



Universidade Federal da Paraíba

Centro de Tecnologia

PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA MECÂNICA

- Mestrado - Doutorado

ESTRATÉGIA PARA ESTIMAÇÃO DO CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO DE MOTORES DE INDUÇÃO

Por

Alexander Patrick Chaves de Sena

*Dissertação de Mestrado apresentada à Universidade Federal da
Paraíba para obtenção do grau de Mestre.*

ALEXANDER PATRICK CHAVES DE SENA

**ESTRATÉGIA PARA ESTIMAÇÃO DO
CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO DE MOTORES
DE INDUÇÃO**

Dissertação apresentada ao programa
de Pós-Graduação em Engenharia
Mecânica da Universidade Federal da
Paraíba, em cumprimento às exigências
para obtenção do Grau de Mestre.

Orientador: Professor Isaac Soares de Freitas

ESTRATÉGIA PARA ESTIMAÇÃO DO CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO DE MOTORES DE INDUÇÃO

por

Alexander Patrick Chaves de Sena

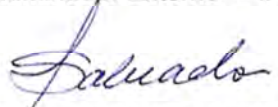
Dissertação aprovada em 13 de maio de 2011

Período letivo 2011.1


Prof. Dr. ISAAC SOARES DE FREITAS
Orientador – UFPB


Prof. Dr. SIMPLÍCIO ARNAUD DA SILVA
Examinador Interno – UFPB


Prof. Dr. ANTONIO SOARES DE OLIVEIRA JÚNIOR
Examinador Externo – IFPB


Prof. Dr. FABIANO SALVADORI
Examinador Externo – UFPB

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a minha avó Lúcia Correia (*in memoriam*) pelo incentivo aos estudos, pelo apoio incondicional a tudo que eu idealizei, e por todas as palavras que me fizeram vencer minhas limitações.

Dedico também a meu avô Manoel Rodrigues, pelo companheirismo, proteção e por me amar como filho.

AGRADECIMENTOS

Agradeço a Deus pela saúde, força e capacitação que me proporcionou neste árduo período de mestrado.

Ao meu orientador professor Isaac Soares de Freitas pela atenção, apoio e amizade.

Aos meus parceiros de laboratório Amanda, Zariff e Nadja pela união, dedicação e disposição em sempre ajudar.

Aos meus colegas de disciplinas Francisco, Carlos, Oldineia e Jadilson pela contribuição e ajuda nos trabalhos quando estive enfermo.

Aos engenheiros Jairo, Átila e Flávio pela montagem da bancada experimental, e aos técnicos Altemir e Pedro pelos ajustes finais.

Aos meus pais Ednaldo Alves e Sirleide Chaves a quem devo minha consciência quanto aos estudos.

À minha irmã e aos demais amigos que não se ausentam nas adversidades.

Ao *Conselho Nacional de Desenvolvimento Científico e Tecnológico* (CNPQ) pelo suporte financeiro.

Finalizo agradecendo mais uma vez a Deus pela oportunidade de ter vivido tudo isso.

ESTRATÉGIA PARA ESTIMAÇÃO DO CONJUGADO ELETROMAGNÉTICO DE MOTORES DE INDUÇÃO

RESUMO

A proposta deste trabalho é o desenvolvimento de uma estratégia para determinação do conjugado eletromagnético de Motores de Indução Trifásicos (MIT) a partir da estimação do fluxo estatórico, que apresenta maior robustez frente a variações paramétricas. O fluxo estatórico é estimado integrando-se o modelo de tensão da máquina, aplicando-se Filtros Passa Altas (FPA) para integração ideal da força contra eletromotriz, ocasionando a compensação dos *offsets* nas medições de tensão, corrente e suas integrais, de forma a permitir implementações práticas das estratégias de controle, predição de falhas e eficiência energética. Resultados simulados e experimentais são apresentados para validação da estratégia proposta, avaliando-se a eficiência da estimação em transitórios de carga e em uma ampla faixa de operação da máquina.

Palavras-chave: motor de indução, estimação de fluxo, estimação de conjugado, filtro passa altas.

STRATEGY FOR THE ESTIMATION OF TORQUE ELECTROMAGNETIC INDUCTION MOTORS

ABSTRACT

The purpose of this work is to develop a strategy for determining the electromagnetic torque of induction motors (MIT) from the stator flux estimation, which presents higher robustness against parametric variations. The stator flux is estimated by integrating the voltage model of the machine, applying Highpass Filters (HFP) for ideal integration of electromotive force against, leading to compensation of offsets in the measurements of voltage, current and its integral, so enable practical implementations of control strategies, failure prediction and energy efficiency. Simulated and experimental results are presented to validate the proposed strategy, evaluating the efficiency of the estimation of transient load and a wide range of machine operation.

Keywords: induction motors, flux estimation, torque estimation, high pass filter.

SUMÁRIO

CAPÍTULO I.....	1
INTRODUÇÃO GERAL	1
1.1 MOTIVAÇÃO E RELEVÂNCIA DO TRABALHO.....	1
1.2 OBJETIVO ESPECÍFICO.....	7
1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO	7
CAPÍTULO II	9
FUNDAMENTOS BÁSICOS DOS MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS.....	9
2.1 INTRODUÇÃO	9
2.2 DESCRIÇÃO GERAL DA MÁQUINA DE INDUÇÃO	9
2.2.1 <i>Características construtivas</i>	10
2.2.2 <i>Princípio de funcionamento</i>	11
2.3 MODELO TRIFÁSICO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO	13
2.3.1 <i>Expressões do fluxo</i>	15
2.3.2 <i>Expressões das tensões</i>	17
2.3.3 <i>Expressão do conjugado eletromagnético</i>	19
2.4 REPRESENTAÇÃO ODQ DA MÁQUINA.....	21
2.4.1 <i>Expressões do fluxo odq</i>	23
2.4.2 <i>Expressões das tensões odq</i>	24
2.4.3 <i>Expressão do conjugado eletromagnético odq</i>	25
2.4.4 <i>Escolha da posição ou referencial para os eixos dq</i>	25
2.5 REPRESENTAÇÃO COMPLEXA OU VETORIAL	13
2.5.1 <i>Expressões do conjugado eletromagnético</i>	29
2.6 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS	30

CAPÍTULO III.....	31
ESTIMAÇÃO DO FLUXO COM COMPENSAÇÃO DE OFFSETS	31
3.1 INTRODUÇÃO	31
3.2 PRINCIPAIS PROBLEMAS PARA INTEGRAÇÃO DO MODELO	31
3.3 COMPENSAÇÃO DE OFFSETS NA INTEGRAÇÃO DO FLUXO.....	38
3.4 ALGORITMO PROPOSTO PARA ESTIMAR O FLUXO ESTATÓRICO	41
3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	50
3.5.1 <i>Resultados simulados com motor operando a 60Hz</i>	50
3.5.2 <i>Resultados simulados com motor operando a 2Hz</i>	54
3.6 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS	58
CAPÍTULO IV	60
RESULTADOS EXPERIMENTAIS.....	60
4.1 INTRODUÇÃO	60
4.2 ORGANIZAÇÃO DO ALGORITMO.....	60
4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM MOTOR OPERANDO A 60HZ.....	65
4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM MOTOR OPERANDO A 2HZ.....	79
4.5 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS	85
CAPÍTULO V	86
CONCLUSÃO.....	86
5.1 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS.....	86
5.2 PROPOSTA PARA TRABALHOS FUTUROS	87
REFERÊNCIAS.....	88
APÊNDICE A – MONTAGEM EXPERIMENTAL	94

LISTA DE FIGURAS

Figura 2.1 - Visão geral do motor de indução trifásico do tipo gaiola (adaptada de WEG, 2010)	11
Figura 2.2 - Campo magnético girante resultante.....	12
Figura 2.3 - Máquina simétrica trifásica (a) e convenções utilizadas para as grandezas da máquina em uma bobina (b).....	14
Figura 2.4 - Diagrama do balanço de energia.....	19
Figura 2.5 - Representação esquemática da transformação trifásica <i>odq</i>	22
Figura 2.6 - Diagrama vetorial instantâneo da máquina	27
Figura 3.1 - Representação espacial dos efeitos de fluxos de offset para duas posições espaciais diferentes do vetor fluxo de estator (adaptada de GOUVÊA, 2005)	33
Figura 3.2 - (a) Sinal de entrada do integrador e (b) <i>Offset</i> devido às condições iniciais ...	34
Figura 3.3 - (a) sinal de entrada do integrador e (b) sinal de saída do integrador com o problema de <i>drift</i>	36
Figura 3.4 - (a) Sinal de entrada do integrador e (b) resultado sem erros.....	37
Figura 3.5 - Algoritmo de integração com compensação usando integrador puro e FPA ...	41
Figura 3.6 - Simulação do algoritmo em MATLAB/SIMULINK™	43
Figura 3.7 - Comparação entre integrador puro e a saída com eliminação de <i>drift</i> no eixo <i>d</i>	45
Figura 3.8 - Comparação entre integrador puro e a saída com eliminação de <i>drift</i> no eixo <i>q</i>	45
Figura 3.9 - Comparação entre a saída do primeiro FPA e do segundo FPA no eixo <i>d</i>	46
Figura 3.10 - Comparação entre a saída do primeiro FPA e do segundo FPA no eixo <i>q</i>	46
Figura 3.11 - Bloco de compensação de magnitude e fase implementado	48
Figura 3.12 - Comparação entre a saída do segundo FPA e a saída do compensador de fase e magnitude no eixo <i>d</i>	48

Figura 3.13 - Comparação entre a saída do segundo FPA e a saída do compensador de fase e magnitude no eixo q .	49
Figura 3.14 - Parcelas do fluxo estimado nos eixos d e q .	49
Figura 3.15 – Fluxos estatóricos d e q com alimentação senoidal (60Hz).	51
Figura 3.16 – Diferença entre fluxos reais e estimados com alimentação senoidal (60Hz)	51
Figura 3.17 – Conjugado real e estimado simulados com alimentação senoidal (60Hz)	52
Figura 3.18 – Diferença entre o conjugado real e estimado simulados com alimentação senoidal (60Hz).	52
Figura 3.19 – Fluxos estatóricos d e q com alimentação PWM (60Hz)	53
Figura 3.20 – Diferença entre fluxos reais e estimados com alimentação PWM (60Hz)	53
Figura 3.21 – Conjugado real e estimado simulados com alimentação PWM (60Hz).	54
Figura 3.22 – Diferença entre o conjugado real e estimado simulados com alimentação PWM (60Hz)	54
Figura 3.23 – Fluxos estatóricos d e q com alimentação senoidal (2Hz).	55
Figura 3.24 – Diferença entre fluxos reais e estimados com alimentação senoidal (2Hz)	55
Figura 3.25 – Conjugado real e estimado simulados com alimentação senoidal (2Hz)	56
Figura 3.26 – Diferença entre o conjugado real e estimado simulados com alimentação senoidal (2Hz).	56
Figura 3.27 – Fluxos estatóricos d e q com alimentação PWM (2Hz)	57
Figura 3.28 – Diferença entre fluxos reais e estimados com alimentação PWM (2Hz)	57
Figura 3.29 – Conjugado real e estimado simulados com alimentação PWM (2Hz)	58
Figura 3.30 – Diferença entre o conjugado real e estimado simulados com alimentação PWM (2Hz)	58
Figura 4.1 - Estrutura do algoritmo implementado.	61
Figura 4.2 - Fluxograma de cálculo do conjugado medido.	63
Figura 4.3 - Fluxograma detalhado da unidade de processamento de fluxo	65
Figura 4.4 - Variáveis do eixo d com motor em vazio e alimentação senoidal (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	67
Figura 4.5 - Variáveis do eixo q com motor em vazio e alimentação senoidal (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	68
Figura 4.6 - Motor em vazio e alimentação senoidal (60Hz): a) Fluxos, b) Conjugados	69
Figura 4.7 - Motor em vazio e alimentação senoidal (60Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados	69

Figura 4.8 - Variáveis do eixo d com motor em carga nominal e alimentação senoidal (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	70
Figura 4.9 - Variáveis do eixo q com motor em carga nominal e alimentação senoidal (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	71
Figura 4.10 - Motor com carga e alimentação senoidal (60Hz): a) Fluxos, b) Conjugados	72
Figura 4.11 - Motor com carga e alimentação senoidal (60Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados	72
Figura 4.12 - Variáveis do eixo d com motor em vazio e alimentação PWM (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	73
Figura 4.13 - Variáveis do eixo q com motor em vazio e alimentação PWM (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	74
Figura 4.14 - Motor em vazio e alimentação PWM (60Hz): a) Fluxos, b) Conjugados	75
Figura 4.15 - Motor em vazio e alimentação PWM (60Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados	75
Figura 4.16 - Variáveis do eixo d com motor em carga nominal e alimentação PWM (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	76
Figura 4.17 - Variáveis do eixo q com motor em carga nominal e alimentação PWM (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	77
Figura 4.18 - Motor com carga e alimentação PWM (60Hz): a) Fluxos, b) Conjugados	78
Figura 4.19 - Motor com carga e alimentação PWM (60Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados	78
Figura 4.20 - Variáveis do eixo d com motor em vazio e alimentação PWM (2Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	79
Figura 4.21 - Variáveis do eixo q com motor em vazio e alimentação PWM (2Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	80
Figura 4.22 - Motor em vazio e alimentação PWM (2Hz): a) Fluxos, b) Conjugados	81
Figura 4.23 - Motor em vazio e alimentação PWM (2Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados	81
Figura 4.24 - Variáveis do eixo d com motor em carga e alimentação PWM (2Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	82

Figura 4.25 - Variáveis do eixo q com motor em carga e alimentação PWM (2Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo	83
Figura 4.26 - Motor com carga e alimentação PWM (2Hz): a) Fluxos, b) Conjugados.....	84
Figura 4.27 - Motor com carga e alimentação PWM (2Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados	84

LISTA DE SÍMBOLOS E ABREVIATURAS

FPA – Filtro Passa altas

FPB – Filtro Passa Baixas

MIT – Motor de Indução Trifásico

DSP – Digital Signal Processor

F - coeficiente de atrito viscoso (N.m.s)

C_e - conjugado eletromagnético (N.m)

C_{mec} - conjugado resistente ou de carga (N.m)

J - momento de inércia do conjunto (kg.m²)

R_s - resistência estatórica (Ω)

R_r - resistência rotórica (Ω)

l_s - indutância cíclica estatórica (H)

l_r - indutância cíclica rotórica (H)

l_m - indutância cíclica mútua (H)

P - número de pares de pólos

ω_g - frequência de rotação do referencial arbitrário (rad/s)

ω_r - frequência de rotação do rotor (rad/s)

ω_v - frequência de rotação do vetor tensão estatórica (rad/s)

ω_i - frequência de rotação do vetor corrente estatórica (rad/s)

ω_a - frequência de rotação do vetor fluxo estatórico (rad/s)

ω_b - frequência de rotação do vetor fluxo rotórico (rad/s)

δ_g - posição angular do referencial arbitrário

δ_r - posição angular do eixo magnético do rotor

δ_v - posição angular do vetor tensão estatórica

δ_i - posição angular do vetor corrente estatórica
 δ_a - posição angular do vetor fluxo estatórico
 δ_b - posição angular do vetor fluxo rotórico
 $\mathbf{v}_s^g$ - vetor tensão estatórica com referencial genérico
 $\mathbf{v}_r^g$ - vetor tensão estatórica com referencial genérico
 $\mathbf{i}_s^g$ - vetor corrente estatórica com referencial genérico
 $\mathbf{i}_r^g$ - vetor corrente rotórica com referencial genérico
 λ_s^g - vetor fluxo estatórico com referencial genérico
 λ_r^g - vetor fluxo rotórico com referencial genérico
 $\hat{\lambda}_s^s$ - vetor fluxo estatórico estimado
 λ_s - módulo do fluxo estatórico (Wb)
 λ_r - módulo do fluxo rotórico (Wb)
 λ_s - módulo da corrente estatórica (Wb)
 λ_r - módulo da corrente rotórica (Wb)
 σ - coeficiente de dispersão da máquina
 i_{rm}^g - corrente de magnetização rotórica (A)
 α - ângulo de fase inicial
 A_m - amplitude máxima do sinal
 ω - frequência de rotação (rad/s)
 ε - sinal contínuo (*offset*) (V)
 $\bar{\mathbf{u}}_s^s$ - vetor força contra eletromotriz com *offset* (V)
 $\mathbf{u}_s^s$ - vetor força contra eletromotriz (V)
 ω_c - frequência de corte (rad/s)
 η - massa para cálculo do conjugado de carga (kg)
 V_{cm} - tensão gerada pela célula de carga (V)
 ρ - coeficiente angular da reta
 γ - coeficiente linear
 M_o - momento linear (N.m)

r - distância do eixo do freio ao ponto de aplicação da carga (m)

F - força produzida pelo braço de alavanca na célula de carga (N)

Ψ - função incremento

h - comprimento do passo adotado para a integração

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO GERAL

Com o objetivo de se determinar o conjugado eletromagnético a partir da estimação do fluxo estatórico, este capítulo apresenta uma revisão bibliográfica sobre a ampla aplicabilidade destas variáveis em diversos estudos que buscam inovações no acionamento e na análise do comportamento dinâmico do motor de indução.

1.1 MOTIVAÇÃO E RELEVÂNCIA DO TRABALHO

Constantemente a comunidade científica é impulsionada a buscar soluções plausíveis com argumentos técnicos e financeiros, para a obtenção de sistemas robustos com reduzida necessidade de manutenção e de alto desempenho, incorporando os interesses industriais de produtividade, qualidade e eficiência energética.

Devido a sua relativa simplicidade de construção, manutenção, e de sua capacidade de operar com uma grande diversidade de cargas em condições adversas, o Motor de Indução Trifásico (MIT) com rotor em gaiola de esquilo está amplamente difundido em vários ramos da indústria, acionando sistemas que podem requerer o controle da velocidade de rotação, posição e conjugado. Entretanto, o forte acoplamento, as características não-lineares e as estruturas multivariáveis, limitaram por um grande período de tempo, o acionamento destes motores em certas aplicações. A crescente utilização das máquinas de indução em acionamento de alto desempenho em detrimento das máquinas de corrente contínua foi observada após o surgimento de diferentes estratégias de controle. No entanto, somente com o avanço da tecnologia dos semicondutores é que puderam ser projetados conversores estáticos de frequência que associados e acionados por

microprocessadores de alto desempenho, possibilitaram a composição de sistemas de acionamento viáveis com motores de indução.

Atualmente, o estágio de desenvolvimento da tecnologia de acionamento dos motores de indução está consolidado, se tornando um desafio atual a proposição de soluções que possam reduzir o custo final do conjunto motor-conversor. Nesse sentido, é observada uma forte tendência na investigação de várias propostas de controle que reduzem o número de sensores eletromecânicos por meio do desenvolvimento de diversas técnicas para estimação de variáveis e parâmetros. Estas metodologias comumente chamadas *sensorless*, cuja tradução literal é “sem sensor”, baseiam-se em medidas primárias de variáveis como tensão e corrente de enrolamento do estator, as quais são mais simples para medição e de menor custo associado. Entende-se que a expressão “sem sensor” se refere à ausência do sensor da variável de interesse e não da ausência total de outros sensores, conforme GOEDTEL (2007).

O fluxo eletromagnético pode ser obtido por meio da medição direta com uso de sensores instalados no interior da máquina ou pela estimação por meio da medição das grandezas terminais. Apesar da existência de bobinas exploratórias (*search coils*), enrolamentos de estator com derivação (*tap*), entre outras técnicas que podem medir diretamente fluxo eletromagnético, a dedicação dos pesquisadores está direcionada ao desenvolvimento de estratégias baseadas em técnicas modernas de controle para estimar o fluxo, visto que torna o sistema mais robusto e com menor custo. O uso de sensores instalados no interior da máquina impossibilita o emprego de um motor com padrões de fabricação, eleva o custo do acionamento e reduz a robustez mecânica do sistema, existindo também problemas quanto à possibilidade física da instalação de alguns sensores em máquinas que estão em operação, limitações quanto às intempéries do ambiente, manutenção e imunidade a ruídos.

As principais metodologias empregadas para estimação de fluxo se originam em estimadores de malha aberta com o monitoramento de corrente e tensão do estator (TAVARES, 2007; GOUVÊA, 2005; LINS, 2001), observadores de estados (FERREIRA, 2004; VALDENEBRO, 2001; GASTALDINI, 2008; ROMERO, 1997) e sistemas de referência com adaptativos e estimadores baseados em sistemas inteligentes (SANTOS, 2008; QUEIROZ, 2008; OLIVEIRA, 2004).

Os estimadores e observadores de fluxo utilizam tensões, correntes e/ou velocidade de rotação da máquina. No caso dos estimadores em malha aberta, o vetor fluxo

é obtido a partir das equações da máquina, não havendo mecanismos para a correção de erro de predição, se tornando sensíveis a variações paramétricas (ROCHA, 1999). SEVERINO (2005) descreve que existem basicamente dois modelos muito utilizados na estimação de fluxo; o modelo de tensão e o modelo de corrente. O modelo de corrente é mais utilizado para baixas frequências e necessita da medição da velocidade de rotação e da resistência do rotórica, a qual é comumente estimada paralelamente ao estimador de fluxo. O modelo de tensão é mais indicado quando o motor de indução trabalha em altas frequências e utiliza as tensões e correntes terminais da máquina, sendo que o único parâmetro do motor a ser utilizado é a resistência do estator.

Os observadores (estimadores em malha fechada) de fluxo segundo GOUVÊA (2005), utilizam informações de entrada e saída do sistema de forma a corrigirem os parâmetros observados, visando minimizar o erro de predição. Contudo a obtenção de uma lei de realimentação adequada para o observador de fluxo, além de uma boa alocação de pólos, implica em observadores sensíveis a variações paramétricas, ruídos e problemas em baixas velocidades, conforme mencionado em LANDIM et. al. (2000). No sentido de solucionar as limitações dos estimadores e observadores, surgiram os estudos relacionados aos estimadores baseados em sistemas inteligentes. Entretanto, não existe consenso a respeito de uma técnica *sensorless* que atenda satisfatoriamente a dinâmica operacional da máquina quanto ao funcionamento em regime permanente ou transitório, quanto as variações e a forma de sinal da alimentação, quanto as variações paramétricas e de carga, ou mesmo concordância quanto ao esforço computacional e nível de dificuldade para concepção do algoritmo de estimação. Conforme GOEDTEL (2007) a confirmação desta declaração está na busca incessante de métodos para estimação da velocidade de rotação, fluxo, resistências, conjugados, entre outros, ao longo de mais de duas décadas de pesquisa, registrados e divulgados em importantes periódicos de circulação nacional e internacional.

No controle vetorial, a corrente de estator é decomposta em duas componentes, uma responsável pelo estabelecimento do fluxo (componente de campo) e outra diretamente ligada ao conjugado eletromagnético (componente de conjugado), podendo ser utilizado para orientação de campo qualquer um dos vetores de fluxo magnético (fluxo de estator, de rotor ou de entreferro), apresentando para cada escolha, características próprias em relação ao desacoplamento, sensibilidade as variações paramétricas e aos métodos de medição de corrente e tensão de estator, como mencionado por SILVA (1994). A

orientação, segundo o fluxo rotórico, tem como principal vantagem o natural desacoplamento entre fluxo e conjugado eletromagnético para a alimentação em corrente, contudo possui uma grande dependência da constante de tempo do rotor, que pode apresentar significativas variações com a temperatura. Em contrapartida, a orientação pelo fluxo estatórico tem como principal vantagem a maior robustez as variações paramétricas, já que o único parâmetro que afeta este método é a resistência de estator, que não apresenta grandes variações como observadas em outros parâmetros, principalmente quando comparado à resistência de rotor (GOUVÊA, 2005).

Especificamente, em relação ao fluxo do estator, segundo GOUVÊA (2005) dentre as técnicas *sensorless* discutidas, a que teoricamente proporciona uma maior facilidade para sua obtenção, é o estimador que utiliza o modelo de tensão da máquina, pois, para a sua implementação faz-se necessário apenas o conhecimento das correntes e tensões do estator, normalmente disponíveis nos inversores de frequência e o conhecimento da resistência de estator, que pode ser facilmente obtida. Porém, alguns problemas de natureza prática, referentes ao método numérico de integração, frequência de amostragem, modulação em amplitude e/ou frequência das tensões e correntes de estator, erros de estimação da resistência estatórica e erros de medição das tensões e correntes (ROCHA, 1999; HOLTZ e QUAN, 2003) podem prejudicar a eficiência do método tornando-se necessário o estudo de técnicas para compensar o desvio entre o fluxo estimado e o fluxo real.

Os maiores problemas relacionados aos métodos que utilizam um integrador puro, no processo de estimação de fluxo, são chamados de *drift* e *offset*. O *drift* é ocasionado pela presença de um nível de corrente contínua contido no sinal a ser integrado, podendo levar o integrador à saturação. O *offset* pode aparecer no sinal de saída do integrador dependendo das condições iniciais do sinal de entrada (HU e WU, 1998).

Existem diferentes estratégias propostas na literatura para solucionar os problemas de integração. Alguns autores propõem a utilização de Filtro Passa Baixas (FPB), com frequência de corte suficientemente baixa para que o filtro opere na região de integração (HU e WU, 1998; SHIN et. al., 2000). A utilização de Filtro Passa Altas (FPA) para retirar do sinal integrado possíveis *offsets* no fluxo estimado, também é proposta por alguns pesquisadores (ZERBO et. al., 2005; MIHALACHE, 2005). SEYOUM et. al., (2003) e HOLTZ e QUAN (2003), utilizaram integrador puro somado a estratégias para corrigir ou evitar os problemas de *offset* e/ou *drift*.

A partir dos trabalhos com estimação aplicada ao controle surgiram propostas para utilização do conjugado em diversos estudos que buscam melhorias quanto à eficiência energética, previsão de falhas internas ao motor ou falhas no mecanismo acoplado. Neste contexto, HSU e SCOGGINS (1995) foram os primeiros a sugerirem a determinação do conjugado eletromagnético para o cálculo da eficiência de motores em plena operação e com variação de carga. Devido a sua característica não-invasiva e boa exatidão, este método tem sido estudado até os dias atuais e discutido na área acadêmica para determinação da eficiência ou perdas em máquinas de indução. LU et. al. (2006) publicaram outro trabalho nesta linha, onde o valor do conjugado eletromagnético é estimado a partir da integração do fluxo, e utilizado como termo de uma equação de rendimento, a qual também utiliza as perdas do motor e velocidade de rotação. Implementação semelhante é encontrada na pesquisa de CASTRILLON e QUISPE (2008).

O diagnóstico de falhas existente nas máquinas de indução é uma aplicação muito importante a ser considerada. Defeitos nas barras do rotor e/ou no anel de curto-circuito conduzem a uma condição assimétrica de operação, causando correntes desbalanceadas no rotor, distorções das correntes de estator, conjugado pulsante, aumento das perdas e redução do conjugado médio, além de excessivo aquecimento. Em WIESER et. al. (1999), CUNHA (2006) e KRAL et. al. (2008) é abordado o método Viena (Vienna Monitoring Method), que utiliza dois modelos, um de tensão e outro de corrente, para a estimação do conjugado eletromagnético do motor, onde a diferença entre estes conjugados (seus resíduos) é a referência para o diagnóstico da falha estrutural do rotor.

A estimação do conjugado eletromagnético também é utilizada para o desenvolvimento de sistemas de diagnóstico de falhas no mecanismo acoplado ao motor de indução. LEAL (2006) almejando diagnosticar travamentos nos mancais, quebra de acoplamento e sobrecarga no motor por empeno de rolo do sistema de peneira de rolos da Companhia Vale do Rio Doce, estimou o conjugado eletromagnético a partir da integração do fluxo aplicando filtro passa baixas. LIMA FILHO (2009) realizou estudos teóricos e experimentais para determinação dos esforços aplicados nas unidades de bombeio mecânico utilizadas na extração de petróleo, a fim de se evitar danos à dispendiosa caixa de redução que corresponde a cerca de 50% do valor total de uma unidade de bombeio. A solução proposta, devido à impossibilidade física da instalação de sensores, foi à estimação do esforço causado no eixo desta engrenagem redutora, a partir da estimação do conjugado

eletromagnético do motor, avaliando-se todas as perdas no motor e ao longo do mecanismo até o ponto de interesse.

Outra motivação para se estimar o conjugado eletromagnético está nas técnicas indiretas para obtenção do conjugado de carga. Segundo GOEDTEL (2003) a estimativa de conjugado de carga de motores de indução tem três objetivos principais. O primeiro, e mais importante, é prover informações a respeito da carga contribuindo para o correto dimensionamento do motor em determinada aplicação. O segundo objetivo é prover dados relativos ao comportamento da carga no eixo de forma a determinar a eficiência e desempenho da conversão de energia. Em terceiro lugar, a estimação do conjugado aplicada nos eixos dos motores de indução é de fundamental importância para o desenvolvimento de técnicas eficientes de controle do motor de indução no regime transitório e permanente. No trabalho de GOEDTEL (2003) foi proposto um estimador de conjugado de carga para motores de indução trifásicos, onde foram utilizadas as medidas de tensão, corrente e velocidade de rotação. Embora no controle vetorial, em especial no método direto, exista uma ênfase na estimação do fluxo que será utilizado na concepção do controlador, uma aplicação direta do conjugado de carga obtido a partir da estimação do conjugado eletromagnético é observada na proposta de GASTALDINI (2008), a qual empregou o controle vetorial indireto realimentado linearizado (FLC - *Feedback Linearization Control*). O sistema de controle é composto por três controladores: controlador de fluxo, controlador de velocidade e controlador de correntes. A união destes três controladores possibilita a retroalimentação do conjugado de carga estimado por filtro de Kalman para sua compensação. Entre suas principais características estão: o rastreamento do erro de velocidade e, robustez a variações de torque.

Visto a ampla aplicabilidade em diversos estudos que buscam inovações no controle da máquina, eficiência energética, avaliação do conjugado de carga e predição de falhas no motor e no mecanismo acoplado, a motivação e relevância desta dissertação está em apresentar a implementação de um método de estimação do conjugado eletromagnético que proporcione simplicidade na concepção e considerável robustez quanto às variações paramétricas.

1.2 OBJETIVO ESPECÍFICO

Este trabalho tem como objetivo específico propor uma estratégia para o cálculo em tempo real, do conjugado eletromagnético do motor de indução, a partir da estimação do fluxo estatórico, vista à grande aplicabilidade destas variáveis em diversas soluções para análise e controle destes motores.

A simplicidade na concepção, aliada à robustez as variações paramétricas, justifica a escolha da estimação do fluxo estatórico através do modelo de tensão. As limitações a serem investigadas a respeito deste método, estão relacionadas a problemas gerados na integração da força contra eletromotriz, fazendo-se necessário a proposição de uma estratégia para eliminação ou minimização do desvio entre o fluxo estimado e o fluxo real.

A grande motivação para estimação de fluxo e conjugado, está fundamentada na eliminação da medição direta destas variáveis através de sensores, buscando-se diminuir os custos de implementação das técnicas de controle, predição de falhas e eficiência energética.

Objetiva-se ainda descrever detalhadamente o algoritmo estimador empregado, bem como a simulação digital e a implementação experimental utilizando a plataforma DSP TMS320F28335 (*Digital Signal Processor*) da Texas Instruments™.

1.3 ORGANIZAÇÃO DO TRABALHO

Na sequência, este trabalho está organizado como segue:

No capítulo 2 são apresentados os aspectos construtivos, os princípios de funcionamento e a modelagem matemática do motor de indução utilizada para simulações necessárias ao processo de aquisição de dados. É realizada uma breve descrição da modelagem do motor, abordando sua estrutura elétrica, mecânica, apresentando-se diversas equações para o conjugado eletromagnético.

No Capítulo 3 é apresentado um estudo dos principais problemas relacionados à estimação do fluxo estatórico por meio da integração da força contra eletromotriz, com medição das correntes e tensões terminais da máquina. Uma revisão bibliográfica a respeito dos métodos de compensação dos erros previstos é apresentada, e a partir destes

estudos, uma metodologia de eliminação dos problemas é proposta. O capítulo é finalizado apresentando os resultados de simulação.

No Capítulo 4 é apresentada a descrição e a implementação digital da metodologia de compensação proposta, detalhando o algoritmo para estimação do fluxo estatórico e do conjugado eletromagnético da máquina. Por fim, são descritos os resultados experimentais, apresentando as curvas de fluxo, tensão, corrente e o conjugado estimado em comparação com o medido, para condições em vazio e com carga para alta e baixa velocidade de rotação.

No Capítulo 5 são apresentadas as conclusões finais obtidas com o estudo e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO II

FUNDAMENTOS BÁSICOS DOS MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

2.1 INTRODUÇÃO

O Motor de Indução Trifásico (MIT) com rotor em gaiola é a máquina elétrica mais comercializada e instalada no setor industrial, pois suas características de baixo custo de aquisição, manutenção, e sua robustez de operação quando comparada a outros tipos de máquinas, tem traduzido as necessidades dos processos produtivos.

Neste capítulo é feita uma explanação a respeito do funcionamento destes motores, abordando os princípios físicos que norteiam seu funcionamento, bem como o modelamento matemático que é à base para a estratégia de estimação do conjugado eletromagnético.

2.2 DESCRIÇÃO GERAL DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

Segundo MAMEDE (1997) os motores elétricos se classificam em acionados por corrente contínua ou por corrente alternada. As máquinas acionadas por corrente alternada se subdividem em monofásicas, trifásicas e lineares. Especificamente, os Motores de Indução Trifásicos (MIT) ou Assíncronos, são largamente utilizados em aplicações industriais, comerciais e domésticas, e seu emprego tende a aumentar de maneira acentuada, paralelamente ao desenvolvimento de novos dispositivos conversores de frequência que permitem substituir as máquinas de corrente contínua em sistemas onde é necessário o controle de velocidade e/ou posição.

O motor assíncrono opera sofrendo pequenas variações da velocidade de rotação a partir da carga mecânica acoplada ao eixo, e é adequado a quase todos os tipos de cargas encontradas na prática. As características de desempenho e comportamento operacional do motor de indução, sob determinadas condições, são definidas por um conjunto de grandezas eletromecânicas e térmicas, apresentando valores definidos de rendimento, fator de potência, corrente absorvida, conjugado desenvolvido, perdas e elevações de temperatura em função da potência exigida pela carga em um dado instante, e das condições do sistema elétrico de alimentação.

2.2.1 Características construtivas

O motor de indução trifásico é constituído por uma estrutura fixa denominada estator e outra móvel, centrada no interior do estator e com diâmetro ligeiramente inferior, denominada rotor. O rotor é a estrutura acoplada ao eixo que disponibiliza energia motriz à carga, e gira dentro do estator separado por um pequeno entreferro. O entreferro (*air gap*) realiza a interface entre a parte eletromagnética e mecânica da máquina, e embora inevitável, é indesejado, uma vez que obriga a criação de um campo magnético mais intenso, para se induzir a mesma potência no rotor, ou seja, durante o processo de conversão de energia nem toda energia elétrica entregue ao motor é convertida em energia mecânica.

As perdas em um motor de indução são basicamente: perdas no cobre do estator; perdas no cobre do rotor; perdas no núcleo; perdas mecânicas e perdas adicionais. Estas perdas têm naturezas diversas e praticamente toda a energia de perdas é convertida em calor. Todas estas perdas variam de acordo com as condições operacionais do motor. No caso que o motor está operando fora de suas condições nominais, a distribuição das perdas varia significativamente (SANTOS, 2008). O torque no entreferro só não considera as perdas que ocorrem depois do processo de conversão eletromecânica, que se tratam das perdas por atrito e ventilação, ou perdas mecânicas as quais dependem da velocidade de rotação, e as perdas adicionais do rotor.

O estator é composto de três conjuntos de espiras, um para cada fase deslocados 120° no espaço, pelos quais circulam correntes também defasadas de 120° no tempo. No rotor tem-se também um enrolamento trifásico constituído por bobinas colocadas a 120° umas das outras (máquina de rotor bobinado) ou um enrolamento constituído de barras ao

longo das ranhuras e curto-circuitadas nos extremos (máquina de rotor em gaiola). O enrolamento trifásico em gaiola é descrito da mesma maneira que num enrolamento trifásico de bobinas curto-circuitadas. Na Fig. (2.1) são apresentados de forma mais detalhada, os diversos elementos que constituem o motor de indução trifásico com rotor tipo gaiola de esquilo.

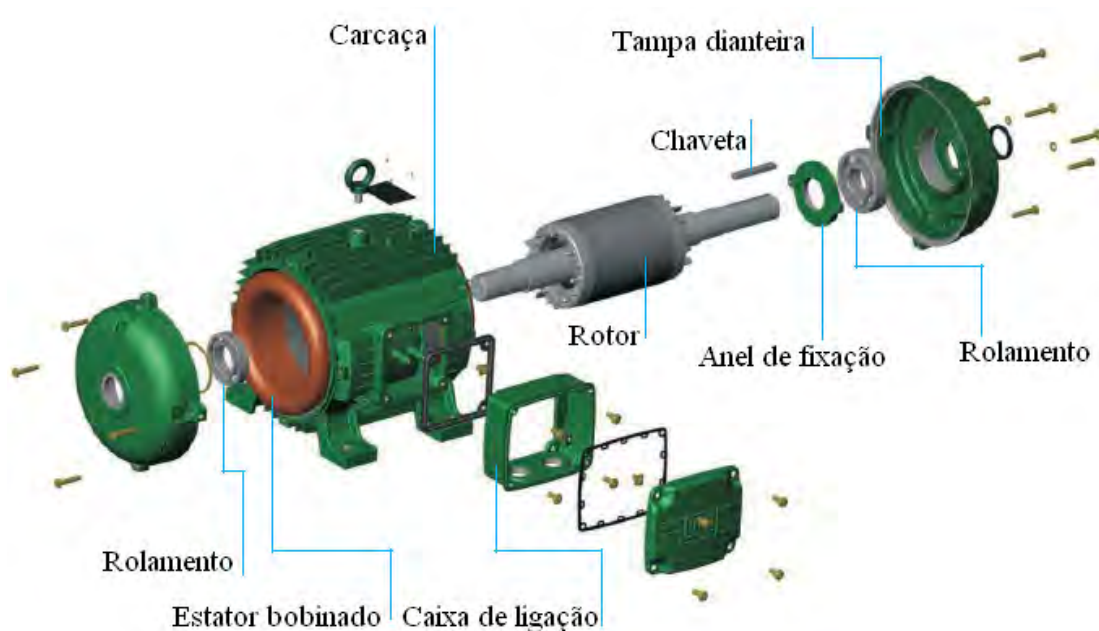


Figura 2.1 - Visão geral do motor de indução trifásico do tipo gaiola (adaptada de WEG, 2010).

