

Armando José Gomes Abrantes Ferreira

Implementação de sistema de acionamento de máquina síncrona de ímãs permanentes com estimação de posição e velocidade a partir de sensores de efeito *Hall* digitais

Campina Grande-PB

Fevereiro de 2017

Armando José Gomes Abrantes Ferreira

Implementação de sistema de acionamento de máquina síncrona de ímãs permanentes com estimação de posição e velocidade a partir de sensores de efeito *Hall* digitais

Relatório de Estágio Supervisionado submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande - como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Universidade Federal de Campina Grande - UFCG
Unidade Acadêmica de Engenharia Elétrica - UAEE

Orientador: Alexandre Cunha Oliveira, D. Sc.

Campina Grande-PB
Fevereiro de 2017

Armando José Gomes Abrantes Ferreira

Implementação de sistema de acionamento de máquina síncrona de ímãs permanentes com estimação de posição e velocidade a partir de sensores de efeito *Hall* digitais

Relatório de Estágio Supervisionado submetido à Coordenação de Graduação em Engenharia Elétrica da Universidade Federal de Campina Grande - Campus de Campina Grande - como parte dos requisitos necessários para a obtenção do título de Bacharel em Engenharia Elétrica.

Trabalho aprovado. Campina Grande-PB, 24 de Fevereiro de 2017.

Alexandre Cunha Oliveira, D. Sc.
Orientador

Prof. Convidado

Campina Grande-PB
Fevereiro de 2017

*À minha mãe,
por ter me permitido sonhar.*

Agradecimentos

Agradeço à minha mãe, Antonia (Zi), por todo o esforço, toda a dedicação de uma vida para criar e educar a mim e meus irmãos. Sem ela, absolutamente, nada disso teria acontecido.

Ao meu pai, Zé (*in memoriam*), por, de alguma forma, estar presente em todos os momentos de minha vida, guiando o meu acaso e me protegendo.

À minha tia Francisca (Tica) por seu coração gigantesco e todo o apoio dado para a realização desse trabalho. Muito obrigado!

À Priscilla, amor para toda a vida, que esteve presente em todos os momentos dessa batalha. Obrigado pelo carinho e compreensão durante esse período de distância. *A vida é uma caixinha de surpresas.*

Aos meus tios Júnior, Sinval e Francisco (Chiquinho) e Joseilton por desejarem o melhor para mim sempre.

Aos meus irmãos Alexsandro e Adolfo, por terem sido minhas primeiras referências e estarem sempre presentes.

Ao professor supervisor Luis Guilherme Barbosa Rolim, por toda a paciência e conhecimento transmitidos ao longo do estágio.

Aos funcionários do LAFAB/UFRJ Ocione Machado e Marcos Dantas, por todo o apoio técnico e orientação.

Ao professor orientador Alexandre Cunha Oliveira pela orientação.

Aos funcionários do DEE/UFCEG: Tchaikovsky (Tchai), Juarez, Adail, Socorro e Zé da xerox, por toda a ajuda e carinho ao longo desses últimos anos. Vocês são 1000!

Aos laboratórios LEIAM-DEE/UFCEG e LAFAB-POLI/UFRJ, por terem sido muitas vezes minha casa e refúgio.

Aos governos Lula e Dilma, que proporcionaram oportunidades para que, junto com meu esforço, eu pudesse estar aqui hoje. O filho de agricultores também faz faculdade de qualidade.

A Diego Dique (*in memoriam*), por toda a amizade, paciência, companheirismo e lealdade, muitas vezes não compreendidas por mim.

A Laurita, minha primeira professora, pelos primeiros passos na jornada dos estudos. A Fátima Figueiredo (Fatinha) e demais Professores da EEEM Mestre Júlio Sarmento, por todo o conhecimento e aspiração pelo saber proporcionados.

À cidade de Campina Grande, por ter me acolhido e sido ambiente de grande efervescência de idéias e pessoas na minha vida, e me dado o meu maior presente: Fernanda.

A Dominginhos e John Scofield, pelo prazer de terem sido minha trilha sonora nesse estágio.

Aos *bike anjos* Maria, Dimitri, Vanessa, Rafa e Cândida, pela experiência de humanidade e de trabalho sério com divertimento e paixão.

À Dona Mariazinha e ao Seu Pitita: representando todos que me ajudaram e me acolheram nesse mundão.

*"A janela forma uma tela
E o mundo todo dentro dela
É pequeno pra mim"*
(Pedro Pondé; Daniel Ragoni, A Janela)

Resumo

O presente relatório descreve as atividades realizadas durante o Estágio Supervisionado no Laboratório de Fontes Alternativas de Energia (LAF AE), que pertence ao Departamento de Engenharia Elétrica (DEE) da Escola Politécnica (POLI) da Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ). O objeto do estágio foi a implementação de um sistema de acionamento de máquina síncrona de ímãs permanentes de força contraeletromotriz senoidal (PMSM), assistida por sensores de efeito *Hall* digitais de posição, em um microcontrolador de ponto fixo TMS320F28035 da *Texas Instruments*.

Palavras-chave: conversão de energia, acionamento de máquinas, sensor de posição e velocidade, estimador de posição, métodos numéricos, microcontrolador.

Abstract

This report describes the activities carried out during the Supervised Internship at the Alternative Energy Sources Laboratory (LAFEA), which belongs to the Department of Electrical Engineering (DEE) of the Polytechnic School (POLI) of the Federal University of Rio de Janeiro (UFRJ). The object of the internship was the implementation of an electrical drive system of a permanent magnet synchronous machine (PMSM) assisted by *Hall effect* digital position sensors in a TMS320F28035 fixed point microcontroller from Texas Instruments.

Keywords: Energy conversion, electrical drives, position and speed sensor, position and speed estimator, numerical methods, microcontroller.

Lista de ilustrações

Figura 1 – Representação das correntes de fase de uma máquina síncrona de ímãs permanente de força contraeletromotriz senoidal	6
Figura 2 – Representação das correntes de fase de uma máquina síncrona de ímãs permanente de força contraeletromotriz trapezoidal	6
Figura 3 – Representação de tipos de rotores de máquinas síncronas de ímã permanente: (a) Ímãs sobre a superfície, (b) Ímãs parcialmente fixados, (c) Ímãs embutidos com fluxo radial, (d) Ímãs embutidos com fluxo na direção da circunferência	7
Figura 4 – Modelo de uma máquina PMSM trifásica	8
Figura 5 – Fotografia da máquina ME0913 da Motenergy Inc	11
Figura 6 – <i>Dynamometer Plot</i> da máquina ME0913	12
Figura 7 – Conversor fonte de tensão trifásico (VSI)	13
Figura 8 – Simulação no SIMULINK do modelo da máquina síncrona de ímãs permanentes de pólos lisos e do inversor fonte de tensão	15
Figura 9 – Simulação no PSIM do modelo da máquina síncrona de ímãs permanentes de pólos lisos e do inversor fonte de tensão	15
Figura 10 – Simulação no SIMULINK do modelo do inversor fonte de tensão trifásico (VSI)	16
Figura 11 – Resultado das simulações dos modelos da PMSM e do inversor nas plataformas SIMULINK e PSIM - (a) Conjugado eletromagnético. (b) Velocidade angular	16
Figura 12 – Representação do <i>Encoder</i> de posição a partir de sensores de efeito <i>Hall</i>	17
Figura 13 – Representação dos setores definidos pelos vetores dos estados dos sensores de efeito <i>Hall</i> em um ciclo elétrico	18
Figura 14 – Representação do número de ciclos PWM entre dois eventos <i>Hall</i>	20
Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema controle de velocidade da máquina PMSM com controle interno de corrente.	21
Figura 16 – Simulação no SIMULINK do sistema de acionamento completo com máquina PMSM e inversor fonte de tensão trifásico	24
Figura 17 – Simulação no PSIM do sistema de acionamento completo: máquina PMSM e inversor fonte de tensão trifásico	24
Figura 18 – Simulação no PSIM do sistema de acionamento completo: estimador de posição e velocidade	24
Figura 19 – Simulação no PSIM do sistema de acionamento completo: malhas de controle de velocidade e corrente de eixo q	25

Figura 20 – Simulação no PSIM do sistema de acionamento completo: malha de controle de corrente de eixo d	25
Figura 21 – Resultados das simulações do sistema de acionamento nas plataformas SIMULINK e PSIM: velocidade angular	25
Figura 22 – DRV8302-HC-C2-KIT da <i>Texas Instruments</i>	27
Figura 23 – Diagrama de Blocos da implementação do Sistema de Acionamento estudado	28
Figura 24 – Velocidade estimada e atual da máquina a velocidade constante e frequência amostragem de 10 KHz	29
Figura 25 – Velocidade estimada e atual da máquina a velocidade constante e frequência amostragem de 7.5 KHz	30
Figura 26 – Resultados das simulações e da implementação física do sistema de acionamento: velocidade angular	30
Figura 27 – Resultados da implementação física do sistema de acionamento: posição angular	31
Figura 28 – Resultados da implementação física do sistema de acionamento - (a) corrente estatórica medida na Fase A. (b) corrente estatórica medida na Fase B	31

Lista de tabelas

Tabela 1 – Parâmetros Elétricos da máquina ME0913.	11
Tabela 2 – Parâmetros mecânicos da máquina ME0913.	12

Lista de abreviaturas e siglas

BLDC	Máquina de Corrente Contínua sem Escovas (<i>Brushless DC Motor</i>)
DSP	Processador Digital de Sinais (<i>Digital Signal Processor</i>)
MSIP	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes
PMSM	Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes Senoidal (<i>Permanent Magnet Synchronous Machine</i>)
fcem	Força Contraeletromotriz

Lista de símbolos

l_d	indutância de eixo direto d .
l_q	indutância de eixo em quadratura q .
v_{s123}^s	vetor das tensões de fase.
i_{s123}^s	vetor das correntes de fase.
R_s	matriz da resistência do estator.
\bar{L}_{ss}	matriz de indutância própria do estator.
ϕ_{r123}^s	distribuição do fluxo produzido pelos ímãs permanentes do rotor.
ϕ_{pm}	valor de pico do fluxo produzido pelos ímãs permanentes do rotor.
θ_r	posição rotórica atual em rad.
ω_r	velocidade elétrica do rotor em rad/s.
P	número de pólos da máquina.
C_e	conjugado eletromagnético da máquina.
v_{sd}^r	tensão estatórica de eixo d no referencial rotórico.
v_{sq}^r	tensão estatórica de eixo q no referencial rotórico.
i_{sd}^r	corrente estatórica de eixo d no referencial rotórico.
i_{sq}^r	corrente estatórica de eixo q no referencial rotórico.
λ_{pm}	fluxo produzido pelos ímãs permanentes no referencial dq .
λ_{af}	eixo magnético do rotor.
$\hat{\omega}_r$	velocidade angular.
ΔT_{k-1}	tempo decorrido para o rotor cruzar o setor anterior $k-1$.
$\hat{\theta}_r$	posição rotórica estimada.
θ_{r_k}	posição rotórica do início de um setor.

Sumário

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Objetivos	2
1.2	Cronograma de atividades	2
2	O LABORATÓRIO DE FONTES ALTERNATIVAS DE ENERGIA - LAF AE-UFRJ	3
3	MÁQUINA SÍNCRONA DE ÍMÃS PERMANENTES E INVERSOR FONTE DE TENSÃO	5
3.1	A máquina síncrona de Ímãs Permanente	5
3.1.1	Classificação	5
3.1.2	Modelo Matemático	8
3.1.3	A máquina <i>ME0913 PMAC Motor</i>	10
3.2	Inversor fonte de tensão	11
3.2.1	Modelo	13
3.2.2	Estratégia PWM	14
3.3	Simulação do modelo da máquina ME0913 e inversor fonte de tensão	14
4	MEDIÇÃO DE POSIÇÃO E VELOCIDADE A PARTIR DE SENSORES DE EFEITO <i>HALL</i>	17
4.1	Algoritmo de simulação do <i>encoder</i> de efeito <i>Hall</i>	18
4.2	Estimação de posição e velocidade a partir de sensores de efeito <i>Hall</i>	19
4.3	Algoritmo de Taylor de ordem zero	19
4.4	Implementação	20
5	PROJETO DO SISTEMA DE ACIONAMENTO	21
5.1	Controlador de corrente	21
5.2	Controlador de velocidade	22
5.3	Simulação do sistema de acionamento no SIMULINK e PSIM	23
6	MICROCONTROLADOR	26
6.1	Família 2803x da <i>Texas Instruments</i>	26
6.2	DRV8302-HC-C2-KIT	26
6.3	Implementação do Sistema de Acionamento	27
7	RESULTADOS	29

8	CONCLUSÕES	32
	Referências	33
	APÊNDICE A – ALGORITMO DE MODULAÇÃO PWM	38
	APÊNDICE B – ALGORITMO DE EMULAÇÃO DO <i>ENCODER</i> DE POSIÇÃO COM SENSORES DE EFEITO <i>HALL</i>	39
	APÊNDICE C – ALGORITMO DE ESTIMAÇÃO DE POSIÇÃO E VELOCIDADE A PARTIR DE SENSORES DE EFEITO <i>HALL</i>	41
	APÊNDICE D – ARQUIVO PMSM_SETTINGS.H	44
	APÊNDICE E – ARQUIVO PMSM.C	46

1 Introdução

Atualmente, a demanda por sistemas com maior eficiência energética e que causam menores danos ao meio ambiente tem sido cada vez maior e mais necessária (Ferreira, 2016). Dessa forma, as máquinas síncronas de ímãs permanentes mostram-se como boa alternativa em aplicações como desde a geração de energia a partir de fontes eólicas à propulsão de veículos elétricos e híbridos, devido à sua alta densidade de potência, facilidade de manutenção, alta eficiência e bom comportamento dinâmico (Melfi et al., 2008), (Cao et al., 2012), (Semken et al., 2012), (Mueller, 2013).

Quanto aos aspectos construtivos, há dois tipos básicos de máquinas de ímãs permanentes (Fernandes, 2006), (Park et al., 2011):

- Máquina de corrente contínua sem escovas - BLDC (*Brushless DC Motor*): devido à forma de enrolamento das bobinas estatóricas, possui força contraeletromotriz (fcem) trapezoidal.
- Máquina síncrona de ímãs permanentes senoidal - PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Machine*), como o nome sugere, possui força fcem senoidal.

As máquinas PMSM possuem uma série de vantagens, comparativamente às BLDC, tais como: torque mais suave, comportamento dinâmico melhorado, menor conteúdo harmônico e maior eficiência. As principais desvantagens desses motores são o custo e problemas de confiabilidade associados aos sensores de posição (Duan and Ionel, 2013), (Morimoto et al., 2014), uma vez estratégia de controle para motores PMSM utiliza a teoria de controle vetorial, modo de corrente senoidal. Esse modo de controle requer o uso de sensores de posição absoluta de alta resolução, tais como *encoders* e *resolvers*.

Por outro lado, o arranjo de três sensores de efeito *Hall* digitais, defasados em 120° elétricos, comumente aplicados em acionamentos de máquinas BLDC, mostra-se como alternativa para a aquisição da posição e velocidade, uma vez que esse arranjo possui custo de unidades de dólar, massa de poucas gramas e acoplamento por simples colagem dos sensores no estator da máquina (Scelba et al., 2016). Porém, devido à resolução do arranjo ser de apenas 60° elétricos, é necessário lançar mão de estimadores de posição para se determinar a posição absoluta e velocidade rotóricas. Diversos métodos de estimação são descritos na literatura: (Corzine and Sudhoff, 1996), (Morimoto et al., 1996), (Bu et al., 1998), (Morimoto et al., 2003), (Capponi et al., 2004), (Capponi et al., 2006), (Lidozzi et al., 2007), (Harke et al., 2008), (Yoo et al., 2009), (Vansompel et al., 2010), (Kim et al., 2011), (Zhang and Zhang, 2014), (Lee, 2016), (Ahn and Lee, 2016) baseados

em diferentes abordagens para a utilização das informações fornecidas pelo arranjo de sensores.

Sistemas de acionamento de PMSM com sensores de efeito *Hall* mostram-se, portanto, como uma alternativa de bom custobenefício. A implementação desse tipo de sistema em microcontroladores comerciais mostra-se uma atividade pertinente no campo de Acionamentos Elétricos, uma vez que pode-se constatar sua aplicabilidade no mundo prático.

1.1 Objetivos

Os objetivos desse trabalho consiste na implementação e avaliação de um sistema de acionamento elétrico de uma máquina síncrona de ímãs permanentes a partir de sinais gerados por sensores de efeito Hall digitais em um microcontrolador com ponto fixo. O sistema de acionamento será inicialmente implementado em simulações nas plataformas PSIM e SIMULINK. A seguir, o sistema será implementado no sistema real em diferentes cenários de aplicação. Os resultados das simulações e do sistema real serão comparados.

1.2 Cronograma de atividades

- Estudo dos principais componentes do sistema de acionamento: DSP da família C200 (TI), inversor e motor PMAC ME0913;
- Preparação de modelos digitais e simulação do sistema de acionamento no ambiente PSIM;
- Implementação dos algoritmos de controle para o DSP C200 no ambiente Code Composer Studio;
- Testes preliminares do inversor controlado pelo DSP e ajuste de parâmetros de sensores e controladores;
- Comissionamento do sistema completo e acionamento do motor ME0913 PMAC;
- Realização de teste em diferentes condições de operação, aquisição de dados e preparação de relatório.

2 O Laboratório de Fontes Alternativas de Energia - LAFAE-UFRJ

O Laboratório de Fontes Alternativas de Energia – LAFAE é produto da articulação do Instituto Virtual de Mudanças Globais (IVIG) pertencente à Coordenação dos Programas de Pós Graduação em Engenharia (COPPE) e do Departamento de Eletrotécnica (DEE) da Escola Politécnica (POLI) subordinados à Universidade Federal do Rio de Janeiro (UFRJ) (Lafae, 2014). O objetivo do laboratório é a realização de estudos e projetos relacionados à produção, transporte, armazenamento e utilização da energia, enfatizando as tecnologias que fazem uso de fontes primárias renováveis e dos vetores energéticos passíveis de serem obtidos a partir das respectivas fontes e também das tecnologias que apresentem ganhos de eficiência energética, possibilidades de co-geração, emissões evitadas, etc.

