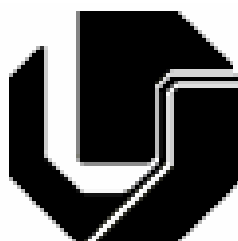

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DO FLUXO

ESTATÓRICO DE MIT

AUGUSTO WOHLGEMUTH FLEURY VELOSO DA SILVEIRA

MARÇO

2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DO FLUXO
ESTATÓRICO DE MIT.

Dissertação apresentada por **Augusto Wohlgemuth Fleury**
Veloso da Silveira à Universidade Federal de Uberlândia
para a **obtenção do título de Mestre em Engenharia**
Elétrica aprovada em 02/03/2007 pela Banca Examinadora:
Prof. Darizon Alves de Andrade, Dr (UFU) – Orientador
Prof. Manoel Aguiar , Dr. (EESC – USP)
Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. (UFU).

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

F618e Fleury, Augusto Wohlgemuth.

Estudo comparativo de técnicas de estimativa do fluxo estatórico de MIT /
Augusto Wohlgemuth Fleury. - 2007.
149 f. : il.

Orientador: Darizon Alves de Andrade.

Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia,
Progra-
ma de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.

1. Motores elétricos de indução - Teses. I. Andrade, Darizon
Alves de. II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de
Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.313

Elaborado pelo Sistema de Bibliotecas da UFU / Setor de Catalogação e Classificação

DEDICATÓRIA

*Dedico este trabalho aos meus pais pelo
carinho, apoio e compreensão.*

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos que contribuíram para o sucesso deste trabalho, em especial:

Ao Prof. Darizon Alves de Andrade pela paciência, esforço e orientações durante o trabalho.

À Minha família, aos meus amigos e meus colegas.

Aos professores da pós-graduação.

Aos meus amigos do laboratório de acionamentos, pelo apoio e pela amizade.

À CAPES pelo apoio financeiro.

RESUMO

Este trabalho tem como objetivo apresentar uma comparação entre três algoritmos estimadores de fluxo estatórico diferentes. Estes algoritmos foram desenvolvidos para serem usados no projeto de acionamentos de alto desempenho, sem sensor de velocidade, para motores de indução. O primeiro algoritmo adotado utiliza um filtro passa baixa com uma frequência de corte baixa para resolver a integração. O segundo algoritmo usa um filtro passa alta para retirar o *offset* do sinal de entrada do integrador puro. O terceiro algoritmo é um algoritmo híbrido que utiliza os modelos de tensão e corrente em paralelo para estimar o fluxo. Os algoritmos estimam fluxo estatórico em uma ampla faixa de frequência de funcionamento do motor de indução e foram implementados na forma de simulação e experimentalmente para comparar o funcionamento dos mesmos em diferentes velocidades de operação do motor.

Palavras-chave: *motor de indução, estimativa de conjugado, estimativa de fluxo, filtro passa baixas, filtro passa altas, integrador puro.*

ABSTRACT

This work shows and compares three different flux estimator algorithms developed for use in high-performance sensorless ac motor drives. The first algorithm uses a low pass filter with a very low cut off frequency to integrate the back electromotive force (*emf*). The second one uses a high pass filter to remove the *offset* present in the signal before it's integration. The third algorithm uses current and voltage model to estimate the flux of induction motor. These algorithms can be used to accurately measure the motor flux including magnitude and phase angle over a wide speed range. The performance of the algorithms is investigated, compared, and verified using simulation and experimental tests.

Keywords: *induction motor, torque estimation, flux estimation, low pass filter, high pass filter, pure integrator.*

SUMÁRIO

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1.1 – Introdução Geral	1
1.2 – Objetivo do Presente Trabalho	5
1.3 – Forma de Apresentação do Trabalho	6

CAPÍTULO II

TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DO FLUXO ESTATÓRICO PARA MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

2.1 – Introdução	8
2.2 – Processador Digital de Sinais	8
2.3 – Técnicas de Estimativa do Fluxo	9
2.3.1 – Modelo de Tensão	10
2.3.2 – Modelo de Corrente	11
2.4 – Técnicas de Integração	12
2.5 – Algoritmos Adotados Para Estimar o Fluxo Estatórico	24
2.5.1 – Algoritmo com Compensação Adaptativa de Magnitude Usando FPB	25

2.5.2 – Algoritmo com Compensação Adaptativa de Magnitude e Fase Usando Filtro Passa Alta FPA e Integrador Puro	27
2.5.3 – Algoritmo Observador de Fluxo Estatístico Utilizando Modelo de Tensão e Corrente	29
2.4 – Conclusão	32

CAPÍTULO III

VERIFICAÇÃO TEÓRICA DOS ESTIMADORES ADOTADOS

3.1 – Introdução	33
3.2 – Modelo Matemático do Motor de Indução Adotado Para a Simulação	33
3.3 – Algoritmos Adotados Para Estimar o Fluxo	37
3.3.1 – Algoritmo com Compensação Adaptativa de Magnitude Usando FPB	38
3.3.2 – Algoritmo com Compensação Adaptativa de Magnitude e Fase Usando Filtro Passa Alta FPA e Integrador Puro	41
3.3.3 – Algoritmo Observador de Fluxo Estatístico Utilizando Modelo de Tensão e Corrente	42
3.4 – Resultados de Simulação	43
3.4.1 – Simulações com fonte senoidal	44
3.4.1.1 – Resultados de Simulação com o Motor Sendo Alimentado Com Tensões Senoidais Trifásicas a 60 Hz	45
3.4.1.2 – Resultados de Simulação com o Motor Sendo Alimentado Com Tensões Senoidais Trifásicas a 2 Hz	50

3.4.2 – Simulações com Tensão Chaveada PWM	56
3.4.2.1 – Resultados de Simulação com o Motor Sendo Alimentado com Tensões Chaveadas Trifásicas a 60 Hz	58
3.4.2.2 – Resultados de Simulação com o Motor Sendo Alimentado com Tensões Chaveadas Trifásicas a 2 Hz	66
3.5 – Conclusão	72

CAPÍTULO IV

VERIFICAÇÃO TEÓRICA DO DESEMPENHO DO ESTIMADOR

4.1 – Introdução	76
4.2 – Digitalização dos Estimadores de Fluxo	76
4.3 – Modelo do Motor Implementado em DSP	78
4.4 – Implementação Digital dos Algoritmos em DSP	79
4.4 – Discriminação dos Diagramas de Blocos dos Estimadores de Fluxo Estatórico	80
4.5 – Resultados Obtidos Através da Simulação no DSP	84
4.6 – Conclusão	87

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 – Introdução	89
5.2 – Aspectos Gerais do Protótipo	89

5.3 – Aquisição de Sinais	91
5.4 – Aquisição dos Resultados Experimentais	92
5.5 – Resultados Experimentais	92
5.5.1 – Resultados Experimentais com o Motor Operando a 20 Hz	94
5.5.2 – Resultados Experimentais com o Motor Operando a 60 Hz	101
5.6 – Conclusão	108

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO

6.1 - Conclusões Finais	109
6.2 - Propostas Para Trabalhos Futuros	110

<u>REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS</u>	111
--	-----

<u>ARTIGOS PUBLICADOS</u>	115
----------------------------------	-----

**ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DO FLUXO
ESTATÓRICO DE MIT**

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO II

**TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DO FLUXO ESTATÓRICO PARA MOTORES DE
INDUÇÃO TRIFÁSICOS**

Figura 2.1 – Representação do integrador puro digital	12
Figura 2.2 – Sinal de entrada do integrador $x=311\sin(\omega t+\pi/2)+8$.	15
Figura 2.3 – Rampa produzida devido ao offset no sinal	15
Figura 2.4 – Sinal de entrada do integrador $x=311\sin(\omega t+\pi)$	15
Figura 2.5–Offset devido às condições iniciais	15
Figura 2.6– Sinal de entrada do integrador $x=311\sin(\omega t+\pi/2)$	15
Figura 2.7 – Resultado sem erros.	15
Figura 2.8 – Sinal de entrada do integrador puro	16
Figura 2.9 – Resposta dada pelo integrador puro	16
Figura 2.10 – Diagrama da fase e da amplitude do filtro passa-baixas com frequência de corte em 30 rad/s	17
Figura 2.11 – Respostas dadas pelo integrador puro e pelo <i>FPB</i> com frequência de corte em 10 rad/s para um sinal senoidal de 60Hz	18

Figura 2.12 - Respostas dadas pelo integrador puro e pelo <i>FPB</i> com frequência de corte em 10 rad/s para um sinal senoidal de 10 Hz	19
Figura 2.13 - Respostas dadas pelo integrador puro e pelo <i>FPB</i> com frequência de corte em 10 rad/s para um sinal senoidal de 60 Hz somado a um sinal C.C. de 1 V	19
Figura 2.14- Algoritmo integrador com compensação adaptativa proposto por (Hu, 1998)	20
Figura 2.15- Algoritmo integrador utilizando <i>FPB</i> com frequência de corte variável	21
Figura 2.16- Proposta de utilização de um integrador puro com correções de <i>drift</i> e <i>offset</i>	22
Figura.2.17. Algoritmo de integração com compensação adaptativa de magnitude usando FPA e integrador puro	23
Figura 2.18. Algoritmo observador de fluxo estático utilizando modelo de tensão e corrente	24
Figura 2.19 – Diagrama vetorial mostrando a ortogonalidade entre o vetor <i>fcem</i> e o vetor fluxo	26

CAPÍTULO III

VERIFICAÇÃO TEÓRICA DOS ESTIMADORES ADOTADOS

Figura 3.1-Circuito equivalente das fases d-q de uma máquina de indução	34
Figura 3.2 – Diagrama de blocos do integrador proposto por (Hu, 1998)	39
Figura 3.3 – Forças contra eletromotrizes nos eixos d e q	40
Figura 3.4 – Parcelas de fluxo nos eixos d e q	40
Figura 3.5 –Parcelas de fluxo de realimentação d e q	40
Figura 3.6 – Fluxo no eixo q e fluxo no eixo d	41

Figura 3.7 – Módulo do fluxo estatórico	41
Figura 3.8– Diagrama de blocos do integrador proposto por [5]	42
Figura 3.9 – Diagrama de blocos do estimador proposto em [2]	43
Figura 3.10 – Tensões de fase ligadas ao motor trifásico	43
Figura 3.11 – Diagrama de blocos da simulação com fonte senoidal	44
Figura 3.12– Curva da velocidade do eixo do motor durante toda a simulação	46
Figura 3.13 – Curvas dos Fluxos estatóricos φ estimados, pelos três algoritmos, e calculado pelo modelo do motor	46
Figura 3.14 – Módulos dos fluxos estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor	47
Figura 3.15 – Detalhe das curvas dos módulos dos fluxos estimados, pelos três algoritmos, e calculado pelo modelo do motor	47
Figura 3.16 – Curva do conjugado estimado pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor	48
Figura 3.17 – Detalhe do transitório das curvas de conjugado estimado pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor	48
Figura 3.18 – Ângulos estimados pelos três algoritmos e ângulo calculado	49
Figura 3.19 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 1, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz	49
Figura 3. 20 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 2, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz	50
Figura 3.21 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 3, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz	50
Figura 3.22 - Curva da velocidade do eixo do motor durante toda a simulação	51

Figura 3.23 - Curvas dos Fluxos estatóricos q , estimados pelos três algoritmos, e calculado pelo modelo do motor	52
Figura 3.24 - Módulos dos fluxos estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor	52
Figura 3.25 – Módulos dos fluxos estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor quando o motor opera em regime permanente a 2 Hz	53
Figura 3.26 - Curva do conjugado estimado pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor	54
Figura 3.27 - Ângulos estimados pelos três algoritmos e ângulo calculado	54
Figura 3.28 - Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 1, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz	55
Figura 3.29 - Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 2, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz	55
Figura 3.30 - Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 3, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz	56
Figura 3.31 – Diagrama de blocos relativo à implementação do inversor PWM simulado	56
Figura 3.32 – Tensão da fase A ligada ao motor	57
Figura 3.33 – Curva da velocidade do eixo do motor durante toda a simulação	58
Figura 3.34 – Força contra eletromotriz no eixo d	59
Figura 3.35 – Força contra-eletromotriz filtrada no eixo d	60
Figura 3.36 – Ganho de magnitude aplicado ao fluxo no segundo algoritmo	60
Figura 3.37 – Diagrama de blocos com as modificações do segundo algoritmo	61
Figura 3.38 - Curvas dos fluxos estatóricos d , estimados pelos três algoritmos, e calculado pelo modelo do motor	61

Figura 3.39 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1	62
Figura 3.40 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2	62
Figura 3.41 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3	63
Figura 3.42 - Curvas dos conjugados estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor	63
Figura 3.43 – Ângulos estimados pelos três algoritmos e ângulo calculado	64
Figura 3.44 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 1, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz	64
Figura 3.45 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 2, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz	65
Figura 3.46– Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 3, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz	65
Figura 3.47 - Curva da velocidade do eixo do motor durante toda a simulação	67
Figura 3.48 – Curvas dos Fluxos estatóricos d, estimados pelos três algoritmos, e calculado pelo modelo do motor	68
Figura 3.49 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1 e calculado pelo modelo do motor	68
Figura 3.50 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2 e calculado pelo modelo do motor	69
Figura 3.51 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3 e calculado pelo modelo do motor	69
Figura 3.52 – Curvas dos conjugados estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor	70
Figura 3.53 – Ângulos estimados pelos três algoritmos e ângulo calculado	71

Figura 3.54 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 1, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz	71
Figura 3.55 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 2, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz	72
Figura 3.56 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 3, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz	72

CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO DOS ALGORITMOS ESTIMADORES DE FLUXO NO DSP

Figura 4.1 – Diagrama de blocos do motor simulado no DSP	78
Figura 4.2 – Diagrama de blocos do algoritmo estimador de fluxo baseado em PFA	82
Figura 4.3 – Diagrama de blocos do algoritmo estimador de fluxo baseado nos modelos de tensão e corrente	83
Figura 4.4 – Fluxo estatórico d em PU estimado pelo terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.2 PU de velocidade e 0.1 PU de tensão	85
Figura 4.5 – Ângulo de fase do terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.2 PU de velocidade e 0.1 PU de tensão	85
Figura 4.6 – Fluxo estatórico d em PU estimado pelo terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.5 PU de velocidade e 0.25 PU de tensão	86
Figura 4.7 - Ângulo de fase do terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.5 PU de velocidade e 0.25 PU de tensão	86

Figura 4.8 – Fluxo estatórico d em PU estimado pelo terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.97 PU de velocidade e 0.5 PU de tensão	86
Figura 4.9 - Ângulo de fase do terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.97 PU de velocidade e 0.5 PU de tensão	87
Figura 4.9 – Força contra eletromotriz nos eixos d q para o motor operando em 0.97 PU de velocidade e 0.5 PU de tensão	87

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Figura 5.1 – Visão geral da bancada experimental	90
Figura 5.2 – Módulo do fluxo estimado, Módulo da corrente estatórica, Conjugado estimado, Conjugado de carga	93
Figura 5.3 – Módulo do fluxo estimado, Módulo da corrente estatórica, Conjugado estimado, Conjugado de carga	93
Figura 5.4 – Tensão no link C.C.	94
Figura 5.5 – Correntes de fase na máquina	95
Figura 5.6 – Fluxos estatóricos d q estimados pelo algoritmo 1	95
Figura 5.7 – Módulo do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1	96
Figura 5.8 – Ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1	96
Figura 5.9 – Diagrama de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1	97
Figura 5.10 – Fluxos estatóricos nos eixos d q estimados pelo algoritmo 3	97
Figura 5.11 – Módulo do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3	98

Figura 5.12 – Ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3	98
Figura 5.13 – Diagrama de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3	99
Figura 5.14 – Análise comparativa entre a estimativa dos algoritmos 1 e 3 para a frequência de 20 Hz com tensões diferentes alimentando o MIT (experimental)	99
Figura 5.15 – Análise comparativa entre a estimativa dos algoritmos 1 e 3 para a frequência de 20 Hz com tensões diferentes alimentando o MIT (simulação)	100
Figura 5.16 – Tensão no link C.C.	101
Figura 5.17 – Correntes de fase na máquina	102
Figura 5.18 – Fluxos estatóricos nos eixos d q estimados pelo algoritmo 1	102
Figura 5.19 – Ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1	103
Figura 5.20 – Módulo do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1	103
Figura 5.21 – Diagrama de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1	104
Figura 5.22 – Fluxos estatóricos nos eixos d q estimados pelo algoritmo 3	104
Figura 5.23 – Ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3	105
Figura 5.24 – Módulo do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3	105
Figura 5.25 – Diagrama de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3	106
Figura 5.26 – Análise comparativa entre a estimativa dos algoritmos 1 e 3 para a frequência de 60 Hz com tensões diferentes alimentando o MIT (experimental)	106
Figura 5.27 – Análise comparativa entre a estimativa dos algoritmos 1 e 3 para a frequência de 60 Hz com tensões diferentes alimentando o MIT (simulação)	107

ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DO FLUXO ESTATÓRICO DE MIT

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO DOS ALGORITMOS ESTIMADORES DE FLUXO NO DSP

Tabela 4.1 – Principais funções aritméticas e trigonométricas usadas nos programas	84
--	----

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Tabela 5.1 – Resultados obtidos com testes experimentais com o motor a 20 Hz e variando a tensão nas fases do motor	100
Tabela 5.1 – Resultados obtidos com simulações com o motor operando a 20 Hz e variando a tensão nas fases do motor	101

Tabela 5.3 – Resultados obtidos com testes experimentais com o motor operando a 60 Hz e variando a tensão nas fases do motor 107

Tabela 5.4 – Resultados obtidos com simulações com o motor operando a 60 Hz e variando a tensão nas fases do motor 108

ESTUDO COMPARATIVO DE TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DO FLUXO ESTATÓRICO DE MIT

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

C.C. – Corrente Contínua

C.A. – Corrente Alternada

Fmm – Força magnetomotriz

DSP - Digital Signal Processor

v_a – Tensão na fase a

i_a – Corrente na fase a

v_b - Tensão na fase b

i_b - Corrente na fase b

v_c - Tensão na fase c

i_c - Corrente na fase c

V_{qs} – Componente de tensão no eixo em quadratura

V_{ds} - Componente de tensão no eixo direto

i_{qs} – Componente da corrente de estator no eixo em quadratura

i_{ds} – Componente da corrente de estator no eixo direto

i_{qr} – Componente da corrente de rotor no eixo em quadratura

i_{dr} – Componente da corrente de rotor no eixo direto

i_{md} – Corrente de magnetização no eixo direto

i_{mq} – Corrente de magnetização no eixo em quadratura

i_m – Corrente de magnetização

$fcem_q$ – Componente de força contra-eletromotriz no eixo em quadratura

$fcem_d$ – Componente de força contra-eletromotriz no eixo direto

$|\lambda|$ – Módulo do fluxo estatórico

λ_{q-cmp} – Componente de fluxo de compensação no eixo em quadratura

λ_{d-cmp} – Componente de fluxo de compensação no eixo direto

λ_{q2} – Componente de fluxo realimentação no eixo em quadratura

λ_{d2} – Componente de fluxo de realimentação no eixo direto

λ_{q1} – Componente de fluxo de saída do filtro passa-baixa no eixo em quadratura

λ_{d1} – Componente de fluxo de saída do filtro passa-baixa no eixo direto

λ_{qs} – Componente de fluxo no eixo em quadratura

λ_{ds} – Componente de fluxo no eixo direto

$|\lambda_{cmp}|$ – Módulo do fluxo de compensação

ω_c – Frequência de corte

ω_r – Velocidade angular em uma estrutura de referência rotórica

ω_e – Velocidade angular em uma estrutura de referência estatórica

ω – Velocidade angular em uma estrutura de referência genérica

R_s – Resistência de estator

T_r - Constante de tempo do rotor

T_e - Conjugado eletromagnético

L_s – Indutância do estator

L_{ls} – Indutância de dispersão do estator

L_r – Indutância do rotor

L_{lr} – Indutância de dispersão do rotor

L_m – Indutância de magnetização

T_e - Conjugado eletromagnético do motor

T_c - Conjugado de carga

CAPÍTULO I

INTRODUÇÃO

1 Introdução geral

Os benefícios do uso dos motores de indução como a robustez, baixo custo, desempenho, fizeram com que o uso deste tipo de máquina se difundisse em aplicações industriais.

Apesar de sua simplicidade, as máquinas assíncronas possuem uma dinâmica não-linear com parâmetros que variam ao longo do tempo. Portanto a sua crescente utilização dentro das indústrias, em processos cada vez mais complexos e que exigem precisão, faz com que pesquisas para o desenvolvimento de acionamentos modernos se tornem um processo complexo e ao mesmo tempo necessário.

A demanda por um controle preciso e contínuo da velocidade, conjugado ou posição do rotor requer, principalmente, estabilidade em uma ampla faixa de funcionamento e bom desempenho transitório. A estratégia de controle deve proporcionar estas condições. O problema principal na seleção de um dispositivo de controle de velocidade para uma aplicação particular está na escolha do sistema que consiga satisfazer, o mais economicamente possível, as faixas de velocidade, conjugado ou posição requeridos, com a rapidez e exatidão desejadas.

O motor de corrente contínua com excitação separada pode ser rápida e eficientemente controlado por variações de tensões de armadura e correntes de campo, entretanto, por suas características intrínsecas, não representa a solução ideal para o problema de operação do motor de velocidade ajustável. A construção adequada do comutador do motor de corrente contínua incrementa custos de fabricação e de manutenção, além de diminuir a razão

potência/peso. O motor de indução trifásico (MIT) do tipo gaiola de esquilo, por outro lado, possui um circuito de rotor que consiste em uma estrutura condutora (gaiola) em curto-circuito, usualmente fundida em uma única peça. Como não existe a necessidade de isolar as barras do rotor das laminações próximas, o rotor possui baixa inércia e pode operar em altas temperaturas e velocidades por períodos prolongados com pouca ou nenhuma manutenção. Adicionalmente, o custo e a razão potência/peso, são muito mais convenientes que os do motor de corrente contínua de potência equivalente.

Para atender a necessidade de otimizar o controle do MIT foram desenvolvidas técnicas de controle baseadas na orientação de campo. Deste modo é possível desacoplar o fluxo do conjugado e tratar o acionamento da máquina de indução semelhante ao da máquina de corrente contínua com excitação independente.

Para implementar esta técnica é necessário representar as equações eletromagnéticas do MIT em um sistema de coordenadas d q , com eixo direto d alinhado com o vetor fluxo, portanto é necessário o conhecimento do vetor fluxo segundo o qual o sistema de coordenadas d q é orientado. O controle é efetuado mediante variações independentes das correntes de estator de eixo direto (campo) i_{sd} e de eixo em quadratura (armadura) i_{sq} , de maneira semelhante ao motor de corrente contínua.