2.2.2 Princípio de funcionamento

O campo girante é o campo magnético cujos pólos com enrolamento estático, mudam de posição girando, na periferia de uma máquina, podendo ser produzido por qualquer grupo polifásico de enrolamentos deslocados no espaço da armadura, desde que as correntes que venham a circular através dos enrolamentos também estejam defasadas no tempo.

Na máquina trifásica, quando cada enrolamento é percorrido por sua respectiva corrente alternada, cria-se ao redor de cada um destes, um campo magnético alternado (pulsante) de orientação fixa, cuja intensidade varia proporcionalmente com a intensidade da corrente que o percorre. Quando os três campos pulsantes, são somados vetorialmente,

origina-se um único campo magnético que está em sincronismo com a frequência da rede elétrica de alimentação. Este campo magnético se forma a cada instante, devido à combinação de cada um dos campos magnéticos criados por cada enrolamento monofásico, e é girante com intensidade constante, pois a orientação norte-sul do conjunto gira continuamente.

Idealizadamente o campo magnético do estator tem direção radial, e as superfícies entre o estator e rotor são consideradas geralmente lisas. A permeabilidade do ferro comparada com a do entreferro é admitida infinita, e considera-se também que são desprezíveis os efeitos nas extremidades, tornando este campo magnético bidimensional. A velocidade de rotação do campo estatórico está em função do número de pólos do motor e da frequência da rede de alimentação. A Fig.(2.2) é uma ilustração da relação entre o defasamento das correntes, e o vetor campo magnético resultante do estator.

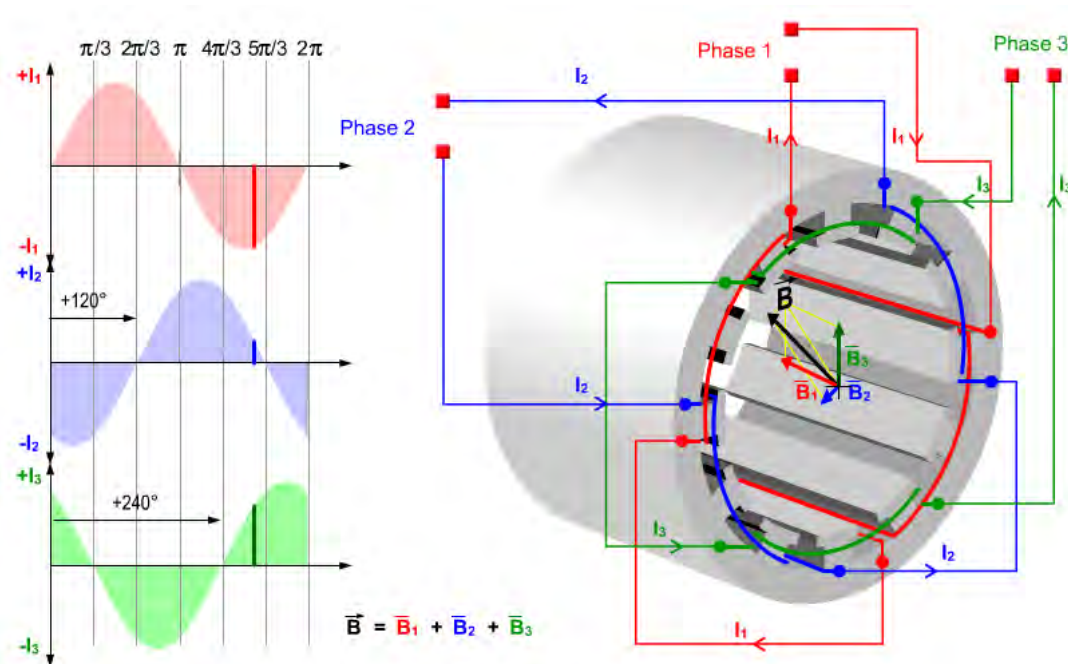


Figura 2.2 – Campo magnético girante resultante.

O fluxo magnético no estator atravessa o entreferro e, por ser variante no tempo, induzirá tensão alternada no enrolamento trifásico do rotor. Como os enrolamentos do rotor estão curto-circuitados, esta tensão induzida fará com que circule uma corrente pelo enrolamento do rotor, e consequentemente será produzido um fluxo magnético rotórico que tentará se alinhar com o campo girante do estator. O conjugado eletromagnético se produz

pela tendência dos campos magnéticos existentes no estator e no rotor a alinhar seus eixos magnéticos, e é proporcional à amplitude das ondas de força magnetomotriz do estator e do rotor, e do ângulo entre eles.

2.3 MODELO TRIFÁSICO DA MÁQUINA DE INDUÇÃO

A dinâmica dos sistemas físicos depende de uma infinidade de condições e detalhes, onde uma determinada hipótese ou consideração pode ser muito importante em algumas aplicações do modelo e completamente desprezível em outras circunstâncias. Portanto, quando se desenvolve um modelo particular é necessário impor condições, hipóteses, aproximações e restrições que definirão o âmbito de validade da representação obtida. O modelo do motor de indução será desenvolvido usando o modelo de circuitos acoplados.

O modelamento a seguir não leva em conta efeitos de saturação magnética do núcleo, efeito pelicular (skin) e outros, tais como correntes parasitas (Foucault). Além disso, há outros importantes aspectos a considerar para desenvolvimento deste modelamento. A máquina trifásica estudada ao longo deste capítulo obedece às seguintes considerações:

- a) Máquina simétrica trifásica composta por três fases no estator idênticas de índices s_1 , s_2 e s_3 , e três fases no rotor idênticas de índices r_1 , r_2 e r_3 .
- b) Ângulos elétricos entre bobinas de estator ou rotor igual a $2\pi/3$ radianos elétricos.
- c) Correntes “positivas” criam fluxos positivos no sentido do eixo, observar a Fig. (2.3b).
- d) Convenção receptor.
- e) Entreferro constante: o comprimento do circuito magnético aplicado ao cálculo da indutância é independente do ângulo mecânico θ_m , ou seja, máquinas a pólos lisos.

- f) A distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal; sem perdas magnéticas quaisquer. A máquina será considerada bipolar (número de par de pólos $P=1$, no caso multipolar $\theta_r = P\theta_m$).

Como consequência de algumas aproximações, observa-se um circuito magnético linear, permitindo a aplicação do princípio de superposição, onde o fluxo total é a soma do fluxo estatórico e rotórico, ou seja:

$$\lambda_t = \sum_{i=1}^3 \lambda_{si} + \sum_{i=1}^3 \lambda_{ri}$$

As indutâncias próprias de todos os enrolamentos são constantes, não existindo torque de relutância.

Um desenho ilustrativo da máquina simétrica trifásica está representado na Fig.(2.3a). Na Fig.(2.3b) está ilustrada a convenção utilizada para o modelamento.

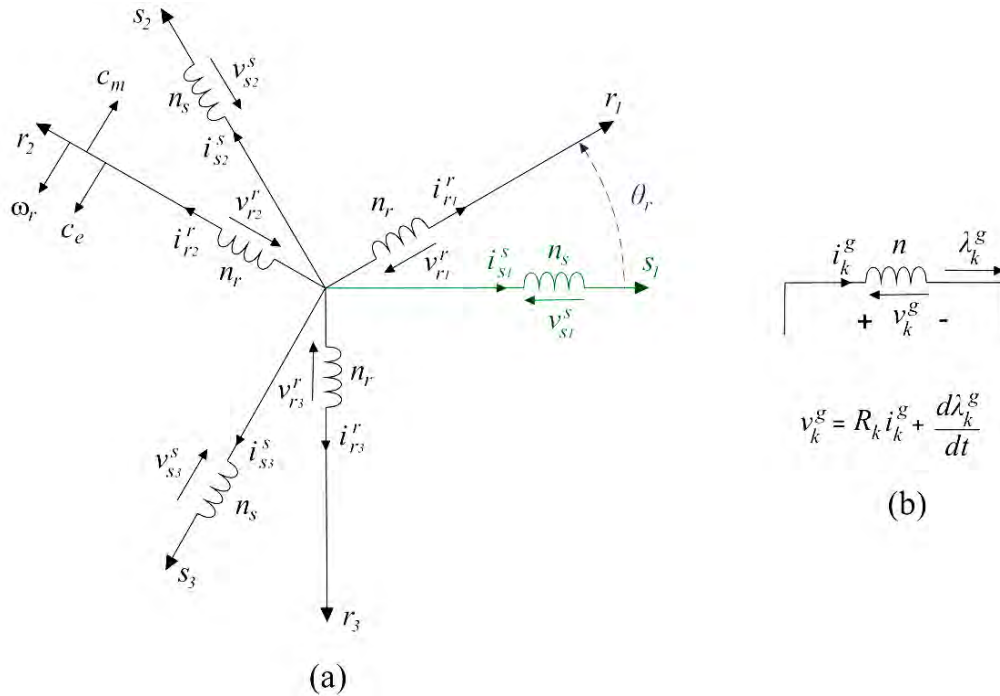


Figura 2.3 – Máquina simétrica trifásica (a) e convenções utilizadas para as grandezas da máquina em uma bobina (b).

As notações utilizadas no estudo são apresentadas a seguir:

$v_s^s, v_r^r, i_s^s, i_r^r, \lambda_s^s, \lambda_r^r$: tensões, correntes e fluxos nas bobinas do estator e rotor, respectivamente. O expoente indica o referencial utilizado: estator (s) e rotor (r).

Como as bobinas das fases do estator são idênticas, suas indutâncias próprias são iguais, assim como as resistências:

$$L_s = L_{s1} = L_{s2} = L_{s3}$$

$$R_s = R_{s1} = R_{s2} = R_{s3}$$

Analogamente para o rotor:

$$L_r = L_{r1} = L_{r2} = L_{r3}$$

$$R_r = R_{r1} = R_{r2} = R_{r3}$$

As defasagens das bobinas também são iguais, conseqüentemente as indutâncias mútuas entre bobinas de mesmo enrolamento também serão iguais, tanto no estator quanto no rotor:

$$M_s = M_{s1} = M_{s2} = M_{s3}$$

$$M_r = M_{r1} = M_{r2} = M_{r3}$$

A indutância mútua entre um enrolamento estatórico e um rotórico é função trigonométrica do deslocamento angular:

$$M_{sr} \cos(\theta_i)$$

2.3.1 Expressões do fluxo

Uma vez considerado que o circuito magnético da máquina não está saturado, a curva de magnetização reduz-se a uma reta, e o fluxo concatenado é diretamente proporcional à corrente. A energia e a co-energia, apesar de serem funções de variáveis diferentes, tomam neste caso o mesmo valor.

Para um circuito magnético no qual existe uma relação linear entre a indução e a intensidade de campo magnético, devido à permeabilidade constante do material ou à predominância do entreferro, podemos relacionar o fluxo concatenado λ com a corrente i , através da indutância L .

$$\lambda = Li \quad (2.1)$$

Aplicando o princípio da superposição, os fluxos estatóricos serão descritos pelas Eq.(2.2), Eq. (2.3) e Eq. (2.4).

$$\lambda_{s1}^s = L_s i_{s1}^s + M_s i_{s2}^s + M_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r1}^r + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) i_{r2}^r + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) i_{r3}^r \quad (2.2)$$

$$\lambda_{s2}^s = M_s i_{s1}^s + L_s i_{s2}^s + M_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) i_{r1}^r + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r2}^r + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) i_{r3}^r \quad (2.3)$$

$$\lambda_{s3}^s = M_s i_{s1}^s + M_s i_{s2}^s + L_s i_{s3}^s + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) i_{r1}^r + M_{sr} \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) i_{r2}^r + M_{sr} \cos(\theta_r) i_{r3}^r \quad (2.4)$$

Os fluxos por armadura representados pelas Eq. (2.2), Eq. (2.3) e Eq. (2.4) podem ser escritos em forma matricial, obtendo-se a seguinte representação:

$$\begin{bmatrix} \lambda_{s1}^s \\ \lambda_{s2}^s \\ \lambda_{s3}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix} + M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) & \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) \\ \cos\left(\theta_r + \frac{2\pi}{3}\right) & \cos\left(\theta_r + \frac{4\pi}{3}\right) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix} \quad (2.5)$$

Aplicado os mesmos princípios para os enrolamentos rotóricos e compactando as representações matriciais, obtêm-se as expressões:

$$\lambda_{s123}^s = \bar{L}_{ss} i_{s123}^s + \bar{L}_{sr} i_{r123}^r \quad (2.6)$$

$$\lambda_{r123}^r = \bar{L}_{rr} i_{r123}^r + \bar{L}_{rs} i_{s123}^s \quad (2.7)$$

Onde:

$$\mathbf{i}_{s123}^s = \begin{bmatrix} i_{s1}^s \\ i_{s2}^s \\ i_{s3}^s \end{bmatrix} \quad \mathbf{i}_{r123}^r = \begin{bmatrix} i_{r1}^r \\ i_{r2}^r \\ i_{r3}^r \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\lambda}_{s123}^s = \begin{bmatrix} \lambda_{s1}^s \\ \lambda_{s2}^s \\ \lambda_{s3}^s \end{bmatrix} \quad \boldsymbol{\lambda}_{r123}^r = \begin{bmatrix} \lambda_{r1}^r \\ \lambda_{r2}^r \\ \lambda_{r3}^r \end{bmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{L}}_{ss} = \begin{bmatrix} L_s & M_s & M_s \\ M_s & L_s & M_s \\ M_s & M_s & L_s \end{bmatrix} \quad \bar{\mathbf{L}}_{rr} = \begin{bmatrix} L_r & M_r & M_r \\ M_r & L_r & M_r \\ M_r & M_r & L_r \end{bmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{L}}_{sr} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

$$\bar{\mathbf{L}}_{rs} = M_{sr} \begin{bmatrix} \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) & \cos(\theta_r + 4\pi/3) \\ \cos(\theta_r + 4\pi/3) & \cos(\theta_r + 2\pi/3) & \cos(\theta_r) \end{bmatrix}$$

As submatrizes ($\bar{\mathbf{L}}_{ss}$ e $\bar{\mathbf{L}}_{rr}$) de indutância estator-estator e rotor-rotor (indutâncias próprias) são matrizes simétricas. As submatrizes ($\bar{\mathbf{L}}_{sr}$ e $\bar{\mathbf{L}}_{rs}$) de indutância estator-rotor (indutâncias mútua) são circulantes, e uma matriz é a transposta da outra, isto é, $\bar{\mathbf{L}}_{sr} = \bar{\mathbf{L}}_{rs}^T$.

2.3.2 Expressões das tensões

As orientações das bobinas, por convenção apresentada na Fig.(2.3b), são de tal forma que uma corrente positiva cria um fluxo positivo (sentido do eixo). Assim, pode-se escrever:

$$v_i = \frac{d\lambda}{dt} = \frac{d(N\varphi)}{dt} \quad (2.8)$$

O fluxo concatenado no enrolamento, λ , é igual ao produto do fluxo total φ pelo número espiras N , considerando que todo o fluxo magnético seja confinado no núcleo.

A substituição da Eq. (2.1) na Eq. (2.8) leva o fenômeno da indução eletromagnética a ser escrita da seguinte forma:

$$v_i = L \frac{di}{dt} \quad (2.9)$$

Considerando a bobina como ideal (sem resistência), adicionando um resistor apropriado externo ao dispositivo em análise - sistema conservativo e observando a escolha da convenção receptor, pode-se escrever para a máquina trifásica na representação matricial compactada:

$$v_{s123}^s = R_s i_{s123}^s + \frac{d\lambda_{s123}^s}{dt} \quad (2.10)$$

$$v_{r123}^r = R_r i_{r123}^r + \frac{d\lambda_{r123}^r}{dt} \quad (2.11)$$

Onde:

$$v_{s123}^s = \begin{bmatrix} v_{s1}^s \\ v_{s2}^s \\ v_{s3}^s \end{bmatrix} \quad v_{r123}^r = \begin{bmatrix} v_{r1}^r \\ v_{r2}^r \\ v_{r3}^r \end{bmatrix} \quad R_s = \begin{bmatrix} R_s & 0 & 0 \\ 0 & R_s & 0 \\ 0 & 0 & R_s \end{bmatrix} \quad R_r = \begin{bmatrix} R_r & 0 & 0 \\ 0 & R_r & 0 \\ 0 & 0 & R_r \end{bmatrix}$$

Derivando-se as expressões dos fluxos Eq. (2.6) e Eq. (2.7) e substituindo nas Eq. (2.10) e Eq. (2.11), obtêm-se as expressões das tensões:

$$v_{s123}^s = R_s i_{s123}^s + \bar{L}_{ss} \frac{di_{s123}^s}{dt} + \bar{L}_{sr} \frac{di_{r123}^r}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r \quad (2.12)$$

$$v_{r123}^r = R_r i_{r123}^r + \bar{L}_{rr} \frac{di_{r123}^r}{dt} + \bar{L}_{rs} \frac{di_{s123}^s}{dt} + \omega_r \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (2.13)$$

Onde: $\omega_r = d\theta_r/dt$ é a velocidade do rotor e o termo associado é a tensão induzida de rotação.

2.3.3 Expressão do conjugado eletromagnético

Há vários métodos para determinar o conjugado eletromagnético produzido pela máquina trifásica. O método do deslocamento virtual (método da energia) pode ser usado sem grandes problemas para qualquer geometria do circuito magnético.

Como em qualquer outro equipamento conversor, uma parte da energia fornecida ao motor elétrico estará disponível para realização de trabalho útil e outra se destinará a suprir perdas internas inerentes ao processo de conversão. O balanço de energia segue o princípio da conservação e é aplicável a todos os dispositivos de conversão. Este pode ser visto na Fig. (2.4).

$$\left(\begin{array}{c} \text{Energia mecânica desenvolvida} \\ \text{pela força eletromagnética} \\ \text{durante o deslocamento} \\ \text{(Trabalho mecânico)} \end{array} \right) = \left(\begin{array}{c} \text{Energia} \\ \text{elétrica} \\ \text{entregue} \\ \text{pela fonte} \end{array} \right) - \left(\begin{array}{c} \text{Energia} \\ \text{perdida} \\ \text{por efeito} \\ \text{joule} \end{array} \right) - \left(\begin{array}{c} \text{Energia} \\ \text{armazenada} \\ \text{no campo} \\ \text{magnético} \end{array} \right)$$

Figura 2.4 – Diagrama do balanço de energia.

O balanço de energia na forma diferencial é dado pela Eq.(2.14):

$$dW_{mec} = dW_{elet} - dW_{perdas} - dW_{arm} \quad (2.14)$$

Analisando cada parcela, temos:

$$dW_{elet} = \bar{i}^T \bar{v} dt = \bar{i}^T \bar{R} \bar{i} dt + \bar{i}^T \frac{d\bar{L}}{dt} \bar{i} dt + \bar{i}^T \bar{L} \frac{d\bar{i}}{dt} dt \quad (2.15)$$

$$dW_{perdas} = \bar{i}^T \bar{R} \bar{i} dt \quad (2.16)$$

Onde:

$$\bar{i} = \begin{bmatrix} i_{s123}^s \\ i_{r123}^r \end{bmatrix} \quad \bar{v} = \begin{bmatrix} v_{s123}^s \\ v_{r123}^r \end{bmatrix} \quad \bar{L} = \begin{bmatrix} \bar{L}_{ss} & \bar{L}_{sr} \\ \bar{L}_{rs} & \bar{L}_{rr} \end{bmatrix} \quad \bar{R} = \begin{bmatrix} R_s \bar{I}_3 & \bar{0}_3 \\ \bar{0}_3 & R_r \bar{I}_3 \end{bmatrix}$$

$\bar{I}_3$ e $\bar{0}_3$ são matrizes identidade e zeros de ordem 3x3, respectivamente.

Nos entreferros dos dispositivos de conversão, armazena-se uma considerável quantidade de energia de campo magnético, o qual atua como reservatório entre os sistemas elétrico e mecânico. A energia eletromagnética instantânea armazenada em um sistema do tipo máquina elétrica é dada por:

$$W_{arm} = \frac{1}{2} \bar{i}^T \bar{L} \bar{i} \quad (2.17)$$

Diferenciando em relação ao tempo e simplificando a expressão, obtém-se a Eq. (2.18):

$$dW_{arm} = \frac{1}{2} \bar{i}^T \frac{d\bar{L}}{dt} \bar{i} dt + \bar{i}^T \bar{L} \frac{d\bar{i}}{dt} dt \quad (2.18)$$

Portanto, a substituição das Eq. (2.15), Eq. (2.16) e Eq. (2.18) na Eq. (2.14):

$$dW_{mec} = \frac{1}{2} \bar{i}^T \frac{d\bar{L}}{dt} \bar{i} dt \quad (2.19)$$

O conjugado é obtido diferenciando-se a Eq.(2.19) em relação ao ângulo mecânico:

$$c_e = \frac{dW_{mec}}{d\theta_m} = \frac{1}{2} \bar{i}^T \frac{d\bar{L}}{d\theta_m} \bar{i} \quad (2.20)$$

Sendo $\theta_m = \frac{\theta_r}{P}$,

$$c_e = \frac{P}{2} \bar{i}^T \frac{d\bar{L}}{d\theta_r} \bar{i} \quad (2.21)$$

Como as submatrizes $\bar{L}_{ss}$ e $\bar{L}_{rr}$ de $\bar{L}$ independem de θ_r , escreve-se:

$$c_e = \frac{P}{2} i_{s123}^s{}^T \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r + \frac{P}{2} i_{r123}^r{}^T \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (2.22)$$

Como c_e é um número, $c_e^T = c_e$ e como para duas matrizes A e B quaisquer $(ABC)^T = C^T B^T A^T$, então:

$$\frac{P}{2} i_{s123}^s{}^T \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r = \frac{P}{2} i_{r123}^r{}^T \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (2.23)$$

Sendo $\bar{L}_{sr} = \bar{L}_{rs}^T$, obtêm-se:

$$c_e = P i_{s123}^s{}^T \left[\frac{d\bar{L}_{sr}}{d\theta_r} \right] i_{r123}^r \quad (2.24)$$

$$c_e = P i_{r123}^r{}^T \left[\frac{d\bar{L}_{rs}}{d\theta_r} \right] i_{s123}^s \quad (2.25)$$

2.4 REPRESENTAÇÃO ODQ DA MÁQUINA

Quando é considerado que o sistema de tensões de alimentação é trifásico simétrico, o que usualmente é válido quando se trata de alimentação por inversores de frequência, é possível a aplicação da transformação de variáveis (*transformação odq*) sobre o modelo trifásico. Através desta transformação, os parâmetros variáveis com o tempo são expressos em relação a eixos ortogonais, ou mutuamente desacoplados, sendo denominados direto (d) e em quadratura (q).

A transformação *odq* representa cada armadura trifásica original do estator e do rotor por uma armadura bifásica dq , mais uma bobina isolada de índice o , eliminando o acoplamento magnético mútuo entre os bobinados de fase, tornando o fluxo concatenado

num eixo independente do outro. Na Fig.(2.5a) é representado o sistema trifásico de três eixos defasados 120° elétricos entre si, e na Fig.(2.5b), o sistema equivalente bifásico de dois eixos defasados entre si de 90° elétricos, onde se observa um par de bobinas em cada eixo, e mais duas bobinas isoladas, ditas homopolares.

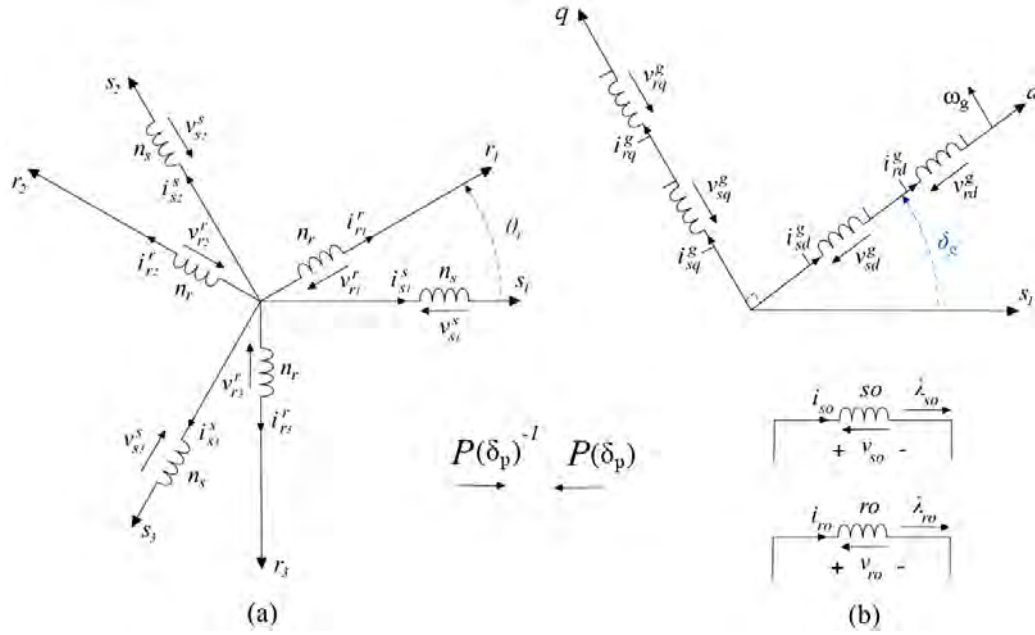


Figura 2.5 – Representação esquemática da transformação trifásica odq .

Esta transformação linear consiste matematicamente em diagonalizar as matrizes circulantes simétricas, que aparecem nas fórmulas dos modelos da máquina alternada, introduzindo um conjunto de variáveis hipotéticas. Contudo a máquina bifásica possui a mesma potência mecânica e conjugado e mesma velocidade, que a máquina trifásica.

A transformação das variáveis trifásicas da referência estacionária para uma referência arbitrária pode ser expressa como:

$$x_{s123}^s = P(\delta_g) x_{s odq}^g \quad (2.26)$$

$$x_{r123}^r = P(\delta_g - \theta_r) x_{r odq}^g \quad (2.27)$$

Onde x_{s123}^s representa as variáveis estatóricas trifásicas (corrente, tensão ou fluxo) e $x_{s\,odq}^g$ representa as variáveis equivalentes na nova base odq . Sendo x_{r123}^r e $x_{r\,odq}^g$ as variáveis rotóricas trifásicas e odq , respectivamente.

As matrizes de transformação para o estator e rotor, são respectivamente $P(\delta_g)$ e $P(\delta_g - \theta_r)$ e δ_g é o ângulo de transformação genérico, função da escolha particular da base odq .

O expoente g introduzido indicará o referencial genérico dos eixos dq , podendo ser adotado no estator $g \rightarrow s$, no rotor $g \rightarrow r$ ou no campo girante $g \rightarrow e$.

Adotando δ_p como um ângulo de transformação genérico, onde para as grandezas estatóricas $\delta_p = \delta_g$ e para as grandezas rotóricas $\delta_p = \delta_g - \theta_r$, define-se a matriz de transformação genérica $P(\delta_p)$, na forma conservativa de potência, como:

$$P(\delta_p) = \sqrt{\frac{2}{3}} \begin{bmatrix} \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_p) & -\sin(\delta_p) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_p - 2\pi/3) & -\sin(\delta_p - 2\pi/3) \\ \frac{1}{\sqrt{2}} & \cos(\delta_p + 2\pi/3) & -\sin(\delta_p + 2\pi/3) \end{bmatrix} \quad (2.28)$$

2.4.1 Expressões do fluxo odq

Dada a Eq. (2.6) e as equações de transformação Eq. (2.26) e Eq. (2.27), obtêm-se a expressão odq para o fluxo estatórico:

$$\lambda_{s\,odq}^g = \bar{L}_{ssodq} i_{s\,odq}^g + \bar{L}_{srodq} i_{r\,odq}^g \quad (2.29)$$

Onde:

$$\bar{L}_{ssodq} = \begin{bmatrix} l_{so} & 0 & 0 \\ 0 & l_s & 0 \\ 0 & 0 & l_s \end{bmatrix} \quad \bar{L}_{srodq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_m & 0 \\ 0 & 0 & l_m \end{bmatrix}$$

Com $l_{so} = L_s + 2M_s$, $l_s = L_s - M_s$ e $l_m = \frac{3}{2}M_{sr}$.

Para o rotor, de forma análoga obtêm-se:

$$\lambda_{r\,odq}^g = \bar{L}_{rr\,odq} i_{r\,odq}^g + \bar{L}_{rs\,odq} i_{s\,odq}^g \quad (2.30)$$

Onde:

$$\bar{L}_{rr\,odq} = \begin{bmatrix} l_{ro} & 0 & 0 \\ 0 & l_r & 0 \\ 0 & 0 & l_r \end{bmatrix} \quad \bar{L}_{sr\,odq} = \bar{L}_{rs\,odq} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & l_m & 0 \\ 0 & 0 & l_m \end{bmatrix}$$

com $l_{ro} = L_r + 2M_r$, $l_r = L_r - M_r$ e $l_m = \frac{3}{2}M_{sr}$.

Observa-se que todas as novas matrizes indutâncias são diagonais constantes independentes dos ângulos θ_r e δ_g . As indutâncias l_s , l_{so} , l_r , l_{ro} e l_m são denominadas indutâncias cíclicas.

2.4.2 Expressões das tensões odq

Segundo a expressão das tensões estatóricas Eq. (2.10) e as equações de transformação Eq. (2.26) e Eq. (2.27), obtém-se a seguinte expressão em odq após simplificação:

$$v_{s\,odq}^g = R_s i_{s\,odq}^g + \frac{d\lambda_{s\,odq}^g}{dt} + \omega_g \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{s\,odq}^g \quad (2.31)$$

Analogamente para o rotor:

$$v_{r\,odq}^g = R_r i_{r\,odq}^g + \frac{d\lambda_{r\,odq}^g}{dt} + (\omega_g - \omega_r) \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -1 \\ 0 & 1 & 0 \end{bmatrix} \lambda_{r\,odq}^g \quad (2.32)$$

Onde $\omega_g = d\delta_g/dt$ é a frequência de rotação do referencial arbitrário.

2.4.3 Expressão do conjugado eletromagnético odq

Utilizando a equação do conjugado eletromagnético Eq. (2.25) e as equações de transformação Eq. (2.26) e Eq. (2.27), obtêm-se após simplificação matemática a expressão:

$$c_e = Pl_m (i_{sq}^g i_{rd}^g - i_{sd}^g i_{rq}^g) \quad (2.33)$$

Nota-se que a expressão do conjugado tornou-se independente do ângulo elétrico e a componente homopolar da corrente é matematicamente eliminada, dependendo apenas do valor de $l_m = 3M_{sr}/2$ e das correntes dq .

2.4.4 Escolha da posição ou referencial para os eixos dq

As possibilidades de interesse para localização do par de eixos dq são:

- No estator ($g \rightarrow s$), com o eixo d ligado ao estator segundo a fase s_1 , fazendo-se $\delta_g = 0$ ($\omega_g = 0$). Ocasionalmente em regime permanente, variáveis dq senoidais de frequência igual a das correntes estatóricas.
- No rotor ($g \rightarrow r$), com o eixo d ligado ao rotor segundo a fase r_1 , fazendo-se $\delta_g = \theta_r$ ($\omega_g = \omega_r$). Implicando, em regime permanente, em variáveis dq senoidais com a mesma frequência das correntes rotóricas.
- No campo girante ($g \rightarrow e$), fazendo-se $\omega_g = \omega_s$, que implica, em regime permanente, em variáveis dq contínuas.

2.5 REPRESENTAÇÃO COMPLEXA OU VETORIAL

A notação vetorial permite a transformação de valores instantâneos num sistema trifásico sobre um plano complexo. Neste plano, o fasor de espaço gira com uma velocidade angular equivalente à frequência angular do sistema trifásico da fonte.

As correntes homopolares não criam indução no entreferro não contribuindo para a criação do conjugado eletromagnético. Os componentes dq caracterizam a máquina ativa e os componentes homopolares traduzem os desequilíbrios de sequência zero criados pela alimentação desequilibrada.

A máquina de indução possui tensões rotóricas iguais $v_{r1}^r = v_{r2}^r = v_{r3}^r$. Aplicando-se a matriz de transformação e considerando o modelo homopolar do rotor, obtém-se que $v_{ro}^r = 0$. Observa-se, portanto que $v_{r1}^r = v_{r2}^r = v_{r3}^r = 0$ e $v_{rd}^g = v_{rq}^g = 0$.

Para notação vetorial, introduz-se uma variável complexa $\mathbf{x}^g$ para representar os vetores fluxo, tensão, ou corrente do estator ou rotor no plano dq , definida como:

$$\mathbf{x}^g = \frac{1}{\sqrt{2}}(x_d^g + jx_q^g) \quad (2.34)$$

A partir das equações odq da máquina desconsiderando a componente homopolar, e utilizando a definição da Eq. (2.34) obtém-se o modelo complexo equivalente ao modelo bifásico dq :

$$\mathbf{v}_s^g = R_s \mathbf{i}_s^g + \frac{d\lambda_s^g}{dt} + j\omega_g \lambda_s^g \quad (2.35)$$

$$0 = R_r \mathbf{i}_r^g + \frac{d\lambda_r^g}{dt} + j(\omega_g - \omega_r) \lambda_r^g \quad (2.36)$$

$$\lambda_s^g = l_s \mathbf{i}_s^g + l_m \mathbf{i}_r^g \quad (2.37)$$

$$\lambda_r^g = l_r \mathbf{i}_r^g + l_m \mathbf{i}_s^g \quad (2.38)$$

$$c_e = P \frac{l_m}{l_r} i_s \lambda_r \sin(\delta_i - \delta_b) = P i_s \lambda_s \sin(\delta_i - \delta_a) \quad (2.39)$$

As expressões equivalentes do conjugado eletromagnético apresentadas no modelo complexo trazem o seno da diferença entre posição angular do vetor corrente estatórica e a posição angular do vetor fluxo estatórico ou rotórico. O módulo do fluxo estatórico é calculado conforme a Eq. (2.40).

$$\lambda_s = \sqrt{(\lambda_{sd}^g)^2 + (\lambda_{sq}^g)^2} \quad (2.40)$$

O módulo dos vetores corrente estatórica (i_s) e fluxo rotórico (λ_r) são obtidos de forma semelhante, a partir da componente real e imaginária de cada vetor.

Na Fig. (2.6) é apresentado o diagrama vetorial instantâneo dos vetores tensão estatórica ($\mathbf{v}_s^s$), corrente estatórica ($\mathbf{i}_s^s$), fluxo estatórico (λ_s^s) e fluxo rotórico (λ_r^s) da máquina, vistos do referencial estatórico (fase s_1). Também neste diagrama, é indicado o eixo magnético rotórico (fase r_1) e o eixo d .

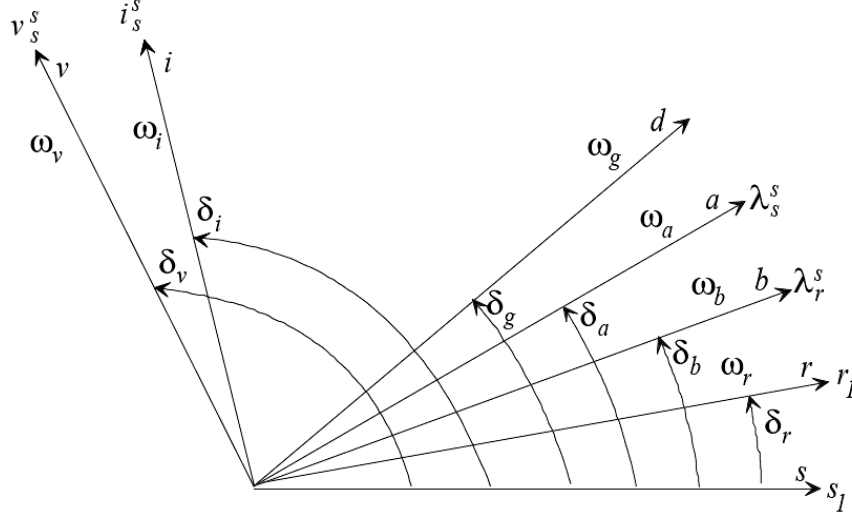


Figura 2.6 – Diagrama vetorial instantâneo da máquina.

As variáveis e parâmetros relacionados a este modelo são definidas a seguir:

$\mathbf{v}_s^g = v_{sd}^g + jv_{sq}^g$: vetor tensão estatórica;

$\mathbf{i}_s^g = i_{sd}^g + ji_{sq}^g$: vetor corrente estatórica;

$\mathbf{i}_r^g = \mathbf{i}_{rd}^g + j\mathbf{i}_{rq}^g$: vetor corrente rotórica;

$\boldsymbol{\lambda}_s^g = \boldsymbol{\lambda}_{sd}^g + j\boldsymbol{\lambda}_{sq}^g$: vetor fluxo estatórico;

$\boldsymbol{\lambda}_r^g = \boldsymbol{\lambda}_{rd}^g + j\boldsymbol{\lambda}_{rq}^g$: vetor fluxo rotórico.

Quando o motor aciona uma carga mecânica, na velocidade de equilíbrio o conjugado que o motor produz é equilibrado pelo conjugado resistente da carga. A equação diferencial que rege o movimento do conjunto motor-carga é dada por:

$$P(c_e - c_{mec}) = J \frac{d\omega_r}{dt} + F\omega_r \quad (2.41)$$

Onde a parcela $(F\omega_r)$ representa o conjugado de atrito.

