The driving principles of SRMs are addressed to explain the torque ripple presence. Then, instantaneous torque control (ITC) and average torque control (ATC) techniques such as torque sharing function (TSF), direct instantaneous torque control (DITC), direct torque control (DTC) and direct average torque control (DATC) are investigated. All the techniques are compared and discussed. Simulations are performed to verify the control algorithms. The simulations results convey that, among the TSFs, the sinusoidal TSF arise lower torque ripple. Thus, the sinusoidal TSF was compared to the other methods. In such comparison, DITC presented better torque regulation capabilities below base speed. Above base speed, CDTM presented better torque regulation and higher speed range.

Keywords— Switched Reluctance Motor, Direct Torque Control, Direct Instantaneous Torque Control, Torque Sharing Function, Direct Average Torque Control

Resumo— Máquinas de relutância variável (MRV) apresentam vantagens como robustez, simplicidade e tolerância a faltas, o que realça estas máquinas dentre outras topologias. Entretanto, algumas desvantagens como elevada ondulação de torque e ruído acústico são inerentes devido à estrutura com dupla saliência das MRVs e ao seu princípio de acionamento. Este artigo apresenta uma investigação a respeito de técnicas de minimização da oscilação do conjugado para a MRV. Os princípios de funcionamento das MRVs são discutidos para explicar a presença das ondulações de torque. Então, técnicas eletrônicas de controle de torque instantâneo (CTI) e de controle de torque médio (CTM) como funções de divisão de torque (FDT), controle direto de torque instantâneo (CDTI), controle de torque direto (CDT) e controle direto de torque médio (CDTM) são investigadas. Todas as técnicas são comparadas e discutidas. Simulações são feitas para verificar os algoritmos de controle. Os resultados obtidos nas simulações mostram que dentre as FDTs, a senoidal apresenta menor *ripple* de torque. Depois, a FDT senoidal é comparada com os outros métodos. Nesta comparação, o CDTI apresentou melhor capacidade de regulação de torque abaixo da velocidade de base. Acima da velocidade de base, CDTM apresentou melhor regulação de torque e maior alcance de velocidade, sendo mais indicado nesta faixa.

Palavras-chave— Motor de Relutância Variável, Control Direto de Torque, Controle Direto de Torque Instantâneo, Função de Divisão de Torque, Controle Direto de Torque Médio

1 Introdução

Robustez, simplicidade de construção, tolerância à faltas, ampla faixa de velocidade de operação e capacidade de operação em altas temperaturas fazem da máquina de relutância variável (MRV) uma solução atrativa para diversas aplicações, especialmente aquelas que requerem operação em velocidade variável (Krishnamurthy et al., 2006; Gan et al., 2015). O *ripple* de torque é um efeito presenciado em máquinas que se refere a flutuações no torque de saída a medida que o eixo rotaciona. Diversas aplicações requerem suavidade no torque desenvolvido, como ferramentas de precisão, robótica, veículos elétricos e aeronáutica (Mikail et al., 2013; Mikail et al., 2015). Em detrimento disto, a redução do *ripple* de torque é objeto de estudo recorrente da comunidade científica e diversas técnicas foram propostas para a mitigação deste problema (Mikail et al., 2013; Mikail et al., 2015; Ye et al., 2015b; Ye et al., 2015a; Vujicic, 2012; Husain, 2002; Xue et al., 2009).

Flutuações de torque podem ser minimizadas me-

canicamente ou eletronicamente. Os métodos mecânicos consistem em alterar a estrutura da máquina visando manipular o fluxo magnético, fazendo com que a variação de relutância durante os ciclos seja menor, resultando em menores flutuações de torque. Por outro lado, estas estratégias tendem a diminuir a faixa de velocidade de operação da máquina. Já o controle eletrônico, visa diminuir o *ripple* de torque controlando um conjunto de parâmetros (corrente elétrica de referência, ângulos de acionamento e desligamento, e tensão de excitação) que regem o funcionamento da MRV (Husain, 2002). Estes parâmetros podem ser controlados de forma direta ou indireta.

O foco deste artigo é investigar e comparar técnicas de controle eletrônico que minimizam flutuações de torque. Inicialmente, realiza-se uma revisão sobre a produção de *ripple* de torque nas MRVs, portanto, a seção 2 mostra a eletrodinâmica da MRV e seu princípio de acionamento. Em seguida, técnicas de controle de torque instantâneo e médio são comentadas em detalhes e comparadas na seção 3. Por final, na seção 4, os resultados de simulação de todas as técnicas são

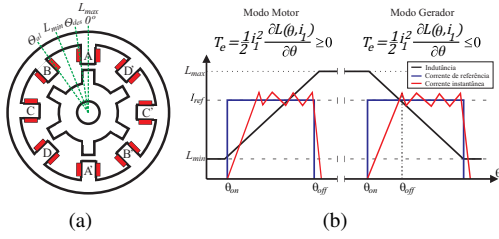


Figura 1: a) Estrutura da MRV b) Perfil de indutância e torque produzido pela MRV nos modos motor e gerador.

apresentados e comparados.

2 Produção de torque e princípios de acionamento

A estrutura das MRVs é composta por saliências tanto no rotor quanto no estator, onde apenas os polos do estator apresentam enrolamentos. Quando estes enrolamentos são energizados, o polo do rotor mais próximo é atraído de forma a se alinhar com o polo do estator energizado. Este processo muda a posição do rotor, implicando em variação da indutância de acordo com a posição angular do rotor (Xue et al., 2009). A Figura 1(a) mostra a estrutura de uma MRV, onde θ_{des} e θ_{al} são, respectivamente, o começo dos ângulos de desalinhamento e alinhamento. Já a Figura 1(b) mostra o perfil de indutância ideal para uma MRV, onde θ_{on} e θ_{off} são, respectivamente, o ângulo de acionamento e desligamento. O sentido do torque depende estritamente da derivada da indutância em relação ao ângulo do rotor ($dL(\theta)/d\theta$). Quando uma corrente elétrica i_k é aplicada à fase enquanto $dL(\theta)/d\theta > 0$, ocorre ação motora, se $dL(\theta)/d\theta < 0$, ocorre ação geradora.

