

Inversores de Frequência com Controle de Campo Orientado para Acionamento de Motores Síncronos de Ímã Permanente de Fluxo Axial

José A. Bail*, Felipe N. Mendonça*, Gabriel M. Pauka*,
Carlos A. Fiuza*, João A. Vilela Jr*

*Departamento de Engenharia Elétrica, Universidade Federal do Paraná, Curitiba, Paraná, Brasil.
(e-mail: jose.bail@ufpr.br, felipemendonca@ufpr.br, vilela@ufpr.br).

Abstract: This article presents a torque and speed control system for permanent magnet synchronous motors using the field oriented control model applied in a frequency inverter. In order to carry out this study the frequency inverters, the control loop, the motor and the mechanical load were all implemented in software using the MATLAB/Simulink tool. The axial flux permanent magnet synchronous motor, whose parameters were used, is the Emrax 208 model. One of the aims of the present work is to evaluate this system for electric traction systems for application in passenger cars. Simulations were held using two scenarios, the first used a speed control system and the second focused on using a variable torque to emulate the accelerator pedal. During the speed control, it was possible to operate with maximum torque, minimizing the rise time and reaching an acceleration of around 450rpm/s (3 m/s^2), as well as observing the implementation of regenerative braking. While the pedal was being emulated, the time of the torque response was around 10 ms and without significant overshoot. Aspects of the vector modulation were also presented and discussed in the simulations results.

Resumo: Este artigo apresenta um sistema de controle de velocidade e torque de motores síncronos de ímã permanente de fluxo axial utilizando o modelo de controle de campo orientado aplicado em um inversor de frequência. Para realizar este estudo foi implementado em software na ferramenta MATLAB/Simulink o inversor de frequência, as malhas de controle, o motor e a carga mecânica. O modelo do motor síncrono de ímã permanente de fluxo axial, cujos parâmetros foram utilizados, foi o Emrax 208. Um dos objetivos do presente trabalho é avaliar esse sistema de tração elétrica para aplicação em veículos de passeio. Foram realizadas simulações utilizando dois cenários, o primeiro com um sistema de controle de velocidade do veículo e o segundo cenário utilizando torque variável para emular o acelerador. No controle da velocidade, foi possível operar com torque máximo, minimizando o tempo de subida e alcançando uma aceleração de até 450rpm/s (3 m/s^2), além de observar a implementação de frenagem regenerativa. Quando emulando o pedal, o tempo de resposta de torque foi da ordem de 10 ms, sem significativo sobressinal. Aspectos da modulação vetorial também são apresentados e discutidos nos resultados de simulação.

Keywords: Axial Flux Permanent Magnet Synchronous Motor; Electric Vehicle; Field Oriented Control; Frequency Inverter; Vector Modulation.

Palavras-chaves: Controle de Campo Orientado; Inversor de Frequência; Veículo Elétrico; Modulação Vetorial; Motor Síncrono de Ímã Permanente de Fluxo Axial.

1. INTRODUÇÃO

As pesquisas em inversores de frequência para o acionamento de motores elétricos automotivos têm ganho uma crescente importância no cenário atual. O aumento do número de veículos elétricos e a busca pela racionalização do consumo de energia requer um constante aprimoramento das tecnologias relacionadas a tração elétrica. Com isso, diversas soluções estão sendo desenvolvidas, de modo a alcançar sempre melhores resultados de eficiência e performance nesses veículos (EL-Refaie et al. 2014; Chaker et al. 2009).

Na tração elétrica os motores são elementos fundamentais e estão em constante desenvolvimento. Atualmente, dois

modelos de motores têm sido mais utilizados nas aplicações automotivas de carros híbridos ou elétricos. Esses modelos são o motor de indução com rotor em gaiola (CRIM, do inglês *Cage Rotor Induction Motor*) e os motores síncronos de ímã permanentes (PMSM, do inglês *Permanent Magnet Synchronous Motor*) (Korkmaz et al. 2016; Pauka et al. 2018). Dentre estes, os motores PMSMs, por possuírem uma maior densidade de potência (EL-Refaie et al. 2014; Pauka et al. 2018), mostraram-se mais adequados para aplicações automotivas em sistemas de tração segundo Korkmaz et al. (2016).

Para o processo de simulação e validação do presente trabalho foi utilizado um motor síncrono de ímã permanente

de fluxo-axial (AFPM, do inglês *Axial Flux Permanent Magnet*) (Daldaban et al. 2015; Chaker et al. 2009; Bi, Pei and Chai et al. 2019). Motores desse tipo apresentam grande vantagem por possuírem um curto comprimento axial, sendo ideais assim para sistemas de tração mais compactos em veículos elétricos. Essas máquinas apresentam também, altos níveis de densidade de potência e eficiência segundo Daldaban et al. (2015) e Chaker et al. (2009).

Os inversores de frequência podem utilizar diversas metodologias para o controle de velocidade e torque dos PMSM de fluxo axial. Dentre elas estão o controle direto de torque (DTC, do inglês *Direct Torque Control*) (Abassi et al. 2015; Korkmaz et al. 2016) e o controle de campo orientado (FOC, do inglês *Field Oriented Control*) (Pauka et al. 2018; Nicola et al. 2019; Abassi et al. 2015). O FOC foi escolhido para o desenvolvimento desse trabalho, pois esse mostra-se mais eficiente no controle de torque, principalmente em baixas velocidades, segundo Pauka et al (2018). Semelhantemente, podem ser utilizados concepções distintas de controladores para esse sistema, como por exemplo, lógica Fuzzy (Chen and Hoai et al. 2019) e controladores repetitivos (Michels et al. 2012). Foi escolhido um controlador PI para a configuração do controlador do sistema.