A divisão da máquina em parte elétrica, Eq. (2.35)-(2.39), e mecânica Eq. (2.41) é possível, já que a evolução dinâmica da velocidade é, em geral, bem mais lenta que a evolução das variáveis elétricas.

No caso particular da máquina trifásica primitiva alimentada por um sistema trifásico de tensão equilibrado, tem-se para as tensões:

$$v_{s1}^s = V_m \cos(\omega_s t) \quad (2.42)$$

$$v_{s2}^s = V_m \cos(\omega_s t - 2\pi/3) \quad (2.43)$$

$$v_{s3}^s = V_m \cos(\omega_s t - 4\pi/3) \quad (2.44)$$

Escolhendo o referencial no estator ($g \rightarrow s$), com o eixo d ligado ao estator segundo a fase s_1 , e utilizando a matriz de transformação, é possível escrever:

$$v_{sd}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \cos(\omega_s t) \quad (2.45)$$

$$v_{sq}^s = \sqrt{\frac{3}{2}} V_m \sin(\omega_s t) \quad (2.46)$$

2.5.1 Expressões do conjugado eletromagnético

Do modelo complexo equivalente, observa-se que existem quatro variáveis de estado e apenas duas equações diferenciais, Eq. (2.35) e Eq. (2.36). A utilização das relações de ligação Eq. (2.37) e Eq. (2.38), permite eliminar as duas variáveis de estado excedentes, obtendo-se um sistema de estado determinado. Três exemplos de modelos particulares foram selecionados. O primeiro modelo utiliza os fluxos como variáveis de estado, denominado modelo *a*. O segundo modelo tem a corrente estatórica e o fluxo rotórico como variáveis de estado, modelo *b*. O terceiro modelo utiliza a corrente estatórica e a corrente de magnetização rotórica como variáveis de estado, modelo *c*. Estes modelos são apresentados em seguida (JACOBINA, 2005):

Modelo a: fluxo estatórico e fluxo rotórico

Substituindo nas Eq. (2.35) e Eq. (2.36) as corrente em função dos fluxos, obtidos das Eq. (2.37) e Eq. (2.38):

$$c_e = \frac{Pl_m}{\sigma l_s l_r} \lambda_s \lambda_r \text{sen}(\delta_a - \delta_b) \quad (2.47)$$

Onde $\sigma = \left(1 - \frac{l_m^2}{l_s l_r}\right)$ e o coeficiente de dispersão da máquina.

Modelo b: corrente estatórica e fluxo rotórico

Substituindo na Eq. (2.47) o fluxo estatórico em função do fluxo rotórico e da corrente estatórica, tem-se:

$$c_e = \frac{Pl_m}{l_r} i_s \lambda_r \text{sen}(\delta_i - \delta_b) \quad (2.48)$$

Modelo c: corrente estatórica e corrente de magnetização rotórica

Este modelo é derivado diretamente da Eq. (2.48), substituindo-se o fluxo rotórico pela corrente de magnetização rotórica, $i_{rm}^g = \lambda_r^g / l_m$, dado pela Eq. (2.49):

$$c_e = P(l_s - \sigma l_s) i_s i_{rm} \sin(\delta_i - \delta_b) \quad (2.49)$$

Outra expressão do conjugado eletromagnético é equivalente a Eq. (2.39) como a seguir:

$$c_e = P(i_{sq}^g \lambda_{sd}^g - i_{sd}^g \lambda_{sq}^g) \quad (2.50)$$

Neste estudo, a Eq. (2.50) é a expressão adotada, visto ser necessária apenas a obtenção das componentes da corrente estatórica e do fluxo estatórico, sem mais parâmetros além da resistência estatórica inclusa na equação do fluxo.

2.6 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS

Neste capítulo foram observados os princípios que originam o surgimento do conjugado eletromagnético, bem como dos fluxos no estator e no rotor da máquina. Dando continuidade ao desenvolvimento deste capítulo, apresentou-se o modelo trifásico a partir das considerações adotadas, descrevendo-se as matrizes de transformação utilizadas para obtenção do modelo bifásico. Por fim, o conjugado eletromagnético foi apresentado matematicamente através de algumas equações, escolhendo-se uma expressão que proporciona uma maior simplicidade para a estratégia proposta neste trabalho, por ser necessário apenas estimar as componentes do fluxo estatórico.

CAPÍTULO III

ESTIMAÇÃO DO FLUXO COM COMPENSAÇÃO DE OFFSETS

3.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, a estimação do fluxo estatórico através do modelo de tensão da máquina de indução será abordada de forma detalhada, adotando-se para simplificação deste modelo, o referencial do sistema fixo no estator, eliminando-se desta forma a necessidade do conhecimento da velocidade do rotor da máquina. Foram discutidos os problemas inerentes a integração do modelo, e proposta uma estratégia para a compensação dos *offsets* nas medições de tensão e corrente e suas integrais.

3.2 PRINCIPAIS PROBLEMAS PARA INTEGRAÇÃO DO MODELO

As equações das tensões do modelo dinâmico da máquina num referencial genérico apresentadas no capítulo anterior podem ser rearranjadas para estimação de fluxo da seguinte forma:

$$\frac{d\lambda_s^g}{dt} = \mathbf{v}_s^g - R_s \mathbf{i}_s^g - j\omega_g \lambda_s^g \quad (3.1)$$

A estratégia utilizada para estimar o conjugado baseada na síntese do fluxo estatórico por meio da Eq. (3.1) é atrativa por ser a resistência estatórica, geralmente, pouco variável com as condições de funcionamento da máquina, sendo considerada constante neste trabalho. Nesta estratégia, o fluxo estatórico é calculado por meio da integração da força contra eletromotriz, que é a tensão medida nos terminais da máquina subtraída da queda de tensão na resistência do estator. O fluxo estimado é utilizado,

juntamente com a medição das correntes estatóricas para estimar o conjugado eletromagnético.

A tarefa a partir da Eq. (3.1) se torna mais simples, caso seja adotado um sistema de referência fixo no estator, o que implica na frequência de rotação do referencial arbitrário (ω_g) igual a zero, proporcionando uma estimação independente da medição da velocidade de rotação. Neste caso, a Eq. (3.1) pode ser reescrita na forma integral, em termos de suas componentes:

$$\lambda_{sd}^s = \int (v_{sd}^s - R_s i_{sd}^s) dt \quad (3.2)$$

$$\lambda_{sq}^s = \int (v_{sq}^s - R_s i_{sq}^s) dt \quad (3.3)$$

O modelo de tensão apresenta um melhor resultado de estimação em frequências mais elevadas. Isto acontece porque em baixas velocidades de rotação existe um aumento do valor da queda de tensão na resistência estatórica em relação à tensão de entrada do motor.

Conforme mencionado em GOUVÊA (2005), apesar da aparente facilidade para a obtenção do fluxo de estator a partir da Eq. (3.1), uma vez que a corrente e a tensão do estator são variáveis disponíveis nos terminais da máquina, além da relativa facilidade para a obtenção da resistência do estator, alguns fatores podem contribuir para o insucesso desta estimação como a modulação em amplitude e/ou frequência das tensões e correntes de estator, o método numérico de integração e frequência de amostragem, os erros de estimação da resistência estatórica e os erros de medição das tensões e correntes de estator (ROCHA, 1999, HOLTZ e QUAN, 2003). De uma forma geral, estes problemas trazem como consequência o deslocamento do referencial do vetor fluxo estimado em relação à referência do vetor fluxo real da máquina, funcionando como um *fluxo de offset*, o qual equivale ao erro cometido pelo estimador.

Na Fig.(3.1) é apresentado de forma genérica, para duas posições distintas do vetor fluxo de estator real, o vetor *fluxo de offset* e o vetor fluxo estimado.

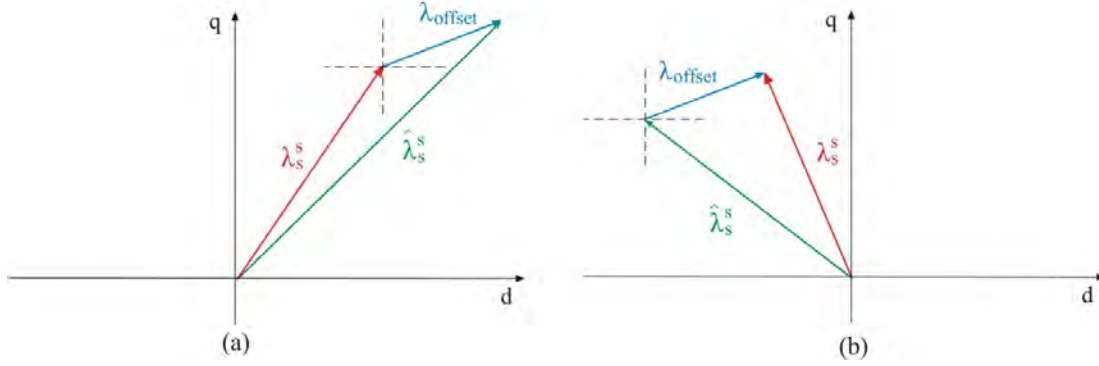


Figura 3.1 – Representação espacial dos efeitos de *fluxos de offset* para duas posições espaciais diferentes do vetor fluxo de estator (adaptada de GOUVÊA, 2005)

Basicamente, os problemas mais relevantes da estimação do fluxo por meio da medição das tensões e correntes da máquina estão presentes na própria medição destas variáveis e na integração do sinal. As condições iniciais ideais não ocorrem com frequência nos sistemas reais, os quais não podem depender de condições previsíveis e específicas de funcionamento. Quando o sinal senoidal medido (tensão ou corrente) é aplicado fora do seu pico positivo ou negativo no momento do início do processo de integração, um *offset* aparecerá somado ao sinal de saída do integrador. Este *offset* representa um nível de fluxo constante que não existe durante a operação normal da máquina, também podendo ser gerado quando ocorre uma variação muito brusca (degrau) no sinal de entrada (FLEURY, 2007; SEVERINO, 2005).

Problemas de integração numérica podem ser explicados matematicamente, conforme FLEURY (2007). A forma de onda de corrente e tensão instantânea em corrente alternada, com um ângulo de fase inicial (α), amplitude máxima do sinal (A_m) e frequência de rotação (ω), é dada por:

$$x = A_m \sin(\omega t + \alpha) \quad (3.4)$$

Admitindo $(t, \alpha) = (0, 0)$, o resultado da integração no tempo é dado por:

$$y = \frac{1}{\omega} (-A_m \cos(\omega t) + A_m) \quad (3.5)$$

Pode ser visto na Eq. (3.5) a presença do *offset* que ocorreu devido à condição inicial do sinal. Como o ângulo de fase estava em zero grau na condição inicial, o *offset* é o máximo possível, com o valor igual ao da amplitude máxima A_m do sinal integrado. Na Fig. (3.2a) é apresentada a simulação no programa computacional MATLAB™ para um sinal de tensão com amplitude máxima 311V, e frequência de 50 Hz. Na Fig. (3.2b) é apresentado o resultado obtido quando o sinal de entrada do integrador, no seu estado inicial, encontra-se fora de seu pico positivo ou negativo. Pode-se perceber que um *offset* positivo aparece na resposta da integração, visto na Fig. (3.2b).

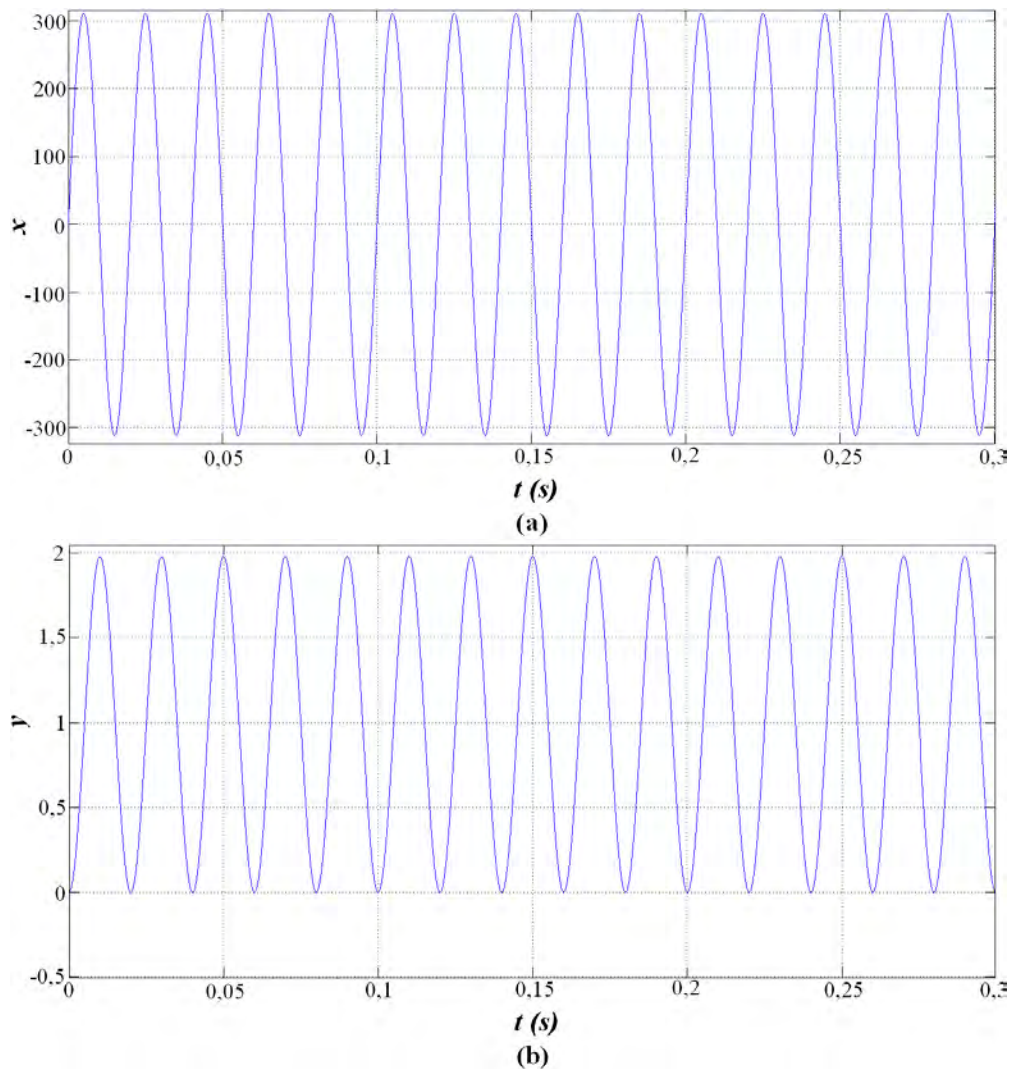


Figura 3.2 – (a) Sinal de entrada do integrador e (b) *Offset* devido às condições iniciais.

O *offset* presente no sinal de entrada do integrador em uma aplicação prática dificilmente pode de ser evitado, pois acontece devido ao uso de componentes analógicos e circuitos amplificadores para medir tensões e correntes terminais da máquina.

Quanto à condição inicial do sinal a ser integrado é muito difícil garantir que o sinal vai estar em determinada condição ao entrar no integrador. Além disso, uma mudança brusca na magnitude e fase no sinal de entrada do integrador também pode fazer com que apareça um *offset* no sinal de saída.

Também pode ser representado matematicamente o *drift* causado pela presença de um sinal contínuo (*offset*) somado ao sinal de entrada do integrador puro. O sinal senoidal com *offset* (ε) pode ser representado por:

$$x = A_m \sin(\omega t) + \varepsilon \quad (3.6)$$

Admitindo $(t, \alpha) = (0, 0)$, o resultado da integração no tempo é dado por:

$$y = \frac{1}{\omega} (-A_m \cos(\omega t) + A_m) + \varepsilon t \quad (3.7)$$

Neste caso, o resultado da integração contém tanto o erro conhecido por *drift*, como também apresenta *offset*.

Na Fig. (3.3a) é ilustrado o sinal de entrada e saída do integrador, quando é aplicado ao sinal senoidal, um sinal contínuo de 10V (*offset*). Para eliminar o problema de *offset*, apresentado apenas o problema de *drift*, desloca-se o sinal de entrada adotando $\alpha = \pi/2$ para que a integração seja iniciada no pico positivo. O problema ocasionado pelo *drift* na saída do integrador é apresentado na Fig. (3.3b).

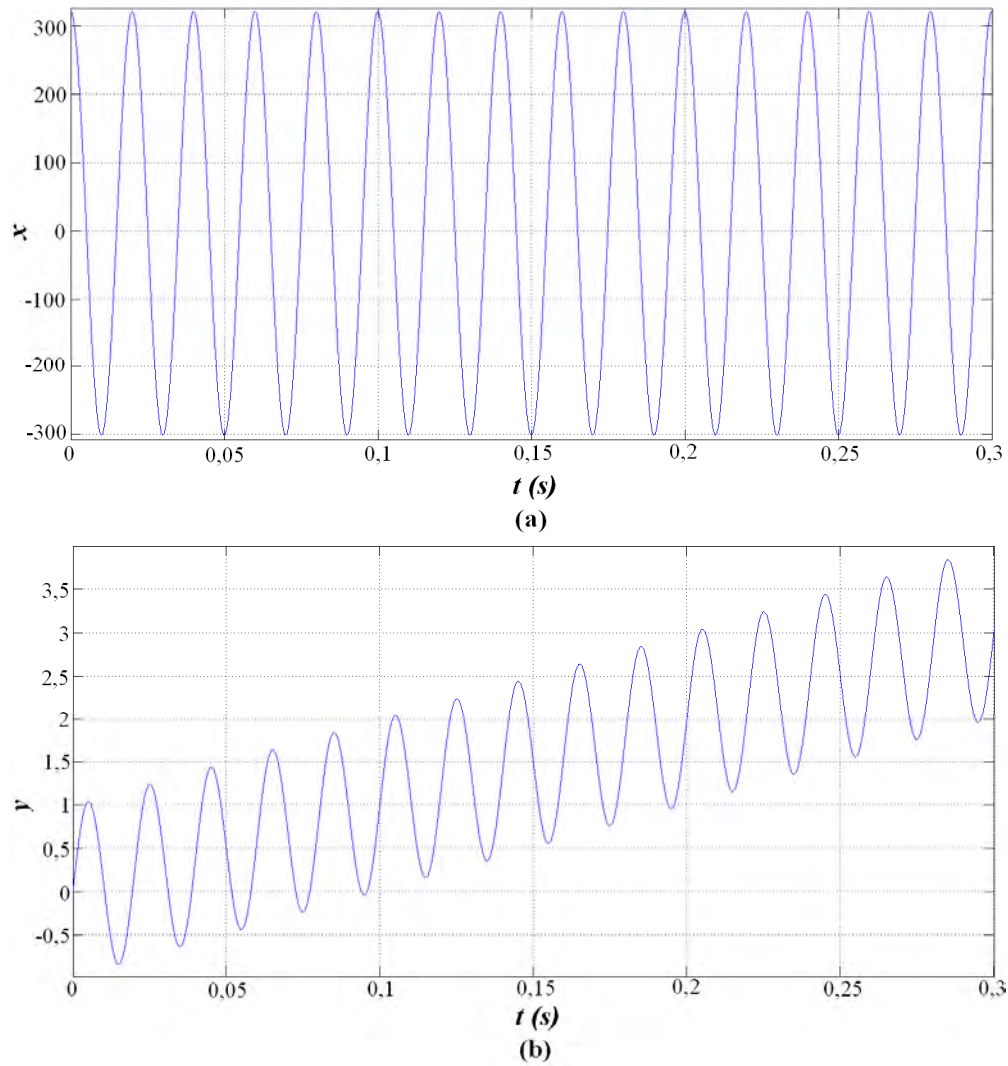


Figura 3.3 – (a) sinal de entrada do integrador e (b) sinal de saída do integrador com o problema de *drift*.

Eliminando o sinal contínuo de 10V (*offset*) da expressão anterior, e mantendo o deslocamento do sinal de entrada, garantindo o estado inicial no pico positivo, conforme o sinal apresentado na Fig. (3.4a). Pode ser observado na Fig. (3.4b), que a resposta da integração não apresenta erros.

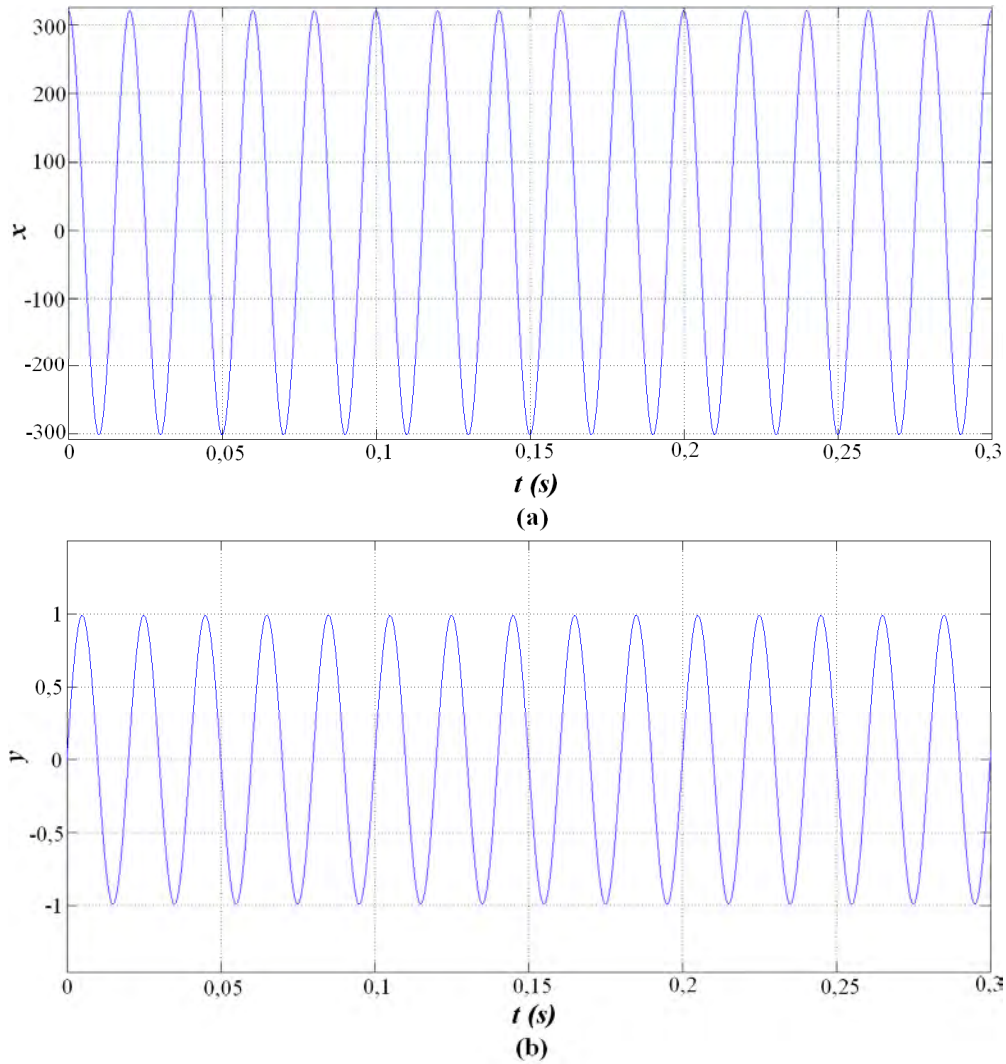


Figura 3.4 – (a) Sinal de entrada do integrador e (b) resultado sem erros.

Segundo ROCHA (1999) a medição da corrente de estator não se constitui uma tarefa complicada, devido à característica indutiva do motor de indução, que funciona como um filtro para sinais de alta frequência. Entretanto, como a tensão de estator é geralmente fornecida por um inversor do tipo fonte de tensão modulado em largura de pulsos (PWM), a obtenção da componente fundamental pode se tornar uma tarefa complicada, principalmente à medida que a velocidade da máquina diminui, reduzindo consequentemente a frequência e a amplitude da tensão, implicando em pulsos de curta duração (GOUVÊA, 2005).

Os erros referentes à estimação da resistência estatórica introduz componentes contínuos (*offsets*) e alternados no fluxo estimado, sendo os componentes alternados

atenuados devido à eficácia da estimação, possuindo pequeno efeito no erro global da estimação do fluxo quando comparados aos efeitos proporcionados pelos componentes contínuos, conforme ROCHA (1999). Os componentes contínuos funcionam como um fator de escala para o componente de fluxo estimado relativo à queda de tensão na resistência de estator.

Embora com menor intensidade que os *offsets* causados pela medição das tensões e correntes, há o problema da modulação em amplitude e/ou frequência. Este problema é característico dos acionamentos a velocidade variável devido às variações na amplitude e na frequência (tensões e correntes) ocasionando ciclos positivos distintos dos ciclos negativos, contribuindo para o aparecimento de componentes contínuas na integração.

O método de integração e o intervalo de tempo entre cálculos, devido à amostragem das medições, também são fatores que influenciam a precisão das integrais.

3.3 COMPENSAÇÃO DE OFFSETS NA INTEGRAÇÃO DO FLUXO

Neste item é apresentada uma revisão a respeito das soluções aplicadas à eliminação de *offset* e/ou *drift*, atuando diretamente na minimização do deslocamento do lugar geométrico do fluxo estimado.

Para solucionar os problemas de integração existem diferentes métodos propostos na literatura. O Filtro Passa Baixas (FPB) pode ser aplicado como um “pseudo-integrador”, utilizando uma frequência de corte suficientemente baixa para que o filtro opere na região de integração. Para que o filtro passa baixas trabalhe bem como integrador é necessário que sua frequência de corte seja pelo menos dez vezes menor que a frequência do sinal de entrada (FLEURY, 2004; SEVERINO, 2005).

Os controles de alto desempenho normalmente são desenvolvidos para velocidades variáveis, e em muitos momentos a frequência do sinal a ser integrado estará próxima ou abaixo da frequência de corte do filtro passa baixas, cabendo ao projetista do estimador desenvolver estratégias de compensação para diminuir erros de fase e magnitude presentes no sinal de saída deste filtro, para torná-lo um integrador eficiente independente da frequência do sinal de entrada.

Na referência HU e WU (1998), após aplicação de três diferentes algoritmos compostos por filtros passa baixas digitais com frequência de corte fixa para solucionar problemas de integração, os autores concluíram que o algoritmo baseado na ortogonalidade

entre a força contra eletromotriz e o vetor de fluxo estatórico foi mais preciso, garantindo uma compensação proporcional ao erro de quadratura entre estas variáveis. Um detector de quadratura é proposto para detectar esta ortogonalidade, e um regulador proporcional-integral (PI) é projetado para gerar um nível de compensação adequado.

Em SHIN et. al. (2000) foi utilizado um filtro passa baixas programável com frequência de corte variável, possuindo a vantagem de adaptação desta frequência dependendo da velocidade do motor, garantindo uma menor distorção no sinal integrado em frequências baixas. Esta técnica necessita da estimação da frequência estatórica para determinação das constantes do filtro, sendo geralmente utilizada, a PLL (*Phase Locked Loop*).

CARVALHO (2002) propõe um filtro passa baixas em cascata programável onde o mesmo foi implementado utilizando uma rede neural recorrente treinada em off-line por filtro de Kalman Estendido. A estratégia foi utilizar dois estágios de filtros passa baixas programáveis para obter um deslocamento de fase de 90° . Porém, sempre que houver variação da frequência de funcionamento do motor, é necessário treinar a rede neural novamente para se obter os pesos utilizados na implementação.

Filtros Passa Altas (FPA) podem ser propostos para retirar do sinal a ser integrado um possível sinal contínuo que poderia levar ao *drift*. A utilização de um filtro passa altas também ocasiona distorções na magnitude e fase. Em ZERBO et. al. (2005) foram utilizados dois pares de filtros passa altas com a intenção de retirar do sinal de entrada do integrador sinais de baixa frequência e sinais de corrente contínua, onde um par foi utilizado para filtrar o sinal de entrada da força contra eletromotriz, enquanto o outro par foi utilizado no esquema de cálculo do ganho na magnitude e na compensação do erro da fase causados pelo uso dos filtros. Segundo os autores, o estimador construído com a técnica de detecção de mínimo e máximo foi projetado para aplicações que requerem frequências de operação acima de 0,5Hz, e o erro de estimação foi da ordem de 2% sobre os valores estimados em estado estacionário.

Em MIHALACHE (2005) é proposto usar um filtro passa altas antes e depois da integração, afim de, eliminar sinais de corrente contínua na entrada e na saída do integrador puro. No lugar do filtro passa alta convencional, é utilizado um esquema com a intenção de reduzir as distorções de magnitude e fase no sinal filtrado quando o motor opera em velocidades muito baixas. Uma compensação é calculada para corrigir a fase e a

magnitude do sinal integrado. O sinal de saída do primeiro filtro é integrado e novamente filtrado por um segundo filtro para eliminar possíveis *offsets*.

No estudo proposto por XING et. al. (2007), são aplicados em série um filtro passa baixas e um passa altas de primeira ordem, onde a frequência de corte de ambos é variável tornando o estimador adequado para diversas condições, seguidos ainda de um compensador dos problemas atribuídos pelo uso dos filtros. Segundo os autores, este método remove completamente o erro de valor inicial e o deslocamento de entrada, permitindo uma estimação de fluxo sem erros no estado estacionário. Porém, a dificuldade da implementação está em definir a frequência de corte dos dois filtros, e a segunda é a forma de obter a fórmula de compensação de erro.

SEYOUM et. al. (2003) apresentaram um método que utiliza um integrador puro somado a estratégias para corrigir ou evitar problemas referentes neste integrador. A idéia é calcular a média da saída do integrador em um ciclo completo, devendo esta ser zero sem a presença de *offset* e/ou *drift*. A cada ciclo a média é calculada e subtraída do sinal de saída do integrador, e um filtro passa baixas combinado ao sinal de entrada é utilizado para desempenhar função de filtro passa altas retirando do sinal a ser integrado um possível nível de corrente contínua. O esquema de filtro passa altas com a intenção de reduzir as distorções de magnitude e fase no sinal filtrado, é geralmente utilizado quando o motor opera em velocidades muito baixas.

ROCHA (1999) propõe um método para resolver os problemas relacionados aos *offsets* das medições de tensão e corrente, identificando os valores de máximo e mínimo das mesmas, de forma a determinar tais *offsets*. As correções destes *offsets* são feitas ao fim de cada período de amostragem. HOLTZ e QUAN (2003) empregaram um integrador puro para estimar o fluxo estatórico, estimando o vetor de *offset* para poder eliminá-lo, compensando outros erros de estimação que estão presentes nos sinais amostrados. A compensação de *offsets* da tensão é obtida a partir do próprio fluxo de estator estimado, sendo estes *offsets* eliminados através de um controle *feedforward*. O método para a determinação destes *offsets* também utiliza o método de mínimo e máximo. A tensão de referência do modulador é utilizada no processo de integração para se evitar problemas relacionados ao processo de medição. Como o modulador PWM possui características não lineares, foi desenvolvido um modelo para estimação do valor da tensão aplicada ao motor. Também se utiliza um esquema de adaptação da resistência do estator de forma a se melhorar o desempenho do sistema.

Os autores LASCU et. al. (2000) propõem algoritmo híbrido que utilizam os modelos de tensão e corrente simultaneamente para poder estimar o fluxo estatórico em uma ampla variação de velocidade do motor. Embora não seja necessária a utilização de sensores de posição, sendo essa obtida através do fluxo estimado pelo modelo de tensão e usada como parâmetro de entrada no modelo de corrente, é necessário a estimação da resistência rotórica, paralelamente a estimação do fluxo.

FLEURY (2007) apresenta uma comparação entre três algoritmos estimadores de fluxo estatórico diferentes, baseados nos trabalhos anteriormente citados, a fim de compará-los. O primeiro algoritmo é baseado na proposta de HU e WU (1998). O segundo no trabalho de Em ZERBO et. al. (2005). E o terceiro um algoritmo híbrido proposto por LASCU et. al. (2000). Neste trabalho o autor afirma que todas as técnicas até então estudadas apresentam limitações em frequências muito baixas, próximas de zero, devido à estimação se tornar sensível a erros de medidas por sensores de tensão e corrente e a variação de parâmetros da máquina. A partir de testes com tensões chaveadas a 60Hz e 2Hz, os três algoritmos apresentaram resultados semelhantes quando operavam em 60Hz. Porém, com tensões chaveadas na frequência de 2Hz, o primeiro apresentou resultados piores, com oscilações e erros maiores que os outros dois algoritmos. O terceiro apresentou o melhor resultado, confirmando o melhor desempenho do modelo de corrente a baixa velocidade, apesar de ter um custo computacional mais elevado.

3.4 ALGORITMO PROPOSTO PARA ESTIMAR O FLUXO ESTATÓRICO

Este algoritmo utiliza Filtros Passa Altas (FPA) com a finalidade de solucionar os problemas relacionados à integração da equação do fluxo estatórico, minimizando os erros provenientes da aquisição das tensões e correntes nos terminais da máquina. Na Fig. (3.5) é apresentado o diagrama de blocos do algoritmo estimador de fluxo proposto.

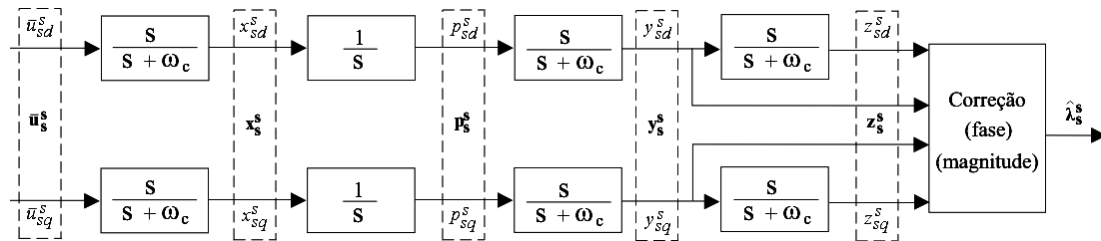


Figura 3.5 – Algoritmo de integração com compensação usando integrador puro e FPA.

A função de transferência do filtro passa altas é dada por:

$$G(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (3.8)$$

Onde:

$$\omega_c = 2\pi f_c \quad (3.9)$$

f_c é denominada frequência de corte (Hz)

A frequência angular é, em geral, um número complexo, da forma:

$$s = \sigma + j\omega \quad (3.10)$$

O estado senoidal constante é um caso especial em que a tensão de entrada não apresenta decaimento exponencial ($\sigma = 0$). Como resultado a frequência angular é simplificada ($s = j\omega$), podendo-se reescrever a expressão do FPA da seguinte forma:

$$G(j\omega) = \frac{j\omega}{j\omega + \omega_c} = |G(\omega)|e^{j\phi G(\omega)} \quad (3.11)$$

Notadamente, $G(0) = 0$ e $G(\infty) = 1$.

Para melhor entendimento do algoritmo da Fig. (3.5), uma simulação foi realizada apresentando o sinal de saída de cada bloco em termos das componentes da força contra eletromotriz. A Fig. (3.6) ilustra o diagrama do algoritmo utilizado, esquematizado no programa computacional MATLAB/SIMULINK™.

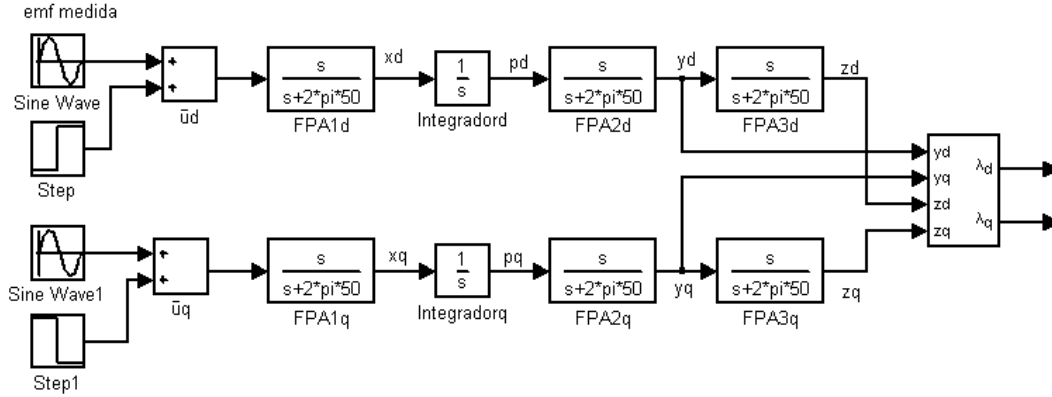


Figura 3.6 – Simulação do algoritmo em MATLAB/SIMULINK™.

Para melhor visualização do sinal obtido em cada etapa do algoritmo, a simulação do estimador de fluxo é realizada com sinal senoidal de 311V/50Hz. Para o eixo direto, após 3s de simulação, é aplicado um sinal contínuo de 5V na entrada do integrador. Para o eixo em quadratura, é aplicado após 1s de simulação, um sinal contínuo de -5V.