Através da análise de energia, assumindo desacoplamento magnético entre as fases, pode-se calcular o torque como expresso em (1), onde T_k é o torque da fase k , $\frac{\partial W'}{\partial \theta}|_{i_k}$ é a derivada parcial da coenergia em relação a posição do rotor (θ) mantendo-se a corrente na fase fixa, e $\lambda_k(i, \theta)$ é o fluxo magnético concatenado que depende tanto da corrente na fase quanto de θ . Se não considerarmos a não linearidade magnética, a equação (1) pode ser reescrita como (2), onde $\frac{dL_k(\theta, i_k)}{d\theta}$ é a derivada da indutância em relação à posição angular. O torque total produzido é dado pela soma dos torques de cada fase.

$$T_k = \frac{\partial W'}{\partial \theta} \Big|_{i_k} = \frac{d}{d\theta} \int_0^{i_k} \lambda_k(i, \theta) di \quad (1)$$

$$T_k = \frac{i_k^2}{2} \frac{dL_k(\theta, i_k)}{d\theta} \quad (2)$$

Analisando-se a equação (2) percebe-se que a produção de torque depende do perfil de indutância e independe do sentido da corrente elétrica em virtude de sua relação quadrática. A estimativa de *ripple* de torque (T_{ripple}) é dada pela diferença entre os valores máximos e mínimos de torque instantâneo (T_{inst}) em um período elétrico dividida pelo torque médio ($\bar{T}$) no

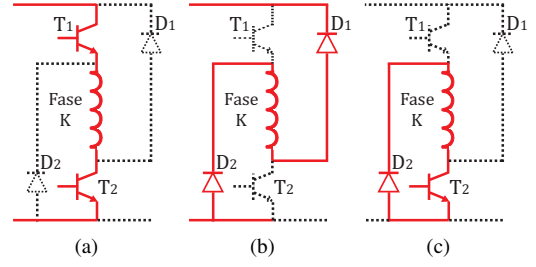


Figura 2: AHB: a) Estado positivo (1) b) Estado negativo (-1) c) Estado zero (0).

mesmo período como mostrado em (3).

$$T_{ripple} = \frac{\max(T_{inst}) - \min(T_{inst})}{\bar{T}} \quad (3)$$

Para operação contínua, o MRV deve ser acionado por um conversor eletrônico. Normalmente, um conversor em meia ponte assimétrica (AHB) é utilizado. O AHB é composto por duas chaves de potência e dois diodos por fase. Esta topologia pode ser empregada em MRVs com qualquer número de fases. Além disso, o AHB viabiliza a operação em quatro quadrantes, o que é essencial para aplicações como sistemas de propulsão de veículos elétricos (Gan et al., 2015). A Figura 2 mostra a estrutura de um AHB para uma fase. Três níveis de tensão podem ser aplicados à fase de acordo com o estado das chaves. Se duas chaves estão conduzindo, estado positivo ou magnetização (1) é aplicado à fase do MRV (Figura 2(a)), se duas chaves estão bloqueadas, os terminais da fase apresentarão tensão negativa (Figura 2(b)), este estado é conhecido como desmagnetização ou estado negativo (-1). No caso de uma das chaves conduzir e a outra estar bloqueada, tensão nula estará sobre a fase, caracterizando o estado zero (0) ou de roda-livre (Figura 2(c)).

Assumindo que o acoplamento magnético entre as fases é desprezível, desconsiderando as perdas por histerese e correntes parasitas e considerando que a resistência na fase (R_k) é constante, a tensão em uma das fases da MRV (V_k) pode ser calculada pela equação (4), $L_k(\theta, i_k)$ é a indutância da fase que depende da posição do rotor (θ) e da corrente elétrica na fase (i_k), e ω é a velocidade angular do eixo.

$$V_k = i_k R_k + L_k(\theta, i_k) \frac{di_k}{dt} + i_k \omega \frac{d(L_k(\theta, i_k))}{d\theta} \quad (4)$$

Pela equação (4), percebe-se que a tensão elétrica na fase é composta por três termos. O primeiro termo se refere à queda de tensão elétrica na resistência da fase, o segundo termo se refere à queda de tensão na indutância da fase e o terceiro termo se refere à força contra eletromotriz ($e = i_k \omega \frac{dL_k(\theta, i_k)}{d\theta}$). A força contra eletromotriz cresce com o aumento da velocidade. Em certa velocidade, a força contra eletromotriz se iguala à tensão aplicada à fase (V_k). Esta velocidade é denominada velocidade de base (ω_b) e marca o ponto em que fica impraticável a regulação de corrente elétrica do MRV. Abaixo da velocidade de base, ainda é possível regular a corrente na máquina e o acionamento

pode ser feito por histerese de corrente. Entretanto, acima da velocidade de base, como já não é mais possível regular a corrente, o acionamento deve ser feito por pulso único de tensão.

3 Técnicas de minimização de ripple de torque

As técnicas eletrônicas de minimização de *ripple* de torque são baseadas na otimização dos parâmetros de controle (θ_{on} , θ_{off} , i_k e V_k). O objetivo deste artigo é estudar e comparar técnicas de controle eletrônico para minimização da ondulação de torque em toda a faixa de velocidade de operação da MRV estudada, considerando técnicas de controle de torque instantâneo (CTI) e controle de torque médio (CTM).

3.1 Controle de torque médio

As técnicas de CTM visam controlar o torque médio produzido pela máquina utilizando-se uma corrente constante durante o período de excitação (Fernando and Barnes, 2015; Cheng et al., 2015). Dentre as técnicas de controle de torque médio, este trabalho estuda a técnica controle direto de torque médio (CDTM) pela sua grande difusão na literatura.

3.1.1 Controle direto de torque médio

O CDTM utiliza o erro entre o torque médio estimado e o torque de referência (T^*) juntamente com a informação de velocidade da máquina (ω) para gerar referências de corrente e de ângulos de disparo através de 3 tabelas de consulta, sendo elas: 1) $I_{ref}(T^*, \omega)$; 2) $\theta_{on}(T^*, \omega)$ e 3) $\theta_{off}(T^*, \omega)$.