As características e vantagens desse desacoplamento dependem da escolha da estrutura de referência do sistema de controle que pode ser o vetor fluxo do estator, rotor ou mútuo. Atualmente, são três os principais métodos para controle com alto desempenho de motores de indução:

O primeiro, denominado controle por orientação de campo direto (DFOC), necessita da informação da magnitude e posição do fluxo, obtidas através de técnicas de estimação, observação ou através de sensores [1, 18, 19].

O segundo, o controle de campo orientado indireto (IFOC), também conhecido como controle por frequência de escorregamento, ignora a dinâmica do fluxo e portanto dispensa a determinação da magnitude do fluxo. A frequência angular do escorregamento é obtida a partir do modelo matemático do motor e somada a velocidade do rotor para a determinação da posição do vetor de fluxo do rotor [18].

A terceira estratégia de controle consiste na escolha dos vetores de tensão a serem aplicados à máquina a partir dos requisitos de fluxo e conjugado. Assim, fluxo e conjugado são controlados diretamente e tensões e correntes são impostos indiretamente, levando à denominação controle direto de fluxo e conjugado (DTC) [2, 27].

Em muitos métodos de controle de alto desempenho do MIT, como no controle vetorial direto e no DTC, é necessário conhecer a amplitude e a posição instantâneas do vetor fluxo. A amplitude é usada para controlar seu valor em malha fechada enquanto que a posição é usada no processo de transformação de coordenadas dq [18, 19, 22]. O vetor fluxo pode ser adquirido de maneira direta pela utilização de bobinas exploratrizes ou sensores de efeito “hall”, mas estes métodos não são vantajosos, pois encarecem o sistema e necessitam de serem instalados na carcaça do motor, modificando o projeto do mesmo [1-14, 18, 20]. Levando em consideração esses problemas, estimar o fluxo tem sido uma opção atraente. Existem diversos métodos para desenvolver o processo de controle por estimativa de fluxo. A partir de um modelo matemático que representa as interações eletromagnéticas que ocorrem no motor, o vetor fluxo pode ser determinado, usando como dados de entrada, as medidas das correntes, tensões e ou velocidade. A decomposição das variáveis atuantes ao longo dos eixos ortogonais pode ser feita de três maneiras diferentes, levando a um dos vetores enlace de fluxo: estator, rotor ou de entreferro [18].

Com a utilização do DSP (Digital Signal Processor), o fluxo e conseqüentemente o conjugado, podem ser estimados em função das correntes e tensões nos terminais da máquina, eliminando-se assim sensores de fluxo, conjugado, e em alguns casos o sensor de velocidade. Como conseqüência o custo do acionamento cai

A maioria dos estimadores de fluxo de MIT está baseada em dois modelos bem conhecidos, quais sejam: o modelo de tensão e o modelo de corrente. Quando é usado o modelo de corrente para estimar o fluxo, são necessários, como dados de entrada para o algoritmo de estimativa, as correntes do estator, os parâmetros do motor e a velocidade ou posição do rotor [2, 4, 5, 8, 9, 14, 20, 24]. Este modelo é mais utilizado para baixas frequências. A utilização de *encoder* para medir a velocidade e posição do rotor faz com que o modelo de corrente esteja em desvantagem em relação ao modelo de tensão já que a instalação do *encoder* aumenta a área ocupada pelo motor, o custo do acionamento, e exige cuidados e manutenção, diminuindo a robustez do acionamento. Além disto, a dependência de parâmetros do rotor, como a resistência, que varia muito, oferece dificuldades para o processo dinâmico de estimativa do fluxo em tempo real. Em contrapartida, os algoritmos que utilizam o modelo de tensão para efetuar a estimação fluxo do MIT necessitam, como dados de entrada, das tensões, correntes e a resistência de fase do estator [2-13, 20, 24]. As correntes e tensões são obtidas através de sensores instalados nos terminais do estator. Enquanto que a resistência do estator, por variar pouco, pode ser considerada constante e é facilmente encontrada através de ensaios com a máquina. Este modelo é bastante utilizado para altas velocidades, onde o fluxo estatórico é calculado pela integração da força contra-eletromotriz, que pode ser calculada a partir das tensões e correntes de fase da máquina.

Os maiores problemas relacionados às técnicas que usam a integração em seu processo de estimativa de fluxo, são o *drift* e o *offset* apresentados no sinal de saída do integrador puro.

O *drift* é ocasionado pela presença de um nível C.C contido no sinal a ser integrado, podendo levar o integrador à saturação. Já o *offset* pode aparecer no sinal de saída do integrador dependendo das condições iniciais do sinal de entrada. Por exemplo: se uma senóide for aplicada na entrada de um integrador, uma cossenóide é esperada na saída. Isso só acontece se a senóide estiver em seu pico positivo ou em seu pico negativo no momento do início do processo de integração. Estas condições ideais não ocorrem com frequência nos sistemas reais, os quais não podem depender de condições específicas e previsíveis de funcionamento. Caso a senóide entre no integrador fora do seu pico positivo ou negativo um *offset* aparecerá no sinal de saída. Este *offset* representa um nível de fluxo constante que não existe durante a operação normal do MIT, também podendo ser gerado quando ocorre uma variação muito brusca (degrau) no sinal de entrada [4].

Para solucionar esses problemas de integração existem diferentes métodos propostos na literatura.

1.2 Objetivo do presente trabalho

Este trabalho tem como objetivo estudar, descrever e comparar diferentes técnicas de estimativa de fluxo estatórico utilizados em controles sem sensor de velocidade para motores de indução trifásicos. Os algoritmos estimadores de fluxo foram implementados em forma de simulação digital utilizando MATLAB/SIMULINK® e experimentalmente através da utilização de um circuito baseado em DSP (Digital Signal Processor). O objetivo pelo qual foram implementados diferentes algoritmos, foi obter resultados de simulação e experimentais, com os diferentes algoritmos estimando fluxo do MIT, para diferentes velocidades de operação do motor, com transitórios de carga no eixo do MIT, afim de, verificar as regiões de operação do motor em que cada estratégia escolhida estima o fluxo com maior precisão.

O estudo tem o intuito de permitir chegar a conclusões que possam ajudar um projetista de controle para o MIT a escolher qual é uma boa técnica de estimativa de fluxo para uma determinada faixa de funcionamento do motor.

1.3 Forma de apresentação do trabalho

Afim de, alcançar os objetivos mencionados, o trabalho foi realizado e esta organizado na seguinte forma:

No capítulo 2 foi feito um estudo sobre técnicas de estimativa do fluxo estatístico com a intenção de familiarizar com o assunto e escolher quais seriam as filosofias de estimativa do fluxo estatístico adotadas para a realização do presente trabalho.

O capítulo 3 apresenta as comparações entre os algoritmos estimadores de fluxo estatístico efetuadas através das simulações desenvolvidas no MATLAB/SIMULINK®. O modelo do motor utilizado nas simulações é descrito neste capítulo assim como também são descritas as simulações dos três algoritmos adotados para a realização do estudo. Comparações entre os resultados obtidos com os algoritmos adotados são apresentadas no decorrer do capítulo.

O capítulo 4 tem como objetivo principal mostrar como foram digitalizados os algoritmos estimadores de fluxo para funcionarem numa plataforma DSP. Nesta etapa do trabalho, os algoritmos, após serem programados para funcionarem no DSP, foram submetidos a testes preliminares utilizando um modelo do motor de indução, também programado no DSP. Comparações através de resultados obtidos nesta etapa foram feitas e as dificuldades encontradas na programação dos algoritmos foram relatadas.

O capítulo 5 apresenta o hardware utilizado para a construção do protótipo usado para testar os algoritmos estimando o fluxo de um motor de indução real. Os resultados obtidos foram analisados e comparados com os resultados obtidos com as simulações computacionais.

No capítulo 6 são apresentadas as conclusões finais obtidas com o estudo e sugestões para trabalhos futuros.

CAPÍTULO II

TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DO FLUXO ESTATÓRICO PARA MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

2.1 Introdução

Estimar o fluxo do motor de indução com boa precisão é fundamental para projetar um controle de alto desempenho transitório e em regime permanente. A utilização de sensores que permitam medir o fluxo diretamente não é uma boa opção, porque estes sensores elevam o custo do sistema, necessitam de serem instalados na carcaça do motor mudando o projeto do mesmo, e por consequência as características intrínsecas da máquina, além disso, os sensores de fluxo são sensíveis às condições de temperatura e ruído do ambiente em que o motor opera. Por outro lado estimar o fluxo é uma opção mais barata e pode ser feita através de processadores digitais de sinais (DSP), que resolvem um conjunto de equações da máquina levando à magnitude e a fase do fluxo, e consequentemente, ao conjugado do motor de indução.

2.2 Processador digital de sinais

Com o avanço na tecnologia dos semicondutores, tornou-se possível a construção de processadores digitais de sinais de alto desempenho e custo reduzido. Os processadores atuais permitem resolver diversas tarefas em tempo real, e possuem muitas vantagens quando comparados com implementações analógicas desenvolvidas para a mesma função, tais como:

- Número menor de componentes,
- Desempenho estável e determinístico,

-
- Tolerâncias menores e ausência de ajustes,
 - Maior imunidade a ruído e interferência,
 - Faixa maior de aplicações realizáveis e/ou implementações mais efetivas.

Os controles de alto desempenho do MIT requerem um grande número de operações aritméticas sobre cada amostra do sinal. Portanto o uso de um processador convencional no projeto do controle pode não suprir a necessidade de processamento requerido para a aplicação, devido ao pequeno poder computacional aritmético dos processadores comuns. Por isso DSPs com alto poder computacional são comumente utilizados na implementação de tais controles para MIT.

2.3 Técnicas de estimativa do fluxo

A grande maioria dos estimadores de fluxo do MIT encontrados na literatura é baseada ou no modelo de tensão, ou no modelo de corrente.

Na literatura diversos autores sugerem a utilização do modelo de tensão isoladamente para estimar o fluxo ao invés de usar o modelo de corrente [3-13, 20]. O maior motivo para esta escolha é que o algoritmo baseado somente no modelo de corrente necessita da velocidade do rotor como parâmetro de entrada, tornando-se necessário a utilização de *encoder*. Diferentemente, o acionamento que utiliza o modelo de tensão para estimar o fluxo, não necessita da utilização de *encoder*, o que o torna mais barato e viável. Além disso, o único parâmetro da máquina necessário como dado de entrada para o modelo de tensão é a resistência estatórica, que varia pouco e é fácil de ser medida através de ensaios com a máquina. Já no modelo de corrente são necessários mais parâmetros da máquina incluindo a resistência do rotor, que varia muito, necessitando de ser estimada paralelamente ao estimador do fluxo.

Alguns autores propõem estimadores híbridos, que utilizam os dois modelos, tensão e corrente, simultaneamente, afim de se ter uma boa estimação do fluxo para diversas faixas de operação da máquina [2, 7, 24, 25]. Neste caso o ângulo do rotor θ_r poderá ser calculado através do fluxo estimado pelo modelo de tensão, o que elimina o uso do *encoder*.

2.3.1 Modelo de tensão

O modelo de tensão é baseado em:

$$\vec{V}_s = R_s \vec{i}_s + s \vec{\lambda}_s + j\omega \vec{\lambda}_s \quad (2.1)$$

onde s é o operador derivativo, $\vec{V}_s$ é o vetor da tensão estatórica, $\vec{i}_s$ é o vetor da corrente estatórica, $\vec{\lambda}_s$ é o vetor do fluxo estatórico, ω é a velocidade de referência adotada (arbitrária).

Este modelo usa como entrada para estimar o fluxo estatórico, as correntes e tensões medidas pelos sensores ligados às fases do motor. Na referência estatórica ($\omega = 0$) o fluxo estatórico pode ser escrito como [2]:

$$\vec{\lambda} = \frac{1}{s} (\vec{V}_s - R_s \vec{i}_s - \vec{U}_{comp}) \quad (2.2)$$

onde U_{comp} é uma compensação calculada para corrigir problemas relacionados à integração numérica, usada no processo de estimativa do fluxo estatórico.

O modelo de tensão apresenta resultados melhores na estimação do fluxo quando o motor opera em velocidades elevadas [3-12]. Isso acontece porque em velocidades baixas o erro relacionado ao valor da resistência estatórica aumenta de proporção devido ao aumento do valor da queda de tensão na resistência estatórica em relação à tensão de entrada do motor.

2.3.2 Modelo de corrente

O estimador de fluxo rotórico, baseado no modelo de corrente, numa referência genérica ω , pode ser equacionado como [2]:

$$\vec{\lambda}_{rdq} = \frac{L_m}{1 + sT_r} \vec{i}_{sdq} - j \frac{\omega - \omega_r}{1 + sT_r} \vec{\lambda}_{rdq} \quad (2.3)$$

onde $T_r = L_r / R_r$ é a constante de tempo do rotor e s indica uma diferenciação.

As componentes d e q do fluxo do rotor, na referência síncrona, são:

$$\lambda_{rd} = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sd} \quad (2.4)$$

$$\lambda_{rq} = 0 \quad (2.5)$$

O fluxo estatórico $\vec{\lambda}_s^i$ estimado pelo modelo de corrente, no referencial estatórico, pode ser representado equação abaixo [2]:

$$\vec{\lambda}_s^i = \frac{L_m}{L_r} \vec{\lambda}_r^i + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \vec{i}_s \quad (2.6)$$

onde $\vec{\lambda}_r^i$ é o fluxo rotórico, no referencial estacionário, estimado pelo modelo de corrente.

O modelo de corrente estima o fluxo do motor de indução com maior eficiência quando o motor opera em velocidades mais baixas. Isso ocorre porque os parâmetros da máquina, como a resistência rotórica, variam menos em baixas velocidades de operação do MIT [2, 4, 14].

2.4 Técnicas de integração

A grande maioria dos controles de alto desempenho para motores de indução que necessitam da observação do vetor fluxo utiliza o modelo de tensão para obter a magnitude e fase do fluxo e eliminar o uso do sensor de velocidade [1-15, 20].

Conforme a equação (2.2), para estimar o fluxo através do modelo de tensão, é necessário a implementação de uma integração numérica (figura. 2.1), o que acarreta em uma série de problemas que são bastante estudados e mencionados na literatura [2-15, 20, 21, 24, 25].

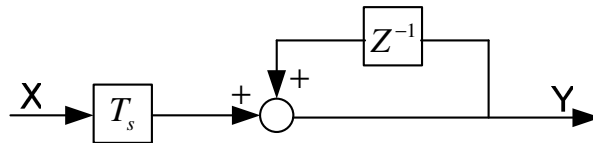


Figura 2.1 – Representação do integrador puro digitalizado.

Os problemas mais comuns e conhecidos relacionados à integração pura de um sinal senoidal são o *drift* e o *offset*.

O *drift* é a rampa formada na saída do integrador puro, resultado de um sinal constante presente no sinal de entrada do integrador. Já o problema relacionado à condição inicial do sinal, o *offset*, pode ser explicado da seguinte forma. Quando um sinal senoidal é aplicado a um integrador, uma cossenóide é esperada na saída. Isto é verdadeiro somente quando a onda senoidal de entrada é aplicada em seu pico positivo ou negativo, pois, caso contrário, um *offset* aparecerá somado ao sinal de saída do integrador.

Estes problemas de integração numérica podem ser explicados matematicamente. Se um sinal X for aplicado em um integrador uma resposta Y é esperada na saída. Isto pode ser escrito como [31]:

$$Y = \int X dt \quad (2.7)$$

Para um sinal $X = A_m \text{sen}(\omega t)$, com seu estado inicial em zero grau, o resultado da integral é:

$$Y = \frac{1}{\omega} \left(-A_m \cos(\omega t) + A_m \cos(\omega t)_{t=0} \right) \quad (2.8)$$

Simplificando a equação (2.8), temos:

$$Y = \frac{1}{\omega} \left(-A_m \cos(\omega t) + A_m \right) \quad (2.9)$$

onde ω é a velocidade angular e A_m é o valor da amplitude máxima do sinal.

Pode ser visto na equação (2.9) a presença do *offset* que ocorreu devido à condição inicial do sinal. Como 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.

Também pode ser mostrado matematicamente o *drift* causado pela presença de um sinal contínuo (*offset*) somado ao sinal de entrada do integrador puro.

O sinal senoidal com *offset* pode ser representado por:

$$X = A_m \text{sen}(\omega t) + S_{cc} \quad (2.10)$$

onde S_{cc} é o *offset* presente no sinal.

Aplicando a equação (2.10) na equação (2.7), temos como resultado da integral:

$$Y = \frac{1}{\omega} \left(-A_m \cos(\omega t) + A_m \cos(\omega t)_{t=0} \right) + S_{cc} t - S_{cc} t_{t=0} \quad (2.11)$$

Simplificando a equação (2.11) obtemos:

$$Y = \frac{1}{\omega} \left(-A_m \cos(\omega t) + A_m \right) + S_{cc} t \quad (2.12)$$

Neste caso o resultado da integral, como pode ser visto pela equação (2.12), contém tanto o erro conhecido por *drift*, como também apresenta o *offset*.

Para demonstrar graficamente esses problemas de integração foram feitas simulações no MATLAB®, onde um sinal senoidal foi aplicado a um integrador puro, afim de verificar os problemas mencionados anteriormente. Nas figuras 2.2 e 2.3 são mostrados os sinais de entrada e saída do integrador, quando é aplicado ao integrador puro um sinal senoidal de 311 V de pico somado a um sinal contínuo de 8 V (*offset*). Como esperado, a resposta do integrador puro apresentou um *drift* podendo ser visto na figura 2.3.

As figuras 2.4 e 2.5 mostram o resultado obtido quando o sinal de entrada do integrador, no seu estado inicial, encontra-se fora de seu pico positivo ou negativo. Podemos ver que um *offset* negativo aparece na resposta da integração, como pode ser visto na figura 2.5.

Já quando é aplicado um sinal senoidal sem *offset* e com o estado inicial em um dos seus picos (positivo ou negativo), conforme o sinal mostrado na figura 2.6, pode ser visto que a resposta da integração não apresenta erros, figura 2.7.

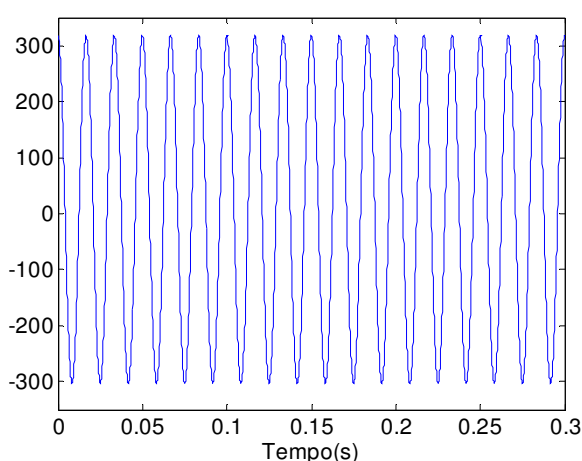


Figura 2.2 – Sinal de entrada do integrador
 $x=311\text{sen}(\omega t+\pi/2)+8$.

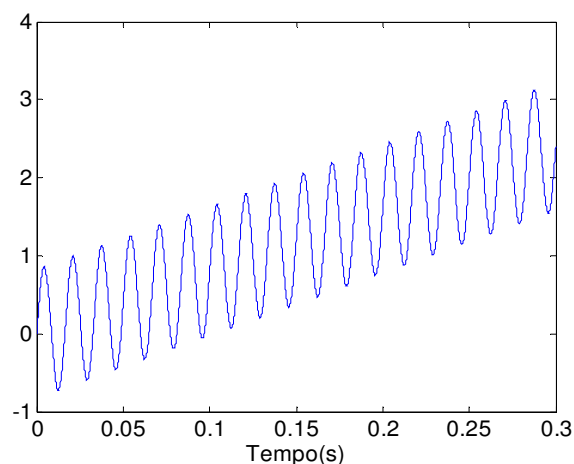


Figura 2.3 – Rampa produzida devido ao offset no sinal.

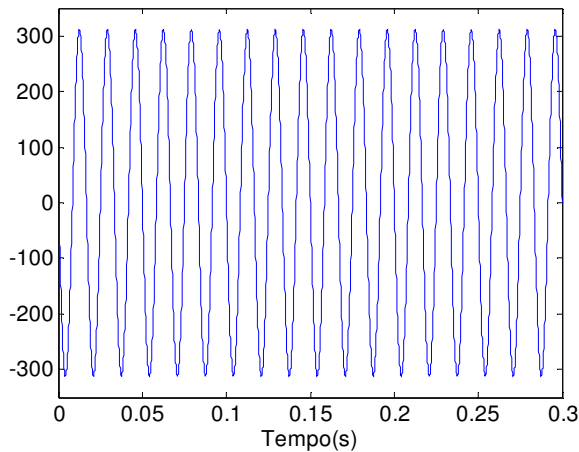


Figura 2.4 – Sinal de entrada do integrador
 $x=311\text{sen}(wt+\pi)$.

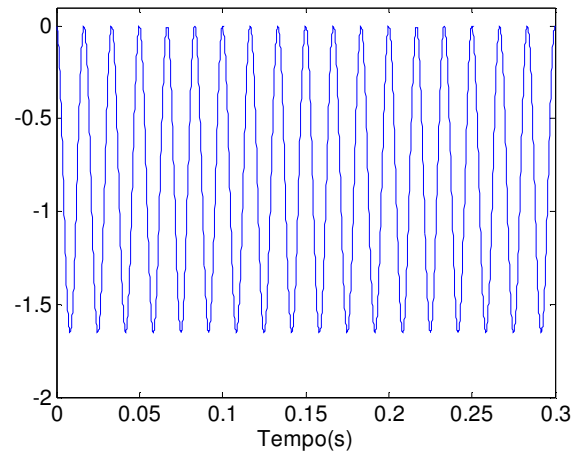


Figura 2.5–Offset devido às condições iniciais.

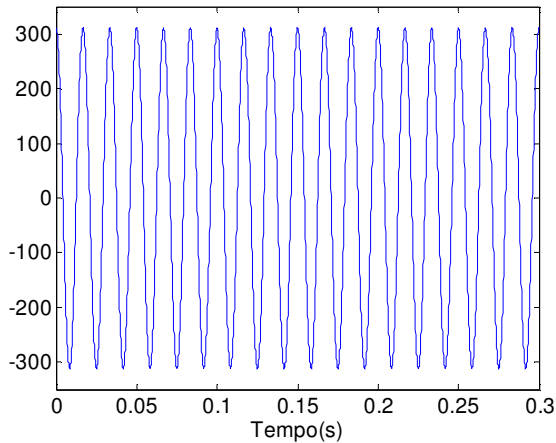


Figura 2.6– Sinal de entrada do integrador
 $x=311\text{sen}(wt+\pi/2)$.