Etapa 1: Aplicação do primeiro filtro passa altas

O vetor da força contra eletromotriz medido com a presença de um sinal de corrente contínua (ϵ_s^s) na entrada do integrador é representado por:

$$\bar{\mathbf{u}}_s^s = (\mathbf{v}_s^s - R_s \mathbf{i}_s^s) + \boldsymbol{\epsilon} = \mathbf{u}_s^s + \boldsymbol{\epsilon}_s^s = U e^{j\omega_s t} + \boldsymbol{\epsilon} e^{j\phi} \quad (3.12)$$

Um primeiro filtro é aplicado ao vetor da força contra eletromotriz, para eliminação de um possível sinal contínuo de entrada devido ao uso de componentes analógicos e circuitos amplificadores utilizados na medição das tensões e correntes, que poderiam levar o integrador a saturação. O vetor resultante desta aplicação é apresentado na expressão seguinte:

$$\mathbf{x}_s^s = U e^{j\omega_s t} |G(\omega_s)| e^{j\phi G(\omega_s)} = U |G(\omega_s)| e^{j(\omega_s t + \phi G(\omega_s))} \quad (3.13)$$

Etapa 2: Aplicação do integrador ideal

Após a passagem pelo primeiro filtro o sinal é conduzido a um integrador ideal, representado pela expressão:

$$\frac{1}{s} = \frac{1}{j\omega} = \frac{1}{\omega} e^{-j\frac{\pi}{2}} \quad (3.14)$$

O seguinte sinal de saída é então obtido, com possível *offset* (d_s^s) causado pelo problema de valor inicial:

$$\mathbf{p}_s^s = \frac{1}{\omega_s} U |G(\omega_s)| e^{j\left(\omega_s t + \phi G(\omega_s) - \frac{\pi}{2}\right)} + d_s^s \quad (3.15)$$

A comparação entre a saída de um integrador puro apresentando o problema de *offset* e *drift*, e a saída do integrador puro com aplicação do primeiro FPA é apresentada na Fig. (3.7) para o eixo direto e na Fig. (3.8) para o eixo em quadratura. Podem ser observadas as consequências da aplicação dos filtros, que resultam em modificações na magnitude e na fase dos sinais dos eixos. Embora o problema de *drift* tenha sido solucionado em ambos os eixos, nota-se que ainda existe um *offset* de saída de aproximadamente 0,16Wb no eixo direto após a entrada de um sinal contínuo após 3s de simulação, e um *offset* de saída de aproximadamente -0,16Wb no eixo em quadratura após a entrada do sinal contínuo após 1s.

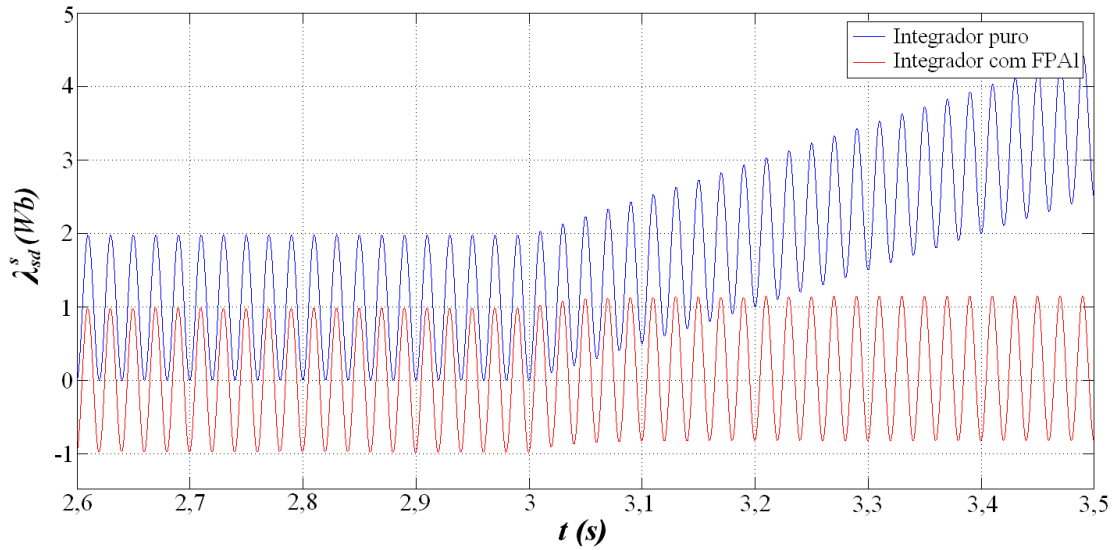


Figura 3.7 – Comparação entre integrador puro e a saída com eliminação de *drift* no eixo *d*.

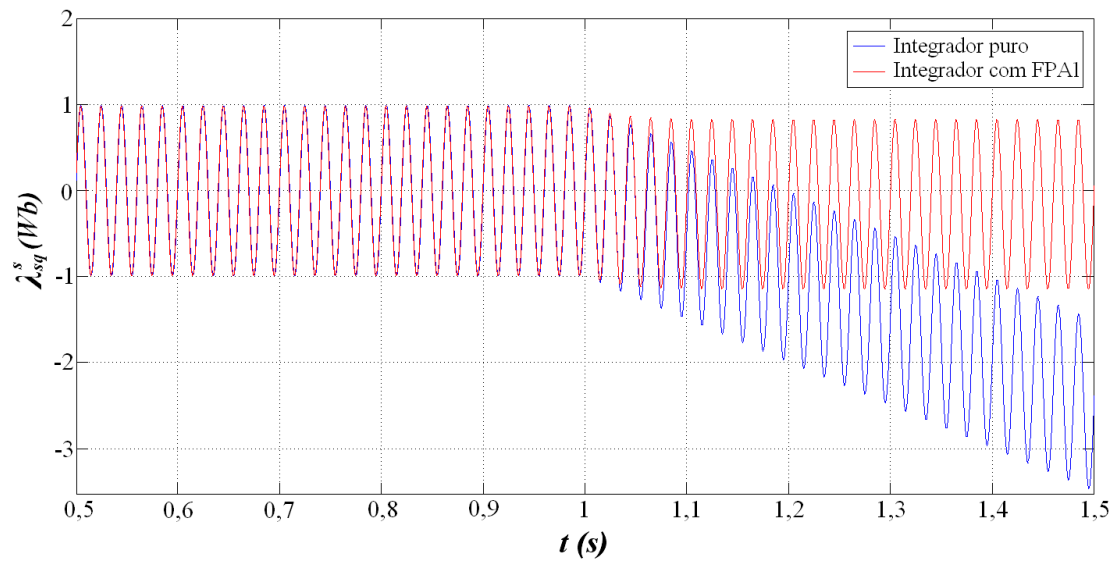


Figura 3.8 – Comparação entre integrador puro e a saída com eliminação de *drift* no eixo *q*.

Etapa 3: Aplicação do segundo filtro passa altas

Neste ponto o sinal ainda apresenta o *offset* devido as condições iniciais do sinal de entrada e pelas mudanças bruscas na magnitude do sinal. Um segundo FPA igual ao anterior foi aplicado na sequência para eliminar tais problemas:

$$\mathbf{y}_s^s = \frac{1}{\omega_s} U |G(\omega_s)|^2 e^{j\left(\omega_s t + 2\phi G(\omega_s) - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (3.16)$$

A comparação entre o sinal antes e após a aplicação do segundo FPA, é ilustrada na Fig. (3.9) para o eixo direto e na Fig. (3.10) para o eixo em quadratura. Observa-se na curva vermelha, que o segundo filtro retira o problema de *offset* de saída do integrador.

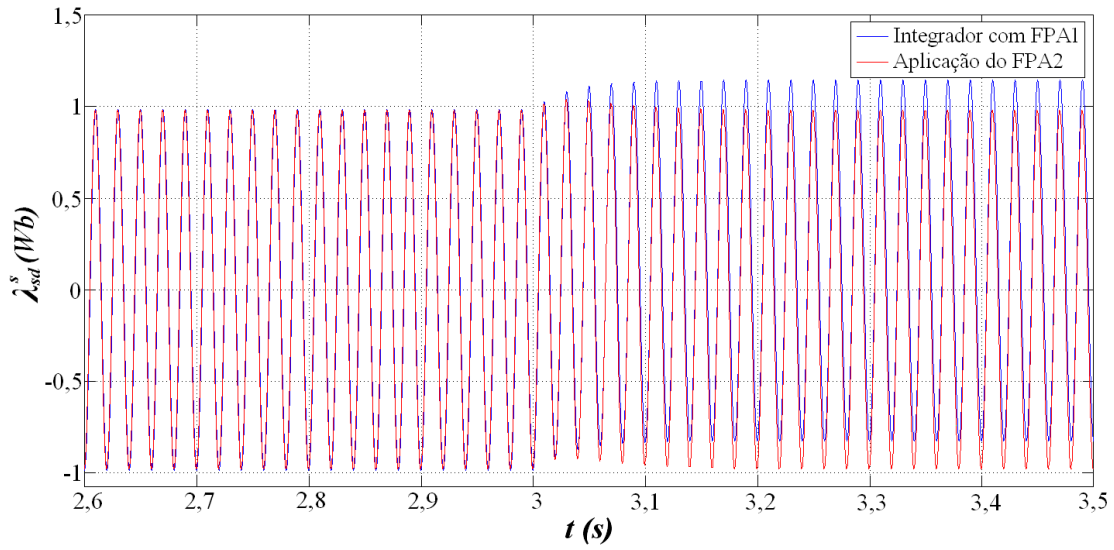


Figura 3.9 – Comparação entre a saída do primeiro FPA e do segundo FPA no eixo d .

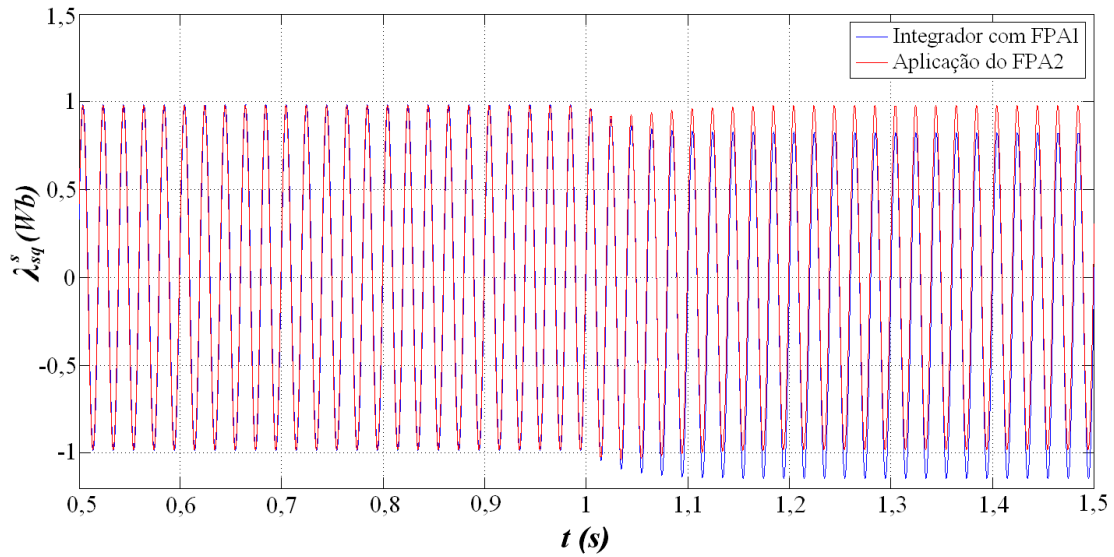


Figura 3.10 – Comparação entre a saída do primeiro FPA e do segundo FPA no eixo q .

Etapa 4: Aplicação do algoritmo de compensação

Com aplicação do segundo filtro o problema de *offset* é retirado, contudo o sinal apresenta distorções na magnitude e fase, devido ao uso dos filtros. Para se obter o fluxo, com magnitude e fase precisas, é necessário calcular em tempo real a compensação necessária para retirar as distorções indesejadas do sinal integrado. Nota-se, portanto, que a aplicação de um terceiro FPA igual aos anteriores ocasiona um sinal de fluxo:

$$\mathbf{z}_s^s = \frac{1}{\omega_s} U |G(\omega_s)|^3 e^{j\left(\omega_s t + 3\phi G(\omega_s) - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (3.17)$$

Fazendo a divisão entre o sinal de saída do terceiro filtro e o sinal do segundo:

$$\mathbf{r} = \frac{\mathbf{z}_s^s}{\mathbf{y}_s} = |G(\omega_s)| e^{j\phi G(\omega_s)} \quad (3.18)$$

Em termos de componentes:

$$\mathbf{r} = r_d + jr_q = \frac{z_d + jz_q}{y_d + jy_q} = \frac{y_d z_d + y_q z_q}{y_d^2 + y_q^2} + j \frac{y_d z_d - y_q z_q}{y_d^2 + y_q^2} \quad (3.19)$$

O fluxo estatístico compensado na magnitude e fase, sem problemas de integração e medição de variáveis é obtido através da expressão:

$$\hat{\lambda}_s^s = \frac{\mathbf{y}_s^s}{\mathbf{r}^2} = \frac{1}{\omega_s} U e^{j\left(\omega_s t - \frac{\pi}{2}\right)} \quad (3.20)$$

Em termos de componentes:

$$\hat{\lambda}_s^s = \frac{y_d + jy_q}{(r_d + jr_q)^2} = \frac{y_d + jy_q}{r_d^2 - r_q^2 + j2r_d r_q} = \frac{y_d a + y_q b}{a^2 + b^2} + j \frac{y_q a - y_d b}{a^2 + b^2} \quad (3.21)$$

onde: $a = r_d^2 - r_q^2$ e $b = 2r_d r_q$.

O bloco de cálculo da compensação de magnitude e fase, implementado a partir das Eq. (3.19) e Eq. (3.21) em ambiente MATLAB/SIMULINK™, é apresentado na Fig. (3.11). A saída do bloco compensador é apresentada na Fig. (3.12) para o eixo direto, e na Fig. (3.13) para o eixo em quadratura.

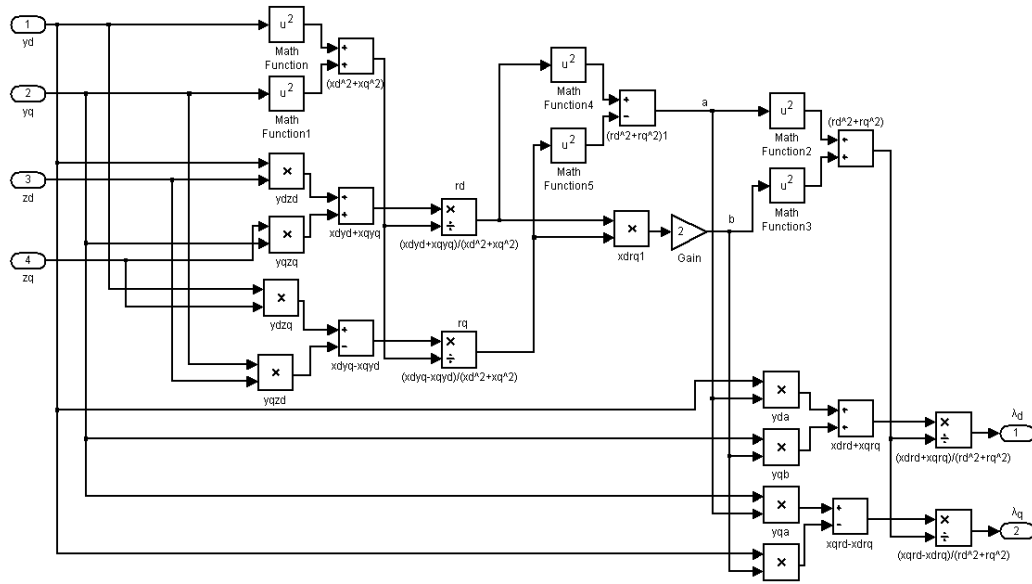


Figura 3.11 – Bloco de compensação de magnitude e fase implementado.

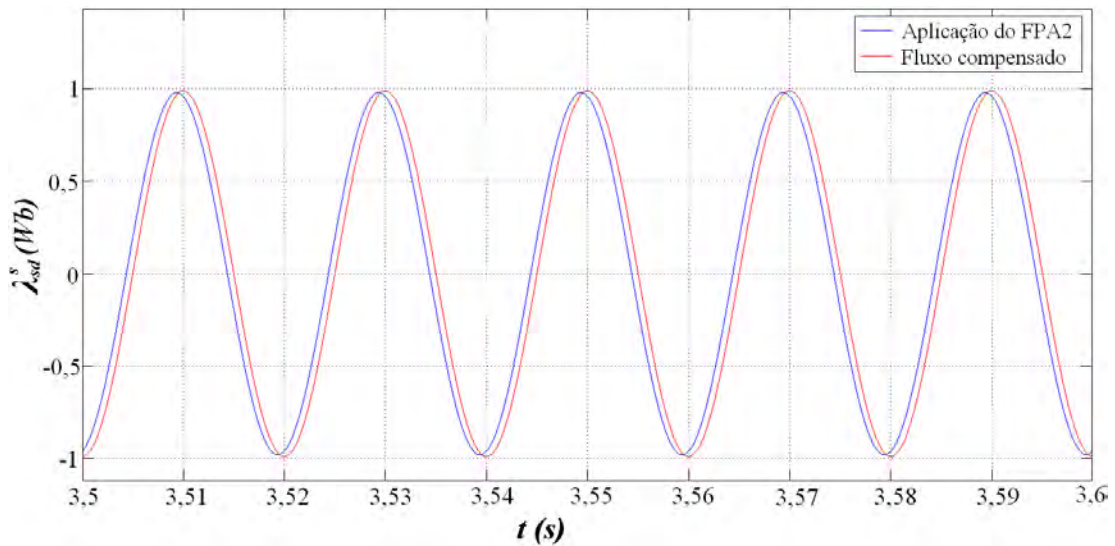


Figura 3.12 – Comparação entre a saída do segundo FPA e a saída do compensador de fase e magnitude no eixo d .

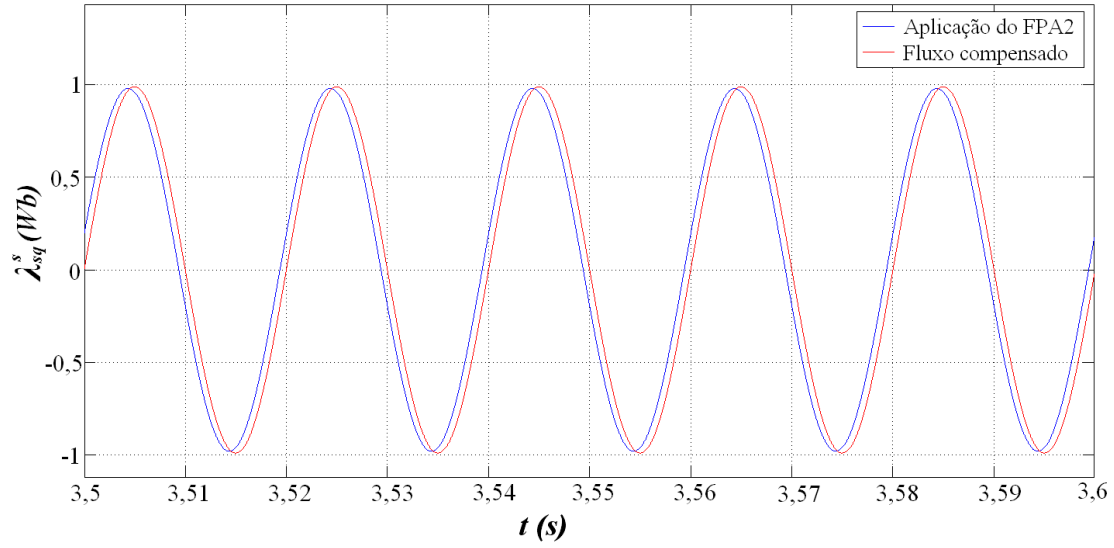


Figura 3.13 – Comparação entre a saída do segundo FPA e a saída do compensador de fase e magnitude no eixo q .

A Fig. (3.14) ilustra as parcelas de fluxo estimado, notando-se o defasamento entre as curvas de 90° .

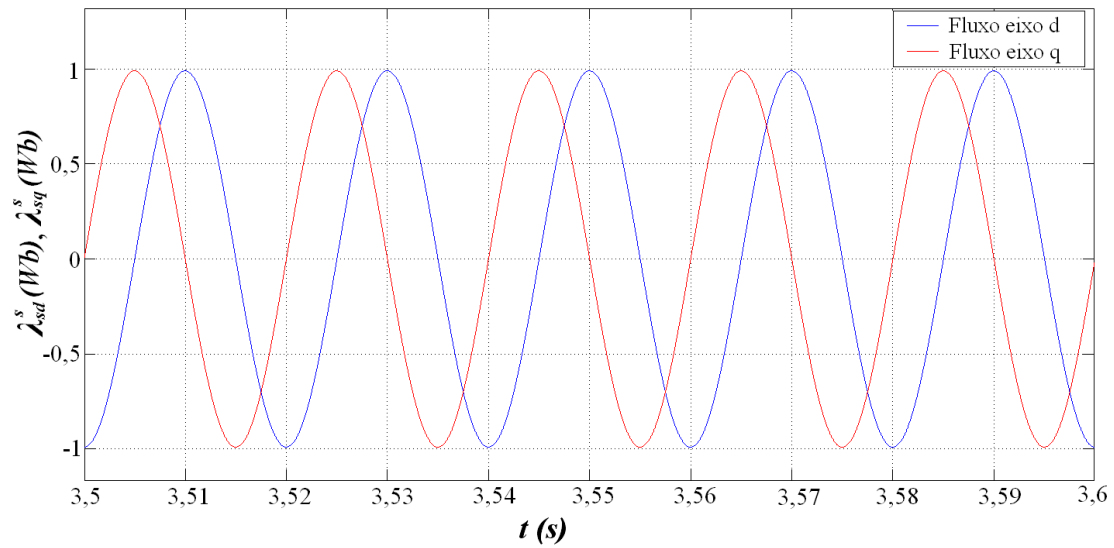


Figura 3.14 – Parcelas do fluxo estimado nos eixos d e q .

A frequência de corte dos filtros é avaliada por meio da observação do desempenho da estimação nos seguintes critérios: rejeição da componente DC, resposta transitória, exatidão e imunidade a ruídos para o caso da implementação experimental. Na avaliação foi verificada a resposta em termos de magnitude e fase. O primeiro critério propõe a avaliação quanto à resposta em regime permanente, observando o percentual de erro na estimação. O segundo propõe a verificação da velocidade de convergência da resposta dos filtros, a qual pode influenciar na estimação em transitórios de carga. A frequência de corte foi fixada em 5Hz por proporcionar, principalmente, uma melhor atenuação dos *offsets* em regime permanente dentro da faixa de funcionamento da máquina.

3.5 RESULTADOS DE SIMULAÇÃO

Para validar a estratégia de estimação proposta neste trabalho, foi realizada a simulação de um motor em operação, a fim de se observar o funcionamento dinâmico e averiguar possíveis erros e/ou elementos desconsiderados, aperfeiçoando o algoritmo antes de serem feitos testes práticos em montagem experimental. A simulação foi realizada em ambiente C/C++ e as curvas dos resultados obtidos foram traçadas utilizando Matlab™.

Com objetivo de averiguar a eficiência do estimador, a simulação foi realizada com um motor operando com os mesmos dados de acionamento para a alimentação senoidal e PWM, primeiramente em 60Hz e posteriormente em 2Hz. Todas as curvas estimadas obtidas foram comparadas com as curvas calculadas através do modelamento. Após a partida, atingindo regime permanente, foi aplicada ao eixo do motor simulado uma carga com a finalidade de se verificar o comportamento da estimação. A máquina simulada possui os seguintes parâmetros: $R_s=5,8 \Omega$, $R_r=3,42 \Omega$, $L_s=L_r=0,386 \text{ H}$ e $M_{sr}=0,3667 \text{ H}$.

3.5.1 Resultados simulados com motor operando a 60Hz

A simulação para avaliação do método em alta velocidade de rotação é realizada com tensão de alimentação do motor em 311V. Após 10s de simulação em vazio, uma carga de 5N.m é aplicada ao eixo da máquina, tanto para o acionamento com fonte senoidal, quanto para a alimentação PWM. Na Fig. (3.15) é apresentada a comparação entre os fluxos reais e estimados com alimentação senoidal com transitório de carga.

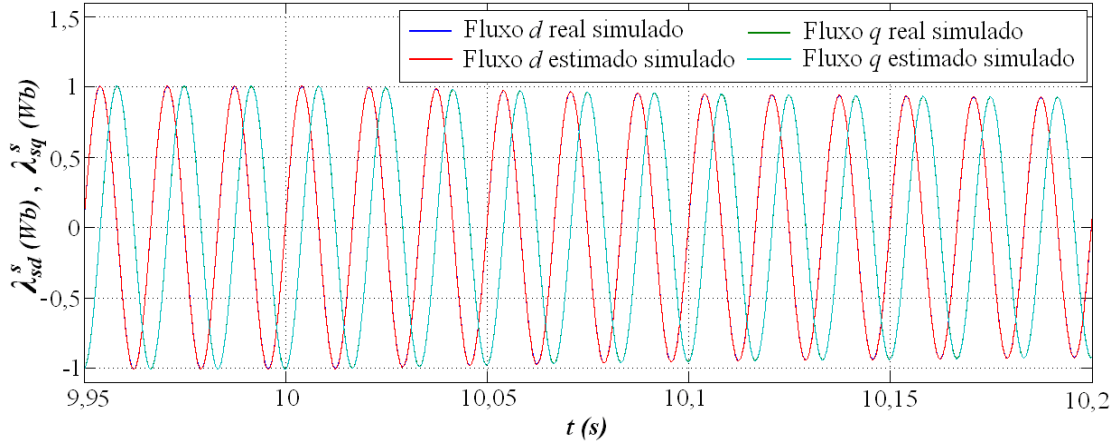


Figura 3.15 – Fluxos estatóricos d e q com alimentação senoidal (60Hz).

É observado que praticamente não existe distinção entre o fluxo real e estimado, estando estes com a mesma fase e magnitude, sem a presença de erros de integração, mesmo no transitório de carga. Como a máquina está operando em malha aberta, com o aumento da parcela que representa a queda de tensão por conta do aumento da corrente, ocorre uma diminuição da força contra eletromotriz, diminuindo-se, portanto, o fluxo estimado. Na Fig. (3.16) são apresentadas as diferenças entre os fluxos reais e estimados simulados na presença do transitório de carga.

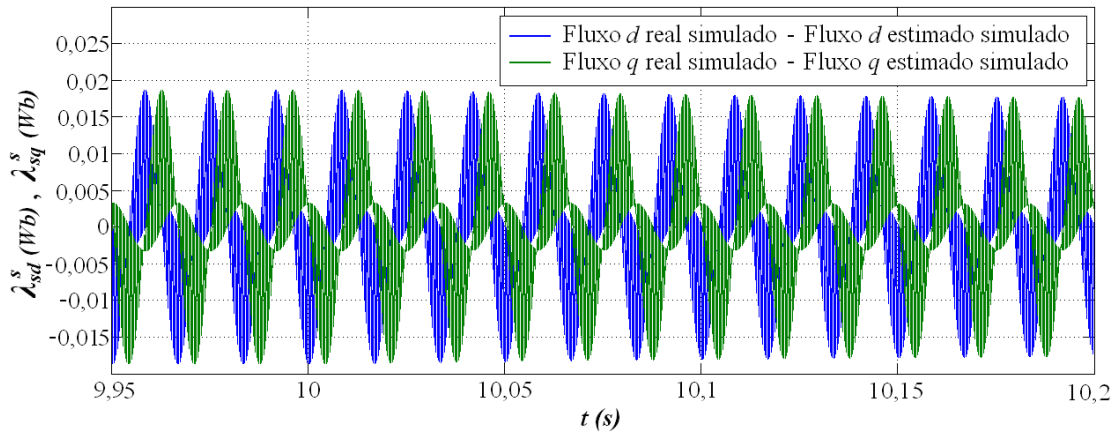


Figura 3.16 – Diferença entre fluxos reais e estimados com alimentação senoidal (60Hz).

Na Fig. (3.17) é apresentado o comportamento do conjugado eletromagnético real e estimado na presença do transitório de carga, para a alimentação senoidal, onde é observado que há um acompanhamento da curva calculada pela estimada.

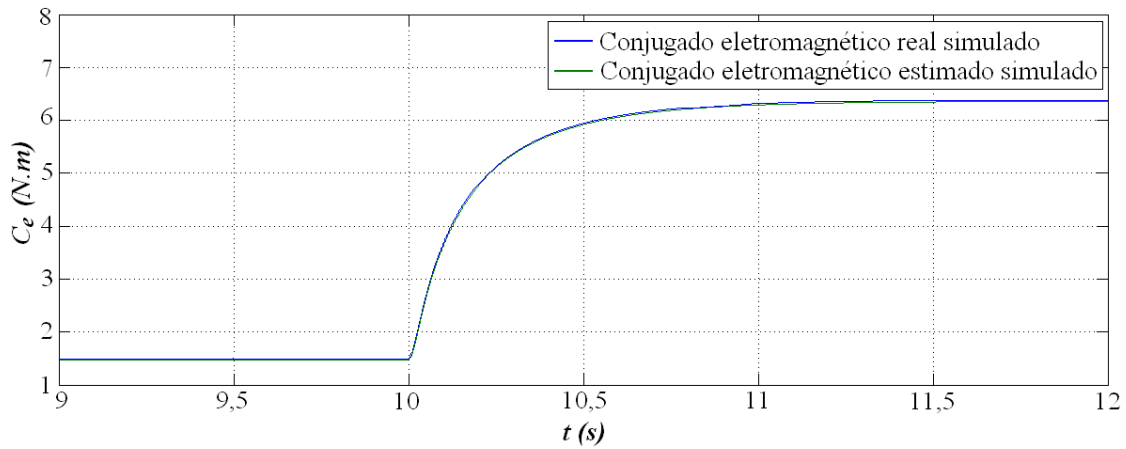


Figura 3.17 – Conjugado real e estimado simulados com alimentação senoidal (60Hz).

Na Fig. (3.18) é apresentada a diferença entre o conjugado real e estimado na presença do transitório de carga. No ensaio com alimentação senoidal em 60Hz verificou-se que a diferença calculada em regime permanente após a entrada da carga entre o conjugado eletromagnético real e estimado é 0,0064N.m, o que equivale a um erro percentual da estimativa de 0,1%, uma vez que o conjugado após a entrada da carga estabiliza em aproximadamente 6,4N.m.

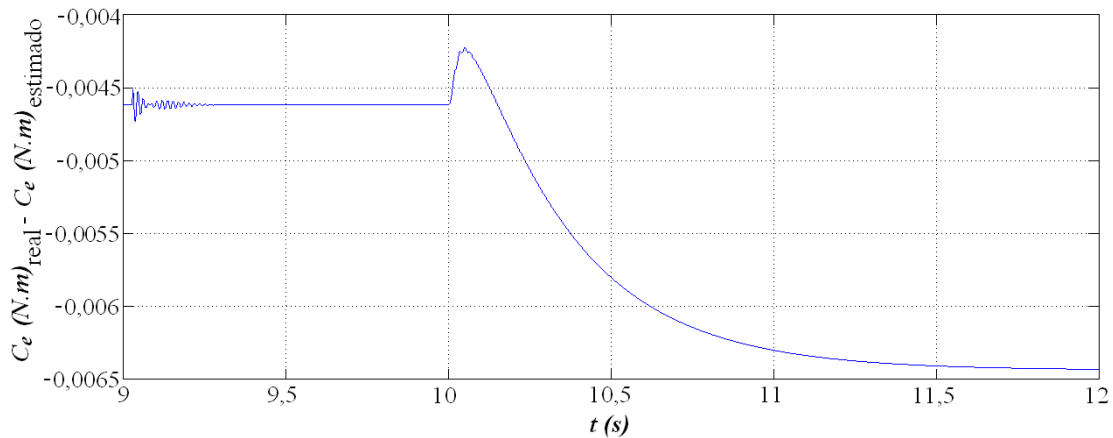


Figura 3.18 – Diferença entre o conjugado real e estimado simulados com alimentação senoidal (60Hz).

A simulação com alimentação PWM foi configurada em termos de tensão de fase, valor de carga e instante da entrada do transitório, para apresentar os mesmos valores de fluxo e conjugado que a simulação com fonte senoidal. A tensão de barramento foi fixada

em 550V. Na Fig. (3.19) é apresentada a comparação entre o fluxo real e estimado por simulação para a alimentação com fonte PWM.

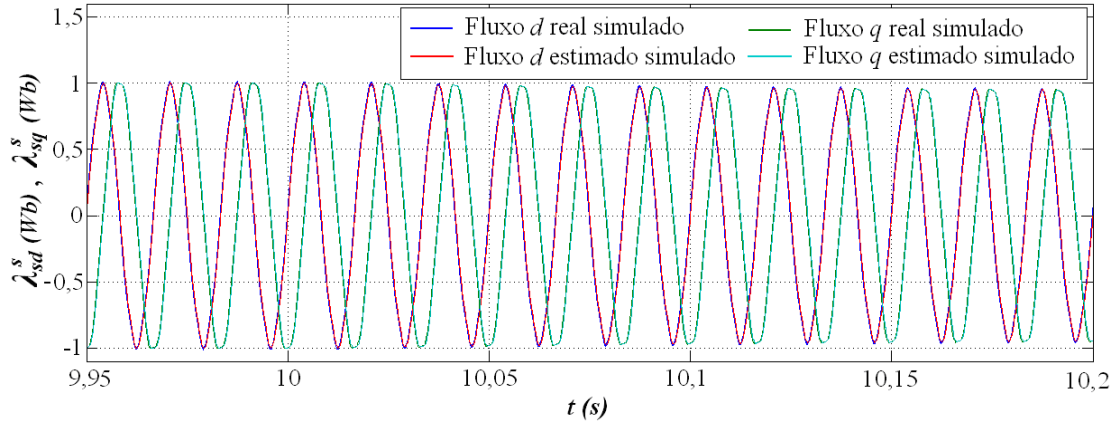


Figura 3.19 – Fluxos estatóricos d e q com alimentação PWM (60Hz).

Na Fig. (3.20) são apresentadas as diferenças entre os fluxos reais e estimados na presença do transitório de carga iniciado após 10s de simulação, para a alimentação PWM com 60Hz.

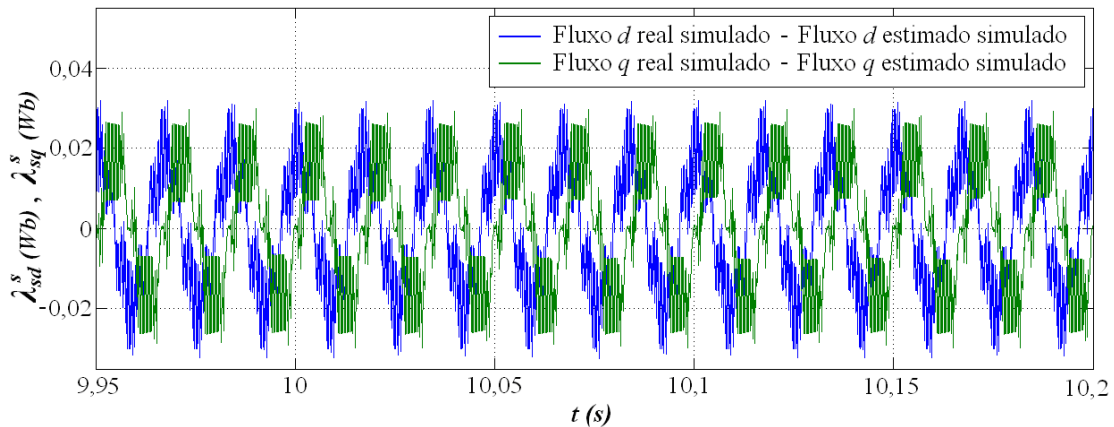


Figura 3.20 – Diferença entre fluxos reais e estimados com alimentação PWM (60Hz).

Na Fig. (3.21) é apresentado o comportamento do conjugado eletromagnético real e estimado na presença do transitório de carga, para a alimentação PWM, onde é observado que praticamente não há distinção entre as curvas. O conjugado após a entrada da carga estabiliza em aproximadamente 6,4N.m.

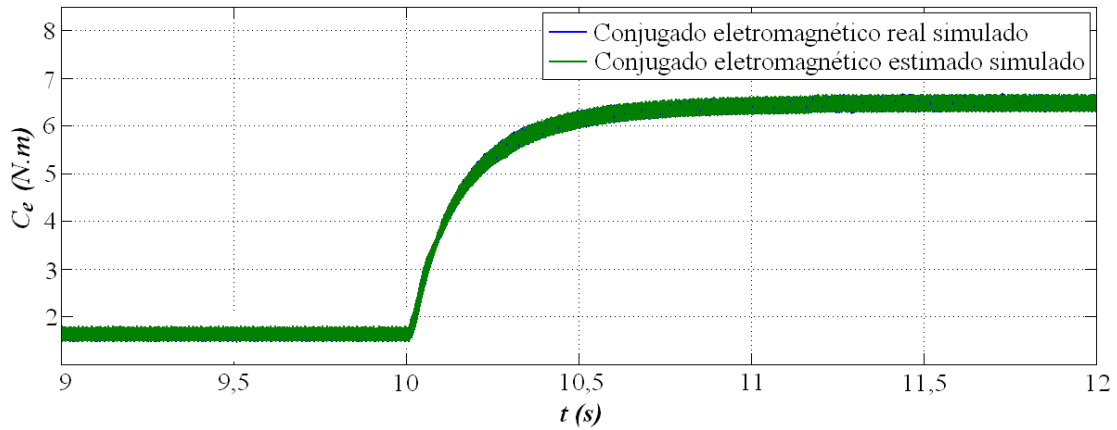


Figura 3.21 – Conjugado real e estimado simulados com alimentação PWM (60Hz).

Na Fig. (3.22) é apresentada a diferença entre o conjugado real e estimado por simulação na presença do transitório de carga iniciado após 10s de simulação.

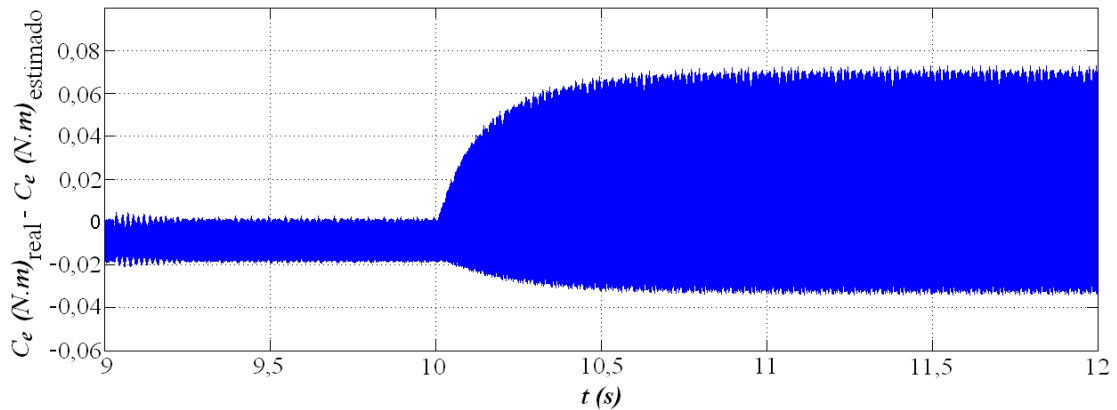


Figura 3.22 – Diferença entre o conjugado real e estimado simulados com alimentação PWM (60Hz).