O torque médio ($\bar{T}$) é estimado através da energia mecânica W_{mec} e é dado por:

$$\bar{T} = \frac{N_{ph} N_r}{2\pi} W_{mec}, \quad (5)$$

onde N_{ph} é o número de fases e N_r é o número de polos no rotor. Para determinar a energia mecânica, tem-se que:

$$W_{mec} = \oint i_k \frac{d\lambda_k}{dt} dt. \quad (6)$$

Para implementar as equações (5) e (6) utiliza-se a estrutura mostrada na Figura 3. O circuito utiliza um bloco *Sample & Hold* para calcular a energia mecânica no momento em que a corrente na fase se estingue. Depois um ganho é utilizado para calcular o torque médio. Vale notar que para melhor eficiência, deve-se estimar o torque médio produzido por cada fase separadamente.

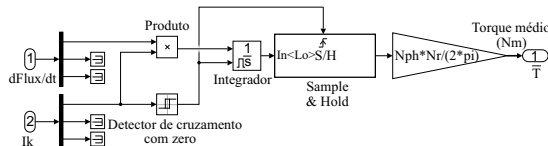


Figura 3: Estrutura utilizada para fazer a estimativa do torque médio produzido.

Outra característica marcante do CDTM é a referência de torque modificada utilizada (T^*), que é dada pela soma de um erro entre o torque médio estimado

processado por um controlador PI e o torque de referência inicial (T_{ref}). Esta referência modificada, juntamente com a velocidade instantânea da MRV são usadas como entrada nas tabelas de consulta supracitadas para determinar os ângulos de disparo e a corrente de referência.

3.2 Controle de torque instantâneo

Nos métodos de CTI, a corrente ou tensão de referência são calculados a cada período de amostragem através do erro entre o torque de referência e o torque instantâneo e a posição do rotor. Dentre as técnicas de CTI existentes, este trabalho investiga o perfilamento de corrente através de funções de divisão de torque (FDTs), o controle direto de torque (CDT) para MRVs e o controle direto de torque instantâneo (CDTI).

3.2.1 Funções de divisão de torque

O perfilamento de corrente consiste em forçar a corrente elétrica de cada uma das fases a seguir um perfil determinado (Dubravka et al., 2017). O perfil a ser seguido pode ser criado *online* ou *offline* (Mikail et al., 2013; Husain, 2002). Considerando que a corrente elétrica pode ser regulada apropriadamente, o torque pode ser distribuído entre as fases de maneira que a soma dos torques produzidos por cada fase (T_k) seja igual ao torque de referência (T^*) (Ye et al., 2015b; Ye et al., 2015a). Os métodos que utilizam deste princípio são conhecidos como funções de divisão de torque (FDTs). Nestes casos, T^* é dividido entre as fases gerando uma referência de torque para cada fase k (T_k^*). Esta divisão depende da posição angular e deve seguir um perfil definido como:

$$T_k^*(\theta) = \begin{cases} 0 & , 0 \leq \theta \leq \theta_{on} \\ T^* f_{subida}(\theta) & , \theta_{on} \leq \theta \leq \theta_{on} + \theta_{ov} \\ T^* & , \theta_{on} + \theta_{ov} \leq \theta \leq \theta_{off} - \theta_{ov} \\ T^* f_{descida}(\theta) & , \theta_{off} - \theta_{ov} \leq \theta \leq \theta_{off} \\ 0 & , \theta_{off} \leq \theta \leq \theta_{al} \end{cases} \quad (7)$$

em que θ_{on} , θ_{off} , θ_{al} , θ_{ov} são os ângulos de acionamento, desligamento, alinhamento e intervalo de sobreposição respectivamente. Já $f_{subida}(\theta)$ e $f_{descida}(\theta)$, são as funções que regem o perfil de torque durante a entrada e saída da comutação respectivamente. As formas mais comuns são linear, senoidal, cúbica e exponencial (Mikail et al., 2013; Ye et al., 2015b; Ye et al., 2015a; Vujicic, 2012; Xue et al., 2009).

Depois de ser gerada, a referência de torque de cada fase deve ser transformada em uma referência de corrente. Para tanto, pode-se utilizar uma equação ou uma tabela de consulta, ambas na forma $I(T, \theta)$ (Sun et al., 2015). Neste trabalho, utiliza-se uma tabela de consulta obtida através de simulações computacionais a partir dos dados de magnetização da máquina utilizada, visando uma melhor representatividade da MRV com relação às suas características. As curvas de magnetização foram obtidas como proposto em (Barros et al., 2018)

No presente estudo, as FDTs linear, senoidal, exponencial e cúbica são implementadas e comparadas

quanto ao nível de *ripple* de torque produzido. A escolha dos ângulos de disparo têm grande influência na produção das ondulações de torque, por isto os ângulos utilizados devem ser tais que, durante a comutação, a soma do torque produzido pelas fases seja igual ao torque total de referência.

As funções de subida e descida para as FDTs linear, senoidal, exponencial e cúbica utilizadas neste trabalho são apresentadas pelas equações (8), (9), (10) e (11), respectivamente. Nas equações, os índices *lin*, *sen*, *exp* e *cub* se referem às FDTs linear, senoidal, exponencial e cúbica, respectivamente.

$$\text{Linear} \begin{cases} f_{subida}^{lin}(\theta) = \frac{1}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{on}) \\ f_{descida}^{lin}(\theta) = 1 - \frac{1}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{off}) \end{cases} \quad (8)$$

$$\text{Senoidal} \begin{cases} f_{subida}^{sen}(\theta) = \frac{1}{2} - \frac{1}{2} \cos \frac{\pi}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{on}) \\ f_{descida}^{sen}(\theta) = \frac{1}{2} + \frac{1}{2} \cos \frac{\pi}{\theta_{ov}}(\theta - \theta_{off}) \end{cases} \quad (9)$$

$$\text{Exponencial} \begin{cases} f_{subida}^{exp}(\theta) = 1 - \exp\left(-\frac{(\theta - \theta_{on})^2}{\theta_{ov}}\right) \\ f_{descida}^{exp}(\theta) = 1 - f_{subida}^{exp}(\theta - \theta_{off} + \theta_{on}) \end{cases} \quad (10)$$

$$\text{Cúbica} \begin{cases} f_{subida}^{cub}(\theta) = \frac{3}{\theta_{ov}^3}(\theta - \theta_{on})^2 - \frac{2}{\theta_{ov}^3}(\theta - \theta_{on})^3 \\ f_{descida}^{cub}(\theta) = 1 - f_{subida}^{cub}(\theta - \theta_{off} + \theta_{on}) \end{cases} \quad (11)$$