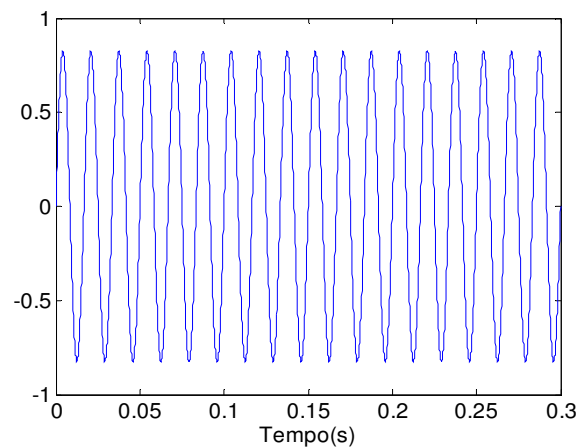


Figura 2.7 – Resultado sem erros.

O *offset* presente no sinal de entrada do integrador em uma aplicação prática acontece devido ao uso de componentes analógicos e circuitos amplificadores para medir tensões e correntes nos terminais da máquina, e é muito difícil de ser evitado [2-13, 20, 21, 24, 25]. 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, pois os controles de alto desempenho desenvolvidos para os motores de indução não podem depender de condições iniciais já que são feitos para atuarem em tempo real. 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, como pode ser visto pelas figuras 2.8 e 2.9, onde foi aplicado ao integrador puro um

sinal cuja magnitude e a fase do mesmo foram alteradas no instante 0.15 s da simulação (figura 2.8) resultando em uma resposta com um erro (*offset*) após a mudança brusca nas características do sinal aplicado ao integrador (figura 2.9).

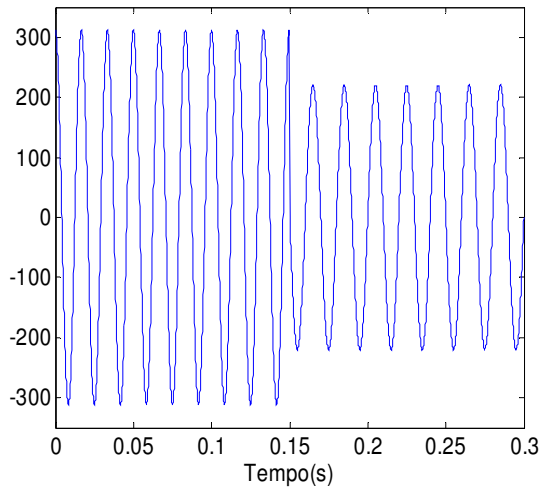


Figura 2.8 – Sinal de entrada do integrador puro.

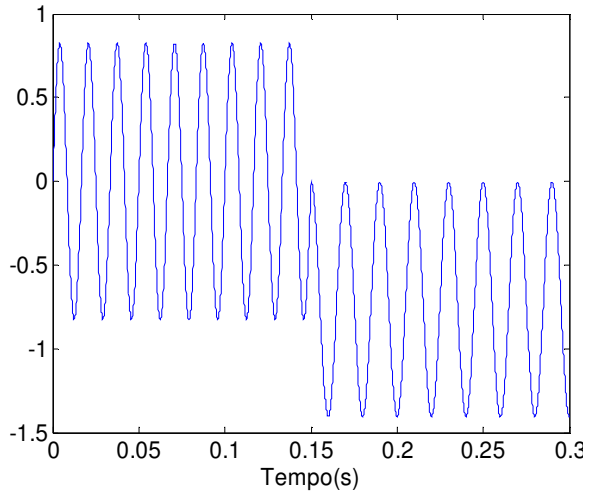


Figura 2.9 – Resposta dada pelo integrador puro.

Para solucionar esses problemas de integração existem diferentes métodos propostos na literatura. Alguns autores propõem utilizar um filtro passa baixas, com uma frequência de corte suficientemente baixa, para que o filtro opere na região de integração [3, 4, 5, 8, 12].

Para que o filtro passa baixas (*FPB*) trabalhe bem como integrador é necessário que sua frequência de corte seja pelo menos dez vezes menor que a frequência do sinal de entrada. Isto é justificado pelo diagrama de bode mostrado na figura 2.10, que representa o comportamento de um filtro passa baixas $\left(\frac{1}{s + \omega_c}\right)$ com frequência de corte fixada em 10 rad/s. Como os controles de alto desempenho normalmente são desenvolvidos para velocidades variáveis, em muitos momentos a frequência do sinal a ser integrado (*fcem*) estará próxima da frequência de corte do *FPB*, cabendo ao projetista do estimador desenvolver estratégias de compensação para diminuir erros de fase e magnitude presentes no sinal de saída do *FPB*.

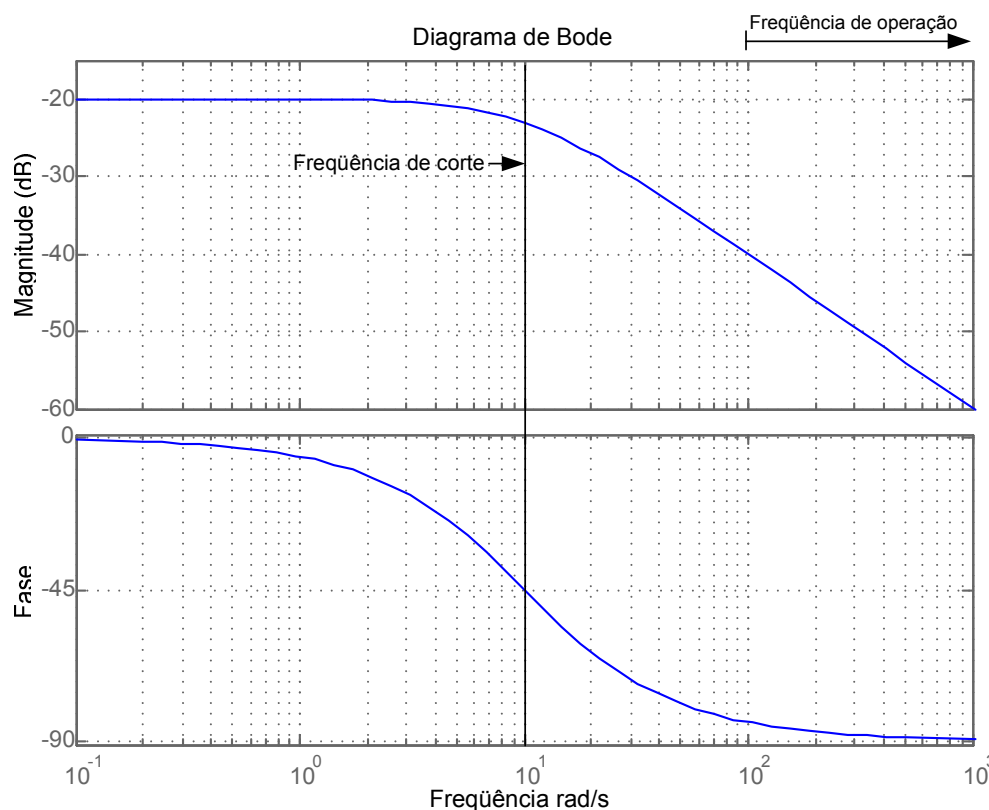


Figura 2.10 – Diagrama da fase e da amplitude do filtro passa-baixas com frequência de corte em 10 rad/s.

A figura 2.11 mostra as respostas dadas por um integrador puro e um *FPB* com frequência de corte baixa (10 rad/s) para um sinal de entrada senoidal sem *offset* e estado inicial no seu pico positivo, igual ao apresentado na figura 2.6. Pode ser observado que a integração efetuada pelo filtro passa baixas apresenta um pequeno erro na sua magnitude e fase, quando comparada com a resposta do integrador puro, que neste caso não apresenta erro. Se for aplicado um sinal senoidal com frequência menor, esses erros na resposta do *FPB*, com a mesma frequência de corte, aumentaram, como pode ser visto na figura 2.12, onde foi aplicado ao *FPB* e ao integrador puro um sinal senoidal com frequência de 10 Hz, com estado inicial em seu pico positivo e amplitude máxima de 52 V.

Na figura 2.13 podem ser observadas as respostas dadas pelo integrador puro e pelo filtro passa baixas para um sinal senoidal de 60 Hz, 311 V de pico, somado a um sinal C.C. de 1 V. Pode ser observado que, diferentemente da resposta dada pelo integrador puro, a resposta

dada pelo *FPB* não apresenta o *drift*, e sim um *offset* 10 vezes menor que o de entrada do *FPB*, novamente isso pode ser explicado pela figura 2.10, onde pode ser visto que sinais com a frequência menor que a frequência de corte do filtro, são atenuados em -20 dB, ou seja, o sinal de saída é dez vezes menor que o de entrada do *FPB* com esta configuração.

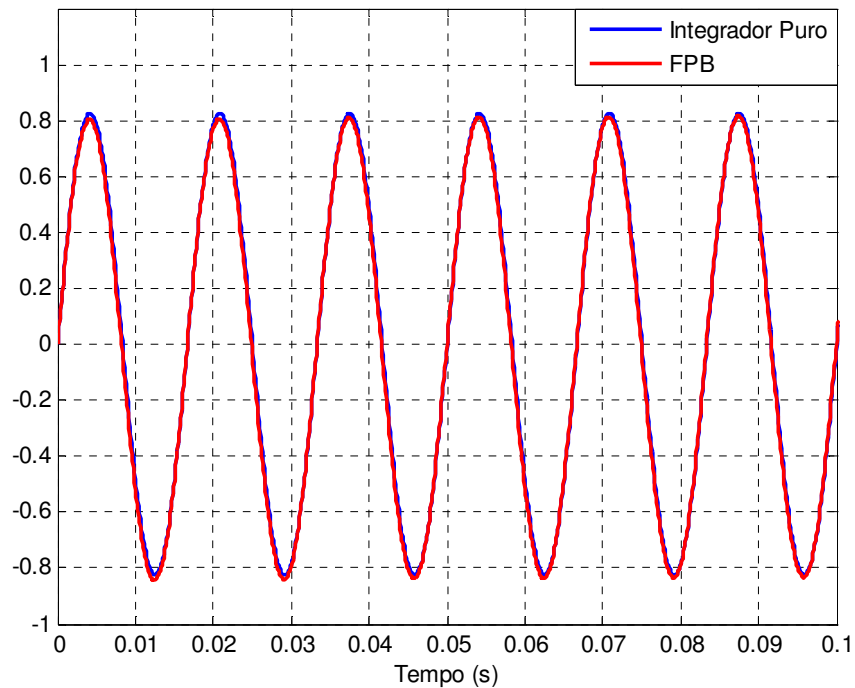


Figura 2.11 – Respostas dadas pelo integrador puro e pelo FPB com frequência de corte em 10 rad/s para um sinal senoidal de 60Hz (377 rad/s).

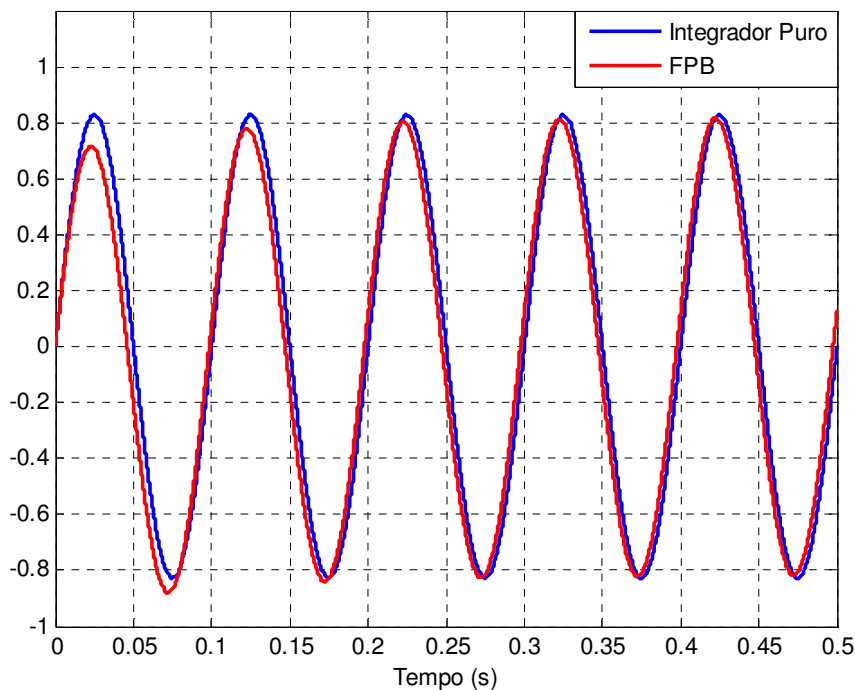


Figura 2.12 - Respostas dadas pelo integrador puro e pelo FPB com frequência de corte em 10 rad/s para um sinal senoidal de 10 Hz (62,85 rad/s).

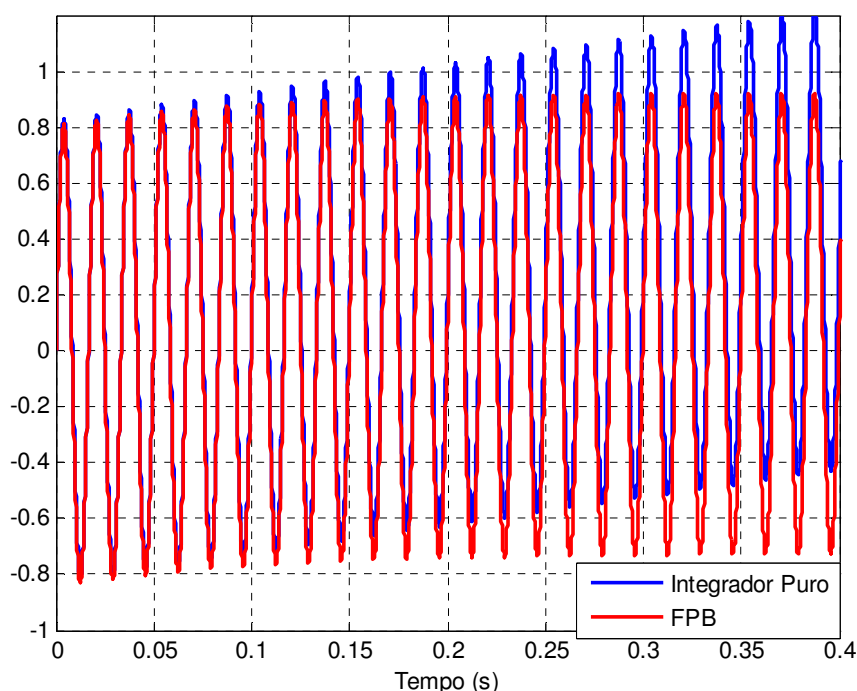


Figura 2.13 - Respostas dadas pelo integrador puro e pelo FPB com frequência de corte em 10 rad/s para um sinal senoidal de 60 Hz somado a um sinal C.C. de 1 V.

Sabendo que o filtro passa baixas pode ser usado como um “pseudo-integrador”, com limitações devido as distorções na magnitude e fase do sinal, mas sem problemas de *drift* e *offset*, o problema na utilização do mesmo passa a ser como torná-lo um integrador eficiente independente da frequência do sinal de entrada.

Na referência [4] três algoritmos são apresentados, onde filtros passa baixas digitais com frequência de corte fixa são usados para efetuar a integração no lugar de integradores puros. O melhor e mais preciso dos três algoritmos para ser usado em controles para MIT é baseado na ortogonalidade entre a força contra-eletromotriz e o vetor fluxo do estator, e seu diagrama de blocos pode ser visualizado na figura 2.14. Esta estratégia garante que uma compensação proporcional ao erro de quadratura entre a *fcem* e o fluxo seja gerada, afim de, corrigir os erros na integração da *fcem*.



```

graph LR
    Fcem --> B1["1 / (s + K*omega_s)"]
    B1 -- "lambda_s^1" --> B2["Correção de Magnitude"]
    B2 --> B3["Correção de Fase"]
    B3 -- "lambda_s" --> Out["lambda_s"]
    Out --> B4["Sina(x)"]
    B4 --> B1
    omega_s --> B1
    omega_s --> B4

```

Figura 2.15- Algoritmo integrador utilizando *FPB* com frequência de corte variável

20

grande problema desta estratégia é que toda vez que houver variação da frequência de funcionamento do MIT será necessário treinar novamente a rede neural utilizada para se obter os pesos utilizados na implementação dos *FPB*.

Alguns autores propõem a utilização do integrador puro somado a estratégias que permitam corrigir ou evitar os problemas relacionados à integração pura.

A referência [17] apresenta um método no qual um integrador puro é utilizado para estimar o fluxo. A idéia é calcular a média da saída do integrador puro em um ciclo completo. A média de um ciclo completo deve ser zero para uma onda sem *offset* e/ou *drift*. A cada ciclo a média é calculada e subtraída do sinal de saída do integrador. A figura 2.16 representa através de diagrama de blocos a solução para a integração da *fcem* descrita acima. O filtro passa baixas combinado com o sinal de entrada, conforme pode ser visto na figura 2.16 é utilizado para desempenhar função de filtro passa altas retirando do sinal a ser integrado um possível sinal C.C. Alguns autores usam esse esquema de filtro passa altas com a intenção de reduzir as distorções de magnitude e fase no sinal filtrado quando o motor opera em velocidades muito baixas [9, 17].

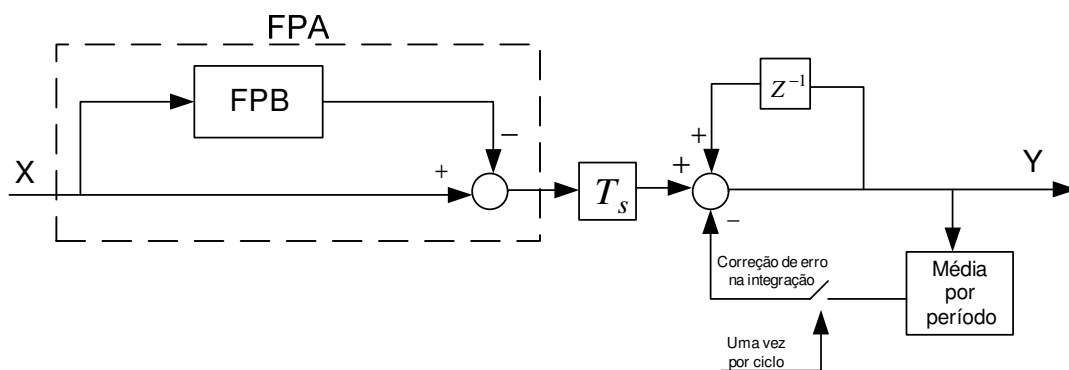


Figura 2.16- Proposta de utilização de um integrador puro com correções de *drift* e *offset* .

Em [6] é empregado um integrador puro para estimar o fluxo estático. A estratégia é estimar o vetor de *offset* C.C. para que se possa eliminá-lo antes efetuar a integração. Este

método retira o *offset* C.C. dos sinais amostrados e elimina sinais de alta frequência, desse modo possibilitando o emprego de um integrador puro.

Na referência [28] é proposto um método baseado nas potências ativa e reativa instantâneas para estimar o fluxo estatórico e o conjugado eletromagnético, onde não são necessárias nem resistências nem indutâncias. O estimador é implementado através de uma rede neural artificial recursiva, que é treinada para estimar fluxo e conjugado. A vantagem deste método é que, segundo o autor, é insensível à variação dos parâmetros da máquina.

Outros autores propõem utilizar um filtro passa altas (*FPA*) para retirar do sinal a ser integrado um possível sinal contínuo que poderia levar ao *drift* [5, 9, 13]. Este método permite limpar o sinal de entrada do integrador puro para que não ocorra o *drift* no sinal de saída do integrador puro.

Em [5] foi utilizado dois pares de filtros passa altas com a intenção de retirar do sinal de entrada do integrador sinais de baixa frequência e sinais C.C. Na implementação do algoritmo um par de *FPA* é usado para filtrar o sinal de entrada (*fcem*) enquanto que o outro par é usado no esquema de cálculo do ganho na magnitude e na compensação do erro da fase causados pelo uso dos filtros. O diagrama de blocos deste integrador pode ser visto na figura 2.17.

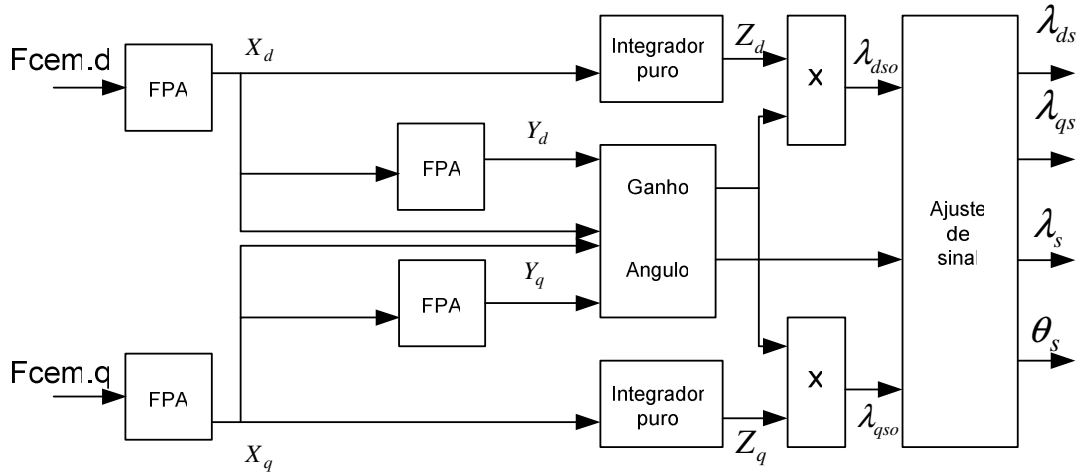


Figura.2.17. Algoritmo de integração com compensação adaptativa de magnitude usando FPA e integrador puro.

Em [9] é proposto usar filtro passa altas antes e depois da integração, afim de, eliminar sinais C.C. na entrada e saída do integrador puro. No lugar do filtro passa alta convencional é utilizado um esquema com filtro passa baixas, conforme o apresentado na figura 2.16, com a intenção de reduzir as distorções de magnitude e fase no sinal filtrado quando o motor opera em velocidades muito baixas. O sinal de saída do primeiro *FPA* é integrado e novamente é filtrado por um segundo *FPA* para eliminar um possível *offset* C.C. devido às condições iniciais do sinal integrado. Uma compensação é calculada para corrigir a fase e a magnitude do sinal integrado.

Os autores [2, 7, 24] propõem algoritmos híbridos que utilizam os modelos de tensão e corrente simultaneamente para poder estimar o fluxo estatórico em uma ampla variação de velocidade do motor com excelente precisão. Estes algoritmos também são conhecidos como algoritmos observadores e não necessitam da utilização de sensores de posição, já que a posição é encontrada através do fluxo estimado pelo modelo de tensão e é usada como parâmetro de entrada para o modelo de corrente, também presente nesta estratégia. A figura 2.18 apresenta o diagrama de blocos do algoritmo estimador de fluxo proposto em [2].