O grupo atua nos campos da pesquisa, do desenvolvimento tecnológico e da educação. Ele reúne a experiência de docentes-pesquisadores na área de aproveitamento de energia produzida por fontes alternativas diversas, tais como: solar, eólica, marés e célula combustível. O compromisso do grupo é de tentar atender às demandas da sociedade brasileira e internacional, nos setores de indústria, governo, comunidades e educação. As pesquisas estão voltadas para captação de dados dos potenciais energéticos, desenvolvimento, análise e aperfeiçoamento de estruturas conversoras de energias de fontes alternativas em eletricidade, movimento e calor, para uso direto e indireto, bem como de dispositivos de controle e monitoração. Além disso, a larga experiência da maioria de seus pesquisadores no ensino prático, estará direcionada para o estudo de dispositivos educacionais, que mostrem as relações conceituais e práticas dos aproveitamentos energéticos, bem como suas aplicabilidades para estudantes e para o cidadão comum interessado no progresso e na melhoria do bem estar da sociedade. Pretende-se oferecer à sociedade, além das pesquisas de desenvolvimento e análises de viabilidade de projetos, atividades informativas e educativas.

Linhas de pesquisa:

- Aproveitamento energético alternativo;
- Fontes alternativas de energia, principalmente nos setores fotovoltaico, termo solar e eólico;
- Desenvolvimento, análise e aperfeiçoamento de estruturas conversoras de energias de fontes alternativas em eletricidade, movimento e calor, para uso direto e indireto,

bem como de dispositivos de controle e monitoração.

3 Máquina Síncrona de Ímãs Permanentes e Inversor Fonte de Tensão

3.1 A máquina síncrona de Ímãs Permanente

A máquina síncrona a imã permanente (MSIP) é obtida a partir da substituição dos enrolamentos CC de campo de uma máquina síncrona convencional por um conjunto de ímãs permanentes (Fernandes, 2006).

As perdas nos enrolamentos de excitação das máquinas síncronas convencionais podem alcançar 5% da potência total em pequenas máquinas (Ayehunie, 2011). A utilização de ímãs permanentes em substituição desses enrolamentos permite a eliminação das suas perdas, limitando as perdas elétricas aos enrolamentos estatóricos da máquina.

3.1.1 Classificação

As máquinas síncronas de ímãs permanentes podem ser classificadas quanto à forma de onda da força contraeletromotriz induzida, à disposição espacial de fluxo e quanto à montagem dos ímãs no rotor (de Sousa, 2016).

Quanto à força contraeletromotriz

Força contraeletromotriz senoidal

As máquinas síncronas de ímãs permanente de força contraeletromotriz (fcem) senoidal, em inglês PMSM (*Permanent Magnet Synchronous Machines*), apresentam enrolamentos do estator obedecendo uma distribuição aproximadamente senoidal, produzindo uma distribuição senoidal do fluxo do ímã no entreferro (ABRANTES, 2016).

Para o seu funcionamento apropriado, produzindo torque constante, essas máquinas devem ser alimentadas por correntes senoidais - Figura 1.

Força contraeletromotriz trapezoidal

As máquinas síncronas de ímãs permanente de força contraeletromotriz trapezoidal, em inglês BLDC (*Brushless DC Machines*), têm como principal característica construtiva os seus enrolamentos de fase do estator de forma concentrada nas ranhuras do estator (Padalkar, 2016), produzindo uma distribuição aproximadamente retangular do fluxo do ímã no entreferro.

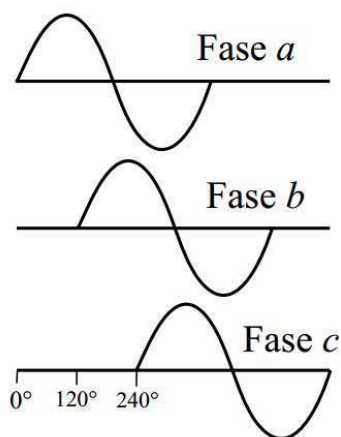


Figura 1 – Representação das correntes de fase de uma máquina síncrona de ímãs permanente de força contraeletromotriz senoidal
Fonte: Fernandes (2006)

Para produzir torque constante, essas máquinas devem ser alimentadas por tensões e correntes retangulares - Figura 2.

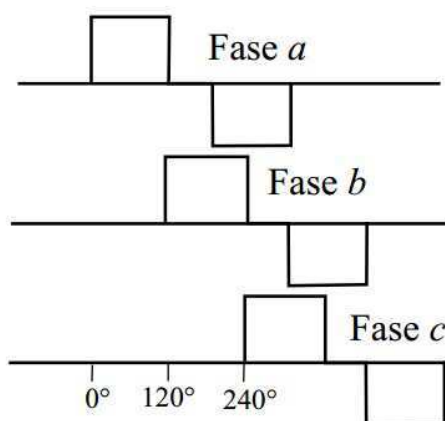


Figura 2 – Representação das correntes de fase de uma máquina síncrona de ímãs permanente de força contraeletromotriz trapezoidal
Fonte: Fernandes (2006)

Quanto à disposição espacial de fluxo

Fluxo radial

Máquinas Síncronas de ímãs permanentes de Fluxo Radial são o tipo mais comum. Elas são amplamente utilizadas para aplicações de acionamento direto diversas. Nessas máquinas, o fluxo magnético flui radialmente na máquina enquanto a corrente flui na direção axial.

Máquinas de Ímãs Permanentes de Fluxo Radial são as mais fáceis e mais baratas de fabricar dentre as máquinas de ímãs permanentes, pois elas são as mais comumente

utilizadas e seus estatores são semelhantes aos das máquinas de indução e síncronas convencionais. No entanto, elas são muito maiores do que as máquinas de fluxo axial, em termos de peso ativo e maior comprimento axial.

Fluxo axial

Máquinas de ímãs permanentes de Fluxo Axial têm recebido interesse crescente nas duas últimas décadas. Nesse tipo de máquina, a corrente e o fluxo magnético fluem na direção axial da máquina.

Máquinas de Fluxo Axial têm algumas vantagens sobre aquelas de Fluxo Radial, tais como: elas podem ser concebidas para ter uma relação potência/peso mais elevada, resultando em uma maior eficiência, devido ao seu menor tamanho, podem ser utilizadas em aplicações onde o espaço é limitado, como por exemplo na tração de veículos elétricos.

Quanto à montagem dos ímãs no rotor

As máquinas síncronas de ímãs permanentes podem ser construídas com os ímãs instalados na parte rotativa da máquina em diversas configurações. De maneira geral, as máquinas podem ser classificadas como: Ímãs fixados sobre a superfície do rotor e Ímãs fixados na parte interna do rotor (Caetano, 2013) - Figura 3.

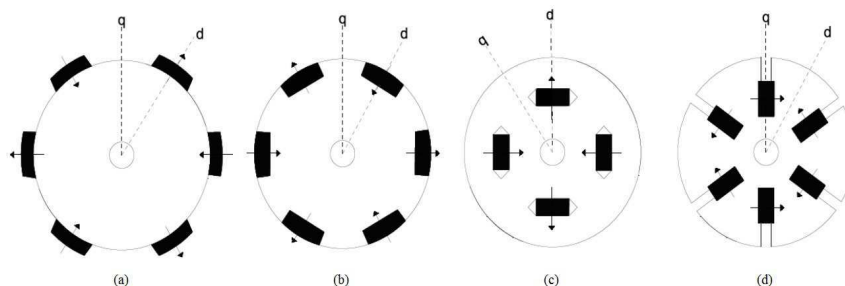


Figura 3 – Representação de tipos de rotores de máquinas síncronas de ímã permanente: (a) Ímãs sobre a superfície, (b) Ímãs parcialmente fixados, (c) Ímãs embutidos com fluxo radial, (d) Ímãs embutidos com fluxo na direção da circunferência

Fonte: Caetano (2013)

Ímãs fixados sobre a superfície do rotor

Este tipo de máquina pode ser de rotor sólido ou laminado. Como a espessura desses ímãs é considerável, eles exigem entreferros grandes e, como eles possuem permeabilidade magnética próxima à do entreferro, a relutância ao longo do entreferro é praticamente constante, fazendo com que as indutâncias de magnetização tenham valores baixos e praticamente iguais. Portanto, essas máquinas são analisadas como se fossem máquinas de pólos lisos, i.e., $l_d = l_q$, conforme é mostrado na Figura 3 (a)

Ímãs fixados na parte interna do rotor

Nessa categoria, diferenciam-se as máquinas que possuem ímãs parcialmente fixados na parte interna do rotor daquelas cujos ímãs estão totalmente embutidos no rotor. Porém, ambos os casos são mais robustos do que aquele em que os ímãs são colocados sobre a superfície, fazendo com que possam operar em aplicações que exigem velocidades maiores.

3.1.2 Modelo Matemático

O modelo básico da máquina síncrona de ímãs permanentes de força contraeletromotriz senoidal - Figura 4 é baseado em algumas suposições ou simplificações (Fernandes, 2006), (Jacobina et al., 2001), (Øvrebø, 2004), (Oliveira et al., 2006) :

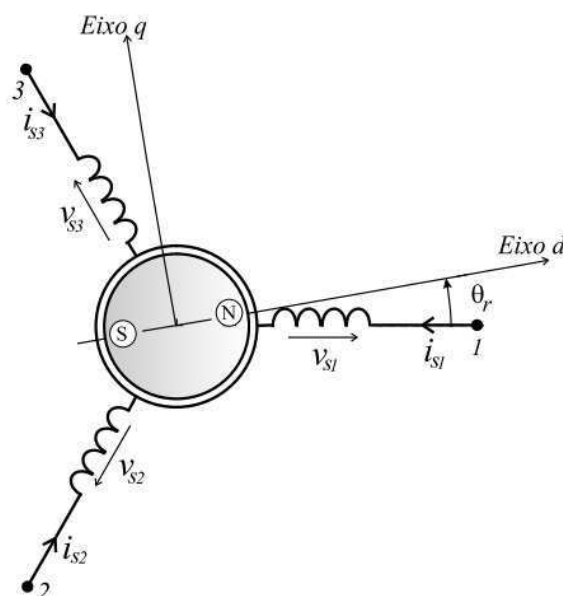


Figura 4 – Modelo de uma máquina PMSM trifásica
Fonte: Fernandes (2006) - Adaptado

- Máquina simétrica trifásica composta por três fases no estator idênticas s_1 , s_2 e s_3 .
- O enrolamento trifásico do estator é distribuído de forma senoidal. O enrolamento é conectado em estrela, logo, não existe a componente de seqüência zero da corrente;
- Não é considerada a saturação do circuito magnético;
- O material magnético permanente tem uma curva de desmagnetização linear e independente da temperatura;
- O fluxo dos ímãs do rotor e o fluxo gerado pelos enrolamentos do estator são senoidais, dessa forma, a força eletromotriz induzida é senoidal;

- As perdas por histerese e as perdas produzidas pelas correntes parasitas são desprezíveis;
- Admite-se que as resistências e indutâncias da máquina são independentes da temperatura e da frequência;
- O rotor não tem gaiola-de-esquilo.

As equações do modelo básico por fase são obtidas em (Fernandes, 2006):

$$v_{s123}^s = R_s i_{s123}^s + \bar{L}_{ss} \frac{d}{dt} i_{s123}^s + \omega_r \left[\frac{d}{d\theta_r} \bar{L}_{ss} \right] i_{s123}^s + \omega_r \frac{d}{dt} \phi_{r123}^s \quad (3.1)$$

$$C_e = \frac{P}{2} i_{s123}^s{}^T \left[\frac{d}{d\theta_r} \bar{L}_{ss} \right] i_{s123}^s + P i_{s123}^s{}^T \frac{d}{dt} \phi_{r123}^s \quad (3.2)$$

onde:

- $v_{s123}^s = [v_{s1}^s \ v_{s2}^s \ v_{s3}^s]^T$ é o vetor das tensões de fase;
- $i_{s123}^s = [i_{s1}^s \ i_{s2}^s \ i_{s3}^s]^T$ é o vetor das correntes de fase;
- $R_s = r_s I_3$, onde r_s é a resistência por fase e I_3 é uma matriz identidade de ordem 3;
- \bar{L}_{ss} é a matriz de indutância própria do estator;
- $\phi_{r123}^s = \phi_{pm} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r - 2\pi/3) \end{bmatrix}$ é a distribuição do fluxo produzido pelos ímãs permanentes do rotor e ϕ_{pm} é o seu valor de pico.
- $\omega_r = \frac{d}{dt} \theta_r$ é a velocidade elétrica do rotor em rad/s.
- P é o número de pólos da máquina;
- C_e é o conjugado eletromagnético da máquina.

Modelo dq

Os coeficientes dos fluxos parciais que compõe o fluxo estatórico e rotórico de cada fase são variantes no tempo, o que torna a resolução analítica impraticável. Portanto, são necessárias transformações de variáveis que permitam obter relações entre as novas variáveis mais simples que aquelas existentes entre as variáveis reais (Jacobina, 2005a). Portanto, pode-se definir uma transformação para as variáveis da máquina (fluxo, corrente e tensão) do estator e do rotor para representar a máquina em um modelo mais simples

em um referencial síncrono girante acoplado ao rotor da máquina (referencial odq). Dessa forma, o sistema de coordenadas gira em sincronismo com a frequência fundamental.

A representação da máquina no referencial odq é obtida a partir de uma transformação de coordenadas do referencial 123 para o referencial odq . A transformação entre esses referenciais é dada por Jacobina (2005a):

$$\mathbf{x}_{odq}^g = P_s \mathbf{x}_{123} \quad (3.3)$$

$$P_s = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} & 1/\sqrt{2} \\ \cos(\delta_g) & \cos(\delta_g - 2\pi/3) & \cos(\delta_g - 4\pi/3) \\ -\text{sen}(\delta_g) & -\text{sen}(\delta_g - 2\pi/3) & -\text{sen}(\delta_g - 4\pi/3) \end{bmatrix} \quad (3.4)$$

O expoente g indica o referencial genérico dos eixos dq. Para sistemas equilibrados, a componente homopolar o é nula.

Aplicando a transformação de coordenadas 3.4 com $g = r$ às equações 3.1 e 3.2, obtém-se as equações de tensão e conjugado da máquina PMSM no referencial dq rotórico expressas a seguir

$$\begin{bmatrix} v_{sd}^r \\ v_{sq}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_s & -\omega_r l_{sq} \\ \omega_r l_{sd} & r_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{sd}^r \\ i_{sq}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} l_{sd} & 0 \\ 0 & l_{sq} \end{bmatrix} \frac{d}{dt} \begin{bmatrix} i_{sd}^r \\ i_{sq}^r \end{bmatrix} + \omega_r \begin{bmatrix} 0 \\ \lambda_{pm} \end{bmatrix} \quad (3.5)$$

$$C_e = P[\lambda_{pm} i_{sq}^r + (l_{sd} - l_{sq}) i_{sd}^r i_{sq}^r] \quad (3.6)$$

onde:

- l_{sd} é a indutância de eixo direto d ;
- l_{sq} é a indutância de eixo em quadratura q ;
- $\lambda_{pm} = \sqrt{\frac{3}{2}} \phi_{pm}$.

Conforme visto na seção 3.1.1, para máquinas de ímãs fixados sobre o rotor $l_{sd} = l_{sq}$.

3.1.3 A máquina ME0913 PMAC Motor

A máquina ME0913 - Figura 5 é uma máquina síncrona de ímãs permanentes de força contraeletromotriz senoidal, duplo estator e fluxo axial com ímãs montados sobre a superfície.

Suas aplicações são:

- motocicletas elétricas;
- carros de golfe ou veículos utilitários;
- minicarros
- barcos elétricos;

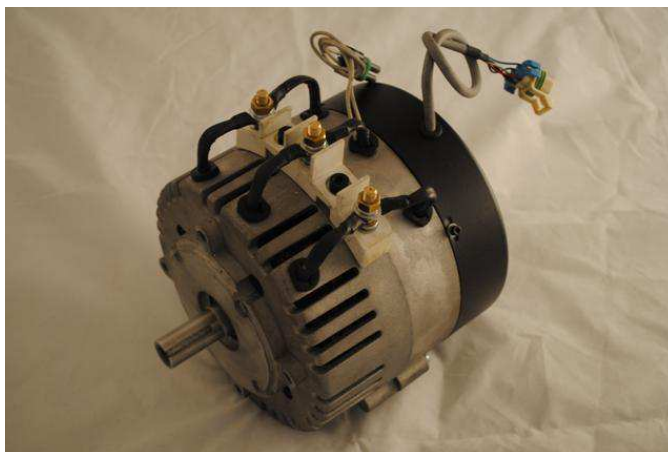


Figura 5 – Fotografia da máquina ME0913 da Motenergy Inc
Fonte: MotEnergy (2011)

Especificação da máquina

Tabela 1 – Parâmetros Elétricos da máquina ME0913.