3.2.2 Controle direto de torque

O CDT, por sua vez, é uma técnica de controle consolidada para máquinas de indução que pode ser adaptada para os requisitos das MRVs (Zhao et al., 2017). O princípio básico deste método é manter tanto o fluxo concatenado no estator quanto o torque instantâneo dentro de bandas de histerese através da aplicação de diferentes estados de tensão às chaves do conversor AHB. Os estados de tensão têm a capacidade de mudar a orientação e a amplitude do vetor de fluxo e do torque (d. Xu et al., 2016). O processo de aumentar e diminuir o fluxo concatenado para controlar o torque eletromagnético é chamado de aceleração e desaceleração do fluxo, respectivamente.

Para aplicar o CDT é necessário controlar o módulo do fluxo concatenado em coordenadas estacionárias ($\lambda_{\alpha\beta}$), dado pela equação (12), onde λ_α e λ_β são as componentes do eixo α e β do plano estacionário e são dadas pelas equações (13) e (14) com a transformada de Clarke, respectivamente.

$$\lambda_{\alpha\beta} = \sqrt{\lambda_\alpha^2 + \lambda_\beta^2} \quad (12)$$

$$\lambda_\alpha = \lambda_a - \lambda_b \cos 60^\circ + \lambda_c \cos 60^\circ \quad (13)$$

$$\lambda_\beta = \lambda_b \sin 60^\circ - \lambda_c \sin 60^\circ \quad (14)$$

Nas equações (13) e (14), os índices *a*, *b* e *c* se referem às fases A, B e C do MRV. Os valores do fluxo concatenado em coordenadas estacionárias também podem ser utilizados para estimar a posição do rotor (θ) através da equação (15), onde $\arctan 2(x)$ é um arco tangente pertencente ao intervalo $-\pi \leq \arctan 2x \leq \pi$.

$$\theta = \arctan 2 \frac{\lambda_\beta}{\lambda_\alpha} \quad (15)$$

A Tabela 1 mostra resumidamente os vetores aplicados para cada condição de erro de torque e fluxo, onde os estados de magnetização, desmagnetização são representados por (1), (-1) e (0), respectivamente. Para exemplificar, se $60^\circ \leq \theta \leq 120^\circ$ e tanto o fluxo concatenado quanto o torque eletromagnético atingirem a banda superior da histerese, ou seja, precisam ser reduzidos, o vetor U_5 deve ser aplicado. Desta forma, os estados (1), (-1) e (0) são aplicados às fases A, B e C, respectivamente. O caso do exemplo está destacado na Tabela 1.

Tabela 1: Tabela de chaveamento para o CDT de um MRV trifásico.

Posição angular	Relação $T \& \lambda$			
	$\lambda \uparrow T \uparrow$	$\lambda \uparrow T \downarrow$	$\lambda \downarrow T \uparrow$	$\lambda \downarrow T \downarrow$
0 – 60°	$U_1(0,1,-1)$	$U_5(1,-1,0)$	$U_2(-1,1,0)$	$U_4(0,-1,1)$
60 – 120°	$U_2(-1,1,0)$	$U_0(1,0,-1)$	$U_3(-1,0,1)$	$U_5(1,-1,0)$
120 – 180°	$U_3(-1,0,1)$	$U_1(0,1,-1)$	$U_4(0,-1,1)$	$U_0(1,0,-1)$
180 – 240°	$U_4(0,-1,1)$	$U_2(-1,1,0)$	$U_5(1,-1,0)$	$U_1(0,1,-1)$
240 – 300°	$U_5(1,-1,0)$	$U_3(-1,0,1)$	$U_0(1,0,-1)$	$U_2(-1,1,0)$
300 – 360°	$U_0(1,0,-1)$	$U_4(0,-1,1)$	$U_1(0,1,-1)$	$U_3(-1,0,1)$

Para melhor ilustrar a disposição espacial e a aplicação destes vetores, a Figura 4 mostra os vetores de estado que podem ser aplicados de acordo com a posição do rotor e uma das possibilidades de vetores a serem aplicados para realizar um ciclo de fluxo concatenado. O espaço vetorial é dividido em seis setores ($S_0 - S_5$), sendo cada um dos setores delimitados pela distribuição espacial das fases A, B e C. No caso exemplificado na Figura 4, os vetores aplicados sempre visam aumentar o valor do torque eletromagnético, sendo assim, ocorre sempre rotação do vetor de fluxo concatenado no sentido anti-horário.

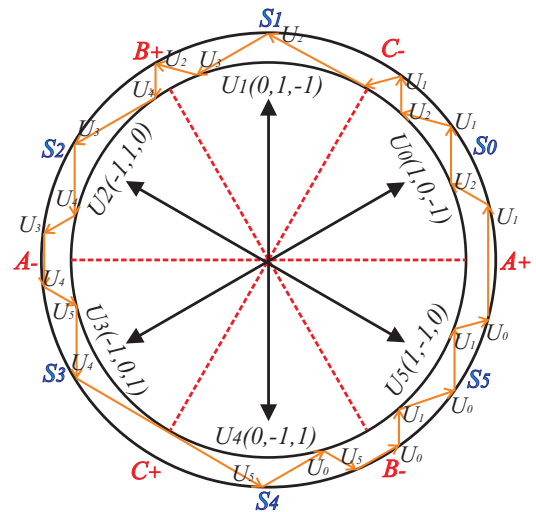


Figura 4: Divisão espacial dos vetores de tensão aplicados às fases da MRV trifásica e representação de um ciclo do fluxo concatenado no estator.

