

INTRODUÇÃO

Os acionamentos elétricos baseados em motores controlados por inversor de frequência – *electric drives*, têm encontrado cada vez mais aplicações. Essa expansão do uso desse tipo de acionamento pode ser explicada, em parte, pela diminuição do custo do hardware eletrônico necessário à sua implementação, bem como da disseminação e popularização das técnicas de controle do tipo FOC (*Field Oriented Control*).

Uma das aplicações emergentes dos *electric drives* trata-se do acionamento de motores em eletrodomésticos da chamada linha branca, composta por lavadoras de louça, refrigeradores, lavadoras de roupa, etc.

Neste trabalho utiliza-se um motor aplicado ao acionamento de uma lavadora de roupas, desse modo, cabe aqui uma breve explanação sobre os tipos de lavadoras e seus acionamentos.

Os tipos mais populares de lavadoras são do tipo eixo-vertical, ou *top-loaders*, onde a roupa é carregada na parte de cima do eletrodoméstico e o eixo de giro encontra-se na vertical. Este tipo de lavadora caracteriza-se pela grande capacidade de carga, porém apresenta um consumo elevado de água, uma vez que as roupas precisam estar completamente abaixo do nível de água para uma melhor qualidade de lavação.

Para o acionamento de lavadoras de eixo vertical são comumente empregados motores do tipo *Permanent Split Capacitor Motor* - PSC, com polia ou caixa de engrenagem, motores de indução trifásicos acionados por inversor, com polia ou caixa de engrenagem, motores à imãs permanentes com polia ou caixa de engrenagem, ou até mesmo motores a imãs permanentes com acoplamento direto - *direct-drive*.

Outro tipo de lavadora comumente empregado, é chamado de lavadora de eixo-horizontal, ou *front-loaders*, onde a roupa é carregada pela frente da máquina de lavar.

Para o acionamento deste tipo de lavadora, são comumente empregados motores universais com polia, motores de indução trifásicos com polia (CIM), motores a imãs permanentes com polia (sBPM) ou ainda motores a imãs permanentes diretamente acoplados – *direct-drive* (DD).

Os tipos de lavadoras citados podem ser observados na Figura 1.

Figura 1 – Tipos de lavadoras de roupas



Fonte:<http://www.windyhillsgolfcourse.com/index.php/85-spin-dryer/78-front-load-washer-or-top-load-washer-which-to-pick>

O motor objeto de estudo neste trabalho é um motor do tipo *direct-drive*, utilizado no acionamento de uma máquina de lavar de eixo horizontal, ou *front-loader*. Este motor pode ser visto na Figura 2.

Figura 2 – Motor objeto de estudo e lavadora à qual é utilizado



Stator: Copper windings
Rotor: Ferrite magnets
Manufacturer: Nidec
Application: North America
Horizontal Axis Washer - Duet



Fonte: Produção do próprio autor

Este tipo de motor foi primeiramente apresentado ao mercado pela Fisher and Paykel, em 1992 (BIESEN, 2006) em artigo de capa da revista *Appliance Magazine*, como ilustrado na Figura 3.

Figura 3 – Primeiro motor do tipo *direct-drive* aplicado em uma lavadora



Fonte: <http://www.fp.fisherpaykel.com/direct-drive-motors/history.cfm>

Os primeiros motores deste tipo utilizavam-se de imãs permanentes de terras raras e condutores de cobre. Atualmente utilizam-se, geralmente, imãs de ferrite e condutores de alumínio, pois a produção em massa requer motores de cada vez mais baixo custo. O sistema de acoplamento direto é comparado a um acionamento convencional na Figura 4. Este sistema apresenta algumas vantagens como a redução do número de componentes do acionamento, o que implica em maior durabilidade do sistema, reduzido nível de ruído, além de permitir a implantação de técnicas de sensoriamento da carga (baseados na observação do torque do motor).

Figura 4 – Comparação entre motor direct-drive e sistema com polias



Fonte: <http://www.ukwhitegoods.co.uk/help/buying-advice/washing-machine/3378-direct-drive-versus-indirect-drive-washing-machines.html>

O acionamento dos motores direct-drive caracteriza-se pela necessidade de um alto torque de partida, uma vez que a roupa está estática no fundo do cesto, e a inércia associada é bastante elevada. Além disso, por não contar com relações de transformação, o motor precisa operar na região de enfraquecimento de campo para atingir as altas velocidades de centrifugação (podem chegar a 1600rpm). Dessa forma, o acionamento de um motor direct-drive para lavadora de roupas possui requisitos de desempenho semelhantes ao acionamento de veículos elétricos, ou motocicletas elétricas com acoplamento direto nas rodas.

As estruturas de controle utilizadas compreendem um controle vetorial clássico – FOC, algoritmos de controle direto de torque, *Direct Torque Control - DTC*, acionamento com sensores de baixo custo (*Hall-effect*) e acionamento sem sensores mecânicos (*sensorless*).

Dada a diversidade de acionamentos, técnicas de controle, tipos de sensoriamento empregados, uma plataforma de avaliação de controle de motor, flexível e que permita a rápida implementação de diferentes técnicas de controle é altamente desejável em uma indústria competitiva como a indústria de eletrodomésticos. Dessa forma, este trabalho busca investigar a expansão do uso de uma tecnologia consolidada no ambiente industrial para aquisição de dados – o Labview, com hardware National Instruments, para aplicações de controle de motor, mais especificamente o controle dos motores direct-drive aplicados a lavadoras de roupas.

A plataforma Labview FPGA, recentemente introduzida pela National Instruments no mercado, permite, em teste, trabalhar com altas taxas de aquisição de dados, tratamento de dados e atuação sobre sistemas diversos em tempo real. Essa característica é fundamental para a implementação de técnicas de controle de velocidade em motores elétricos. O objetivo central deste trabalho visa explorar esta tecnologia recente para a aplicação de controle de motor. Esse interesse é justificado uma vez que pode se utilizar de uma base prévia de conhecimento existente no ambiente industrial, da utilização de sistemas National, programados em Labview para a aquisição e tratamento de dados. São objetivos deste trabalho:

- Avaliar a viabilidade da implementação de técnicas de controle de velocidade de motores elétricos em ambiente Labview FPGA;

- Implementar um protótipo funcional (hardware e software) para acionamento de motores utilizando Labview FPGA;
- Descrever uma metodologia de projeto de controladores de velocidade para motores *direct-drive*;
- Definir a estratégia para o desenvolvimento contínuo da tecnologia Labview FPGA para acionamento de motores.

CAPÍTULO 1. MODELAGEM DA DINÂMICA ELÉTRICA E MECÂNICA DO PMSM

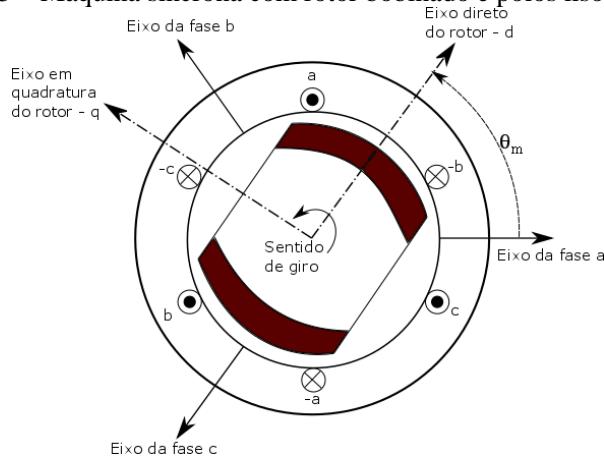
Este capítulo descreve o procedimento para obtenção de modelos matemáticos que representem a dinâmica elétrica e mecânica de motores trifásicos do tipo *Permanent Magnet Synchronous Motor* - PMSM. Os modelos são desenvolvidos partindo-se do referencial abc, então se utiliza a transformação de Park, invariante em amplitude, para obtenção do modelo no referencial dq, sendo o eixo direto alinhado com o fluxo produzido pelos imãs permanentes no rotor.

Os modelos obtidos permitem o projeto de controladores do tipo *Proportional-Integral Controller* - PI para as correntes de eixo direto e quadratura do motor e o desenvolvimento de um controle de velocidade atuante sobre a corrente de eixo em quadratura como será descrito no Capítulo 3.

1.1. DINÂMICA ELÉTRICA

Um motor síncrono de rotor bobinado e de polos lisos no estator é ilustrado na Figura 5. A modelagem da dinâmica elétrica apresentada aqui parte da análise dessa máquina elementar e então é feita a consideração de que o fluxo no rotor é produzido pelos imãs permanentes ao invés de bobinas.

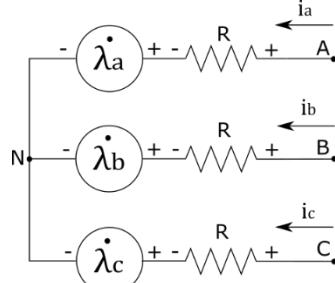
Figura 5 – Máquina síncrona com rotor bobinado e polos lisos



Fonte: produção do próprio autor.

O motor síncrono trifásico da Figura 5, pode ser representado pelo circuito equivalente da Figura 6.

Figura 6 – Circuito elétrico equivalente para o PMSM trifásico



Fonte: produção do próprio autor.

Aplicando-se a lei das tensões de Kirchhoff pode se escrever as equações de tensão de fase V_a , V_b e V_c para o PMSM como:

$$\begin{bmatrix} V_a \\ V_b \\ V_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} R & 0 & 0 \\ 0 & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \dot{\lambda}_a \\ \dot{\lambda}_b \\ \dot{\lambda}_c \end{bmatrix} \quad (1)$$

onde R é a resistência de fase do motor, i_a , i_b e i_c são as correntes de fase do motor e o fluxo acoplado nas bobinas do estator pode ser escrito como em (2):

$$\begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_{aa} & L_{ab} & L_{ac} \\ L_{ba} & L_{bb} & L_{bc} \\ L_{ca} & L_{cb} & L_{cc} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \end{bmatrix} + \lambda_m \begin{bmatrix} \cos(\theta_m) \\ \cos\left(\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) \end{bmatrix} \quad (2)$$

A constante λ_m refere-se ao fluxo produzido pelos imãs permanentes e o procedimento para sua determinação é apresentado no Anexo I. As indutâncias próprias L_{aa} , L_{bb} e L_{cc} , e indutâncias mútuas entre enrolamentos $L_{ab} = L_{ba}$, $L_{bc} = L_{cb}$ e $L_{ac} = L_{ca}$ utilizadas em (2) podem ser escritas como:

$$L_{aa} = L_{aa0} + L_{al} + L_{g2} \cos(2\theta_m) \quad (3)$$

$$L_{bb} = L_{aa0} + L_{al} + L_{g2} \cos\left(2\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (4)$$

$$L_{cc} = L_{aa0} + L_{al} + L_{g2} \cos\left(2\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (5)$$

$$L_{ab} = L_{ba} = -\frac{1}{2}L_{aa0} + L_{g2} \cos\left(2\theta_m - \frac{2\pi}{3}\right) \quad (6)$$

$$L_{bc} = L_{cb} = -\frac{1}{2}L_{aa0} + L_{g2} \cos(2\theta_m) \quad (7)$$

$$L_{ac} = L_{ca} = -\frac{1}{2}L_{aa0} + L_{g2} \cos\left(2\theta_m + \frac{2\pi}{3}\right) \quad (8)$$

onde L_{aa0} é a componente de indutância própria devido ao fluxo fundamental de entreferro e L_{al} é a componente adicional devida à dispersão de fluxo. A indutância L_{g2} modela a variação de indutância vista pelas bobinas do estator de acordo com a posição do rotor. A variação em duplo ângulo pode ser explicada observando a Figura 5 em que uma variação de 180° mecânicos reproduz a geometria magnética original da máquina.

Para eliminar a dependência das indutâncias com a posição do rotor pode ser utilizada uma transformação de variáveis descrita por Park (PARK, 1929), proposta no início do século 20 e sobre a qual se basearam os trabalhos de controle vetorial de máquinas elétricas que se seguiram. Essa transformação de variáveis se dá por meio de uma matriz de senos e cossenos do ângulo elétrico $\theta_{me} = N\theta_m$, onde N é o número de pares de polos da máquina síncrona e θ_m é a posição do rotor.

Tal matriz está descrita na equação (9) para variáveis genéricas S . A transformação inversa é apresentada em (10).

$$\begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me}) & \cos(\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}) & \cos(\theta_{me} + \frac{2\pi}{3}) \\ -\sin(\theta_{me}) & -\sin(\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{me} + \frac{2\pi}{3}) \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} \quad (9)$$

$$\begin{bmatrix} S_a \\ S_b \\ S_c \end{bmatrix} = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} \cos(\theta_{me}) & -\sin(\theta_{me}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{me} - \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \\ \cos(\theta_{me} + \frac{2\pi}{3}) & -\sin(\theta_{me} + \frac{2\pi}{3}) & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} S_d \\ S_q \\ S_0 \end{bmatrix} \quad (10)$$

Aplicando-se a transformação aos fluxos concatenados em (2) chega-se a expressão para os fluxos concatenados de eixo direto λ_d , eixo em quadratura λ_q e homopolar λ_0 como:

$$\begin{bmatrix} \lambda_d \\ \lambda_q \\ \lambda_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \lambda_m \\ 0 \\ 0 \end{bmatrix} \quad (11)$$

Onde as indutâncias de eixo direto L_d , eixo em quadratura L_q e homopolar L_0 podem ser escritas como:

$$L_d = L_{al} + \frac{3}{2} (L_{aa0} + L_{g2}) \quad (12)$$

$$L_q = L_{al} + \frac{3}{2} (L_{aa0} - L_{g2}) \quad (13)$$

$$L_0 = L_{aa0} \quad (14)$$

Note que essas indutâncias de eixo direto e quadratura não são mais dependentes da posição do rotor.

Aplicando-se a transformação de Park às tensões terminais da máquina expressas em (1) chega-se a expressão das tensões de eixo direto v_d , eixo em quadratura v_q e homopolar v_0 como:

$$\begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_d & 0 & 0 \\ 0 & L_q & 0 \\ 0 & 0 & L_0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} R & -\omega_e L_q & 0 \\ \omega_e L_d & R & 0 \\ 0 & 0 & R \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ \omega_e \lambda_m \\ 0 \end{bmatrix} \quad (15)$$

Onde ω_e é a frequência angular elétrica do campo do estator.

Isolando-se as derivadas de correntes em (15) chega-se ao sistema de equações diferenciais da máquina síncrona a imãs permanentes, com as correntes i_d , i_q e i_0 como variáveis e as tensões v_d , v_q e v_0 como entradas:

$$\begin{bmatrix} \dot{i}_d \\ \dot{i}_q \\ \dot{i}_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R}{L_d} & +\omega_e \frac{L_q}{L_d} & 0 \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} & -\frac{R}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \frac{1}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{1}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{1}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \lambda_m}{L_q} \\ 0 \end{bmatrix} \quad (16)$$

Para a simulação numérica da equação (16) pode-se utilizar a aproximação linear de Euler (BOYCE & DIPRIMA, 2013) para a derivada em torno de um ponto de operação da variável x como descrito em (17):

$$\dot{x} = \frac{x_{k+1} - x_k}{T_s} \quad (17)$$

onde:

T_s = Período de amostragem em segundos

x_{k+1} = Valor de x no instante k+1

x_k = Valor de x no instante k

Aplicando (17) em (16) chega-se à equação de diferenças para a dinâmica elétrica da máquina síncrona à imãs permanentes. Essa equação descreve a evolução das correntes de eixo direto e quadratura para o instante k+1, baseada na medição das correntes no instante k e nas tensões de eixo direto e quadratura que são impostas aos terminais do motor:

$$\begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}_{k+1} = \begin{bmatrix} 1 - \frac{R}{L_d} T_s & +\omega_e \frac{L_q}{L_d} T_s & 0 \\ -\omega_e \frac{L_d}{L_q} T_s & 1 - \frac{R}{L_q} T_s & 0 \\ 0 & 0 & 1 - \frac{R}{L_0} T_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_d \\ i_q \\ i_0 \end{bmatrix}_k \quad (18)$$

$$+ \begin{bmatrix} \frac{T_s}{L_d} & 0 & 0 \\ 0 & \frac{T_s}{L_q} & 0 \\ 0 & 0 & \frac{T_s}{L_0} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_d \\ v_q \\ v_0 \end{bmatrix}_k + \begin{bmatrix} 0 \\ -\frac{\omega_e \lambda_m}{L_q} T_s \\ 0 \end{bmatrix}$$

Em um motor onde o ponto neutro não é conectado, não há caminho para a componente homopolar de corrente circular, assim a mesma será desconsiderada de agora em diante, neste trabalho.

Aplicando-se a transformada de Laplace em (16) e desprezando-se a componente homopolar, a dinâmica elétrica no motor *Brushless Alternating Current Motor* - BLAC pode ser ilustrada pelo diagrama de blocos da Figura 7.

Observa-se que existe um acoplamento matemático entre as correntes de eixo direto e em quadratura. Esse acoplamento é proporcional à velocidade angular do campo de estator - ω_e . No capítulo 3 será demonstrada a técnica utilizada para compensação desse acoplamento, uma vez que o algoritmo FOC objetiva o controle independente do fluxo magnético e do torque produzido pelo motor BLAC.

O torque eletromagnético do motor BLAC pode ser obtido a partir da relação de potências no referencial abc e dq. Devido a escolha de uma transformação invariante em amplitude em (9), a relação de potência pode ser escrita como em (19).

$$P_{abc} = v_a i_a + v_b i_b + v_c i_c = \frac{3}{2} P_{dq} \quad (19)$$

A potência elétrica no referencial dq, P_{dq} , pode ser escrita como em (20):

$$P_{dq} = v_d i_d + v_q i_q \quad (20)$$

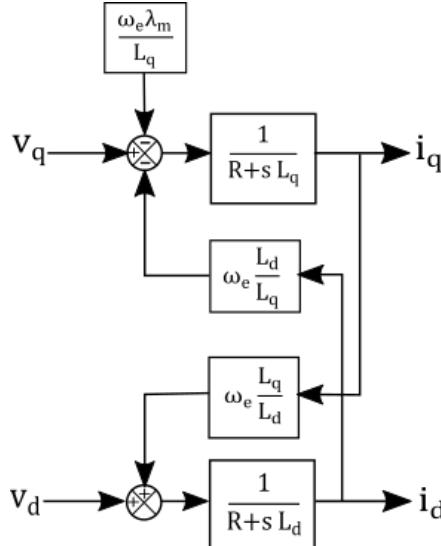
Desenvolvendo-se (20) por meio das equações de tensão do motor em dq (15), pode-se demonstrar que a potência P_{dq} é composta de três termos: (i) P_{mag} relativo a energia magnética presente nos enrolamentos de estator; (ii) P_{Joule} relativo às perdas nos enrolamentos do estator e (iii) P_m relativo à potência mecânica entregue ao eixo do motor pelo circuito magnético. Esses termos encontram-se descritos a seguir:

$$P_{\text{mag}} = L_d i_d \dot{i}_d + L_q i_q \dot{i}_q \quad (21)$$

$$P_{\text{joule}} = R(i_d^2 + i_q^2) \quad (22)$$

$$P_m = \omega_e i_q [(L_d - L_q)i_d + \lambda_m] \quad (23)$$

Figura 7 – Diagrama de blocos da dinâmica elétrica do motor BLAC



Fonte: produção do próprio autor

A relação entre a potência e a velocidade do rotor é dada por (24), de onde pode-se obter a equação de torque eletromagnético do motor BLAC como em (25):

$$P_{abc} = T_e \omega_r = \frac{3}{2} P_m \quad (24)$$

$$T_e = \frac{3}{2} N (L_d - L_q) i_d i_q + \frac{3}{2} N \lambda_m i_q \quad (25)$$

Para o caso de um motor com $L_d = L_q$ (do tipo *Surface Permanent Magnet* - SPM) pode se escrever:

$$T_e = \frac{3}{2} N \lambda_m i_q = K_t i_q \quad (26)$$

onde K_t é chamada de constante de torque do motor BLAC.