O ensaio em alta velocidade de rotação com alimentação PWM apresenta uma diferença entre o conjugado eletromagnético real e estimado de aproximadamente 0,022N.m, equivalendo a um erro percentual da estimacão de 0,3438%.

3.5.2 Resultados simulados com motor operando a 2Hz

Os resultados para avaliação do método em baixa velocidade de rotaçao são obtidos com tensão de alimentacão de 10V. Após 10s de acionamento, aplicou-se uma

carga de 0,5N.m. Na Fig. (3.23) é apresentado o comportamento dos fluxos reais e estimados na entrada da carga para a alimentação com fonte senoidal.

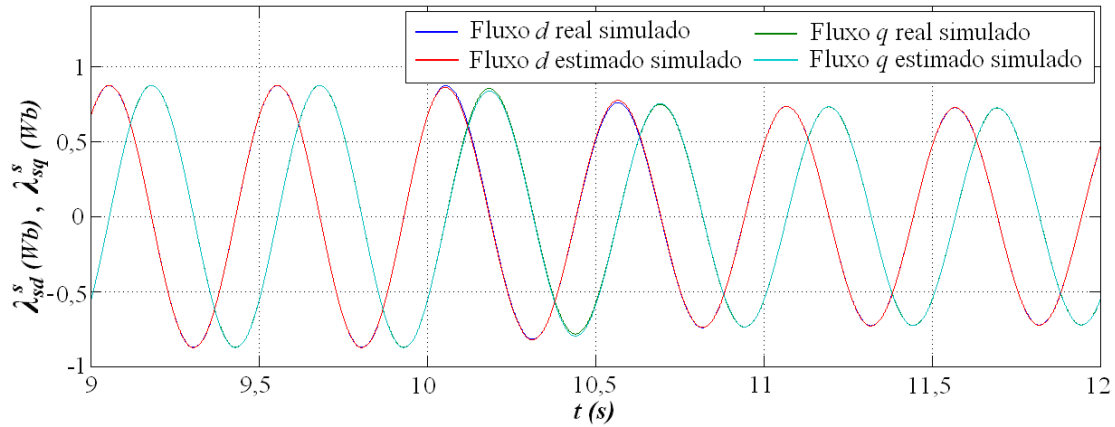


Figura 3.23 – Fluxos estatóricos d e q com alimentação senoidal (2Hz).

Na Fig. (3.24) são apresentadas as diferenças entre os fluxos reais e estimados na presença do transitório de carga iniciado após 10s de simulação.

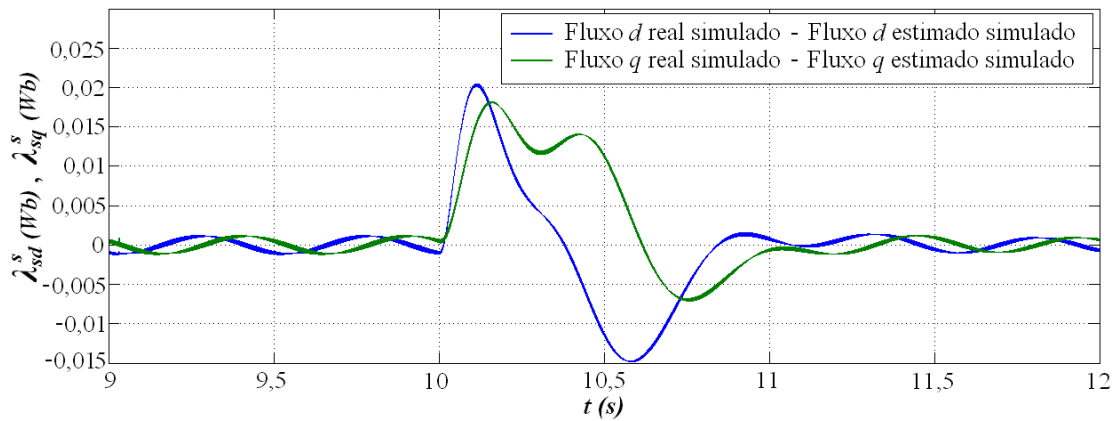


Figura 3.24 – Diferença entre fluxos reais e estimados com alimentação senoidal (2Hz).

Na Fig. (3.25) é apresentado o comportamento do conjugado eletromagnético real e estimado na presença do transitório de carga, para a alimentação senoidal. O conjugado após a entrada da carga estabiliza em 0,53N.m.

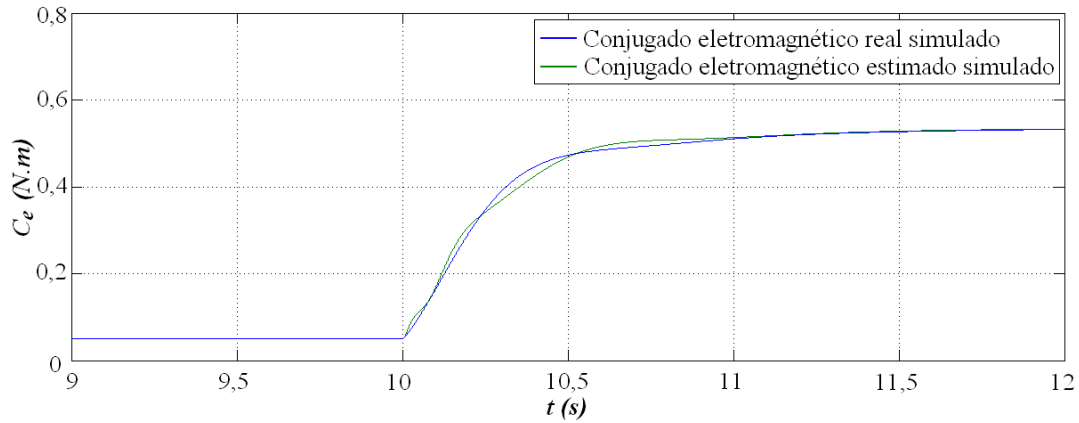


Figura 3.25 – Conjugado real e estimado simulados com alimentação senoidal (2Hz).

Na Fig. (3.26) é apresentada a diferença entre o conjugado real e estimado simulado na presença do transitório de carga iniciado após 10s de simulação. É verificado que no transitório, a curva do conjugado estimado não acompanha com exatidão a curva do conjugado real, uma vez que a estimação dos fluxos também apresenta erros de magnitude no transitório. Contudo, após o regime permanente ser estabilizado, a diferença entre o conjugado real e estimado é de aproximadamente 0,002N.m, o que equivale a um erro percentual de 0,3773%.

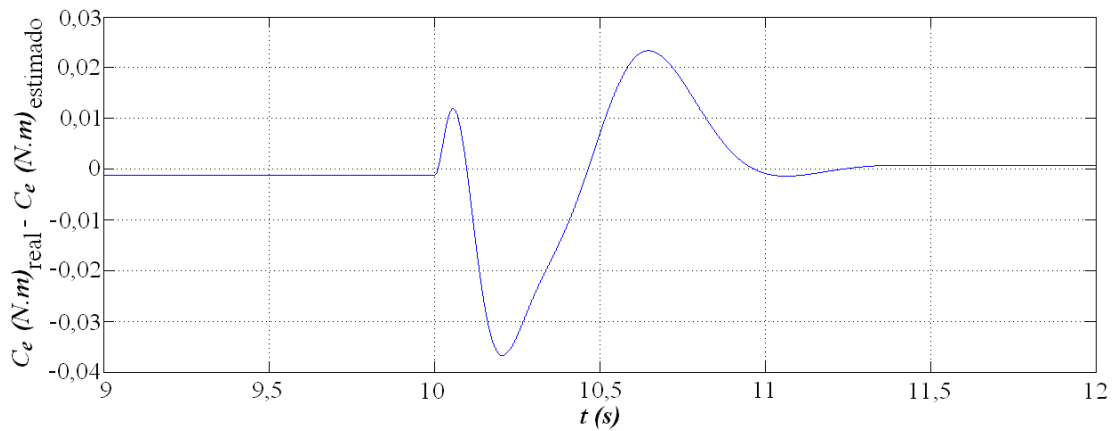


Figura 3.26 – Diferença entre o conjugado real e estimado simulados com alimentação senoidal (2Hz).

Na Fig. (3.27) é apresentado o comportamento dos fluxos calculados e estimados na entrada da carga para a alimentação PWM de 2Hz, com tensão de barramento de 50V.

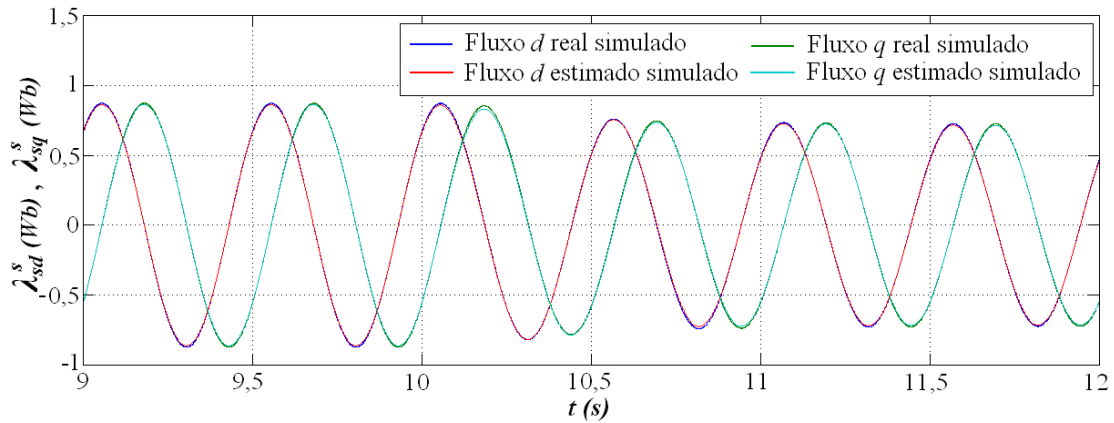


Figura 3.27 – Fluxos estatóricos d e q com alimentação PWM (2Hz).

Na Fig. (3.28) são apresentadas as diferenças entre os fluxos reais e estimados na presença do transitório de carga iniciado após 10s de simulação.

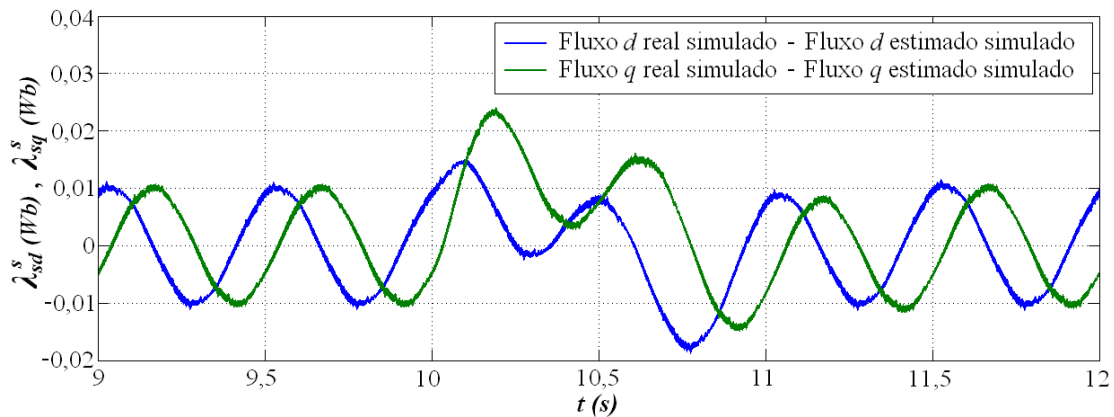


Figura 3.28 – Diferença entre fluxos reais e estimados com alimentação PWM (2Hz).

Na Fig. (3.29) é apresentado o comportamento do conjugado eletromagnético real e estimado simulados na presença do transitório de carga, para a alimentação PWM. O conjugado após a entrada da carga estabiliza em 0,53N.m.

Semelhantemente ao ensaio com alimentação senoidal, é verificado que no transitório a curva do conjugado estimado não acompanha com exatidão a curva do conjugado real devido aos desvios verificados na estimação dos fluxos.

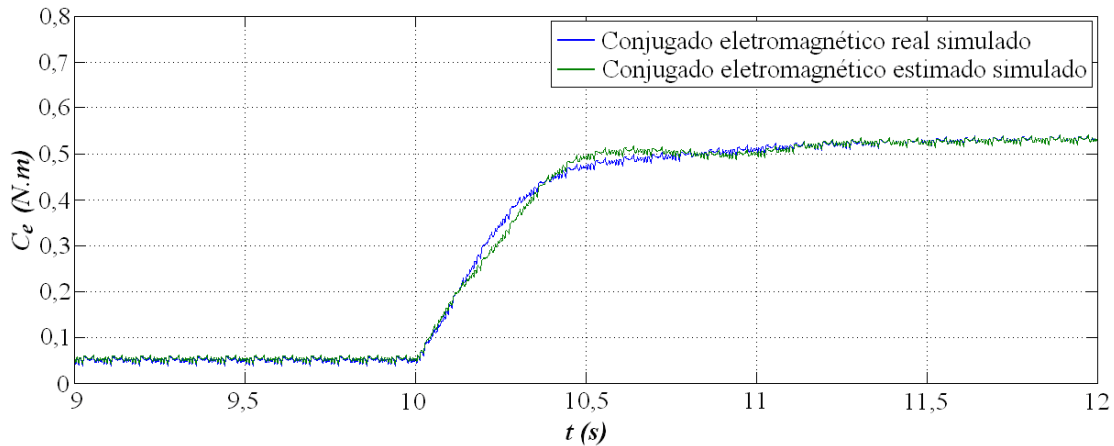


Figura 3.29 – Conjugado real e estimado simulados com alimentação PWM (2Hz).

Na Fig. (3.30) é apresentada a diferença entre o conjugado real e estimado simulados na presença do transitório de carga iniciado após 10s de acionamento. Após o regime permanente ser estabilizado, a diferença entre o conjugado real e estimado é de aproximadamente 0,003N.m, o que equivale a um erro percentual de 0,5660%.

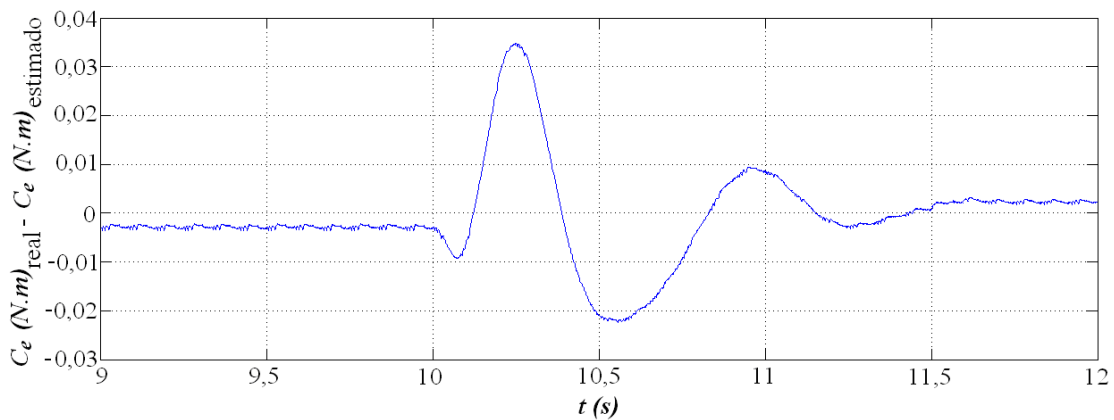


Figura 3.30 – Diferença entre o conjugado real e estimado simulados com alimentação PWM (2Hz).

3.6 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS

Neste capítulo, a estimação do fluxo estatórico por meio do modelo de tensão da máquina de indução foi abordada de forma mais detalhada. A principal vantagem deste esquema de obtenção do fluxo é a sua maior robustez frente a variações paramétricas, já que o único parâmetro que afeta a estratégia é a resistência estatórica. Caso se adote o

referencial do sistema fixo no estator, elimina-se a necessidade do conhecimento da velocidade de rotação da máquina. Alguns problemas podem contribuir para o insucesso desta estratégia de estimação, podendo-se citar os erros de medição das tensões e correntes de estator, modulação em amplitude e/ou frequência destas medições, método numérico de integração, além de erros na estimação da resistência estatórica. Os aspectos mais importantes destes problemas foram discutidos, bem como as consequências dos mesmos sobre a estimação do fluxo de estator, e foi desenvolvida uma metodologia para a identificação e compensação dos *offsets* nas medições de tensão e corrente e suas integrais.

Os resultados de simulação sugerem que o integrador utilizado obteve bom desempenho, solucionando os problemas relacionados à integração da força contra eletromotriz, tais como valor inicial e *offset* no sinal. Na aplicação dos transitórios de carga, tanto para o ensaio em baixa como em alta velocidade, as curvas dos fluxos estimados simulados acompanharam as curvas dos fluxos reais, verificando-se algumas oscilações durante mudanças bruscas de carga devidas a resposta, as quais são inexistentes no retorno ao regime permanente. As oscilações observadas com 2Hz são inexistentes se utilizada uma frequência de corte dos filtros mais baixa que a frequência de acionamento, entretanto nos ensaios com 60Hz, o algoritmo perde a eficiência na remoção dos *offsets*, ocasionando erros na magnitude dos fluxos estimados.

Na estimação do conjugado eletromagnético houve algumas variações no transitório de carga, mais fortemente observadas nos testes em baixa velocidade, verificando-se que os maiores erros percentuais da estimação, não ultrapassaram 0,6% em regime permanente.

CAPÍTULO IV

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 INTRODUÇÃO

Neste capítulo, o algoritmo a ser implementado em DSP é apresentado através de um diagrama de blocos, do qual será descrito a sequência de processamento da estimação proposta, bem como o método utilizado para resolução numérica do sistema de equações diferenciais resultantes do equacionamento dinâmico da máquina.

Na sequência, o capítulo apresenta a análise experimental da estratégia de estimação proposta, sendo o funcionamento do motor inicialmente obtido por meio da alimentação direta da rede, e em seguida pela utilização de um inversor de frequência. Para avaliação do estimador aplicou-se algumas condições de carga através de um freio de Foucault acoplado ao eixo da máquina, observando paralelamente o comportamento dos resultados em relação à aplicação de alta e baixa velocidade de rotação. Após a aquisição dos pontos das curvas que se deseja visualizar, os resultados experimentais foram plotados no Matlab™.

4.2 ORGANIZAÇÃO DO ALGORITMO

A implementação do algoritmo foi dividida em partes para uma melhor descrição das unidades de processamento, constituindo-se por unidade de aquisição de dados, unidade de processamento de fluxo e unidade de processamento de conjugado. A Fig. (4.1) apresenta o fluxograma do algoritmo e suas divisões.

O DSP TMS320F28335 possui 16 canais de conversão analógica para digital (ADC) de 12 bits, com velocidade de conversão de 80 ns. Para o desenvolvimento deste trabalho foram utilizadas sete entradas, com conversão sequenciada nos sinais de tensão,

corrente e célula de carga, respectivamente. Os sinais lidos foram condicionados para se adequarem as especificações das entradas analógicas do DSP, não trazendo valores reais, sendo necessário aplicar correções antes do armazenamento das variáveis. No bloco de aquisição das variáveis, após o armazenamento dos valores amostrados das correntes e tensões, realiza-se a transformação dq com referencial fixo no estator. O cálculo das tensões e correntes dq é efetuado conforme a transformada de *Park*.

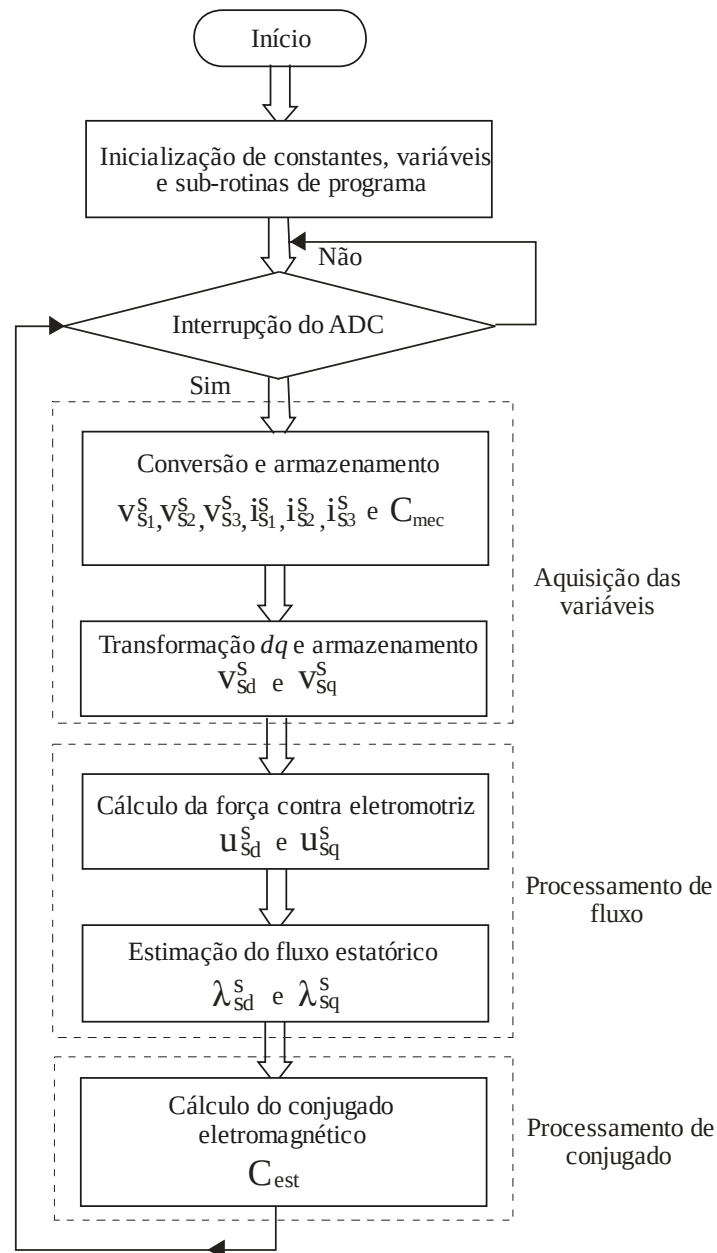


Figura 4.1 – Estrutura do algoritmo implementado.

Após a transformação dq , os sinais de tensão e de corrente são submetidos a Filtros Passa Baixas (*FPB*) para possível remoção de ruídos.

Paralelamente ao armazenamento das tensões e correntes, ocorre o processamento do conjugado de carga por meio da medição da tensão gerada pela célula de carga. O conjugado de carga medido será utilizado nos resultados experimentais, sendo seu valor comparado ao conjugado eletromagnético estimado para comprovação da estratégia de estimação. A tensão da célula tem relação com a força imposta por um braço de alavanca de um freio de Foucault acoplado para informar o valor da carga aplicada ao motor.

A partir de ensaios para calibração conforme apresentado no Apêndice A, concluiu-se que a tensão da célula (V_{cm}) tem uma relação linear com a massa (η) aplicada ao braço do freio de Foucault, através da relação:

$$\eta = \rho V_{cm} + \gamma \quad (4.1)$$

Onde: $\rho = 4.4577$ (coeficiente angular da reta) e $\gamma = -0.2999$ (coeficiente linear).

O resultado final do conjugado de carga se baseia no momento linear produzido por uma carga estática, que no caso da calibração, foram às massas de exatidão utilizadas, e na prática será a força produzida pelo braço de alavanca do freio de Foucault acoplado ao motor de indução. A Eq. (4.2) apresenta a expressão utilizada para o cálculo do momento linear:

$$c_{mec} = M_o = rF \sin(r, F) \quad (4.2)$$

A linha de ação da força aplicada pelo braço do freio na célula ocasiona um ângulo entre os vetores da força (F) e da distância (r) de 90° . A distância da linha de ação da força até o eixo do freio acoplado ao motor de indução é 30 cm (0,3 m). Admitindo uma gravidade local de $9,81 \text{ m.s}^{-2}$, a simplificação da Eq. (4.2) para o cálculo do conjugado é dada por:

$$c_{mec} = 2,942\eta \quad (4.3)$$

Semelhantemente aos sinais de tensão e de corrente, é aplicado ao conjugado de carga um Filtro Passa Baixa (FPB) para atenuação de ruídos. O fluxograma de cálculos para obtenção do conjugado medido é apresentado na Fig. (4.2).

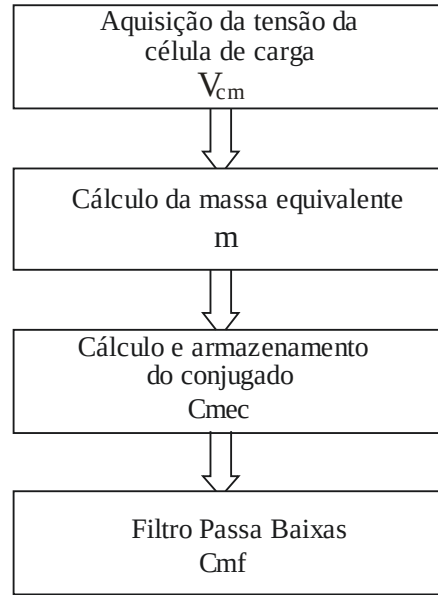


Figura 4.2 – Fluxograma de cálculo do conjugado medido.

Concluída a unidade de aquisição das variáveis, calculam-se as forças contra eletromotrizes u_{sd}^s e u_{sq}^s . A estimação do fluxo estátórico é efetuada conforme as Eq. (3.4) e Eq. (3.5) aplicando-se um método de integração de passo simples.

Os métodos de integração de passo simples caracterizam-se pela obtenção da solução y_{j+1} a partir apenas do resultado y_j da etapa anterior. Na forma geral, um método de passo simples é representado por uma equação de recorrência, em que o valor da variável no instante t depende do valor da mesma no instante $t + \Delta t$, o que pode ser representado da seguinte forma:

$$y_{j+1} = y_j + h\psi(t_j, y_j, h) \quad (4.4)$$

Com $j=1,2,3,\dots,m-1$.

Onde ψ é a função incremento e h o comprimento do passo adotado para a integração. O intervalo de integração escolhido para resolução das equações foi de $1\mu s$ para se obter boa precisão.

Escolheu-se, para aplicação neste trabalho, o método de passo simples Runge-Kutta de quarta ordem (RK4), que é um dos métodos mais populares dentre os diversos desenvolvimentos apresentados na literatura, sendo $y' = f(t, y)$ a equação de recorrência do método RK4, é dada por:

$$y_{j+1} = y_j + \frac{h}{6}(K_1 + 2K_2 + 2K_3 + K_4) \quad (4.5)$$

Onde os valores de K_1 , K_2 , K_3 , e K_4 são calculados da seguinte forma:

$$K_1 = f(t_j, y_j) \quad (4.6)$$

$$K_2 = f\left(t_j + \frac{h}{2}, y_j + \frac{h}{2}K_1\right) \quad (4.7)$$

$$K_3 = f\left(t_j + \frac{h}{2}, y_j + \frac{h}{2}K_2\right) \quad (4.8)$$

$$K_4 = f(t_j + h, y_j + hK_3) \quad (4.9)$$

O erro de truncamento (ET), quando se utiliza o método de Runge-Kutta de ordem quatro, é da ordem da quinta derivada com $t_{j-1} < \zeta < t_j$, sendo expresso por:

$$ET = \frac{h^5}{5!} \frac{d^5 y(\zeta)}{dt^5} \quad (4.10)$$

O fluxograma do bloco de processamento de fluxo visto de forma mais detalhada é apresentado na Fig. (4.3).

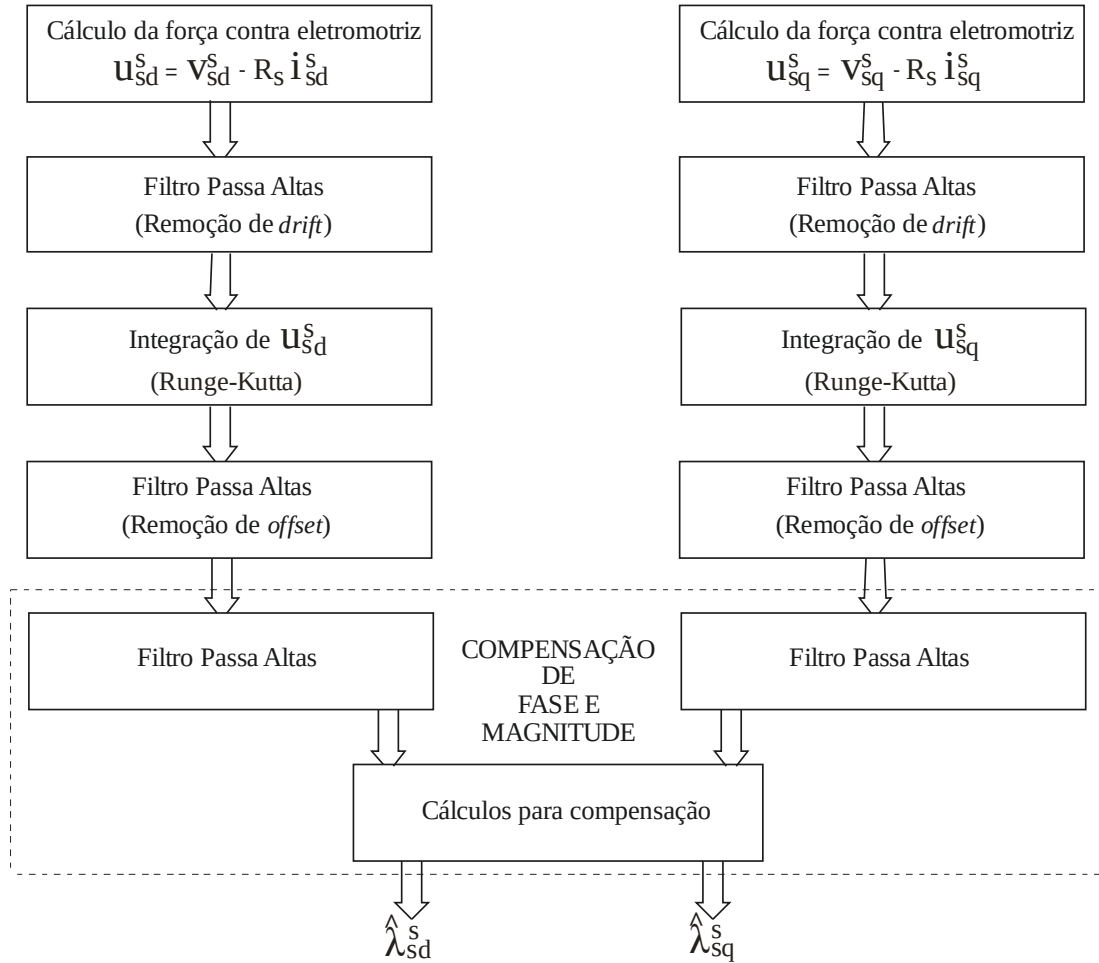


Figura 4.3 – Fluxograma detalhado da unidade de processamento de fluxo.

Estimadas as componentes dq do fluxo estátórico, e conhecendo-se os valores das correntes dq , calcula-se o conjugado eletromagnético através da Eq. (3.3). Após o cálculo do conjugado, é aplicado um Filtro Passa Baixas com o objetivo de se atenuar ruídos.

4.3 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM MOTOR OPERANDO A 60HZ

Para se obter determinados valores de carga, o motor foi acoplado a um freio a disco por corrente de Foucault disponibilizado por kit da WEGTM. Uma célula de carga foi acoplada para medir o esforço no braço do freio, a fim de se calcular o conjugado de carga da máquina, para posterior comparação com conjugado eletromagnético estimado.

Inicialmente o experimento foi realizado com alimentação senoidal 380V/60Hz em duas etapas: na primeira o motor é acionado em vazio para avaliar a diferença entre o

conjugado medido na célula de carga e o conjugado estimado, considerando-se esta diferença como o valor das perdas do conjunto motor-freio; na segunda etapa, o motor é acionado com carga de aproximadamente 6,13N.m (conjugado nominal) imposta pelo freio de Foucault, aplicando-se a máquina uma corrente de 2,56A. O mesmo procedimento é aplicado com motor acionado pelo inversor de frequência, sendo a tensão contínua obtida da retificação e filtragem do sistema trifásico de alimentação, fixada em 550V. Em ambas as etapas o motor é ensaiado em malha aberta.

O motor de indução com rotor em gaiola escolhido para compor a bancada é da linha W21 Alto Rendimento Plus da WEGTM, com 1,5 HP 220/380V, 4 pólos, 1715 RPM, corrente nominal de 4,42/2,56 A, corrente em vazio de 2,6/1,51A, conjugado nominal de 6,13 N.m e rendimento nominal de 81,6%. Para verificação da estimação das perdas, utilizou-se o método proposto por COGO (1990), onde é expressa a seguinte relação entre as perdas totais (P_{tn}) e a potência nominal da máquina (P_n):

$$P_{tn} = P_n \left(\frac{1}{\eta_n} - 1 \right) \quad (4.11)$$

Onde: η_n é o rendimento nominal.

A relação entre as perdas totais (P_{tn}) e a perda em vazio (P_o) é expressa por:

$$P_o = P_{tn} k_o \quad (4.12)$$

A constante da relação (k_o) entre as perdas em vazio e as perdas totais para um motor de 4 pólos e potência nominal de 1,5 HP é 0,45.

A estimação das perdas a vazio do motor utilizado na bancada experimental a partir do método proposto, apresenta um valor de 0,63238 N.m. A diferença entre os conjugados medidos e estimados deverá estar próximo a este valor para que ensaios experimentais sejam validados.

Para o ensaio em vazio, é apresentado na Fig. (4.4), respectivamente, a corrente, tensão e o fluxo estimado do eixo direto.

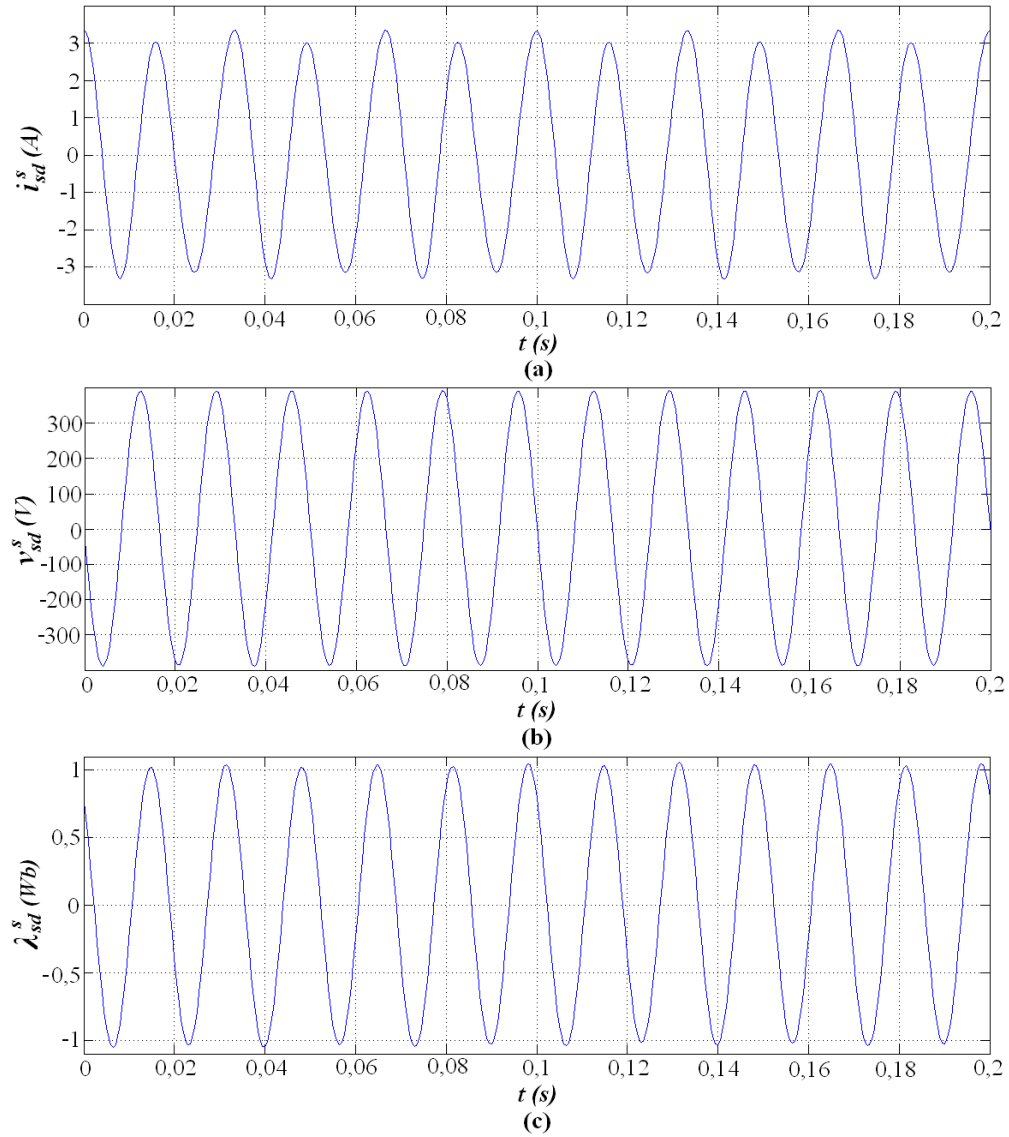


Figura 4.4 – Variáveis do eixo d com motor em vazio e alimentação senoidal (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na Fig. (4.5) é apresentada, a corrente, tensão e o fluxo estimado, respectivamente, do eixo em quadratura.