3.2.3 Controle direto de torque instantâneo

O CDTI, emprega um controlador por histerese de banda dupla para dividir dinamicamente o torque produzido entre as fases durante a comutação de fases (Vujicic, 2012; Zeng et al., 2015; Fuengwarodsakul et al., 2005). Entretanto, diferentemente das FDTs, esta técnica não utiliza funções predeterminadas. O algoritmo de controle aplica diferentes estados de tensão às chaves de acordo com a posição do rotor e as condições de erro de torque. Este método visa evitar *hard-chopping*, priorizar a produção de torque pela fase que está a menos tempo em condução e manter a fase que está saindo de condução em roda-livre pelo maior período possível (KleinHessling et al., 2015).

A condição da fase depende da posição angular θ . A Figura 5 exibe as formas de onda das correntes elétricas nas fases quando o método CDTI é utilizado. Nesta mesma figura, são definidos dois intervalos: 1) Condução única: ocorre quando apenas uma fase está conduzindo; e 2) Comutação: ocorre quando duas ou mais fases estão conduzindo, sendo que destas duas fases, a fase que esta por sair da comutação é referida como fase a jusante e a fase que acaba de entrar na comutação é referida como fase a montante. Estas definições são utilizadas para determinar a condição da fase, podendo esta ser habilitada (1) ou desabilitada (0). A condição da fase é tida como habilitada enquanto a posição do rotor for contida no intervalo de condução ($\theta_{on} < \theta < \theta_{off}$) e desabilitada quando a posição do rotor se encontra fora deste intervalo.

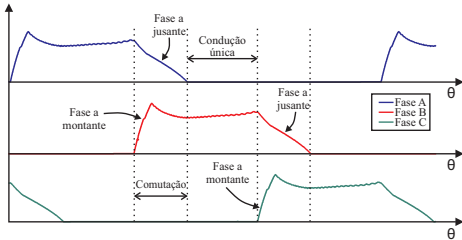


Figura 5: Forma de onda da corrente produzida quando CDTI é utilizado.

Durante a comutação, há duas lógicas de chaveamento utilizadas. Uma para a fase a montante e outra para a fase a jusante em relação a posição do rotor em qualquer sentido de rotação. As máquinas de estado para cada um destes casos são mostradas na Figura 6, onde T_{err} é o erro de torque, $thlm$ é o primeiro limite inferior, $thhm$ é o primeiro limite superior, thh é o limite superior mais alto e thl é o limite inferior mais baixo.

A lógica de comutação para fase em condução única e para a fase a jusante é a mesma utilizada em *soft-chopping* (Figura 6(a)). Por outro lado, para a fase a montante durante a comutação, a lógica de chaveamento permite o estado de desmagnetização com a condição de que os estado nunca passem diretamente de 1 para -1 ou vice-versa. Tal condição evita *hard-chopping* e garante produção de torque suave (Figura 6(b)). A Tabela 2 resume os estados que podem ser

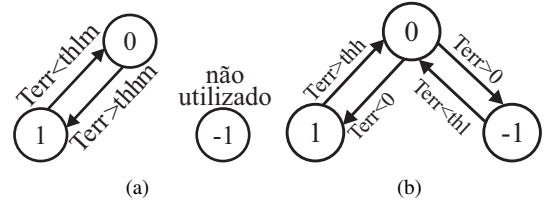


Figura 6: Máquina de estado para histerese do CDTI: a) Condução única e fase a jusante; b) Fase a montante.

aplicados de acordo com a condição de cada fase, tanto para comutação quanto para o período de condução única. Para exemplificar, considerando que as condições das fases k e $k+1$ sejam 1 (habilitada), isto implica que os estados 1, 0 ou -1 podem ser aplicados à fase k e que os estados 1 ou 0 podem ser aplicados à fase $k+1$. O caso exemplificado está destacado na tabela.

Tabela 2: Tabela de chaveamento para o CDTI de um MRV trifásico.

Condição da fase			Estado aplicado		
$k-1$	k	$k+1$	$k-1$	k	$k+1$
0	0	0	—	—	—
1	0	0	1 0	—	—
1	1	0	1 0 -1	1 0	—
0	1	0	-1 —	1 0	—
0	1	1	—	1 0 -1	1 0
0	0	1	—	-1 —	1 0

As regras de chaveamento apresentadas na Tabela 2 são responsáveis por aplicar três condições, que garantem o menor nível de *ripple* de torque possível:

1. Evitar *hard-chopping* para minimizar as perdas por chaveamento e reduzir o *ripple* de torque;
2. Priorizar a fase à montante para a produção de torque para que a corrente elétrica da fase a jusante já tenha chegado a zero antes que a inclinação da curva de indutância se torne negativa, evitando assim a produção de torque negativo;
3. Manter a fase a jusante no estado de roda-livre pelo maior período de tempo possível para minimizar tanto o *ripple* de torque quanto as perdas elétricas no cobre.

3.3 Comparação entre CTM e CTI

Os métodos CTI dependem da variação instantânea de corrente ou fluxo concatenado para controlar o torque produzido de forma instantânea. Em velocidades abaixo da velocidade de base (ω_b), a força contra eletromotriz (e) é menor que a tensão no barramento de corrente contínua, o que permite que a corrente elétrica ou o fluxo concatenado sejam controlados de modo a seguir uma referência adequadamente. Sendo assim, o CTI pode ser implementado.

Quando a velocidade da máquina supera a velocidade de base, a força contra eletromotriz cresce e

faz com que a capacidade de regulação de corrente diminua. Desta maneira, em altas velocidades apenas o torque médio pode ser controlado através da variação dos ângulos de acionamento e o controle passa a ser sobre o torque médio. Os métodos de CTM visam manter o torque médio próximo a uma referência, indistiguindo as amplitudes das ondulações do torque produzido.