1.2. DINÂMICA MECÂNICA

O sistema mecânico de um motor acionando uma carga pode ser representado como na Figura 8, e tem seu movimento descrito por (27):

$$T_e - T_l - T_c - b\omega_r = J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (27)$$

onde:

T_e = Torque eletromagnético produzido pelo motor

T_l = Torque de carga no eixo

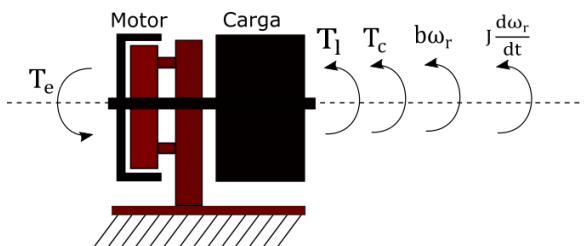
T_c = Torque de Coulomb ou “torque seco” necessário para iniciar o movimento

b = coeficiente de atrito dinâmico

J = momento de inércia do rotor somado a carga no eixo

ω_r = velocidade angular do rotor

Figura 8 – Motor elétrico acionando uma carga



Fonte: produção do próprio autor.

A equação (27) pode ser descrita na forma de equação de estado como apresentado em (28).

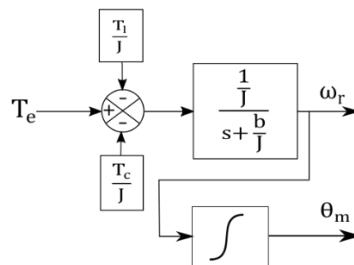
$$\dot{\omega}_r = -\frac{b}{J} \omega_r + \frac{1}{J} T_e - \frac{1}{J} (T_l + T_c) \quad (28)$$

Aplicando-se (17) em (28) pode se escrever a equação a diferenças para a dinâmica mecânica da máquina síncrona como:

$$\omega_{r_{k+1}} = (1 - \frac{b}{J} T_s) \omega_{r_k} + \frac{T_s}{J} T_{e_k} - \frac{T_s}{J} (T_{l_k} + T_{c_k}) \quad (29)$$

Aplicando-se a transformada de Laplace em (27) a dinâmica mecânica do motor BLAC pode ser ilustrada pelo diagrama de blocos da Figura 9. Nesse diagrama, além de (28) está representada a posição mecânica do rotor - θ_m , obtida por meio da integração da velocidade do rotor - ω_r .

Figura 9 – Diagrama de blocos da dinâmica mecânica do motor BLAC



Fonte: produção do próprio autor

Normalmente o momento de inércia J é obtido por meio de uma modelagem da geometria do rotor em um software de desenho CAD, e informado pelo fabricante do motor. A inércia da carga é então estimada ou medida e somada à inércia do rotor na sua aplicação. Quando o momento de inércia de um dado motor não é conhecido ele pode ser

determinado experimentalmente, junto aos parâmetros b e T_c , como em um arranjo experimental descrito no Anexo I.

1.3. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

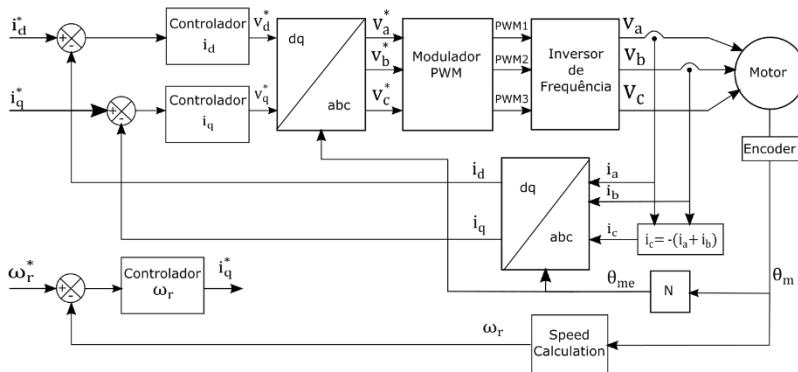
Neste capítulo, uma máquina elementar de polos lisos é utilizada como base para o desenvolvimento de modelos matemáticos que representam a dinâmica elétrica e mecânica de um motor PMSM. A partir das equações desenvolvidas, diagramas de blocos no domínio da frequência são desenvolvidos. A transformada de Park é utilizada para a simplificação do modelo matemático, o que permite o projeto de controladores do tipo PI para o acionamento do motor PMSM como descrito no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 2. PROJETO DOS CONTROLADORES

2.1.ALGORITMO DE CONTROLE DO TIPO FOC

Um controlador baseado em orientação de campo – FOC é estruturado de forma a permitir o controle independente do fluxo magnético, através da corrente de eixo direto – i_d , e do torque produzido pelo motor, através da corrente de eixo em quadratura – i_q . Uma vez que essas duas correntes são impostas ao motor, um terceiro controlador é adicionado para determinar o nível de corrente i_q^* necessário para que o motor produza um torque acelerante tal que faça o rotor girar a uma velocidade desejada - ω_r^* , chamada velocidade de referência. Essa estrutura de controle é ilustrada no diagrama de blocos da Figura 10.

Figura 10 – Diagrama de blocos do controle do tipo FOC



Fonte: produção do próprio autor.

Na estrutura de controle apresentada, as correntes i_a e i_b no referencial abc são medidas por meio de dois sensores de corrente, sendo a corrente i_c calculada a partir das duas primeiras. A posição elétrica do rotor deve ser conhecida para viabilizar a implementação da transformada de Park, podendo ser medida diretamente por um sensor mecânico (por exemplo: *encoder, resolver* etc.) ou então determinada por meio de observadores, em algoritmos do tipo *sensorless*. Neste trabalho está sendo utilizado um *encoder* do tipo incremental com reset por *index* para realizar a medida da posição mecânica do rotor.

Através da derivação da posição mecânica do rotor a velocidade rotórica - ω_r é determinada. Esta velocidade é subtraída da referência de velocidade - ω_r^* para determinar o erro de velocidade. Esse erro é o sinal de entrada para um controlador de velocidade que então determina a corrente i_q de referência - i_q^* a ser aplicada ao motor para que se produza o torque necessário para minimização do erro de velocidade.

A referência da corrente de eixo direto - i_d^* , deve ser mantida com valor zero, uma vez que o fluxo magnético do rotor é produzido pelos imãs permanentes – à exceção de quando o motor opera na região de enfraquecimento de campo – *field weakening*.

Conhecidas as correntes instantâneas e a posição mecânica do rotor, a transformada de Park é aplicada para determinar as correntes de eixo direto e em quadratura - i_d e i_q do motor BLAC. Essas correntes são então realimentadas aos respectivos controladores, que em função do erro medido (conhecidas as referências - i_d^* e i_q^*) definem os valores de tensão de referência v_d^* e v_q^* que devem ser requisitados ao modulador PWM para minimizar os respectivos erros.

A transformada inversa de Park é aplicada para determinar as tensões de referência no referencial abc - v_a^* , v_b^* e v_c^* . Essas tensões de referência são então informadas ao modulador PWM que por sua vez determina os sinais PWM1, PWM2, PWM3 que devem ser aplicados em cada braço do inversor trifásico para sintetizar as tensões solicitadas.

2.2.PARÂMETROS DO MOTOR BLAC

Para permitir o projeto dos controladores, os parâmetros do motor em estudo são sumarizados na Tabela 1. Esses parâmetros foram determinados conforme procedimento descrito no Anexo I deste documento.

Tabela 1 – Parâmetros do motor BLAC

Parâmetro	Valor	Unidade
P	42	
R	4,48	Ω
$L_d=L_q$	54,80	mH
K_t	7,52	Nm/A
λ_m	0,201	Vs
b	0,0057	Nm/rad/s
J	0,0361	Kgm ²
Tc	0,3006	Nm
Torque Nominal	40	Nm
I _{max}	8	A

Fonte: produção do próprio autor.

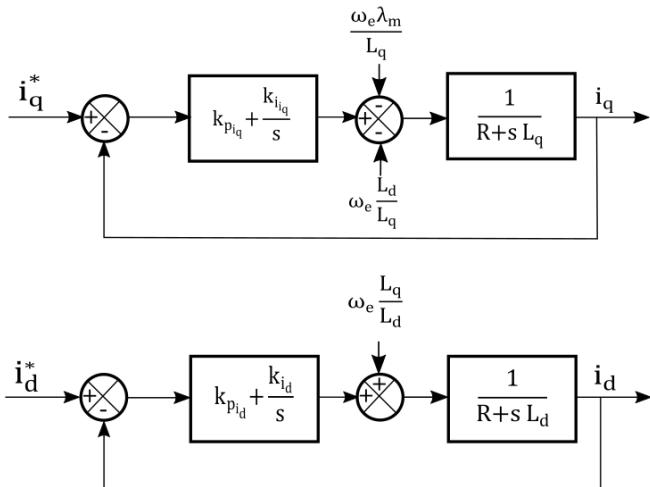
2.3.PROJETO DOS CONTROLADORES DE CORRENTE

O controle das correntes com uma banda passante mais rápida que a do controle de velocidade é um requisito para que a corrente i_q^* solicitada pelo controle de velocidade seja rapidamente imposta ao motor. O fato do controlador de velocidade atuar sobre essa corrente exige que a dinâmica dessa corrente seja rápida, a ponto de pouco influenciar no desempenho do controlador de velocidade. Uma regra prática recomendada é definir a banda passante do controlador de corrente 10 vezes maior que a banda do controlador de velocidade. Essa regra foi adotada neste trabalho e é um dos princípios para o projeto de controladores em cascata. A estrutura dos controladores de corrente pode ser observada na Figura 11.

Uma primeira hipótese simplificadora ao projeto dos controladores é feita: o acoplamento entre os eixos direto e em quadratura é considerado um distúrbio a ser compensado (dinâmica não modelada).

Uma segunda hipótese simplificadora é feita: a dinâmica da corrente de eixo direto é a mesma dinâmica da corrente do eixo em quadratura. Essa segunda hipótese é válida para motores BLAC em que o $L_d=L_q$ (motores do tipo SPM, por exemplo), como no motor em estudo. Isso leva ao fato de que apenas um controlador de corrente precisa ser projetado, e os ganhos determinados para esse controlador podem ser aplicados ao outro controlador diretamente.

Figura 11 – Controladores de corrente de eixo direto e em quadratura



Fonte: produção do próprio autor

Dessa forma a Função de Transferência de Malha Fechada - FTMF do sistema da Figura 11, incluindo o controlador de corrente do tipo PI para o eixo em quadratura, pode ser escrita como em (30):

$$T_{i_q}(s) = \frac{\left(\frac{k_{p_{iq}}}{L_q}\right)s + \frac{k_{i_{iq}}}{L_q}}{s^2 + \left(\frac{R+k_{p_{iq}}}{L_q}\right)s + \frac{k_{i_{iq}}}{L_q}} \quad (30)$$

Uma terceira hipótese simplificadora é feita: a resistência de estator – R é muito menor que o ganho proporcional do controlador – \$k_{p_{iq}}\$. A validade dessa hipótese será demonstrada ao final desta seção. Essa simplificação leva a reescrever (30) como em (31):

$$T_{iq}(s) = \frac{\left(\frac{k_{piq}}{L_q}\right)s + \frac{k_{iq}}{L_q}}{s^2 + \left(\frac{k_{piq}}{L_q}\right)s + \frac{k_{iq}}{L_q}} \quad (31)$$

Essa função de transferência pode ser comparada a função de transferência de um sistema de segunda ordem com um zero e dois polos, dada por (32), (CÂMARA, 2007):

$$G(j\omega_b) = \frac{2\xi\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\xi\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (32)$$

Nesse tipo de sistema é possível demonstrar que a banda passante - ω_b (onde o valor do ganho do sistema diminui 3,01dB) está relacionada à frequência natural - ω_n , por meio de (33), (CÂMARA, 2007).

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi)^2 + 1}}} \quad (33)$$

Pela comparação de (31) e (32) pode-se escrever:

$$2\xi\omega_n = \frac{k_{piq}}{L_q} \quad (34)$$

$$\omega_n^2 = \frac{k_{iq}}{L_q} \quad (35)$$

Assim, as expressões para os ganhos proporcional e integral ficam determinadas como uma função da banda passante e amortecimento escolhido. Essas funções são escritas a seguir:

$$k_{p_{iq}} = \frac{\xi \omega_b 2 L_q}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1+2\xi)^2 + 1}}} \quad (36)$$

$$k_{i_{iq}} = \frac{L_q \omega_b^2}{(2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1+2\xi)^2 + 1})} \quad (37)$$

Considerando os objetivos de projeto já expostos, através de simulações numéricas como descrito no capítulo 5, os parâmetros dos controladores foram determinados como na Tabela 2. Note que a hipótese de que $R \ll k_{p_{iq}}$ foi comprovada, pois $R=4,48$ e $k_{p_{iq}}=119$.

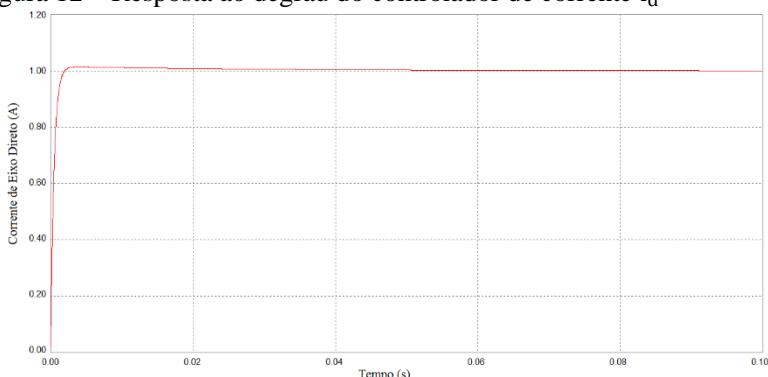
Tabela 2 – Parâmetros dos controladores de corrente

Parâmetro	Valor
ξ	4
ω_b	350 Hz
$k_{p_{iq}} = k_{p_{id}}$	119
$k_{i_{iq}} = k_{i_{id}}$	4015

Fonte: produção do próprio autor.

A resposta ao degrau do controlador proposto pode ser observada na Figura 12, bem como o diagrama de Bode ilustrando a banda passante projetada pode ser visto na Figura 13.

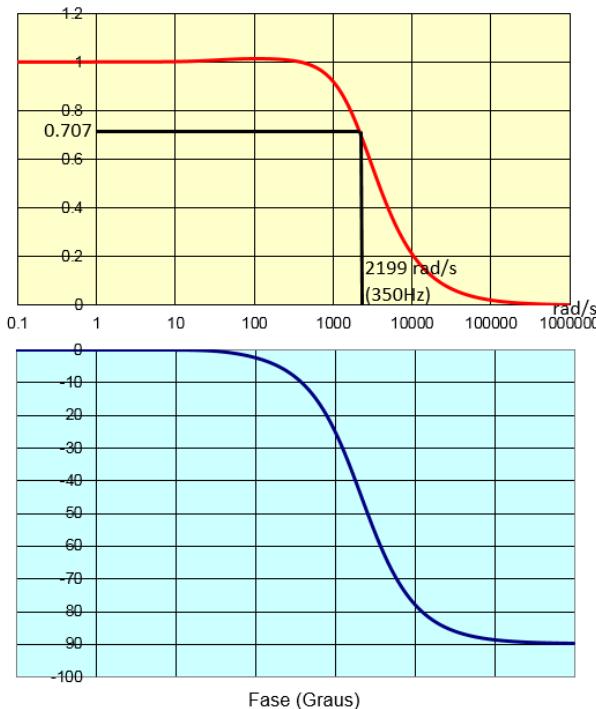
Figura 12 – Resposta ao degrau do controlador de corrente i_d



Fonte: produção do próprio autor.

Figura 13 – Diagrama de Bode da FTMF da equação (31)

Amplitude (Adimensional)



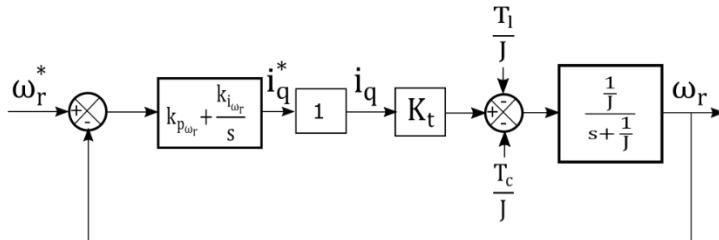
Fonte: produção do próprio autor.

2.4. PROJETO DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE

O controlador de velocidade tem como objetivo determinar a corrente de referência - i_q^* necessária para que o motor opere na velocidade de referência - ω_r^* solicitada. A estrutura do controlador de velocidade é apresentada na forma de diagrama de blocos na Figura 14. O controlador proposto é do tipo PI, com ação proporcional e integral.

A ação de controle gerada pelo controlador de velocidade possui uma limitação natural aos motores que operam com imãs permanentes no rotor: a possível desmagnetização caso o controlador requisite níveis de correntes maiores que I_{max} . Essa restrição de projeto é especialmente importante em motores com imãs de ferrite (como o motor em estudo neste trabalho) devido a esse tipo de imã ser bastante sensível à corrente do motor.

Figura 14 – Controlador de velocidade



Fonte: produção do próprio autor

Como $I_{max}=8A$ para o motor em questão, esta foi a restrição inicial de projeto: o controlador não deve exigir correntes maiores que I_{max} , durante distúrbios de carga no eixo do motor, ou acelerações rápidas solicitadas na referência de velocidade.

Uma hipótese simplificadora é feita para facilitar o projeto do controlador de velocidade: a dinâmica do controlador de corrente de eixo em quadratura é rápida o suficiente para ser desprezada na análise do controlador de velocidade.

Uma segunda hipótese simplificadora é feita: o torque de carga - T_l e o torque de Coulomb - T_c são considerados distúrbios a serem compensados (dinâmicas não modeladas). Dessa forma a FTMF do sistema, incluindo o controlador PI de velocidade fica escrita como em (38):

$$T_{\omega_r}(s) = \frac{\left(\frac{k_{p_{\omega_r}} K_t}{J}\right)s + \frac{k_{i_{\omega_r}} K_t}{J}}{s^2 + \left(\frac{b}{J} + \frac{k_{p_{\omega_r}} K_t}{J}\right)s + \frac{k_{i_{\omega_r}} K_t}{J}} \quad (38)$$

Uma terceira hipótese simplificadora é feita: considera-se que o valor do coeficiente de atrito viscoso - b é muito inferior ao valor do momento de inércia - J . Assim a FTMF pode ser reescrita como em (39):

$$T_{\omega_r}(s) = \frac{\left(\frac{k_{p_{\omega_r}} K_t}{J}\right)s + \frac{k_{i_{\omega_r}} K_t}{J}}{s^2 + \left(\frac{k_{p_{\omega_r}} K_t}{J}\right)s + \frac{k_{i_{\omega_r}} K_t}{J}} \quad (39)$$

Essa função de transferência pode ser comparada a função de transferência de um sistema de segunda ordem com um zero e dois pólos, dada por (32) (CÂMARA, 2007), reescrita em (40) para facilitar a leitura:

$$G(j\omega_b) = \frac{2\xi\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2}{(j\omega_b)^2 + 2\xi\omega_n(j\omega_b) + \omega_n^2} \quad (40)$$

Nesse tipo de sistema é possível demonstrar que a banda passante - ω_b (onde o valor do ganho do sistema diminui 3,01dB) pode estar relacionada à frequência natural - ω_n , por meio de (33) (CÂMARA, 2007), reescrita em (41) para facilitar a leitura:

$$\omega_n = \frac{\omega_b}{\sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1 + 2\xi)^2 + 1}}} \quad (41)$$

Pela comparação de (39) e (40) pode se escrever:

$$2\xi\omega_n = \frac{k_{p_{\omega_r}} K_t}{J} \quad (42)$$

$$\omega_n^2 = \frac{k_{i_{\omega_r}} K_t}{J} \quad (43)$$

Considerando-se (41) e (42) é possível escrever o ganho proporcional do controlador de velocidade - $k_{p_{\omega_r}}$ como uma função do amortecimento e da banda passante desejada ao sistema em malha fechada em (39). Essa expressão é dada por (44).

$$k_{p_{\omega_r}} = \frac{\xi \omega_b 2J}{K_t \sqrt{2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1+2\xi)^2 + 1}}} \quad (44)$$

Considerando-se (41) e (43) é possível escrever o ganho integral do controlador de velocidade - $k_{i_{\omega_r}}$ como uma função do amortecimento e da banda passante desejada ao sistema em malha fechada em (39). Essa expressão é dada por (45).

$$k_{i_{\omega_r}} = \frac{J\omega_b^2}{K_t (2\xi^2 + 1 + \sqrt{(1+2\xi)^2 + 1})} \quad (45)$$

Dada a restrição de $I_{max}=8A$ para a ação do controlador de velocidade durante um degrau de $20Nm$ no torque de carga (50% do torque nominal), por meio de simulações numéricas que serão detalhadas no capítulo 5, a banda passante, o amortecimento e os respectivos ganhos do controlador de velocidade foram determinados como na Tabela 3.