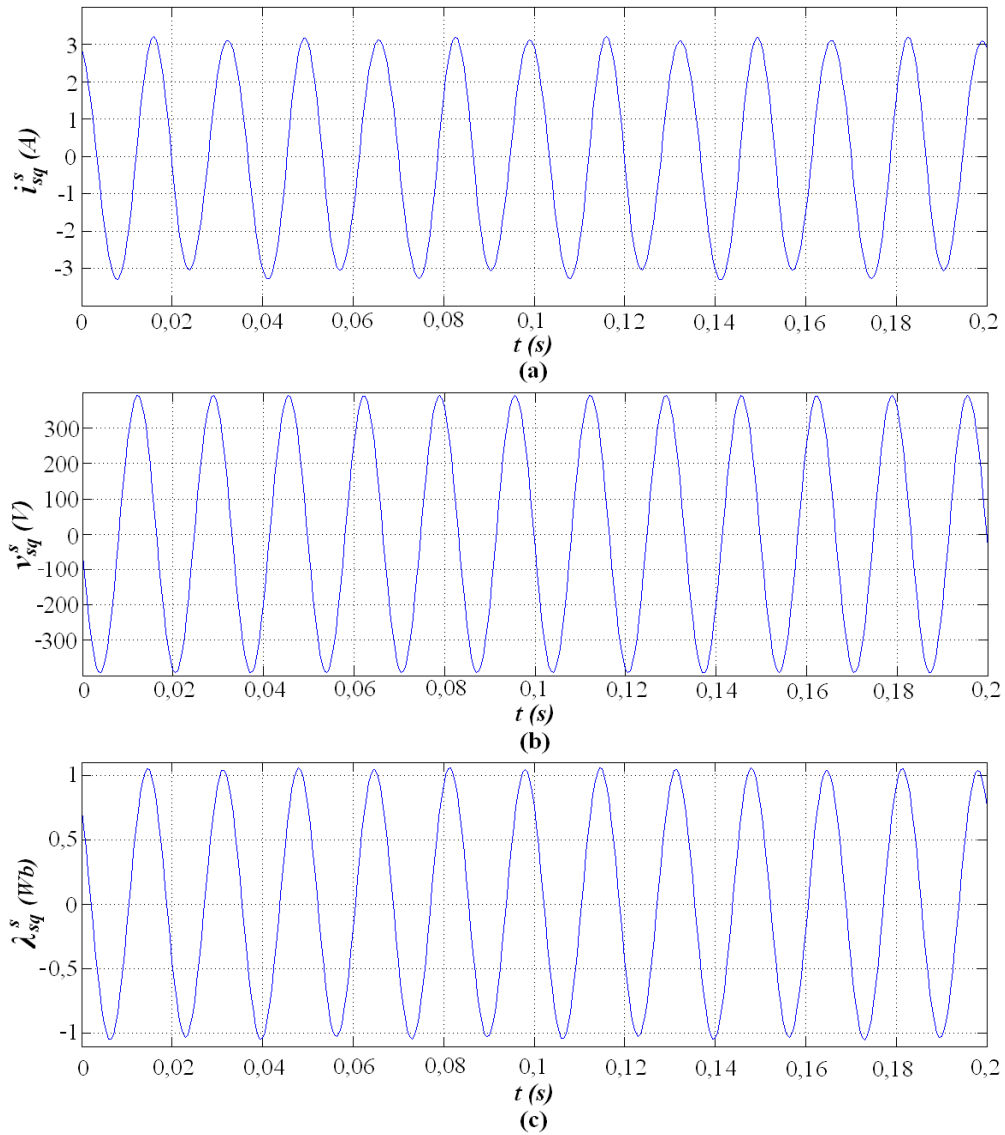


Figura 4.5 – Variáveis do eixo q com motor em vazio e alimentação senoidal (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Semelhantemente às curvas do eixo d , é observado que existem variações na amplitude da corrente do eixo q , proveniente do próprio processo de aquisição e filtragem dos ruídos, o que ocasiona pequenas oscilações na amplitude do fluxo estimado. No entanto estas oscilações não comprometem os resultados da estimação. As correntes trifásicas medidas estão coerentes com as especificações da máquina em vazio.

Na Fig. (4.6) são apresentadas as curvas do fluxo estatórico nos eixos d e q , e as curvas dos conjugados sem filtragem. Na Fig. (4.7) é apresentado o conjugado medido e estimado, aplicando-se uma filtragem para melhor visualização da estimação.

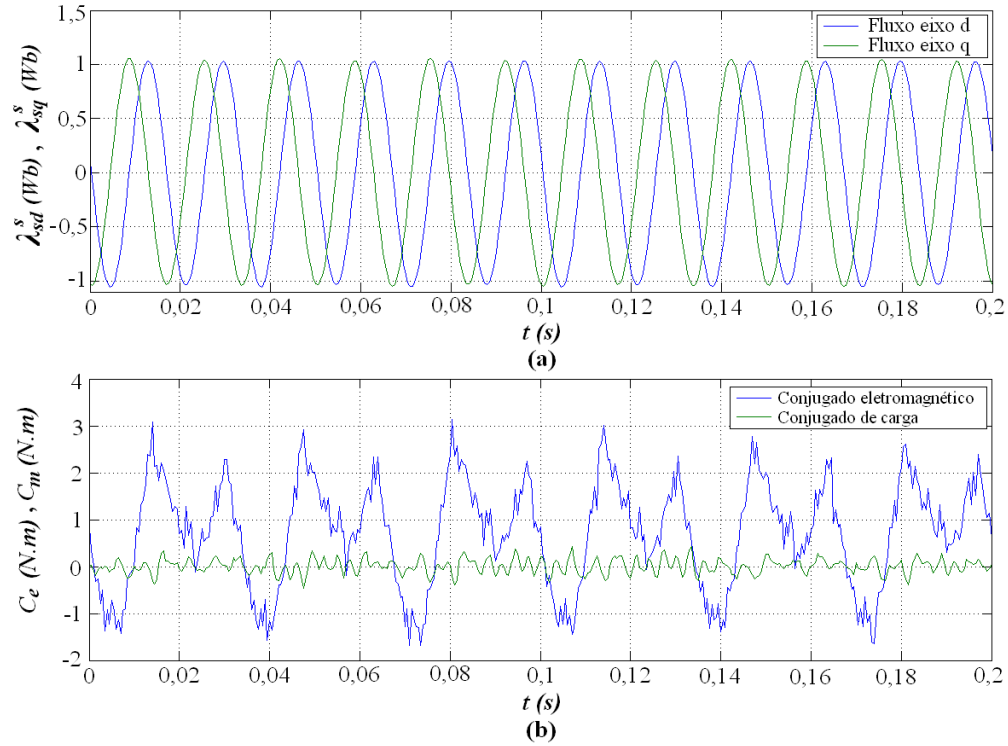


Figura 4.6 – Motor em vazio e alimentação senoidal (60Hz): a) Fluxos, b) Conjuguados.

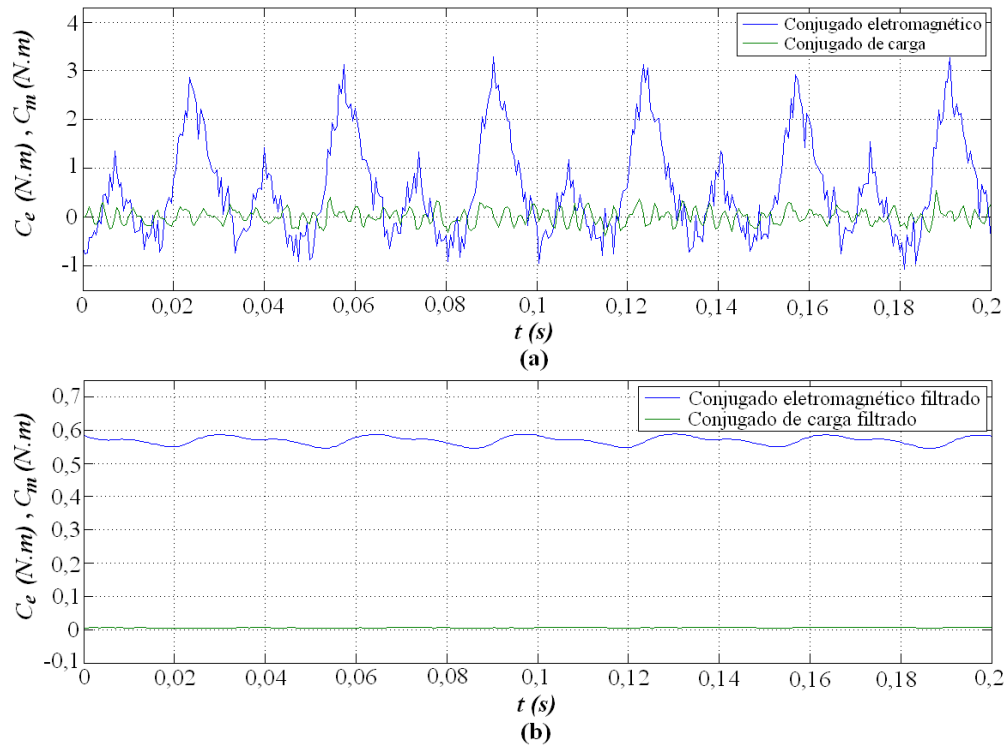


Figura 4.7 – Motor em vazio e alimentação senoidal (60Hz): a) Conjuguados, b) Conjuguados filtrados.

Observa-se a que diferença entre o conjugado eletromagnético estimado e o conjugado de carga medido no braço do freio é em torno de 0,58N.m. Este valor representa a estimação das perdas no motor e no acoplamento do freio, e está coerente com o valor das perdas calculadas pelo método de COGO (1990).

Na Fig. (4.8) é apresentada, respectivamente, a corrente, tensão e o fluxo estimado do eixo direto para o funcionamento do motor com carga e alimentação senoidal.

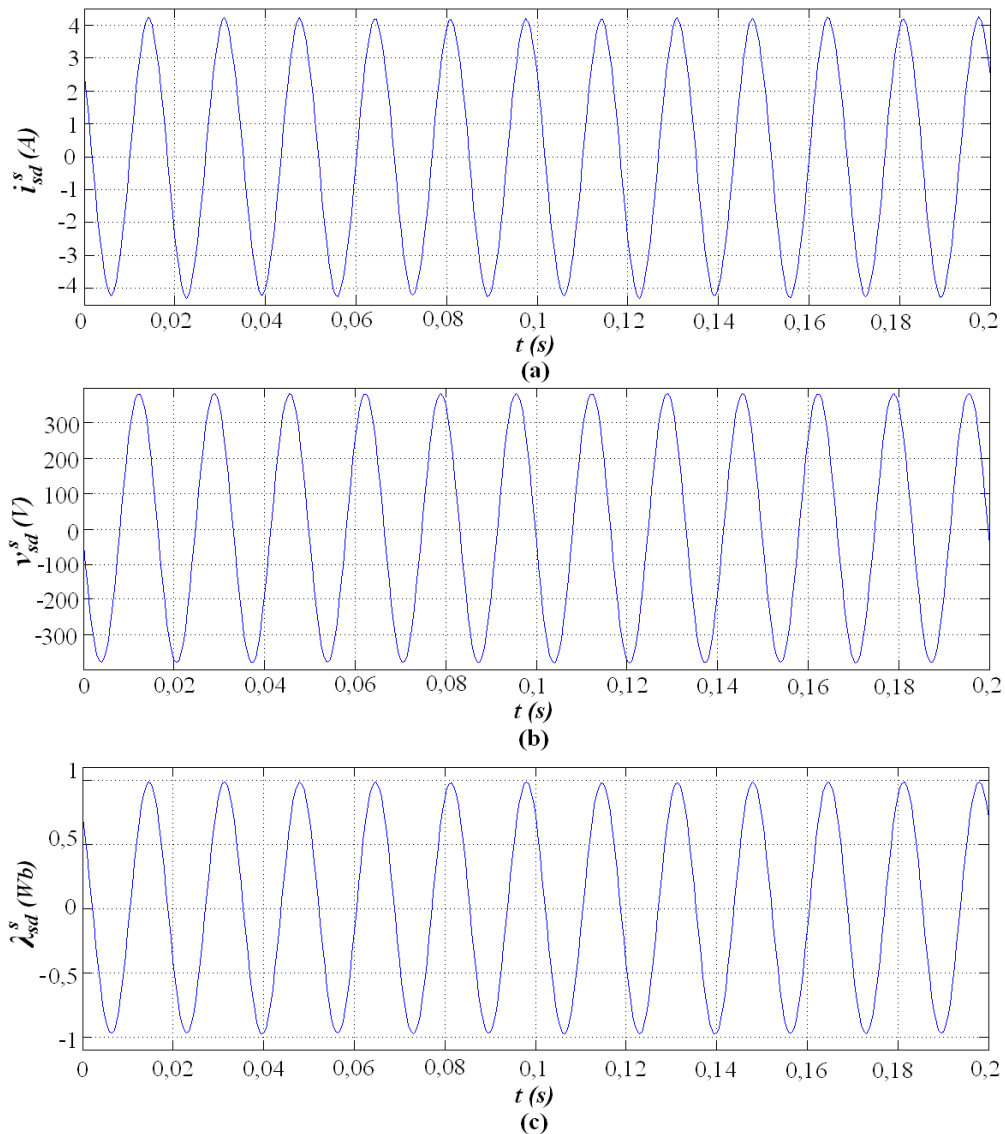


Figura 4.8 – Variáveis do eixo d com motor em carga nominal e alimentação senoidal (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na Fig. (4.9) é apresentada, respectivamente, a corrente, tensão e o fluxo estimado do eixo em quadratura para o funcionamento do motor com carga.

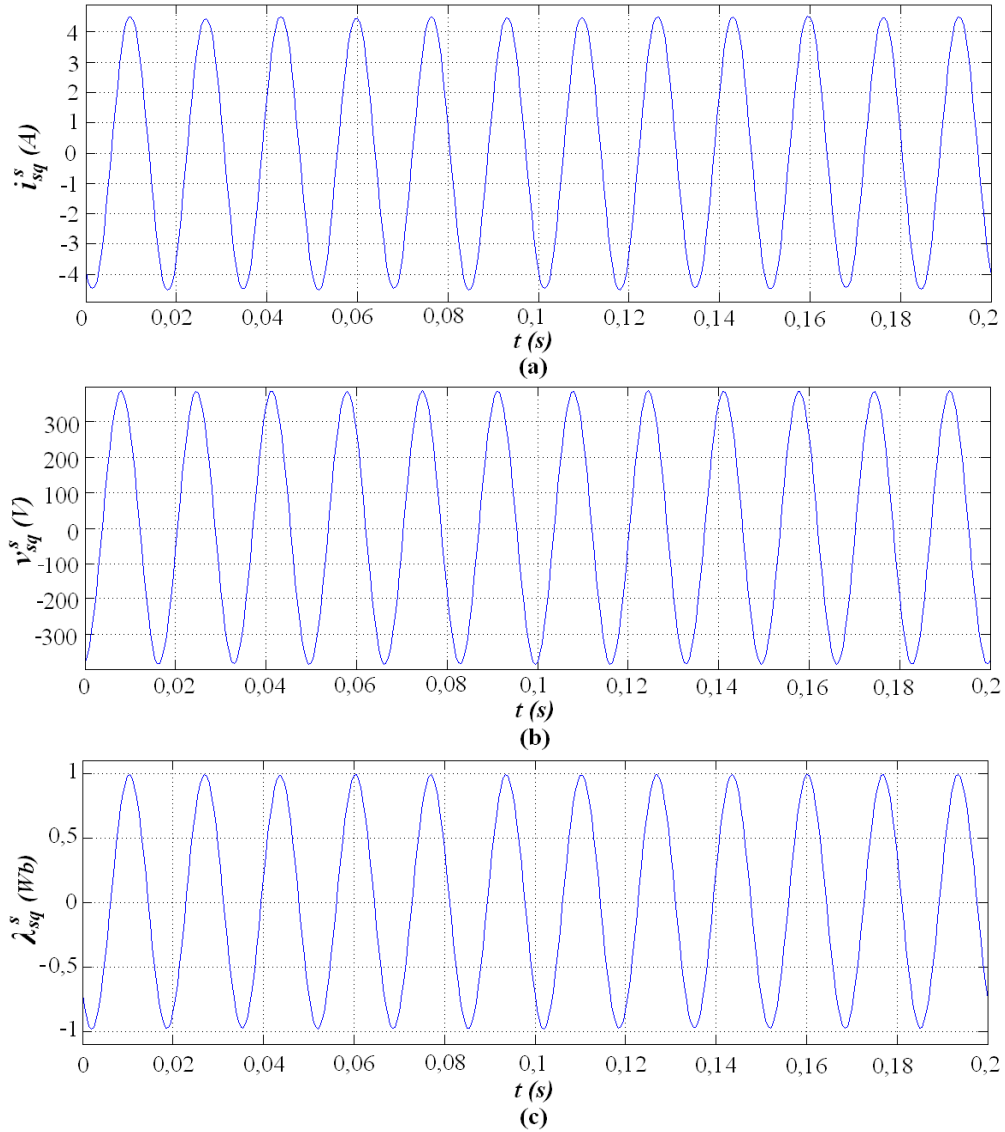


Figura 4.9 – Variáveis do eixo q com motor em carga nominal e alimentação senoidal (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na sequência são apresentadas as curvas de fluxo estático nos eixos d e q e as curvas dos conjugados na Fig. (4.10). Na Fig. (4.11) são apresentadas as curva de conjugado aplicando-se a filtragem para melhor visualização da estimação.

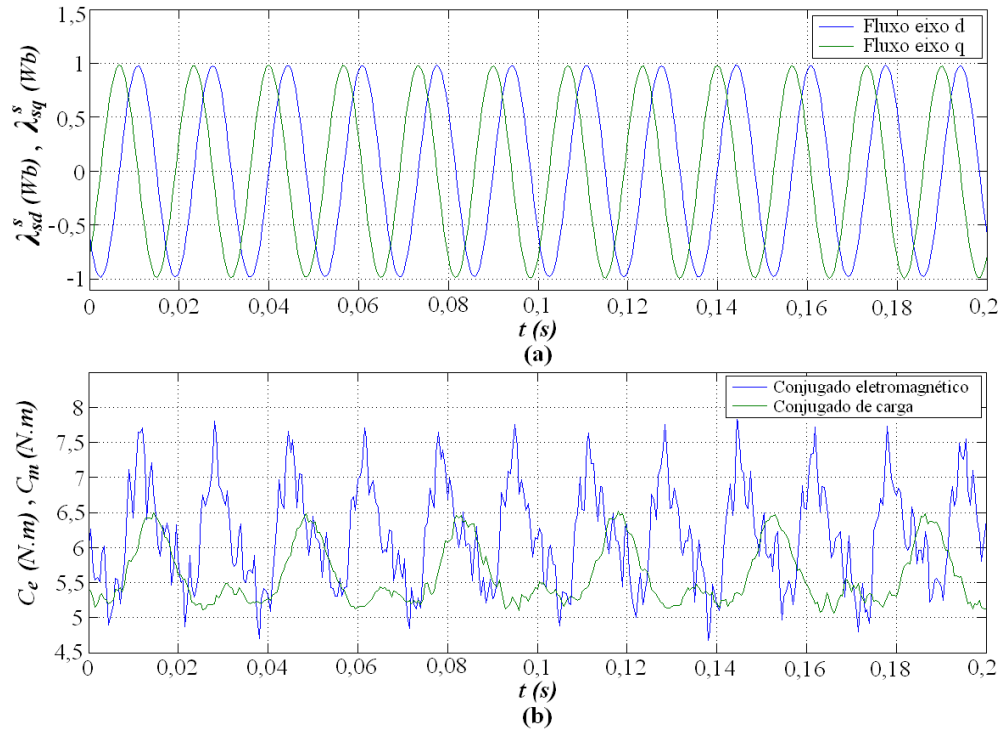


Figura 4.10 – Motor com carga e alimentação senoidal (60Hz): a) Fluxos, b) Conjugados.

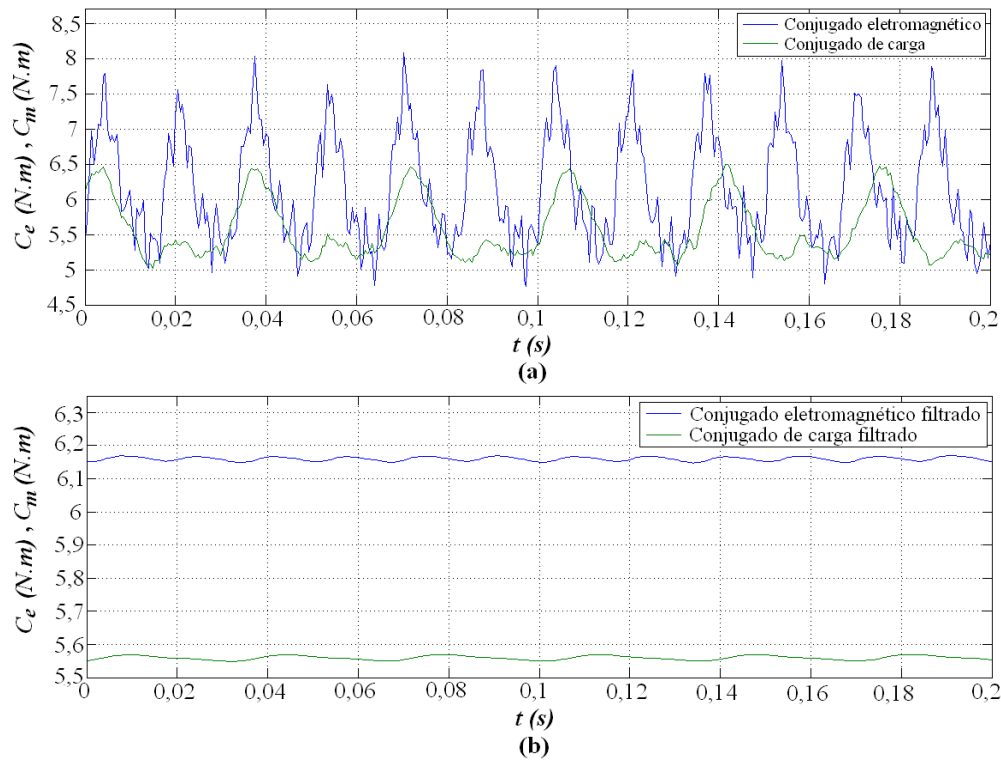


Figura 4.11 – Motor com carga e alimentação senoidal (60Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados.

O ensaio com carga apresentou um valor para o conjugado eletromagnético de 6,15N.m, que é coerente com o conjugado nominal do motor. O fluxo apresentou uma pequena diminuição em relação ao ensaio em vazio devido à diminuição da força contra eletromotriz. As perdas apresentaram um aumento para 0,6N.m devido ao distinto comportamento das variáveis com a condição de carregamento do eixo.

Semelhantemente ao procedimento com fonte senoidal, na Fig. (4.12) é apresentada, respectivamente, a corrente, tensão e o fluxo estimado do eixo d para o funcionamento do motor em vazio alimentado pelo inversor de frequência.

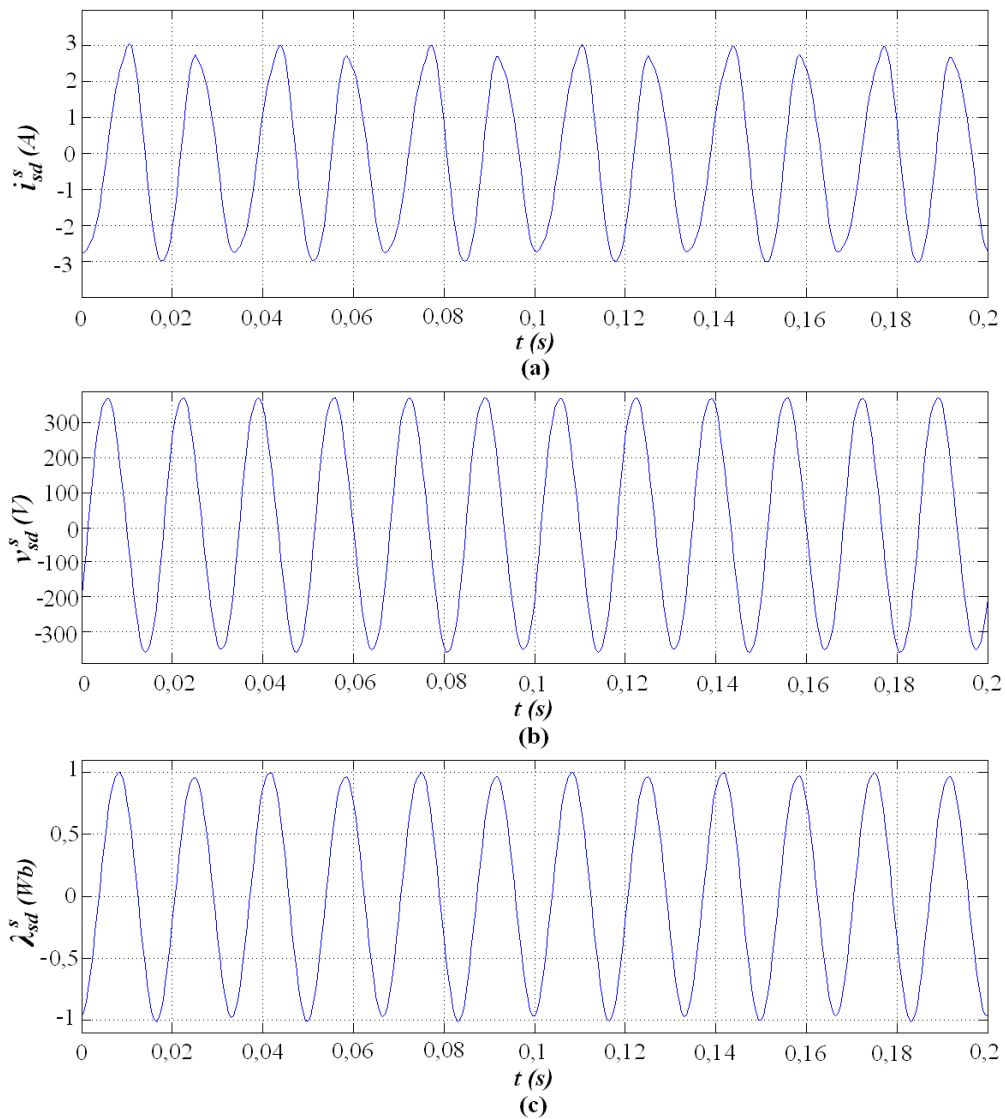


Figura 4.12 – Variáveis do eixo d com motor em vazio e alimentação PWM (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na Fig. (4.13) é apresentada, respectivamente, a corrente, tensão e o fluxo estimado do eixo em quadratura.

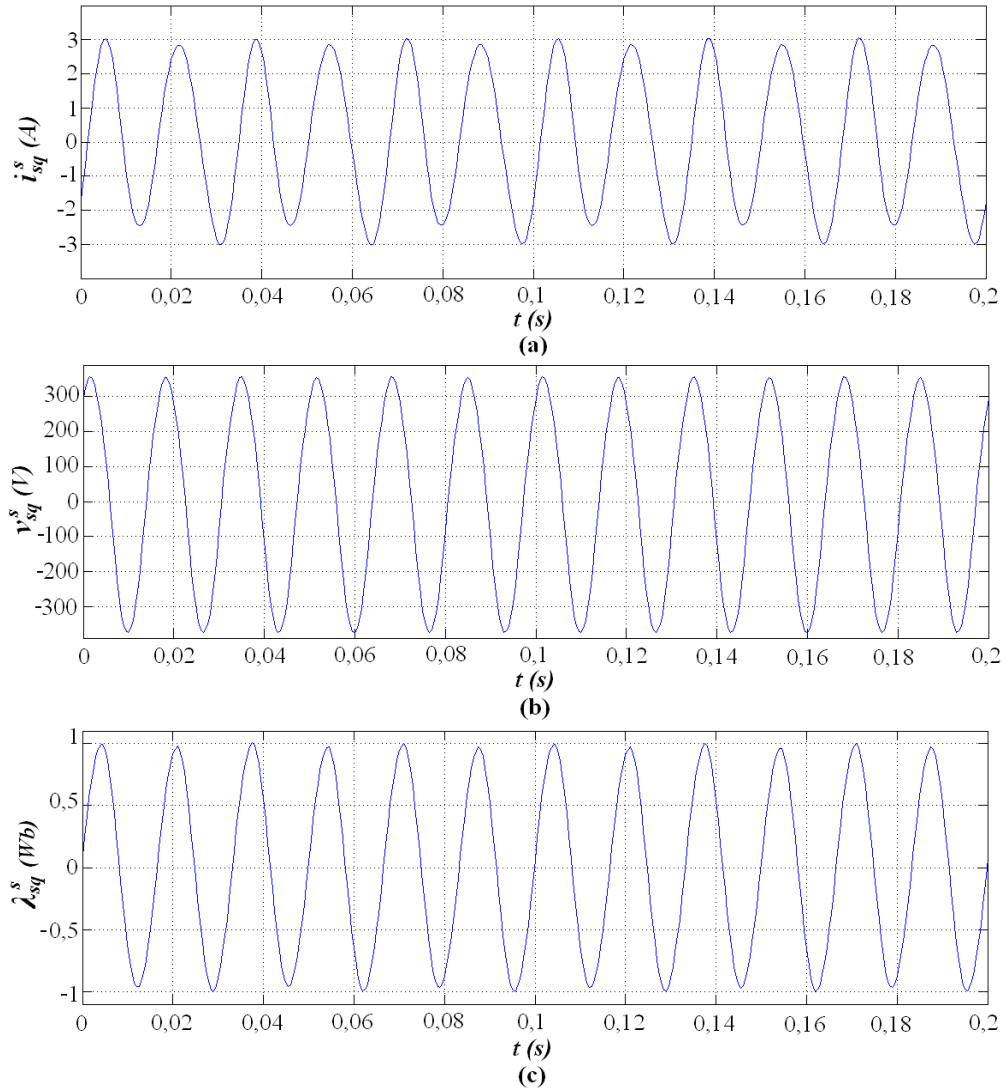


Figura 4.13 – Variáveis do eixo q com motor em vazio e alimentação PWM (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na Fig. (4.14) são apresentadas as curvas de fluxo estatórico nos eixos d e q , observando-se a coerência do ângulo de fase entre os fluxos, e as curvas de conjugado eletromagnético estimado e conjugado de carga medido. Na Fig. (4.15) são apresentadas as curva de conjugado aplicando-se a filtragem para melhor visualização da estimação.

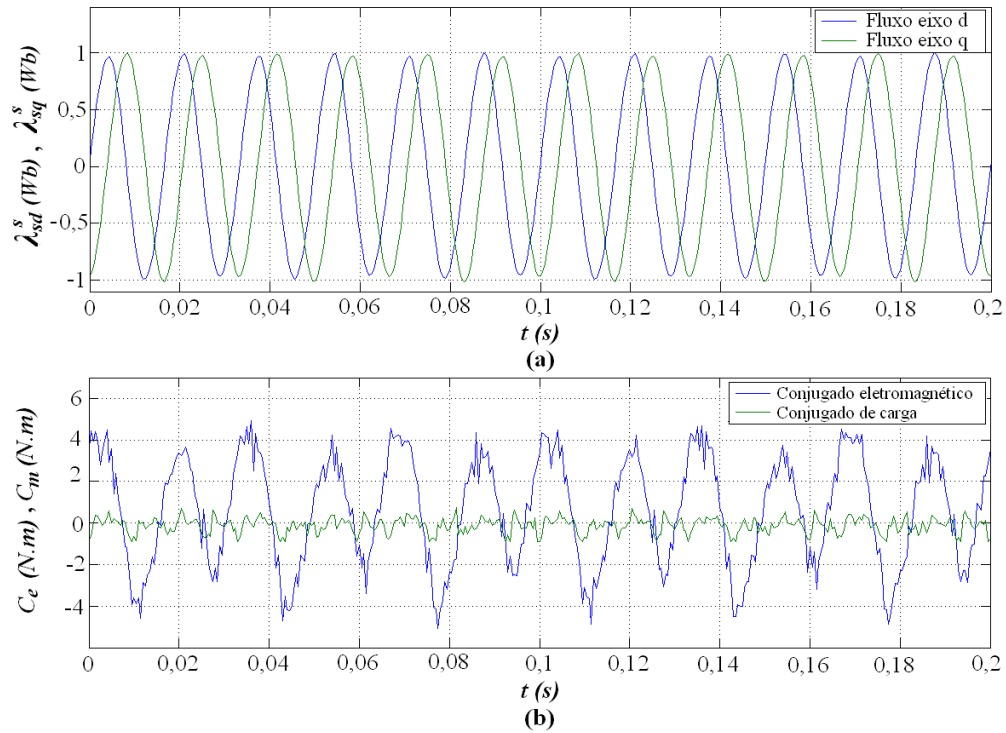


Figura 4.14 – Motor em vazio e alimentação PWM (60Hz): a) Fluxos, b) Conjugados.

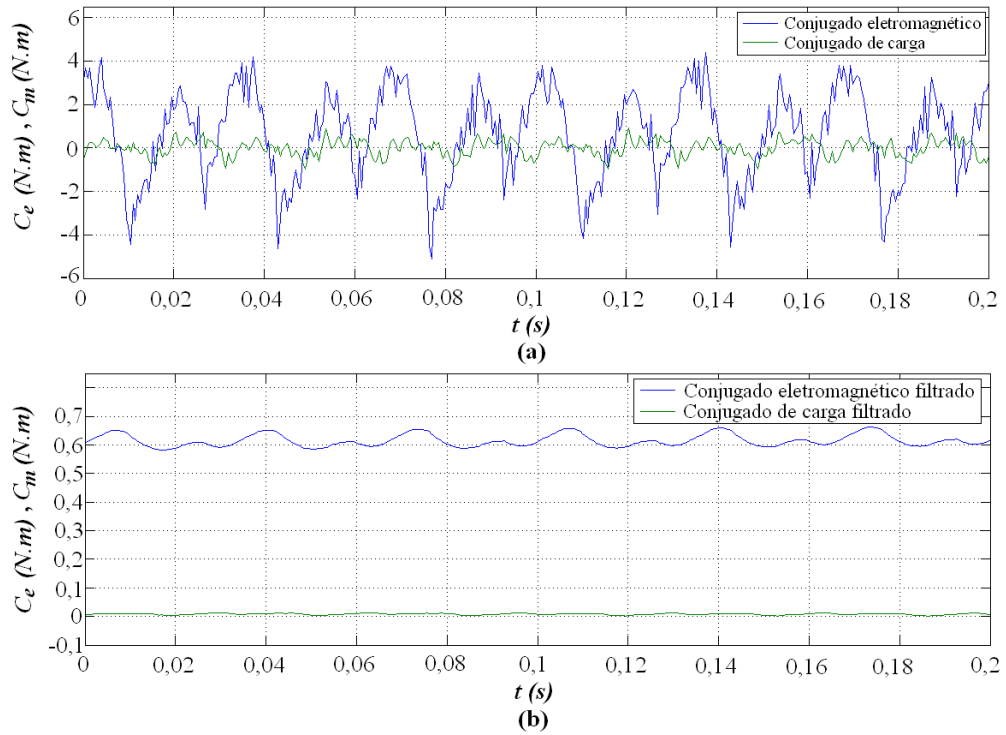


Figura 4.15 – Motor em vazio e alimentação PWM (60Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados.

Analisando a Fig. (4.15) observa-se a diferença entre o conjugado eletromagnético estimado e o conjugado de carga medido no braço do freio é de 0,61 N.m, estando coerente com o valor calculado. As perdas neste ensaio são maiores que as perdas apresentadas no ensaio com alimentação senoidal, devido principalmente ao aumento das perdas no ferro do rotor causado pelas componentes harmônicas.

Na Fig. (4.16) é apresentada, respectivamente, a corrente, tensão e o fluxo estimado do eixo direto para o funcionamento do motor com carga, alimentado pelo inversor de frequência.