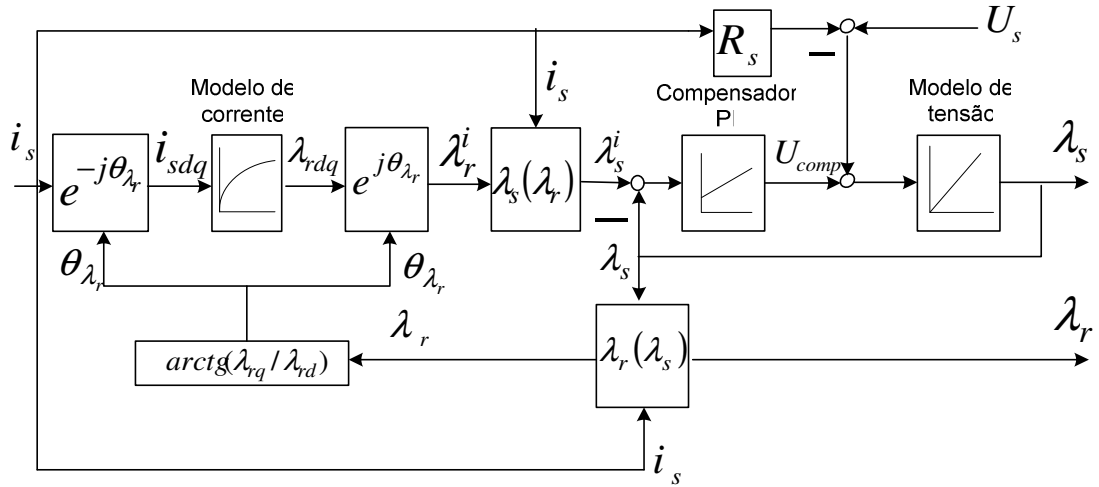


Figura 2.18. Algoritmo observador de fluxo estático utilizando modelo de tensão e corrente.

Após revisar diversos trabalhos a respeito de estimativa do fluxo do motor de indução trifásico é possível dizer que todas as técnicas apresentam limitações em frequências muito baixas de funcionamento do motor, próximas de zero. Isso ocorre porque nas velocidades muito baixas de operação do motor de indução, a estimativa do fluxo fica muito sensível a erros de medidas por sensores de tensão e corrente e a variação de parâmetros da máquina, como a resistência do estator e do rotor.

Das técnicas previamente publicadas a respeito do assunto relacionado neste trabalho, foram escolhidas três para serem descritas detalhadamente e implementadas na forma de simulação e experimentalmente, com a intenção de efetuar diversas comparações e chegar a conclusões a respeito do funcionamento das mesmas.

2.5 Algoritmos Adotados Para Estimar o Fluxo Estático

Os algoritmos estimadores de fluxo do MIT foram escolhidos com base nos seguintes critérios:

- O algoritmo deve estimar o fluxo estático;

-
- Não deve depender da medição da velocidade do rotor através de sensores de velocidade;
 - Deve possibilitar a implementação em DSP.

2.5.1 Algoritmo com compensação adaptativa de magnitude usando FPB

O algoritmo que será apresentado a seguir é baseado na filosofia que utiliza um filtro passa baixas para resolver a integração, afim de, eliminar o *drift* e *offset*. Uma malha de compensação adaptativa proposta por [4] é utilizada para corrigir os erros de magnitude e fase causados pelo uso do filtro passa baixas como integrador da força contra-eletromotriz.

Baseado em [4] expressão do integrador puro $\left(y = \frac{1}{s} x \right)$ pode ser reescrita como:

$$y = \frac{1}{s + \omega_c} x + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} z \quad (2.13)$$

onde x e y são os sinais de entrada e saída, z é o sinal de realimentação, e ω_c é a frequência de corte. O primeiro termo do lado direito da equação acima representa o filtro passa baixas *FPB*. O segundo termo representa a realimentação (λ_{cmp}), usada para compensar a saída do *FPB* (λ). Se a variável z , no segundo termo, for apropriadamente ajustada e controlada, os problemas relacionados à integração, serão evitados.

A figura 2.14 mostra o diagrama de blocos do integrador proposto. Baseado no fato que o fluxo do motor é ortogonal à força contra-eletromotriz, um detector de quadratura é proposto para monitorar a ortogonalidade entre o fluxo estimado e a força contra-eletromotriz.

Um regulador PI é usado para gerar um nível adequado de compensação, dada por:

$$\lambda_{cmp} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{\lambda_\beta \cdot f_{cem_\beta} + \lambda_\alpha \cdot f_{cem_\alpha}}{|\lambda|} \quad (2.14)$$

onde K_P e K_I são as constantes do regulador PI.

O princípio de operação do algoritmo proposto pode ser explicado pelo uso do diagrama mostrado na Figura 2.19.

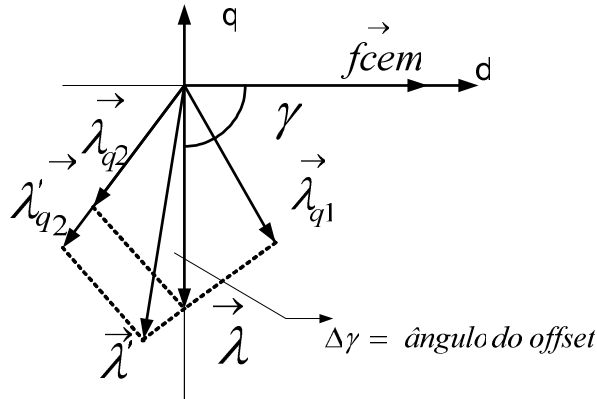


Figura 2.19 – Diagrama vetorial mostrando a ortogonalidade entre o vetor f_{cem} e o vetor fluxo.

O fluxo estimado $\vec{\lambda}$ é composto por duas componentes, a saída do filtro FPB $\vec{\lambda}_{FPB}$ e a componente de realimentação $\vec{\lambda}_{q2}$. Em um caso ideal, o fluxo deve ser ortogonal à força contra-eletromotriz e a saída do detector de quadratura é zero. Quando uma onda fora das condições iniciais especificadas ou um sinal contínuo, somado à onda, é introduzida no integrador, a ortogonalidade ($\gamma \neq 90^\circ$) citada acima é perdida gerando um sinal de erro definido por:

$$\vec{e} = \vec{\lambda} \cdot \vec{f_{cem}} / |\vec{\lambda}| = (\lambda_q \cdot f_{cem_q} + \lambda_d \cdot f_{cem_d}) / |\vec{\lambda}| = |f_{cem}| \cos \gamma \quad (2.15)$$

Assumindo que a magnitude do vetor de realimentação $\vec{\lambda}_{q2}$ cresce até $\vec{\lambda}_{q2}'$ (Figura. 2.19) em razão do *offset* ou de desvios relacionados com à fase inicial, o ângulo de fase γ poderá ser maior que 90° e o detector de quadratura irá gerar um sinal negativo de erro. A saída do regulador PI (λ_{cmp}) será, então, reduzida assim como o vetor de realimentação. Como resultado, o vetor de fluxo $\vec{\lambda}$ move-se em direção à posição original de 90° até que a relação de ortogonalidade entre $\vec{\lambda}$ e $\vec{f_{cem}}$ seja restabelecida. Se o ângulo γ é menor que 90° , o

processo oposto irá ocorrer, o que trás γ de volta a 90° . Desse modo, este integrador pode ajustar o nível de compensação do fluxo λ_{cmp} automaticamente para um valor ótimo. Assim os problemas relacionados com o valor inicial e o *offset* serão eliminados.

Este algoritmo estima fluxo com precisão para uma ampla variação de velocidade do MIT, principalmente em velocidades altas, onde a frequência do sinal integrado, no caso a força contra-eletromotriz, é maior que a frequência de corte do *FPB* usado como integrador.

2.5.2 Algoritmo com compensação adaptativa de magnitude e fase usando filtro passa alta (FPA) e integrador puro.

Este algoritmo, proposto em [5], utiliza um filtro passa altas (*FPA*) com a finalidade, de retirar do sinal de entrada do integrador sinais de baixa frequência e/ou sinais C.C., que levam ao erro na integração do sinal.

A saída do *FPA* passa por um integrador puro tendo como resposta um sinal com distorções na magnitude e fase, devido ao uso do *FPA*. 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. Um segundo *FPA* é ligado à saída do primeiro filtro para poder, baseado nas características intrínsecas dos filtros, calcular um ganho na magnitude e uma correção na fase.

Como os filtros são idênticos, a alteração no sinal que eles produzem é igual. Baseado nisso o ganho na magnitude pode ser obtido calculando os módulos dos sinais de entrada e saída do segundo grupo de *FPA's* e, em seguida, dividindo o módulo das entradas pelo módulo das saídas (Figura 2.17).

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

$$FPA(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (2.16)$$

onde:

$$\omega_c = 2\pi \cdot f_c \quad (2.17)$$

e f_c é a frequência de corte em Hz .

A compensação adaptativa de magnitude (ganho) é calculada pela seguinte expressão:

$$G_{anho} = \sqrt{\frac{X_d \cdot X_d + X_q \cdot X_q}{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}} \quad (2.18)$$

O ângulo do sinal, antes e depois, do filtro passa alta, são obtidas por:

$$\theta_x = \text{arctg} (X_q, X_d) \quad (2.19)$$

$$\theta_y = \text{arctg} (Y_q, Y_d) \quad (2.20)$$

onde arctg é uma função aritmética que executa o arcotangente, considerando os quatro quadrantes, e retorna um valor que varia de $-\pi$ a π .

O ângulo de compensação é determinado pela seguinte equação:

$$\hat{Angulo} = \text{arctg} (\sin (\theta_y - \theta_x), \cos (\theta_y - \theta_x)). \quad (2.21)$$

O ganho calculado é aplicado aos sinais de saída dos integradores para que se tenha uma estimação precisa do fluxo estátórico:

$$\lambda_{ds0} = G_{anho} \cdot Z_d \quad (2.22)$$

$$\lambda_{qs0} = G_{anho} \cdot Z_q \quad (2.23)$$

Para obter os fluxos estátóricos $dq0$ com suas respectivas magnitude e fase são feitos os seguintes cálculos:

$$\theta_{so} = \text{arctg} (\lambda_{qs0}, \lambda_{ds0}) = a \tan 2 (Z_q, Z_d) \quad (2.24)$$

$$\theta_s = \text{arccotg}\left(\sin(\theta_{so} - \hat{Angulo}), \cos(\theta_{so} - \hat{Angulo})\right) \quad (2.25)$$

$$\lambda_{ds} = \lambda_s \cdot \cos(\theta_s) \quad (2.26)$$

$$\lambda_{qs} = \lambda_s \cdot \sin(\theta_s) \quad (2.27)$$

Este algoritmo é mais eficiente para velocidades altas do MI onde os erros da estimativa do fluxo, utilizando este algoritmo, são menores, já que se trata de um estimado baseado no modelo de tensão.

2.5.3 Algoritmo observador de fluxo estatórico utilizando modelo de tensão e corrente.

Este algoritmo estimador de fluxo emprega tanto o modelo de tensão, quanto o modelo de corrente, para estimar o fluxo estatórico. O modelo de corrente de malha aberta é usado para estimar o fluxo em velocidades baixas, e o modelo de tensão é usado para estimar o fluxo em velocidades elevadas [2].

Com as tensões e correntes d q, alguns parâmetros do MIT, como parâmetros de entrada do algoritmo, através das equações (2.28) a (2.32) o estimador pode calcular o fluxo estatórico λ_s e rotórico λ_r , o torque eletromagnético T_e , e a velocidade do rotor ω_r .

$$\vec{V}_s = R_s \vec{i}_s + s \vec{\lambda}_s + j \omega \vec{\lambda}_s \quad (2.28)$$

$$R_r \vec{i}_r + s \vec{\lambda}_r + j(\omega - \omega_r) \vec{\lambda}_r = 0 \quad (2.29)$$

$$\vec{\lambda}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (2.30)$$

$$\vec{\lambda}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (2.31)$$

$$T_e = 1.5 p (\lambda_{sd} i_{sq} - \lambda_{sq} i_{sd}) \quad (2.32)$$

onde s é o operador derivativo e p é o número de par de pólos.

Os parâmetros de entrada para o estimador são os vetores das tensões e correntes estatóricas dq na referência estacionária. As tensões e correntes $d q$ são passadas para o referencial síncrono para a execução do modelo de corrente.

O estimador de fluxo rotórico, baseado no modelo de corrente, em um referencial genérico, pode ser equacionado como [2]:

$$\vec{\lambda}_{rdq} = \frac{L_m}{1 + sT_r} \vec{i}_{sdq} - j \frac{\omega - \omega_r}{1 + sT_r} \vec{\lambda}_{rdq} \quad (2.33)$$

onde $T_r = L_r / R_r$ é a constante de tempo do rotor.

As componentes d e q do fluxo do rotor, no referencial síncrono, são:

$$\lambda_{rd} = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sd} \quad (2.34)$$

$$\lambda_{rq} = 0. \quad (2.35)$$

A saída do modelo de corrente de malha aberta é o fluxo estatórico $\vec{\lambda}_s^i$, no referencial estacionário:

$$\vec{\lambda}_s^i = \frac{L_m}{L_r} \vec{\lambda}_r^i + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} \vec{i}_s \quad (2.36)$$

onde $\vec{\lambda}_r^i$ é o fluxo rotórico, no referencial estacionário, estimado pelas equações (2.34) e (2.35). Para uma melhor visualização do funcionamento do algoritmo o diagrama de blocos do mesmo pode se visto na figura 2.18.

O modelo de tensão é baseado na equação (2.28) e usa como entrada para estimar o fluxo estatórico, as correntes e tensões medidas pelos sensores ligados às fases do motor. Na referência estatórica o fluxo estatórico pode ser escrito como:

$$\vec{\lambda}_s = \frac{1}{s} \left(\vec{V}_s - R_s \vec{i}_s - \vec{U}_{comp} \right) \quad (2.37)$$

Afim de, corrigir os problemas relacionados ao uso do integrador puro e a variação da resistência estatórica, é utilizado um compensador PI para proporcionar um bom funcionamento do estimador de fluxo em uma ampla faixa de frequência de funcionamento do MIT.

$$\vec{U}_{comp} = \left(K_p + K_i \frac{1}{s} \right) (\vec{\lambda}_s - \vec{\lambda}_s^i) \quad (2.38)$$

Os coeficientes K_p e K_i são estabelecidos de forma a garantir que, em baixas frequências de funcionamento do MIT, o modelo de corrente prevaleça em relação ao modelo de tensão na estimação do fluxo estatórico e, em altas frequências de funcionamento do MIT, o contrário ocorre. A transição entre os dois modelos acontece gradativamente, aumentando ou diminuindo a participação de cada um dos dois modelos na estimativa do fluxo, dependendo da velocidade do MIT.

$$K_p = \omega_1 + \omega_2 \quad (2.39)$$

$$K_i = \omega_1 \cdot \omega_2 \quad (2.40)$$

onde os valores de ω_1 e ω_2 podem variar, respectivamente, entre 2-5 rad/s e 20-30 rad/s.

Os detalhes com relação à determinação destes parâmetros do observador podem ser encontrados em [7].

O fluxo do rotor $\vec{\lambda}_r$ é estimado na referência estacionária, através do modelo de tensão, pela equação (2.41).

$$\vec{\lambda}_r = \frac{L_r}{L_m} \vec{\lambda}_s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} \vec{i}_s. \quad (2.41)$$

Este algoritmo estima o fluxo do MI com bastante precisão, mesmo quando o motor opera em velocidades muito baixas.

2.6 Conclusão

Neste capítulo, foram estudados diversos tipos de estimadores de fluxo existentes na literatura. Todos os estimadores analisados apresentam vantagens e desvantagens. Comparando-se os modelos de tensão e corrente com relação à sensibilidade à variação de parâmetros, pode-se observar que o estimador baseado no modelo de corrente é mais adequado para operação em baixas velocidades, enquanto que o estimador baseado no modelo de tensão é adequado para operação em velocidades mais elevadas. O estimador baseado no modelo de tensão possui uma topologia de simples implementação, sensibilidade apenas ao parâmetro resistência do estator e utiliza apenas variáveis referenciadas ao estator. Além disso, ele não depende da velocidade ou da posição do rotor, que no caso da implementação necessita ser medida ou estimada. Dessa forma, neste trabalho, foram escolhidas três técnicas, previamente publicadas, de estimativa do fluxo estatórico para serem efetuadas comparações em relação ao funcionamento das mesmas em diversas situações.

CAPÍTULO III

VERIFICAÇÃO TEÓRICA DOS ESTIMADORES ADOTADOS

3.1 Introdução

Para iniciar uma análise comparativa entre os algoritmos estimadores de fluxo adotados, primeiramente foi implementada a simulação de um motor de indução trifásico, para que depois pudessem ser feitas diversas simulações visando avaliar o comportamento dos fluxos estimados, conjugados estimados, testando os algoritmos estimadores de fluxo em situações diferentes, ou seja, com o motor simulado operando em diferentes velocidades, sendo alimentado primeiramente com fonte senoidal e posteriormente com fonte chaveada PWM, com transitórios de cargas sendo aplicados ao eixo do motor em ambas as situações. As simulações foram programadas no MATLAB/SIMULINK® e serão apresentadas no decorrer do capítulo com os respectivos resultados obtidos através das mesmas.

3.2 Modelo matemático do motor de indução adotado para a simulação

As equações usadas para representar o comportamento dinâmico de um motor de indução são tradicionalmente descritas a partir de um sistema de coordenadas ortogonais, ilustradas pelo circuito equivalente da figura 3.1. No circuito, todos os parâmetros da máquina são medidos com relação ao estator. Portanto, é conveniente referir todas as grandezas do rotor para o estator [18].

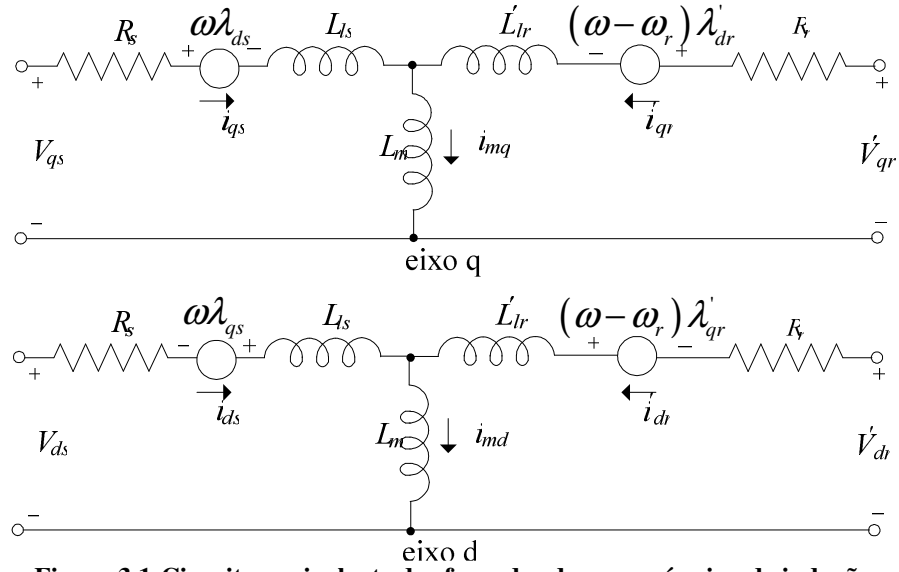


Figura 3.1-Circuito equivalente das fases d-q de uma máquina de indução.

As equações da tensão nas fases q e d, de estator e de rotor do motor de indução no referencial estacionário ($\omega = 0$) podem ser representadas por:

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + L_m \frac{d}{dt} i_{mq} \quad (3.1)$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + L_m \frac{d}{dt} i_{md} \quad (3.2)$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} - \lambda_{rd} \omega_r + L_m \frac{d}{dt} i_{mq} + L_r \frac{d}{dt} i_{qr} \quad (3.3)$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \lambda_{rq} \omega_r + L_m \frac{d}{dt} i_{md} + L_r \frac{d}{dt} i_{dr} \quad (3.4)$$

Os fluxos concatenados de estator e rotor são determinados pela soma entre as parcelas de dispersão com a parcela de magnetização de forma que podem ser representados por:

$$\lambda_{ds} = L_{ds} i_{ds} + \lambda_{md} \quad (3.5)$$

$$\lambda_{qs} = L_{qs} i_{qs} + \lambda_{mq} \quad (3.6)$$

$$\lambda_{dr} = L_{dr} i_{dr} + \lambda_{md} \quad (3.7)$$

$$\lambda_{qr} = L_{qr} i_{dr} + \lambda_{mq} \quad (3.8)$$

Resolvendo as equações (3.5) até (3.8), as correntes são calculadas conforme abaixo:

$$i_{ds} = \frac{\lambda_{ds} - \lambda_{md}}{L_{ds}} \quad (3.9)$$

$$i_{qs} = \frac{\lambda_{qs} - \lambda_{mq}}{L_{qs}} \quad (3.10)$$

$$i_{dr} = \frac{\lambda_{dr} - \lambda_{md}}{L_{dr}} \quad (3.11)$$

$$i_{qr} = \frac{\lambda_{qr} - \lambda_{mq}}{L_{qr}} \quad (3.12)$$

Pelo circuito equivalente mostrado na figura 3.1, os fluxos de magnetização dos eixos d e q são representados por:

$$\lambda_{md} = L_m (i_{ds} + i_{dr}) \quad (3.13)$$

$$\lambda_{mq} = L_m (i_{qs} + i_{qr}) \quad (3.14)$$

Substituindo as equações (3.9)-(3.12) em (3.13) e (3.14), os fluxos de magnetização dos eixos d e q são obtidos e representados por:

$$\lambda_{md} = \frac{\frac{\lambda_{ds}}{L_{ds}} + \frac{\lambda_{dr}}{L_{dr}}}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{ds}} + \frac{1}{L_{dr}}} \quad \lambda_{mq} = \frac{\frac{\lambda_{qs}}{L_{qs}} + \frac{\lambda_{qr}}{L_{qr}}}{\frac{1}{L_m} + \frac{1}{L_{qs}} + \frac{1}{L_{qr}}} \quad (3.15)$$

Quando as equações de tensão de estator e de rotor (3.1) a (3.4), para um motor de indução gaiola, com referencial fixo no estator ($\omega=0$), são devidamente manipuladas na forma de variáveis de estado, as seguintes equações finais são obtidas.

$$\frac{d\lambda_{ds}}{dt} = V_{ds} - R_s \left(\frac{\lambda_{ds} - \lambda_{md}}{L_{ds}} \right) \quad (3.16)$$

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = V_{qs} - R_s \left(\frac{\lambda_{qs} - \lambda_{mq}}{L_{qs}} \right) \quad (3.17)$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = V_{dr} - R_r \left(\frac{\lambda_{dr} - \lambda_{md}}{L_{dr}} \right) - \omega_r \lambda_{qr} \quad (3.18)$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = V_{qr} - R_r \left(\frac{\lambda_{qr} - \lambda_{mq}}{L_{qr}} \right) + \omega_r \lambda_{dr} \quad (3.19)$$

Conhecidas as componentes das correntes de magnetização dos eixos d ($i_{md} = i_{sd} + i_{rd}$) e q ($i_{mq} = i_{sq} + i_{rq}$), o módulo da corrente de magnetização é calculado por $|i_m| = \sqrt{i_{md}^2 + i_{mq}^2}$. O conjugado eletromagnético é dado pela equação (3.20).

$$T_e = \frac{3p}{2L_{ds}} (\lambda_{md} \lambda_{qs} - \lambda_{mq} \lambda_{ds}) \quad (3.20)$$

A equação mecânica complementa o modelo matemático e é representada por:

$$T_e = T_c + B\omega_r + J \frac{d\omega_r}{dt} \quad (3.21)$$

As equações, elétricas e mecânica, descritas anteriormente, podem ainda ser representadas matricialmente na forma de equações de estado, como abaixo:

$$\begin{bmatrix} \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_{ds}} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -\frac{R_s}{L_{qs}} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -\frac{R_r}{L_{dr}} & -p\omega_r & 0 \\ 0 & 0 & p\omega_r & -\frac{R_r}{L_{qr}} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ds} + \frac{R_s}{L_{ds}} \lambda_{md} \\ V_{qs} + \frac{R_s}{L_{qs}} \lambda_{mq} \\ V_{dr} + \frac{R_r}{L_{dr}} \lambda_{md} \\ V_{qr} + \frac{R_r}{L_{qr}} \lambda_{mq} \\ \frac{T_e - T_c}{J} \end{bmatrix} \quad (3.22)$$

3.3 Algoritmos adotados para estimar o fluxo

Nesta seção serão apresentadas as simulações dos três algoritmos adotados para serem analisados neste trabalho. Foram escolhidos algoritmos estimadores que podem ser usados em controles sem sensor de velocidade (*speed sensorless*) e que estimam o fluxo estatórico da máquina de indução trifásica. As simulações foram feitas utilizando o MATLAB/SIMULINK®, onde foram implementados, o modelo do motor de indução e os três algoritmos de estimativa de fluxo estatórico, de forma que eles operassem em paralelo durante todas as simulações.