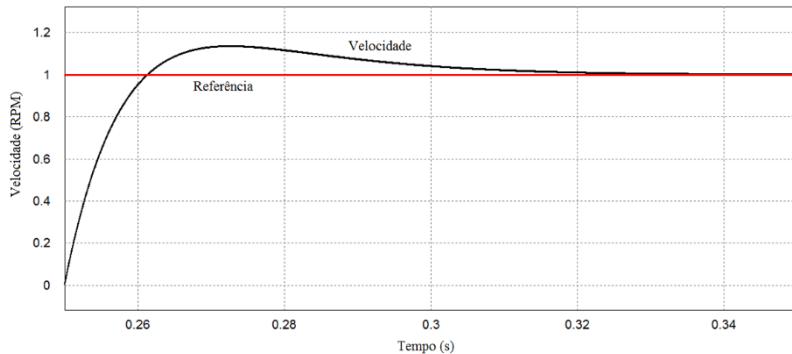
Tabela 3 – Parâmetros do controlador de velocidade

Parâmetro	Valor
ξ	1.00
ω_b	35 Hz
$k_{p_{\omega_r}}$	1.25
$k_{i_{\omega_r}}$	55

Fonte: produção do próprio autor.

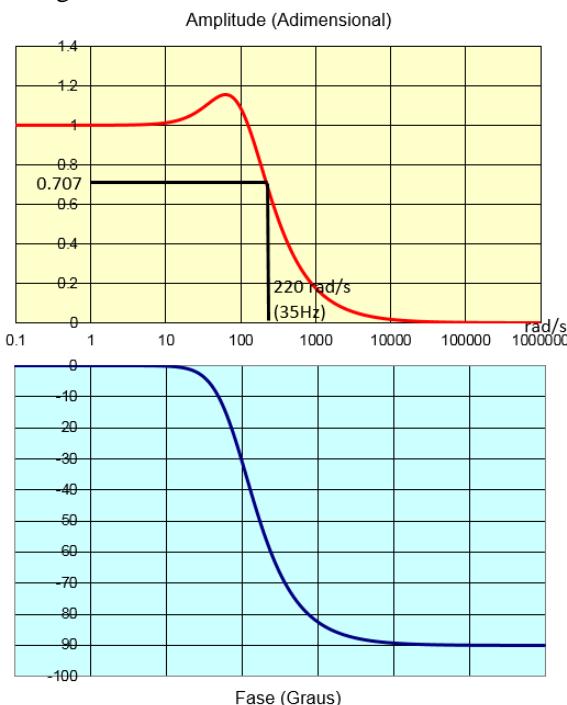
A resposta ao degrau do controlador proposto pode ser observada na Figura 15, bem como o diagrama de Bode, ilustrando a banda passante obtida pode ser observado na Figura 16.

Figura 15 – Resposta ao degrau do controlador de velocidade



Fonte: produção do próprio autor

Figura 16 – Diagrama de Bode da FTMF do controle de velocidade



Fonte: produção do próprio autor.

2.5. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo a estrutura do controlador tipo FOC foi detalhada.

Um procedimento de projeto foi apresentado para os controladores de corrente e de velocidade. Esta técnica permite ao projetista definir os ganhos dos controladores em função da banda passante e amortecimento desejado ao sistema.

Critérios de desempenho para os controladores de corrente são estabelecidos para que o controle de torque e fluxo no PMSM seja feito de forma independente e a dinâmica dos controladores de corrente não interfira no desempenho do controlador de velocidade.

Um critério de desempenho para o controlador de velocidade foi definido de forma a se obter a máxima resposta dinâmica do sistema, sem operar na região de controle saturado, e sem exigir correntes de acionamento do motor que possam implicar em desmagnetização do mesmo.

Os controladores apresentados permitem definir os níveis de tensão de terminal a serem aplicados ao motor para atingir os objetivos de controle. Para a aplicação dessas tensões um inversor trifásico deve ser utilizado. A modulação PWM necessária à síntese dos níveis de tensão solicitados é apresentada no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 3. MODULAÇÃO DO INVERSOR

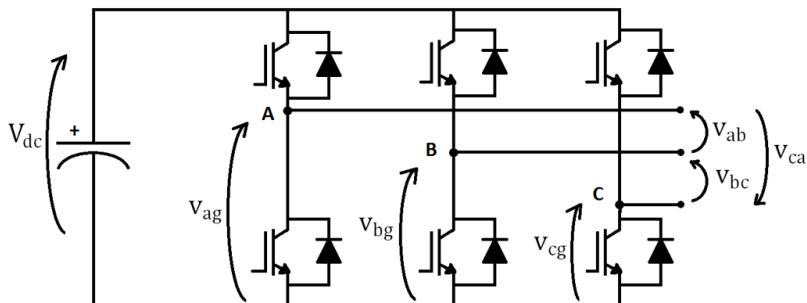
Este capítulo descreve a estratégia de modulação utilizada para sintetizar as tensões solicitadas pelo algoritmo de controle ao inversor de frequência.

A estratégia utilizada neste trabalho é classificada como modulação PWM senoidal, baseada em uma abordagem geométrica e utiliza como referência o trabalho apresentado em (VIEIRA, GASTALDINI, AZZOLIN, PINHEIRO, & GRUNDLING, 2012).

3.1. O INVERSOR TRIFÁSICO ALIMENTADO EM TENSÃO

O Inversor considerado neste trabalho é apresentado na Figura 17. Trata-se de um inversor trifásico a três fios com alimentação em tensão. A convenção utilizada para as tensões do inversor é apresentada na Figura 17.

Figura 17 – Inversor trifásico a três fios



Fonte: produção do próprio autor.

3.2. MODULAÇÃO GEOMÉTRICA

As tensões de linha v_{ab} e v_{bc} podem ser escritas como uma função das tensões de braço do inversor v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} como em (46).

$$\begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ 1 & 1 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} \quad (46)$$

Note que para a relação entre as tensões de linha e de braço ser unívoca, a matriz de transformação em (46) deve ser do tipo não singular. A não singularidade da matriz foi obtida definindo-se uma variável v_0 , chamada de tensão de modo comum. Essa tensão é escrita como a soma das tensões de braço produzidas pelo inversor, e é determinada como em (47):

$$v_0 = v_{ag} + v_{bg} + v_{cg} \quad (47)$$

Dessa forma, a transformação inversa de (46) fica definida por (48). Assim, as tensões de braço, doravante chamadas tensões modulantes, podem ser obtidas conhecendo-se as tensões de linha que o algoritmo de controle solicita e a tensão de modo comum - v_0 .

$$\begin{bmatrix} v_{ag} \\ v_{bg} \\ v_{cg} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & 1 & 1 \\ -1 & 1 & 1 \\ -1 & 2 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} v_{ab} \\ v_{bc} \\ v_0 \end{bmatrix} \quad (48)$$

Para que o inversor de freqüência opere na região linear, os limites para as tensões modulantes v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} são definidos por (49):

$$\begin{aligned} 0 \leq v_{ag} &\leq V_{dc} \\ 0 \leq v_{bg} &\leq V_{dc} \\ 0 \leq v_{cg} &\leq V_{dc} \end{aligned} \quad (49)$$

Substituindo-se (48) em (49) é possível determinar 6 restrições (*constraints*) às quais a tensão de modo comum v_0 deve satisfazer para que o inversor opere na região linear. Essas restrições estão escritas em (50):

$$\begin{aligned} c_1 \rightarrow v_0 &\geq -2v_{ab} - v_{bc} \\ c_2 \rightarrow v_0 &\geq v_{ab} - v_{bc} \\ c_3 \rightarrow v_0 &\geq v_{ab} + 2v_{bc} \\ c_4 \rightarrow v_0 &\leq 3V_{dc} - 2v_{ab} - v_{bc} \\ c_5 \rightarrow v_0 &\leq 3V_{dc} + v_{ab} - v_{bc} \\ c_6 \rightarrow v_0 &\leq 3V_{dc} + v_{ab} + 2v_{bc} \end{aligned} \quad (50)$$

Essas restrições estão representadas graficamente na Figura 18 para uma tensão de barramento de amplitude 1 pu e tensões de linha de

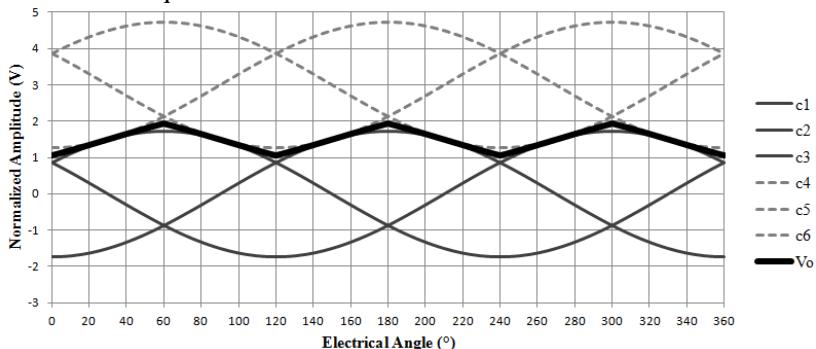
amplitude 1 pu. Note que existem infinitas escolhas para a tensão v_0 , desde que obedecem (51):

$$\max\{c1; c2; c3\} \geq v_0 \geq \min\{c4; c5; c6\} \quad (51)$$

Neste trabalho, optou-se pela definição de v_0 como a média entre os valores máximos e mínimos de (51), ou seja, como apresentado em (52). Essa definição está representada na Figura 18.

$$v_0 = \frac{\max\{c1; c2; c3\} + \min\{c4; c5; c6\}}{2} \quad (52)$$

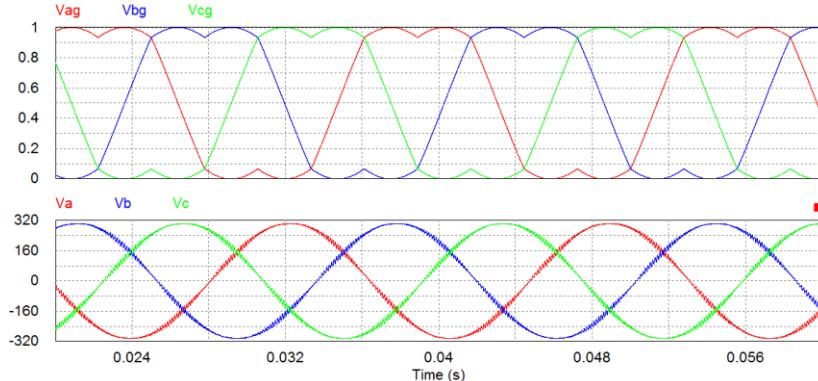
Figura 18 – Restrições à tensão v_0 para operação na região linear do inversor de frequência



Fonte: produção do próprio autor.

Para uma tensão de barramento de 311V (normalmente obtida por uma alimentação de 220V monofásica) os sinais modulantes e tensões de saída trifásicas produzidas podem ser observados na Figura 19.

Figura 19 – Sinais modulantes e tensões de saída produzidas



Fonte: produção do próprio autor.

3.3. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo uma técnica de modulação PWM foi apresentada. Essa técnica permite a síntese de tensões de linha com amplitude igual à tensão de barramento disponível, operando o inversor na região linear.

Com a técnica apresentada é possível sintetizar as tensões de terminal requisitadas pelo algoritmo de controle FOC. Esta técnica pode ser simulada de forma integrada ao algoritmo de controle, para a verificação completa do funcionamento do acionamento elétrico, conforme será detalhado no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 4. SIMULAÇÃO DO ACIONAMENTO DO PMSM

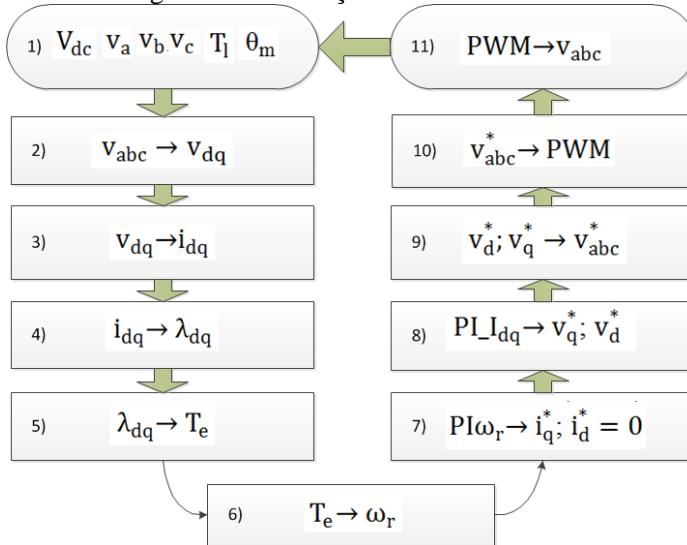
Para a verificação da modelagem matemática e do projeto dos controladores descritos anteriormente, é necessária a realização de uma metodologia de simulação numérica do acionamento do motor BLAC. Neste trabalho o acionamento – *drive system*, é simulado utilizando-se a plataforma PSIM (POWERSIM, 2012) e a lei de controle é implementada utilizando-se uma DLL programada em linguagem C.

Essa estratégia de simulação permite ao engenheiro ter uma visão muito próxima da realidade encontrada durante a implementação prática das leis de controle, uma vez que é possível observar o comportamento das correntes e tensões do motor bem como o comportamento do inversor de frequência e o efeito do chaveamento nessas variáveis. Exemplos: ondulações de corrente do motor, ondulação da tensão de barramento, distorção harmônica nas correntes etc.

4.1. FLUXOGRAMA PARA SIMULAÇÃO NUMÉRICA

A simulação numérica do modelo matemático integrada à eletrônica de potência segue o fluxo de processo descrito na Figura 20.

Figura 20 – Fluxograma da simulação numérica



Fonte: produção do próprio autor.

A simulação inicia no passo 1) conhecendo-se os valores de torque a ser aplicado no eixo, a velocidade de referência desejada, a posição inicial do rotor e as tensões que o inversor aplica ao motor.

No passo 2) as tensões aplicadas pelo inversor são transformadas ao referencial dq.

No passo 3) as tensões já no referencial dq, são aplicadas ao modelo matemático da dinâmica elétrica do motor para que se determine as correntes de eixo direto e quadratura do motor.

No passo 4) as correntes de eixo direto e quadratura são utilizadas para calcular os fluxos de eixo direto e quadratura do motor.

No passo 5) os fluxos de eixo direto e quadratura são utilizados para calcular o torque eletromagnético produzido pelo motor.

No passo 6) o torque eletromagnético é utilizado como entrada no modelo da dinâmica mecânica do motor, para que se determine a velocidade de giro do rotor.

No passo 7) a velocidade de giro é realimentada ao controlador de velocidade para que este determine a corrente de eixo direto de referência. Na região linear de operação a referencia para a corrente de eixo direto é definida como zero.

No passo 8) os controladores de corrente determinam as tensões de eixo direto e em quadratura que devem ser aplicadas ao motor.

No passo 9) as tensões de eixo direto e em quadratura de referência são transformadas ao referencial abc.

No passo 10) as tensões de referência em abc são utilizadas pelo modulador para determinar os sinais PWM que acionam as chaves do inversor de frequência.

No passo 11) os sinais PWM são aplicados ao inversor que sintetiza as tensões V_a , V_b e V_c que são então realimentadas à simulação numérica.

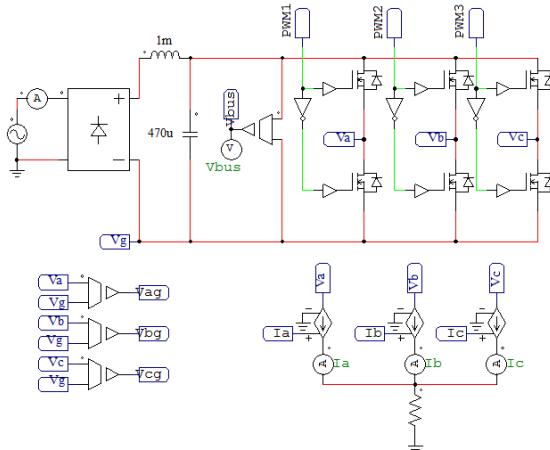
4.2. SIMULAÇÃO DO INVERSOR DE FREQUÊNCIA

No ambiente PSIM, o simulador disponibiliza componentes eletrônicos como IGBTs, capacitores, diodos, resistores e indutâncias, bem como circuitos lógicos como comparadores, somadores etc. Essa disponibilidade de componentes e lógicas de controle integradas torna o PSIM uma excelente alternativa para a simulação de acionamentos elétricos – *electric drives*.

Nesta seção será detalhado o funcionamento da simulação da eletrônica de potência constituída por um retificador monofásico a

diodos em ponte completa com filtro capacitivo no estágio de entrada, associado a um inversor de frequência a três fios como estágio de saída do conjunto. Esse conjunto pode ser observado na Figura 21.

Figura 21 – Simulação da eletrônica de potência

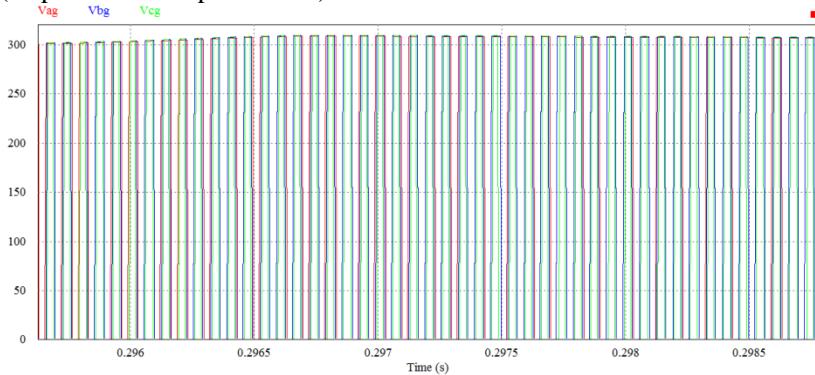


Fonte: produção do próprio autor.

Este circuito recebe os sinais PWM1, PWM2 e PWM3 do modulador PWM e aplica esses sinais de gatilho nos IGBTs do inversor. As tensões de pólo produzidas – V_a , V_b e V_c são aplicadas à DLL que implementa a lei de controle do motor. Na DLL as correntes I_a , I_b e I_c do motor são determinadas utilizando-se a equação a diferenças do motor dada por (18) e a transformação inversa de Park, dada por (10). Esses sinais de corrente são aplicados ao componente “fonte de corrente controlada por tensão” para que as correntes de saída do inversor correspondam às correntes do motor, enquanto que as tensões de saída do inversor sejam determinadas pelos sinais PWM aplicados.

O circuito de potência apresenta ponteiras de medição de tensão diferencial que disponibilizam os sinais correspondentes às tensões das chaves inferiores do inversor V_{ag} , V_{bg} e V_{cg} . Na Figura 22 pode-se observar essas tensões.

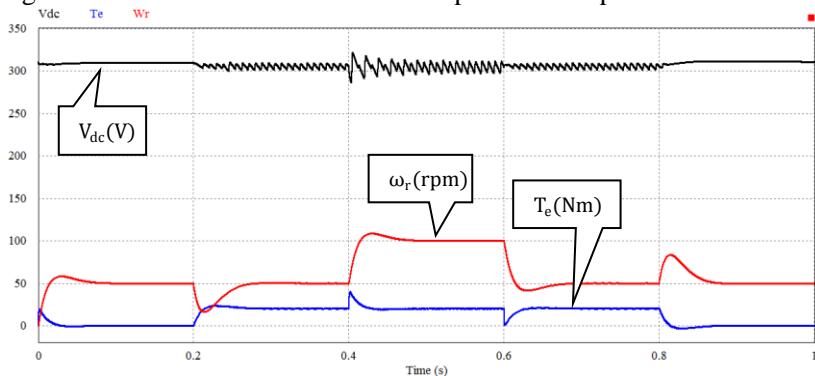
Figura 22. Tensões de braço do inversor ilustrando o chaveamento PWM (disponibilizadas pelo PSIM)



Fonte: produção do próprio autor.

O circuito de potência disponibiliza ainda a medição diferencial da tensão de barramento DC - V_{dc} , que pode ser observada na Figura 23 para velocidades de 50 e 100rpm e torques de 0 e 20Nm.