Os métodos de CTI apresentam melhor capacidade de regular a corrente abaixo da velocidade de base, portanto, apresentam menor *ripple* de torque em comparação aos métodos de CTM. Por outro lado, CTM pode ser usado em toda a faixa de velocidade de operação da máquina. Além disso, já que para o CTI as grandezas de referência devem ser calculadas em tempo real, existe uma alta dependência destes métodos quanto a posição angular, enquanto que para o CTM, a posição angular pode ser aferida apenas uma vez por período de acionamento.

4 Resultados de simulação

Para verificar o desempenho dos métodos estudados, simulações computacionais foram realizadas no ambiente MATLAB/Simulink. A máquina simulada é um MRV trifásico 12/8 de 1,5 kW com $\omega_b = 1500$ rpm. O modelo utilizado na simulação foi gerado através de curvas de magnetização obtidas experimentalmente como é proposto em (Barros et al., 2015; Barros et al., 2018). A tensão de excitação é fixa em 80 V. As simulações foram realizadas de 10 rad/s, com um passo de 20 rad/s, até o ponto em que a velocidade deixasse de ser regulada (170 rad/s para CDT, 190 rad/s para FDT, 210 rad/s para CDTI e 250 rad/s para CDTM). Depois das simulações, o *ripple* de torque foi calculado utilizando-se a equação (3) para cada uma das técnicas supracitadas em cada velocidade.

Além disso, para melhor compreender o problema, foram feitas simulações em que nenhum tipo de controle de torque foi implementado, apenas a velocidade do MRV foi controlada. As condições de variação de velocidade destas simulações são as mesmas descritas para as simulações feitas com os métodos de controle de torque estudados. A velocidade foi aumentada em 20 rad/s a cada simulação até que o método não pudesse mais regular a velocidade. Nestas simulações os ângulos de disparo foram mantidos fixos: $\theta_{on} = 22,5^\circ$ e $\theta_{off} = 40,0^\circ$. Para cada simulação foi calculado o *ripple* de torque. Os resultados são apresentados na Figura 7.

4.1 Comparação das FDTs convencionais

As FDTs linear, senoidal, cúbica e exponencial foram implementadas e comparadas em relação ao *ripple* de torque por todo o alcance de velocidade da MRV com o torque de carga (T_L) fixo em 2 N.m. Os ângulos utilizados para a geração das FDTs são variáveis de acordo com o tipo de FDT e o ponto de operação (T_L, ω). A Figura 8 mostra a corrente de referência (i_k^*), o torque de referência (T_k^*) e os valores instantâneos das mesmas grandezas (T_k e i_k) para as FDTs estudadas. É possível diferenciar os valores instantâneos

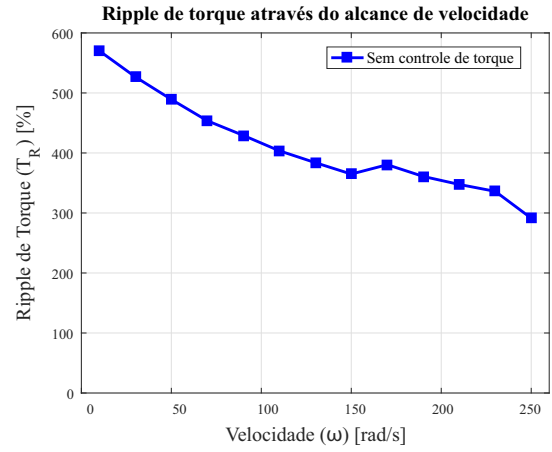


Figura 7: Nível de ondulação do torque eletromagnético produzido sem controle de torque por toda a faixa de velocidade de operação da MRV.

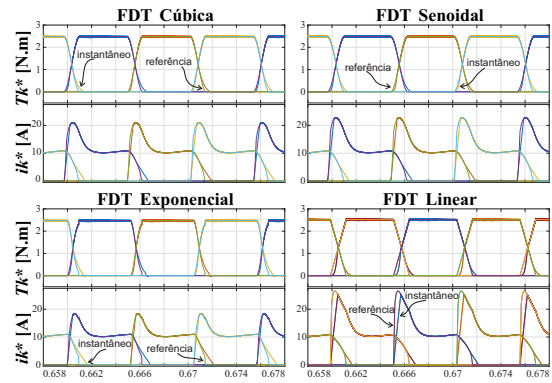


Figura 8: Comparação de diferentes FDTs em relação às correntes e tensões de cada fase em 50 rad/s.

dos de referência em duas situações, durante a subida inicial o valor instantâneo tem um pequeno atraso em relação à referência; e na descida final das curvas em que a força contra-eletromotriz (e) faz com que o valor instantâneo não siga corretamente a referência. Com o aumento de velocidade, esta diferença se acentua devido ao aumento da força contra eletromotriz.

Os resultados da comparação quanto ao *ripple* de torque são expostos na Figura 9. As FDTs estudadas,

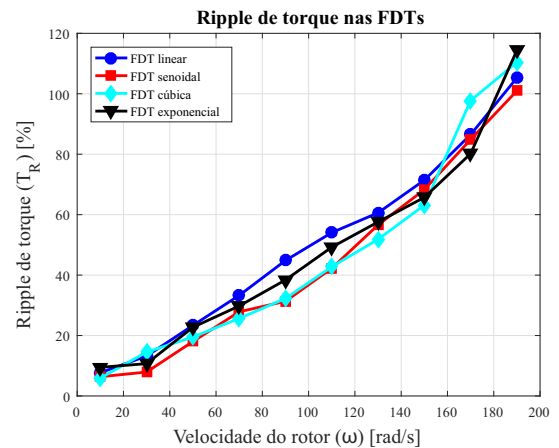


Figura 9: Comparação de diferentes FDTs em respeito ao *ripple* de torque.