A simulação desse sistema foi realizada por meio da ferramenta SIMULINK do MATLAB. Essa ferramenta tem sido utilizada para essa aplicação, como pode ser visto nos trabalhos de Kivanc O. C. and Ozturk et al. (2015) e Chen and Hoai et al. (2019). Assim, é possível testar em software todo o sistema de FOC, em conjunto com modelos representativos de características construtivas elétricas e mecânicas do motor PMSM. Os resultados obtidos serão apresentados ao longo desse artigo.

O algoritmo de controle foi desenvolvido utilizando as bibliotecas da plataforma controlSUITE disponibilizada pela empresa *Texas Instruments* em conjunto com ferramentas do ambiente de programação Code Composer Studio (CCS). Foi visado para a implementação desse sistema, a utilização do microcontrolador TMS320F28379D. Dessa maneira, esse modelo de simulação de controle de campo orientado construído em software por meio de diagrama de blocos utilizando a ferramenta MATLAB/Simulink, pode ser convertido em código de programação que permite ser migrado para esse microcontrolador.

Esse trabalho busca apresentar os resultados obtidos utilizando essas ferramentas de simulação em modelos de motor PMSM de fluxo axial e inversor de frequência. Em conjunto, foram utilizadas simulações de cargas mecânicas que emulam a inércia, fricção e os freios do carro, permitindo assim reproduzir diferentes cenários que esse sistema de tração pode ser submetido.

Para isso, foram realizadas simulações referentes a controle de velocidade e controle de torque em resposta a referenciais variantes no tempo como relevo da pista e pedal do acelerador, sendo possível assim avaliar a resposta dinâmica desse sistema em demandas de torque e modelos de controle diferentes. O funcionamento de cada tipo de controle e seus respectivos resultados serão discutidos ao longo do trabalho.

2. MOTOR SÍNCRONO DE ÍMÃ PERMANENTE DE FLUXO AXIAL

O funcionamento desse modelo de motor se baseia na energização das bobinas do estator que criam, assim, um fluxo magnético girante de modo que o torque é gerado no rotor através da relação dos fluxos magnéticos do rotor e do estator. Em motores de ímã permanente, o fluxo do rotor é produzido por meio de ímãs fixados no rotor, garantindo um fluxo magnético permanente (EL-Refaie et al. 2014). Portanto, dentre os PMSM há uma classificação que se refere ao comportamento desse fluxo. Em motores de fluxo axial o fluxo é produzido axialmente ao longo do eixo do rotor, como apresentado na Fig. 1.

Motores de fluxo axial também são conhecidos por motor de *disc-type* por possuírem rotor e estator planos em forma de disco, diferente dos motores convencionais de fluxo radial, usualmente cilíndricos (Chaker et al. 2009; Bi, Pei and Chai et al. 2019). Essa configuração permite um maior diâmetro do rotor nesse modelo axial. De modo que uma maior densidade de potência pode ser fornecida por esse motor, segundo Daldaban et al. (2015), possibilitando assim a sua utilização em aplicações que demandam alto torque.

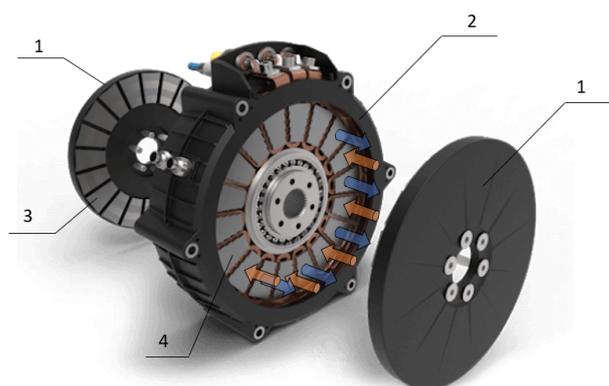


Fig. 1 – Vista explodida de um PMSM de fluxo axial com a representação dos sentidos dos fluxos magnéticos. Fonte: Adaptado de Moreels D. et al. (2018).

Na Fig. 1 é possível visualizar as partes construtivas do motor em estudo, em que: 1) representa os dois rotores em torno do estator constituído de material ferromagnético; 2) refere-se ao estator no qual os polos dispostos de forma adjacente geram fluxos magnéticos em uma única direção, mas podendo inverter o sentido conforme a corrente em sua bobina; 3) apresenta um dos ímãs permanentes fixado no rotor que constituem os diversos polos do rotor; 4) representa um dos polos salientes do estator com seu respectivo bobinamento.

Motores de fluxo axial trazem também, uma maior flexibilidade construtiva, permitindo assim, estruturas com apenas um rotor e um estator, como também estruturas com o rotor entre dois estatores ou um estator entre dois rotores (Chaker et al. 2009; Bi, Pei and Chai et al. 2019). A utilização de uma estrutura em multi-estágios acumulando diversos rotores e estatores aumenta consideravelmente a capacidade de geração de torque dessa máquina, segundo Bi,

Pei and Chai et al. (2019). As vantagens comentadas, em conjunto com a disponibilidade de projetos axiais compactos e menores possibilitam a criação de sistemas de tração mais otimizados para veículos elétricos (Daldaban et al. 2015; Chaker et al. 2009). Dessa maneira, essa tecnologia, ainda em ascensão, tem chamado atenção da indústria automotiva de acordo com o aumento da demanda de tecnologias em torno do tema de eletromobilidade.