<i>Parâmetro</i>	<i>Unidade</i>	<i>Valor</i>
Faixa de tensão de operação	V_{RMS}	0a72
Corrente nominal	A_{RMS}	140
Corrente de pico	A_{RMS}	400
Constante de tensão (K_v)	RPM/V	50
Resistência por fase r_s	m Ω	8,6
Indutância por fase l_s	μH	62
Número de par de pólos (P)	pares de pólos	4
Potência contínua de saída	KWatt	12

Fonte – MotEnergy (2011)

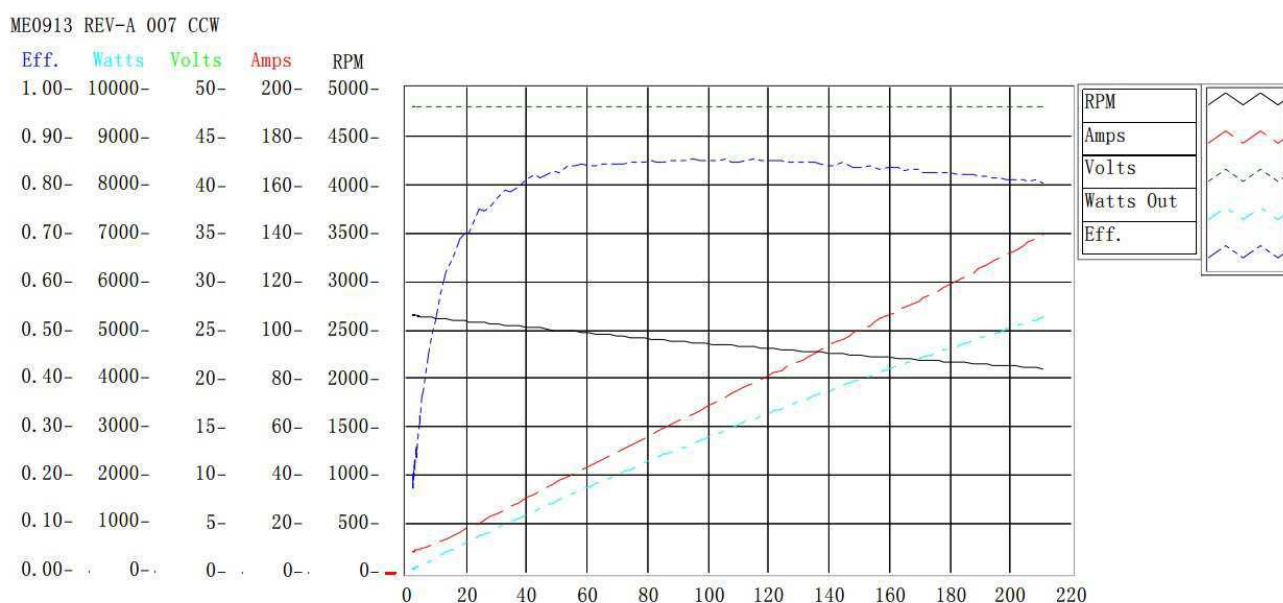
3.2 Inversor fonte de tensão

A máquina síncrona de ímãs permanentes em acionamentos com velocidade variável deve ser alimentada por meio de uma fonte de tensão trifásica de frequência e amplitude variáveis. Essa fonte de tensão pode ser obtida por meio de conversores estáticos de potência (Jacobina, 2005b).

Tabela 2 – Parâmetros mecânicos da máquina ME0913.

Parâmetro	Unidade	Valor
Velocidade nominal	RPM	3000
Velocidade máxima	RPM	5000
Conjugado nominal	Nm	32,53
Conjugado de rotor bloqueado de pico	Nm	94
Constante de torque (K_t)	Nm/A	0,185
Massa	Kg	17,69
Temperatura ambiente de operação	°C	-40 a 40

Fonte – MotEnergy (2011)


 Figura 6 – *Dynamometer Plot* da máquina ME0913

Fonte - MotEnergy (2011)

Uma topologia básica desse conversor é apresentado na Figura 7. O inversor é construído em forma de ponte e é composto de três braços, cada braço contém dois interruptores (chaves) de potência, que são comutadas de forma complementar. A tensão do barramento CC é obtida a partir de um circuito retificador.

Os estados das chaves do inversor são definidas a partir de uma técnicas de modulação de pulsos. As tensões geradas têm valores instantâneos cujo valor médio é igual à tensão de referência.

Existem várias técnicas de modulação por largura de pulso (*Pulse Width Modulation - PWM*), dentre as quais:

- PWM senoidal;

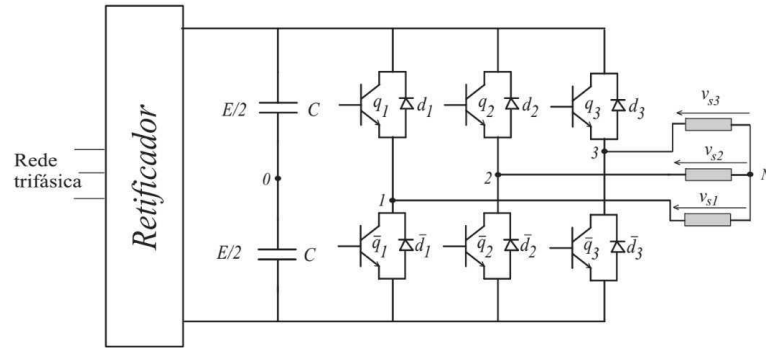


Figura 7 – Conversor fonte de tensão trifásico (VSI)
 Fonte: Jacobina (2005b)

- PWM senoidal com injeção de terceiro harmônico
- Modulação vetorial.

3.2.1 Modelo

As seguintes equações podem ser escritas para o circuito trifásico da Figura 7

$$\begin{aligned} v_{10} &= v_{s1} + v_{N0} \\ v_{20} &= v_{s2} + v_{N0} \\ v_{30} &= v_{s3} + v_{N0} \end{aligned} \quad (3.7)$$

com:

$$v_{j0} = (2q_j - 1) \frac{E}{2}, \text{ para } j = 1, 2, 3$$

onde q_j indica os estados das chaves ($q_j = 0$ indica chave desligada e $q_j = 1$ indica chave ligada).

Para um sistema equilibrado tem-se

$$v_{s1} + v_{s2} + v_{s3} = 0 \quad (3.8)$$

Somando-se as Equações 3.7 obtém-se

$$v_{N0} = \frac{1}{3} \sum_{j=1}^3 v_{j0} \quad (3.9)$$

3.2.2 Estratégia PWM

O objetivo da estratégia PWM é impor tensões v_{sj}^* de referência na carga, com valores médios constantes no intervalo de chaveamento T , do tipo

$$v_{sj}^* = V_s^* \cos(\omega t - (j - 1)(2\pi/3)) \quad (3.10)$$

Das equações 3.7 tem-se

$$\begin{aligned} v_{10}^* &= v_{s1}^* + v_{N0}^* \\ v_{20}^* &= v_{s2}^* + v_{N0}^* \\ v_{30}^* &= v_{s3}^* + v_{N0}^* \end{aligned} \quad (3.11)$$

Portanto, há um grau de liberdade nas Equações 3.11, nas quais deve-se escolher v_{N0}^* .

Sendo E a tensão no barramento CC do conversor, as tensões v_{j0} podem assumir os valores

$$v_{j0} = \pm \frac{E}{2} \quad (3.12)$$

A partir das Equações 3.11 podem ser obtidos os valores de máximo e mínimo de v_{N0}^*

$$\begin{aligned} v_{N0max}^* &= \frac{E}{2} - \max(v_{sj}^*) \\ v_{N0min}^* &= -\frac{E}{2} - \min(v_{sj}^*) \end{aligned} \quad (3.13)$$

Introduzindo-se o parâmetro μ ($0 \leq \mu \leq 1$), v_{N0}^* pode ser definido como

$$v_{N0}^* = \mu v_{N0max}^* + (1 - \mu) v_{N0min}^* \quad (3.14)$$

3.3 Simulação do modelo da máquina ME0913 e inversor fonte de tensão

A partir dos dados das Tabelas 1 e 2 são construídas as simulações da máquina síncrona de ímãs permanentes com o inversor trifásico nas plataformas Simulink e PSIM.

O modelo na plataforma SIMULINK é apresentado na Figura 8. Observe que o inversor é tratado como um ganho sem atraso.

O modelo implementado na plataforma PSIM é apresentado nas Figuras 9 e 10.

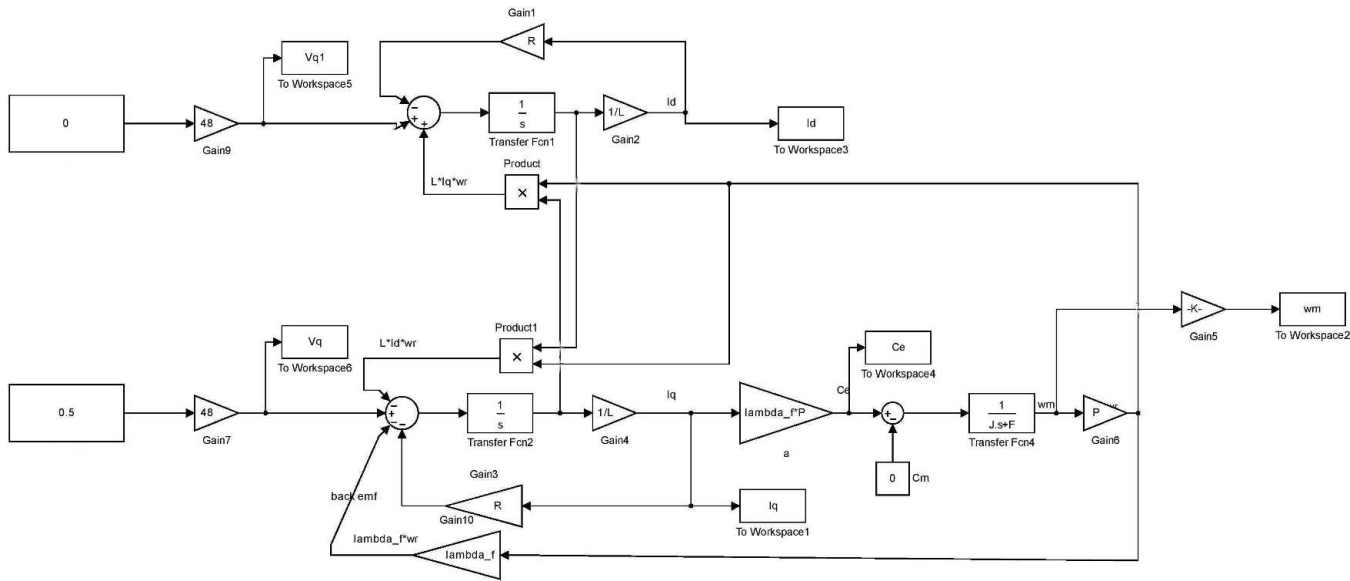


Figura 8 – Simulação no SIMULINK do modelo da máquina síncrona de ímãs permanentes de pólos lisos e do inversor fonte de tensão
 Fonte: o autor

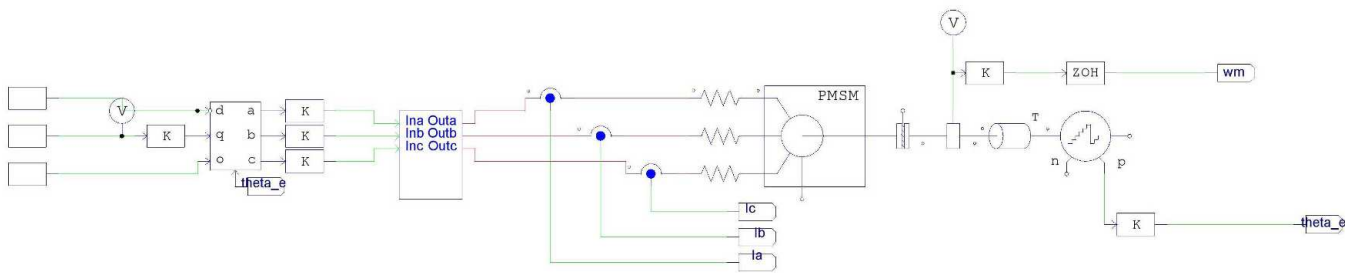


Figura 9 – Simulação no PSIM do modelo da máquina síncrona de ímãs permanentes de pólos lisos e do inversor fonte de tensão
 Fonte: o autor

A técnica de modulação do inversor, representada pelo bloco "PWM Escalar" na Figura 10 é apresentado no Apêndice A.

Os resultados básicos das duas simulações são apresentados na Figura 11. Pode-se observar que os resultados apresentam resultados bastante próximos de velocidade e conjugado eletromagnético produzido, demonstrando que as simulações estão condizentes entre si.

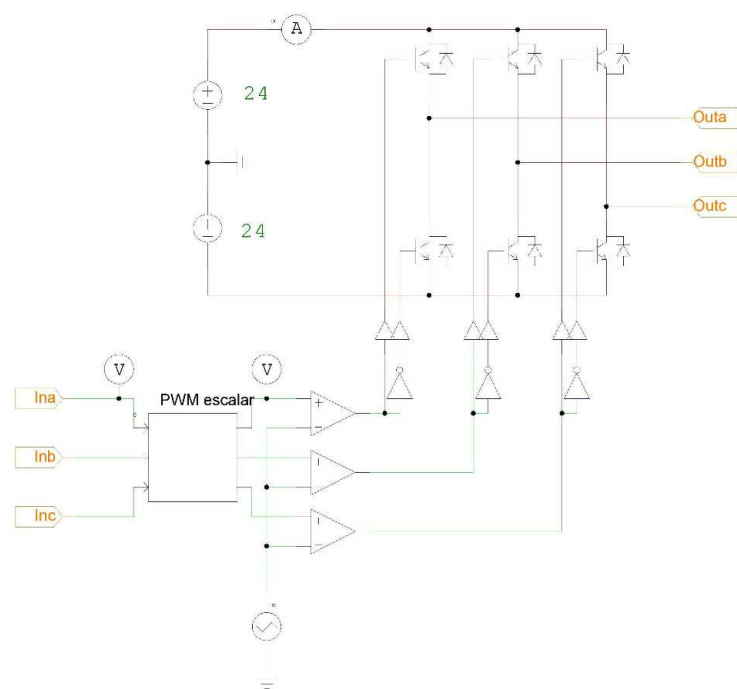


Figura 10 – Simulação no SIMULINK do modelo do inversor fonte de tensão trifásico (VSI)
 Fonte: o autor

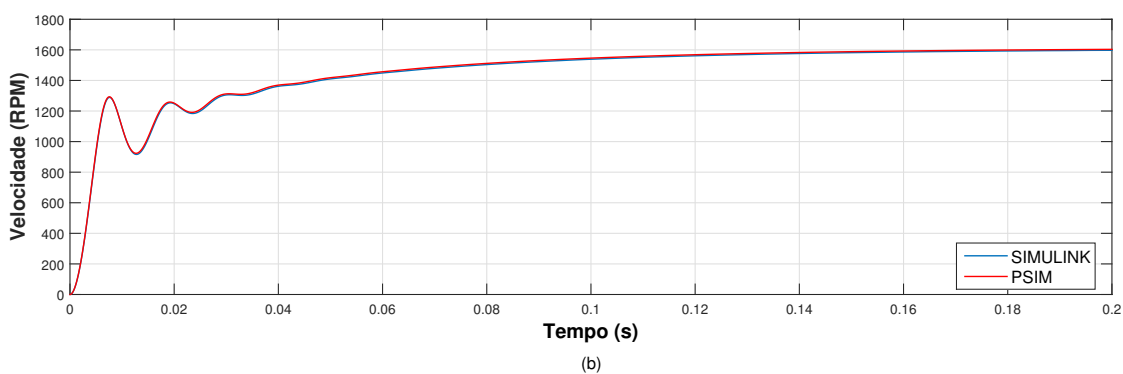
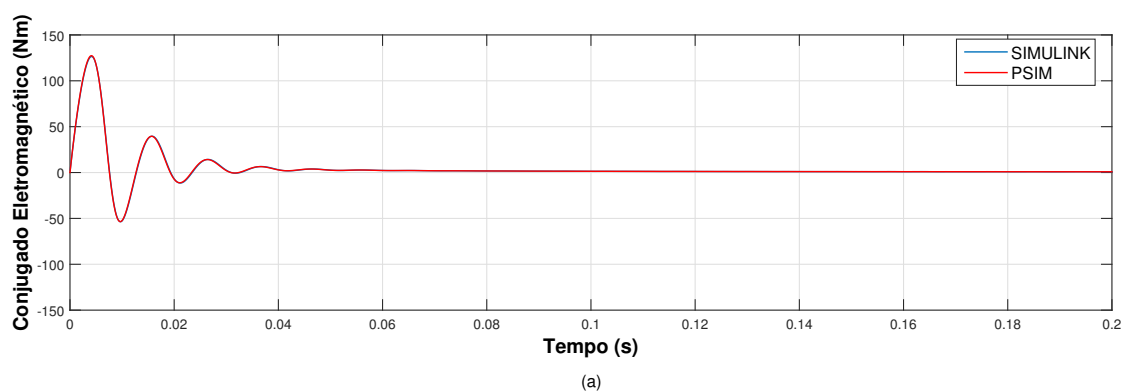


Figura 11 – Resultado das simulações dos modelos da PMSM e do inversor nas plataformas SIMULINK e PSIM - (a) Conjugado eletromagnético. (b) Velocidade angular
 Fonte: o autor

4 Medição de posição e velocidade a partir de sensores de efeito *Hall*

Sensores de efeito *Hall* aplicados no sensoriamento de posição ou velocidade de virabrequins de motores, sensores de proximidade, máquinas de escritório (copiadoras, aparelhos de fax, impressoras), sensores antiderrapantes, sensores de bloqueio de portas, etc., estão entre os tipos mais utilizados de sensores: eles são baratos, robustos, praticamente livres de manutenção e facilmente integrados a diversos tipos de aplicações (HONEYWELL).

Esses sensores baseiam-se no efeito *Hall*, fenômeno descrito por Edwin H. Hall em 1879, estabelece que se um condutor sendo percorrido por uma corrente elétrica for colocado sob a ação de um campo magnético perpendicular, há o aparecimento de uma concentração de cargas em um lado do condutor perpendicularmente ao plano que contém a corrente e o campo magnético aplicado.

Os sensores digitais de posição, quando instalados em um arranjo específico - Figura 12, permitem medições de posição rotórica com resolução de 60° elétricos e apresentam diversas vantagens, tais como preço de unidades de dólar, massa de unidades de grama, baixo custo de instalação e manutenção em máquinas elétricas (Huang et al., 2014).