Figura 23. Tensão de barramento CC disponibilizada pelo PSIM



Fonte: produção do próprio autor

O valor do capacitor de barramento utilizado durante a simulação foi determinado utilizando-se como referência um inversor existente utilizado em motores direct-drive para máquina de lavar-roupas. Para a implementação prática do controlador, entretanto, foi utilizado um inversor diferente. Essa diferença não invalida a análise do

controlador proposto, uma vez que a validação do controle pode ser feita na região de torque constante do motor (sem enfraquecimento de campo) considerando-se uma velocidade de operação baixa o suficiente para que não dependa da ondulação da tensão do barramento CC.

4.3. SIMULAÇÃO DO MODULADOR PWM

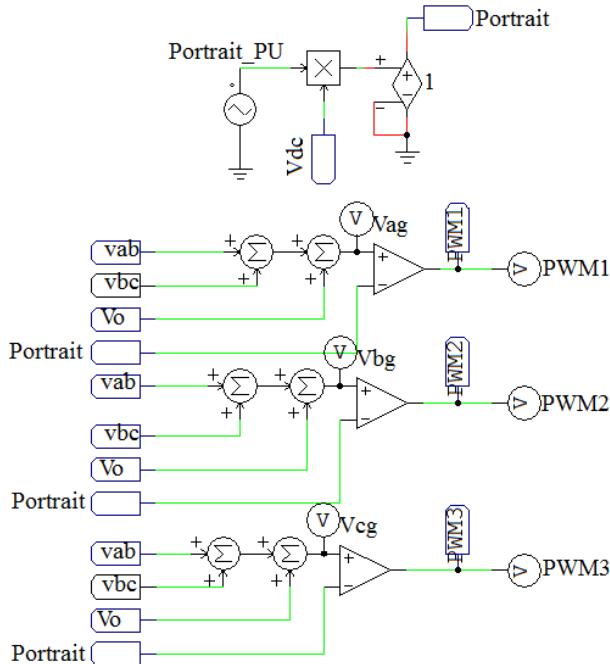
O modulador PWM apresentado no capítulo 4 é simulado conforme a Figura 24.

Uma portadora triangular na freqüência de chaveamento F_s do inversor é gerada com amplitude unitária – “Portrait_PU”. Esta portadora é então multiplicada pela tensão de barramento – V_{dc} para a geração de uma portadora com amplitude igual ao barramento CC – “Portrait”. Como definido em (48), os sinais modulantes v_{ag} , v_{bg} e v_{cg} são definidos a partir das tensões de linha desejadas e do sinal v_0 definido em (52). A equação (48) é implementada por meio de somadores conforme ilustrado na Figura 24. Os sinais modulantes são então comparados à portadora para definição dos sinais PWM1, PWM2 e PWM3 que irão acionar os gatilhos dos IGBTs do inversor de frequência.

4.4. SIMULAÇÃO DA LEI DE CONTROLE

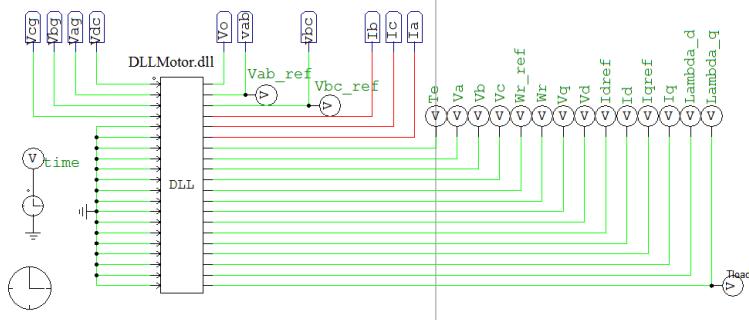
A simulação da lei de controle segue o fluxograma descrito no início do capítulo, na Figura 20. Esse fluxograma é implementado em uma DLL desenvolvida em linguagem de programação C, e facilmente associada ao PSIM por meio do componente “DLL Block”, ilustrado na Figura 25. O código implementado para essa DLL pode ser observado no Anexo II. Por meio desse bloco é possível mapear todas as entradas e saídas necessárias ao funcionamento da lei de controle. Dessa forma é feita a interface entre modulador PWM, simulação da eletrônica de potência e a modelagem e controle desenvolvidas anteriormente.

Figura 24. Simulação do modulador PWM



Fonte: produção do próprio autor

Figura 25. DLL que implementa a lei de controle



Fonte: produção do próprio autor

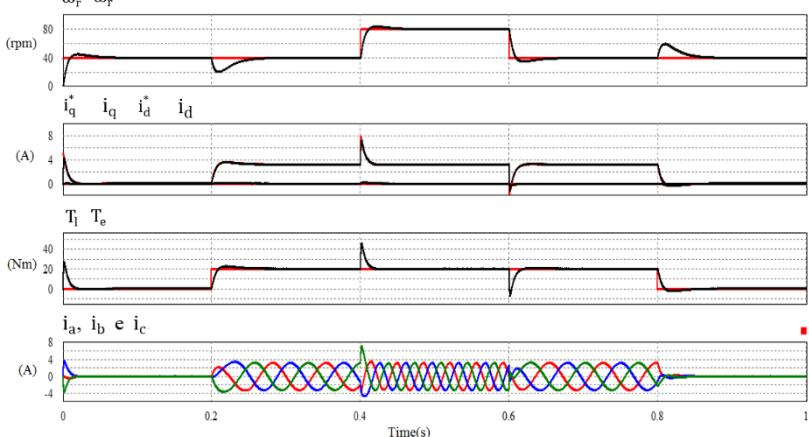
4.5. RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Nesta seção são apresentados os resultados de simulação numérica do motor e seu acionamento, para diversas condições de carga e velocidade de operação. As simulações realizadas comprovam a modelagem realizada, o levantamento dos parâmetros de modelo realizado e são fonte de importante aprendizado ao engenheiro antes da implementação prática dos controladores apresentados.

Na Figura 26 é possível observar o comportamento dos controladores para diversas condições de carga e velocidade. Nesta simulação o motor é acelerado até 40rpm, sem carga alguma aplicado ao eixo. Em $t=0,2s$ um torque de carga em degrau, no valor de 20Nm, é aplicado. Nota-se a resposta do controlador de velocidade solicitando mais corrente I_q para manter a velocidade seguindo a referência (40rpm). Em $t=0,4s$ o motor é acelerado em degrau, a 80rpm. Nota-se o controlador de velocidade requisitando mais corrente i_q para esta aceleração. O aumento de velocidade pode também ser observado no aumento da frequência das correntes i_a , i_b e i_c . Em $t=0,6s$ o motor é desacelerado em degrau, até 40rpm novamente. Nota-se o controlador de velocidade exigindo menos corrente i_q para promover a desaceleração. Além disso, a frequência das correntes baixa ao mesmo patamar anterior. Finalmente em $t=0,8s$ a carga é retirada do motor e as correntes voltam ao patamar mínimo registrado inicialmente, necessário apenas para vencer as perdas por atrito do motor.

A resposta dinâmica obtida neste resultado de simulação considera como carga apenas a inércia do próprio rotor, que é muito pequena quando comparada a um tambor de máquina de lavar, carregado com roupas. É esperado que na implementação prática do controlador, ajustes na resposta solicitada ao controlador sejam necessários para compensar o aumento da inércia de carga. Para que a simulação seja fidedigna à carga em questão, a inércia da carga a ser acionada deveria ser conhecida com exatidão, o que nem sempre é possível. Entretanto, a simulação do acionamento é de fundamental importância como o primeiro ajuste de controladores e para fornecer ao engenheiro a sensibilidade dos parâmetros de controle para com a carga aplicada ao motor.

Figura 26. Resultado de simulação – transientes de carga e velocidade

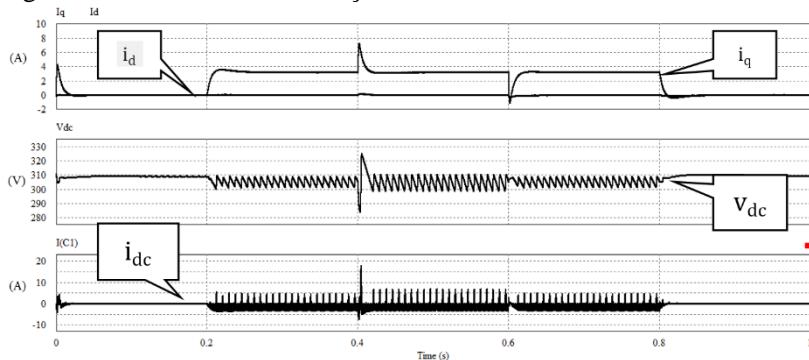


Fonte: produção do próprio autor

A simulação integrada de eletrônica de potência e controle de motor permite a análise de formas de onda para refinamento do projeto do hardware necessário para o acionamento elétrico. Algumas das formas de onda disponibilizadas são a tensão de barramento e a corrente no capacitor de barramento ilustradas na Figura 27.

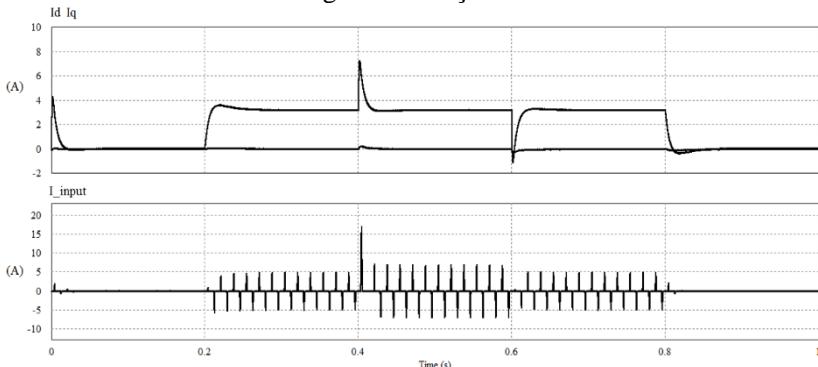
Outra forma de onda interessante é a corrente drenada da rede de alimentação e pode ser observada na Figura 28.

Figura 27. Resultado de simulação – tensão e corrente no barramento CC



Fonte: produção do próprio autor

Figura 28. Resultado de simulação – corrente drenada da rede (I_{input}) durante os transientes de carga e aceleração



Fonte: produção do próprio autor

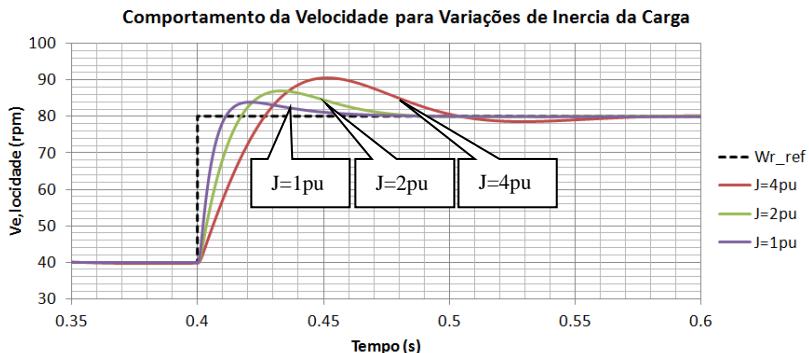
4.6. ANÁLISE DE SENSIBILIDADE DO CONTROLADOR DE VELOCIDADE EM FUNÇÃO DA CARGA APLICADA

Conforme demonstrado no capítulo 4, o projeto do controlador de velocidade é definido pela escolha da banda passante e do amortecimento do controlador, em um processo iterativo onde a simulação do acionamento é fundamental para verificar o atendimento dos requisitos de projeto.

Nas figuras a seguir, o controlador de velocidade proposto no Capítulo 3 é aplicado a cargas que apresentam um momento de inércia de 2 e 4 vezes o momento de inércia utilizado para projetar o controlador (apenas inércia do rotor). Observa-se o efeito que cargas de maior inércia apresentam sobre as correntes de eixo direto e quadratura, bem como sobre a velocidade do motor em uma resposta a degrau de velocidade de referência de 40rpm para 80rpm, sob uma condição de 20Nm de carga aplicada ao eixo.

Nota-se que a resposta do controlador fica mais lenta e apresenta um maior *overshoot* com o aumento da inércia da carga. Em aplicações onde a inércia da carga pode ser variável (uma lavadora de roupas com diferentes quantidades de roupas e diferentes distribuições da roupa no cesto, por exemplo) o desempenho do controlador pode não ser satisfatório em algumas condições de carga.

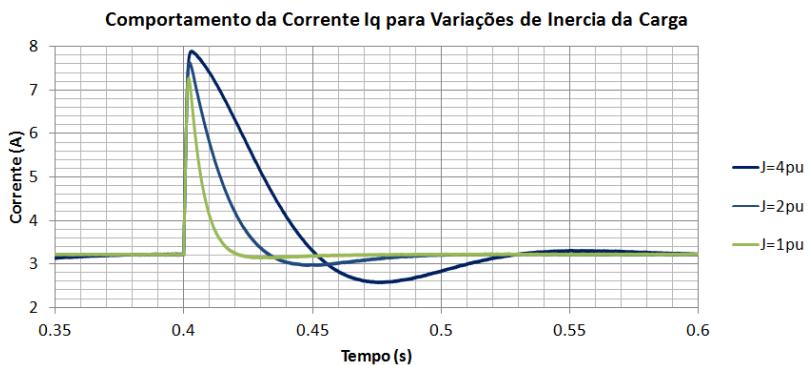
Figura 29. Efeito da inércia da carga no desempenho do controlador de velocidade



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 30, observa-se que o aumento da inércia da carga pode levar o controlador de velocidade à saturação da lei de controle. Caso a estrutura de controle não apresente um saturador, o controlador de velocidade pode requisitar correntes maiores que o máximo permitido para evitar a desmagnetização dos imãs.

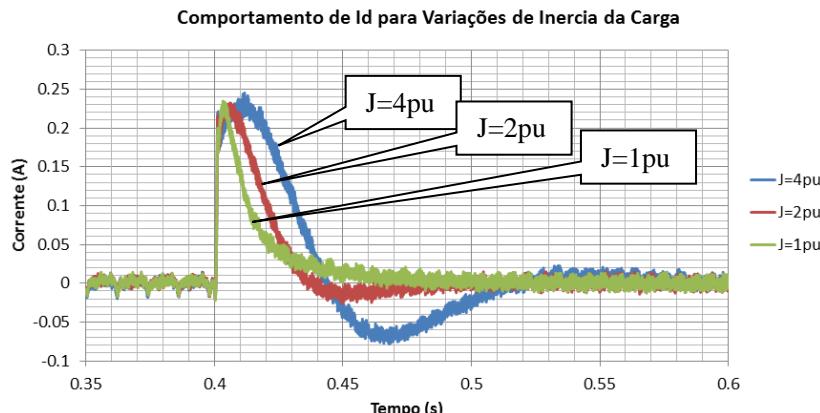
Figura 30. Efeito da inércia da carga na corrente i_q



Fonte: produção do próprio autor

Na Figura 31, observa-se que o aumento da inércia da carga aumenta o efeito do acoplamento entre os eixos direto e em quadratura, fazendo com que o controlador de i_d apresente maior *overshoot* e maior tempo de acomodação na sua resposta.

Figura 31. Efeito da inércia da carga na corrente i_d



Fonte: produção do próprio autor

Dessa forma, é desejável que o controlador de velocidade seja capaz de adaptar seus parâmetros para manter seu desempenho (banda passante e amortecimento). As expressões para o cálculo dos ganhos dos controladores desenvolvidas no Capítulo 3 aceitam o momento de inércia como parâmetro de entrada. Dessa forma, conhecido o momento de inércia da carga e os parâmetros do motor a ser controlado, é possível determinar automaticamente os ajustes nos ganhos do controlador de velocidade para manter constante a banda passante e o amortecimento da FTMF do sistema.

A seguir, resultados de simulação são fornecidos onde se mantém constante a banda passante e amortecimento da FTMF do sistema, através da adaptação dos ganhos do controlador, pelo procedimento demonstrado no Capítulo 3.

Nota-se na Figura 32 que o tempo de acomodação da resposta ao degrau se mantém praticamente inalterado frente ao aumento da inércia da carga.

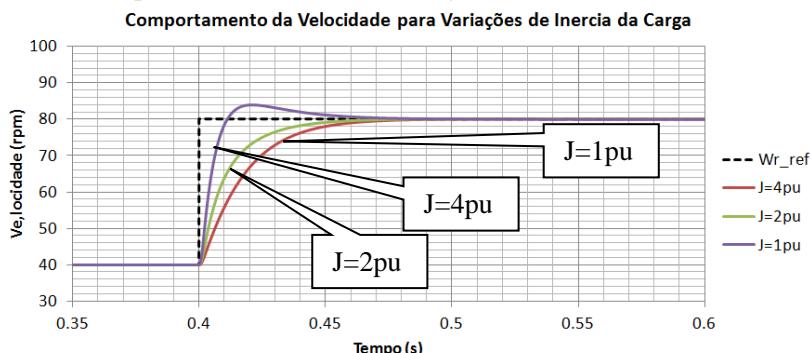
Nota-se na Figura 33 que a corrente requerida pelo controlador de velocidade não ultrapassa a corrente máxima permitida – I_{max} .

Do exposto observa-se que a adaptação dos ganhos do controlador de velocidade de acordo com a inércia da carga preserva as características de desempenho do controlador. Métodos de determinação *online* do momento de inércia da carga são comumente empregados em servoacionamentos, porém está fora do escopo deste trabalho aplicar tais métodos. Entretanto, o procedimento de projeto para adaptar os ganhos

do controlador de velocidade de acordo com a inércia da carga foi apresentado e sua eficácia comprovada por meio de simulações numéricas.

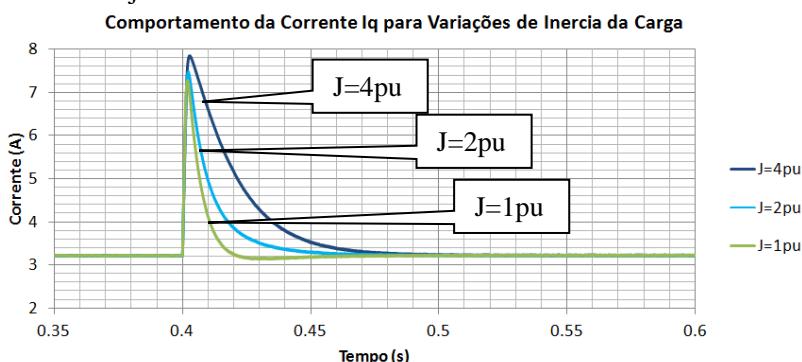
Dada a susceptibilidade dos ganhos do controlador de velocidade à variações de inércia da carga, é de se esperar que os ganhos aqui determinados por meio de simulação precisem ser adaptados quando da implementação prática do algoritmo de controle. Esta adaptação será mais bem detalhada no Capítulo 7.

Figura 32. Efeito da inércia da carga no desempenho do controlador de velocidade - parâmetros do controlador ajustados



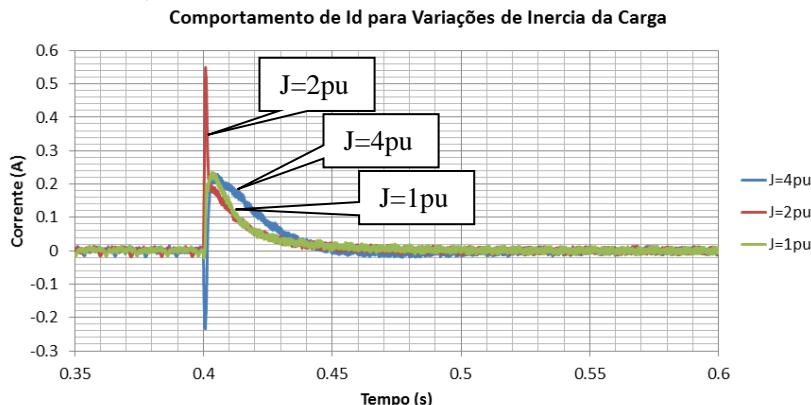
Fonte: produção do próprio autor

Figura 33. Efeito da inércia da carga na corrente i_q - parâmetros do controlador ajustados



Fonte: produção do próprio autor

Figura 34. Efeito da inércia da carga na corrente i_d - parâmetros do controlador ajustados



Fonte: produção do próprio autor

4.7. CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo foi apresentada uma metodologia de simulação que integra as leis de controle desenvolvidas, a modulação PWM e o inversor de frequência trifásico.