Essas máquinas, entretanto, apresentam uma elevada dificuldade em seu processo de manufatura. Isso se deve a processos complexos de construção das partes desse motor. Dessa forma, a manufatura se torna mais longa, consequentemente encarecendo o processo em torno dela (Daldaban et al. 2015). Por essa razão a utilização desse tipo de máquina, apesar de muito promissora em termos de evolução em performance de veículos elétricos, ainda está em estágios iniciais de utilização, como discutido por Daldaban et al. (2015).

3. CONTROLE DE CAMPO ORIENTADO

O controle de campo orientado é utilizado para melhorar o desempenho dinâmico do motor e aumentar a eficiência do sistema de tração elétrica. As correntes trifásicas de alimentação do motor, que circulam pelos enrolamentos do estator, são responsáveis pela formação da força magnetomotriz resultante (F_r), denominada de campo girante. O inversor de frequência com controle vetorial deve ser capaz de manter o campo girante em quadratura com a força magnetomotriz do rotor (F_{rotor}) para se obter o maior torque possível com as respectivas forças magnetomotrizes. O cálculo do torque do motor é apresentado em (1), em que k representa as características construtivas do motor e δ o ângulo entre as forças magnetomotrizes. Quando δ é 90° o torque é máximo, por consequência, as correntes de alimentação são as menores possíveis para o respectivo torque, sendo essa condição denominada de Máximo Torque por Ampère (MTPA).

$$T = k \cdot F_r \cdot F_{rotor} \cdot \text{sen}(\delta) \quad (1)$$

Para que o campo girante esteja em quadratura com a F_{rotor} o controle do inversor deve atuar para que o inversor de frequência imponha ao motor as correntes trifásicas adequadas. A definição das correntes adequadas é feita de forma simples e efetiva utilizando as transformadas de Clarke e Park. O campo girante (F_r) é resultado da interação dos campos magnéticos produzido nas bobinas do estator, que por sua vez, dependem das correntes de alimentação do motor. Dessa forma, pode-se representar o campo girante como função das correntes i_a , i_b e i_c . A transformada de Clarke tem como objetivo representar o mesmo campo girante utilizando um plano com duas coordenadas e reduzindo dessa forma, a necessidade de uma variável para representá-lo. Na Fig. 2 é apresentado o plano $\alpha\beta$ no qual é possível decompor o campo girante (F_r).

Se o plano $\alpha\beta$ girasse na mesma velocidade do campo girante sua decomposição nesse plano representaria dois valores constantes. A transformada de Park produz esse plano que gira na mesma velocidade do campo girante, e por ser uma

máquina síncrona gira também na mesma velocidade elétrica do rotor. A Fig. 2 apresenta o plano dq no qual é possível decompor o campo girante em dois valores constantes.

A implementação desse controle em motores síncronos de ímã permanente requer um encoder absoluto, que permite detectar a posição do rotor a cada instante. O ângulo do rotor em relação a um referencial estacionário será denominado de θ_d . Tipicamente o referencial utilizado é o sentido da força magnetomotriz produzida pela bobina da fase “a”, conforme pode ser visto na Fig. 2. Para realizar as transformadas são necessários os valores das correntes trifásicas e o valor de θ_d que representa a posição do rotor. Em (2) é apresentada a matriz de transformação de Clarke e Park juntas.

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_d) & \cos(\theta_d - 120^\circ) & \cos(\theta_d + 120^\circ) \\ -\text{sen}(\theta_d) & -\text{sen}(\theta_d - 120^\circ) & -\text{sen}(\theta_d + 120^\circ) \end{bmatrix} \cdot \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} \quad (2)$$

Para garantir que o campo girante esteja em quadratura com a força magnetomotriz do rotor, usualmente coloca-se esta última sobre o eixo “d” do plano dq. Para tanto, é necessário alinhar o encoder absoluto com a F_{rotor} , que por sua vez, permite alinhar a F_{rotor} com o eixo “d”, conforme Fig. 2. Dessa forma, é possível produzir um campo girante adiantado de 90° impondo uma corrente no plano dq somente sobre o eixo “q” e garantindo que sobre o eixo “d” é igual a zero.

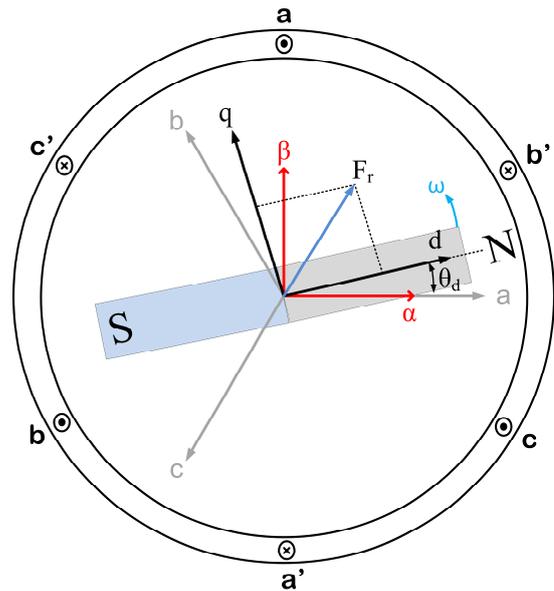


Fig. 2 - Representação dos planos $\alpha\beta 0$ e do plano $dq0$ dentro de uma máquina síncrona de ímã permanente.