A precisão desse *encoder* depende de muitos fatores, tais como: a forma como os sensores são instalados, o número de pares de pólo, o tipo de ímãs da máquina, etc. Por

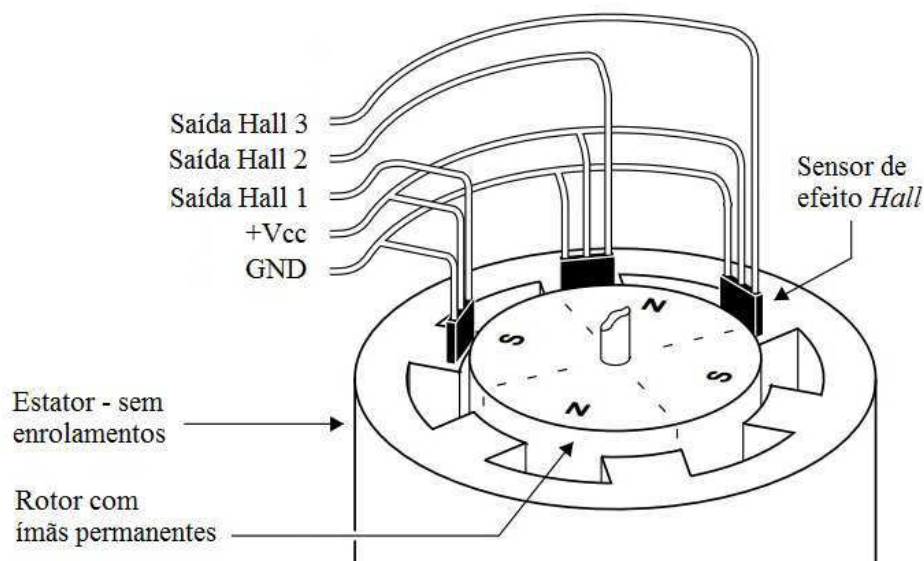


Figura 12 – Representação do *Encoder* de posição a partir de sensores de efeito *Hall*
 Fonte: Parker Hannifin Corporation (2000) - Adaptado

exemplo, a instalação dos sensores em uma posição fora da ideal no estator de uma máquina de múltiplos pólos, devido ao espaçamento físico entre dois sensores ser bastante pequeno, pode refletir em medidas que podem comprometer o desempenho do acionamento da máquina. Outros fatores que levam à diminuição da precisão do sistema de aquisição são: variações nos níveis de fluxo magnético entre dois ímãs adjacentes, efeitos de temperatura, variações de histerese entre os sensores, além da interferência causada pela reação da armadura, que sendo suficientemente grande, pode gerar erros nas medidas.

O ciclo elétrico pode ser então dividido em 6 setores de comprimento angular de 60° elétricos, limitados pelos vetores que representam os estados dos sensores de efeito Hall de duas transições de estados consecutivas, conforme representação da Figura 13: θ_r representa a posição rotórica atual e o vetor λ_{af} o eixo magnético do rotor.

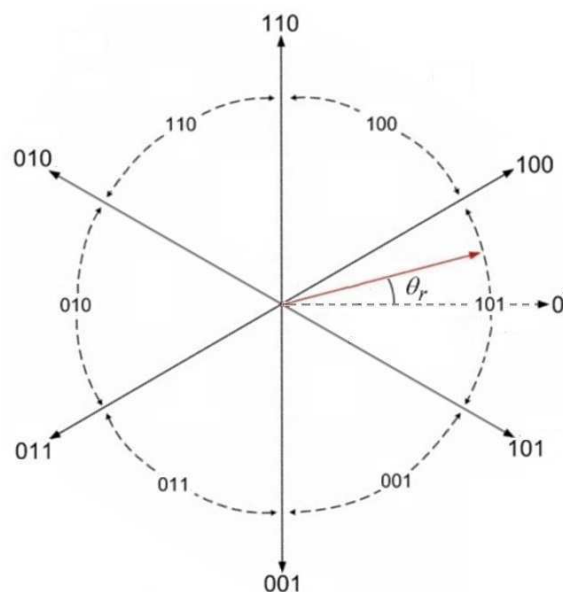


Figura 13 – Representação dos setores definidos pelos vetores dos estados dos sensores de efeito Hall em um ciclo elétrico

Fonte: Lidozzi et al. (2007) - Adaptado

4.1 Algoritmo de simulação do *encoder* de efeito Hall

Para simular numericamente o arranjo de sensores de efeito Hall estudado nesse trabalho, foi desenvolvido um algoritmo que baseia-se na utilização do valor que representa a posição angular atual em uma estrutura *if-else* para definir os estados de três variáveis representando os sensores de efeito Hall. A implementação em C encontra-se no Apêndice B.

4.2 Estimação de posição e velocidade a partir de sensores de efeito Hall

O arranjo de três sensores de efeito Hall digitais, defasados em 120° elétricos, mostra-se como alternativa para a aquisição da posição e velocidade para o acionamento de máquinas PMSM. Porém, a estratégia de controle dessas máquinas requer o conhecimento da velocidade e posição *absolutas*, sendo normalmente empregados sensores de posição de alta resolução, tais como *enconders* incrementais e *resolvers*. Esses sensores possuem maior custo, possuem maior massa, além de demandarem maior complexidade no acoplamento mecânico.

Devido à resolução do arranjo ser de apenas 60° elétricos, é necessário lançar mão de estimadores de posição para se determinar a posição absoluta e velocidade rotóricas. Diversas abordagens de estimadores são descritas na literatura, tais como estimadores híbridos, algoritmos de Taylor de ordem zero e um, força contraeletromotriz (fcm), observadores de Luenberger, Filtro de Kalman, PLL, métodos de mínimos quadrados ordinários e recursivos, *etc.*

4.3 Algoritmo de Taylor de ordem zero

Um método com implementação simples foi proposto por Morimoto et al. (1996) e baseia-se no conhecimento dos estados dos sensores de efeito Hall de posição e nos instantes de transição entre esses estados para a determinação da posição e velocidade angulares, sendo descrito pelas equações:

$$\hat{\omega}_{rk} = \frac{\pi/3}{\Delta T_{k-1}} \quad (4.1)$$

$$\hat{\theta}_r = \hat{\omega}_{rk}(t - t_k) + \theta_{rk} \quad (4.2)$$

onde $\hat{\omega}_{rk}$ é a velocidade estimada, $\hat{\theta}_r$ é a posição angular estimada, ΔT_{k-1} é o tempo levado para o cruzamento do setor anterior $k - 1$ e θ_{rk} é a posição angular inicial do setor. que depende do sentido de rotação do eixo.

A determinação de ΔT_{k-1} é esquematizada na Figura 22. Cada vez que ocorre um evento de mudança de estado de um dos três sensores de posição de efeito Hall, inicia-se a contagem do número de passos discretos, que é interrompida apenas no advento do

próximo evento *Hall*, iniciando-se uma nova contagem. Dessa forma, o espaço de tempo ΔT_{k-1} é definido por:

$$\Delta T_{k-1} = NT_s \quad (4.3)$$

onde N é o número de ciclos PWM na janela de tempo entre dois eventos *Hall* e T_s é o período discreto.

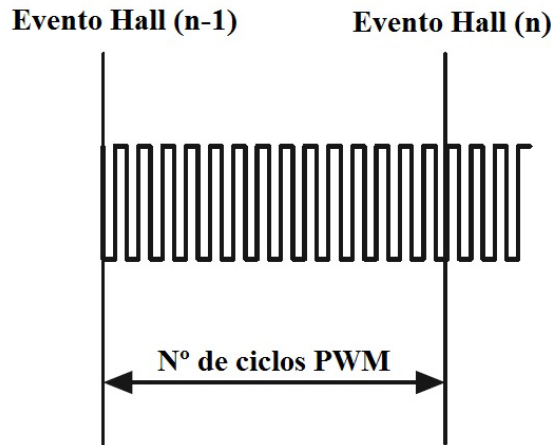


Figura 14 – Representação do número de ciclos PWM entre dois eventos *Hall*
Fonte: Microsemi Corporation (2012) - Adaptado

Pela Equação 4.2 a posição angular é estimada por extrapolação linear. Essa abordagem tem a desvantagem de necessitar do armazenamento de instantes de tempo, o que pode resultar em problemas associados a estouro de contador de tempo. Isso pode ser remediado com o uso da integração numérica:

$$\hat{\theta}_{rk} = \hat{\theta}_{rk-1} + \hat{\omega}_{rk}T_s \quad (4.4)$$

Conforme introduzido por Bu et al. (1998), a estimativa de posição será limitada pelos valores máximos e mínimos que ela pode assumir dentro do setor vigente, i.e.

$$\begin{aligned} \hat{\theta}_r &= \theta_{rk}, \text{ se } \hat{\theta}_r < \theta_{rk} \\ \hat{\theta}_r &= \theta_{rk} + \pi/3, \text{ se } \hat{\theta}_r > \theta_{rk} + \pi/3 \end{aligned}$$

permitindo assim a aplicação desse método em condições de partida em repouso da máquina.

4.4 Implementação

O algoritmo de estimação estudado nesse trabalho é apresentado no Apêndice C.

5 Projeto do sistema de acionamento

Na Figura 15 é apresentado o diagrama de blocos do sistema de controle em cascata da máquina PMSM, com uma malha interna de corrente, de dinâmica mais lenta, e uma malha externa de velocidade.

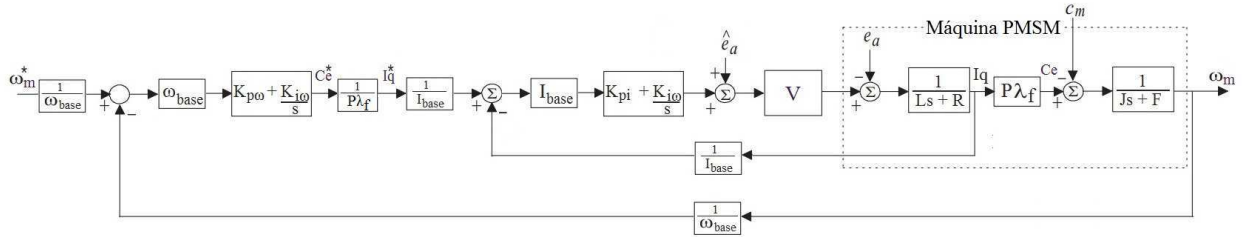


Figura 15 – Diagrama de blocos do sistema controle de velocidade da máquina PMSM com controle interno de corrente.

Fonte: O autor

5.1 Controlador de corrente

A função de transferência em malha aberta da malha de corrente é descrita a seguir

$$G_{mai}(s) = I_{base} \left(K_{pi} + \frac{K_{ii}}{s} \right) V \frac{1}{Ls + R} \quad (5.1)$$

com:

K_{pi} = ganho proporcional do controlador PI de corrente

K_{ii} = ganho integral do controlador PI de corrente

V = tensão de barramento do conversor

L = indutância por fase dos enrolamentos estatóricos da máquina

R = resistência por fase dos enrolamentos estatóricos da máquina

I_{base} = corrente de base em A

A função de transferência de corrente de malha fechada é dada por

$$G_{mfi}(s) = \frac{G_{mai}(s)}{1 + \frac{1}{I_{base}} G_{mai}(s)} = \frac{\frac{K_{pi} V I_{base}}{L} s + \frac{K_{ii} V I_{base}}{L}}{s^2 + \frac{K_{pi} V + R}{L} s + \frac{K_{ii} V}{L}} \quad (5.2)$$

Essa função de transferência pode ser simplificada, considerando-a um sistema de segunda ordem sem zeros:

$$G_{mfi}(s) = \frac{\frac{K_{ii} V I_{base}}{L}}{s^2 + \frac{K_{pi} V + R}{L} s + \frac{K_{ii} V}{L}} \quad (5.3)$$

Um sistema de segunda ordem sem zeros é descrito genericamente como:

$$G(s) = \frac{\omega_n^2}{s^2 + 2\zeta\omega_n s + \omega_n^2} \quad (5.4)$$

Comparando-se as Equações (5.3) e (5.4) obtém-se as expressões para K_{pi} e K_{ii} :

$$\begin{aligned} K_{pi} &= \frac{2\zeta_i\omega_{ni}L - R}{V} \\ K_{ii} &= \frac{\omega_{ni}^2L}{V} \end{aligned} \quad (5.5)$$

Considerando-se esse sistema como sobreamortecido, *i.e.*, $\zeta_i > 1$, tem-se 2 pólos reais em que um deles está suficientemente afastado para tornar seu efeito desprezível. Isso faz com que o sistema se comporte como um sistema de primeira ordem.

O tempo de acomodação, utilizando uma banda de tolerância de 2%, é definido como:

$$t_s = \frac{4}{\zeta_i\omega_{ni}} \quad (5.6)$$

Definindo o tempo de acomodação como 2 *ms* resulta em

$$\omega_{ni} = \frac{2000}{\zeta_i}$$

Fazendo-se $\zeta_i = 2$ na Eq. (5.5) com os parâmetros $L = 62 \mu H$, $R = 8,6 m\Omega$ e $V = 48 V$ - Tabela (1), obtém-se os valores de ganhos proporcional e integral do controlador de corrente:

$$K_{pi} = 0,0052$$

$$K_{ii} = 1,29$$

5.2 Controlador de velocidade

Como a dinâmica da malha de corrente é mais bem mais rápida que a da malha de velocidade, a função de transferência de malha aberta de velocidade pode ser dada por

$$G_{maw}(s) = \omega_{base} \left(K_{p\omega} + \frac{K_{i\omega}}{s} \right) \frac{1}{P\lambda_f} P\lambda_f \frac{1}{J_s + F} \quad (5.7)$$

com:

$K_{p\omega}$ = ganho proporcional do controlador PI de velocidade

$K_{i\omega}$ = ganho integral do controlador PI de velocidade

ω_{base} = velocidade angular mecânica de base em rad/s

A função de transferência de velocidade de malha fechada é dada por

$$G_{mf\omega}(s) = \frac{G'_{ma\omega}(s)}{1 + \frac{1}{\omega_{base}} G'_{ma\omega}(s)} = \frac{\frac{K_{p\omega}\omega_{base}}{J} s + \frac{K_{i\omega}\omega_{base}}{J}}{s^2 + \frac{K_{p\omega}+F}{J} s + \frac{K_{i\omega}}{J}} \quad (5.8)$$

Comparando-se as Equações (5.8) e (5.4) obtêm-se as expressões para $K_{p\omega}$ e $K_{i\omega}$:

$$\begin{aligned} K_{p\omega} &= 2\zeta_{\omega}\omega_{n\omega}J - F \\ K_{i\omega} &= \omega_{n\omega}^2 J \end{aligned} \quad (5.9)$$

Definindo o tempo de acomodação como 400 ms resulta em

$$\omega_{n\omega} = \frac{40}{\zeta_i}$$

Fazendo-se $\zeta_{\omega} = 2$ na Eq. (5.9) com $J = 0.0045 K_g m^2$ - Tabela (2) - e arbitrando-se $F = 0.0045 K_g m^2/s$, obtêm-se os valores de ganhos proporcional e integral do controlador de velocidade:

$$\begin{aligned} K_{p\omega} &= 0,0855 \\ K_{i\omega} &= 0.1125 \end{aligned}$$

5.3 Simulação do sistema de acionamento no SIMULINK e PSIM

A seguir, é realizada a implementação do sistema de acionamento nas plataformas SIMULINK e PSIM - Figuras 16 - 20.

Os controladores PI de velocidade e corrente possuem saídas limitadas (saturadas), visando a proteção dos circuitos alimentadores do sistema real a ser implementado. O algoritmo do controlador PI de velocidade está no apêndice B.

Na Figura 21 é mostrada a resposta a dois degraus de velocidade de 0,5 e 1 pu. Observe que a saturação no controlador de velocidade limita o torque eletromagnético produzido pela máquina,

Na simulação no PSIM, que considera a estimação da posição e velocidade, a resposta aos degraus de referência de velocidade é mais lenta. Isso se deve à dinâmica do estimador de velocidade, uma vez que a atualização do valor de velocidade estimada só acontece a cada 60 graus elétricos.

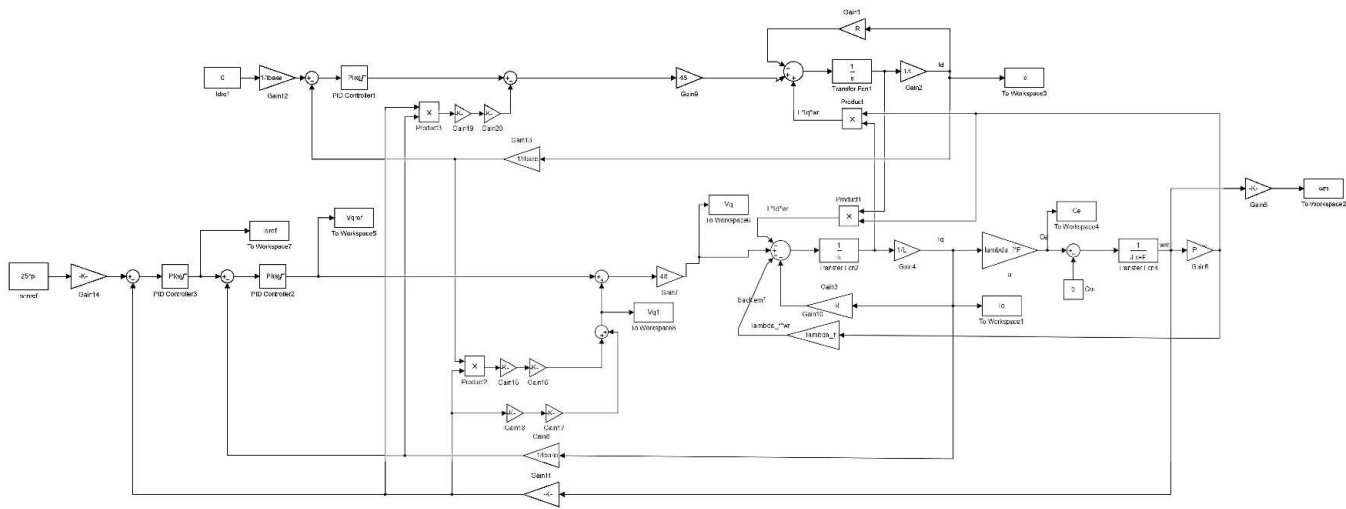


Figura 16 – Simulação no SIMULINK do sistema de acionamento completo com máquina PMSM e inversor fonte de tensão trifásico
 Fonte: Microsemi Corporation (2012) - Adaptado

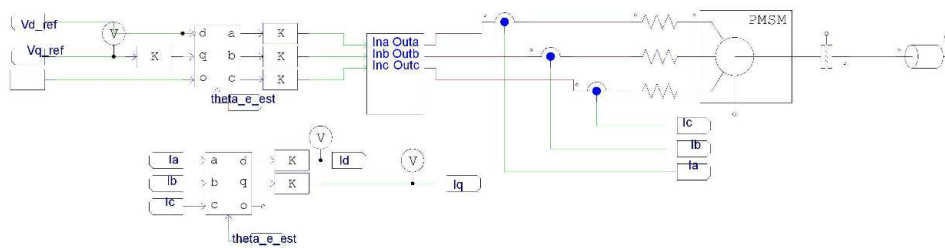


Figura 17 – Simulação no PSIM do sistema de acionamento completo: máquina PMSM e inversor fonte de tensão trifásico
 Fonte: Microsemi Corporation (2012) - Adaptado