Essa ferramenta de simulação permite ao engenheiro fazer diversas análises e antecipar o comportamento das variáveis antes da implementação prática do algoritmo de controle.

Uma das análises aqui apresentadas descreve o impacto da inércia da carga aplicada ao eixo do motor no desempenho do controlador de velocidade projetado. Nota-se que uma adaptação dos ganhos do controlador em função da inércia da carga a ser acionada pode melhorar consideravelmente o desempenho do controlador.

Para a implementação prática das leis de controle simuladas neste capítulo, faz-se necessário o desenvolvimento de uma plataforma de acionamento de motores, conforme será descrito no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 5. DESCRIÇÃO DA PLATAFORMA EXPERIMENTAL

A implementação prática dos controladores do motor BLAC requer um conjunto de hardware programável capaz de adquirir sinais, com base nestes sinais tomar decisões de controle e atuar sobre a planta com um tempo de atraso que possa ser negligenciado em relação à dinâmica da planta. Uma plataforma capaz de executar estas funções é comumente chamada de sistemas de controle em tempo real – *real time*.

Na última década, a National Instruments lançou no mercado plataformas de hardware e software que permitem tais características (NATIONAL INST., 2014). Uma dessas plataformas é a chamada cRIO - *Compact Reconfigurable Input/Outout*. Esta plataforma é constituída por uma estrutura híbrida que integra um chip FPGA, Hardware Periférico para entradas e saídas e um Processador, conforme ilustrado na Figura 35. Esse conjunto de hardware é programável em uma linguagem de alto nível/alta produtividade de propriedade da National Instruments, chamada Labview.

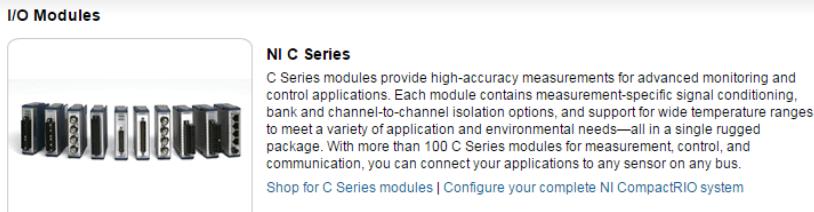
Figura 35. Plataforma cRIO da National Instruments



Fonte:http://sine.ni.com/cms/images/devzone/tut/NI_RIO_Technology_Platform_resized.png

Na arquitetura cRIO, o hardware periférico para entradas e saídas é modular, e existem várias opções de módulos para aquisição/geração de sinais dos tipos: entrada analógica, saída analógica, entrada digital, saída digital, comando de relés, leitura de termopares, leituras de *strain gauges*, leitura de RTDs, entradas universais etc., como ilustrado na Figura 36.

Figura 36. Módulos de entrada e saída da plataforma cRIO



I/O Modules

NI C Series

C Series modules provide high-accuracy measurements for advanced monitoring and control applications. Each module contains measurement-specific signal conditioning, gain and channel-to-channel isolation options, and support for wide temperature ranges to meet a variety of application and environmental needs—all in a single rugged package. With more than 100 C Series modules for measurement, control, and communication, you can connect your applications to any sensor on any bus.

[Shop for C Series modules](#) | [Configure your complete NI CompactRIO system](#)

Browse I/O Modules

- Voltage Input and Output
- Current Input and Output
- Temperature
- Digital Input and Counter/Timer
- Digital Output and Pulse Generation
- Relay
- Resistance
- Strain and Bridge
- Accelerometers and Microphones
- Timing and Synchronization
- Motion
- Serial Communication
- CAN Communication
- CANopen Communication
- PROFIBUS Communication
- PROFINET Communication
- DeviceNet Communication
- LIN Communication
- Engine Control
- Removable Storage
- Wireless
- Third-Party Modules

Fonte: <http://www.ni.com/compactrio/whatis/#modules>

O acesso aos sinais de entrada e saída e a implementação das rotinas de programa que necessitam rodar em altas taxas de *clock* em “tempo real” é feita pelo chassi FPGA. Existem diversas configurações de chassi FPGA disponíveis e os principais quesitos que as diferenciam são a quantidade de *FPGA Gates* e memória RAM disponível. Esses quesitos determinam o “tamanho” de código possível de ser implementado no FPGA e devem ser cuidadosamente analisados para a aplicação desejada. Além disso, a National disponibiliza versões do chassi com 4 e 8 *slots* para os módulos de entrada e saída, conforme ilustrado na Figura 37.

Figura 37. Chassi FPGA de 4 e 8 slots



Fonte: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/206762>

A interface com o ambiente de programação Labview, bem como a interface com o sistema operacional (Windows/Linux/iOS) do computador são implementadas no processador que fica instalado em um controlador de tempo real – *Real time-controller*. Esse controlador é integrado ao chassi FPGA e gerencia a comunicação entre o FPGA e o *host PC* – computador do usuário. A comunicação entre o host PC e o controlador é feita por meio do protocolo ETHERNET. A National disponibiliza várias opções de controladores e o que os diferencia é a velocidade de *clock* do processador e quantidade de memória RAM disponível, atualmente a faixa vai de 533Mhz a 1.33GHz de clock, e 256MB a 2GB de memória RAM.

Figura 38. Controlador real-time



Fonte: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/206760>

A linguagem de programação Labview é utilizada para o desenvolvimento de software. O pacote de software Labview-FPGA executa a conversão entre o diagrama de blocos programado em ambiente Labview e o código em linguagem de descrição de hardware (VHDL). Desta forma a produtividade é consideravelmente maior e as ferramentas para debug do programa são facilitadas.

Entretanto, o processo de conversão do diagrama de blocos em lógica FPGA e sua síntese pode ser um pouco demorado. Como exemplo, o código desenvolvido para o controle vetorial leva em média 20 minutos para a compilação e síntese do FPGA.

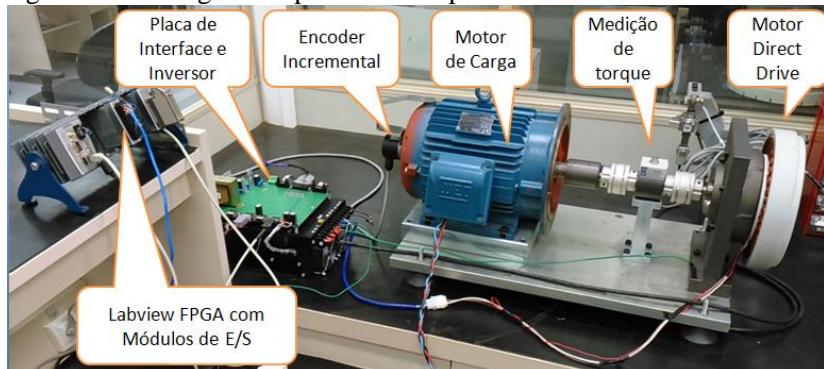
Nas seções seguintes, os detalhes do hardware e software utilizados neste trabalho serão fornecidos e analisados.

5.1. VISÃO GERAL DA PLATAFORMA EXPERIMENTAL E CARGA UTILIZADA

Na Figura 39, uma visão geral da plataforma experimental é apresentada. Nela é possível observar todos os componentes do sistema:

Labview FPGA, Encoder Incremental, Motor utilizado como carga, Medidor de torque e o Motor Controlado.

Figura 39. Visão geral da plataforma experimental



Fonte: Produção do próprio autor

Para a aplicação de torque no motor acionado, um motor de indução trifásico foi utilizado. Esse motor produz um torque constante quando é imposta uma corrente CC em seu estator, e o rotor gira a uma dada velocidade. O torque produzido possui uma relação quase linear com a corrente aplicada para velocidades abaixo de 100rpm (região de interesse para motores do tipo *direct-drive*). Dessa forma, esse arranjo experimental permite a aplicação de carga ao motor acionado, com um baixo custo (quando comparado a freios de histerese disponíveis comercialmente).

5.2. CONTROLADOR, CHASSI E MÓDULOS DE ENTRADA E SAÍDA

O chassis FPGA utilizado neste trabalho é o modelo NI9114, com 8 slots para módulos de entrada e saída, chip FPGA Xilinx Virtex-5 LX50, possui 28800 LUTs e Flip-Flops e 48 multiplicadores. Esse chassis pode ser considerado um intermediário na família de alto-desempenho da National Instruments como ilustrado na Figura 40. O chassis pode ser observado na Figura 41.

Figura 40. Comparativo entre FPGAs da National Instruments
Comparison Tables

Chassis	Module Slots	FPGA	LUTs and Flip-Flops	Multipilers
cRIO-9111	4	Virtex-5 LX30	19,200	32
cRIO-9112	8	Virtex-5 LX30	19,200	32
cRIO-9113	4	Virtex-5 LX50	28,800	48
cRIO-9114	8	Virtex-5 LX50	28,800	48
cRIO-9116	8	Virtex-5 LX85	51,840	48
cRIO-9118	8	Virtex-5 LX110	69,120	64

Fonte: <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-227>

Figura 41. Chassi NI9114



Fonte: <http://www.ni.com/datasheet/pdf/en/ds-227>

O controlador real-time utilizado é o NI9014, com processador de 400Mhz, 2GB de memória ROM e 128MB de memória RAM. O controlador pode ser vista na Figura 42.

Figura 42. Controlador real-time NI9014



Fonte: <http://sine.ni.com/nips/cds/view/p/lang/en/nid/203500>

Os módulos de entrada e saída necessários para a implementação do controle vetorial são sumarizados na Tabela 4, juntamente com suas principais características. Os mesmos podem ser observados na Figura 43.

Tabela 4 – Módulos de E/S

Módulo	Função	Característica
NI9401	Leitura dos sinais do encoder	Módulos de E/S digital de 8 canais, com tempo de resposta de 100ns, nível lógico TTL (5V).
NI9401	Saídas PWM	
NI9205	Entrada analógica para leitura de correntes do motor	Módulo de entrada analógica de 16bits, com 16 canais diferenciais ou 32 canais referenciados a um ponto, $\pm 10V$ e isolamento de 60V para o comum.

Fonte: produção do próprio autor

Figura 43. Módulos de E/S NI9205 e NI9401



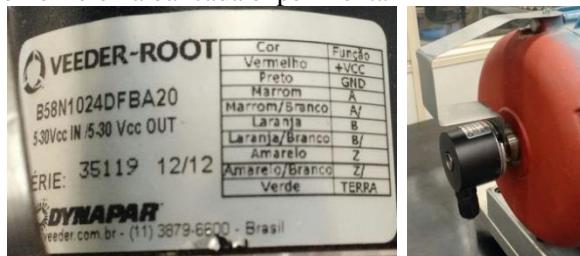
Fonte: www.ni.com

5.3. ENCODER INCREMENTAL

Para a medição da posição do rotor em relação ao estator e da sua velocidade de rotação, um *encoder* incremental, com sinal de índice foi utilizado. Este *encoder* possui 1024 pulsos por volta e é alimentado em 5V. O mesmo pode ser observado na Figura 44. Este *encoder* é montado atrás do motor de indução trifásico utilizado como freio na bancada experimental, porém no mesmo eixo do motor a ser controlado.

Os sinais do *encoder* e a sua decodificação serão apresentados no Capítulo 6.

Figura 44. Encoder Incremental e sua montagem no fundo do motor utilizado como freio na bancada experimental

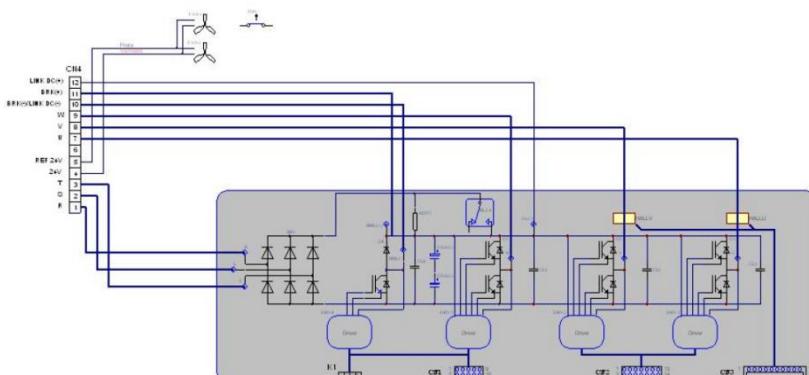


Fonte: Produção do próprio autor

5.4. CONJUNTO RETIFICADOR/INVERSOR TRIFÁSICO

Para a implementação prática do controle vetorial, faz-se necessária a utilização de um conjunto de eletrônica de potência do tipo retificador/inversor trifásico. O conversor estático utilizado neste trabalho é o modelo SKS 21F B6U+E1C1F+B6CI 12 V12, da fabricante Semikron. Este conversor possui a topologia da Figura 45, composta por um retificador trifásico a diodos, um barramento CC com chopper para proteção de sobretensão e uma ponte inversora trifásica a três braços, composta por IGBTs.

Figura 45. Topologia do conjunto retificador/inversor



Fonte: Semikron

Uma característica relevante neste conjunto é que os drives dos IGBTs já estão integrados na estrutura, permitindo o isolamento entre os sinais provenientes do FPGA e o conversor. O conjunto conta com dois sensores de efeito Hall para medição das correntes em dois braços do inversor, relé para pré-carga do barramento CC e proteção de curto-circuito nas chaves via monitoramento da tensão coletor-emissor.

O conjunto retificador/inversor pode ser observado na Figura 46 e as principais características na Tabela 5.

Figura 46. Retificador/Inversor trifásico utilizado



Fonte: Semikron

Tabela 5 – Parâmetros do Inversor Semikron

Parâmetro	Valor[Unidade]
Frequência de Comutação	≤ 15 [kHz]
Máxima Tensão de Barramento	750 [V]
Máxima Corrente de Saída	21 [A rms]
Tensão de linha na entrada	380 [V]

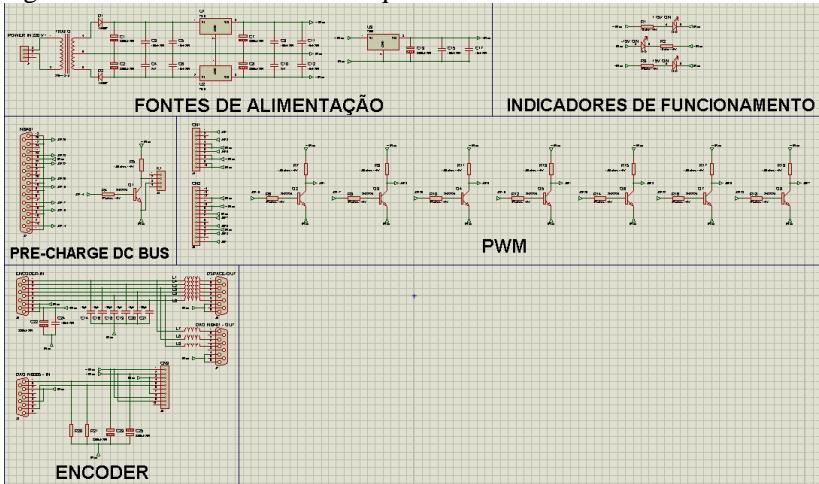
Fonte: produção do próprio autor

5.5. PLACA DE INTERFACE DE SINAIS

Para integrar os sinais necessários à realimentação do controle do motor (correntes e encoder), alimentar o encoder incremental, enviar os sinais de comando para os IGBTs e pré-carga do barramento CC, foi desenvolvida uma placa de circuito impresso – PCB (*Print-circuit-board*), denominada Placa de Interface.

O esquemático dessa placa pode ser visto na Figura 47.

Figura 47. Placa de Interface - Esquemático



Fonte: Produção do próprio autor

Na Tabela 6 estão descritas as conexões dos sinais na placa.

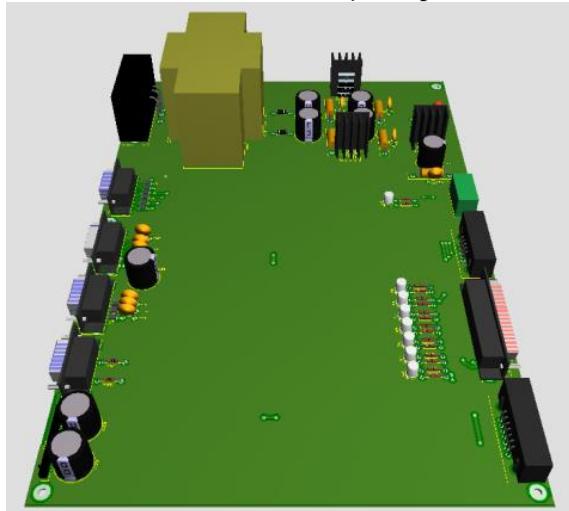
Tabela 6 – Conectores da Placa de Interface

CONECTOR DB25 - PWM SIGNALS		DB9 - CONEXÃO DO ENCODER		DB9 - NIB401 - SAÍDA DOS SINAIS DO ENCODER		DAQ 9205 - LEITURA DE CORRENTE		CN1 - OVERVOLTAGE COMMAND AND PWM W PHASE		CN2 - PWM U,V PHASES, 15V SOURCE		CN3 - U,V CURRENT SENSORS		KI - PRE-CHARGE DC BUS	
1		1	A	1	A	1	U	1	TOP W	1	TOP U	1	15V	1	NC
2		2	B	2	B	2	GND	2	BR W	2	BR U	2	-15V	2	CHARGE
3	COM	3	Z	3	Z	3		3	BOT W	3	BOT U	3	GND	3	GND
4		4	GND	4	GND	4		4	GND	4	GND	4		4	NC
5		5	GND	5	GND	5		5	BR+	5	TOP V	5	V	5	NC
6		6	A-	6		6		6	15V	6	ER V	6	NC	6	GND
7		7	B-	7		7		7	15V	7	BOT V	7	GND	7	
8		8	Z-	8		8	GND	8	15V	8	GND	8	+15V	8	
9		9	5V	9		9	V	9	GND	9	15V	9	-15V	9	
10								10	GND	10	15V	10	NC	10	NC
11								11		11	GND	11		11	
12								12		12	GND	12		12	
13								13		13	NC	13		13	
14	PRE CHARGE							14		14	NC	14		14	
15															
16															
17															
18															
19															
20															
21															
22															
23															
24															
25															

Fonte: produção do próprio autor

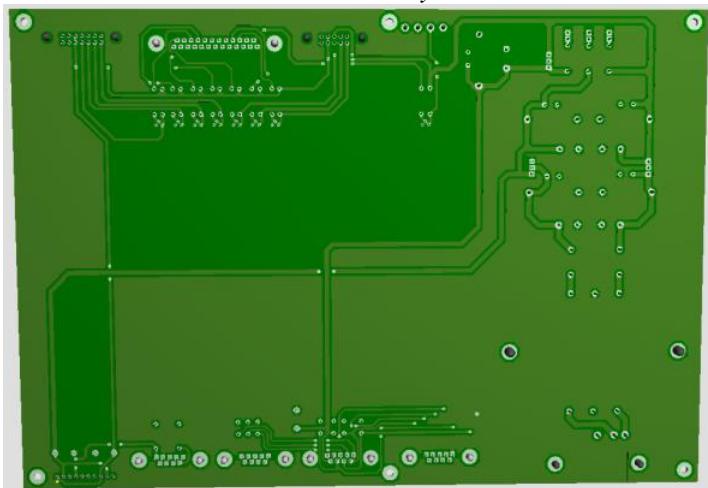
Na Figura 48 e Figura 49 podem ser observadas as vistas TOP e BOTTOM da Placa de Interface.

Figura 48. Placa de Interface – Vista do *layer* superior



Fonte: Produção do próprio autor

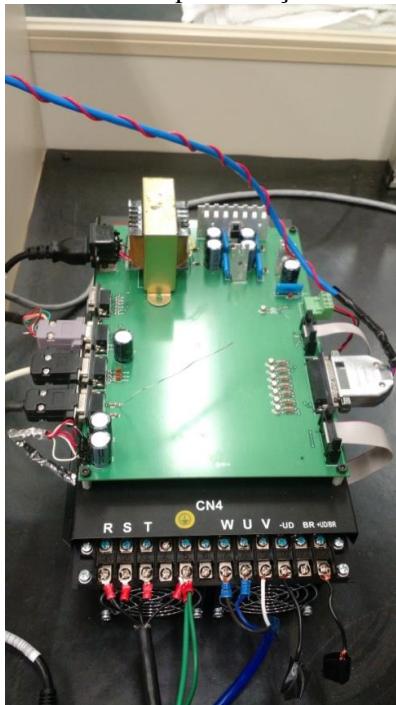
Figura 49. Placa de Interface – Vista do *layer* inferior



Fonte: Produção do próprio autor

Na Figura 50 pode ser observada a implementação física da placa de interface, já montada sobre o inversor de frequência, e com os sensores conectados.