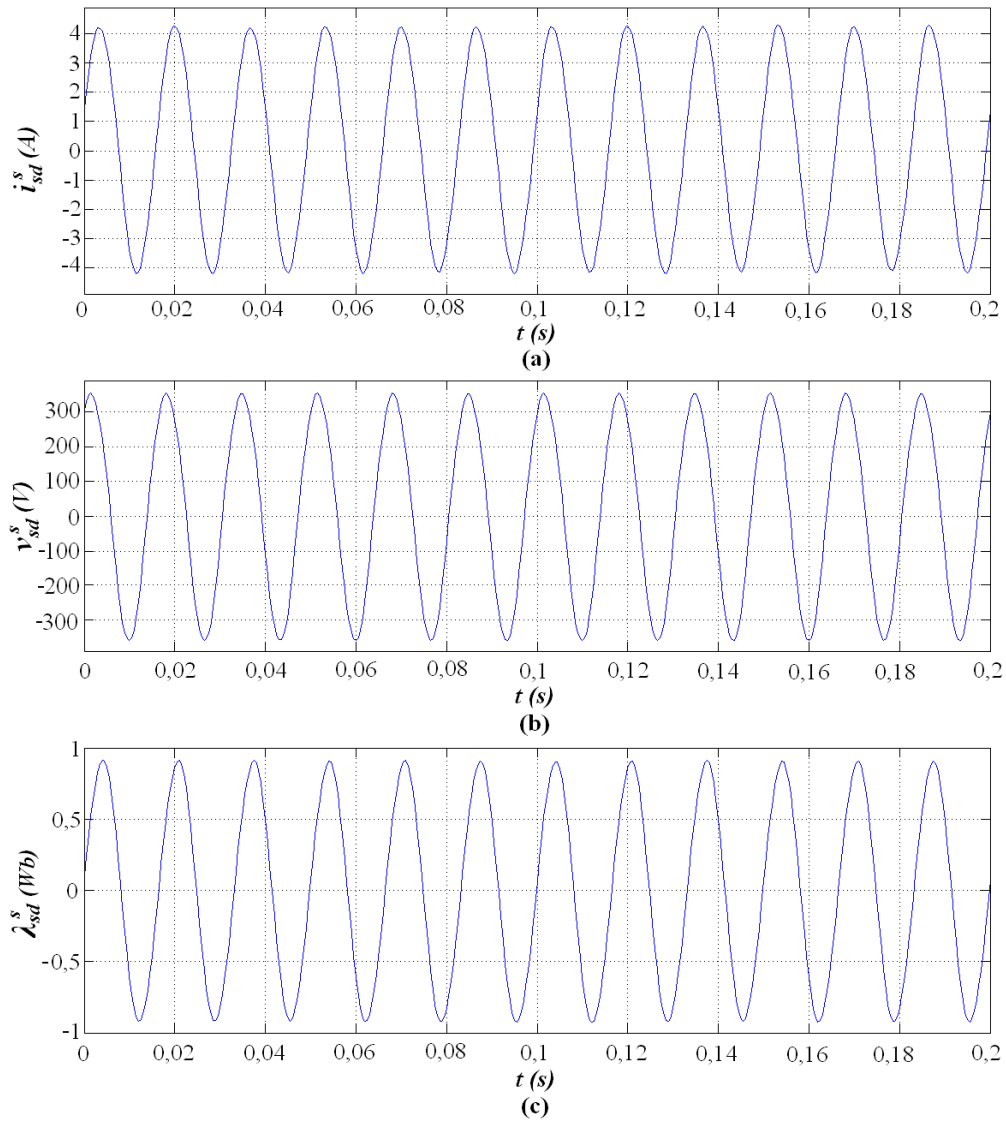


Figura 4.16 – Variáveis do eixo d com motor em carga nominal e alimentação PWM (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na Fig. (4.17) é apresentada, respectivamente, a corrente, tensão e o fluxo estimado do eixo em quadratura.

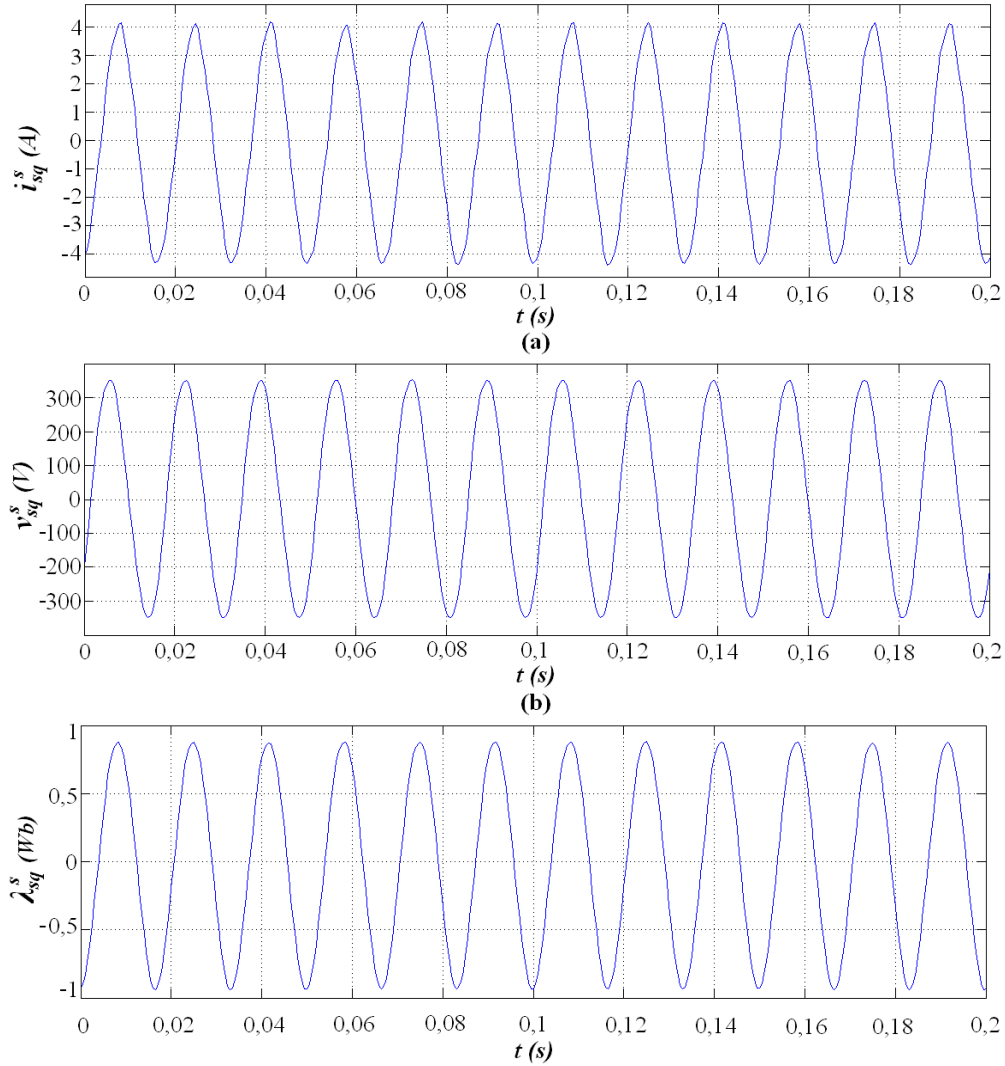


Figura 4.17 – Variáveis do eixo q com motor em carga nominal e alimentação PWM (60Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na Fig. (4.18) são apresentadas as curvas de fluxo estatórico nos eixos d e q , observando-se a coerência do ângulo de fase entre os fluxos, e as curvas de conjugado eletromagnético estimado e conjugado de carga medido na célula de carga. Na Fig. (4.19) são apresentadas as curva de conjugado aplicando-se a filtragem para melhor visualização da estimação.

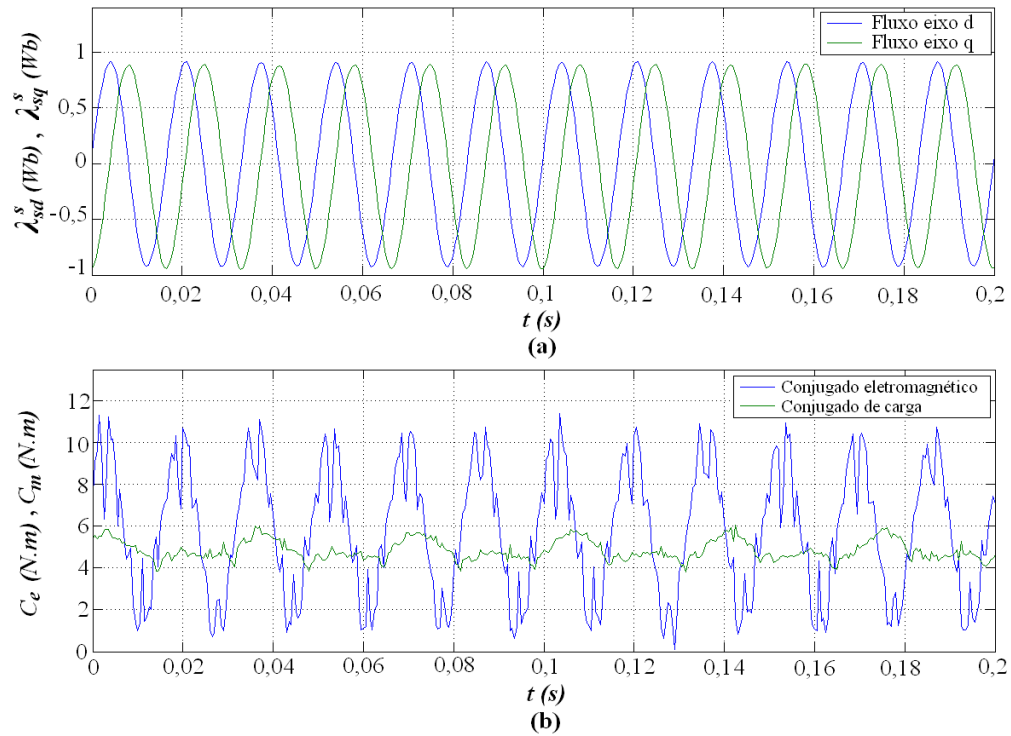


Figura 4.18 – Motor com carga e alimentação PWM (60Hz): a) Fluxos, b) Conjugados.

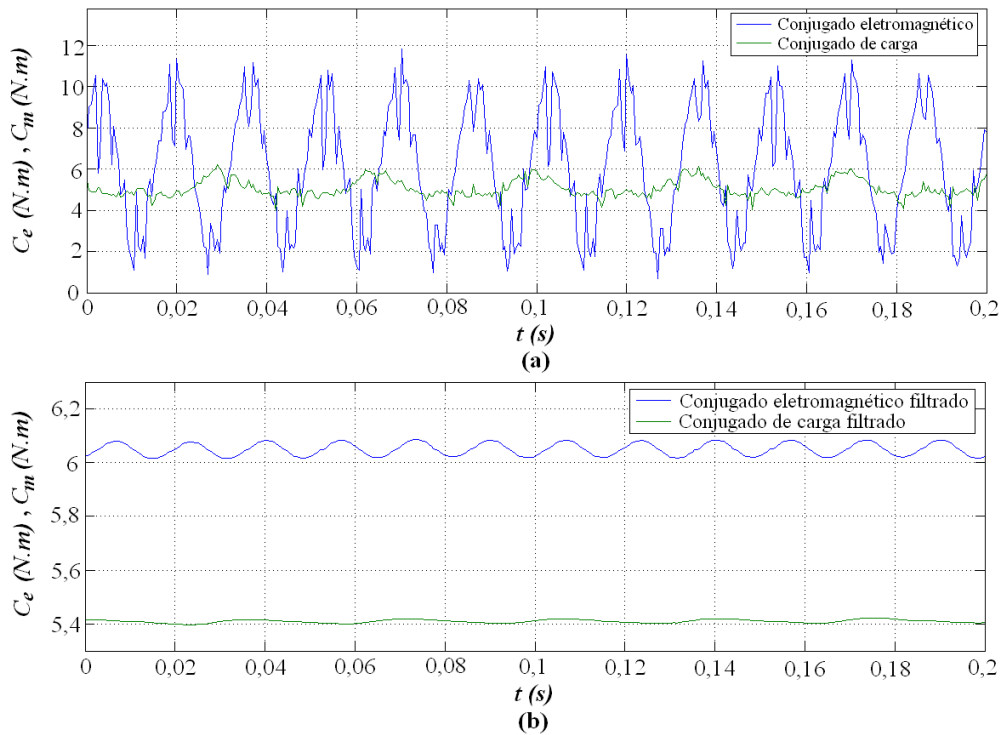


Figura 4.19 – Motor com carga e alimentação PWM (60Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados.

No ensaio, foi observado um *offset* no fluxo q em torno de 0,08 Wb. O ensaio PWM com carga apresentou um valor para o conjugado estimado de 6,05N.m, coerente com o valor nominal da máquina. As perdas apresentaram um aumento para 0,64N.m em relação ao resultado em vazio, permanecendo coerente com o valor esperado.

4.4 RESULTADOS EXPERIMENTAIS COM MOTOR OPERANDO A 2HZ

Para avaliação em baixa velocidade, a máquina foi acionada com 2Hz pelo inversor com tensão de barramento de 30V para ocasionar um fluxo em vazio de 1Wb. Na Fig. (4.20) são apresentadas as variáveis do eixo d para o motor em vazio.

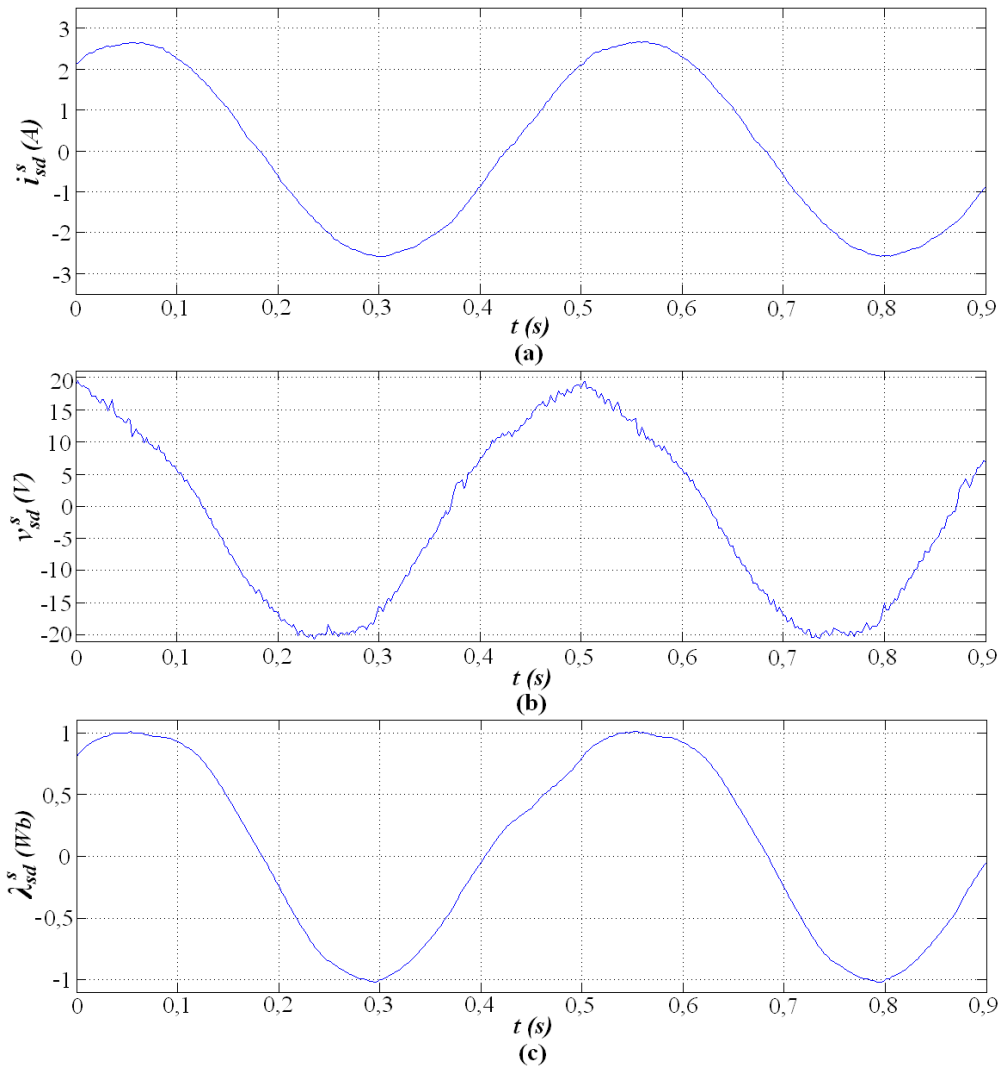


Figura 4.20 – Variáveis do eixo d com motor em vazio e alimentação PWM (2Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na Fig. (4.21) é apresentada, respectivamente, a corrente, tensão e o fluxo estimado do eixo q .

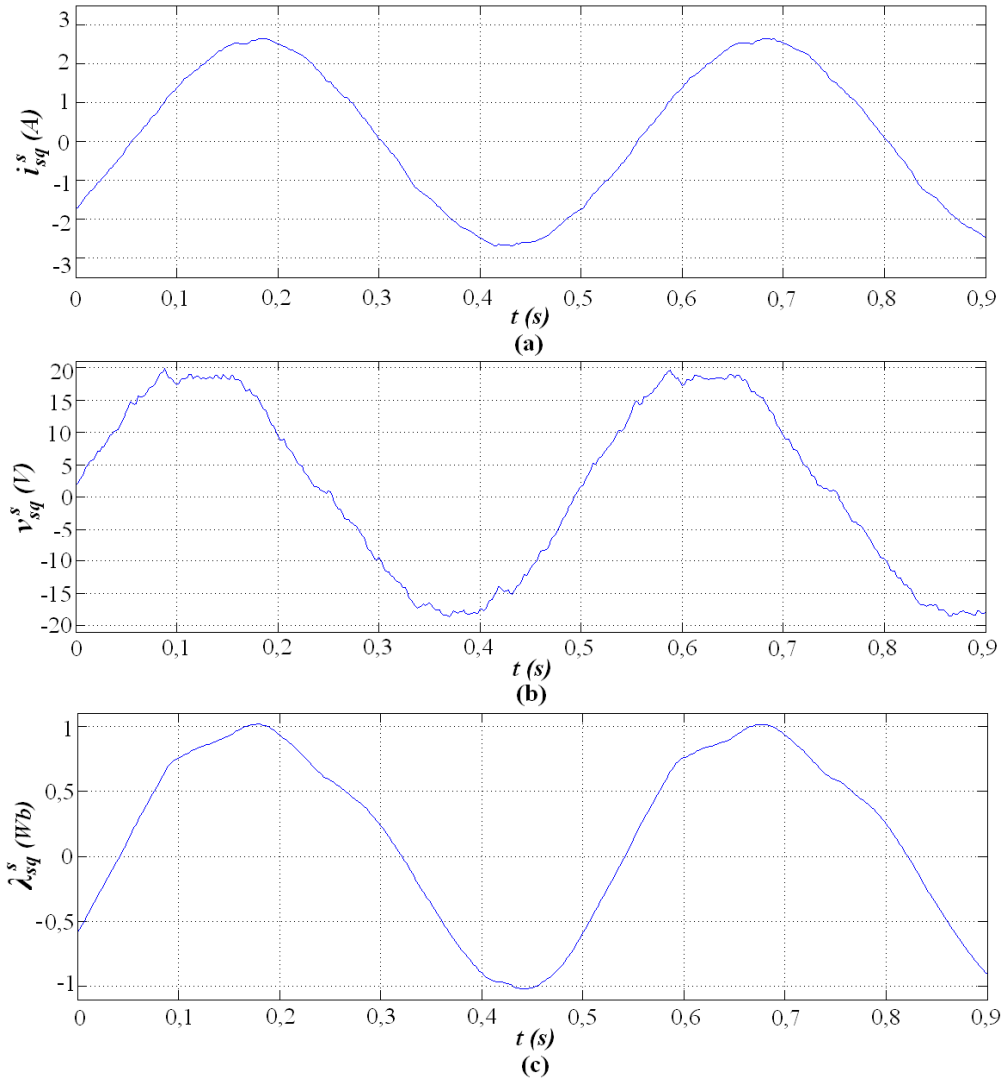


Figura 4.21 – Variáveis do eixo q com motor em vazio e alimentação PWM (2Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na Fig. (4.22) são apresentadas as curvas de fluxo estatórico nos eixos d e q , observando-se o ângulo de fase entre os fluxos de 90° , e as curvas de conjugado eletromagnético estimado e conjugado de carga medido na célula de carga. Na Fig. (4.23) são apresentadas as curva de conjugado aplicando-se a filtragem para melhor visualização da estimação.

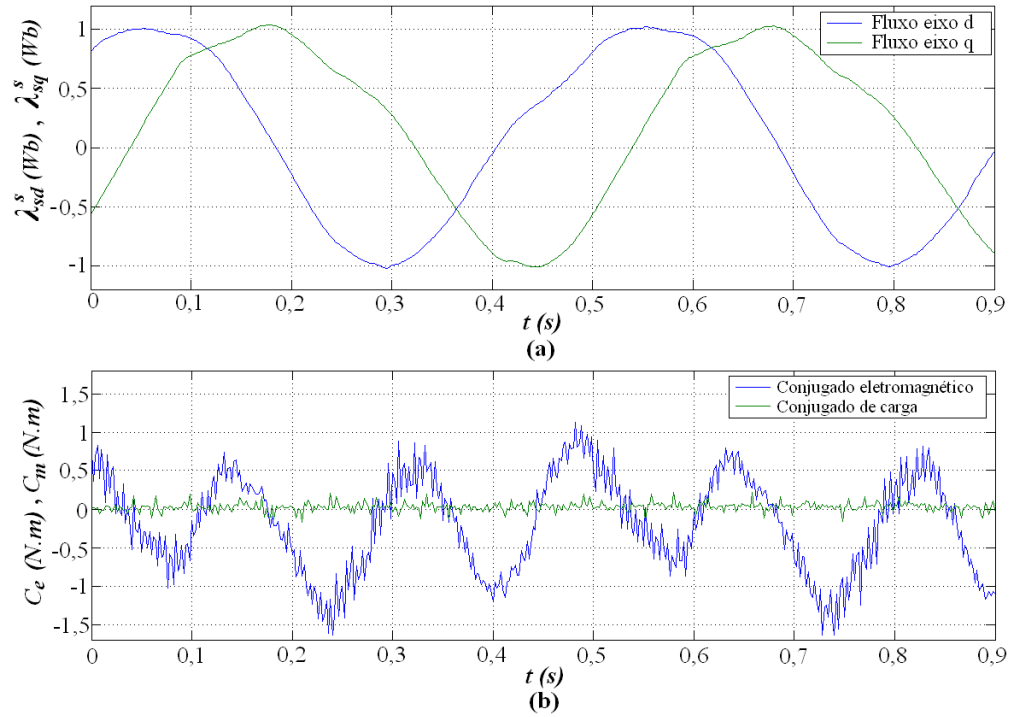


Figura 4.22 – Motor em vazio e alimentação PWM (2Hz): a) Fluxos, b) Conjugados.

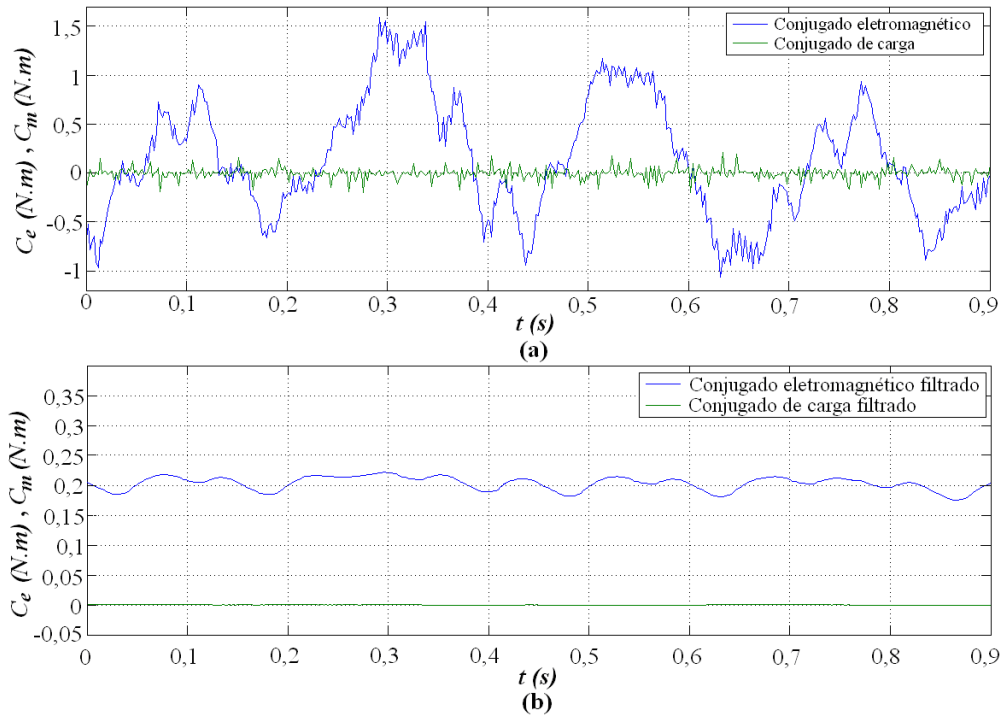


Figura 4.23 – Motor em vazio e alimentação PWM (2Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados.

No ensaio em vazio, observou-se a diferença entre o conjugado eletromagnético estimado e o conjugado de carga medido no braço do freio em torno de 0,16N.m, sendo este valor a representação das perdas do conjunto.

Na Fig. (4.24) é apresentada para o eixo d , a corrente, tensão e o fluxo estimado, respectivamente, para o funcionamento do motor com carga de 1,5N.m.

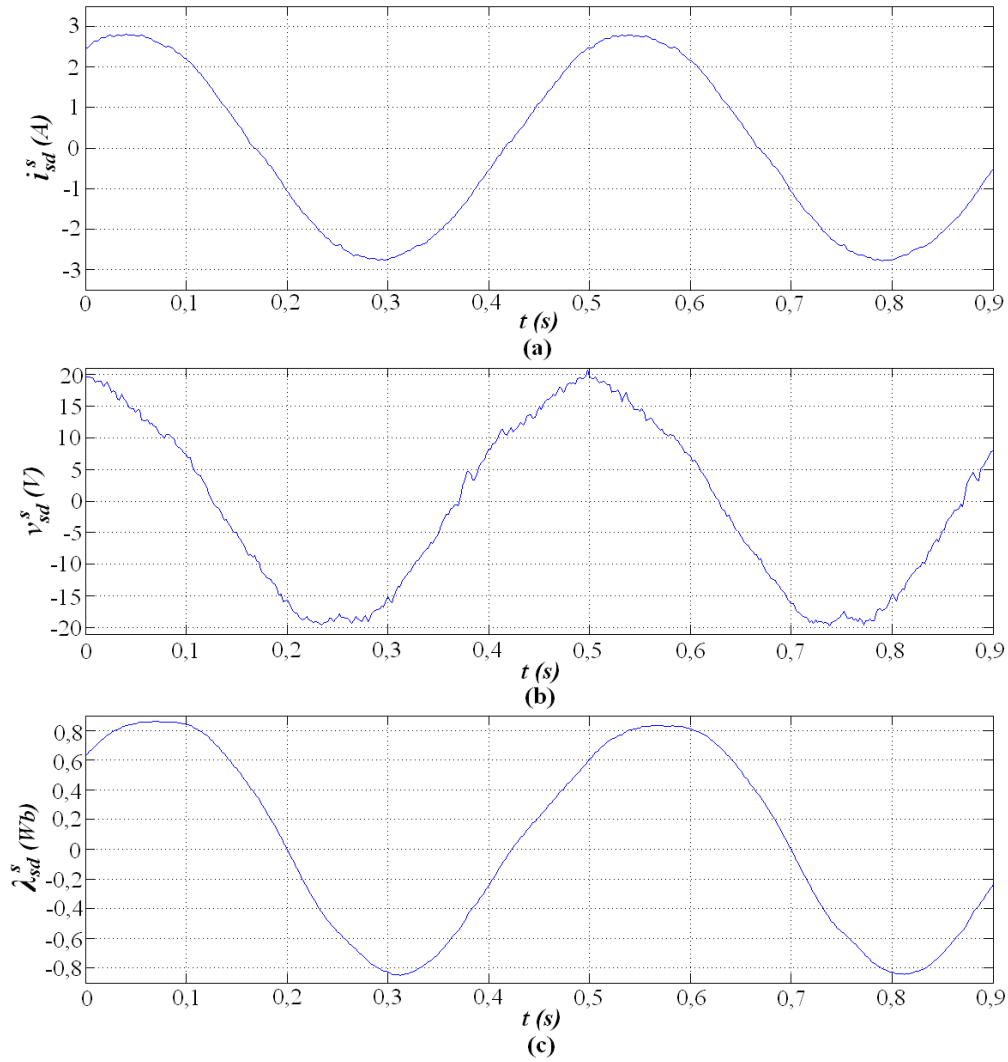


Figura 4.24 – Variáveis do eixo d com motor em carga e alimentação PWM (2Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na Fig. (4.25) é apresentada, respectivamente, a corrente, tensão e o fluxo estimado do eixo q .

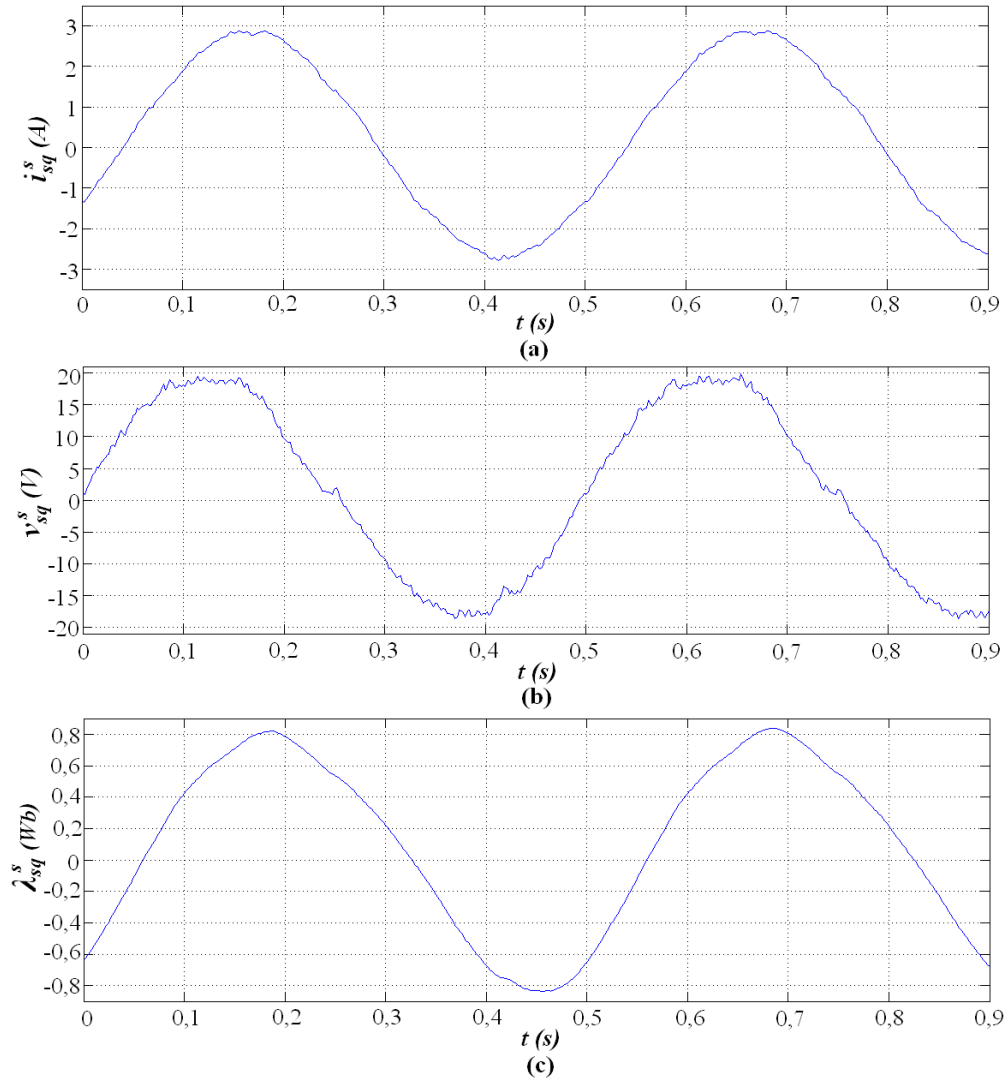


Figura 4.25 – Variáveis do eixo q com motor em carga e alimentação PWM (2Hz): a) Corrente, b) Tensão, c) Fluxo.

Na Fig. (4.26) são apresentadas as curvas de fluxo estático nos eixos d e q , observando-se a coerência do ângulo de fase entre os fluxos, e as curvas de conjugado eletromagnético estimado e conjugado de carga medido na célula de carga. Na Fig. (4.27) são apresentadas as curva de conjugado aplicando-se a filtragem para melhor visualização da estimação. As respostas com carga em 2hz apresentaram oscilações do conjugado eletromagnético em torno do valor da carga imposta, e as perdas no conjunto aumentaram para aproximadamente 0,24 N.m.

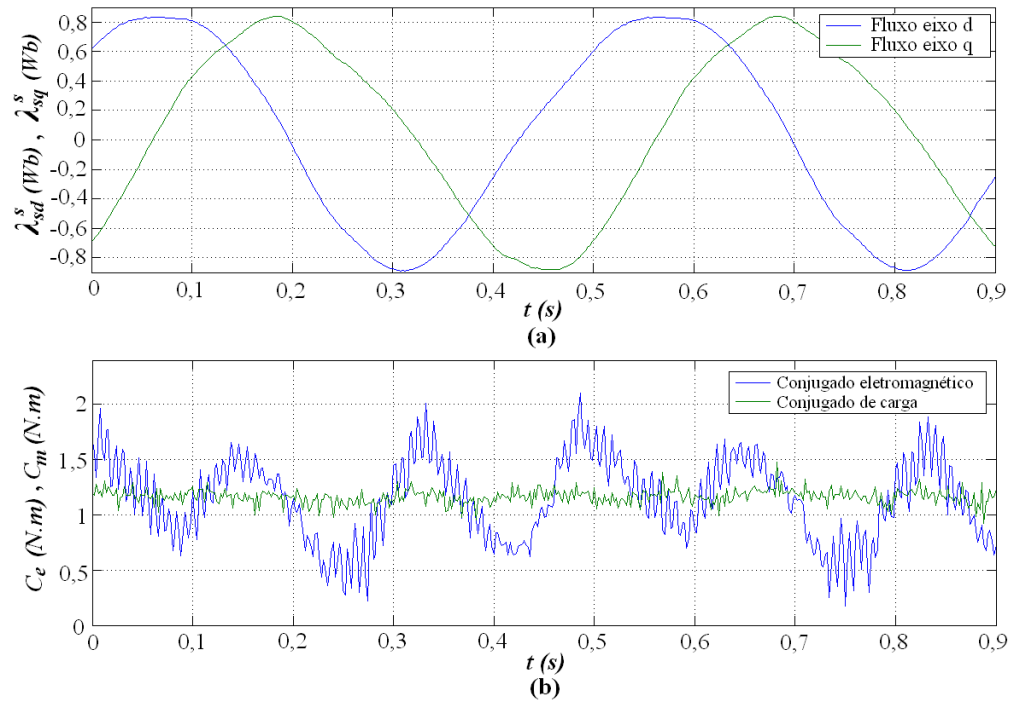


Figura 4.26 – Motor com carga e alimentação PWM (2Hz): a) Fluxos, b) Conjugados.

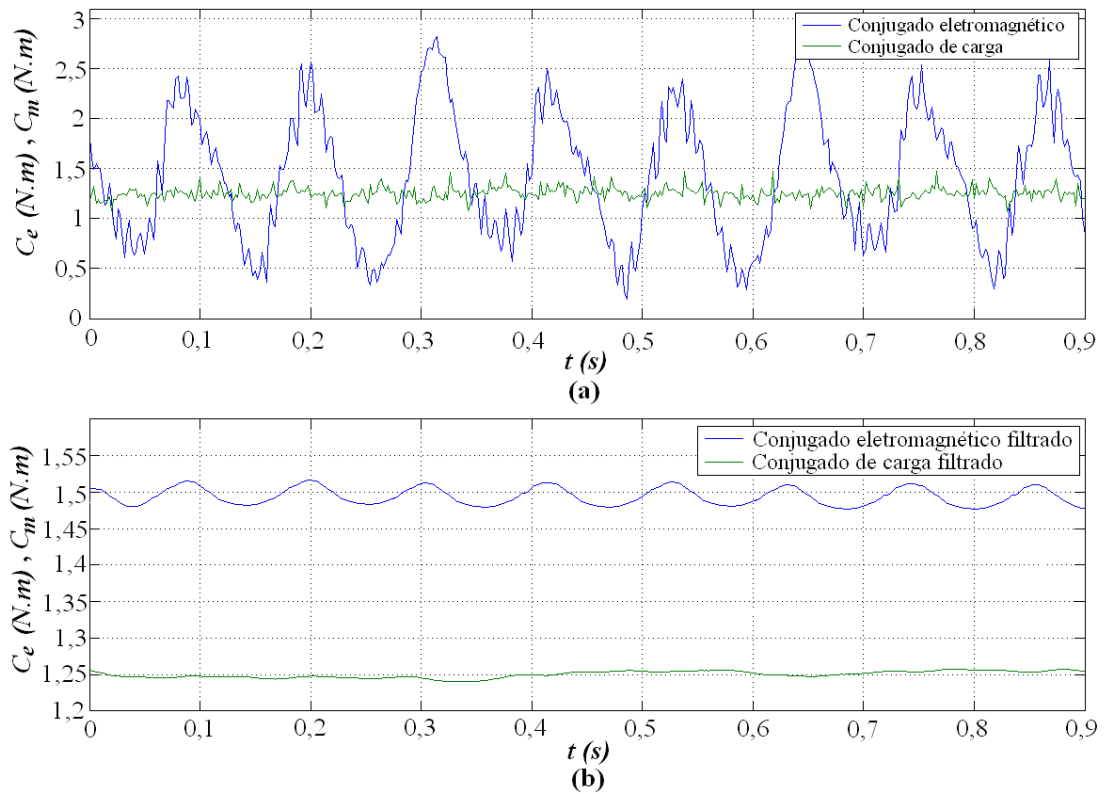


Figura 4.27 – Motor com carga e alimentação PWM (2Hz): a) Conjugados, b) Conjugados filtrados.

4.5 CONCLUSÕES E COMENTÁRIOS

Neste capítulo todas as unidades de processamento do algoritmo implementado são descritas, bem como apresentados os resultados experimentais com a máquina operando primeiramente a 60Hz, alimentação senoidal e PWM, ensaios em vazio para estimação das perdas, e com carga para verificação do valor estimado em comparação ao nominal. Em seguida, para avaliação em baixa velocidade de rotação, a máquina foi acionada com 2Hz e alimentação PWM, com ensaios em vazio e com carga. Nos ensaios com carga é observado um aumento proporcional do conjugado com o aumento da corrente. O fluxo apresenta diminuição devido à redução da força contra eletromotriz causada pelo aumento da queda de tensão nas bobinas.