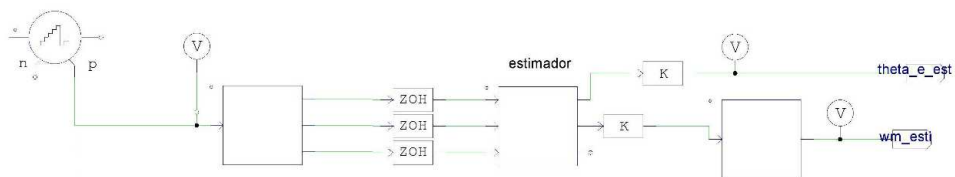


Figura 18 – Simulação no PSIM do sistema de acionamento completo: estimador de posição e velocidade
 Fonte: Microsemi Corporation (2012) - Adaptado

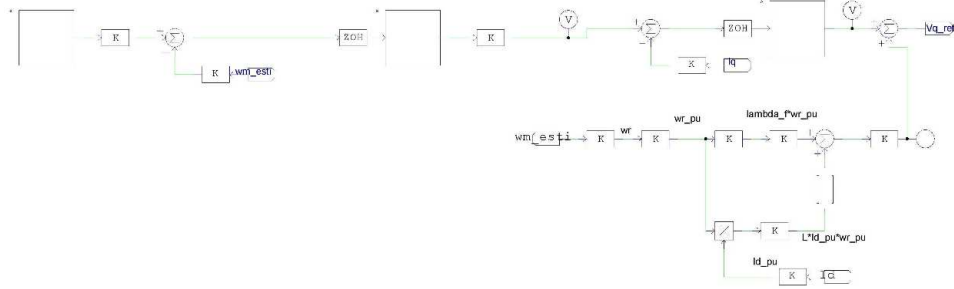


Figura 19 – Simulação no PSIM do sistema de acionamento completo: malhas de controle de velocidade e corrente de eixo q
 Fonte: Microsemi Corporation (2012) - Adaptado

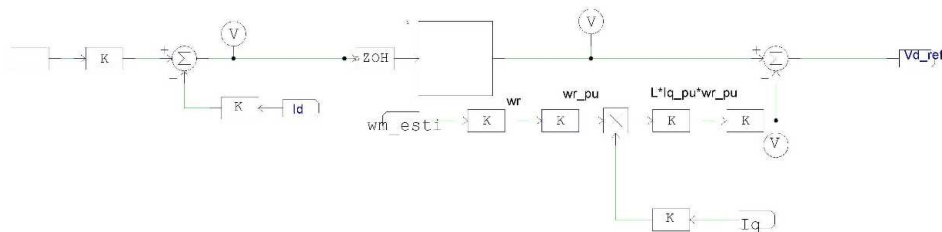


Figura 20 – Simulação no PSIM do sistema de acionamento completo: malha de controle de corrente de eixo d
 Fonte: Microsemi Corporation (2012) - Adaptado

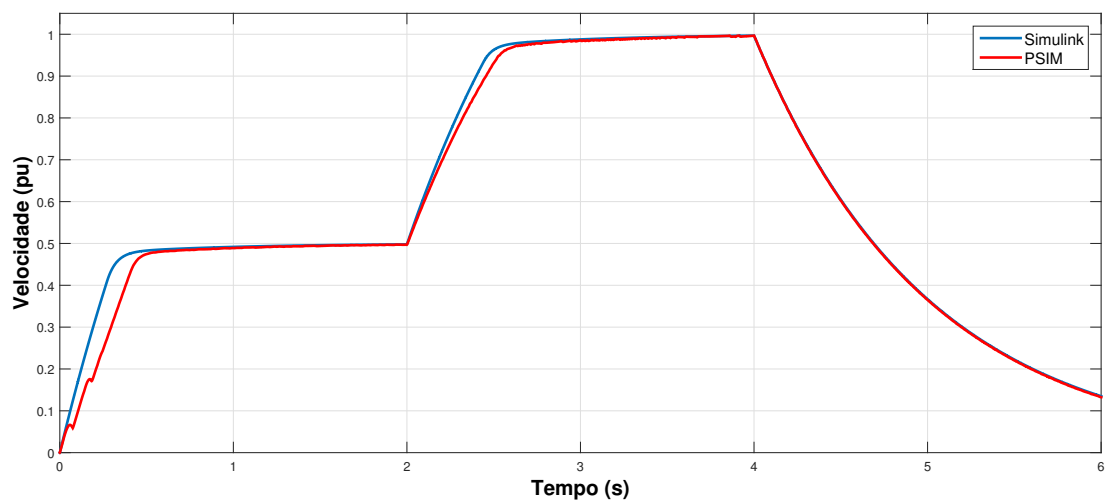


Figura 21 – Resultados das simulações do sistema de acionamento nas plataformas SIMULINK e PSIM: velocidade angular
 Fonte: Microsemi Corporation (2012) - Adaptado

6 Microcontrolador

6.1 Família 2803x da *Texas Instruments*

A família 2803x (C28x) faz parte da plataforma TMS320C2000™ de microcontroladores da *Texas Instruments*. Essa família possui arquitetura de 32 bits com ponto fixo, sendo aplicada em controle de alta performance como acionamentos elétricos, robótica, iluminação, energia solar, veículos elétricos, etc (Texas Instruments Incorporated, 2016).

O microcontrolador utilizado nesse trabalho é o TMS320F28035, que pertence à família C28X. A arquitetura do TMS320F28035 pode ser dividida basicamente em:

- CPU, CLA e barramentos;
- Memória;
- Periféricos.

O acelerador de lei de controle (*control law accelerator* - CLA) é uma unidade de unidade de 32 bits com ponto flutuante que estende as capacidades da CPU, adicionando processamento paralelo. O CLA é um processador independente com seu próprio barramento,

Múltiplos barramentos são usados para mover dados entre memórias e periféricos e a CPU. A arquitetura do barramento de memória contém um barramento de leitura de programa (22 bits de endereço e 32 bits de dados), barramento de leitura de dados e barramento de escrita de dados, os dois com 32 bits de endereço e 32 bits de dados.

6.2 DRV8302-HC-C2-KIT

O DRV8302-HC-C2-KIT é um *kit* de avaliação de controle de motores da *Texas Instruments* para motores BLDC e PMSM com exemplos de controle por orientação do campo e a solução BLDC sem sensor InstaSPIN-BLDC da TI. O DRV8302-HC-C2-KIT é uma plataforma de alto desempenho e custo-benefício. As aplicações incluem bombas, bicicletas elétricas, *scooters* elétricos, bombas médicas e brocas, ferramentas elétricas e robótica (Texas Instruments Incorporated, 2014).

As principais características do DRV8302-HC-C2-KIT são:

- Piccolo F28035 controlCARD isolado



Figura 22 – DRV8302-HC-C2-KIT da *Texas Instruments*
Fonte: Microsemi Corporation (2012) - Adaptado

- *Driver* DRV8302 com dois amplificadores de corrente *shunt* e regulador *buck*
- Emulação XDS100 isolada;
- Tensão máxima de 60 V com proteção de sobretensão;
- Corrente máxima de 82.5 A com proteção de sobrecorrente;
- Frequência de chaveamento máxima de 200 kHz;
- Comunicação CAN isolada e SPI;
- Conector JTAG para emuladores externos;
- Interface para *encoder* de quadratura;
- Interface para sensores de posição de efeito *Hall*

6.3 Implementação do Sistema de Acionamento

A implementação do sistema de acionamento foi realizada no *software* Code Composer Studio™ 6.1, disponibilizado pelo fabricante *Texas Instruments*. Nos Apêndices D e E são mostrados os códigos dos arquivos *PMSM.c*, com a implementação propriamente dita do sistema de acionamento, e o arquivo *PMSM_Settings.h* com as principais configurações desse sistema.

A esquematização do sistema de acionamento é apresentada na Figura (23). As informações de posição e velocidade da máquina são obtidas a partir dos sinais dos sensores

de efeito *Hall* digitais, lidos por meio de portas GPIO (*General Purpose Input/Output*). A partir desses sinais o estimador define os valores θ_r e ω_r . Esses valores serão utilizados nas transformadas de PARK e na realimentação do controle de velocidade, respectivamente.

A partir da leitura da corrente de duas fases (considera-se aqui o sistema balanceado), faz-se a aquisição as correntes *a* e *b* a partir de conversores A/D. Por meio da macro CLARKE, que representa a transformada de Clarke, obtêm as correntes no referencial α - β . Esses sinais de corrente são então transformados para o referencial d-q, por meio da macro PARK, e são utilizados como valores de realimentação dos controladores de corrente de referenciais d e q. O sinal de referência de corrente de eixo *d* é definido como igual a zero, enquanto que o sinal de referência de corrente q é a saída do controlador de velocidade. As saídas dos controladores de corrente são as tensões de referência no referencial d-q.

As referências de tensão no referencial d-q são transformadas para o referencial α - β por meio da macro IPARK. A macro SVGEN, que recebe como entradas as referências de tensão $v_{s\alpha}$ e $v_{s\beta}$ e fornece como saídas os ciclos de trabalho de cada uma das fases obtidos por meio de técnica de PWM vetorial. Esses valores são as entradas da macro PWMGEN, que fornecem os valores de comparação para gerar saídas PWM, que são enviados para os registradores PWM, que definem os estados estados das chaves para o driver do inversor.

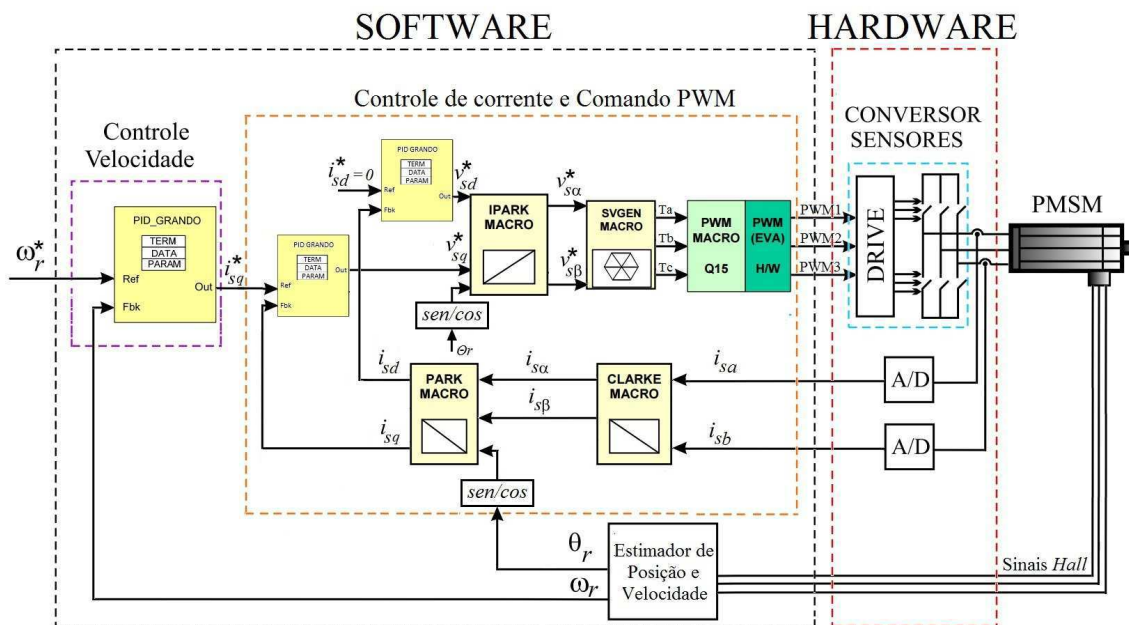


Figura 23 – Diagrama de Blocos da implementação do Sistema de Acionamento estudado
 Fonte: Fernandes (2006) - Adaptado

7 Resultados

O sistema de acionamento projetado da máquina ME0913 foi então implementado no DRV8302-HC-C2-KIT, e os resultados são mostrados a seguir. A aquisição de velocidade foi feita pelo sensor de torque e velocidade modelo T25 da Interface [1].

Inicialmente o sistema de acionamento foi implementado no microcontrolador com uma frequência de amostragem de 10 kHz. Uma vez implementado, embora o sistema de acionamento estivesse controlando a velocidade da máquina, essa convergia para um valor abaixo da referência - Figura 24. Isso deveu-se ao fato que a carga computacional do algoritmo completo do sistema estava muito alta para aquela frequência de amostragem. Como solução, diminui-se a frequência de amostragem para 7,5 kHz, o que solucionou esse problema - Figura 25.

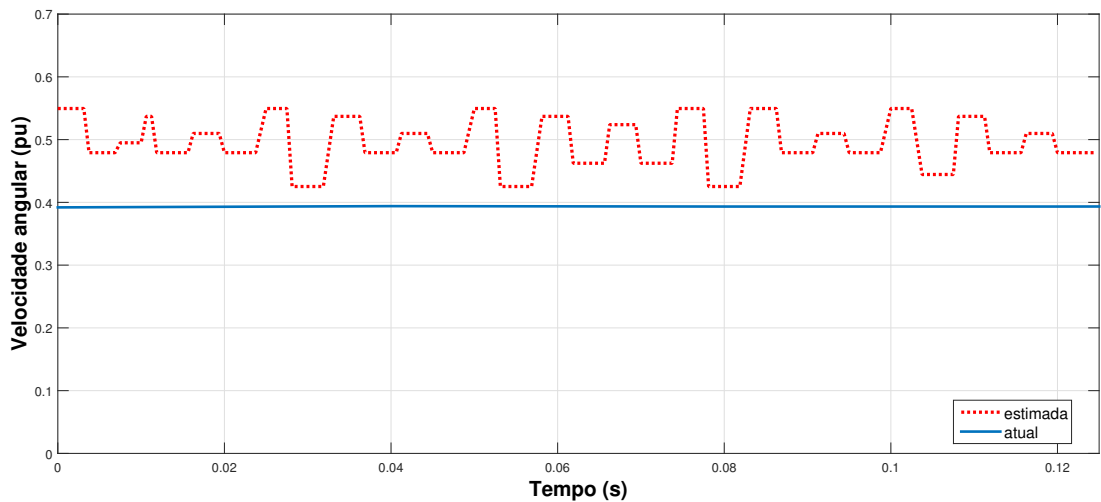


Figura 24 – Velocidade estimada e atual da máquina a velocidade constante e frequência amostragem de 10 KHz

Fonte: o autor

Na Figura 26 pode-se observar o desempenho do sistema de acionamento no controle de velocidade. Sua aceleração se mostrou mais lenta do que os projetos no SIMULINK e PSIM, mas teve seu tempo de subida de aproximadamente 0,55 s. Isso pode estar associado ao fato de que o projeto do controlador de velocidade foi baseado em um valor arbitrado de coeficiente de atrito. Caso o valor real dessa grandeza seja de outra ordem de grandeza, o desempenho do controlador de velocidade pode ser comprometido.

Também pela Figura 26 pode-se constatar que o erro de regime permanente da velocidade em 1 pu (1500 RPM) foi de aproximadamente 2%. Isso pode ser devido ao fato de que o estimador foi implementado utilizando-se uma frequência de amostragem

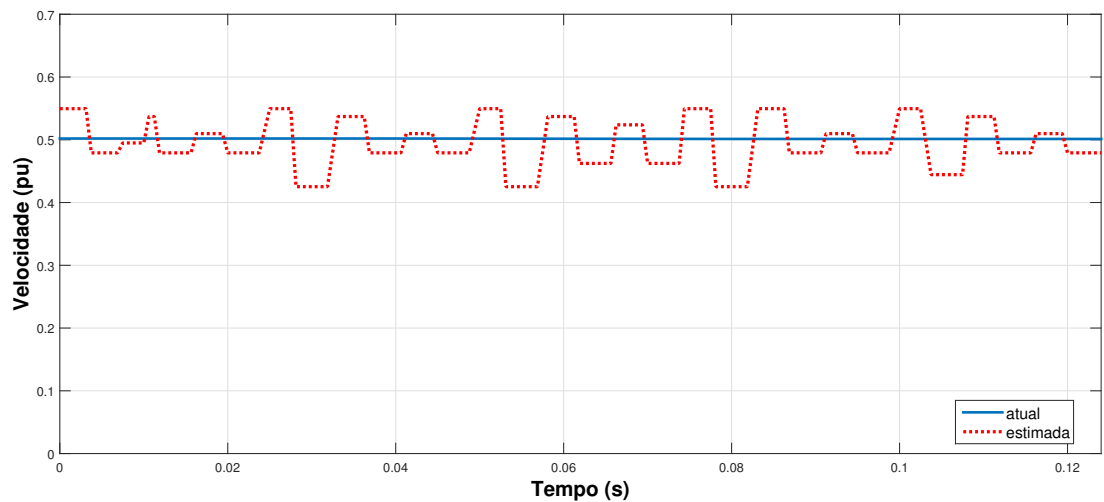


Figura 25 – Velocidade estimada e atual da máquina a velocidade constante e frequência amostragem de 7.5 KHz

Fonte: o autor

de 7.5 KHz. O TMS320F28035 de um módulo eCAP (*Enhanced Capture*), que trabalha em frequência de até 100 MHz (Texas Instruments Incorporated, 2008).

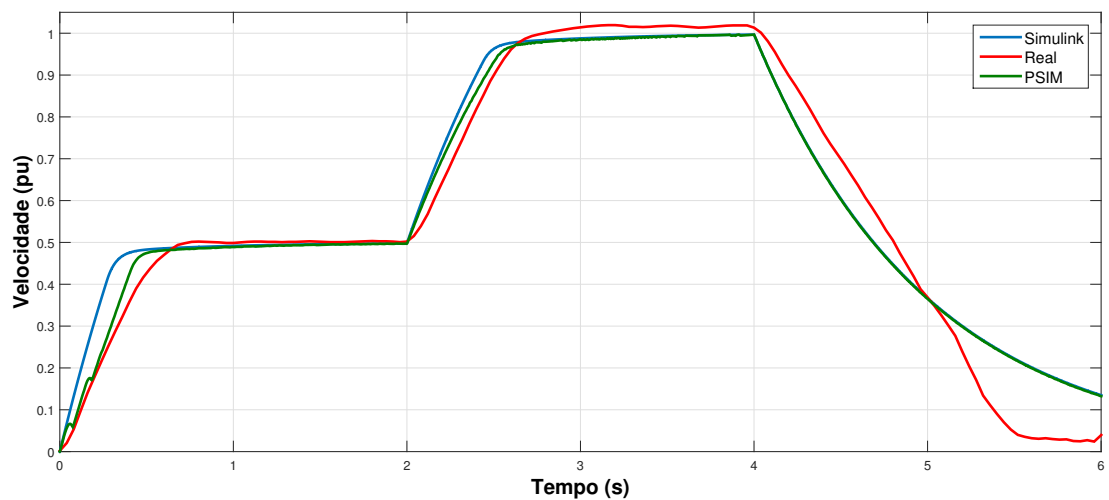


Figura 26 – Resultados das simulações e da implementação física do sistema de acionamento: velocidade angular

Fonte: o autor

A estimação de posição angular pode ser avaliada por meio da Figura 27. Observe que o *ripple* na estimação da posição já era esperado, devido ao *ripple* de velocidade e solavancos associados no estimador às mudanças de estados dos sensores de efeito *Hall*.