Figura 50. Placa de Interface – Implementação e montagem



Fonte: Produção do próprio autor

5.6.CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo uma plataforma experimental desenvolvida para o acionamento do motor PMSM é apresentada. Esta plataforma utiliza o Labview FPGA para a implementação do algoritmo de controle, hardware da plataforma cRIO para entrada e saída de sinais, um inversor trifásico Semikron para a síntese das tensões de alimentação do motor e uma placa de Interface de sinais desenvolvidas especificamente para este trabalho.

Todos os componentes da plataforma experimental têm sua especificação técnica detalhada e sua função como componente do sistema exemplificada.

A implementação do algoritmo na plataforma descrita neste capítulo e os resultados experimentais obtidos serão detalhados no capítulo seguinte.

CAPÍTULO 6. IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

A implementação do algoritmo FOC em uma plataforma Labview FPGA possui benefícios, mas também desvantagens que serão ilustradas a seguir. No ambiente Labview FPGA o programador não está limitado a um processador único, uma CPU, como na maioria dos microcontroladores e DSPs utilizados para este fim. Isso permite a implementação de algoritmos que executam em um paralelismo real, uma vez que o hardware necessário às operações lógicas é sintetizado exclusivamente para aquela finalidade. Outra vantagem do Labview FPGA é que, por meio da utilização das estruturas SCTL – *single cycle timed loop*, é possível implementar lógicas que executam a taxas tão altas quanto 40MHz ou até mais elevadas (dependendo do chassis FPGA utilizado).

Entretanto, o Labview FPGA não possui periféricos prontos para a execução de funções importantes às aplicações de controle de motor, como geradores de PWM, tratamento de interrupção de encoder etc. Estes periféricos precisam ser desenvolvidos pelo programador e implementados como parte do programa para acionamento do motor.

Serão mostrados a seguir os detalhes que compõem o código implementado nesta dissertação de mestrado e a seguir os resultados experimentais obtidos que comprovam o sucesso da implementação realizada.

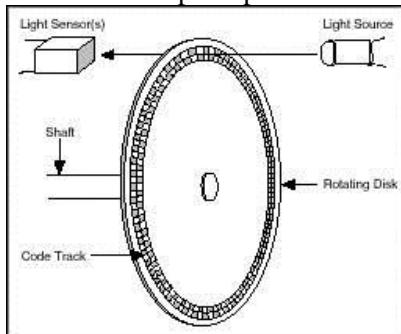
6.1. MEDIÇÃO DE VELOCIDADE E POSIÇÃO COM ENCODER INCREMENTAL

Um *encoder* incremental é um sensor comumente utilizado em servomotores e máquinas rotativas para a medição de velocidade e posição angular. Trata-se, normalmente, de um disco perfurado, pelo qual se faz passar um feixe de luz. Um fotosensor detecta quando a luz atinge o outro lado do disco perfurado, produzindo um sinal de onda quadrada que indica a passagem do disco pela posição especificada. Este tipo de sensor pode ser observado na Figura 51. Os sinais produzidos pelo encoder incremental podem ser observados na Figura 52. Quando o eixo gira no sentido horário, o sinal A está 90° adiantado em relação ao sinal B, e quando o eixo gira no sentido anti-horário o sinal B está adiantado 90° em relação ao sinal A. Desta forma a direção de rotação pode ser determinada.

A medição da posição mecânica pode ser realizada observando-se a passagem do sinal Z, que é um marcador mecânico, pois sempre produz um pulso único quando da passagem do eixo por aquele ponto. Dessa forma, podem-se contar quantos pulsos de A e B aconteceram após a passagem do eixo pela posição Z (índice). A relação entre o número de pulsos contados e a posição angular do eixo em relação à posição Z pode ser determinada por (53), onde θ é a posição mecânica do eixo, X_{count} é o número de pulsos contados, PPR é o número de pulsos por volta mecânica do encoder utilizado e o fator 4 deve-se a contagem de bordas estar sendo feita tanto no canal A quanto no canal B.

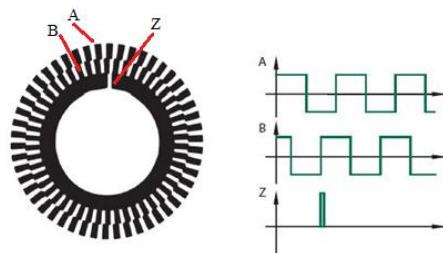
$$\theta = \frac{X_{\text{count}}}{4 * \text{PPR}} * 360^\circ \quad (53)$$

Figura 51. Encoder incremental – princípio de funcionamento



Fonte: <http://www.ni.com/white-paper/7109/pt/>

Figura 52. Encoder incremental – sinais produzidos



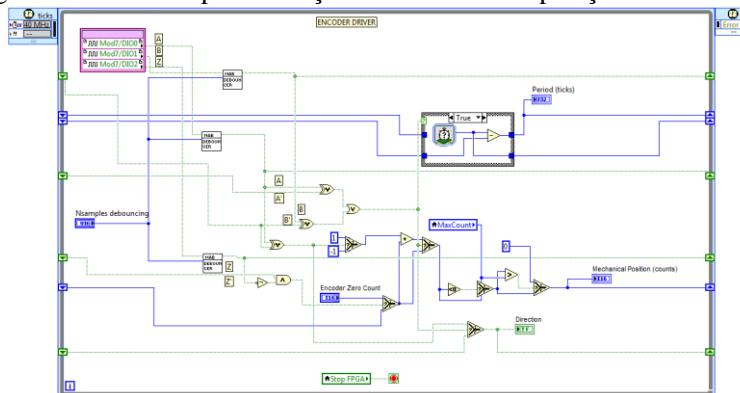
Fonte: <http://www.powerguru.org/angular-position-sensors-shaft-angle-transducer/>

O software desenvolvido para a medição de velocidade e posição rotórica pode ser observado na Figura 53. Os sinais provenientes do encoder incremental são lidos e uma técnica de “*debouncing*” é utilizada para aumentar a robustez do sistema à interferência eletromagnética. Este *debouncer* verifica se houve uma transição de estado nos sinais A, B e Z do encoder durante um número especificado de amostras – “Nsamples_debouncing”. Esta medida evita que o *driver* de encoder incremente a medida de posição devido a transições de estado em alta frequência, devido à interferência eletromagnética.

Sempre que houver uma transição de estado nos sinais A ou B do encoder o contador de posição é incrementado (no sentido horário) ou decrementado (no sentido anti-horário). Esse processo é repetido até que o valor do contador chegue a “Max count”, que é o valor máximo de contagem e depende do número de pulsos por volta do encoder – PPR, onde então o valor do contador é reiniciado a zero. Dessa forma a informação da posição mecânica do rotor será um número com valor mínimo zero e valor máximo “Max count”, correspondente a uma faixa de 0 a 360° mecânicos. Assim, a resolução da medição de posição pode ser calculada de acordo com (54). Para o encoder considerado neste trabalho, PPR = 1024, e como se contam as quatro transições de A e B, o valor de “Max count” é 4096, o que determina a resolução de medida de posição como sendo 0,088° mecânicos.

$$\theta_{\text{res}} = \frac{360^\circ}{\text{Max count}} \quad (54)$$

Figura 53. Software para medição da velocidade e posição



Fonte: Produção do próprio autor

Sempre que houver uma transição de estado no sinal Z, a medida da posição é configurada para o valor de “*Encoder Zero Count*”. O valor do controle “*Encoder Zero Count*” é ajustado *off-line* para que a posição zero do encoder coincida com a passagem por zero da *Back-Electromotive Force* - BEMF da fase A do motor, como requisitado pela transformada de Park descrita nos capítulos anteriores. Dessa forma o fluxo de eixo direto do rotor estará alinhado com a posição zero da fase A do motor.

Para a medição de velocidade, sempre que houver uma transição de estado em A ou B, o “*tick count*”, ou seja, o valor de contagem do contador de ciclos de clock do processador é registrado. Na próxima transição de estado de A ou B, o valor do “*tick count*” é registrado novamente e a diferença de *ticks* entre uma transição e outra é contabilizada. Essa diferença é o período de tempo medido em “*ticks*” de *clock* que o eixo do *encoder* leva para se mover uma posição mecânica, e esse parâmetro é utilizado posteriormente para o cálculo da velocidade angular do rotor.

A título de informação, a máxima resposta em frequência do encoder utilizado é 100kHz.

6.2. IMPLEMENTAÇÃO DO ALGORITMO FOC

Para a implementação do algoritmo FOC apresentado na Figura 10, o diagrama de blocos da Figura 54 foi desenvolvido.

Os sinais dos transdutores de corrente das fases A e B são convertidos em informação por meio das equações de calibração determinadas para cada sensor. A corrente na faze C é determinada a partir de A e B, uma vez que o motor é conectado em Y, logo a soma das correntes de A, B e C é nula. Essas correntes são divididas pela corrente base, para que seus valores sejam expressos em pu. A implementação dos cálculos em pu diminui consideravelmente o tamanho de variável necessário à implementação dos cálculos, economizando recursos do FPGA.

As correntes em pu são transformadas para o referencial dq, por meio da transformada de Park. Essas correntes de eixo direto e quadratura são realimentadas aos seus respectivos controladores PI.

Os controladores são também implementados em pu, utilizando-se aritmética de ponto-fixo para reduzir o tamanho das variáveis e economizar recursos do FPGA.

As tensões de referência de eixo direto e quadratura são transformadas para o referencial abc, para que sejam solicitadas ao

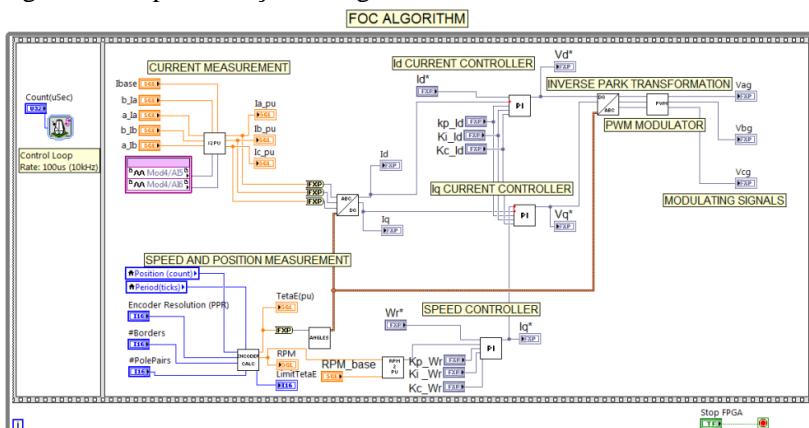
modulador PWM, que determina os sinais modulantes V_{ag} , V_{bg} e V_{cg} que serão solicitados ao “periférico” de geração de PWM que será detalhado na seção seguinte.

As informações do período, em *ticks*, entre bordas de A e B do encoder, bem como a informação da posição mecânica atual, em *counts*, são convertidas em posição elétrica, em graus, para a transformada de Park, e velocidade angular em rad/s para o controlador de velocidade.

O controlador de velocidade determina a corrente de referência de eixo em quadratura, que é então informada ao controlador de corrente, fechando-se assim a malha de controle de velocidade.

A implementação em ponto-fixo, e a utilização do sistema “per unit” foram determinantes para que o algoritmos FOC pudesse ser implementado no FPGA disponível, uma vez que a capacidade de memória e o número de Gates disponível no FPGA é limitada. Uma tentativa de implementação com todas as variáveis sendo calculadas em ponto flutuante, com tamanho de 16 bits (precisão “single” do Labview) não obteve sucesso, pois seria necessário um chip FPGA de maior capacidade. Mesmo com a implementação em pu e ponto fixo, foram consumidos 80% dos recursos do FPGA para a implementação do algoritmo FOC.

Figura 54. Implementação do algoritmo FOC



Fonte: Produção do próprio autor

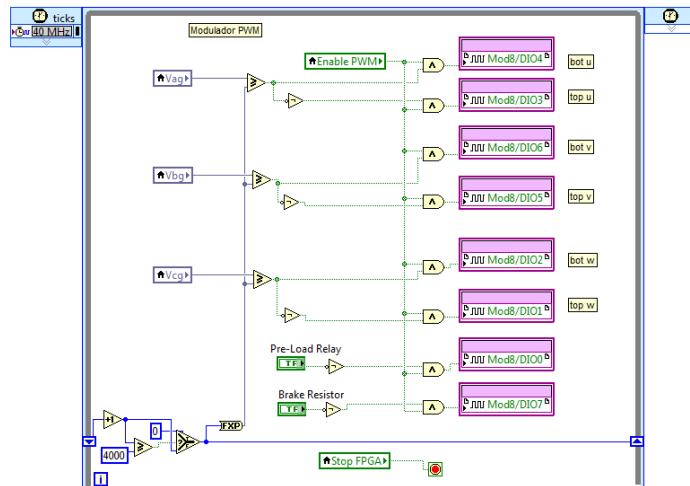
6.3. MODULADOR PWM

Os sinais modulantes solicitados pelo controlador precisam ser convertidos em sinais de gatilho para as chaves do inversor trifásico. Essa operação, quando da implementação em microcontroladores e DSPs, normalmente é realizada por um periférico disponível no hardware, o modulador PWM. No Labview FPGA este periférico precisa ser sintetizado no chip FPGA, e para isso, é necessário desenvolver sua programação. O programa desenvolvido com esta finalidade pode ser observado na Figura 55.

Um contador é implementado para contar até 4000, com uma frequência de contagem de 40Mhz, o que determina que o período da forma de onda triangular resultante é de 100us, ou seja, uma frequência de 10kHz. Essa é a forma de onda portadora.

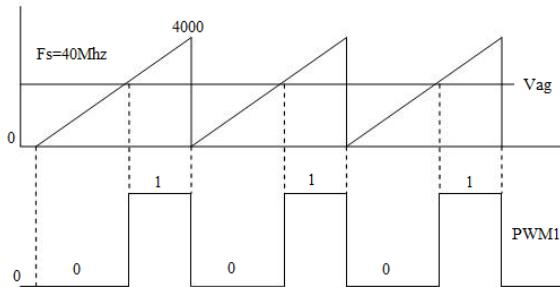
O sinal modulante é comparado com essa portadora, e sempre que for maior ou igual à mesma, o sinal PWM de saída é colocado em nível alto, acionando a chave correspondente. O sinal de comando para a chave inferior do braço do inversor é obtido negando-se o sinal de acionamento da chave superior. O tempo morto necessário entre as chaves é realizado via hardware, no *driver* de IGBT do inversor, não sendo necessária a sua implementação via software. Esse processo de geração de sinais PWM é ilustrado na Figura 56.

Figura 55. Modulador PWM com chaveamento a 10kHz



Fonte: Produção do próprio autor

Figura 56. Geração do sinal PWM

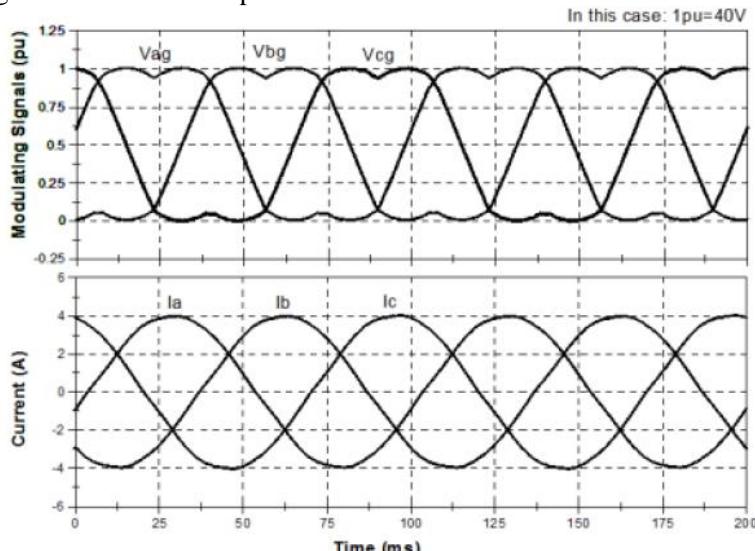


Fonte: Produção do próprio autor

6.4.RESULTADOS EXPERIMENTAIS: MODULADOR PWM

O funcionamento do modulador PWM foi verificado retirando-se o rotor do PMSM e impondo tensões trifásicas senoidais ao circuito do estator. Dessa forma a carga passiva RL deveria produzir correntes senoidais, uma vez que a tensão de alimentação produzida é senoidal. O resultado obtido pode ser verificado na Figura 57. Nesta figura os sinais modulantes e as correntes trifásicas produzidas estão ilustrados.

Figura 57. Resultado experimental: modulador PWM



Fonte: Produção do próprio autor

6.5. RESULTADOS EXPERIMENTAIS: CONTROLADORES DE CORRENTE

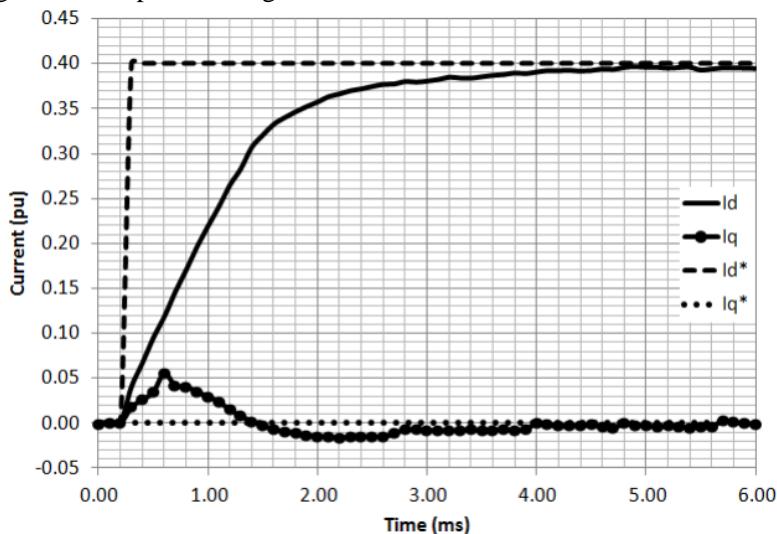
Para avaliar o desempenho dos controladores de corrente desenvolvidos, a resposta ao degrau foi verificada experimentalmente. Para tanto o rotor do motor foi bloqueado mecanicamente para impedir sua aceleração e um degrau de 0.4pu foi imposto na referência de das correntes de eixo direto e em quadratura.

Primeiramente a referência do controlador de corrente em quadratura foi mantida em zero, enquanto que a referência do controlador de corrente de eixo direto foi imposta em 0.4pu. Este resultado pode ser observado na Figura 58.

Nota-se que a corrente converge rapidamente para a referência, com erro de regime nulo. Essa resposta dinâmica é muito próxima à dinâmica projetada e simulada, da Figura 12.

Nota-se ainda que o eixo em quadratura é perturbado pelo transiente de corrente no eixo direto, que causa uma distúrbio transiente no fluxo de entreferro do motor. Esse acoplamento entre eixos é rapidamente compensado pelo controlador de corrente.

Figura 58. Resposta ao degrau do controlador de corrente de eixo direto

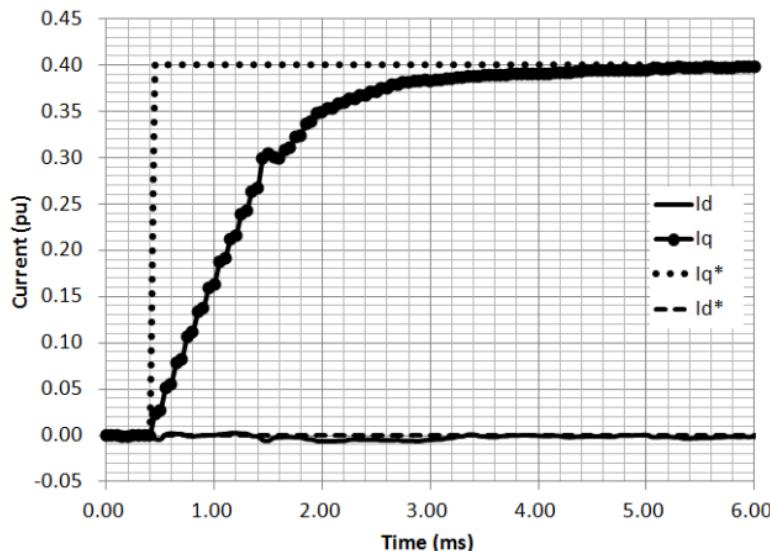


Fonte: Produção do próprio autor

A seguir, no experimento da Figura 59, a referência para o controlador de corrente de i_d é mantida nula, enquanto a referência de corrente para i_q é imposta a 0.4pu. Nota-se a rápida convergência do controlador e o cancelamento do erro.