Para garantir que as correntes trifásicas impostas ao motor pelo inversor de frequência gerem um campo girante alinhado com o eixo “q” é necessário implementar as malhas de controle de corrente direta (i_d) e de quadratura (i_q), conforme Fig. 3.

A medição das correntes trifásicas de alimentação do motor aplicadas nas transformadas de Clarke e Park permitem determinar a posição do campo girante no plano dq, que serão representadas pelas coordenadas definidas por i_d e i_q . Como o motor é alimentado a três fios, a somatória das correntes

trifásica é igual a zero. Dessa forma, só foram medidas duas correntes de alimentação do motor (i_a e i_b) e a terceira (i_c) foi calculada.

Para manter em quadratura as forças magnetomotrizes o valor de i_d é comparado com zero (i_{dref}) e o valor de i_q é comparado com uma referência proporcional ao torque (i_{qref}), pois quanto maior i_q , maior o campo girante e com base em (1), maior é o torque. Essas variáveis citadas em conjunto com o esquemático de controle podem ser vistos na Fig. 3.

Os erros das correntes produzidos nas comparações são aplicados aos compensadores PI que vão determinar os sinais modulantes D_d e D_q . Para garantir a independência total entre as malhas de controle é realizado o desacoplamento através dos sinais d_{Dd} e d_{Dq} .

Após desacoplados, os sinais D_d' e D_q' passam pela transformada inversa de Park, gerando D_α e D_β que são os sinais de referência para a modulação vetorial. O bloco de modulação vetorial, que pode ser visto no esquemático da Fig. 4, identifica em qual dos seis quadrantes o inversor de frequência está operando. Em cada quadrante de operação um dos três braços de interruptores do inversor de frequência pode parar o chaveamento sem comprometer o controle das correntes trifásicas, ou seja, em cada quadrante uma fase tem sua corrente imposta pela soma das correntes das outras duas fases, em sistemas a três fios.

Na saída da modulação tem-se os três sinais PWM, sendo suas razões cíclicas representada por D_a , D_b e D_c . Em cada quadrante duas razões cíclicas variam para controlar a corrente e o terceiro permanece em 0 ou 1 e, de forma que não há chaveamento dos interruptores desse braço. O objetivo da modulação vetorial é aumentar a eficiência do inversor de frequência minimizando as perdas por comutação.

A explicação do controle de campo orientado foi feita considerando o fluxo radial, a fim de facilitar o entendimento. Todavia, a operação do motor com fluxo axial é semelhante à do fluxo radial, e as técnicas de controle utilizadas podem ser as mesmas. A defasagem entre os vetores de fluxo no motor axial é espacial, como pode ser visto na Fig. 1, e não angular como nos motores de fluxo radial.

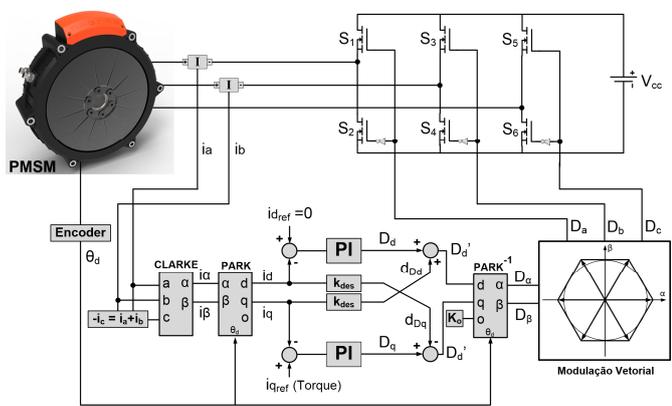


Fig. 3 - Esquema completo para o FOC.

4. SIMULAÇÃO DO SISTEMA DE TRACÇÃO ELÉTRICA

A simulação foi estruturada utilizando a ferramenta computacional Simulink, do software MATLAB, em conjunto com a biblioteca *Digital Motor Control da plataforma controlSuite*. Essa biblioteca consiste em uma coleção de funções e módulos de controle de motores disponibilizados pela *Texas Instruments* para programar os seus microcontroladores da linha C2000.

Esse arquivo pode ser importado para o MATLAB/Simulink por meio do *Embedded Coder Support Package for Texas Instruments C2000 Processors*. Assim, além da simulação com essa biblioteca é possível programar o microcontrolador diretamente do Simulink integrando os blocos de leitura analógica (ADC) e de modulação por largura de pulso (PWM) disponibilizados na biblioteca.

O diagrama da simulação é composto por blocos que desempenham funções específicas, os quais são separados em três grupos: Lógica de Controle; Módulo de potência do Inversor e Motor; Carga Mecânica.

4.1 Lógica de Controle

O Segmento de Lógica de Controle representa as funcionalidades do microcontrolador, possuindo os blocos referentes ao Controle de Campo Orientado da biblioteca *Digital Motor Control da Texas Instruments* e o bloco de condicionamento de sinais.

O bloco Condicionamento de Sinais recebe os dados do bloco do motor em formato de barramento, e os separa, para que sejam utilizados nos blocos de controle. Tais dados são os sinais de corrente, posição e velocidade do eixo do motor.

No bloco Referência é possível alternar entre os modos de referência de torque e de velocidade. No modo de torque, é possível definir um sinal que simula o pedal do acelerador do veículo, e este é utilizado diretamente como referência para a corrente de quadratura (i_q^*). Já no modo de velocidade, é utilizado um controlador PI intermediário para que o motor siga uma referência de velocidade, recebendo o sinal de rotação do motor como realimentação.