As correntes de fase A e B são mostradas na Figura 28. As correntes possuem visivelmente um alto conteúdo harmônico. Isso deve estar associado ao erro de estimação de posição, que gera distorção nas correntes d e q. Além disso, conforme estudado em (Betí and Schäfer, 2013), no controle de máquinas PMSM é comum o aparecimento do

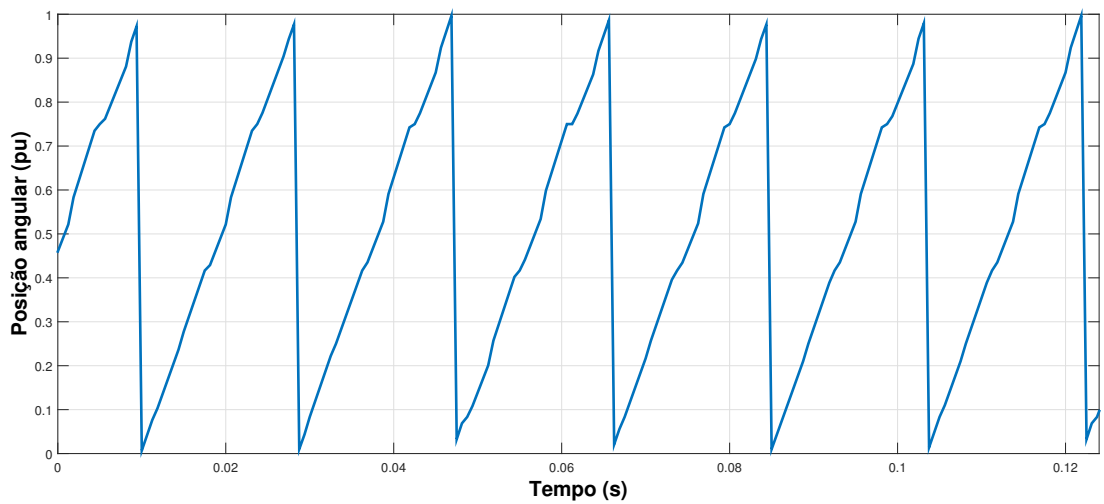


Figura 27 – Resultados da implementação física do sistema de acionamento: posição angular
Fonte: o autor

quinto e sétimo harmônico nas suas correntes estatóricas devido à distorção do campo magnético no entreferro, queda de tensão no inversor, etc.

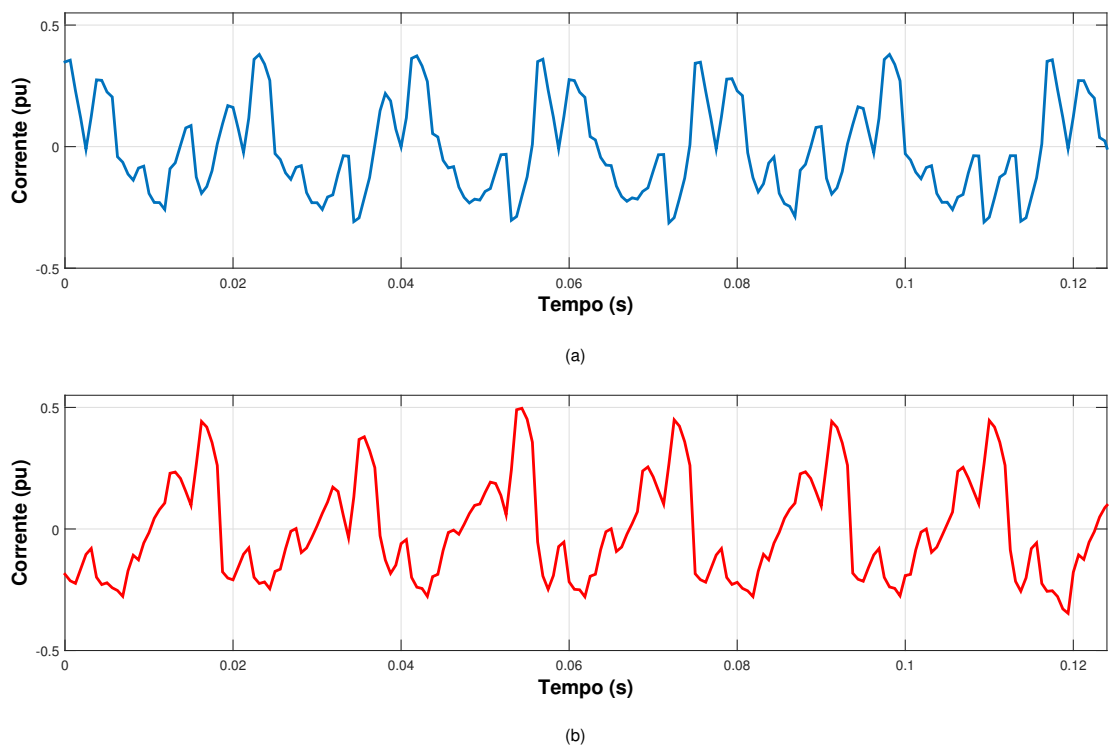


Figura 28 – Resultados da implementação física do sistema de acionamento - (a) corrente estatórica medida na Fase A. (b) corrente estatórica medida na Fase B
Fonte: o autor

8 Conclusões

Nesse trabalho foi realizada a implementação de um sistema de acionamento de máquina síncrona de ímãs permanentes de força contraeletromotriz senoidal (PMSM) com medição de posição a partir de sensores de efeito *Hall* digitais. Devido à necessidade do conhecimento da posição absoluta e velocidade da máquina para seu efetivo controle, e o equipamento dispor de um *encoder* de baixa resolução, lançou-se mão de um estimador de posição e velocidade.

Foram aplicados, no decorrer dos trabalhos, os conhecimentos adquiridos em disciplinas do curso de graduação em Engenharia Elétrica como Cálculo Numérico, Arquitetura de Sistemas Digitais, Eletrônica de Potência e Acionamentos Elétricos.

O projeto do sistema de acionamento foi concebido e implementado inicialmente por meio de simulações nas plataformas PSIM e SIMULINK. Os modelos da máquina e do inversor fonte de tensão foram simulados, juntamente com os controladores de velocidade e corrente d e q . Uma vez obtendo-se resultados satisfatórios, procedeu-se para a implementação no mundo real.

A implementação do sistema de acionamento mostrou resultados adequados, com a velocidade sendo controlada apropriadamente. Porém, sua resposta dinâmica foi mais lenta do que aquela do seu projeto. Isso pode estar associado ao fato de que o projeto do controlador de velocidade foi baseado em um valor de coeficiente de atrito arbitrado.

Os resultados demonstraram a aplicabilidade de um sistema de acionamento de máquina síncrona de ímãs permanentes utilizando sensores de efeito *Hall* digitais. Uma vez que esses tipos de sensores são substancialmente mais baratos do que *resolvers* e *encoders* ópticos, esse tipo de acionamento pode ser utilizado em aplicações de média velocidade e que não exijam alta precisão de posição.

Como trabalhos futuros, sugere-se o estudo e implementação de outros métodos de estimação de posição e velocidade, visando menores erros e *ripple* de estimação, mas com o compromisso de um menor esforço computacional. Além disso, sugere-se o estudo de outros tipos de controlador de corrente, visando a atenuação dos harmônicos quinto, sétimo e décimo terceiro na corrente, acarretamento na diminuição do *ripple* de conjugado e velocidade da máquina.

Finalmente, a experiência de estagiar no LAFEA foi extremamente enriquecedora para a minha formação profissional. Foi uma oportunidade prazerosa de aplicar dos conhecimentos adquiridos ao longo da minha formação numa área tão vital para a nossa sociedade: Acionamentos Elétricos.

Referências

- H.-J. Ahn and D.-M. Lee. A new bumpless rotor-flux position estimation scheme for vector-controlled washing machine. *Industrial Informatics, IEEE Transactions on*, 12(2):466–473, April 2016. ISSN 1551-3203. doi: 10.1109/TII.2016.2516974. Citado na página 1.
- N. A. Ayeahunie. MultiPhase Permanent Magnet Synchronous Generators for Offshore Wind Energy System. Master’s thesis, Norwegian University of Science and Technology, Trondheim, Norway, 2011. Citado na página 5.
- L. T. Betí and U. Schäfer. Suppression of the 5th and 7th current harmonics of an ipmsm. In *Power Electronics and Applications (EPE), 2013 15th European Conference on*, Oct 2013. doi: 10.1109/EPE.2013.6631865. Citado na página 30.
- J. Bu, L. Xu, T. Sebastian, and B. Liu. Near-zero speed performance enhancement of pm synchronous machines assisted by low-cost hall effect sensors. In *Applied Power Electronics Conference and Exposition, 1998. APEC '98. Conference Proceedings 1998., Thirteenth Annual*, volume 1, pages 64–68, Feb 1998. doi: 10.1109/APEC.1998.647670. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 20.
- R. C. Caetano. Análise de Uma máquina síncrona de ímã permanente com tensão não senoidal, 2013. Citado na página 7.
- R. Cao, C. Mi, and M. Cheng. Quantitative comparison of flux-switching permanent-magnet motors with interior permanent magnet motor for ev, hev, and phev applications. *Magnetics, IEEE Transactions on*, 48(8):2374–2384, mar 2012. ISSN 1941-0069. doi: 10.1109/TMAG.2012.2190614. Citado na página 1.
- F. G. Capponi, G. De Donato, and L. Del Ferraro. Brushless ac drive using an axial flux synchronous pm motor with low resolution position sensors. In *Power Electronics Specialists Conference, 2004. PESC 04. 2004 IEEE 35th Annual*, volume 3, pages 2287–2292, Jun 2004. doi: 10.1109/PESC.2004.1355478. Citado na página 1.
- F. G. Capponi, G. De Donato, L. Del Ferraro, O. Honorati, M. C. Harke, and R. D. Lorenz. A hybrid observer for high performance brushless dc motor drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 42(2):526–535, Mar 2006. ISSN 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2005.863904. Citado na página 1.
- K. A. Corzine and S. D. Sudhoff. A hybrid observer for high performance brushless dc motor drives. *Energy Conversion, IEEE Transactions on*, 11(2):318–323, Jun 1996. ISSN 0885-8969. doi: 10.1109/60.507184. Citado na página 1.

- S. G. P. P. de Sousa. Análise do comportamento de motor síncrono pentafásico de ímãs permanentes tolerante a falta de fase pelo método dos elementos finitos, 2016. Citado na página 5.
- Y. Duan and D. M. Ionel. A review of recent developments in electrical machine design optimization methods with a permanent-magnet synchronous motor benchmark study. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 49(3):1268–1275, Mar 2013. ISSN 0885-8969. doi: 10.1109/60.507184. Citado na página 1.
- E. M. Fernandes. Estimacão de posicão e velocidade de uma máquina síncrona a ímã permanente. Master’s thesis, Universidade Federal de Campina Grande, Campina Grande-PB, 2006. Citado 6 vezes nas páginas 1, 5, 6, 8, 9 e 28.
- A. J. G. A. Ferreira. Estudo de métodos de estimacão de posicão e velocidade de máquina síncrona a ímã permanente a partir de sensores de efeito Hall digitais, 2016. Citado na página 1.
- M. Harke, G. De Donato, F. Capponi, T. R. Tesch, and R. Lorenz. Implementation issues and performance evaluation of sinusoidal, surface-mounted pm machine drives with hall-effect position sensors and a vector-tracking observer. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 44(1):161–173, Jan 2008. ISSN 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2007.912729. Citado na página 1.
- HONEYWELL. HONEYWELL INC. hall effect sensing and application. www.honeywell.com/sensing. Acessado em 11 Ago. 2016. Citado na página 17.
- M.-S. Huang, C.-H. Chen, H.-H. Chou, G.-Z. Chen, and W.-K. Tsai. An accurate torque control of permanent magnet brushless motor using low-resolution hall-effect sensors for light electric vehicle applications. In *2013 IEEE Energy Conversion Congress and Exposition*, pages 175–179, Sept 2014. doi: 10.1109/ECCE.2013.6646697. Citado na página 17.
- C. B. Jacobina. Sistemas de acionamento esttico de máquina elétrica. Campina Grande - PB, June 2005a. Citado 2 vezes nas páginas 9 e 10.
- C. B. Jacobina. Conversor fonte de tensão trifásico (vsi) e comando pwm. Campina Grande - PB, June 2005b. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 13.
- C. B. Jacobina, A. M. N. Lima, E. R. C. da Silva, R. N. C. Alves, and P. F. Seixas. Digital scalar pulse-width modulation: a simple approach to introduce nonsinusoidal modulating waveforms. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 11(3):351–359, May 2001. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/63.923767. Citado na página 8.

- S.-Y. Kim, C. Choi, K. Lee, and W. Lee. An improved rotor position estimation with vector-tracking observer in pmsm drives with low-resolution hall-effect sensors. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 58(9):4078–4086, Sept 2011. ISSN 0278-0046. Citado na página 1.
- Lafae. Lafae - laboratório de fontes alternativas de energia, 2014. URL <http://www.solar.coppe.ufrj.br/>. Citado na página 3.
- D.-M. Lee. Position estimator employing kalman filter for pm motors driven with binary-type hall sensors. *Journal of Electrical Engineering & Technology*, 11(4):931–938, July 2016. ISSN 2093-7423. Citado na página 1.
- A. Lidozzi, L. Solero, F. Crescimbeni, and A. Di Napoli. Svm pmsm drive with low resolution hall-effect sensors. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 22(1):282–290, Jan 2007. ISSN 0885-8993. doi: 10.1109/TPEL.2006.886603. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 18.
- A. W. Mascarenhas. *Dispositivo Baseado em Acelerômetros Capacitivos para Monitoração de Máquinas Rotativas*. PhD thesis, Universidade Federal de Campina Grande, Dec. 2006. Nenhuma citação no texto.
- T. MathWorks. butter: Butterworth filter design, 2016. URL <https://www.mathworks.com/help/signal/ref/butter.html>. Nenhuma citação no texto.
- M. J. Melfi, S. Evon, and R. McElveen. Permanent magnet motors for power density and energy savings in industrial applications. In *Pulp and Paper Industry Technical Conference, 2008. PPIC 2008. Conference Record of 2008 54th Annual*, Aug 2008. Citado na página 1.
- T. Microsemi Corporation. *Field Oriented Control of Permanent Magnet Synchronous Motors*, 2012. Citado 4 vezes nas páginas 20, 24, 25 e 27.
- S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda. Sinusoidal current drive system of permanent magnet synchronous motor with low resolution position sensor. In *Industry Applications Conference, 1996. Thirty-First IAS Annual Meeting, IAS '96., Conference Record of the 1996 IEEE*, volume 1, pages 9–14, Oct 1996. doi: 10.1109/IAS.1996.556990. Citado 2 vezes nas páginas 1 e 19.
- S. Morimoto, M. Sanada, and Y. Takeda. High-performance current-sensorless drive for pmsm and synrm with only low-resolution position sensor. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 39(3):792–801, May 2003. ISSN 0093-9994. doi: 10.1109/TIA.2003.811782. Citado na página 1.

- S. Morimoto, Y. Asano, T. Kosaka, and Y. Enomoto. Recent technical trends in pmsm. In *Power Electronics Conference (IPEC-Hiroshima 2014 - ECCE-ASIA), 2014 International*, Aug 2014. doi: 10.1109/TIA.2013.2252597. Citado na página 1.
- I. MotEnergy. Me0913 pmac motor, 2011. URL <http://www.motenergy.com/me0913.html>. Citado 2 vezes nas páginas 11 e 12.
- M. Mueller. *Electrical Drives for Direct Drive Renewable Energy Systems, 1st Edition*, volume 1. Mueller & Polinder, 1 edition, Mar. 2013. ISBN 9781845697839. Citado na página 1.
- A. A. Oliveira, A. J. R. B. d. Monteiro, M. L. Aguiar, and D. P. Gonzaga. Brushless ac drive using an axial flux synchronous pm motor with low resolution position sensors. In *Power Electronics Specialists Conference, 2005. PESC '05. IEEE 36th*, Jun 2006. doi: 10.1109/PESC.2005.1581876. Citado na página 8.
- A. V. Oppenheim. Butterworth filters, 2011. Nenhuma citação no texto.
- S. Øvrebø. *Sensorless Control of Permanent Magnet Synchronous Machine*. PhD thesis, Norwegian University of Science and Technology, Dec. 2004. Citado na página 8.
- A. Padalkar. Speed and position control of bldc motor using internal hall sensors and hardware design. In *Information Processing (ICIP), 2015 International Conference on*, Dec 2016. doi: 10.1109/INFOP.2015.7489411. Citado na página 5.
- S.-Z. Park, Y.-K. Kim, C.-H. Song, J.-W. Lee, and H.-S. Mok. Operation method of electric bicycle using change of bldc operation mode and pmsm operation mode. In *Power Electronics and ECCE Asia (ICPE & ECCE), 2011 IEEE 8th International Conference on*, Jul 2011. doi: 10.1109/ICPE.2011.5944733. Citado na página 1.
- T. Parker Hannifin Corporation. *OEM770T OEM 770SD Servo Driver User Guide*, 2000. Citado na página 17.
- G. Scelba, G. De Donato, M. Pulvirenti, F. G. Capponi, and G. Scarcella. Hall-effect sensor fault detection, identification, and compensation in brushless dc drives. *Industry Applications, IEEE Transactions on*, 52(2):1542–1554, Apri 2016. Citado na página 1.
- R. S. Semken, M. Polikarpova, P. Roytta, J. Alexandrova, J. Pyrhonen, J. Nerg, A. Mikola, and J. Backman. Direct-drive permanent magnet generators for high-power wind turbines: benefits and limiting factors. *IET Renewable Power Generation*, 6(1):1–8, Jan 2012. ISSN 1752-1424. doi: 10.1049/iet-rpg.2010.0191. Citado na página 1.
- T. Texas Instruments Incorporated. *TMS320x280x, 2801x, 2804x Enhanced Capture (eCAP) Module Reference Guide*, 2008. Citado na página 30.