Nota-se ainda, que a variação da corrente i_q , não causa um distúrbio tão elevado no eixo direto quanto a situação contrária, apresentada anteriormente na Figura 58. Isso se deve ao fato de que a corrente i_q está associada ao torque do motor e não influencia diretamente o fluxo da máquina, tendo pouco efeito sobre o fluxo de entreferro do motor (associado ao eixo direto).

Figura 59. Resposta ao degrau do controlador de corrente de eixo em quadratura



Fonte: Produção do próprio autor

6.6. RESULTADOS EXPERIMENTAIS: CONTROLADOR DE VELOCIDADE

Para avaliar o desempenho do controlador de velocidade, o motor foi submetido a variações de carga no eixo, acelerações e desacelerações. Nesses eventos é que os transientes de velocidade

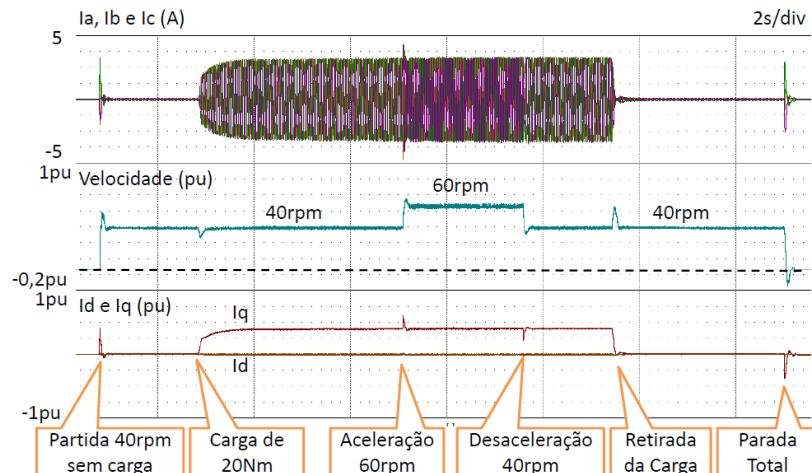
ocorrem e desta forma é possível observar como o controlador reage aos distúrbios.

Na Figura 60, é possível observar o comportamento do controlador frente a partida, aceleração, desaceleração, aplicação e retirada de carga no eixo do motor conforme descrito a seguir. Neste resultado a base de corrente utilizada foi de 8A e a base de velocidade foi de 100rpm.

- Primeiramente o motor parte sem carga para uma referência de velocidade de 40rpm. A partida acontece já com a malha fechada de velocidade, com realimentação da velocidade e posição através do encoder incremental.
- Após aproximadamente 2s é aplicada uma carga em degrau, no valor de 20Nm (50% do torque nominal do motor). Observa-se a rápida atuação do controlador de velocidade que requisita a aplicação de uma corrente i_q ao motor suficiente para manter a velocidade constante apesar da carga imposta ao eixo do motor.
- Após aproximadamente 4s a referência do controlador de velocidade é alterada em degrau para 60rpm (50% maior que a anterior). Observa-se a rápida convergência do controlador para o valor definido, com pequeno sobresinal, o que está de acordo com o previsto pela simulação da resposta ao degrau da malha de velocidade apresentada na Figura 15 e simulações de transientes apresentadas na Figura 26.
- Após aproximadamente 2s a referência de velocidade é alterada para 40 rpm em degrau. Observa-se novamente a rápida convergência da velocidade para o novo valor estabelecido.
- Após aproximadamente 2 s a carga é retirada em degrau. Nota-se o sobresinal de velocidade durante a retirada da carga, mas com uma rápida convergência para o valor de velocidade de referência definido.
- Após aproximadamente 4s a referência de velocidade do motor é alterada para zero, em degrau. Nota-se a rápida parada do motor, porém durante o transiente de parada a velocidade chega a tornar-se negativa, indicando que ocorre uma rápida reversão no sentido de rotação do motor durante o transiente. Esta

característica pode ser indesejada em algumas aplicações, não sendo o caso para a aplicação do motor neste trabalho (máquinas de lavar roupas).

Figura 60. Resultado experimental: desempenho do controlador de velocidade durante partida, aceleração, aplicação e retirada de carga e desaceleração



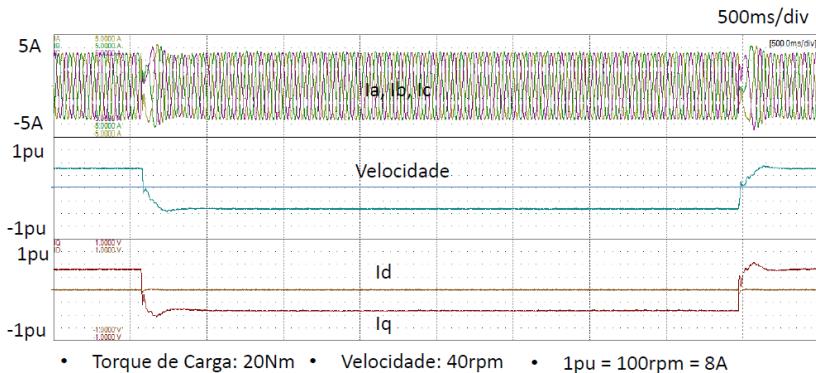
Fonte: Produção do próprio autor

Na Figura 61 é possível observar o desempenho do controlador de velocidade frente a reversão do sentido de rotação do motor. Neste resultado experimental a referência para o controlador de velocidade foi definida inicialmente como 40rpm e subtamente alterada para -40rpm. A carga no eixo do motor é constante e definida como 20Nm.

Nota-se a rápida atuação e resposta do controlador de velocidade, a mudança na sequência de fase das correntes em abc e o equivalente à mudança no sinal da corrente i_q durante a reversão.

A capacidade de reversão de sentido é fundamental na aplicação do motor em lavadoras de roupa, uma vez que durante o período de lavação o motor agita a roupa em ambas as direções para “desembolar” a roupa durante a lavagem.

Figura 61. Resultado experimental: desempenho do controlador de velocidade durante reversão de sentido de rotação



Fonte: Produção do próprio autor

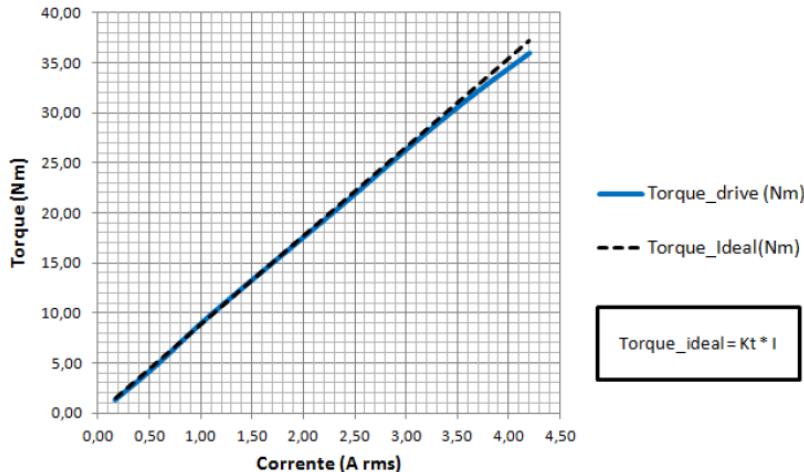
Um outro resultado experimental é apresentado na Figura 62. Este resultado apresenta a curva de torque produzido pelo motor para diferentes valores de corrente aplicados, para uma velocidade constante (40rpm). Essa curva é então comparada com o torque idealizado previsto pela constante de torque do motor - K_t (Torque_ideal). A curva de torque ideal deve ser utilizada como um parâmetro de referência a ser perseguido pelo controlador, uma vez que ele representa o máximo torque que pode ser produzido para uma dada corrente, considerando-se que não existem perdas na conversão eletromecânica de energia pelo motor.

Observa-se que para valores altos de corrente aplicada a curva de torque obtida pelo controlador começa a desviar da curva de torque ideal. Esse efeito ocorre devido ao início da região de saturação do aço do estator, que faz com que o controlador precise aplicar mais corrente para produzir o mesmo torque, em comparação com um estator não saturado.

Para a obtenção dos resultados experimentais foi utilizado um conjunto de ganhos ligeiramente diferentes dos utilizados em simulação. A banda passante do controlador de corrente teve de ser reduzida para 100Hz em função de interferência eletromagnética presente no sinal elétrico proveniente dos transdutores de corrente. O controlador de corrente atua sobre o sinal realimentado por esses transdutores e não sobre a corrente real do motor. Isso faz com que o mesmo reaja a

estímulos de dinâmicas não modeladas, como a interferência eletromagnética nos sinais realimentados.

Figura 62. Resultado experimental: curva de torque produzido para um dado valor de corrente aplicada ao motor (Torque Vs Corrente)



Fonte: Produção do próprio autor

Para observar o critério de projeto adotado, a banda passante do controlador de corrente também teve de ser reduzida para 10Hz, mantendo o critério de adotar uma banda passante 10 vezes menor que a da malha interna de controle de corrente (princípio do controle em cascata).

Essa redução na banda do controlador explica as pequenas diferenças de dinâmica que podem ser observadas entre os resultados experimentais e de simulação do acionamento do motor.

Entretanto, essa diferença de resposta dinâmica, não invalida os critérios de projeto utilizados e nem impede a confirmação da eficácia dos controladores de corrente e velocidade projetados para o motor em estudo.

6.7.CONCLUSÕES DO CAPÍTULO

Neste capítulo, o algoritmo de controle foi implementado em ambiente Labview FPGA e resultados experimentais obtidos comprovam a implementação prática do controle.

A implementação em linguagem Labview do algoritmo FOC é bastante intuitiva por utilizar a estrutura de diagrama de blocos, onde o programador pode agrupar porções de código em um *subVI*, facilitando a leitura e interpretação do programa desenvolvido.

Neste capítulo foram demonstradas formas de implementar a leitura de sinais de um encoder incremental para determinação da velocidade e posição do rotor do PMSM. Também foi demonstrada uma implementação de um modulador PWM para acionamento do inversor trifásico. Além disso, a implementação do algoritmo FOC simulado em capítulo anterior foi demonstrada e explicada em detalhes.

Resultados experimentais demonstram a correta implementação dos controladores de corrente e validam o projeto e simulação dos mesmos, realizados em capítulos anteriores.

Resultados experimentais demonstram a correta implementação do controlador de velocidade projetado e simulado anteriormente. No entanto, devido a não idealidades presentes na implementação prática e não consideradas na modelagem e controle projetados e simulados, a resposta dinâmica do controlador de velocidade precisou ser reduzida para permitir a implementação prática.

CONCLUSÕES

Este trabalho apresentou uma nova possibilidade de implementação de algoritmos de controle tipo FOC – o Labview FPGA. A viabilidade do uso desta plataforma foi demonstrada, suas vantagens e desvantagens exploradas e abriu-se um novo caminho de exploração desta tecnologia recente.

Para o desenvolvimento do trabalho, modelos matemáticos do motor escolhido foram desenvolvidos. Estes modelos representam a dinâmica elétrica e mecânica de um PMSM trifásico e permitem o desenvolvimento de simulações dinâmicas do acionamento, bem como o projeto dos controladores de corrente e velocidade do motor.

Um procedimento de projeto para os controladores de corrente e velocidade foi desenvolvido. Esse procedimento permite ao projetista determinar os ganhos dos controladores baseado na banda passante e amortecimento desejados ao sistema. Critérios práticos para a escolha da banda passante e amortecimento foram estabelecidos com base na máxima resposta dinâmica possível, sem que se opere o controle na região de saturação e sem exigir correntes de acionamento que possam causar a desmagnetização do PMSM.

Uma técnica de modulação para o inversor trifásico utilizado no acionamento do motor foi apresentada e resultados de simulação foram apresentados para comprovar sua validade.

Uma estrutura de simulação numérica do acionamento do PMSM foi apresentada. Essa metodologia de simulação integra a simulação das equações diferenciais desenvolvidas no modelo matemático do motor, os algoritmos de controle de velocidade e correntes, bem como a modulação do inversor e as não idealidades introduzidas pelo chaveamento do inversor trifásico utilizado no acionamento do motor. Essa estrutura de simulação permite a elaboração de diversas análises sobre o comportamento do acionamento. A título de exemplo, uma análise da influência da inércia da carga sobre o desempenho do controlador de velocidade foi apresentada.

Uma plataforma experimental composta por *hardware* e *software* foi desenvolvida para verificação dos controladores projetados. Os componentes de *hardware* bem como a implementação do software Labview foram detalhados para permitir a reprodução dos resultados obtidos.

Essa plataforma experimental foi utilizada com sucesso na implementação do acionamento desenvolvido. Resultados experimentais

apresentados comprovam a implementação do modulador PWM, dos controladores de corrente e do controlador de velocidade desenvolvidos. As limitações e não idealidades práticas do acionamento limitaram a resposta dinâmica obtida experimentalmente, porém não invalidam a implementação e metodologia de projeto desenvolvidas.

Um artigo intitulado “*Labview FPGA FOC Implementation for Synchronous Permanent Magnet Motor Speed Control*” foi publicado nos anais da “*International Conference on Industry Applications – INDUSCON*” no ano de 2014, para a apresentação dos resultados obtidos neste trabalho.

A implementação do algoritmo FOC em Labview FPGA abre uma nova frente de investigação sobre o uso desta nova tecnologia. O autor cita aqui algumas sugestões para evolução do trabalho aqui apresentado:

- Implementação de técnicas de compensação do *offset* na leitura de corrente a cada partida do PMSM.
- Estudo e correta aplicação de técnicas de redução de interferência eletromagnética nos sinais de corrente e velocidade para a realimentação dos controladores.
- Estudo e implementação de técnicas de amostragem das correntes sincronizadas com o acionamento PWM para a redução de interferência eletromagnética nos sinais de corrente realimentados.
- Implementação de algoritmos para a expansão da velocidade de operação do motor com técnicas de enfraquecimento de campo.
- Implementação de técnicas automáticas de determinação da inércia da carga a ser acionada e a compensação dos ganhos do controlador de velocidade em função da mesma.
- Implementação do controle de velocidade com base em sensores de baixo custo como os sensores de Efeito Hall, para medição da posição e velocidade.
- Implementação de observadores de posição para o acionamento sem sensores mecânicos.
- Estudo e implementação de técnicas de controle direto de torque – DTC utilizando-se o Labview FPGA.

REFERÊNCIAS

- ALI, F. H., MAHMOOD, H. M., & ISMAEL, S. M. (2010). *LabVIEW FPGA implementation of a PID controller for D.C. motor speed control*. Basrah: IEEE.
- BABAU, R., BOLDEA, I., MILLER, T. J., & MUNTEAN, N. (Agosto de 2007). Complete Parameter Identification of Large Induction Machines From No-Load Acceleration-Deceleration Tests. *IEEE Transactions on Industrial Electronics*, 54(4), 1962-1972.
- BEVILAQUA, M. A., NIED, A., & OLIVEIRA, J. d. (2014). Labview FPGA FOC Implementation for Permanent Magnet Motor Speed Control. *International Conference on Industry Applications* (p. 8). Juiz de Fora: IEEE INDUSCON.
- BIESEN, E. (Outubro de 2006). A Motor Ahead of its Time. *Appliance Magazine*.
- BOLDEA, I. (Setembro de 2008). Control Issues in Adjustable-Speed Drives. *IEEE Industrial Electronics Magazine*, 32-50.
- BOSE, B. K. (2012). *Modern Power Electronics and AC Drives*. Prentice Hall.
- BOYCE, W. E., & DIPRIMA, C. R. (2013). *Elementary Differential Equations* (10^a ed.). Willey.
- CÂMARA, H. T. (2007). *Uma contribuição ao controle de motores de indução trifásicos sem o uso de sensores mecânicos*. Santa Maria.
- CHIASSON, J. (2005). *Modeling and High Performance Control of Electric Machines*. John Wiley and Sons.
- DIAS, M. S. (2009). *Contribuição ao Estudo do Acionamento Avançado do Motor Síncrono de Imãs Permanentes: Abordagem Baseada nos Modos Deslizantes de Ordem Superior*. Santa Maria: UFSM.

- FIGUEIREDO, D., & BIM, E. (Maio e Junho de 2010). Controle Linear de Máximo Torque de Um Motor Síncrono de Imãs Permanentes Interiores. *Revista Controle e Automação*, 21 no. 3.
- KRISHNAN, R. (2001). *Electric Motor Drives: Modeling Analysis and Control*. Prentice Hall.
- NATIONAL INST. (2014). *FPGA Fundamentals*. Acesso em 26 de Novembro de 2014, disponível em http://sine.ni.com/np/app/main/p/ap/imc/lang/en/pg/1/sn/n17:mc,n19:FPGA_target/fmid/2170/
- PARK, R. (1929). Two Reactions Theory of Synchronous Machines: Generalized Method of Analysis - part I. *AIEE Transactions*(48), 716:730.
- POWERSIM. (2012). *PSIM User Guide* (9.2.1 ed.).
- SILVA, M. C. (2013). *Estudo e Implementação de Observador Via Modos Deslizantes Aplicados a Motores Síncronos de Imãs Permanentes*. Joinville: UDESC.
- VIEIRA, R., GASTALDINI, C. C., AZZOLIN, R. Z., PINHEIRO, H., & GRUNDLING, H. A. (2012). Abordagem geométrica para modulação de conversores três braços no acionamento de máquinas de indução bifásicas simétricas e assimétricas. *Revista Controle e Automação*, 23.
- YEDAMALE, P. (Outubro de 2007). FOC Algorithms Make Motors More Efficient. *Appliance Magazine*.
- ZAMBADA, J. (Outubro de 2006). The Benefits of FOC Sensorless Motor Control. *Appliance Magazine*, Part 2: Motor and Air-moving Devices.

ANEXO I – PROCEDIMENTO PARA OBTENÇÃO DE PARÂMETROS DO PMSM

Para a simulação do acionamento do motor PMSM do tipo BLAC, é necessário o conhecimento dos seguintes parâmetros do motor:

- Número de polos – P
- Resistência do estator – R
- Constante de Torque - K_t
- Constante de Fluxo - λ_m
- Indutância de eixo direto – L_d
- Indutância de eixo em quadratura – L_q
- Coeficiente de atrito viscoso – b
- Torque de Coulomb - T_c
- Momento de inércia – J

A seguir, o procedimento para obtenção experimental de cada um desses parâmetros será demonstrado.

Numero de Pólos – P

Caso o número de polos seja desconhecido, é possível rodar o motor por uma velocidade conhecida - ω_r , e medir a frequência elétrica – f, do BEMF produzido. O número de polos P pode ser determinado então por (55):

$$P = \frac{120*f}{\omega_r} \quad (55)$$

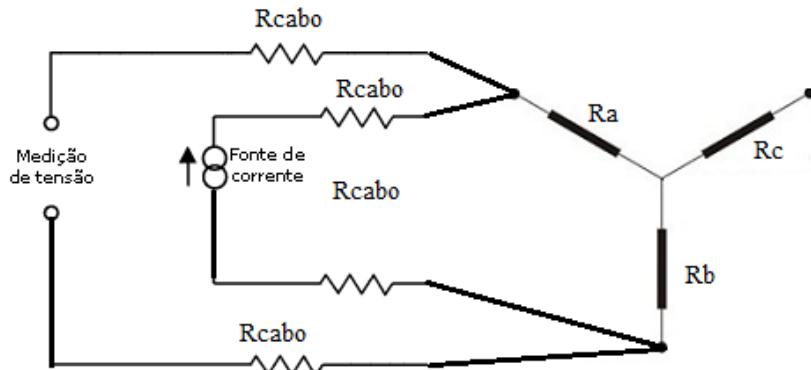
Resistência do estator – R

Considerando-se o motor trifásico balanceado, ou seja, com resistência estatórica muito semelhante entre as fases, a resistência do estator pode ser determinada como a média da resistência CC de cada um dos enrolamentos.