O motor simulado foi configurado de acordo com os parâmetros do motor trifásico de 3 C.V e 4 pólos pertencente ao laboratório. O parâmetros da máquina obtidos através de ensaios são:

$$R_s = 2,85 \, \Omega;$$

$$R_r = 2,6381 \, \Omega;$$

$$L_s = 0,2201428 \, \text{H};$$

$$L_r = 0,2201428 \text{ H};$$

$$L_m = 0,2131977 \text{ H}.$$

3.3.1 Algoritmo com compensação adaptativa de magnitude e fase usando *FPB*

Este método de integração é baseado no modelo de tensão. Este modelo, conforme descrito anteriormente, necessita como parâmetros de entrada as tensões e correntes d e q e a resistência estatórica de fase do motor R_s . A malha de compensação deste algoritmo garante uma correção boa o suficiente para torna-lo excelente para uma larga faixa de frequência de operação do MIT.

A figura 3.7 mostra o digrama de blocos do integrador utilizado, programado no MATLAB/SIMULINK®. Este diagrama corresponde à implementação em forma de simulação do algoritmo representado pela figura 2.14. Pode ser observado que os filtros utilizados estão com a frequência de corte fixa em 30 rad/s (em torno de 5 Hz). Esta frequência pode ser mudada dependendo da frequência em que o motor irá operar predominantemente. Caso o motor for preparado para funcionar em frequências muito baixas a frequência de corte do filtro deverá ser menor do que 30 rad/s, garantindo uma estimação do fluxo mais precisa, já que as distorções de magnitude e fase dos sinais filtrados aumentam quando a frequência do sinal de entrada do filtro se aproxima da frequência de corte do mesmo.

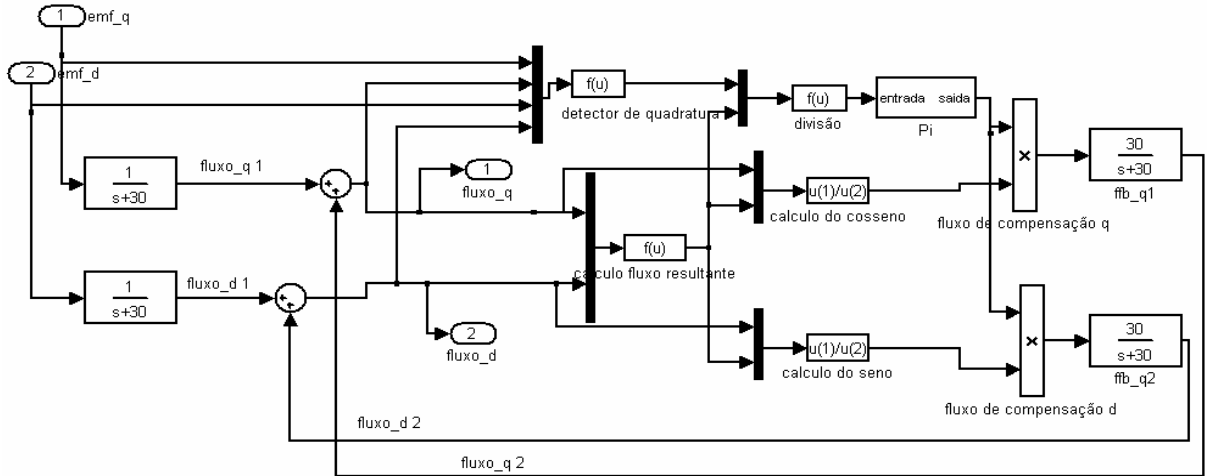


Figura 3.2 – Diagrama de blocos do integrador proposto por (Hu, 1998).

O que garante uma compensação adequada para corrigir a estimativa do fluxo em situações diferentes é um sinal gerado por um controlador PI, que é proporcional ao erro de quadratura entre o fluxo e a força contra-eletromotriz, conforme foi relatado no capítulo 2.

Os sinais de entrada para este estimador são as forças contra-eletromotrizes $fcem_q$ e $fcem_d$, que são calculadas através das equações (3.23) e (3.24).

$$fcem_q = V_{qs} - R_s i_{qs} \quad (3.23)$$

$$fcem_d = V_{ds} - R_s i_{ds} \quad (3.24)$$

onde : V_{qs} - Tensão na fase q;

V_{ds} - Tensão na fase d;

$fcem_q$ - Força contra-eletromotriz na fase q;

$fcem_d$ - Força contra-eletromotriz na fase d;

R_s – Resistência do estator por fase;

Para uma melhor visualização dos sinais de entrada do integrador, no caso, as forças contra-eletromotrizes, uma simulação foi feita e os sinais $fcem_q$ e $fcem_d$ podem ser vistos na figura 3.3. Esta simulação foi feita com o motor operando a 60 Hz com a tensão senoidal nominal de 220 V.

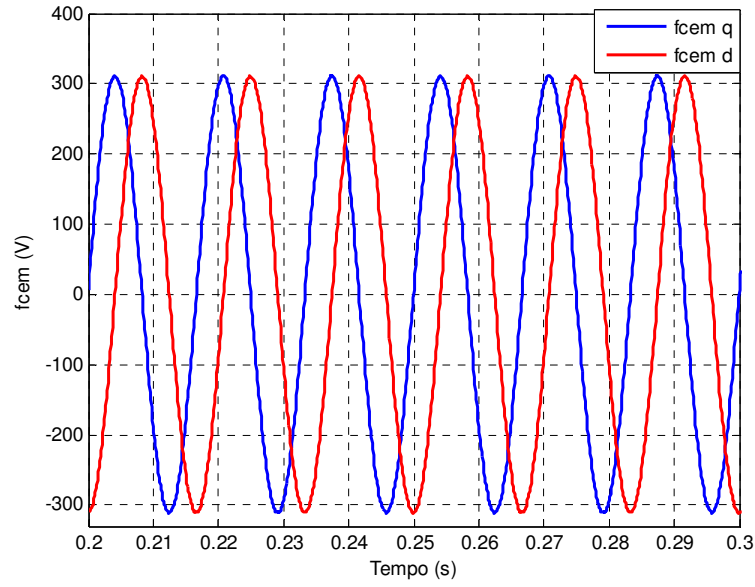


Figura 3.3 – Forças contra eletromotrizes nos eixos d e q.

Nas figuras 3.4 e 3.5 podemos ver os sinais de saída do filtro passa baixas e os sinais da malha de compensação adaptativa chamados de fluxo de realimentação. A soma destes dois sinais ($\lambda_{qCMP} + \lambda_{qFPB}$ e $\lambda_{dCMP} + \lambda_{dFPB}$) são os fluxos resultantes λ_{qs} e λ_{ds} sem erros na magnitude e na fase do sinal, que podem ser vistos na figura 3.6.

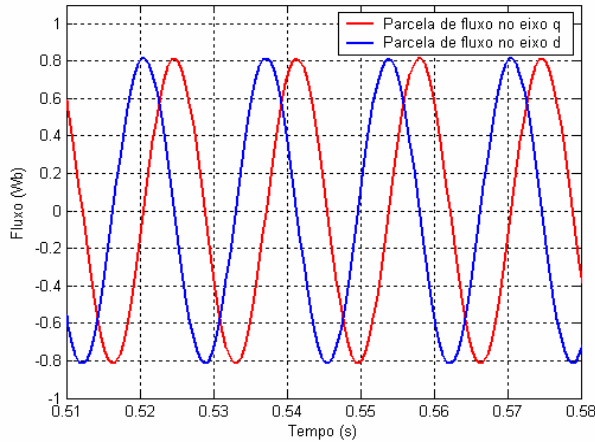


Figura 3.4 – Parcelas de fluxo nos eixos d e q.

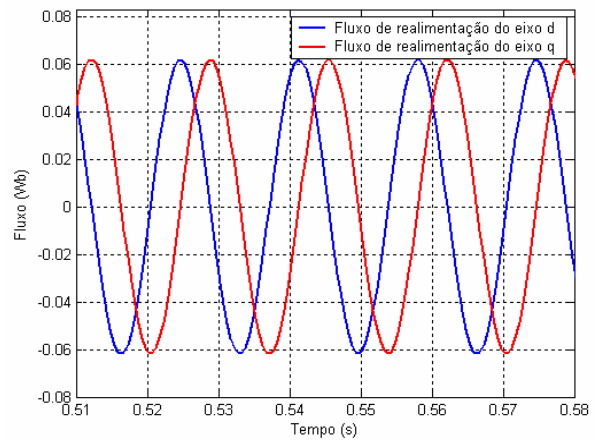


Figura 3.5 –Parcelas de fluxo de realimentação d e q.

$$\lambda_{qs} = \int V_{qs} - R_s \cdot i_{qs} \quad (3.25)$$

$$\lambda_{ds} = \int V_{ds} - R_s \cdot i_{ds} \quad (3.26)$$

$$|\lambda| = \sqrt{\lambda_{qs}^2 + \lambda_{ds}^2} \quad (3.27)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} (i_{qs} \cdot \lambda_{ds} - i_{ds} \cdot \lambda_{qs}) \quad (3.28)$$

O módulo do fluxo estatórico é calculado conforme a equação (3.27) e pode ser visto na figura 3.7.

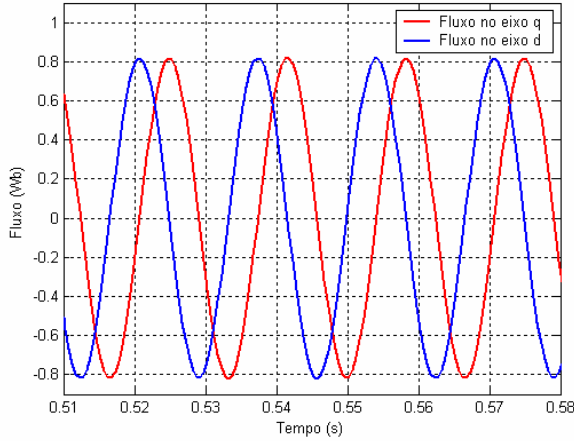


Figura 3.6 – Fluxo no eixo q e fluxo no eixo d.

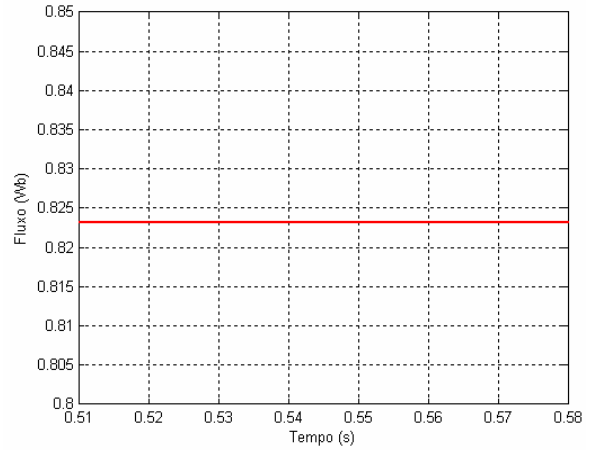


Figura 3.7 – Módulo do fluxo estatórico.

3.3.2 Algoritmo com compensação adaptativa de magnitude e fase usando filtro passa altas FPA e integrador puro.

O autor deste algoritmo integrador se baseou no modelo de tensão e propôs uma técnica que ao invés de substituir o integrador puro por um *FPB*, é usado um filtro passa altas para retirar do sinal a ser integrado um possível *offset*. A simulação deste algoritmo foi implementada e o diagrama de blocos pode ser visto na figura 3.8. Este diagrama corresponde à implementação em forma de simulação do algoritmo representado pela figura 2.17. Os sinais de entrada são as forças contra-eletromotrizes nos eixos q d conforme mostradas na figura 3.3. A frequência de corte do filtro passa alta foi fixada em 600 Hz, uma década acima da frequência nominal de operação motor. Uma frequência de corte menor pode ser usada, devendo ser no mínimo sete vezes menor que a frequência de amostragem para que o estimador opere corretamente [5].

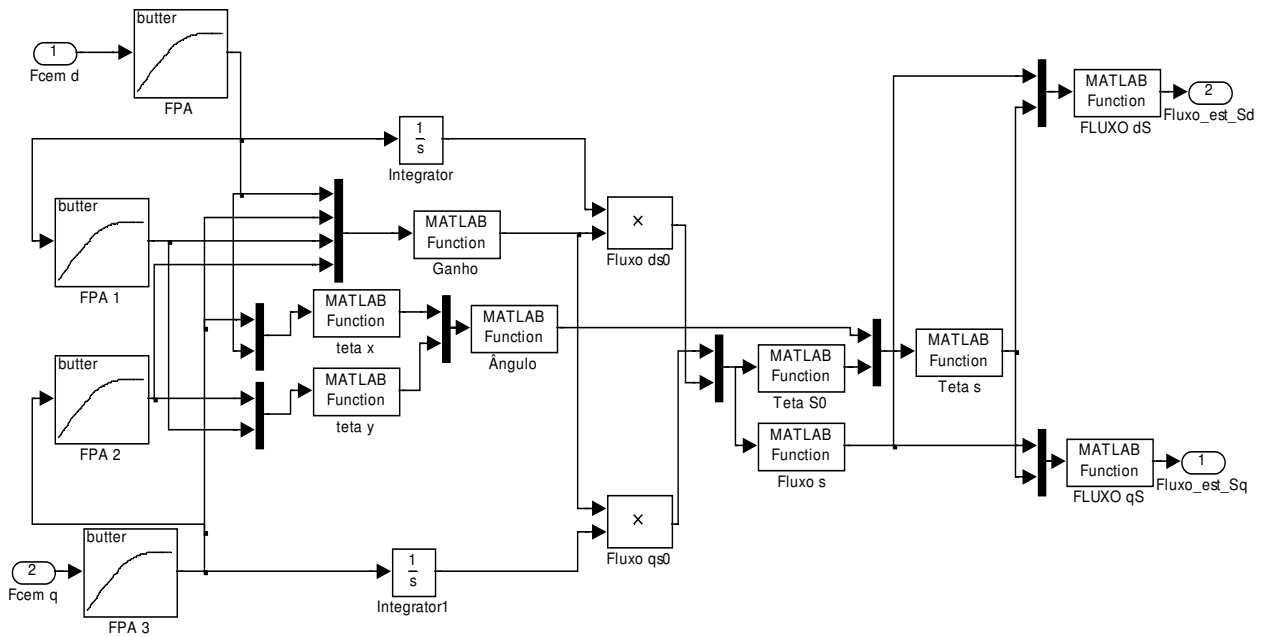


Figura 3. 8– Diagrama de blocos do integrador proposto por [5].

3.3.3 Algoritmo estimador de fluxo estático utilizando modelo de tensão e corrente.

Este algoritmo estimador de fluxo utiliza tanto o modelo de tensão, quanto o modelo de corrente. O modelo de corrente de malha aberta é utilizado para garantir uma melhor estimativa do fluxo em velocidades baixas, enquanto que o modelo de tensão é usado para estimar o fluxo nas velocidades altas. O que proporciona esta transição entre um modelo e outro e corrige alguns problemas de integração, é um controlador PI, conforme foi explicitado no capítulo 2. O diagrama de blocos deste estimador de fluxo estático pode ser visto na figura 3.9. Este diagrama corresponde à implementação em forma de simulação do algoritmo representado pela figura 2.18.

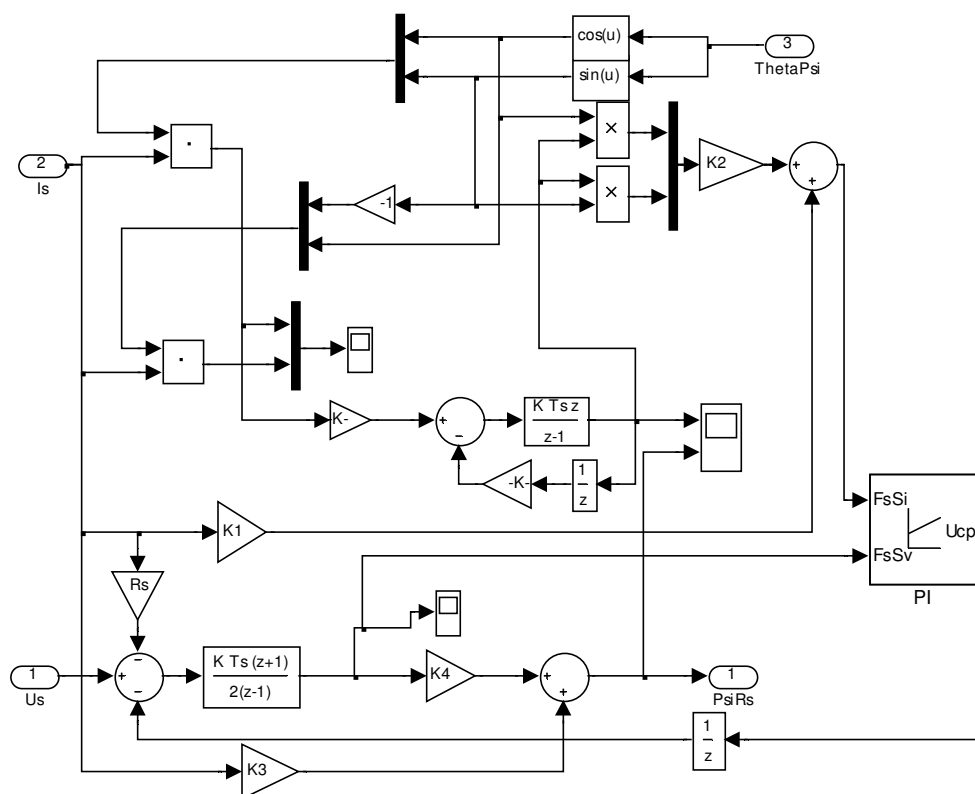


Figura 3.9 – Diagrama de blocos do estimador proposto em [2].

3.4 Resultados de simulação

As primeiras simulações foram feitas com o motor sendo alimentado por tensões senoidais, iguais as da rede, como podem ser visualizadas pela figura 3.10.

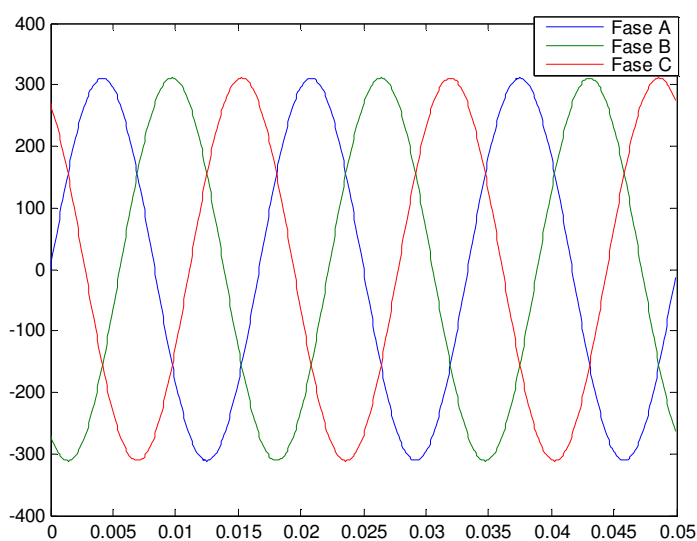


Figura 3.10 – Tensões de fase ligadas ao motor trifásico.

Em seguida foram feitas simulações com o motor sendo alimentado com tensões chaveadas (PWM), o que aproxima mais da realidade dos acionamentos de velocidade variável.

Transitórios de carga foram aplicados ao eixo da máquina simulada em ambos os casos para testar a eficácia dos algoritmos na estimativa do fluxo em situações de transitórios de carga.

Para facilitar as explicações, nas próximas seções, os algoritmos descritos acima serão chamados de algoritmo 1, algoritmo 2 e algoritmo 3 de acordo com a ordem que foram apresentados.

3.4.1 Simulações com fonte senoidal

Nesta seção serão mostradas simulações onde o motor foi alimentado por tensões trifásicas, senoidais e equilibradas. As tensões e correntes $d q$ do motor são parâmetros de entrada dos três algoritmos, como pode ser visto na figura 3.11.