- T. Texas Instruments Incorporated. *DRV830x-HC-C2-KIT Hardware Reference Guide*, 2014. Citado na página 26.
- T. Texas Instruments Incorporated. *TMS320F2803x Piccolo™ Microcontrollers*, 2016. Citado na página 26.
- H. Vansompel, F. De Belie, and J. Melkebeek. Improving the rotor position estimation in permanent-magnet synchronous machines with a low-resolution position sensor. In *Electrical Machines (ICEM), 2010 XIX International Conference on*, pages 1–6, Sept 2010. doi: 10.1109/ICELMACH.2010.5608255. Citado na página 1.
- H.-C. Wu, M.-I. Wen, and C.-C. Wong. Speed control of bldc motors using hall effect sensors based on dsp. In *System Science and Engineering (ICSSE), 2016 International Conference on*, Jul 2016. doi: 10.1109/ICSSE.2016.7551633. Nenhuma citação no texto.
- A. Yoo, S.-K. Sul, D. C. Lee, and C. S. Jun. Novel speed and rotor position estimation strategy using a dual observer for low-resolution position sensors. *Power Electronics, IEEE Transactions on*, 24(12):2897–2906, Dec 2009. ISSN 0885-8993. Citado na página 1.
- X. Zhang and W. Zhang. An improved rotor position estimation in pmsm with low-resolution hall-effect sensors. In *Electrical Machines and Systems (ICEMS), 2014 17th International Conference on*, volume 1, pages 2722–2727, Oct 2014. doi: 10.1109/ICEMS.2014.7013961. Citado na página 1.

APÊNDICE A – Algoritmo de modulação PWM

```
1 float min=0;
2 float max=0;
3 float v_N0_max;
4 float v_N0_min;
5 float v_N0;
6
7 int n = 3;
8 int i=0;
9
10 float arr[3];
11
12 arr[0] = x1;
13 arr[1] = x2;
14 arr[2] = x3;
15
16 for (;i<n;i++)
17 {
18     if (i==0){
19         min=arr[i];
20         max=arr[i];
21     }
22     else{
23         if (arr[i]<min) min=arr[i];
24         if (arr[i]>max) max=arr[i];
25     }
26
27 }
28
29 v_N0_max = 1/2 - max;
30 v_N0_min = -1/2 - min;
31
32 v_N0 = v_N0_max*0.5 + (1 - 0.5)*v_N0_min;
33
34 y1 = x1 + v_N0;
35 y2 = x2 + v_N0;
36 y3 = x3 + v_N0;
```

APÊNDICE B – Algoritmo de emulação do *encoder* de posição com sensores de efeito *Hall*

```
1   if (teter ≥ pi/6 && teter<pi/2)
2   {
3       HALL_1 = 1;
4       HALL_2 = 0;
5       HALL_3 = 0;
6   }
7   else if (teter ≥ pi/2 && teter<5*pi/6)
8   {
9       HALL_1 = 1;
10      HALL_2 = 0;
11      HALL_3 = 1;
12  }
13  else if (teter ≥ 5*pi/6 && teter<7*pi/6)
14  {
15      HALL_1 = 0;
16      HALL_2 = 0;
17      HALL_3 = 1;
18  }
19  else (if teter ≥ 7*pi/6 && teter<9*pi/6)
20  {
21      HALL_1 = 0;
22      HALL_2 = 1;
23      HALL_3 = 1;
24  }
25  else if (teter ≥ 9*pi/6 && teter<11*pi/6)
26  {
27      HALL_1 = 0;
28      HALL_2 = 1;
29      HALL_3 = 0;
30  }
31  else if (teter ≥ 11*pi/6 || teter<pi/6)
32  {
33      HALL_1 = 1;
34      HALL_2 = 1;
35      HALL_3 = 0;
```

36 }

APÊNDICE C – Algoritmo de estimação de posição e velocidade a partir de sensores de efeito *Hall*

```

1 HallGpioBitB = GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO40;
2 HallGpioBitA = GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO41;
3 HallGpioBitC = GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO42;
4
5 HallGpio_old = HallGpio;
6 HallGpio = (HallGpioBitA<<2) + (HallGpioBitB<<1) + HallGpioBitC;
7
8 if ((HallGpio != HallGpio_old))
9     {
10         switch(HallGpio)
11         {
12             case 1: //setor 3
13                 sinal = 3-setor;
14                 theta_r_k = PI_2_norm*(sinal+1)/2 - ...
15                     _5PI_6_norm*(sinal - 1)/2;
16                 setor = 3;
17                 break;
18             case 2: //setor 5
19                 sinal = 5-setor;
20                 theta_r_k = _7PI_6_norm*(sinal + 1)/2 - ...
21                     _3PI_2_norm*(sinal - 1)/2;
22                 setor = 5;
23                 break;
24             case 3: //setor 4
25                 sinal = 4-setor;
26                 theta_r_k = _5PI_6_norm*(sinal + 1)/2 - ...
27                     _7PI_6_norm*(sinal - 1)/2;
28                 setor = 4;
29                 break;
30             case 4: //setor 1
31                 if ((1-setor) < -1) sinal = 1;
32                 else sinal = -1;
33                 theta_r_k = _11PI_6_norm*(sinal + 1)/2 - ...
34                     PI_6_norm*(sinal-1)/2;
35                 setor = 1;

```

```
32         break;
33     case 5: //setor 2
34         sinal = 2-setor;
35         theta_r_k = PI_6_norm*(sinal+1)/2 - PI_2_norm*(sinal ...
            - 1)/2;
36         setor = 2;
37         break;
38     case 6: //setor 6
39         if ((6-setor) > 2) sinal = -1;
40         else sinal = 1;
41         theta_r_k = _3PI_2_norm*(sinal + 1)/2.0 - ...
            _11PI_6_norm*(sinal - 1)/2.0;
42         setor = 6;
43         break;
44     default:
45         EnableFlag = 0;
46 }
47     n++;
48     Delta_k1 = n/10000.0;
49     if (n>5) omega_r = sinal*_10000PI_3_norm/n;
50     else omega_r = 0;
51     theta_r = theta_r_k;
52     n = 0;
53 }
54 else
55 {
56     n++;
57     theta_r = theta_r + (omega_r)/10000.0;
58 }
59 if (theta_r < 0) theta_r = theta_r + _2PI_norm;
60 if (theta_r ≥ _2PI_norm) theta_r=theta_r-_2PI_norm;
61
62 if (setor == 6)
63 {
64     if (theta_r ≥ _11PI_6_norm) theta_r = _11PI_6_norm;
65     else if (theta_r < _3PI_2_norm) theta_r = _3PI_2_norm;
66 }
67 else if (setor == 2)
68 {
69     if (theta_r ≥ PI_2_norm) theta_r = PI_2_norm;
70     else if (theta_r < PI_6_norm) theta_r = PI_6_norm;
71 }
72 else if (setor == 3)
73 {
74     if (theta_r ≥ _5PI_6_norm) theta_r = _5PI_6_norm;
75     else if (theta_r < PI_2_norm) theta_r = PI_2_norm;
76 }
```

```
77 else if (setor == 4)
78     {
79         if (theta_r ≥ _7PI_6_norm) theta_r = _7PI_6_norm;
80         else if (theta_r < _5PI_6_norm) theta_r = _5PI_6_norm;
81     }
82 else if (setor == 5)
83     {
84         if (theta_r ≥ _3PI_2_norm) theta_r = _3PI_2_norm;
85         else if (theta_r < _7PI_6_norm) theta_r = _7PI_6_norm;
86     }
87 else if (setor == 1)
88     {
89         if (theta_r < PI_norm && theta_r ≥ PI_6_norm) theta_r = PI_6_norm;
90         else if (theta_r > PI_norm && theta_r < _11PI_6_norm) theta_r ...
           = _11PI_6_norm;
91     }
```

APÊNDICE D – Arquivo PMSM_Settings.h

```
1 // PMSM_Settings.h
2 #ifndef PROJ_SETTINGS_H
3
4 #ifndef TRUE
5 #define FALSE 0
6 #define TRUE 1
7 #endif
8
9 // constantes utilizadas no estimador de posicao e velocidade
10 #define PI_6_norm 0.0833333333333333
11 #define PI_3_norm 0.1666666666666667
12 #define PI_2_norm 0.2500000000000000
13 #define _2PI_3_norm 0.3333333333333333
14 #define _5PI_6_norm 0.4166666666666667
15 #define PI_norm 0.5000000000000000
16 #define _7PI_6_norm 0.5833333333333333
17 #define _4PI_3_norm 0.6666666666666667
18 #define _3PI_2_norm 0.7500000000000000
19 #define _5PI_3_norm 0.8333333333333333
20 #define _11PI_6_norm 0.9166666666666667
21 #define _2PI_norm 1.0
22 #define PI 3.141592653589793
23 #define _2PI 6.283185307179586
24 #define _10000PI_3_norm 1250.0
25
26
27 #define BASE_RAD 157.079632679
28 #define BASE_BAR 48.0
29
30 // Definindo a frequencia do sistema (MHz)
31 #if (DSP2803x_DEVICE_H==1)
32 #define SYSTEM_FREQUENCY 60
33 #elif (DSP280x_DEVICE_H==1)
34 #define SYSTEM_FREQUENCY 100
35 #elif (F2806x_DEVICE_H==1)
36 #define SYSTEM_FREQUENCY 80
37 #endif
38
39 // Definindo o tipo de sistema matematico: 0 para ponto fixo
40 #define MATH_TYPE 0
```

```
41
42 // Definindo a frequencia ISR (kHz)
43 #define ISR_FREQUENCY 7.5
44
45 //freq de corte e const de tempo do filtro de calibracao do offset ...
    de corrente
46 #define WC_CAL 100.0
47 #define TC_CAL 1/WC_CAL
48
49 // Definindo os parametros da maquina PMSM
50 #define RS      0.0054                // resistencia ...
    estatorica (ohm) #define LS      0.00000415                // ...
    indutancia estatorico (H)
51 #define POLES   8                    // Numero de polos
52 #define lambda_f 0.03376186185       // fluxo total
53
54
55 // Definindo os valores de base para o sistema PU
56 #define BASE_VOLTAGE 27.71           // tensao de pico de base (V)
57 #define BASE_CURRENT 18              // corrente de pico de base (A)
58 #define BASE_FREQ   100             // frequencia eletrica de ...
    base (Hz)
59
60 #endif
```