Normalmente, nos motores *direct-drive* em estudo, o ponto neutro não é acessível, então é possível medir apenas as resistências entre fases do estator, conforme ilustrado na Figura 63. Dessa forma a resistência de fase pode ser obtida considerando-se a metade do valor medido pelo instrumento. Recomenda-se a retirada do rotor para a medição de resistência, uma vez que a mínima vibração do rotor produz

uma BEMF que pode causar variação na medição de resistência pelo multímetro.

Figura 63. Medição de resistência a 4 fios



Fonte: Produção do próprio autor

Recomenda-se a utilização de um multímetro do tipo 4 fios, para a compensação da resistência dos cabos do instrumento.

A temperatura na qual a resistência CC do motor foi medida deve ser informada sempre, uma vez que a resistência dos enrolamentos é altamente dependente da temperatura.

Constante de torque – K_t

A constante de torque do motor é um parâmetro interessante para a comparação de diferentes alternativas de motor e pode ser utilizada como objetivo de controle, uma vez que representa o máximo torque por unidade de corrente, teoricamente possível de se obter em uma topologia de motor PMSM, do tipo SPM, onde o torque de relutância é praticamente nulo.

A constante de torque é obtida do ensaio de circuito aberto do motor, onde o BEMF produzido é medido para uma velocidade de rotação fixa - ω_r . Como a amplitude do BEMF produzido é proporcional à velocidade de rotação, a razão entre amplitude de BEMF (entre fases) e a velocidade de rotação em unidades do sistema internacional – SI, é uma constante denominada constante de BEMF – K_e e pode ser calculada a partir de (56):

$$K_e = \frac{BEMF_{l-l}}{\omega_r} \quad (56)$$

A potência entregue pelo estator ao rotor através do air-gap, pode ser expressa pelo produto entre o BEMF e a corrente desenvolvida no estator – i, como escrito em (57).

$$P_{airgap} = \sqrt{3} * BEMF_{l-l} * i \quad (57)$$

Desprezando-se as perdas na transferência de energia entre estator e rotor, pode-se considerar que a potência entregue pelo estator ao rotor é entregue diretamente ao eixo do rotor - P_{eixo} , e pode ser determinada pelo produto entre a velocidade rotórica desenvolvida pelo torque produzido, como em (58).

$$P_{airgap} = \sqrt{3} * BEMF_{l-l} * i = T * \omega_r = P_{eixo} \quad (58)$$

De (58) é possível escrever:

$$\sqrt{3} \frac{BEMF_{l-l}}{\omega_r} = \frac{T}{i} \quad (59)$$

Observando-se que a parcela ao lado esquerdo da igualdade (59) trata-se da constante de BEMF – K_e , e que a parcela do lado direito da igualdade é a constante de torque – K_t do motor, pode-se escrever (60). Dessa forma a constante de torque do motor pode ser obtida a partir da medição do BEMF e velocidade de rotação, em um simples teste de circuito aberto. Nota-se que a expressão (60) apresenta a constante de torque em unidades do sistema internacional, ou seja, corrente rms de linha e torque em Nm.

$$K_t = \sqrt{3} * K_e \quad (60)$$

Constante de Fluxo dos Imãs - λ_m

A constante de fluxo dos imãs pode ser calculada a partir da constante de BEMF – K_e , e do número de polos do motor, utilizando-se a expressão (61).

$$\lambda_m = 2 \frac{Ke}{P} \quad (61)$$

Indutâncias de eixo direto e em quadratura - L_d e L_q

Em motores com imãs de superfície, onde a saliência de indutância é desprezível, o valor de indutância síncrona – L_s é idêntico ao valor das indutâncias de eixo direto e em quadratura. Dessa forma essas indutâncias podem ser obtidas diretamente em um ensaio de curto circuito.

Durante o teste de curto-circuito o motor sob teste é acionado por um motor auxiliar até uma velocidade em que a parte resistiva da impedância de estator seja aproximadamente duas vezes menor que a parte indutiva da impedância. Esse cuidado é tomado para que as variações de resistência devido ao aquecimento do estator durante o teste fiquem desprezíveis e não influenciem no resultado da medição. Como não se conhece a priori o valor de indutância, o motor foi acionado em uma velocidade de 800rpm, aproximadamente 2/3 da velocidade máxima para a qual foi especificado que é de 1360rpm (velocidade de centrifugação da lavadora que o utiliza).

Durante o teste, duas correntes de linha são medidas e a corrente de curto-circuito do motor é definida como a média das duas correntes medidas - I_{sc} . Conhecendo-se a velocidade do motor - ω_r , a tensão BEMF gerada é calculada utilizando-se o Ke do motor medido anteriormente. De posse do BEMF e corrente medidos, pode-se calcular a impedância do motor por fase utilizando-se a expressão (62):

$$|Z| = \sqrt{(R^2 + (\omega L_s)^2)} = \frac{\text{BEMF}}{I_{sc}} = \frac{Ke * \frac{1}{\sqrt{3}} * \omega_r}{I_{sc}} \quad (62)$$

De posse da impedância medida e da resistência, pode-se determinar a indutância síncrona a partir da expressão (62), como em (63).

$$L_s = \frac{1}{\omega} \sqrt{|Z|^2 - R^2} = L_d = L_q \quad (63)$$

Coeficiente de atrito viscoso – b e torque de Coulomb - T_c

Utilizando-se de um motor auxiliar para agir como força motora para o motor sob teste, coloca-se o motor em regime permanente a uma

velocidade constante ω_r . O torque requerido para manter o motor nessa velocidade é então medido. Repete-se o procedimento para várias velocidades. Como o motor está em regime permanente, o termo $\frac{d\omega_r}{dt} = 0$.

Como o motor é girado pelo motor auxiliar o torque de carga $T_l=0$. Tomando-se pares de pontos de torque e velocidade pode-se isolar o coeficiente de atrito b em (64), conforme a seguir.

$$T_1 - T_c - b\omega_{r1} = 0 \quad (64)$$

$$T_2 - T_c - b\omega_{r2} = 0 \quad (65)$$

$$b = \frac{T_2 - T_1}{\omega_{r2} - \omega_{r1}} \quad (66)$$

Substituindo-se o parâmetro b em qualquer uma das equações anteriores pode-se obter o valor de T_c . Assim procedendo, para o motor em estudo obteve-se a Tabela 7.

Tabela 7 – Coeficiente de atrito e torque de Coulomb

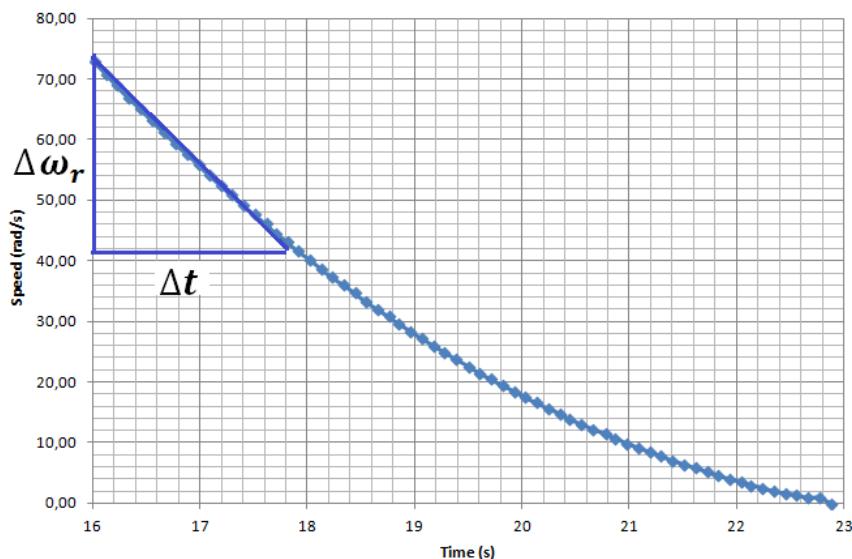
ω_r (rad/s)	T (Nm)	b (Nm/rad/s)	Tc (Nm)
41,99	0,54		
62,83	0,66	0,0057	0,3006
83,86	0,78	0,0057	0,3006
104,83	0,90	0,0057	0,3006
125,94	1,02	0,0057	0,3006
136,21	1,08	0,0057	0,3006
Média		<u>0,0057</u>	<u>0,3006</u>

Fonte: produção do próprio autor.

Momento de Inércia – J

Ainda utilizando-se do motor auxiliar do teste anterior, o motor sob teste é acionado até uma velocidade de interesse para sua operação (usualmente a velocidade nominal do motor), e então o motor é deixado girar livremente, tendo sua velocidade e torque medidos durante a desaceleração. Este teste é conhecido na literatura como teste de “*run-out*”. O momento de inércia é estimado pela taxa de decrescimento da velocidade na região aproximadamente linear de decaimento, conforme ilustrado na Figura 64. Assim procedendo, para o motor em estudo pode-se determinar $J=0,0329 \text{ Kgm}^2$.

Figura 64. Determinação do momento de inércia - J



Fonte: Produção do próprio autor

ANEXO II – CÓDIGO DLL PARA SIMULAÇÃO DO ACIONAMENTO DO MOTOR

Arquivo DLLMotor.h

```
#include <math.h>
#include <stdio.h>
#include <stdlib.h>

// simulation parameters
double trampa=0.1;
double PeakV=0;
double RPMref=50;

//Motor Parameters

double Npp = 21; // Number of motor pole pairs
double Rs = 4.485; // Phase series resistance
double Ld = 0.0548; // d-axis phase inductance in H
double Lq = 0.0548; // q-axis phase inductance in H
double Lambda_m = 0.201; // magnets flux in Vs (Wb)
double Bn=0.0057; // friction coefficient
double J=0.1444;//
//double J=0.0722;
//double J=0.0361; // inertia ratio
double Tc=0.3006; // Coulomb torque - static torque for
beginning the movement of the rotor
double Imax=8; //peak maximum current for safe operation

// Controller parameters

    double Kps=1.25; // proportional gain speed
controller
    double Kis=55; //integral gain speed controller
    double KcWr=0.5; //anti-windup Wr PI

    double KpId=119; //150;//65; // proportional gain Id
controller
    double KiId=4015; //;//4792; // integral gain Id
controller
    double KcI=0.5; // anti-windup Idq controllers

    double KpIq=119;//65; // proportional gain Iq
controller
```

```

    double KiIq=4015; //4892; // integral gain Iq
controller

double pi=3.141592;
double deg120=2.094396; // 2*pi/3 angle in radian
double Varef=0,Vbref=0,Vcref=0; // Motor phase
voltages
double Ia=0,Ib=0,Ic=0; //Motor Phase currents
double Park11,Park12,Park13,Park21,Park22,Park23;
//Park transformation matrix elements
double
invPark11,invPark12,invPark21,invPark22,invPark31,invPark3
2; //Inverse Park transformation matrix elements
double Parkcte=0.666667; // Park transformation
constant -> 2/3 for invariant peak and sqrt(2/3) for power
invariant transformation
double tetae, tetaeadv, tetaedel; // mechanical
rotor angle times number of pole pairs in radians
double Vd=0,Vq=0; // d and q voltages
double We=0.0001; //electric angular frequency in
rad/s;
double g1,g2,g3,g4,h1,h2,i2; //electric d-q model
parameters
double Id=0,Iq=0,Idnext,Iqnext; //initial current
states
double Te=0; // Air-gap torque
double Wrnext, Wr=0, Weref; //rotor speed in rad/s
double Tload=0.01; //load torque in Nm
double teta=0, tetanext=0; // mechanical position in
rad
double
tetaeref_next=0;tetaeref=0,tetaerefadv,tetaerefdel;
double RPM,RPMrefe,f, Wepeak=0;
double
eId=0,eIdnext=0,eIq=0,eIqnext=0,Vdref=0,Vdrefnext=0,Vqref=
0,Vqrefnext=0,eWr=0,eWrnext=0,Iqref=0,Iqrefnext=0,
Idref=0, Idrefnext=0;
double Lambda_d=0,Lambda_q=0;

//variables for PI loops
double Ups=0,Uis=0,Uis_next=0,Uis_present=0;
double UpIq=0,UiIq=0,UiIq_next=0,UiIq_present=0;
double UpId=0,UiId=0,UiId_next=0,UiId_present=0;

```

```

    double Control_action_Wr_bs=0, Control_action_Wr=0,
eSatWr=0;

        //Variables for modulation of the power inverter
        double
vab_ref=0,vbc_ref=0,c1=0,c2=0,c3=0,c4=0,c5=0,c6=0,vo=0,max
c1c2c3=0,minc4c5c6=0;
        double Va_ref=0,Vb_ref=0,Vc_ref=0;    // Motor phase
voltages reference for modulator
        double V=0; // DC bus voltage amplitude
        double Va=0,Vb=0,Vc=0; //Motor phase voltages from
power inverter
        double Vd_ref=0,Vq_ref=0; // d and q reference
voltages from PI controllers

```

Arquivo Main.c

```

#include "DLLMotor\DLLMotor.h"

__declspec(dllexport) void simuser (t, delt, in, out)

// All the variables must be defined as "double"
double t, delt;
double *in, *out;

{
    double Ts=delt; //simulation step

        // load emulation
RPMref=40;
Tload=0;
if (t>0.2)
{
    Tload=20;
    //RPMref=50;
}
if (t>0.4)
{
    //Tload=20;
RPMref=80;
}

```

```

if (t>0.6)
{
    RPMref=40;
    //Tload=10;
}

if (t>0.8)
{
    //RPMref=0;
    Tload=0;
}

V=in[0];      //bus voltage from PSIM sensor

//electric angle command voltages for open loop
simulation

Werref=Npp*RPMref*pi/30; // electric angular freq of
the speed reference (from speed setpoint)

We=Npp*Wr; // actual angular electrical speed (from
rotor position feedback)

tetae=Npp*teta; //angular electrical position of the
rotor
tetaeadv=tetae+deg120; // tetae advanced by 120 deg
tetaedel=tetae-deg120; // tetae delayed by 120 deg

//PARK TRANSFORMATION
// Park matrix elements - neglect zero sequence
components for simplification

// [Park11 Park12 Park13
// Park21 Park22 Park23]

Park11 = Parkcte * cos(tetae);
Park12 = Parkcte * cos(tetaedel);
Park13 = Parkcte * cos(tetaeadv);
Park21 = -1*Parkcte * sin(tetae);
Park22 = -1*Parkcte * sin(tetaedel);
Park23 = -1*Parkcte * sin(tetaeadv);

```

```

//Voltage from Power Inverter
Va=in[1];
Vb=in[2];
Vc=in[3];

// Voltage from Power Inverter abc to dq
Vd=Park11*Va+Park12*Vb+Park13*Vc;
Vq=Park21*Va+Park22*Vb+Park23*Vc;

// CURRENT STATES

//Electric d-q model parameters

g1 = 1-(Ts*(Rs/Ld));
g2=(We*Lq*Ts)/Ld;
g3=-We*Ld*Ts/Lq;
g4=1-Rs*Ts/Lq;

h1=Ts/Ld;
h2=Ts/Lq;

i2=-We*Lambda_m*Ts/Lq;

// Currents Idq on the next step of simulation
// (based on motor model prediction - Vdq as inputs, Idq as
// states)
Idnext=g1*Id+g2*Iq+h1*Vd;
Iqnext=g3*Id+g4*Iq+h2*Vq+i2;

Id=Idnext;
Iq=Iqnext;

// INVERSE PARK TRANSFORMATION - just to verify the
variables on abc frame, not necessary for control purposes
// inverse park matrix

// [invPark11 invPark12
// invPark21 invPark22
// invPark31 invPark32]

invPark11=cos(tetae);
invPark12=-sin(tetae);
invPark21=cos(tetaedel);
invPark22=-sin(tetaedel);

```

```

invPark31=cos(tetaeadv);
invPark32=-sin(tetaeadv);

Ia=invPark11*Id+invPark12*Iq;
Ib=invPark21*Id+invPark22*Iq;
Ic=invPark31*Id+invPark32*Iq;

Va_ref=invPark11*Vd_ref+invPark12*Vq_ref;
Vb_ref=invPark21*Vd_ref+invPark22*Vq_ref;
Vc_ref=invPark31*Vd_ref+invPark32*Vq_ref;

// Power Inverter Modulation technique

vab_ref=Va_ref-Vb_ref; //line voltages to sinthesyze
vbc_ref=Vb_ref-Vc_ref;

c1=-2*vab_ref-vbc_ref;
c2=vab_ref-vbc_ref;
c3=vab_ref+2*vbc_ref;
c4=3*V-2*vab_ref-vbc_ref;
c5=3*V+vab_ref-vbc_ref;
c6=3*V+vab_ref+2*vbc_ref;

if ((c1>c2) & (c1>c3))
maxc1c2c3=c1;
else if ((c2 > c1) & (c2 > c3))
maxc1c2c3=c2;
else if ((c3>c2) & (c3>c1))
maxc1c2c3=c3;

if ((c4<c5) & (c4<c6))
minc4c5c6=c4;
else if ((c5<c4) & (c5<c6))
minc4c5c6=c5;
else if ((c6<c5) & (c6<c4))
minc4c5c6=c6;

vo=(minc4c5c6+maxc1c2c3)/2;

//MECHANICAL MODEL
Lambda_d=Ld*Id+Lambda_m; // machine fluxes

```

```

Lambda_q=Lq*Iq;

Te=1.5*Npp*(Lambda_d*Iq-Lambda_q*Id);

Wrnext=(1-(Bn/J)*Ts)*Wr-(Ts/J)*Tload+(Ts/J)*Te-
(Ts/J)*Tc; // Te as input

tetanext=Ts*Wr+teta; // integration of rotor speed
that gives the rotor new position (based on otor model)

Wr=Wrnext;
teta=tetanext;
RPM=Wr*(30/pi);

// SPEED PID CONTROLLER

eWrnext=Weref/Npp - Wr; // error for the speed
control loop

Ups=Kps*eWrnext; // present proportional action for
speed loop PI controller

Uis_next= Kis*Ts*eWrnext - KcWr*eSatWr; //new
integral action for speed PI controller

Uis_present=Uis+Uis_next; //integral action of speed
PI controller

Control_action_Wr_bs= Ups + Uis_present; // speed PI
control action actualization (porportional + integral
actions) before saturation

if (Control_action_Wr_bs > Imax)
{
    Control_action_Wr = Imax;
}
else
{
    Control_action_Wr = Control_action_Wr_bs;
}

eSatWr= Control_action_Wr_bs - Control_action_Wr;

/*if (RPMref == 0)

```

```

{
    Iqrefnext=0;
}
else
{/*
    Iqrefnext= Control_action_Wr; //updates the
reference for Iq
*/
Uis= Uis_present; // retain integral action value
for next loop

// Iq CONTROLLER

eIqnext=Iqref - Iq; // error for the Iq control loop

UpIq=KpIq*eIqnext; // present proportional action
for the Iq control loop

UiIq_next= KiIq*Ts*eIqnext; //new integral action
for the Iq control loop

UiIq_present=UiIq+UiIq_next; //integral action for
the Iq control loop

Vqrefnext= UpIq + UiIq_present; // +
Id*We*Lambda_m/Lq; // Iq control action actualization
(proportional + integral actions)

UiIq= UiIq_present; // retain integral action value
for next loop


// Id CONTROLLER

Idref=0;

eIdnext= Idref - Id; // error for the Id control
loop

UpId=KpId*eIdnext; // present proportional action
for the Id control loop

```

```
UiId_next= KiId*Ts*eIdnext; //new integral action  
for the Id control loop  
  
UiId_present=UiId+UiId_next; //integral action for  
the Id control loop  
  
Vdrefnext= UpId + UiId_present; // - Iq*We*Lq/Ld; //  
Id control action actualization (porportional + integral  
actions)  
  
UiId= UiId_present; // retain integral action value  
for next loop  
  
// Control action updates  
  
Iqref=Iqrefnext;  
Vd_ref=Vdrefnext;  
Vq_ref=Vqrefnext;  
eWr=eWrnext;  
  
// OUTPUTS SETUP FOR PSIM  
out[0]=vo;  
out[1]=vab_ref;  
out[2]=vbc_ref;  
out[3]=Ib;  
out[4]=Ic;  
out[5]=Ia;  
out[6]=Te;  
out[7]=Va_ref;  
out[8]=Vb_ref;  
out[9]=Vc_ref;  
out[10]=RPMref;  
out[11]=Wr*30/pi;  
out[12]=Vq;  
out[13]=Vd;  
out[14]=Idref;  
out[15]=Id;  
out[16]=Iqref;  
out[17]=Iq;  
out[18]=Lambda_d;  
out[19]=Tload;  
  
}
```