Para o projeto dos controladores foram utilizadas as funções de transferência do sistema Inversor-Motor. Em (3) e (4) são apresentadas as funções de transferência das correntes do sistema no eixo direto e em quadratura, respectivamente. Essas equações são dependentes das indutâncias direta e em quadratura e da resistência das bobinas da máquina.

$$G_d = \frac{1}{1,3 \cdot 10^{-4} s + 0,012} \quad (3)$$

$$G_q = \frac{1}{1,25 \cdot 10^{-4} s + 0,012} \quad (4)$$

A função de transferência da malha de velocidade, apresentada em (5), é definida pela inércia da máquina e pelo coeficiente de atrito dinâmico da máquina.

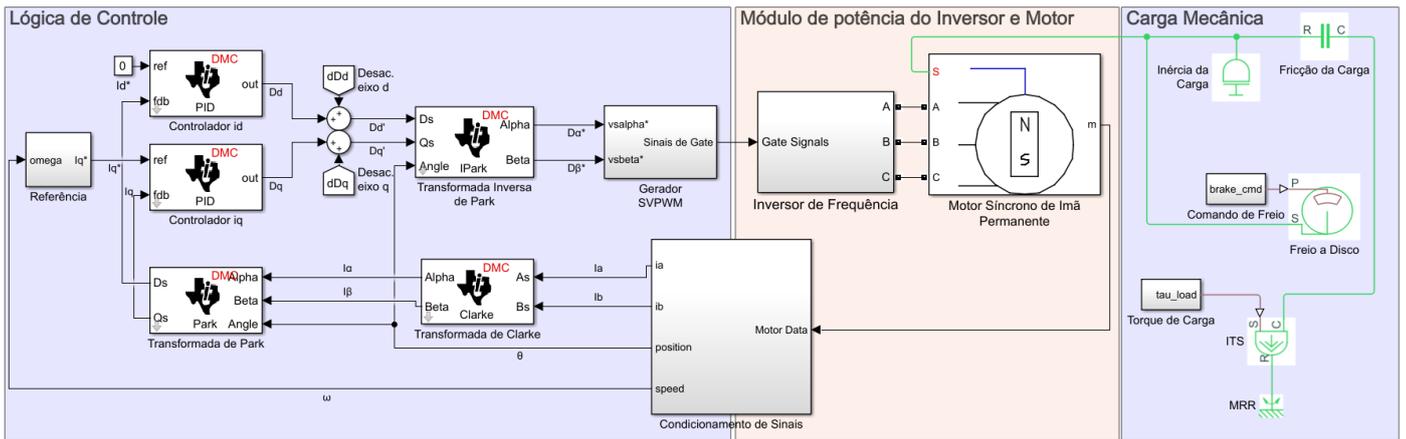


Fig. 4 Esquemático de blocos completo de simulação no MATLAB/Simulink.

$$G_{\omega} = \frac{1}{0,023 \cdot s + 1 \cdot 10^{-4}} \quad (5)$$

Os compensadores foram projetados para uma frequência de corte em malha aberta de 300 Hz e uma margem de fase de 90°. No da corrente direta, obteve-se um tempo de subida menor que 1,5ms, sem sobressinal, com os ganhos do compensador $k_p = 0,24$ e $k_i = 4,43 \cdot 10^{-5}$. Os mesmos parâmetros de projeto foram utilizados para o compensador da corrente em quadratura, o que resultou em ganhos de $k_p = 0,24$ e $k_i = 4,608 \cdot 10^{-5}$. Finalmente, para o projeto do compensador de velocidade, obteve-se ganhos de $k_p = 40$ e $k_i = 3,478 \cdot 10^{-7}$.

Os sinais de corrente passam pelas transformadas de Clarke e Park e realimentam os controladores de i_d e i_q . Após os controladores, os sinais D_d e D_q são somados à parcela de desacoplamento dos eixos dD_d e dD_q e, na sequência, os sinais resultantes passam pela transformada inversa de Park gerando os sinais D_{α}^* e D_{β}^* . Finalmente, o bloco Gerador SVPWM recebe os sinais de controle no plano $\alpha\beta$ e gera os sinais de comando dos interruptores (Sinais de Gate), com modulação por largura de pulso.

4.2 Módulo de potência do Inversor e Motor

Este segmento utiliza blocos da biblioteca Simscape, do MATLAB/Simulink para modelagem do inversor de frequência e do motor. O bloco de Inversor de Frequência representa a parte de potência do Inversor e é composto por três braços de interruptores do tipo IGBT. No bloco Motor foi utilizado um modelo de motor síncrono de ímã permanente disponibilizado pelas bibliotecas Simscape.

Nesse modelo do motor foi utilizado os parâmetros do motor PMSM de fluxo axial, segundo Darba A. et al. (2010), que afirma que o modelo padrão de PMSM do Simulink pode ser usado também para representar um motor de fluxo axial. Para isso foram utilizados os parâmetros do motor representados na Tabela 1.

Esses parâmetros foram devidamente utilizados para obter um modelo de motor de fluxo axial com a resposta mais semelhante possível ao modelo Emrax 208. Para que, em

conjunto com esse modelo de inversor de frequência, seja possível fazer simulações que representam valores mais próximos do real desse sistema de controle de campo orientado.