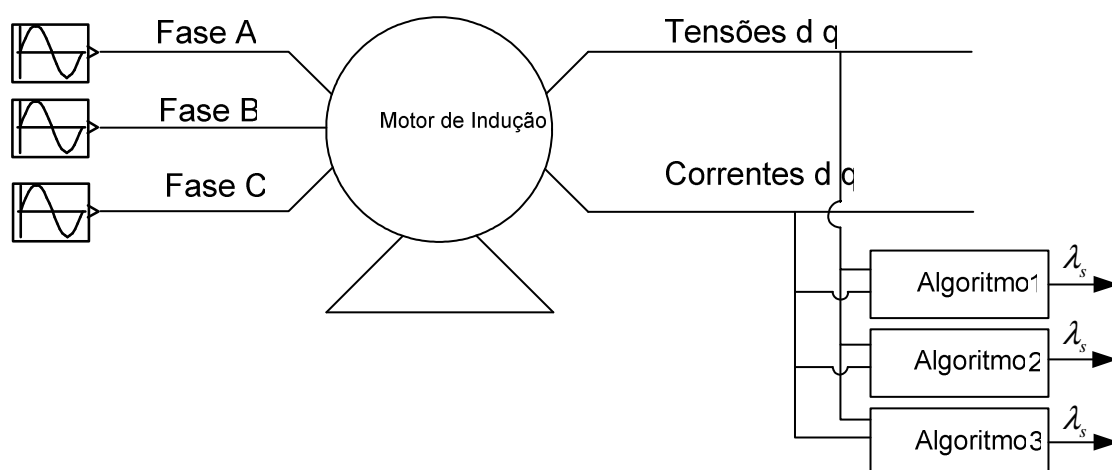


Figura 3.11 – Diagrama de blocos da simulação com fonte senoidal.

O motor simulado possui 3 C.V., 4 polos e as forças contra-eletromotrizes $d q$, que são calculadas através das tensões e correntes de fase do motor, podem ser escritas como nas equações (3.23) e (3.24).

A frequência de corte adotada nas simulações para o filtro passa baixa do algoritmo 1 é de 5 Hz, para que o *FPB* opere na região de integração [4]. Para o algoritmo 2, a frequência de corte adotada para o *FPA* foi de 600 Hz, uma década acima da frequência de 60Hz. As constantes K_p e K_i do PI utilizado no algoritmo 3 foram configuradas com os seguintes valores, respectivamente: 22 e 40 [2]. No capítulo 2 é mostrada a relação que deve ser respeitada, no momento de definir as constantes do PI, para que o algoritmo opere bem.

Com intuito de averiguar o funcionamento dos diferentes algoritmos e de realizar comparações entre os mesmos, foram feitas simulações onde os três algoritmos funcionaram em paralelo estimando o fluxo estatórico do motor simulado, sendo alimentado senoidalmente, operando primeiramente a 60Hz e em seguida a 2Hz. Todas as curvas obtidas pelos estimadores foram comparadas com as curvas calculadas através do modelo do MI.

Após o motor partir, atingindo regime permanente, foi aplicada ao eixo do motor simulado uma carga nominal com intuito de verificar a eficácia dos diferentes algoritmos quando submetidos a situações de transitório.

3.4.1.1 Resultados de simulação com o motor sendo alimentado com tensões senoidais trifásicas a 60 Hz

Como pode ser visto através das figuras 3.12 e 3.16, a velocidade do eixo do motor apresenta comportamento inverso à curva de conjugado de carga nominal (11.9 N.m) aplicada ao eixo do motor. Isso acontece porque, nesta simulação não tem nenhum tipo de controle de velocidade (malha aberta).

Conforme as especificações do motor de 3 C.V, 4 pólos, simulado, a velocidade do rotor em regime permanente, sem carga no eixo, atingiu aproximadamente 188 rad/s, caindo um pouco, próximo de 180 rad/s, no momento em que o motor esta operando com carga.

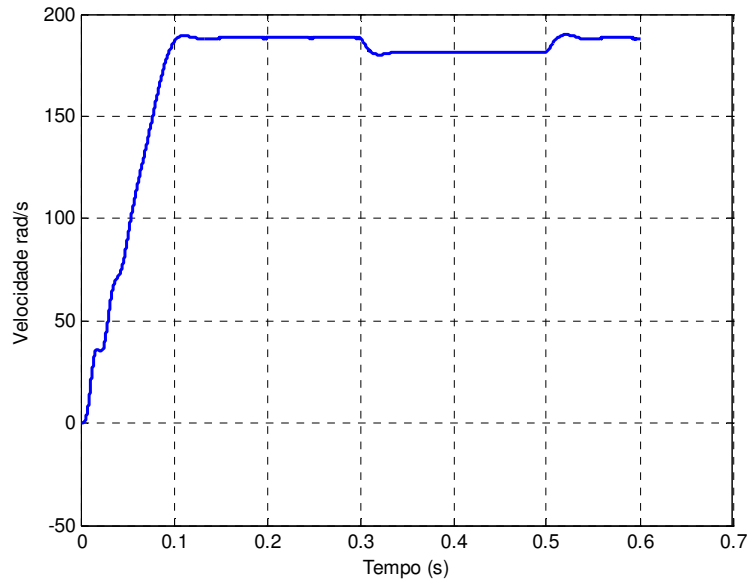


Figura 3. 12– Curva da velocidade do eixo do motor durante toda a simulação

As componentes, no eixo q , do fluxo estatórico, estimadas pelos algoritmos, e calculada pelo modelo do motor, podem ser vistas na figura 3.13, onde pode ser observado, pelo detalhe presente na direita da figura, que a diferença entre os fluxos estimados pelos diferentes algoritmos e o calculado pelo modelo do MI é mínima para frequências em torno de 60 Hz. Os módulos dos fluxos estimados pelos três algoritmos e o calculado pelo modelo podem ser vistos na figura 3.14, e com uma aproximação, visando melhorar a visualização do momento em que a carga é retirada do eixo do motor, na figura 3.15.

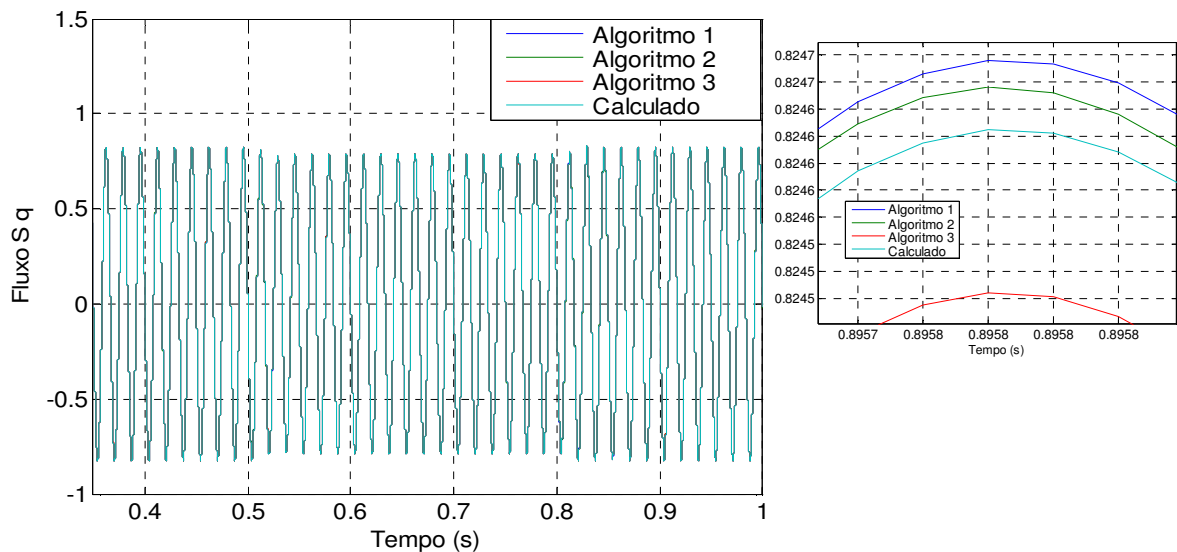


Figura 3. 13 – Curvas dos Fluxos estatóricos q estimados, pelos três algoritmos, e calculado pelo modelo do motor

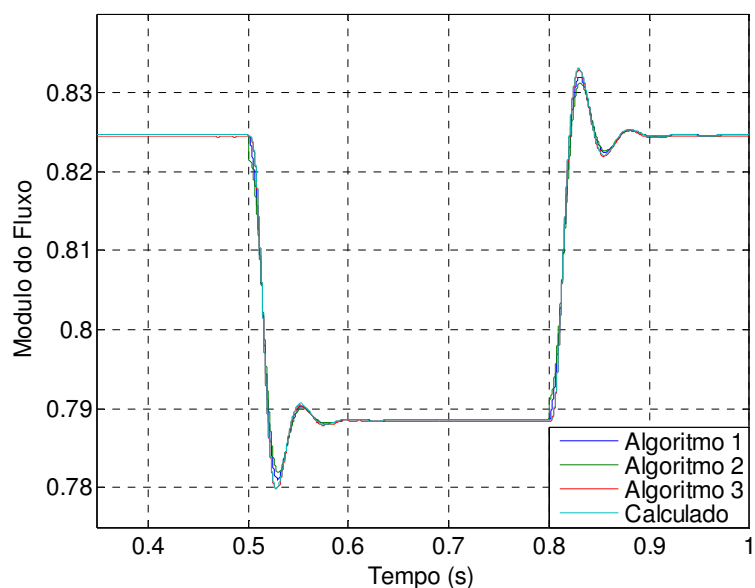


Figura 3.14 – Módulos dos fluxos estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor

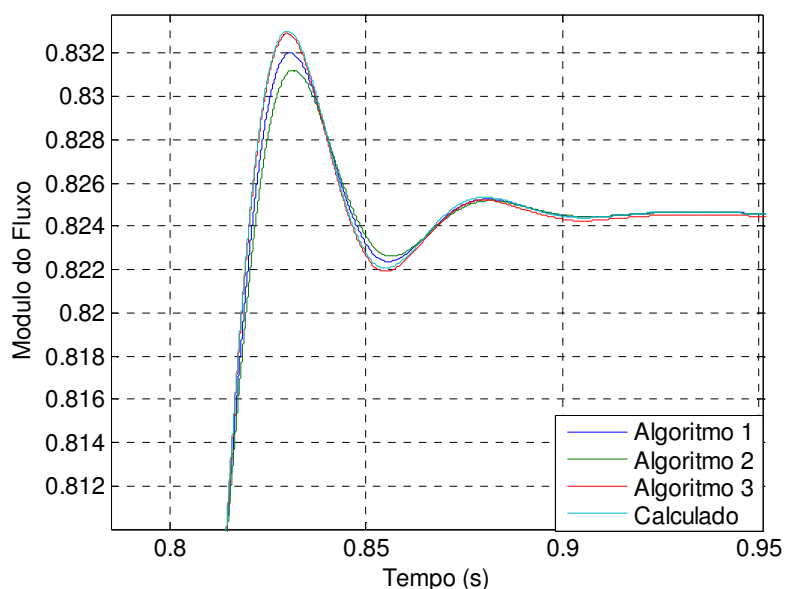


Figura 3.15 – Detalhe das curvas dos módulos dos fluxos estimados, pelos três algoritmos, e calculado pelo modelo do motor

Através dos fluxos $d q$, estimados pelos algoritmos e calculado pelo modelo, e das correntes $d q$, pela equação (3.28), foi calculado o conjugado eletromagnético do motor, para os três algoritmos e para o modelo do motor. A figura 3.16 mostra as curvas de conjugado estimado pelos três algoritmos e calculado pelo modelo da máquina de indução. Na figura 3.17, pode ser visto com mais riqueza de detalhes que a estimativa dos três algoritmos, para

tensões senoidais a 60 Hz, é precisa, com diferenças muito pequenas entre os resultados de cada um dos algoritmos.

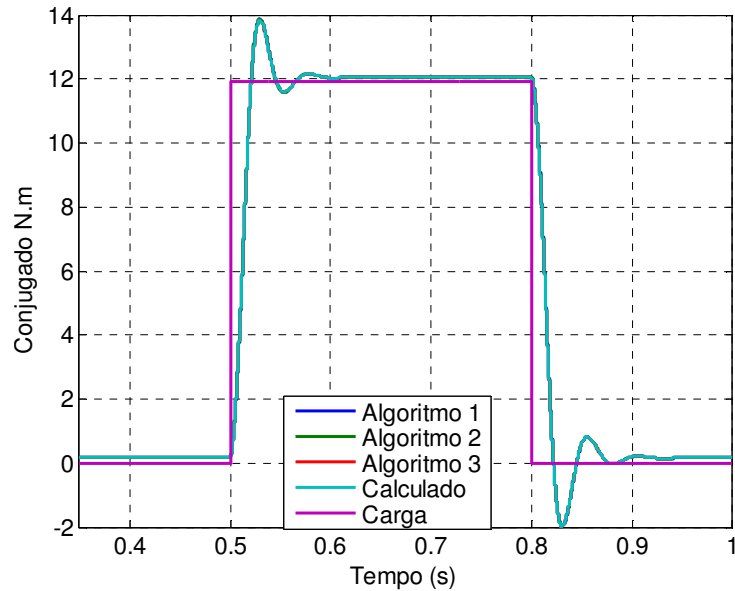


Figura 3.16 – Curva do conjugado estimado pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor

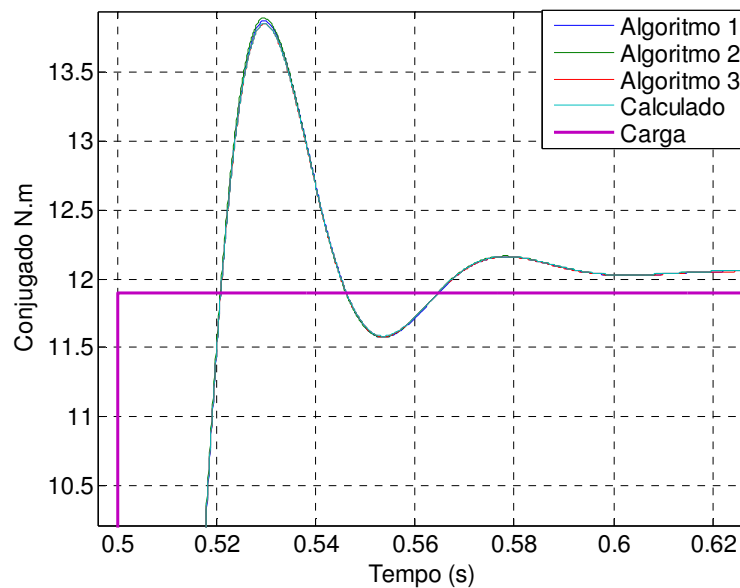


Figura 3.17 – Detalhe do transitório das curvas de conjugado estimado pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor

A figura 3.18 mostra os erros de fase presentes na estimativa do fluxo feita pelos algoritmos adotados. Pode ser visto pelo detalhe presente mais a direita da figura, que o erro é mínimo, comprovando o bom desempenho dos algoritmos nesta simulação.

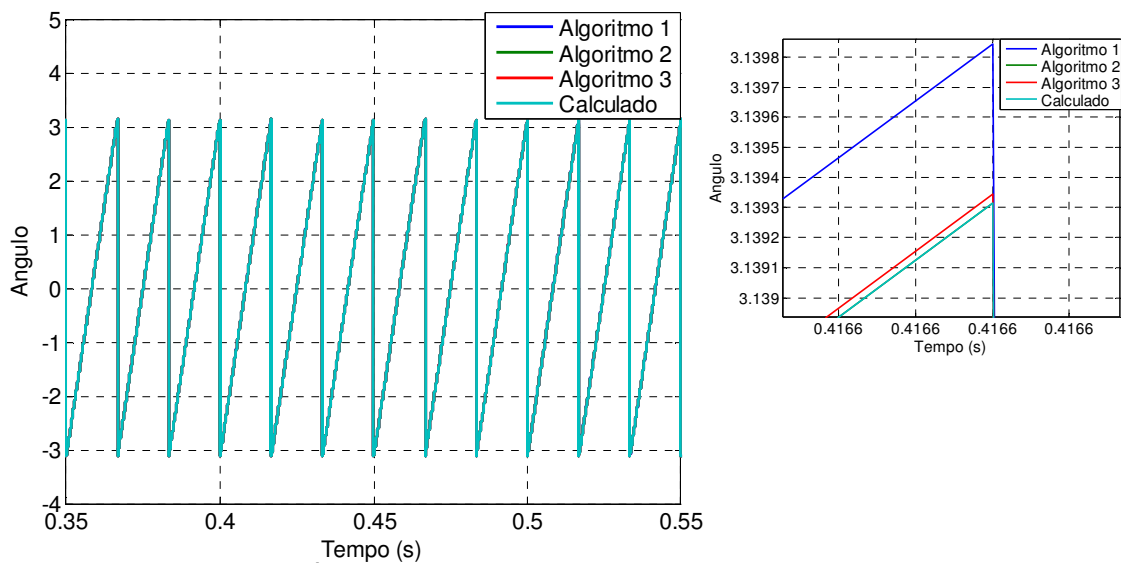


Figura 3.18 – Ângulos estimados pelos três algoritmos e ângulo calculado

As figuras 3.19, 3.20 e 3.21 retratam uma visão geral da simulação descrita anteriormente, podendo ser visto o módulo do fluxo, o módulo da corrente estatórica do motor, o conjugado estimado e o conjugado aplicado ao eixo do motor para cada um dos três algoritmos adotados. Pode ser observado nestas figuras que o transitório do valor do módulo do fluxo estimado fica imperceptível devido à escala grande das figuras.

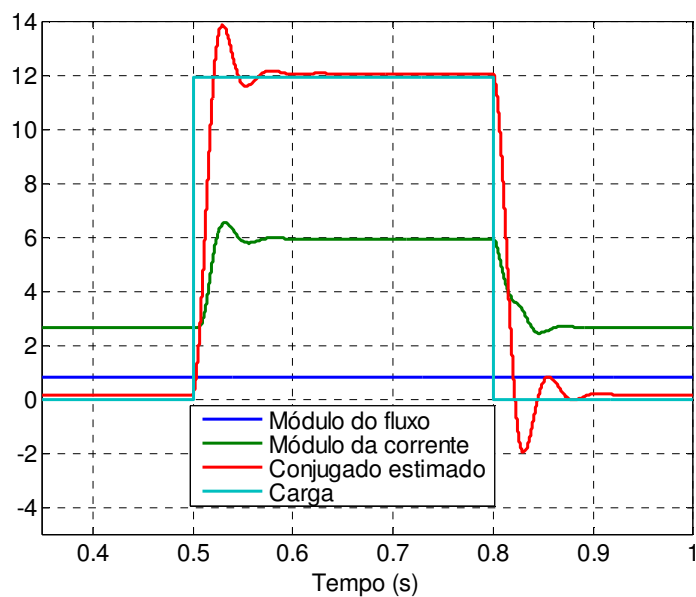


Figura 3.19 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 1, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz.

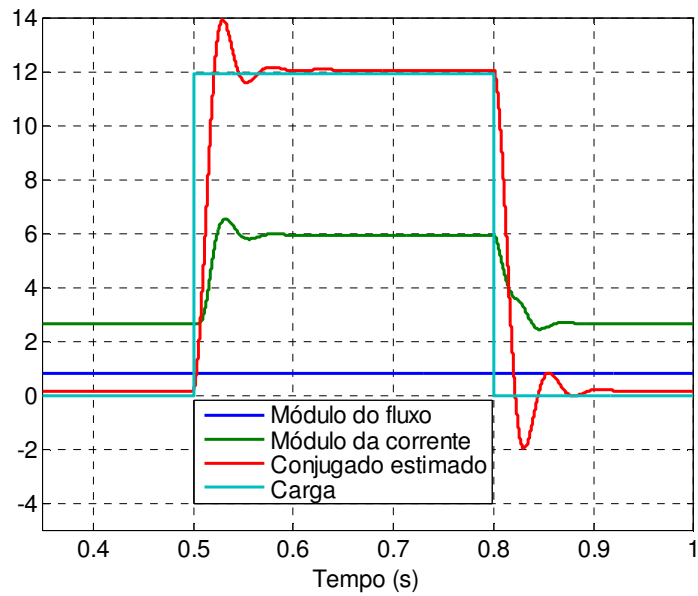


Figura 3.20 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 2, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz

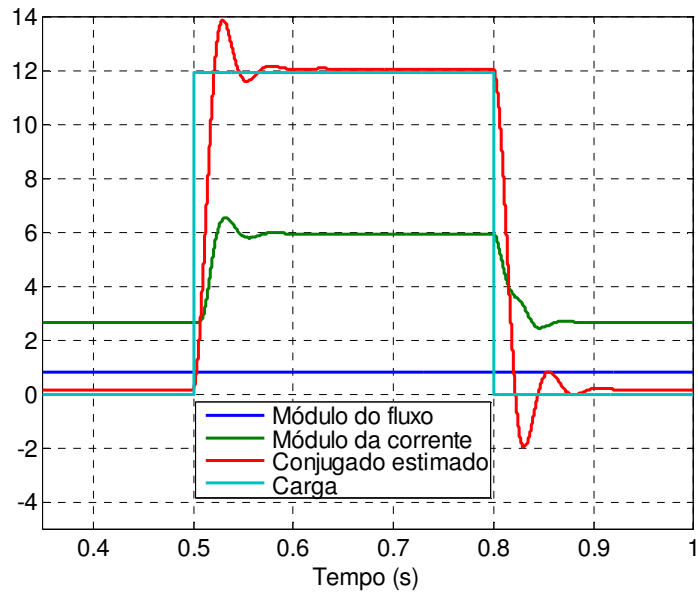


Figura 3.21 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 3, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz

3.4.1.2 Resultados de simulação com o motor sendo alimentado com tensões senoidais trifásicas a 2 Hz

Estimar fluxo em velocidades muito baixas do motor de indução é uma tarefa difícil, já que as técnicas de estimativa começam a apresentar erros grandes nesta faixa de operação da máquina. A figura 3.22 mostra a velocidade do rotor do MIT em uma simulação onde o

motor foi alimentado com tensões senoidais trifásicas a 2 Hz, visando obter resultados que indiquem a qualidade da estimativa dos diferentes algoritmos escolhidos operando com o motor funcionando em baixa frequência, que é a região onde os problemas de integração se tornam ainda mais evidentes.

Assim como na simulação a 60 Hz, apresentada anteriormente, foi aplicada uma carga ao eixo do motor, neste caso de 3 N.m, para verificar as estimativas feitas pelos algoritmos durante os transitórios de carga, neste caso, com a velocidade do campo girante baixa. A carga foi aplicada ao motor no instante de tempo de 1.5 s da simulação e retirada em 2.5 s.

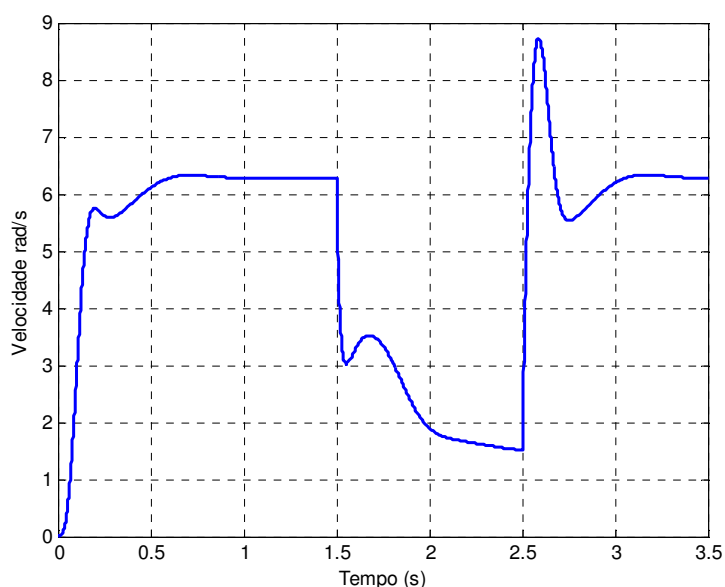


Figura 3.22 - Curva da velocidade do eixo do motor durante toda a simulação

Os sinais do fluxo estático φ podem ser visualizados na figura 3.23, onde pode ser observado que em regime permanente os três algoritmos funcionaram bem, mas no transitório apresentaram erros de estimação. O algoritmo 2 foi o que apresentou maior erro no transitório, como pode ser visto com maiores detalhes na figura menor do lado direito logo abaixo.