APÊNDICE E – Arquivo PMSM.c

```
1 // arquivo PMSM.c
2
3 #include "PeripheralHeaderIncludes.h"
4 #include "PMSM_Settings.h"
5 #include "IQmathLib.h"
6 #include "PMSM.h"
7 #include <math.h>
8
9 #ifdef DRV8301
10 union DRV8301_STATUS_REG_1 DRV8301_stat_reg1;
11 union DRV8301_STATUS_REG_2 DRV8301_stat_reg2;
12 union DRV8301_CONTROL_REG_1 DRV8301_cntrl_reg1;
13 union DRV8301_CONTROL_REG_2 DRV8301_cntrl_reg2;
14 Uint16 read_drv_status = 0;
15 #endif
16
17 // Prototipos
18 interrupt void MainISR(void);
19 void DeviceInit();
20 void MemCopy();
21 void InitFlash();
22
23 // Prototipos das funcoes da maquina de estados
24 //-----
25 // Estados Alpha
26 void A0(void); //Estado A0
27 void B0(void); //Estado B0
28 void C0(void); //Estado C0
29
30 // Estados do ramo A
31 void A1(void); //Estado A1
32 void A2(void); //Estado A2
33 void A3(void); //Estado A3
34
35 // Estados do ramo B
36 void B1(void); //Estado B1
37 void B2(void); //Estado B2
38 void B3(void); //Estado B3
39
40 // Estados do ramo C
```

```
41 void C1(void); //Estado C1
42 void C2(void); //Estado C2
43 void C3(void); //Estado C3
44
45 // Declaracoes das variaveis
46 void (*Alpha_State_Ptr)(void); // Base States pointer
47 void (*A_Task_Ptr)(void); // State pointer A branch
48 void (*B_Task_Ptr)(void); // State pointer B branch
49 void (*C_Task_Ptr)(void); // State pointer C branch
50
51 // Used for running BackGround in flash, and ISR in RAM
52 extern Uint16 *RamfuncsLoadStart, *RamfuncsLoadEnd, *RamfuncsRunStart;
53
54 int16 VTimer0[4]; // Virtual Timers slaved off CPU Timer 0 ...
    (A events)
55 int16 VTimer1[4]; // Virtual Timers slaved off CPU Timer 1 ...
    (B events)
56 int16 VTimer2[4]; // Virtual Timers slaved off CPU Timer 2 ...
    (C events)
57 int16 SerialCommsTimer;
58
59 // Variaveis globais
60
61 _iq SpeedRef = _IQ(-0.2); // referencia de velocidade (pu)
62 _iq IAfdbk; // varaveis auxiliares para ...
    calculo do offset de corrente
63 _iq IBfdbk;
64
65 _iq cal_offset_A = _IQ15(0.5151);
66 _iq cal_offset_B = _IQ15(0.5085);
67 _iq cal_filt_gain;
68
69 float32 T = 0.001/ISR_FREQUENCY; //Periodo de amostragem (s)
70
71 Uint32 IsrTicker = 0;
72 Uint16 BackTicker = 0;
73 Uint16 lsw=0;
74
75 int16 PwmDacCh1=0;
76 int16 PwmDacCh2=0;
77 int16 PwmDacCh3=0;
78 int16 PwmDacCh4=0;
79
80 int16 DlogCh1 = 0;
81 int16 DlogCh2 = 0;
82 int16 DlogCh3 = 0;
83 int16 DlogCh4 = 0;
```

```
84
85 int16 visualiza = 4;
86 Uint16 contador = 0;
87
88 _iq contador_iq = _IQ(0.0);
89
90
91 int16 contadorcalibrando = 0;
92 int16 calibrando = 1;
93
94
95 // Variaveis do estimador de posicao e velocidade
96 Uint16 HallGpioBitA=0;
97 Uint16 HallGpioBitB=0;
98 Uint16 HallGpioBitC=0;
99 Uint16 HallGpio;
100 Uint16 HallGpio_old;
101 float32 setor, sinal, theta_r, omega_r,n,Delta_k1,theta_r_k;
102 _iq theta_r_iq = _IQ(0.0);
103 _iq omega_r_pu_iq = _IQ(0.0);
104 _iq zeroponto5 = _IQ(0.5);
105 _iq omega_r_pu_iq_new = _IQ(0.0);
106 _iq omega_r_pu_iq_old = _IQ(0.0);
107 _iq omega_r_iq = _IQ(0.0);
108
109 Uint32 temp;
110
111 _iq v_a = _IQ(0.0);
112 _iq v_b = _IQ(0.0);
113 _iq v_c = _IQ(0.0);
114
115 volatile Uint16 EnableFlag = FALSE;
116 Uint16 LockRotorFlag = FALSE;
117 Uint16 RunMotor = FALSE;
118
119 Uint16 SpeedLoopPrescaler = 10; // Escalonador do laco de ...
    velocidade
120 Uint16 SpeedLoopCount = 1; // contador do laco de velocidade
121
122 //Instancia a transformada de CLARKE
123 CLARKE clarkel = CLARKE_DEFAULTS;
124
125 //Instancia a transformada de PARK
126 PARK park1 = PARK_DEFAULTS;
127
128 //Instancia a transformada inversa de PARK
129 IPARK ipark1 = IPARK_DEFAULTS;
```



```
130
131 // Instanciando blocos de controladores PID de corrente d e q
132 PID_GRANDO_CONTROLLER pidl_id = ...
    {PID_TERM_DEFAULTS,PID_PARAM_DEFAULTS,PID_DATA_DEFAULTS};
133 PID_GRANDO_CONTROLLER pidl_iq = ...
    {PID_TERM_DEFAULTS,PID_PARAM_DEFAULTS,PID_DATA_DEFAULTS};
134
135 // Instanciando blocos de controladores PID de velocidade
136 PID_GRANDO_CONTROLLER pidl_spd = ...
    {PID_TERM_DEFAULTS,PID_PARAM_DEFAULTS,PID_DATA_DEFAULTS};
137
138 // Instancia o PWM driver
139 PWMGEN pwm1 = PWMGEN_DEFAULTS;
140
141 // Instancia o PWM DAC driver
142 PWMDAC pwmdac1 = PWMDAC_DEFAULTS;
143
144 // Instancia um modulador vetorial PWM. Esse modulador gera as ...
    referencias a, b e c baseadas nas entradas de referencia d e q de ...
    tensao
145 SVGENDQ svgen_dq1 = SVGENDQ_DEFAULTS;
146
147 // Create an instance of DATALOG Module
148 DLOG_4CH dlog = DLOG_4CH_DEFAULTS;
149
150
151 void main(void)
152 {
153
154     DeviceInit();    // Inicializacao e GPIO    -
155
156     // aguardando pela ativacao EnableFlag
157     while (EnableFlag==FALSE)
158     {
159         BackTicker++;
160     }
161
162     PeripheralHeaderIncludes.h
163     CpuTimer0Regs.PRD.all = mSec1;    // A tasks
164     CpuTimer1Regs.PRD.all = mSec5;    // B tasks
165     CpuTimer2Regs.PRD.all = mSec50; // C tasks
166
167 // Tasks State-machine init
168 Alpha_State_Ptr = &A0;
169 A_Task_Ptr = &A1;
170 B_Task_Ptr = &B1;
171 C_Task_Ptr = &C1;
```

```
172
173 // Initialize PWM module
174     pwm1.PeriodMax = SYSTEM_FREQUENCY*1000000*T/2; // Prescaler X1 ...
           (T1), ISR period = T x 1
175     PWM_INIT_MACRO(pwm1)
176
177 // Initialize PWMDAC module
178     pwmdac1.PeriodMax = 500; // @60Mhz: 1500->20kHz, 1000-> 30kHz, ...
           500->60kHz
179     pwmdac1.PwmDacInPointer0 = &PwmDacCh1;
180     pwmdac1.PwmDacInPointer1 = &PwmDacCh2;
181     pwmdac1.PwmDacInPointer2 = &PwmDacCh3;
182     pwmdac1.PwmDacInPointer3 = &PwmDacCh4;
183
184     PWMDAC_INIT_MACRO(pwmdac1)
185
186 // Initialize DATALOG module
187     dlog.iptr1 = &DlogCh1;
188     dlog.iptr2 = &DlogCh2;
189     dlog.iptr3 = &DlogCh3;
190     dlog.iptr4 = &DlogCh4;
191     dlog.trig_value = 1;
192     dlog.size = 0x00c8;
193     dlog.prescalar = 5;
194     dlog.init(&dlog);
195
196 // Initialize ADC module
197     ADC_MACRO()
198
199 // Definindo os parametros do controlador de corrente Id
200     pid1_id.param.Kp = _IQ(BASE_CURRENT*0.0049875);
201     pid1_id.param.Kr = _IQ(1.0);
202     pid1_id.param.Ki = _IQ(1.29166666/0.0049875*T);
203     pid1_id.param.Kd = _IQ(0/T);
204     pid1_id.param.Km = _IQ(1.0);
205     pid1_id.param.Umax = _IQ(0.5);
206     pid1_id.param.Umin = _IQ(-0.5);
207
208 // Definindo os parametros do controlador de corrente Iq
209     pid1_iq.param.Kp = _IQ(BASE_CURRENT*0.0049875);
210     pid1_iq.param.Kr = _IQ(1.0);
211     pid1_iq.param.Ki = _IQ(1.29166666/0.0049875*T); //_IQ(T/0.0005*0.04);
212     pid1_iq.param.Kd = _IQ(0/T);
213     pid1_iq.param.Km = _IQ(1.0);
214     pid1_iq.param.Umax = _IQ(0.5);
215     pid1_iq.param.Umin = _IQ(-0.5);
216
```

```
217 // Definindo os parametros do controlador de velocidade
218     pid1_spd.param.Kp = ...
                _IQ(0.0855/BASE_CURRENT*BASE_RAD/(POLES/2*0.03376186185));
219     pid1_spd.param.Kr = _IQ(1.0);
220     pid1_spd.param.Ki = ...
                _IQ(0.1125/1000.0/BASE_CURRENT*BASE_RAD/(POLES/2*0.03376186185));
221     pid1_spd.param.Kd = _IQ(0/T);
222     pid1_spd.param.Km = _IQ(1.0);
223     pid1_spd.param.Umax = _IQ(0.5);
224     pid1_spd.param.Umin = _IQ(0.0);
225
226
227 // Inicializando o filtro de calibracao offset de corrente
228     cal_filt_gain = _IQ15(T/(T+TC_CAL));
229
230 // Reassign ISRs.
231
232     EALLOW;
233     PieVectTable.EPWM1_INT = &MainISR;
234     EDIS;
235
236     PieCtrlRegs.PIEIER3.bit.INTx1 = 1;
237
238 // Habilitar CNT_zero interrupcao usando a base de tempo de EPWM1
239     EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTEN = 1;
240     EPwm1Regs.ETSEL.bit.INTSEL = 1;
241     EPwm1Regs.ETPS.bit.INTPRD = 1;
242     EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
243
244 // Habilitar CPU INT3 para EPWM1_INT:
245     IER |= M_INT3;
246
247 // Habilitar interrupcoes globais e eventos de maior prioridade:
248     EINT; // Enable Global interrupt INTM
249     ERTM; // Enable Global realtime interrupt DBGM
250
251
252     // Leitura para definicao do estado inicial do encoder Hall
253
254     HallGpioBitB = GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO40;
255     HallGpioBitA = GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO41;
256     HallGpioBitC = GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO42;
257
258     HallGpio = (HallGpioBitA<<2) + (HallGpioBitB<<1) + HallGpioBitC;
259
260
261     // Definindo a posicao angular estimada inicial
```

```
262     switch(HallGpio) {
263         case 1:
264             setor = 3;
265             theta_r = _2PI_3_norm;
266             break;
267         case 2:
268             setor = 5;
269             theta_r = _4PI_3_norm;
270             break;
271         case 3:
272             setor = 4;
273             theta_r = PI_norm;
274             break;
275         case 4:
276             setor = 1;
277             theta_r = 0;
278             break;
279         case 5:
280             setor = 2;
281             theta_r = PI_3_norm;
282             break;
283         case 6:
284             setor = 6;
285             theta_r = _5PI_3_norm;
286             break;
287         default:
288             EnableFlag = 0;
289     }
290
291 // loop infinito
292     for(;;) //infinite loop
293     {
294         // State machine entry & exit point
295         //=====
296         (*Alpha_State_Ptr)(); // jump to an Alpha state (A0,B0,...)
297         //=====
298
299 } //END MAIN CODE
300
301 // MainISR
302 interrupt void MainISR(void)
303 {
304     IsrTicker++;
305
306     if(RunMotor)
307     {
308
```

```
309 // leitura dos sensores de feito Hall
310     HallGpio_old = HallGpio;
311
312     HallGpioBitB = GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO40;
313     HallGpioBitA = GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO41;
314     HallGpioBitC = GpioDataRegs.GPBDAT.bit.GPIO42;
315
316     HallGpio = (HallGpioBitA<<2) + (HallGpioBitB<<1) + HallGpioBitC;
317
318 // -----
319 // Le corrente sde fase, subtrai o offset e normaliza para ...
// (-0.5,+0.5) to (-1,+1) e conecta os valores de corrente de fase ...
// as entradas do modulo de transformacao de CLARKE
320 // -----
321 #ifdef DSP2803x_DEVICE_H
322     clarke1.As=(_IQ15toIQ((AdcResult.ADCRESULT1<<3)-cal_offset_A)<<1);
323     clarke1.Bs=(_IQ15toIQ((AdcResult.ADCRESULT2<<3)-cal_offset_B)<<1);
324 #endif
325
326
327 // As primeiras 4000 amostras sao destinadas a calibracao do offset
328 if (contadorcalibrando<4000)
329     {
330         contadorcalibrando++;
331         calibrando = 1;
332     }
333 else
334     {
335         calibrando = 0;
336     }
337
338
339 // calibrando...
340 if (calibrando==1)
341     {
342         IAfdbk=clarke1.As;
343         IBfdbk=clarke1.Bs;
344
345         cal_offset_A = _IQ15mpy(cal_filt_gain,_IQtoIQ15(IAfdbk)) ...
            + cal_offset_A;
346         cal_offset_B = _IQ15mpy(cal_filt_gain,_IQtoIQ15(IBfdbk)) ...
            + cal_offset_B;
347
348 // -----
349 // force all PWMs to 0% duty cycle
350 // -----
```

```
351         EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=pwm1.PeriodMax;    // PWM 1A - ...
           PhaseA
352         EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=pwm1.PeriodMax;    // PWM 2A - ...
           PhaseB
353         EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA=pwm1.PeriodMax;    // PWM 3A - ...
           PhaseC
354
355     sinal = 1.0;
356     n = 0.0;
357     }
358
359     else
360     {
361         // Inicio do estimador de posicao e velocidade
362
363         if ((HallGpio != HallGpio_old))
364         {
365             switch(HallGpio) {
366                 case 1: //setor3
367                     sinal = 3-setor;
368                     theta_r_k = PI_2_norm*(sinal+1)/2 - ...
                               _5PI_6_norm*(sinal - 1)/2;
369                     setor = 3;
370                     break;
371                 case 2: //setor 5
372                     sinal = 5-setor;
373                     theta_r_k = _7PI_6_norm*(sinal + 1)/2 - ...
                               _3PI_2_norm*(sinal - 1)/2;
374                     setor = 5;
375                     break;
376                 case 3: //setor 4
377                     sinal = 4-setor;
378                     theta_r_k = _5PI_6_norm*(sinal + 1)/2 - ...
                               _7PI_6_norm*(sinal - 1)/2;
379                     setor = 4;
380                     break;
381                 case 4: //setor 1
382                     if ((1-setor) < -1)
383                     {
384                         sinal = 1;
385                     }
386                     else
387                     {
388                         sinal = -1;
389                     }
390                     theta_r_k = _11PI_6_norm*(sinal + 1)/2 - ...
                               PI_6_norm*(sinal-1)/2;
```

```
391         setor = 1;
392         break;
393     case 5: //setor 2
394         sinal = 2-setor;
395         theta_r_k = PI_6_norm*(sinal+1)/2 - ...
                 PI_2_norm*(sinal - 1)/2;
396         setor = 2;
397         break;
398     case 6: //setor 6
399         if ((6-setor) > 2)
400         {
401             sinal = -1;
402         }
403         else
404         {
405             sinal = 1;
406         }
407         theta_r_k = _3PI_2_norm*(sinal + 1)/2.0 - ...
                 _11PI_6_norm*(sinal - 1)/2.0;
408         setor = 6;
409         break;
410
411     default:
412         EnableFlag = 0;
413     }
414     n++;
415     if (n>5)
416     {
417         omega_r = sinal*_10000PI_3_norm/n;
418     }
419     else
420     {
421         omega_r = 0;
422     }
423     theta_r = theta_r_k;
424     n = 0;
425     }
426 else
427 {
428
429     n++;
430
431     theta_r = theta_r + (omega_r)/7500.0;
432 }
433     if (theta_r < 0)
434     {
435         theta_r = theta_r + _2PI_norm;
```

```
436     }
437
438
439     if (theta_r ≥ _2PI_norm) {
440         theta_r=theta_r-_2PI_norm;
441     }
442
443
444     if (theta_r < 0)
445     {
446         theta_r = theta_r + _2PI_norm;
447     }
448
449
450     if (theta_r ≥ _2PI_norm) {
451         theta_r=theta_r-_2PI_norm;
452     }
453
454     if (setor == 6) {
455         if (theta_r ≥ _11PI_6_norm){
456             theta_r = _11PI_6_norm;
457         }
458         else if (theta_r < _3PI_2_norm){
459             theta_r = _3PI_2_norm;
460         }
461     }
462     else if (setor == 2){
463         if (theta_r ≥ PI_2_norm) {
464             theta_r = PI_2_norm;
465         }
466         else if (theta_r < PI_6_norm){
467             theta_r = PI_6_norm;
468         }
469     }
470     else if (setor == 3){
471         if (theta_r ≥ _5PI_6_norm) {
472             theta_r = _5PI_6_norm;
473         }
474         else if (theta_r < PI_2_norm){
475             theta_r = PI_2_norm;
476         }
477     }
478
479     else if (setor == 4){
480         if (theta_r ≥ _7PI_6_norm){
481             theta_r = _7PI_6_norm;
482         }
483     }
```



```
483         else if (theta_r < _5PI_6_norm){
484             theta_r = _5PI_6_norm;
485         }
486     }
487
488     else if (setor == 5){
489         if (theta_r ≥ _3PI_2_norm){
490             theta_r = _3PI_2_norm;
491         }
492         else if (theta_r < _7PI_6_norm){
493             theta_r = _7PI_6_norm;
494         }
495     }
496
497     else if (setor == 1){
498         if (theta_r < PI_norm){
499             if (theta_r ≥ PI_6_norm){
500                 theta_r = PI_6_norm;
501             }
502         }
503         else if (theta_r > PI_norm){
504             if (theta_r < ...
505                 _11PI_6_norm){
506                 theta_r = _11PI_6_norm;
507             }
508         }
509         omega_r_pu_iq_old = omega_r_pu_iq_new;
510         theta_r_iq = _IQ(theta_r*1.0);
511         omega_r_iq = _IQ(omega_r*1.0); // em rad/s eletricos
512         omega_r_pu_iq_new = _IQ(omega_r*_2PI/4.0/BASE_RAD); // ...
513         em pu
514         omega_r_pu_iq = ...
515         _IQmpy(omega_r_pu_iq_new+omega_r_pu_iq_old, ...
516             zeroponto5); // fazendo a media das ultimas duas ...
517         estimacoes de velocidade
518
519     // Chamando a macro da transformada de Clarke
520     CLARKE_MACRO(clarke1)
521
522     // -----
523     // Conectando entradas do modulo PARK e chamando a macro da ...
524     transformada de Park
525     // -----
526     park1.Alpha = clarke1.Alpha;
527     park1.Beta = clarke1.Beta;
```

```
524 // lsw fecha a malha de controle de corrente e velocidade
525 if(lsw==0) park1.Angle = 0;
526 else if(lsw==1)
527     {
528         park1.Angle = theta_r_iq;
529     }
530
531 park1.Sine = _IQsinPU(park1.Angle);
532 park1.Cosine = _IQcosPU(park1.Angle);
533
534 PARK_MACRO(park1)
535
536 if (SpeedLoopCount==SpeedLoopPrescaler)
537     {
538         pid1_spd.term.Ref = SpeedRef;
539         pid1_spd.term.Fbk = omega_r_pu_iq
540         PID_GR_MACRO(pid1_spd);
541         SpeedLoopCount=1;
542     }
543 else SpeedLoopCount++;
544
545 // -----
546 // Conectando a entrada do controlador de corrente q a saida do ...
547 // controlador de velocidade, se lsw==1
548 // -----
549 if(lsw==0) pid1_iq.term.Ref = _IQ(0.0);
550 else if(lsw==1) pid1_iq.term.Ref = pid1_spd.term.Out;//IqRef
551 pid1_iq.term.Fbk = park1.Qs;
552 PID_GR_MACRO(pid1_iq)
553
554 // -----
555 // Conectando a entrada do controlador de corrente d a saida do ...
556 // controlador de velocidade, se lsw==1
557 // -----
558 if(lsw==0) pid1_id.term.Ref = _IQ(0.0);
559 else pid1_id.term.Ref = 0;
560 pid1_id.term.Fbk = park1.Ds;
561 PID_GR_MACRO(pid1_id)
562
563 // -----
564 // conectando entradas do modulo INV_Park and ce chama a ...
565 // transformada inversa de park
566 // -----
567 ipark1.Ds = pid1_id.term.Out;
568 ipark1.Qs = pid1_iq.term.Out;
569 ipark1.Sine=park1.Sine;
570 ipark1.Cosine=park1.Cosine;
571 IPARK_MACRO(ipark1)
```

```
568
569
570 // -----
571 // Conecta as entradas do modulo SVGEN_DQ e chama a macro de geracao ...
    de sinais vetoriais
572 // -----
573     svgen_dq1.Ualpha = ipark1.Alpha;
574     svgen_dq1.Ubeta = ipark1.Beta;
575     SVGEN_MACRO(svgen_dq1)
576
577 // -----
578 // Conecta as entradas do modulo PWM_DRV e chama a macro de geracao ...
    de sinais PWM
579 // -----
580     pwm1.MfuncC1 = _IQtoQ15(svgen_dq1.Ta);
581     pwm1.MfuncC2 = _IQtoQ15(svgen_dq1.Tb);
582     pwm1.MfuncC3 = _IQtoQ15(svgen_dq1.Tc);
583     PWM_MACRO(pwm1) // Calculate the new PWM compare values
584
585     EPwm1Regs.CMPA.half.CMPA=pwm1.PWM1out; // PWM 1A - Fase A
586     EPwm2Regs.CMPA.half.CMPA=pwm1.PWM2out; // PWM 2A - Fase B
587     EPwm3Regs.CMPA.half.CMPA=pwm1.PWM3out; // PWM 3A - Fase C
588
589 // -----
590 //     Conecta as entradas do modulo PWMDAC
591 // -----
592     PwmDacCh1 = _IQtoQ15(omega_r_pu_iq); // velocidade atual
593     PwmDacCh2 = _IQtoQ15(contador_iq); // Iqref
594     PwmDacCh3 = _IQtoQ15(park1.Qs); // Iq
595     PwmDacCh4 = _IQtoQ15(pid1_iq.term.Out); // Vqref
596
597 // -----
598 //     Conecta as entradas do modulo DATALOG
599 // -----
600
601     if(visualiza==0) // Correntes Ia e Ib
602         {
603             DlogCh1 = _IQtoQ15(clark1.As);
604             DlogCh2 = _IQtoQ15(clark1.Bs);
605         }
606     else if(visualiza==1)
607         { // Tensoes Vdref e Vqref
608             DlogCh1 = _IQtoQ15(ipark1.Ds);
609             DlogCh2 = _IQtoQ15(ipark1.Qs);
610         }
611     else if(visualiza==2)
612         { // referencia PWM
```

```
613
614         DlogCh1 = _IQtoQ15(v_a);
615         DlogCh2 = _IQtoQ15(v_b);
616     }
617
618     else if(visualiza==3)
619         { // Correntes Id e Iq
620             DlogCh1 = _IQtoQ15(park1.Ds);
621             DlogCh2 = _IQtoQ15(park1.Qs);
622         }
623     else if(visualiza==4)
624         { // Correntes Id e Iq
625             DlogCh1 = _IQtoQ15(omega_r_pu_iq);
626             DlogCh2 = _IQtoQ15(theta_r_iq);
627         }
628     else if(visualiza==5)
629         { // Correntes Id e Iq
630             DlogCh1 = _IQtoQ15(u_pos_satura);
631             DlogCh2 = _IQtoQ15(theta_r_iq);
632         }
633     }
634
635     } //end if (RunMotor)
636
637 // -----
638 //     Chama a mcro de atualizacao do PWMDAC
639 // -----
640     PWMDAC_MACRO(pwmdac1)
641
642 // -----
643 //     Chama a macro de atualizacao do DATALOG.
644 // -----
645     dlog.update(&dlog);
646
647
648 #if (DSP2803x_DEVICE_H==1) || (DSP280x_DEVICE_H==1) || (F2806x_DEVICE_H==1)
649 // Enable more interrupts from this timer
650     EPwm1Regs.ETCLR.bit.INT = 1;
651
652 // Acknowledge interrupt to recieve more interrupts from PIE group 3
653     PieCtrlRegs.PIEACK.all = PIEACK_GROUP3;
654 #endif
655 }
```