Tabela 1 - Parâmetros do PMSM de Fluxo Axial

Nome	Emrax 208
Tensão Máxima barramento	550 V _{DC}
Potência Máxima	68 kW
Rotação nominal	6000 rpm
Torque máximo	140 N.m
Resistência fase-fase	24 mΩ
Indutância eixo D / eixo Q	125/130 μH
Constante de Torque	0.8 N.m / A _{rms}
Inércia	0.023 kg.m ²
Pares de Polos	10
Coefficiente de atrito dinâmico	0.1 mN.m

4.3 Carga Mecânica

O segmento de Carga Mecânica também utiliza blocos da biblioteca Simscape do MATLAB/Simulink para representar a inércia, e permite inserir a presença de um torque externo que representa uma elevação na pista. O bloco Inércia da Carga representa a inércia do veículo.

O bloco de Fricção da Carga representa a fricção no contato entre corpos girantes, onde a força de atrito é simulada em função da velocidade relativa. O bloco de Freio a Disco representa o dispositivo de frenagem mecânica do veículo.

O bloco ITS é uma fonte ideal de energia mecânica que gera torque proporcional ao sinal físico de entrada. É utilizado na simulação para representar as forças de atrito e resistência do ar que contribuem para o torque contrário ao movimento do veículo, sendo denominado de Torque de Carga. A fonte é ideal no sentido de que é capaz de manter o torque especificado, independentemente da velocidade angular em seus terminais.

5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Deseja-se verificar o desempenho do sistema de tração elétrica utilizando o controle de campo orientado. Para tanto, serão analisadas situações de aceleração e frenagem que simulem condições reais em um veículo. Dois modos de controle serão utilizados, sendo eles, controle de velocidade e controle de torque.

5.1 Controle de Velocidade

Esse modo de controle busca fazer com que o veículo siga uma referência de velocidade variável no tempo definida pelo usuário. O controlador PI que define o torque em função do erro de velocidade está inserido dentro do bloco Referência (veja Fig. 4). Esse controlador foi projetado para minimizar o tempo de resposta, por consequência, sempre que uma nova referência de velocidade é definida, o motor rapidamente passa a operar com torque máximo.

A Fig. 5 apresenta os resultados de simulação no modo de controle de velocidade. Nessas simulações a resistência do ar foi assumida constante para fins de simplificação. Na Fig.5(a) é apresentada em verde a referência de rotação do motor e em azul a rotação do motor. A taxa de variação da rotação é praticamente linear devido à saturação do torque no seu valor máximo de 140 N.m, conforme pode ser visto na Fig. 5(c). A resposta de velocidade do veículo está sendo limitada pela capacidade de torque do motor. A Fig. 5(b) apresenta as correntes direta e em quadratura obtidas a partir das correntes trifásicas na saída do inversor. Salienta-se que a corrente resultante no plano dq0 representa o valor de pico das correntes trifásicas, assim, as correntes na Fig. 5 representam os valores de pico das senoides fundamentais do sistema trifásico.

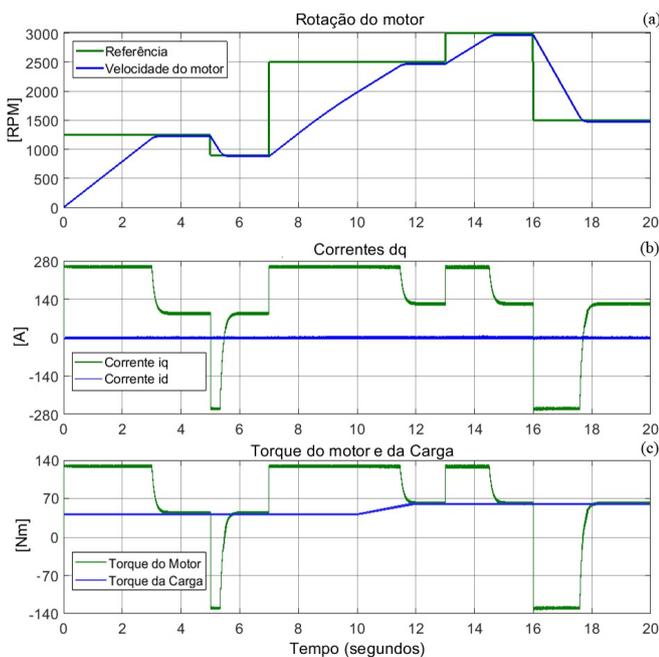


Fig. 5 - Simulação do sistema em modo de controle de velocidade

Na partida, o motor tem uma aceleração de aproximadamente 3 m/s^2 , resultado da diferença entre o torque máximo do motor e os parâmetros de inércia e torque da carga, que são de $2,3 \text{ kg.m}^2$ e 50 N.m , respectivamente. Considerando um veículo com rodas de aro de 14 polegadas e uma redução entre o motor e a roda de 4,63 vezes, alcança-se a velocidade 30 km/h quando o motor está operando a 1250 rpm .

Como discutido anteriormente a corrente de quadratura i_q tem uma relação direta com o torque, o que pode ser constatado na Fig. 5(b) e (c). Nos instantes 5 e 16 segundos o motor realiza uma frenagem regenerativa que pode ser vista pela inversão da corrente i_q e do torque. A inversão do sentido da corrente significa que a energia cinética do veículo está sendo convertida em energia elétrica e devolvida para a bateria.

Na frenagem a taxa de desaceleração é maior em consequência do torque da carga se somar ao torque do motor, que inverte o sentido nesse período.

5.2 Controle de Torque

O controle por torque se assemelha à condição real em um veículo, pois o pedal de aceleração define o torque do motor e não a velocidade. A Fig. 6 apresenta os resultados de simulação no modo de controle de torque. A forma de onda em vermelho, na parte (a) da figura, representa a posição do pedal em porcentagem, a forma de onda em verde, o torque do motor, e em azul, o torque da carga.