As curvas do módulo do fluxo estático estimadas pelos três algoritmos e calculada pelo modelo podem ser vistas na figura 3.24. Como é de se esperar, o módulo do fluxo

diminui com a aplicação da carga já que não existe controle atuando para mantê-lo constante. Os erros apresentados pelos algoritmos, no transitório, podem ser visualizados na figura menor que compõe a figura 3.24. Neste instante (2,5 s) a carga de 3 N.m foi retirada do eixo do motor. Apesar dos erros no transitório serem maiores, principalmente para o algoritmo 2, em regime permanente os três algoritmos tem resultados próximos ao calculado pelo modelo do MI, como pode ser visualizado pela figura 3.25.

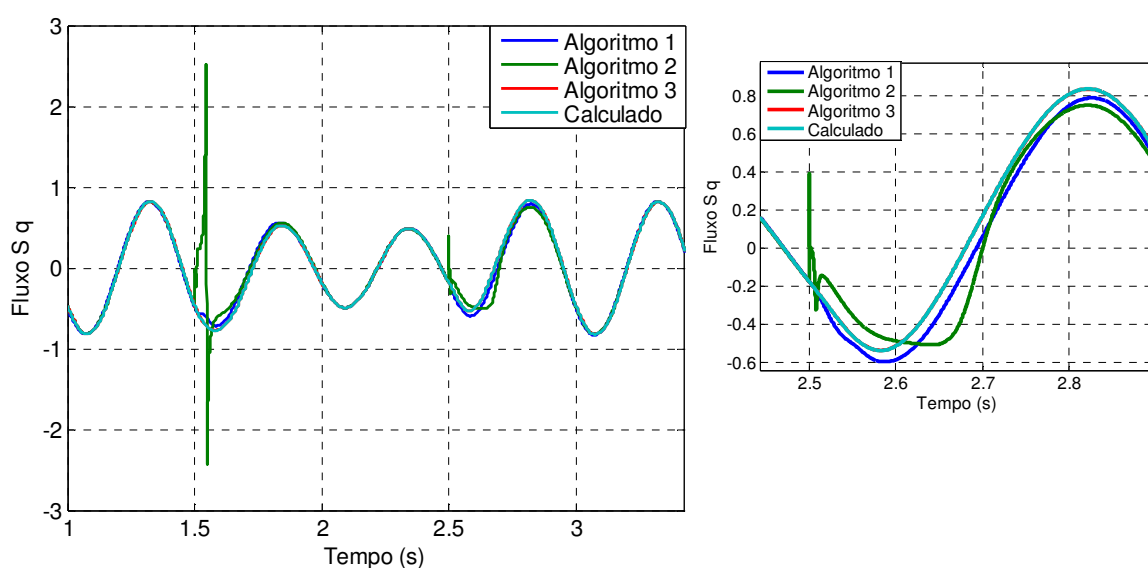


Figura 3.23 - Curvas dos Fluxos estáticos q , estimados pelos três algoritmos, e calculado pelo modelo do motor

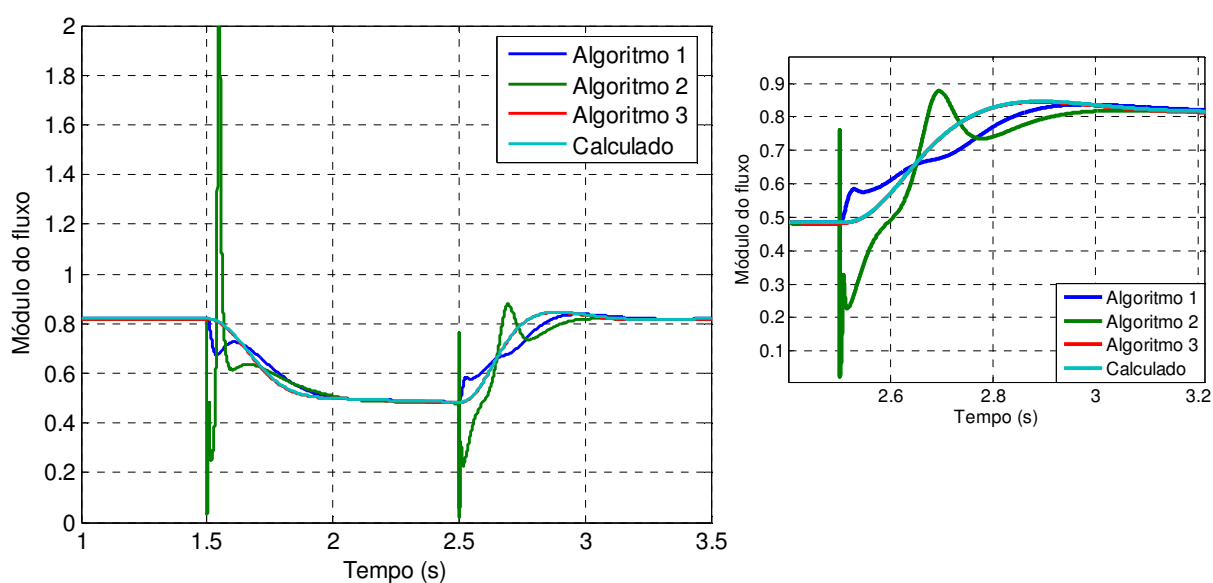


Figura 3.24 - Módulos dos fluxos estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor

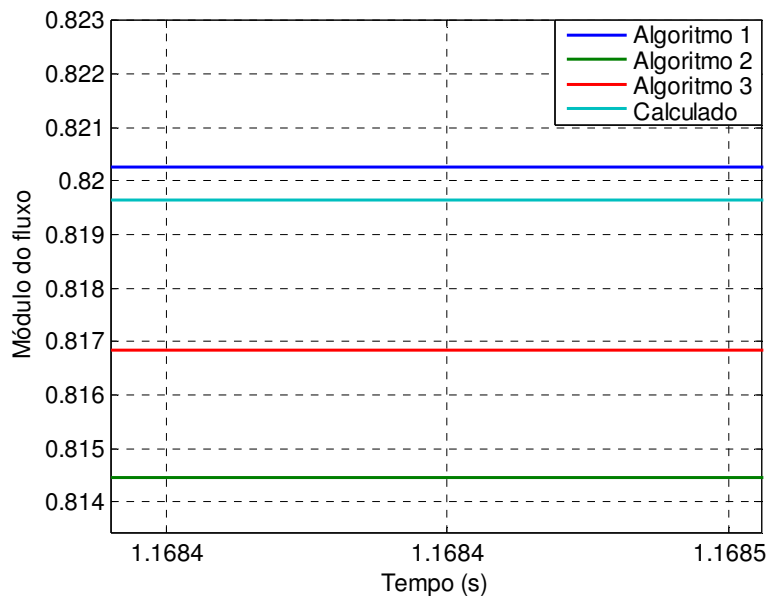


Figura 3.25 – Módulos dos fluxos estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor quando o motor opera em regime permanente a 2 Hz

Na figura 3.26 são mostradas as curvas de conjugado estimado pelos algoritmos adotados comparadas com o conjugado calculado pelo modelo do motor. O conjugado estimado é calculado através da equação (3.28).

Pode ser observado que durante o regime permanente, momento que antecede a aplicação da carga (tempo < 1,5 s), os algoritmos apresentam resultados similares, com erros pequenos, como pode ser visto pela figura 3.25. Porém, quando ocorre o transitório de carga os erros ficam grandes, voltando ao normal logo que o motor atinge, novamente, o regime permanente. No *zoom* da figura 3.26, observa-se que o algoritmo 3 estima o conjugado sem erro durante o transitório. Os ângulos dos fluxos estimado e calculado podem ser vistos na figura 3.27. Pela figura menor, localizada a direita, pode ser visto com mais detalhes o erro de fase do fluxo estimado pelos algoritmos quando o motor esta sem carga, em regime permanente e operando a 2 Hz.

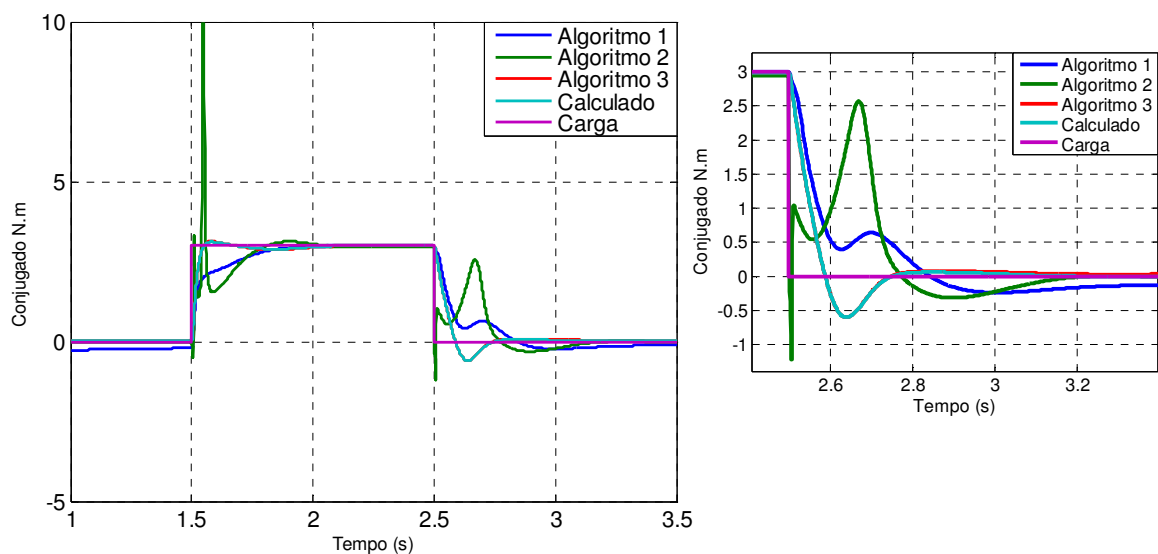


Figura 3.26 - Curva do conjugado estimado pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor

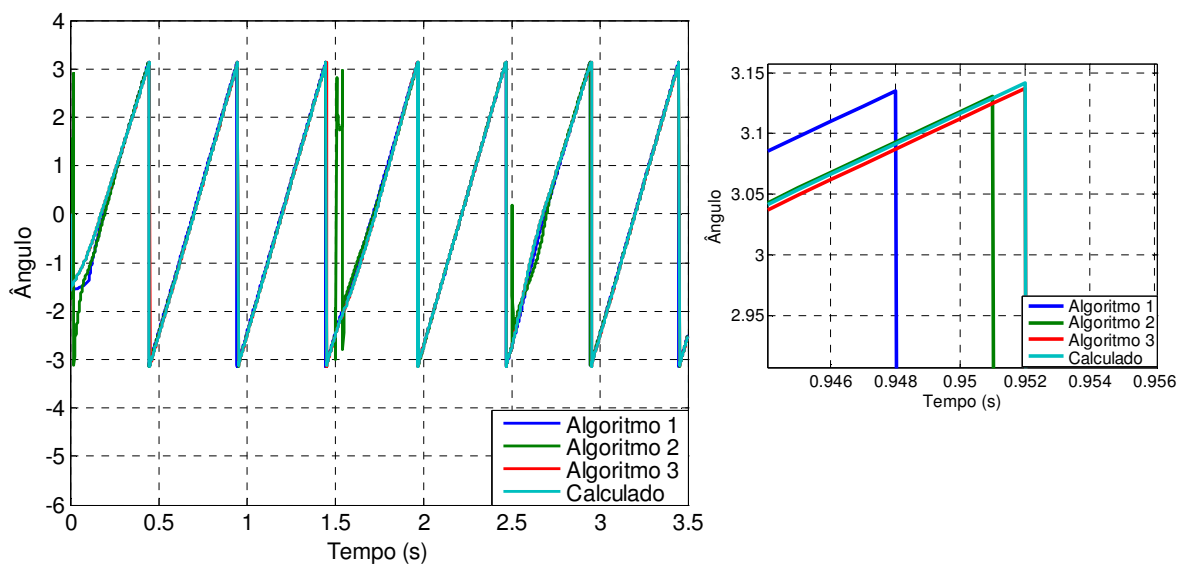


Figura 3.27 - Ângulos estimados pelos três algoritmos e ângulo calculado

As figuras 3.28, 3.29 e 3.30 mostram uma visão geral da simulação descrita anteriormente, podendo ser visto o módulo do fluxo, o módulo da corrente estatórica do motor, o conjugado estimado e o conjugado aplicado ao eixo do motor para cada um dos três algoritmos adotados.

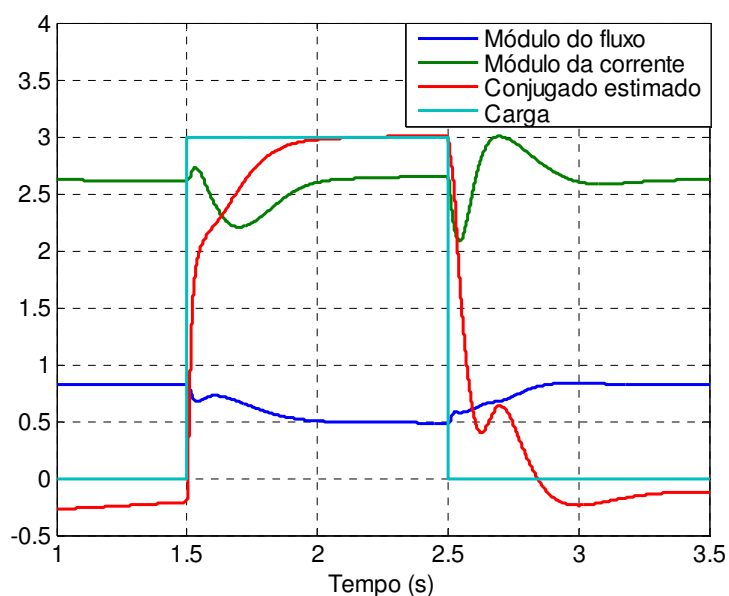


Figura 3.28 - Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 1, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz.

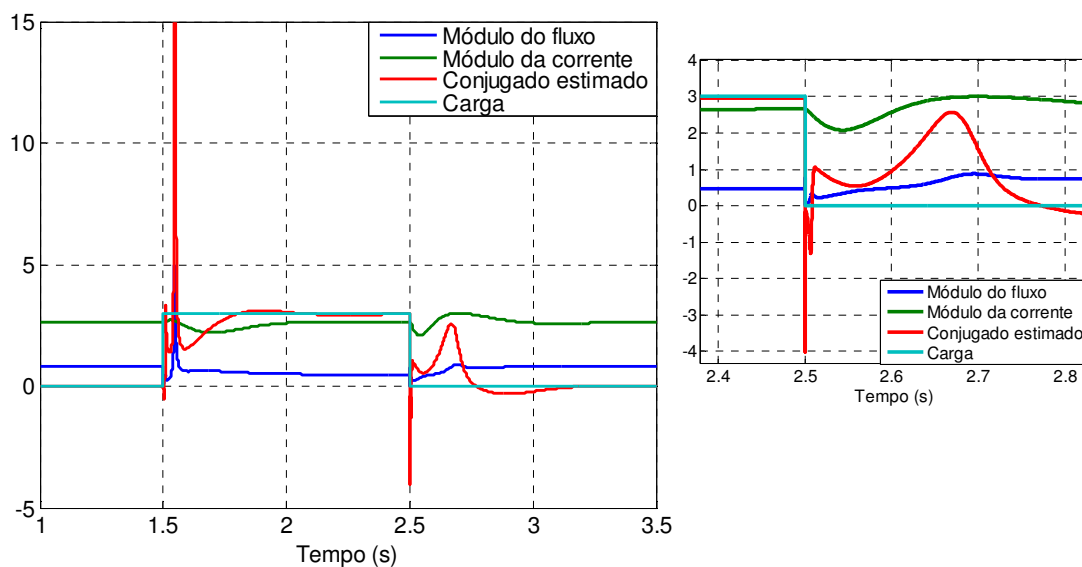


Figura 3.29 - Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 2, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz.

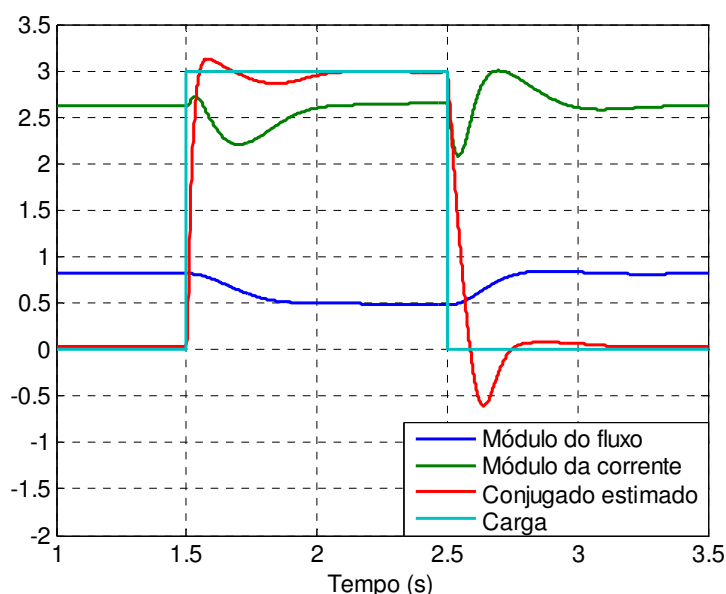


Figura 3.30 - Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 3, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz.

3.4.2 Simulações com tensão chaveada PWM

O uso de conversores estáticos é fundamental para se construir um acionamento de velocidade variável. Para a realização das simulações que envolvem o uso do inversor de frequência, foi necessária a implementação do mesmo no MATLAB/SIMULINK®.

Com base na lógica de controle das chaves de um inversor PWM senoidal, implementou-se, matematicamente, o modelo do inversor, tal como ilustrado na figura abaixo.

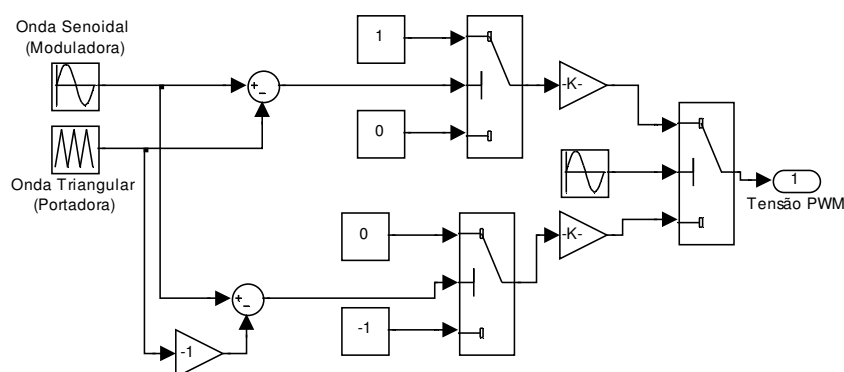


Figura 3.31 – Diagrama de blocos relativo à implementação do inversor PWM simulado

Conforme mostrado no diagrama presente na figura anterior, a forma de onda senoidal e a triangular são comparadas, e o erro gerado alimenta uma chave. Nesta chave, quando o

sinal que alimenta a entrada intermediária é maior que um valor predeterminado, o sinal presente na entrada superior é transmitido à saída da mesma. Caso contrário, o sinal da entrada inferior será repassado à saída. Assim, ajustando o valor de transição da chave (*threshold*) como zero, sempre que o valor instantâneo da onda senoidal for maior que o valor da triangular, a saída da chave será 1, caso contrário a saída da chave será mantida com o valor zero. Um ganho é dado ao valor de saída da chave, o qual determina o valor dos picos da tensão recortada. O valor deste ganho representa o valor presente no link DC. Todo este ciclo é repetido, tanto para o semi-ciclo negativo, quanto para o semi-ciclo positivo da senóide.

Esta modelagem retrata exatamente a lógica de chaveamento de um inversor PWM senoidal para uma fase. Para se obter as três fases que irão ser ligadas ao motor, são necessários três esquemas iguais ao mostrado na figura 3.31, com 120° de defasagem entre as ondas moduladoras de cada fase. Na figura 3.32 pode ser visualizado a tensão de uma das fases do inversor PWM simulado.

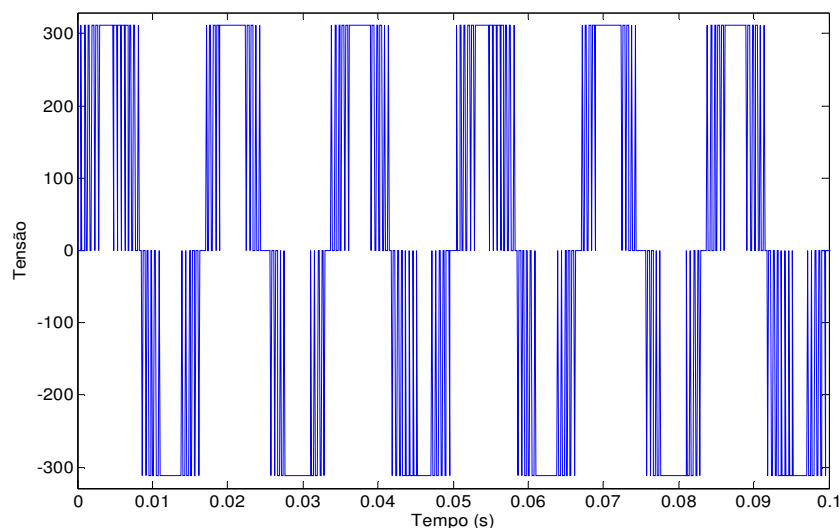


Figura 3.32 – Tensão da fase A ligada ao motor.

3.4.2.1 Resultados de simulação com o motor sendo alimentado com tensões chaveadas trifásicas a 60 Hz

A simulação cujos resultados serão apresentados a seguir, foi feita com o motor sendo alimentado por um inversor PWM trifásico sem qualquer tipo de controle atuando no mesmo (malha aberta), conforme todas as simulações apresentadas anteriormente. Na figura 3.33 pode ser visto a velocidade do rotor da máquina em rad/s. No momento em que é aplicada ao eixo do motor simulado uma carga (tempo = 0.3 s) a velocidade cai em consequência da ausência de controle de velocidade.