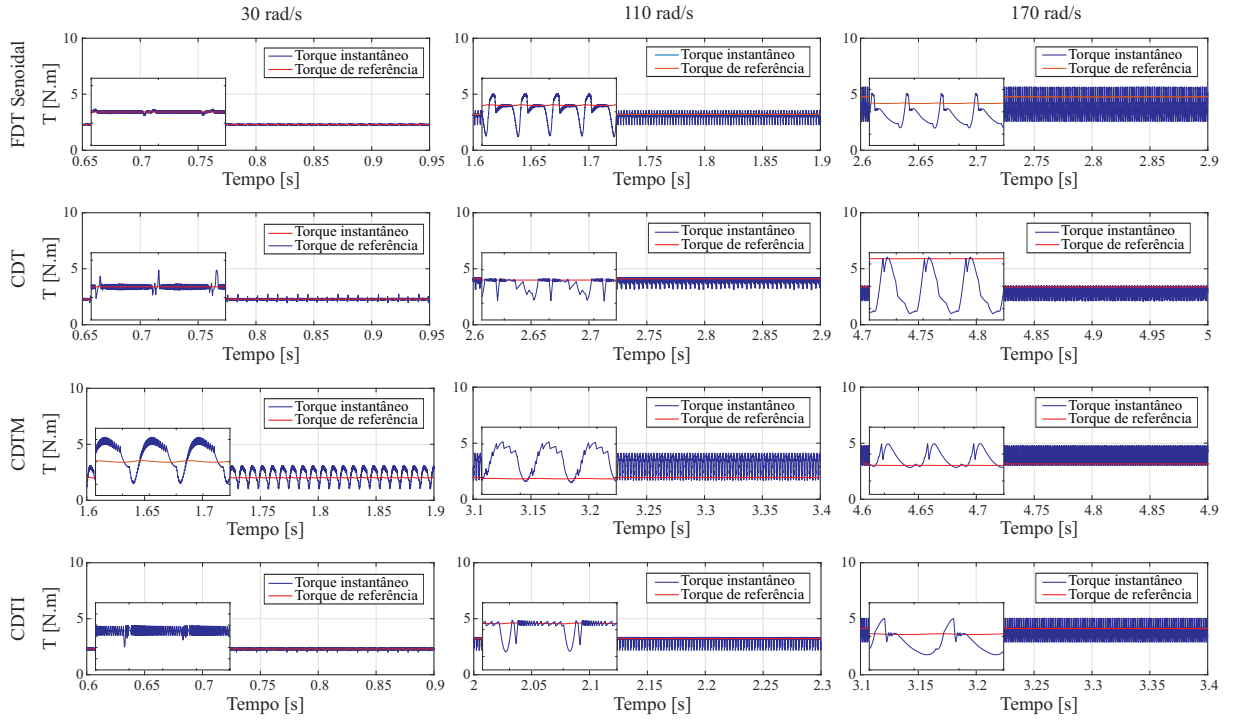


Figura 10: Formas de onda do torque eletromagnético para os métodos estudados em 30, 110 e 170 rad/s e detalhe das formas de onda.

apresentam ondulação de torque semelhante nos casos testado, com uma variação máxima de 19.59% em 170 rad/s . Entretanto, a FDT senoidal apresenta ondulações de torque mais baixas por uma longa faixa de velocidade de operação e é de fácil implementação comparando-se à exponencial e à cúbica. Sendo assim, a FDT senoidal é escolhida para a comparação com os outros métodos testados.

4.2 Comparação entre FDT Senoidal, CDTI, CDT e CDTM

Os métodos estudados foram comparados em diferentes velocidades com o torque de carga fixo em 2 N.m . A Figura 10 mostra as formas de onda do torque instantâneo para 30, 110 e 170 rad/s para os métodos FDT Senoidal, CDT, CDTM e CDTI. O torque de referência é seguido com precisão. Com o aumento da velocidade, a capacidade de regulação de torque diminui devido ao aumento de e .

Posteriormente, o *ripple* de torque foi calculado através da equação (3) para velocidades variando de 10 rad/s , com um passo de 20 rad/s , até o ponto onde o método simulado perde a regulação de velocidade. Comparando-se os resultados com os valores obtidos sem a implementação de técnicas de minimização de *ripple* de torque, fica clara a eficiência dos métodos quanto à mitigação das ondulações de torque. Quando nenhum método é aplicado, os níveis de ondulação alcançam o valor de 570,1% na velocidade de 10 rad/s . Com o aumento da velocidade, o *ripple* diminui naturalmente devido à ação da inércia e do aumento da frequência natural do *ripple* de torque, equanto que para o caso onde é implementado um al-

goritmo de controle para minimizar as ondulações de torque, o maior valor retornado das simulações foi de 137,7%, que ocorreu para o CDT a uma velocidade de 170 rad/s .

Os resultados obtidos com os métodos estudados são mostrados na Figura 11. Dentre os métodos simulados, até aproximadamente 20 rad/s , o perfilamento de corrente com a FDT Senoidal apresenta menores oscilações. Acima de 20 rad/s , o CDTI apresentou melhor capacidade de regulação de torque até a velocidade de base. Dos métodos de controle de torque instantâneo, o que apresentou maiores oscilações no torque foi o CDT. Acima da velocidade de base, as técnicas de CTI começam a perder a capacidade de re-

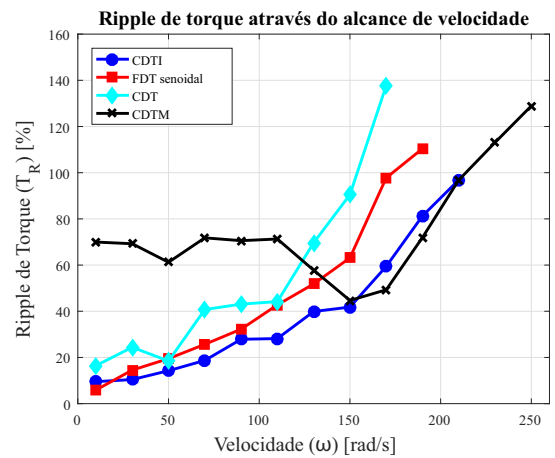


Figura 11: Comparação entre CDTM, CDT, CDTI e FDT Senoidal quanto ao *ripple* de torque em todo o plano de velocidade.

gulação de torque e o CDTM passa a apresentar menores oscilações no conjugado de saída, sendo o mais indicado.