A corrente i_q imposta pelo inversor ao motor define o torque da máquina. O pedal controla a corrente i_q^* de referência do inversor, como pode ser visto na Fig. 4. Como o controlador PI de corrente é muito rápido em relação à dinâmica do veículo, pode-se assumir que o torque segue o pedal de forma instantânea. Na Fig. 6 é possível verificar que o pedal, a corrente i_q e o torque respondem simultaneamente. Nessa simulação o veículo alcançou a velocidade de 58 km/h que é representada na Fig. 6(c) pela rotação de 2900 rpm .

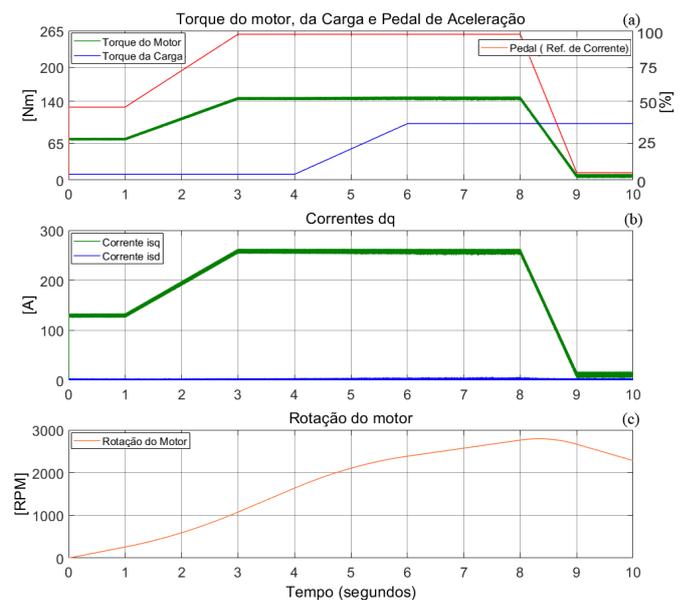


Fig. 6 - Simulação do sistema em modo de controle de torque

Entre os instantes 4 e 6 segundos o torque da carga aumenta de 10 para 100 N.m, representando uma condição na qual o veículo que estava operando em uma região plana, agora está em uma subida. Com a mudança da declividade da pista a aceleração reduz, comportamento evidenciado pela mudança de inclinação da reta de velocidade na região de torque constante, veja Fig. 6(c).

A Fig. 7 apresenta a forma de onda da tensão nos terminais do inversor (V_{ab}) e as correntes de linha do motor. Na Fig. 6 verifica-se que a corrente i_q é de aproximadamente 280A no instante 5,5s, semelhante aos valores de pico das correntes trifásicas. Demonstrando assim, que a corrente i_q , assumindo i_d igual a zero, representa o valor de pico das correntes trifásicas. As correntes apresentam um comportamento senoidal evidenciando a efetividade do controle de campo orientado. Verifica-se que a modulação vetorial não prejudica o controle das correntes.

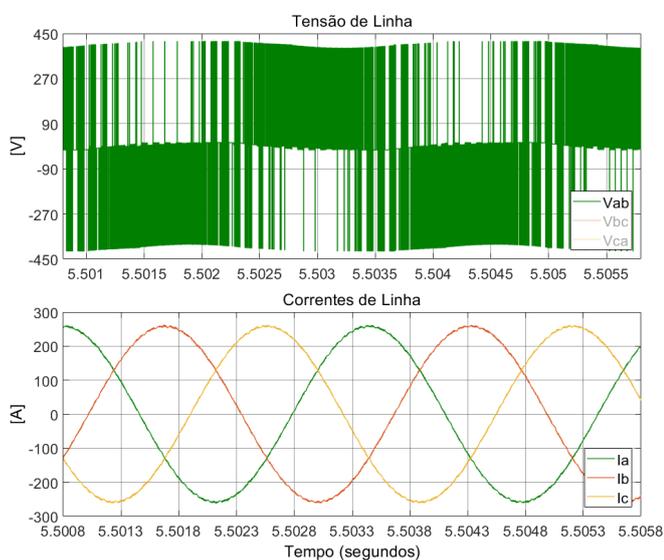


Fig. 7 -Tensão de linha V_{ab} e Correntes de linha durante a simulação de controle de torque

5.3 Modulação Vetorial

A Fig. 8 apresenta a tensão de saída dos três braços do inversor e é possível verificar que a cada 60° um dos braços para de comutar.

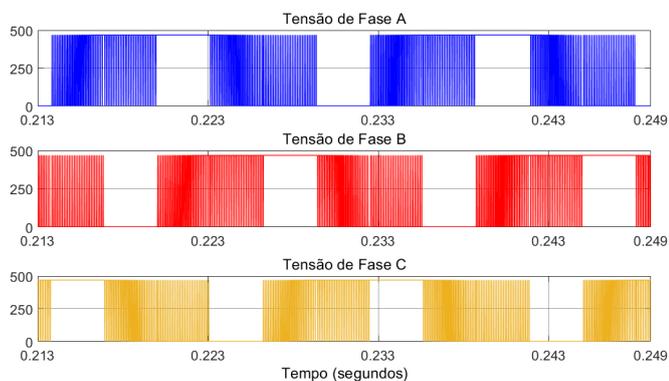


Fig. 8 – Tensões de Fase das três fases

Essa técnica de modulação tem por objetivo diminuir o número de comutações dos interruptores, reduzindo assim as perdas por comutação e, por consequência, aumentando a eficiência do inversor de frequência. Na Fig. 3 é possível identificar o bloco de Modulação Vetorial, e neste os seis quadrantes de operação. Em cada quadrante de operação um dos braços do inversor de frequência pode parar sua comutação sem comprometer as correntes que permanecem sendo impostas pelos outros dois braços.