É difícil afirmar uma causa para as deformações na forma de onda das correntes, contudo uma possível situação de saturação magnética pode causar estas deformações, as quais são observáveis nas correntes e não nas tensões devido ao fato da máquina estar ligada em delta. As curvas do conjugado estimado apresentaram pulsações, que provavelmente ocorrem porque as tensões das três fases não são exatamente iguais. As amplitudes dos conjugados eletromagnéticos estimados nos ensaios com carga e acionamento a 60Hz estão coerentes com o valor nominal da máquina, indicando uma boa estimação do algoritmo proposto. Não foi possível a obtenção de resultados com transitórios de carga, devido às limitações temporárias do conjunto experimental.

Os resultados em baixa velocidade de rotação são avaliados apenas com a observação da coerência entre os valores medidos e estimados. A aplicação de carga nestes ensaios foi dificultada pelo não conhecimento do comportamento em baixa velocidade de rotação do freio por corrente de Foucault.

O cálculo da diferença entre o conjugado medido e estimado, que representou a estimação das perdas em vazio, foi coerente com o valor calculado em todos os ensaios, observando que as perdas nos ensaios com carga apresentaram um aumento em relação aos ensaios em vazio, devido ao distinto comportamento das variáveis com a condição de carregamento do eixo. As perdas nos ensaios PWM em vazio, comparando-se aos ensaios com fonte senoidal, também apresentaram discrepâncias devido ao aumento das perdas no ferro do rotor causado pelas componentes harmônicas. Os resultados obtidos por meio dos ensaios experimentais comprovam que a estratégia proposta apresenta um bom desempenho.

CAPÍTULO V

CONCLUSÃO

5.1 CONCLUSÕES E CONSIDERAÇÕES FINAIS

Neste trabalho foi desenvolvida e implementada uma estratégia para a obtenção do conjugado eletromagnético aplicada a motores de indução trifásicos, por meio da estimação do fluxo estatórico, utilizando-se filtros passa altas para remoção de *offsets* no processo de integração da força contra eletromotriz da máquina.

A estimação do fluxo estatórico por meio do modelo de tensão apresenta maior robustez às variações paramétricas, já que o único parâmetro que afeta este método é a resistência de estator, que pode não apresentar grandes variações como observadas em outros parâmetros. Os efeitos dos *offsets* das medições de tensão, corrente e suas integrais nesta estratégia de estimação foram analisados com profundidade por se tratarem dos maiores responsáveis pela dificuldade de utilização deste método em aplicações práticas. A solução desenvolvida utilizando Filtros Passa altas (FPA) em conjunto com integradores puros, ocasionou a necessidade de se aplicar uma compensação para corrigir erros de fase e magnitude presentes no sinal de saída destes filtros.

O desempenho do algoritmo foi testado em malha aberta com o motor sendo alimentado por tensões senoidais e PWM, operando em alta e baixa velocidade de rotação, tanto para os resultados simulados, quanto para os resultados experimentais.

Mesmo com problemas relacionados à integração da força contra eletromotriz, tais como valor inicial e *offset* de entrada, foi observado por meio de simulações que a estratégia proposta obteve bom desempenho na estimação. Mesmo com na presença de transitórios, os fluxos dq estimados e reais tiveram o mesmo comportamento, havendo algumas oscilações durante as mudanças bruscas de carga no ensaio com baixa velocidade

de rotação. Na obtenção do conjugado eletromagnético por meio de simulações, houve algumas variações no transitório de carga mais fortemente observadas nos testes em baixa velocidade, verificando-se que os maiores erros percentuais da estimação, não ultrapassaram 0,6% em regime permanente.

Nos ensaios experimentais, foram apresentadas as formas de ondas de tensão, corrente, fluxo estatórico e conjugado eletromagnético. Para verificação dos resultados foi utilizado uma técnica de medição direta, para comparação do conjugado estimado com o medido. A diferença entre o conjugado de carga medido e o conjugado eletromagnético estimado apresentou para o motor utilizado, valores sempre próximos para o ensaio em vazio e com carga para a mesma velocidade de rotação, sendo a discrepância provavelmente devida, à variação da resistência estatórica com a corrente em valor mais expressivo, e ao distinto comportamento das variáveis com a condição de carregamento do eixo. O cálculo da diferença entre o conjugado medido e estimado, que representou a estimação das perdas em vazio, foi coerente com o valor calculado em todos os ensaios, representando bons resultados em regime permanente da estratégia proposta.

5.2 PROPOSTAS PARA TRABALHOS FUTUROS

Baseado nos estudos realizados, os resultados experimentais obtidos podem ser melhorados, sugerindo-se o desenvolvimento de um controle em malha fechada para testar o estimador, acrescentando testes de transitórios de carga e inversão de velocidade, estimação em tempo real de parâmetros e melhor avaliação sobre a frequência de corte.

Por fim, propõe-se a adaptação da estratégia implementada com a utilização de Redes Neurais funcionando como Filtros Passa Altas.

REFERÊNCIAS

- CARVALHO, F. V., 2002. *Estimador do Comportamento do Conjugado de Motores de Indução Através de DSP*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Itajubá, UNIFEI.
- COGO, J. R., 1990. *Relatório Técnico Final Referente à Avaliação do Desempenho dos Motores Elétricos Trifásicos*. Convênio EFEI/ FUPAI/ Eletrobrás/CEMIG/ PROCEL, 1990.
- CASTRILLON, R., QUISPE, E. C., 2008. *Método no Invasivo para la Estimación de la Eficiencia de Motores en Sitio Mediante el par de Torsión en el Entrehierro*. En: Memorias III Congreso Internacional sobre Uso Racional y Eficiente de la Energía, CIUREE 2008. Noviembre 13 al 15 de 2008, Colombia.
- CUNHA, C. C. M., 2006. *Modelagem, Análise e Detecção de Assimetrias de Rotor em Máquina de Indução*. Tese de doutorado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Minas Gerais, UFMG.
- FERREIRA, S. B., 2004. *Estudo e Avaliação do Desempenho de Estratégias de Controle Direto do Torque em Máquinas de Indução*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, PUCRS.
- FLEURY, A. W., 2007. *Estudo Comparativo de Técnica de Estimativa do Fluxo Estatístico de MIT*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Uberlândia, UFU.

- GASTALDINI, C. C., 2008. *Controle de Velocidade de Sensorless de Motores de Indução Trifásicos Sujeitos a Distúrbio de Torque*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Santa Maria, UFSM.
- GOEDTEL, A., 2003. *Estimativa do Conjugado de Carga Aplicado em Eixos de Motores de Indução Trifásicos Através de Redes Neurais Artificiais*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Estadual Paulista, UNESP\Bauru.
- GOEDTEL, A., 2007. *Estimador Neural de Velocidade para Motor de Indução Trifásico*. Tese de doutorado em Engenharia Elétrica, Escola de Engenharia de São Carlos, Universidade de São Paulo, USP.
- GOUVÊA, M. R., 2005. *Controle Neurofuzzy de Motor de Indução com Estimação de Parâmetros e Fluxo de Estator*. Tese de doutorado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Minas Gerais, UFMG.
- HOLTZ, J., QUAN, J., 2003. *Drift-and Parameter-Compensated Flux Estimator for Persistent Zero-Stator-Frequency Operation of Sensorless-Controlled Induction Motors*. IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 39, n. 4, July/August 2003.
- HSU (HTSUI), J. S., SCOGGINS, B. P., 1995, *Field Test of Motor Efficiency and Load Changes through Air-Gap Torque*. IEEE Transactions on Energy Conversion. September, Vol. 10, No. 3, pp. 471-77.
- HU, J., WU, B., 1998. *New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux Over a Wide Speed Range*, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 13, Issue: 5, Sept. 1998, pages: 969-977.
- JACOBINA, C. B., 2005. *Sistemas de Acionamento Estático de Máquina Elétrica*. Campina Grande, PB. p. 44 – 53. Junho, 2005.

- KRAL, C., PIRKER, F., PASCOLI, G., 2008. *The Impact of Inertia on Rotor Fault Effects Theoretical Aspects of the Vienna Monitoring Method*. IEEE Transactions on Power Electronics, 23(4), 2136 – 2142.
- LANDIM, R. P., MENEZES, B. R., SILVA, S. R., CAMINHAS, W. M., 2000. *On-Line Neo-Fuzzy-Neuron State Observer*. IEEE, Proceedings Sixth Brazilian Symposium, pp. 196 - 203, nov 2000.
- LASCU, C., BOLDEA, I., BLAABJERG, F., 2000. *A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive*. IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 36, No.1, Janeiro, 2000.
- LEAL, R. M., 2006. *Desenvolvimento de um Sistema de Monitoramento das Condições de Funcionamento de um Sistema de Peneira de Rolos*. Trabalho de Conclusão de Curso do bacharelado em Engenharia Elétrica - Universidade Federal do Espírito Santo, UFES.
- LIMA FILHO, A. C., 2009. *Estudo e Desenvolvimento de Soluções para Determinação do Torque em Unidades de Bombeio Mecânico Utilizadas na Extração de Petróleo*. Tese de doutorado em Engenharia Mecânica, Universidade Federal da Paraíba, UFPB.
- LINS, Z. D., 2001. *Controle Direto de Torque para Motores de Indução - Estudo e Implementação*. Tese de doutorado em Engenharia Elétrica e Computação. Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP.
- LLERENA, M. T. M., 2006. *Estimação do Comportamento da Máquina Assíncrona Frente a Afundamentos de Tensão*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Rio Grande do Sul, UFRGS.

- LU, B., HABETLER, T. G., HARLEY, R. G., 2006. *A Nonintrusive and In-Service Motor-Efficiency Estimation Method Using Air-Gap Torque With Considerations of Condition Monitoring*. in *Proc. 41st IEEE Industry Applications Society Annual Meeting*, vol. 3, Oct. 2006, pp. 1533-1540.
- MAMEDE, J., 1997. *Instalações Elétricas Industriais*. 5. Ed. Rio de Janeiro: LTC, 1997. P.208-284.
- MIHALACHE, L., 2005. *A Flux Estimator for Induction Motor Drives Based on Digital EMF Integration With Pre and Post High Pass Filtering*. IEEE Applied Electronics Conference and Exposition, pp: 713-718. Vol. 2 Março, 2005.
- OLIVEIRA, R. H., 2004. *Estimação de Parâmetros do Motor de Indução Trifásico com o uso de Redes Neurais Recorrentes*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Itajubá. UNIFEI.
- QUEIROZ, F. C. H., 2008. *Controle Vetorial de Velocidade de um Motor de Indução Trifásico com Estimação Neural de Fluxo*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal do Rio Grande do Norte, UFRN.
- ROCHA, A. V., 1999. *Implementação Digital de um Observador de Fluxo Estatístico e da Medição do Fundamental de Tensão*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Minas Gerais, UFMG.
- ROMERO, J. F. A., 1997. *Estimação de Fluxo em Máquinas de Indução*. Dissertação de mestrado em Engenharia Eletrônica e Computação. Instituto Tecnológico de Aeronáutica. ITA.
- SANTOS, A. F., 2008. *Aplicação de Redes Neurais Artificiais no Controle Eficiente do Motor de Indução Trifásico*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Pernambuco, UFPE.

- SEVERINO, P. B., 2005. *Um Estudo de Estimativa de Fluxo e Conjugado em Motores de Indução Trifásicos – implementação utilizando DSP*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Uberlândia, UFU.
- SEYOUM, D., GRANTHAM, C., RAHMAN, M.F., 2003. *Simplified Flux Estimation for Control Application in Induction Machines*. Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03.IEEE International, vol.2. pp: 691-695. 1-4 June, 2003.
- SHIN, M. H., HYUN , D. S., CHO, S. B., e CHOE, S. Y., 2000. *An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors*, IEEE Transactions on Power Electronics, Volume: 15, Issue: 2, March 2000, pages: 312-318.
- SILVA, S. R., 1994. *Sistemas Elétricos de Alto Desempenho a Velocidade Variável: Estratégia de Controle e Aplicações*. Tese para concurso de Professor Titular do Departamento de Engenharia Elétrica da UFMG - CPDEE, Belo Horizonte, outubro de 1994.
- TAVARES, T.S., 2007. *Estudo da Técnica de Controle Direto de Conjugado - DTC Tradicional Aplicada ao MIT*. Dissertação de mestrado em Engenharia Elétrica. Universidade Federal de Uberlândia, UFU.
- VALDENE BRO, L. R., 2001. *Observadores Adaptativos de Fluxo e Velocidade para Motores de Indução – Estudo e implementação*. Tese de doutorado em Engenharia Elétrica e Computação. Universidade Estadual de Campinas, UNICAMP.
- WEG, 2010. *Catálogo Geral de Motores Elétricos: Características, Especificação, Instalação e Manutenção*. Jaraguá do Sul, SC, 2010, p.164.

- WIESER, R.S., KRAL, C., PIRKER, F., SCHAGGINGER, M., 1999. *On-Line Rotor Cage Monitoring of Inverter-Fed Induction Machines by Means of an Improved Method*. IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 14. No. 5. pp. 858-865. September, 1999.
- XING, Z., WENLONG, Q., HAIFENG, L., 2007. *A New Integrator for Voltage Model Flux Estimation in a Digital DTC System*. IEEE Region 10 Annual International Conference, Proceedings/TENCON, 2007.
- ZERBO, M., SICARD, P., BA-RAZZOUK, A., 2005. *Accurate Adaptive Integration Algorithms for Induction Machine Drive Over a Wide Speed Range*. IEEE International Conference on Electric Machines and Drives. Pp: 1082-1088. Maio, 2005.

APÊNDICE A

MONTAGEM EXPERIMENTAL

A.1 ESTRUTURA DO HARDWARE

Neste item é apresentado o hardware desenvolvido para a bancada experimental. Na Fig. (A.1) tem-se a foto do hardware utilizado para o acionamento do motor, e na Fig. (A.2) está esquematizada a estrutura de todo hardware utilizado na bancada.

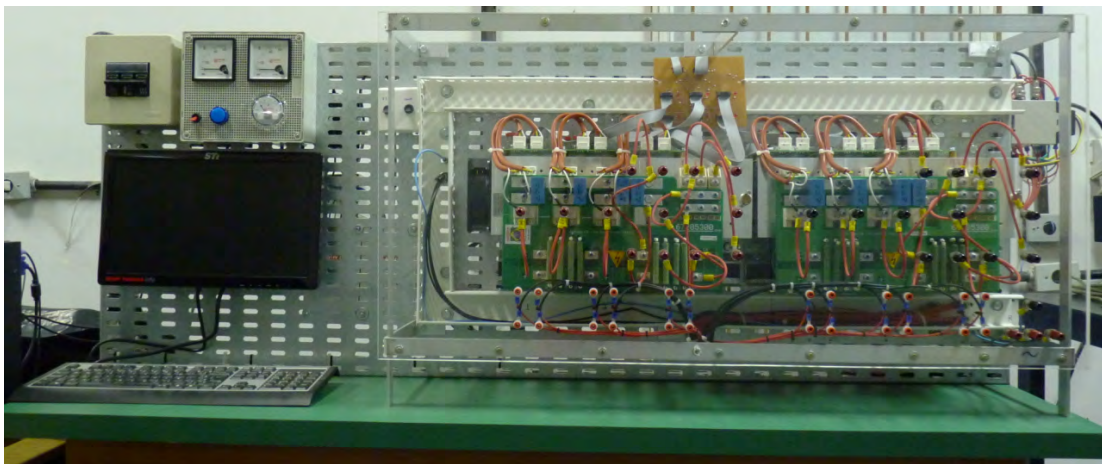


Figura A.1 – Hardware montado para o acionamento do motor.

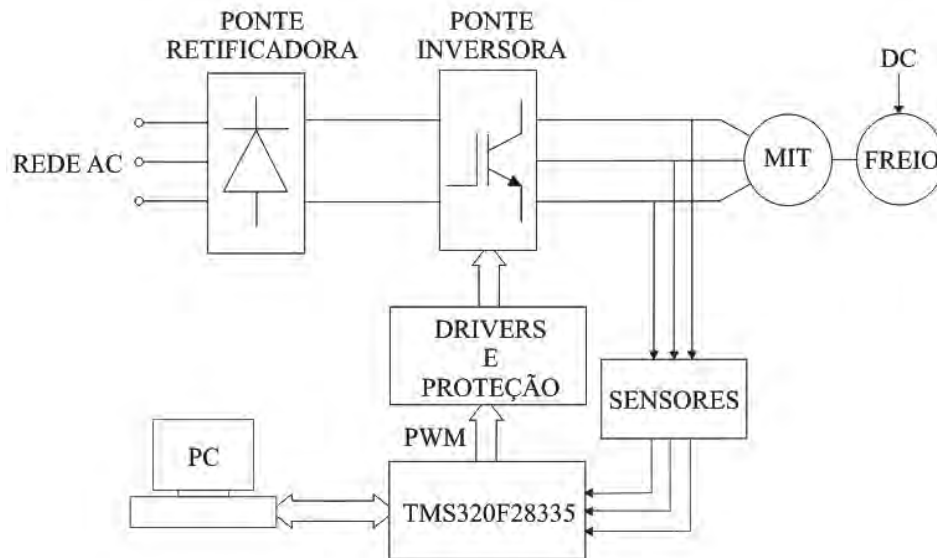


Figura A.2 – Esquemático do hardware da bancada experimental.

O protótipo construído para o estudo experimental contém dois inversores trifásicos, implementados através do módulo *Three Phase Inverter SKS 25F B6U + B6CI 09 V12* do fabricante SemikronTM. A alimentação do módulo foi realizada através de um variador de tensão trifásico conectado a rede elétrica. Na Fig. (A.3) é apresentado às diversas partes constituintes do inversor de frequência implementado.

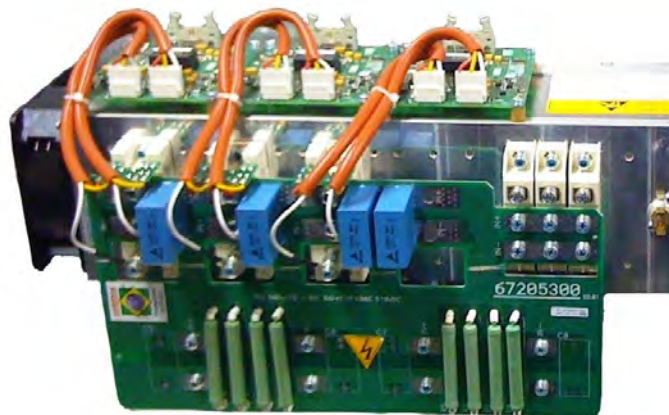


Figura A.3 – Inversor montado com módulos da SemikronTM.

Para o acionamento dos interruptores IGBTs foram especificados os circuitos de comando (drivers) SKHI 23/12 (R), fabricados pela SemikronTM. O funcionamento do

driver é simples: pares de pulsos de controle são aplicados em pinos dos conectores de entrada e eles são repassados aos terminais dos *gates* e dos emissores dos IGBTs.

Geralmente os circuitos dos drivers possuem proteção no caso de aplicação de dois pulsos ao mesmo tempo em nível alto nas entradas de comando de dois IGBTs na mesma fase da ponte. Os pulsos são bloqueados e é gerada uma sinalização de erro. Outra proteção comumente existente é para quando a tensão de alimentação do sistema está reduzida, nesta condição, os IGBTs são bloqueados e é gerada uma sinalização. Os drivers também possuem uma configuração para inserir tempos de retardo (tempo morto) entre o início de um pulso de ativação de um IGBT e o bloqueio do outro da mesma fase.

As características de destaque dos drivers SKHI 23/12 (R) são: o módulo comanda dois transistores de forma independente; prevê o intertravamento para a operação em um único braço; comanda IGBTs com tensões (V_{CE}) até 1200V; gera o tempo morto desejado dentre um número de opções, compatível com tensões de entrada de 5V e 15V; proteção de curto circuito através do monitoramento de V_{CE} ; possui isolamento através de transformadores e monitora tensões para que o valor permaneça acima de 13V. Os drivers foram ajustados para operar com um tempo morto de 0,9 μ s. Na foto da Fig. (A.4) é observado o driver utilizado.



Figura A.4 – Foto do driver SKHI 23/12 (R) da SemikronTM.

O motor de indução com rotor em gaiola escolhido para compor a bancada é da linha W21 Alto Rendimento Plus da WEGTM, com 1,5 HP 220/380V, 4 pólos, 1715 RPM, corrente nominal de 4,42/2,56 A, conjugado nominal de 6,13 N.m e momento de inércia de 0,00328 kg.m². Acoplado ao motor, é utilizado um freio a disco por corrente de Foucault para simulação de carga, disponibilizado por kit didático da WEGTM. O disco metálico que pode girar livremente na ausência de corrente de alimentação dos imãs, é freado assim que

uma corrente comece a circular nestes imãs, criando assim um campo magnético que atravessa o disco induzido. As correntes de Foucault geradas produzem um campo magnético que se opõe a variação do fluxo que as produziu e tende assim a se opor ao movimento do rotor. O torque de frenagem, que depende da tensão de excitação, é transmitido do alojamento montado em balanço ao aparelho de medição pelo intermédio de um braço de alavanca. A regulação da potencia absorvida é feita agindo-se na intensidade da corrente de excitação. As forcas eletromagnéticas que agem sobre o disco são proporcionais a velocidade de rotação, e dirigidas no senso inverso desta velocidade. Pode-se assim frear o disco em rotação sem utilizar alguma fricção sobre este disco, logo, sem desgaste algum. A Fig. (A.5) ilustra a bancada que abriga o motor de indução com o acoplamento do freio de Foucault.



Figura A.5 – Bancada com motor de indução acoplado ao freio.

A.1.1 Processador Digital de Sinais (DSP) embarcado

Neste trabalho foi utilizado um kit de aplicação chamado “eZdsp[™] F28335 Starter Kit” fabricado pela empresa Spectrum Digital contendo o DSP TMS320F28335 da Texas Instruments[™], com interface pela porta USB para comunicação com o computador.

A eZdsp[™] F28335 é uma placa stand alone que permite ao desenvolvedor testar e utilizar o DSP TMS320F28335. Diversas portas de expansão estão presentes na placa permitindo assim a sua integração ao resto do sistema. A placa conta ainda com interface

USB para conexão com computador e conector JTAG para interface com emuladores para Debug rápido. Na Fig. (A.6) é observada uma vista geral da placa de desenvolvimento utilizada, onde no centro, em maior tamanho pode-se observar o soquete do DSP.

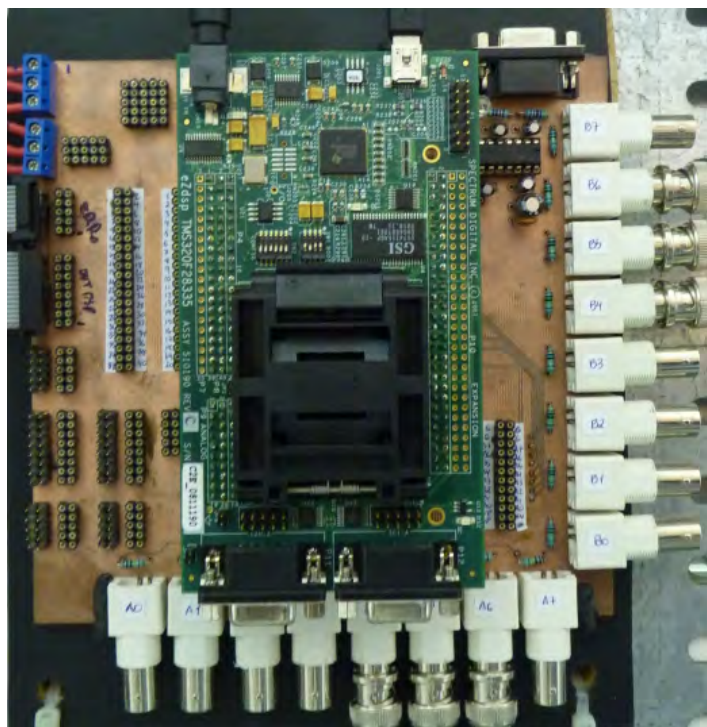


Figura A.6 – Kit de desenvolvimento eZdsp™ F28335 com placa de proteção.

A placa será utilizada de forma independente do computador (stand-alone code), o qual deve ser utilizado para instalação do ambiente de programação. O software Code Composer Studio™ IDE versão 3.3 foi utilizado para edição do programa, compilação, gravação do software na memória RAM, verificação de erros, e aquisição dos dados. Para escrita do programa de simulação (acionamento PWM e aquisição de dados) e posterior implementação, a linguagem escolhida foi C/C++, pois existem bibliotecas fornecidas pelo fabricante para realização de operações em ponto flutuante, agilizando o processo de programação.

A eZdsp™ F28335 está montada sobre uma placa que possui um circuito de proteção para cada porta do conversor analógico-digital (ADC) limitando a tensão de entrada às especificações do DSP. Nesta mesma placa são disponibilizados conectores para testes e conectores de comunicação de I/O.

O DSP TMS320F28335 possui tecnologia CMOS estática de alta performance, com 150MHz (tempo de ciclo: 6,67ns), tensão do núcleo de 1,9V/1,8V, tensão das I/O de 3,3V. A seguir são descritas as características mais relevantes para a aplicação deste trabalho:

- CPU 32 bits de alta performance: unidade de ponto flutuante (FPU); arquitetura Harvard de barramento; resposta rápida de interrupções e processamento; modelo unificado de programação da memória.
- Seis canais de controlador para ADC, ePWM, XINTF, McBSP e SARAM.
- Interface externa de 16 ou 32 bits.
- Memória interna ao chip (256K x 16 Flash, 34K x 16 SARAM).
- 64 pinos que podem ser conectados em uma das seis interrupções de externas.
- Periféricos: até 6 módulos de PWM; até 6 entradas de captura de eventos; módulo ADC; até dois módulos de controle de rede; até três módulos de comunicação serial.
- Três timers de CPU de 32 bits.
- Comunicação serial e/ou USB.
- 16 canais ADC (12 bits): entrada analógica de 0 a 3,3V; velocidade de conversão de 80ns, 12,5 MSPS; 2x8 canais de multiplexador de entrada; dois sample-and-hold; conversões únicas ou simultâneas; referência interna ou externa.
- O PWM possui contador dedicado de 16 bits com controle de período e frequência. Cada canal completo de PWM é composto por duas saídas EPWMxA e EPWMxB: estas podem ser utilizadas nas seguintes configurações: duas saídas independentes com operação de borda única, duas saídas com borda dupla e operação simétrica ou uma saída independente com borda dupla e operação assimétrica; controle de fase programável para atraso ou avanço da operação relativa a outros módulos de ePWM; geração de tempo morto com controle de atraso da borda de subida ou descida independentes; todos os eventos podem provocar interrupções de CPU e início de conversão do ADC (SOC) .
- Até 88 pinos programáveis individualmente de I/O com filtragem de entrada.

Como descrito, as entradas dos conversores do DSP são projetadas para uma faixa de tensão específica, requerendo, portanto, o condicionamento dos sinais de saída dos transdutores das correntes e tensões de fase para esta faixa. Estes transdutores introduzem um nível CC, que podem prejudicar a estratégia de estimação proposta.

A.1.2 Aquisição e condicionamento das correntes e tensões de fase

Para a leitura das correntes de fases do motor foram utilizados três sensores de efeito Hall. Foram realizados ensaios para verificar a relação entre os valores eficazes das correntes de fase e as tensões correspondentes dos transdutores, notando-se que a relação é razoavelmente linear. A corrente fornecida nos pinos de entrada dos sensores é transformada em tensão através de uma resistência na saída. Desta forma, é transmitida ao DSP a tensão proporcional à corrente com fator de transformação conhecido.

O circuito integrado ACS712, consiste em um sensor de corrente linear totalmente integrado com isolamento de tensão e baixa resistência no condutor de corrente. O dispositivo é formado por um sensor Hall linear de baixo *offset* com um condutor de cobre perto da superfície do chip. A corrente flui pelo condutor, gerando um campo que é sensoriado pelo CI Hall integrado.

Para ajuste fino do ganho da tensão gerada no sensor utilizou-se um circuito com amplificador operacional e para deslocamento da curva senoidal para o semiciclo positivo, um circuito que utiliza o princípio da superposição, montado com amplificador operacional. Na Fig. (A.7) é apresentado o esquemático do circuito transdutor e condicionador do sinal de corrente de fase.

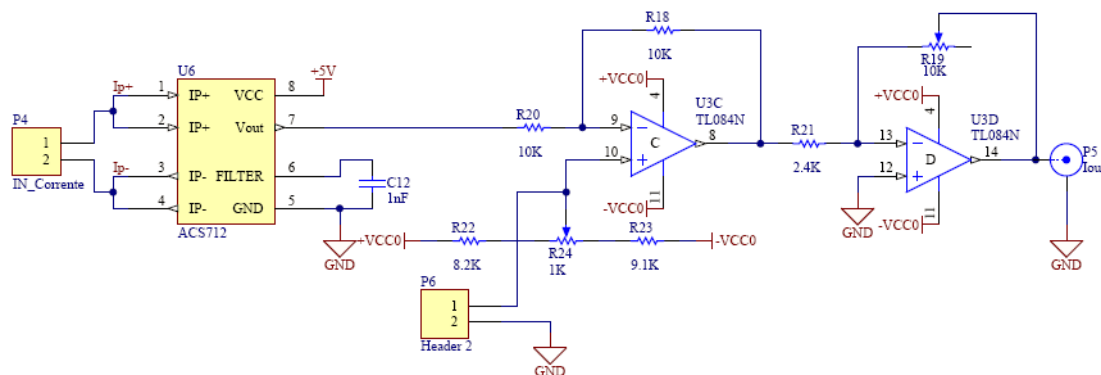


Figura A.7 – Esquemático do circuito transdutor e condicionador de corrente.

Para aquisição das tensões de rede foi necessário a redução destas para valor aproximado às especificações das entradas analógicas do DSP. Os circuitos montados para o condicionamento dos sinais de tensão trazem na entrada um circuito divisor de tensão ajustável, acompanhado de um seguidor de tensão, filtragem de ruídos e isolador. Porém, mesmo reduzida em termos de amplitude, o sinal de tensão ainda permanece com a frequência da rede assumindo alternadamente valores negativos e positivos, tornando-se indispensável à confecção de um circuito que possa proporcionar um deslocamento do eixo de base da curva senoidal. Semelhantemente aos circuitos montados na aquisição de corrente, amplificadores operacionais são utilizados para ajuste fino do ganho e para deslocamento da curva para o semiciclo positivo. Na Fig. (A.8) é apresentado o esquemático do circuito transdutor e condicionador do sinal de tensão de fase.

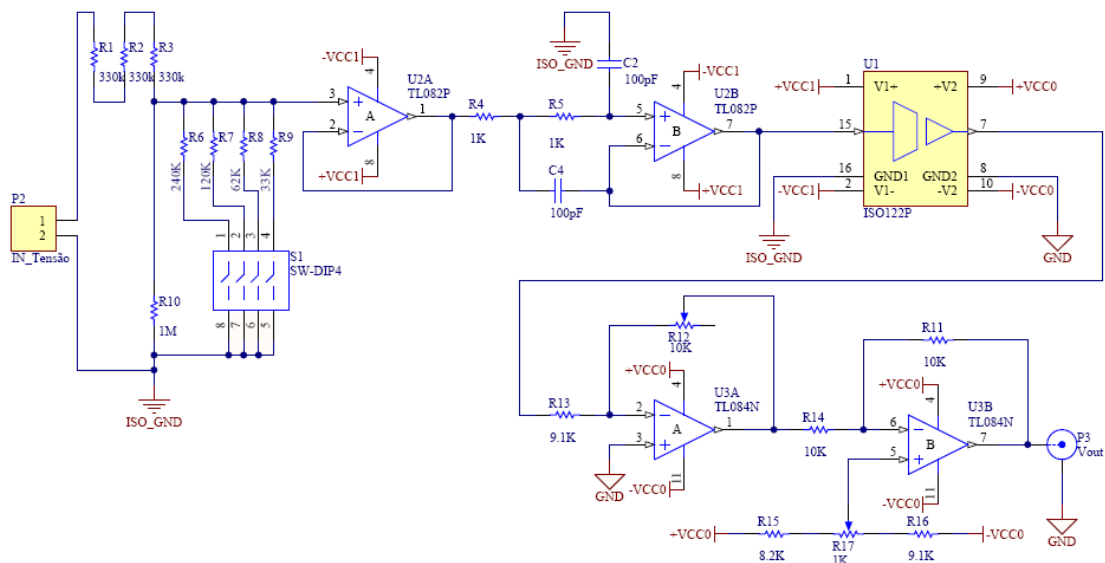


Figura A.8 – Esquemático do circuito transdutor e condicionador de tensão.

A.1.3 Medição direta e condicionamento do conjugado

Para comprovação dos resultados experimentais utilizou-se uma técnica de medição direta do conjugado gerado pela carga aplicada pelo freio de Foucault. Mediu-se o conjugado a partir de uma célula de carga em contato direto com o sistema de frenagem magnética acoplado ao eixo do motor, formando com este um braço de alavanca.

O torque, ou momento de uma força, é o resultado do produto vetorial entre a distância (r) ao ponto de aplicação da força (F). Matematicamente é escrita como:

$$M_o = r \times F \quad (A.1)$$

Essa equação pode ser escrita também em função do ângulo entre os vetores distancia e força.

$$M_o = r.F.\text{sen}(r, F) \quad (A.2)$$

Sendo $\text{sen}(r, F)$ o seno do ângulo entre os vetores r e F . Caso esse ângulo seja de 90° , ou seja, se os vetores forem perpendiculares entre si, então a Eq. (A.2) pode ser escrita conforme a expressão Eq. (A.3).

$$M_o = r.F \quad (A.3)$$

O modulo de M_o mede a tendência de a força F fazer o corpo girar em torno de um eixo fixo, dirigido segundo M_o .

Os extensômetros elétricos são dispositivos de resistências montadas em Ponte de WheatStone que convertem pequenas deformações mecânicas em valores de tensão, a partir da variação da resistência elétrica em seus terminais. O sinal de tensão posteriormente é associado a valores de carga através da calibração da célula com pesos de exatidão. Depois de calibrada a célula, é feito o tratamento de sinal para fornecer o valor correspondente do torque.

A célula de carga fornece um sinal de tensão condicionado pelo circuito da Fig. (A.9) para as especificações das entradas analógicas do DSP.

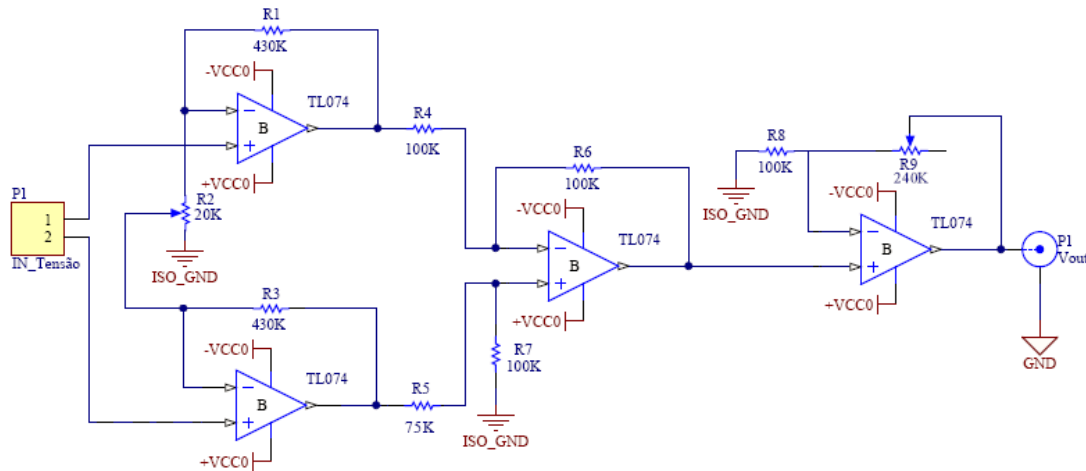


Figura A.9 – Circuito de condicionamento do sinal de tensão da célula de carga.

O procedimento de calibração se realizou registrando-se os valores de tensão para cada massa aplicada na seguinte sequência: 100g; 200g; 300g (composição dos pesos de 100 e 200g); 500g; 600g (composição dos pesos de 100 e 500g); 700g (composição dos pesos de 200 e 500g); 800g (composição dos pesos de 100, 200 e 500g); 1 kg; 1,1 kg (composição dos pesos de 1 kg e 100g); 1,2 kg (composição dos pesos de 1 kg e 200g); 1,3 kg (composição dos pesos de 1kg, 100 e 200g); 1,5kg (composição dos pesos de 1kg e 500g); 1,6kg (composição dos pesos de 1kg, 100 e 500g); 1,7kg (composição dos pesos de 1kg, 200 e 500g); 1,8 kg (composição dos pesos de 1kg, 100, 200 e 500g).

Para que se obtenha um resultado confiável na medição se faz necessário efetuar diversas medições de um mesmo mensurando, que para o caso é o valor da tensão. Essas medições podem ser definidas como um critério para avaliar a repetibilidade, que é a variação dos valores lidos quando uma mesma quantidade é medida várias vezes. Quanto mais valores forem medidos mais preciso será o resultado final em relação à média dos valores de tensão.

A partir dos valores obtidos dos ensaios para calibração, concluiu-se que a tensão da célula (V_{cm}) tem uma relação linear com a massa (η) aplicada ao braço do freio de Foucault, através da relação:

$$\eta = \rho V_{cm} + \gamma \quad (\text{A.4})$$

Onde: $\rho = 4.4577$ (coeficiente angular da reta) e $\gamma = -0.2999$ (coeficiente linear).

A linha de ação da força aplicada pelo braço do freio na célula ocasiona um ângulo entre os vetores da força (F) e da distância (r) de 90° . A distância da linha de ação da força até o eixo do freio acoplado ao motor de indução é 30 cm (0,3 m). Admitindo uma gravidade local de $9,81 \text{ m.s}^{-2}$, a expressão para o conjugado de carga é apresentada pela Eq. (A.5).

$$c_{mec} = 2,942\eta \quad (\text{A.5})$$