5 Conclusões

Este artigo investigou diferentes técnicas eletrônicas de controle de torque instantâneo e médio. Em todas as técnicas, o torque é regulado e a velocidade é controlada em uma malha externa de controle. Os princípios básicos de um MRV são apresentados e é feita uma comparação entre técnicas de CTI e CTM. Simulações computacionais foram realizadas para verificar os métodos. Inicialmente, quatro tipos de FDTs foram comparadas, dentre as quais, as FDTs senoidal e a cúbica apresentaram *ripple* de torque mais baixo e com valores similares na faixa de velocidade de interesse, entretanto, a FDT senoidal foi considerada para as demais comparações pela facilidade de implementação. Depois, a FDT senoidal foi comparada com o CDTI, o CDTM e o CDT. Considerando o MRV estudado, a FDT senoidal apresentou melhor performance apenas para velocidades inferiores a 10 *rad/s*, entre esta velocidade e 150 *rad/s* o CDTI se mostrou mais indicado. Acima da velocidade de base, as técnicas de CTI perdem a capacidade de regulação de torque e o CDTM passa a exibir *ripple* de torque inferior e tem capacidade de regulação de velocidade estendida em relação aos outros métodos estudados, sendo o método mais indicado para altas velocidades. Os resultados ajudam na escolha do método de controle de conjugado com o objetivo de minimizar as ondulações de torque, além de mostrar que com os avanços nas técnicas de controle para regular o torque e minimizar as ondulações de conjugado, as MRVs apresentam-se como competitivas e podem ser utilizadas em aplicações da indústria que requerem baixo nível de *ripple* de torque, como por exemplo na tração de veículos elétricos e aplicações aeroespaciais.

Referências

- Barros, T. A. D. S., Neto, P. J. D. S., de Paula, M. V., Moreira, A. B., Filho, P. S. N. and Filho, E. R. (2018). Automatic characterization system of switched reluctance machines and nonlinear modeling by interpolation using smoothing splines, *IEEE Access* **6**: 26011–26021.
- Barros, T. A. S., Nascimento, P. S., Moreira, A. B., Teixeira, V. S. C., Villalva, M. G. and Ruppert, E. (2015). Sistema automático de caracterização de máquinas de relutância variável e modelagem não linear por interpolações utilizando smoothing splines, *Eletrônica de Potência* **20**(2): 140–150.
- Cheng, H., Chen, H. and Yang, Z. (2015). Average torque control of switched reluctance machine drives for electric vehicles, *IET Electric Power Applications* **9**(7): 459–468.
- d. Xu, A., He, K. and Cao, Y. (2016). Torque ripple reduction of srm using optimized voltage vector in dtc, *2016 IEEE Vehicle Power and Propulsion Conference (VPPC)*, pp. 1–5.
- Dubravka, P., Rafajdus, P., Makys, P. and Szabo, L. (2017). Control of switched reluctance motor by current profiling under normal and open phase operating condition, *IET Electric Power Applications* **11**(4): 548–556.
- Fernando, N. and Barnes, M. (2015). Average torque control with current-peak regulation in switched reluctance motors, *2015 IEEE 11th International Conference on Power Electronics and Drive Systems*, pp. 762–766.
- Fuengwarodsakul, N. H., Menne, M., Inderka, R. B. and Doncker, R. W. D. (2005). High-dynamic four-quadrant switched reluctance drive based on dtc, *IEEE Transactions on Industry Applications* **41**(5): 1232–1242.
- Gan, C., Wu, J., Yang, S. and Hu, Y. (2015). Phase current reconstruction of switched reluctance motors from dc-link current under double high-frequency pulses injection, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **62**(5): 3265–3276.
- Husain, I. (2002). Minimization of torque ripple in srm drives, *IEEE Transactions on Industrial Electronics* **49**(1): 28–39.
- KleinHessling, A., Hofmann, A. and Doncker, R. W. D. (2015). Direct instantaneous torque and force control: A novel control approach for switched reluctance machines, *2015 IEEE International Electric Machines Drives Conference (IEMDC)*, pp. 922–928.
- Krishnamurthy, M., Edrington, C. S., Emadi, A., Asadi, P., Ehsani, M. and Fahimi, B. (2006). Making the case for applications of switched reluctance motor technology in automotive products, *IEEE Transactions on Power Electronics* **21**(3): 659–675.
- Mikail, R., Husain, I., Islam, M. S., Sozer, Y. and Sebastian, T. (2015). Four-quadrant torque ripple minimization of switched reluctance machine through current profiling with mitigation of rotor eccentricity problem and sensor errors, *IEEE Transactions on Industry Applications* **51**(3): 2097–2104.
- Mikail, R., Husain, I., Sozer, Y., Islam, M. S. and Sebastian, T. (2013). Torque-ripple minimization of switched reluctance machines through current profiling, *IEEE Transactions on Industry Applications* **49**(3): 1258–1267.
- Sun, Q., Wu, J., Gan, C., Shen, M. and Hu, Y. (2015). Investigation of direct torque control and torque sharing function strategy for switched reluctance motor applications, *2015 18th International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, pp. 864–868.
- Vujicic, V. P. (2012). Minimization of torque ripple and copper losses in switched reluctance drive, *IEEE Transactions on Power Electronics* **27**(1): 388–399.
- Xue, X. D., 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., Bilgin, B. and Emadi, A. (2015a). An extended-speed low-ripple torque control of switched reluctance motor drives, *IEEE Transactions on Power Electronics* **30**(3): 1457–1470.
- Ye, J., Bilgin, B. and Emadi, A. (2015b). An offline torque sharing function for torque ripple reduction in switched reluctance motor drives, *IEEE Transactions on Energy Conversion* **30**(2): 726–735.
- Zeng, H., Chen, H. and Shi, J. (2015). Direct instantaneous torque control with wide operating range for switched reluctance motors, *IET Electric Power Applications* **9**(9): 578–585.
- Zhao, X., Xu, A. and Zhang, W. (2017). Research on dtc system with variable flux for switched reluctance motor, *CES Transactions on Electrical Machines and Systems* **1**(2): 199–206.