5. CONCLUSÕES

Nesse artigo foram realizadas simulações para avaliar o sistema de tração elétrica de um veículo com motor PMSM de fluxo axial, acionado por um inversor de frequência utilizando o método de Controle de Campo Orientado. A simulação foi implementada no MATLAB/Simulink em conjunto com a biblioteca Digital Motor Control da plataforma controlSuite. O arquivo de simulação contemplava de forma simplificada a parte mecânica do veículo relacionada à performance em termos de torque, velocidade e aceleração.

Foram implementados dois modos de controle, um por velocidade e outro por torque. No modo de controle de velocidade foi possível avaliar a dinâmica do veículo e do conjunto inversor-motor quando submetido a uma alteração na velocidade de referência. Verificou-se que a malha de controle era muito rápida, de forma que quando alterada a referência de velocidade, a aceleração ou frenagem do veículo era rapidamente limitada pela capacidade de torque do motor. Os resultados de simulação mostraram uma aceleração máxima de 3 m/s^2 (450 rpm/s). Na frenagem regenerativa, o torque permaneceu constante, o que denota a estabilidade do Controle de Campo Orientado no controle do torque. A desaceleração na frenagem foi de aproximadamente 6 m/s^2 (900 rpm/s).

No modo de controle de torque a corrente no motor acompanha o pedal de aceleração, praticamente de forma instantânea, quando comparada aos tempos de resposta do veículo, o que tem correspondência ao projeto do compensador, que teve tempo de subida da ordem de 1,5ms, sem sobressinal. Com os resultados foi possível visualizar a performance do inversor de frequência com Controle de Campo Orientado, do motor PMSM de fluxo axial e do veículo.

AGRADECIMENTOS

Os autores agradecem o apoio da Fundação Araucária no desenvolvimento deste trabalho, através da concessão de bolsas de pesquisa.

REFERÊNCIAS

- Abassi M., Khlaief A., Saadaoui O., Chari A. and Boussak M. (2015) Performance analysis of FOC and DTC for PMSM drives using SVPWM technique. *16th International Conference on Sciences and Techniques of*

- Automatic Control and Computer Engineering (STA)*, Monastir, 2015, pp. 228-233.
- Bi Y., Pei Y. and Chai F. (2019) A novel axial flux interior permanent magnet motor with high torque density, *22nd International Conference on Electrical Machines and Systems (ICEMS)*, Harbin, China, 2019, pp. 1-5.
- Chaker, Nadia & Salah, Ibrahim & Tounsi, Souhir & Neji, Rafik. (2009). Design of axial-flux motor for traction application. *Journal of Electromagnetic Analysis & Applications*. vol. 2, no. 2, pp. 73-83.
- Chen S. and Hoai H. (2019). Studying an adaptive fuzzy PID controller for PMSM with FOC based on MATLAB embedded coder. *IEEE International Conference on Consumer Electronics - Taiwan (ICCE-TW)*, YILAN, Taiwan, 2019, pp. 1-2.
- Daldaban, Ferhat & Çetin, Emrah. (2015). Prototyping of axial flux permanent magnet motors. *3rd International Symposium on Innovative Technologies in Engineering And Science Conference*, Valencia.
- Darba A., Esmalifalak M. and Barazandeh E. S. (2010), Implementing SVPWM technique to axial flux permanent magnet synchronous motor drive with internal model current controller, *2010 4th International Power Engineering and Optimization Conference (PEOCO)*, Shah Alam, , pp. 126-131.
- EL-Refaie, A.M. (2014). Advanced high-power-density interior permanent magnet motor for traction applications. *IEEE Transactions on Industry Applications*, vol. 50, no. 5, pp. 3235-3248.
- Kivanc O. C. and Ozturk S. B. (2015). MATLAB function based approach to FOC of PMSM drive. *IEEE European Modelling Symposium (EMS)*, Madrid, 2015, pp. 96-102.
- Korkmaz, Fatih & Topaloglu, Ismail & Mamur, Hayati. (2016). DTC control of BLAC and BLDC motors for pure electric vehicles. *International Journal of Instrumentation and Control Systems*. 6.
- Michels L., Grundling A. H. and Stefanello M. (2012). Análise comparativa de controladores repetitivos modificados para aplicação em inversores PWM. *Revista Controle & Automação*. Vol.23 no.3/Maio e Junho 2012, pp. 263-276.
- Moreels D. (2018). Axial-Flux Motors and Generators Shrink Size, Weight. www.powerselectronics.com/markets/automotive/article/21864194/axialflux-motors-and-generators-shrink-size-weight
- Nicola C., Nicola M., Vintilă A. and Sacerdoțianu D. (2019). Identification and sensorless control of PMSM using FOC strategy and implementation in embedded system. *International Conference on Electromechanical and Energy Systems (SIELMEN)*, Craiova, Romania, 2019, pp. 1-6.
- Pauka, G.M. (2018). Desenvolvimento de um inversor de frequência com controle de campo orientado para motores síncronos de ímã permanente voltados a veículos de competição. 78f. Trabalho de Conclusão de Curso – Universidade Federal do Paraná, Curitiba, 2018.