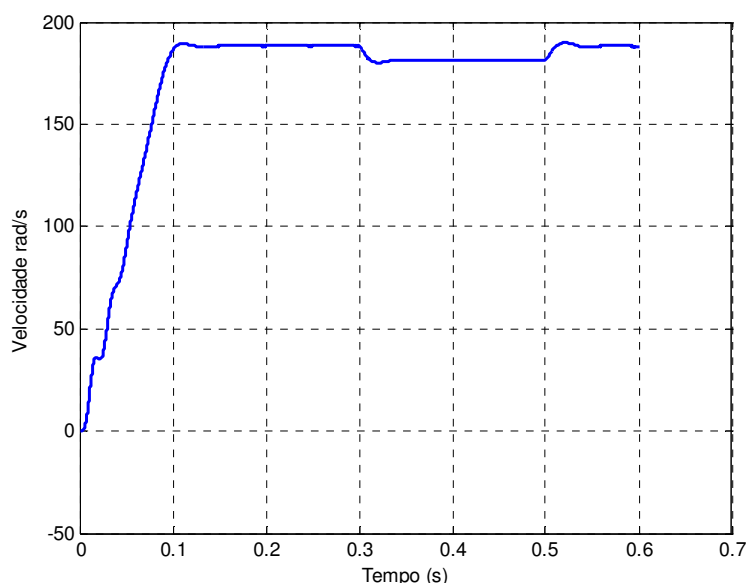


Figura 3.33 – Curva da velocidade do eixo do motor durante toda a simulação

As estruturas utilizadas para os algoritmos 1 e 3 foram as mesmas do estudo anterior. Entretanto, modificações tiveram que ser feitas no algoritmo 2 em função do mau funcionamento do mesmo nas simulações quando a força contra eletromotriz, que é o sinal a ser integrado, é um sinal chaveado. O sinal da força contra eletromotriz, nesta simulação, pode ser visualizado na figura (3.34). Os problemas de mau funcionamento do segundo algoritmo aconteceram devido à maneira como o ganho de magnitude é calculado neste algoritmo. Na expressão do ganho, equação (2.18), quando o sinal é chaveado, existem

momentos em que o numerador e/ou o denominador, da equação, assumem valores pequenos ou grandes, um em relação ao outro, levando a um sinal de ganho com enormes distorções, o que leva a erros enormes de estimativa. Isso acontece devido à característica do sinal chaveado, que ora tem um valor grande, ora tem um valor pequeno.

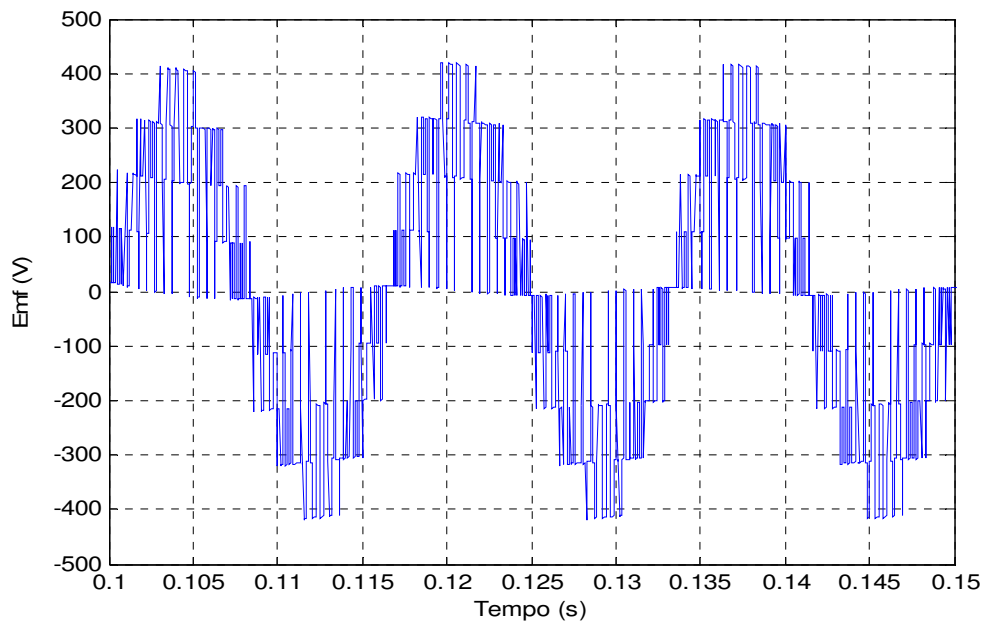


Figura 3.34 – Força contra eletromotriz no eixo d.

Para solucionar o problema do algoritmo 2, foram usados dois grupos de filtros passa baixas com a finalidade de tornar o sinal de entrada dos *FPA*s mais “lisos”, como pode ser visto na figura 3.35. Desta maneira os sinais de entrada que são usados para calcular o ganho não terão mais, grandes oscilações fazendo com que o ganho de compensação de magnitude, devido ao uso dos filtros, tenha um valor mais constante, oscilando em torno do valor ótimo, como pode ser visto pela figura 3.36.

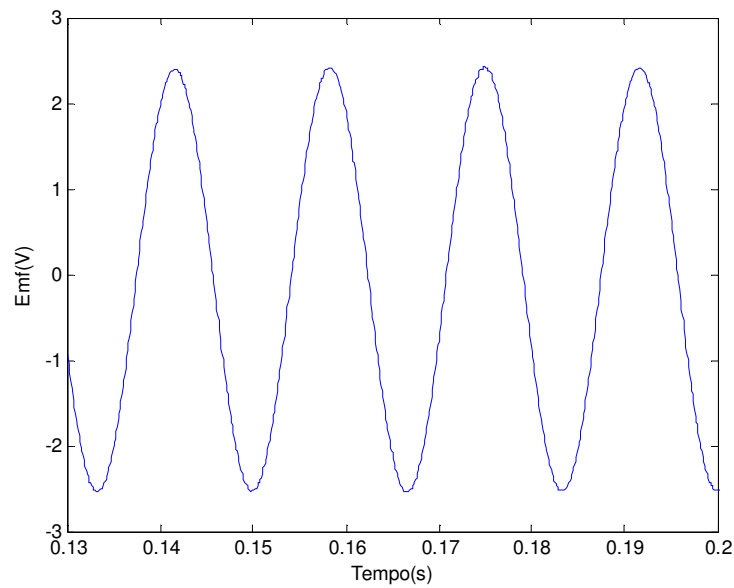


Figura 3.35 – Força contra-eletromotriz filtrada no eixo d.

As compensações que antes eram feitas somente por causa dos FPA's, agora também corrigem, pelos mesmos princípios, as distorções de fase e magnitude, ocasionadas pelo uso dos *FPBs*, adicionados à arquitetura do algoritmo.

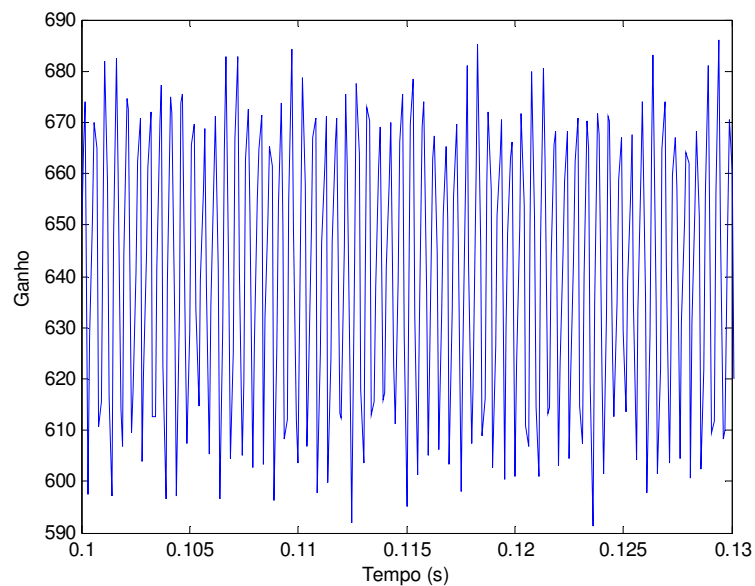


Figura 3.36 – Ganho de magnitude aplicado ao fluxo no segundo algoritmo

As alterações feitas no algoritmo 2 podem ser visualizadas pelo diagrama de blocos logo abaixo e a frequência de corte adotada para os *FPBs* é de 3rad/s.

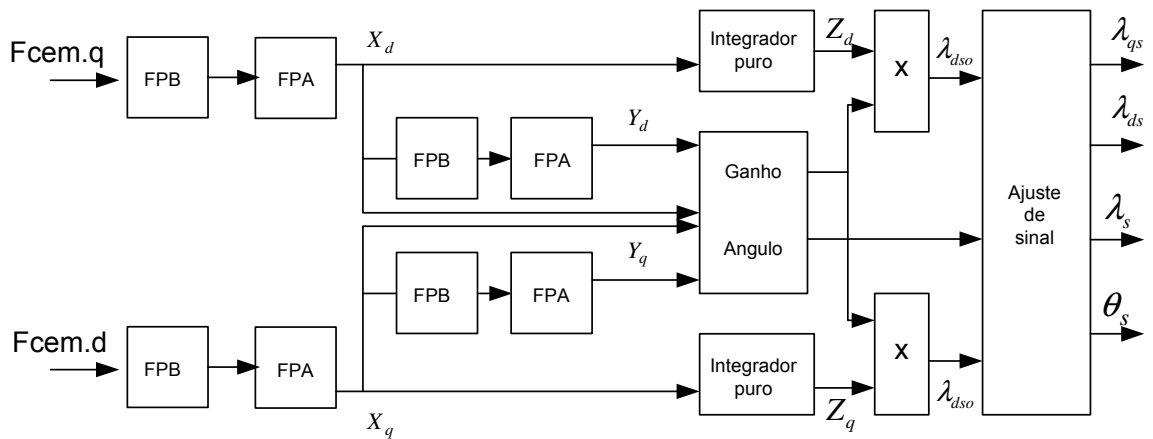


Figura 3.37 – Diagrama de blocos com as modificações do segundo algoritmo

Os fluxos estatóricos d , estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo da máquina, podem ser visualizados na figura 3.38. A figura menor presente do lado direito mostra o momento em que o fluxo estatístico d atinge sua amplitude máxima. Podemos ver que os erros na estimativa aumentam quando a fonte é chaveada, porém se for observado a média dos valores das curvas veremos que os sinais estimados apresentam um resultado bem similar ao calculado pelo modelo do motor. Os módulos dos fluxos, estimados e calculado, podem ser visualizados nas figuras 3.39, 3.40 e 3.41, representando, respectivamente, os resultados obtidos pelos algoritmos 1, 2 e 3.

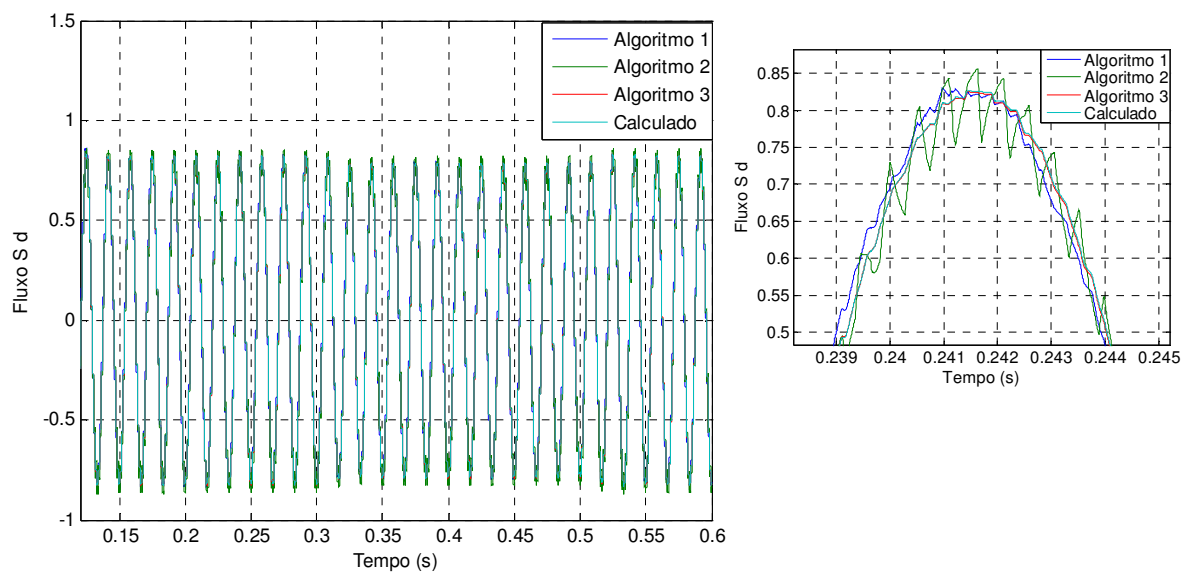


Figura 3.38 - Curvas dos fluxos estatísticos d , estimados pelos três algoritmos, e calculado pelo modelo do motor

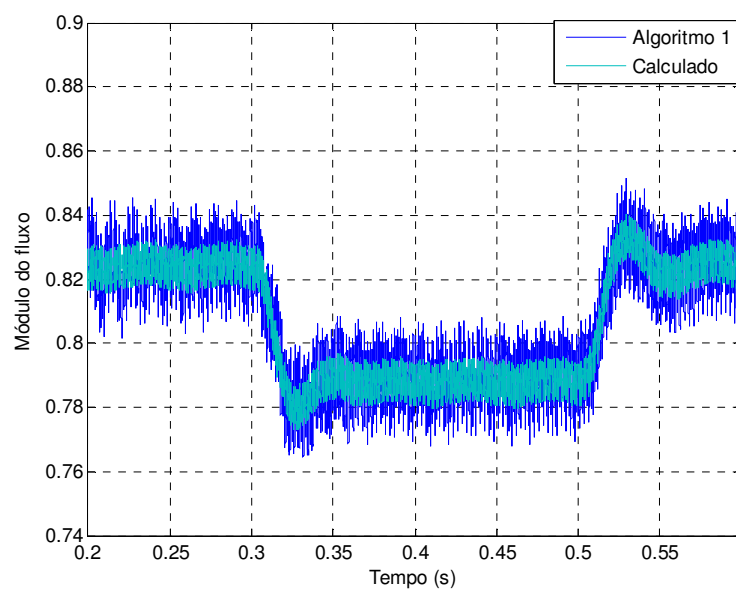


Figura 3.39 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1

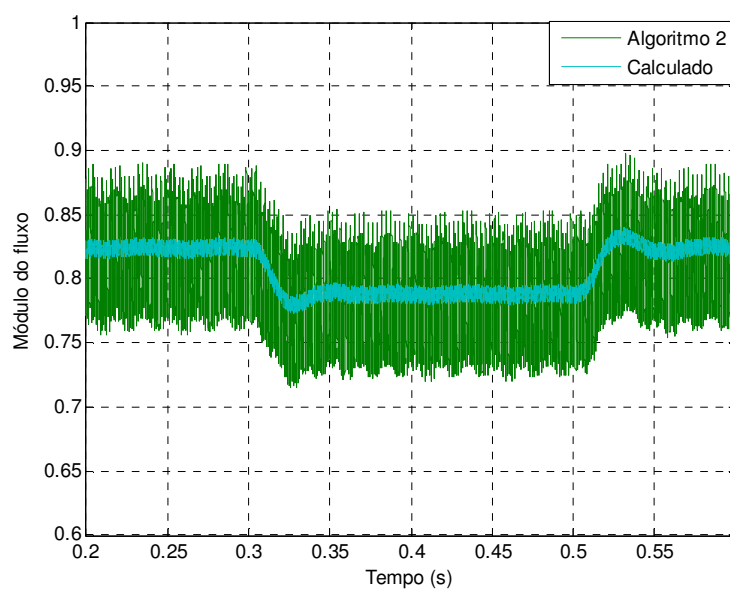


Figura 3.40 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2

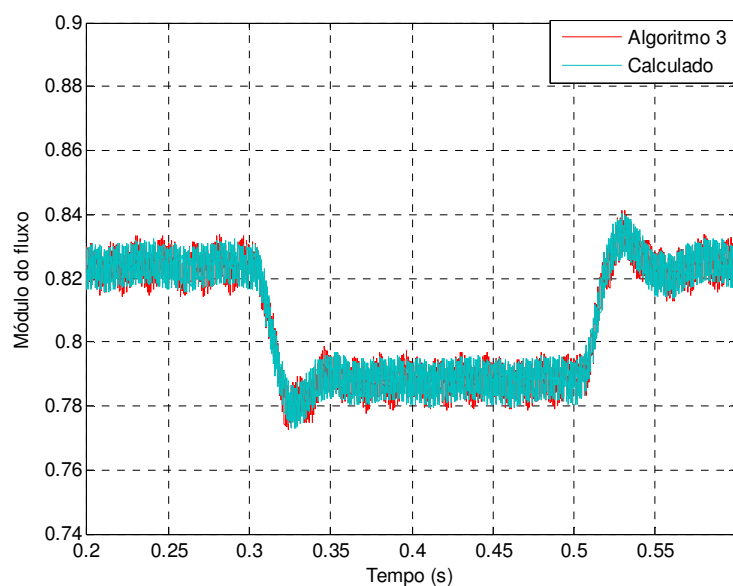


Figura 3.41 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3

A figura 3.42 mostra as curvas de conjugado estimado pelos três algoritmos e calculado pelo modelo da máquina de indução, onde pode ser visto que o desempenho dos três algoritmos é satisfatório, acompanhando o resultado do conjugado calculado. O algoritmo 2 apresentou um *ripple* um pouco maior, como pode ser visto.

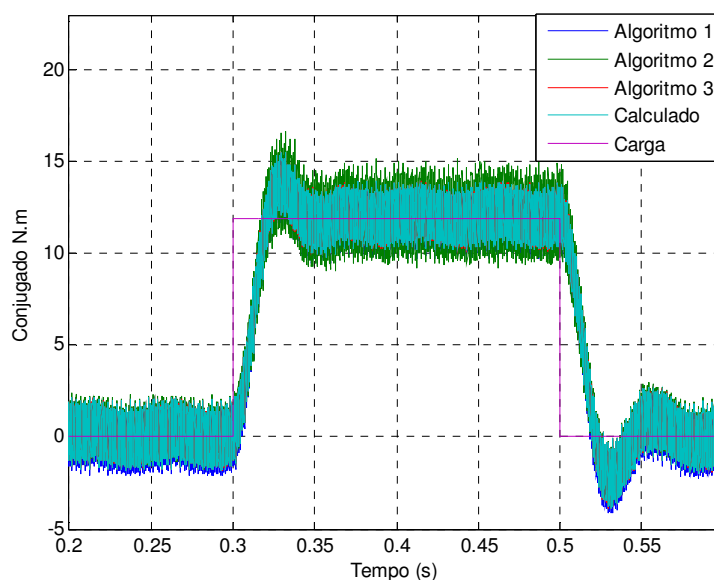


Figura 3.42 - Curvas dos conjugados estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor

Pela figura 3.43, pode-se chegar à conclusão de que os erros de fase apresentados pelos algoritmos são muito pequenos, sendo que o algoritmo 2, foi o que apresentou o maior erro.

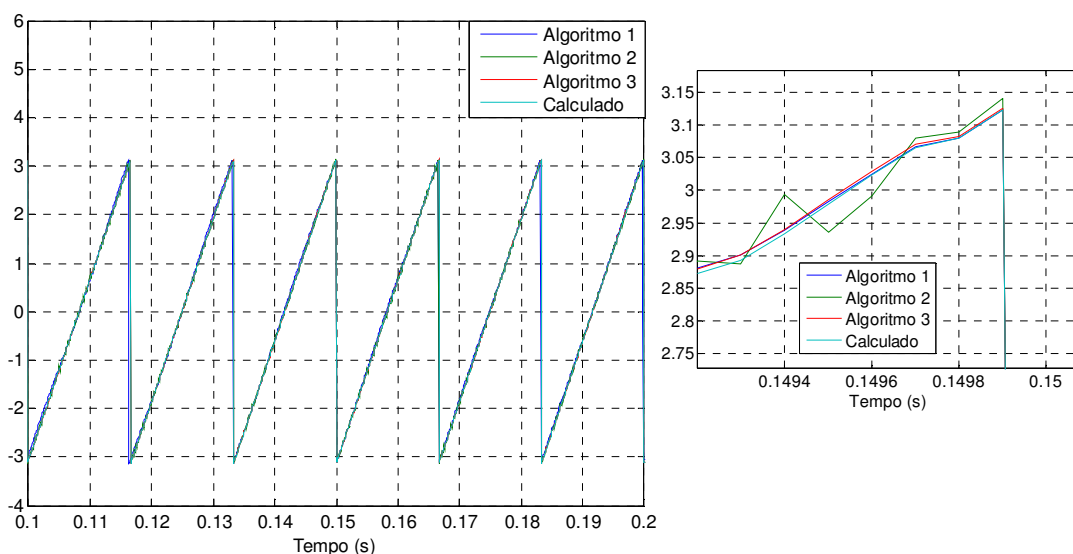


Figura 3.43 – Ângulos estimados pelos três algoritmos e ângulo calculado

As figuras 3.44, 3.45 e 3.46 mostram uma visão geral da simulação descrita anteriormente, podendo ser visto o módulo do fluxo, o módulo da corrente estatórica do motor, o conjugado estimado e o conjugado aplicado ao eixo do motor para cada um dos três algoritmos adotados.

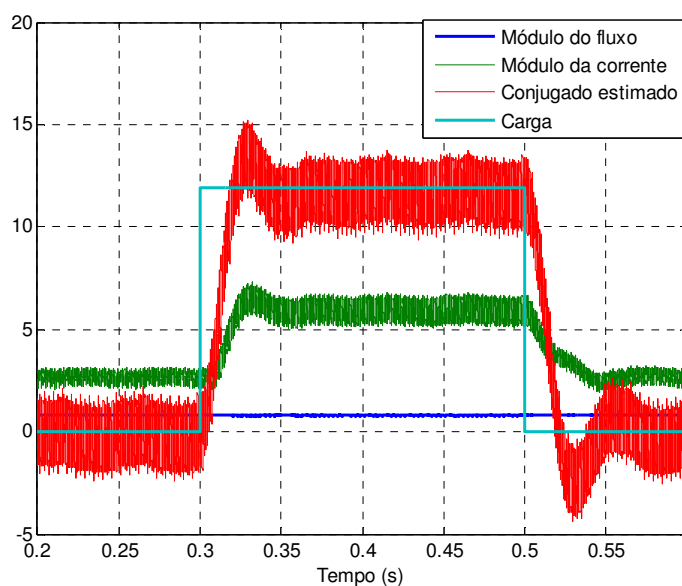


Figura 3.44 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 1, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz

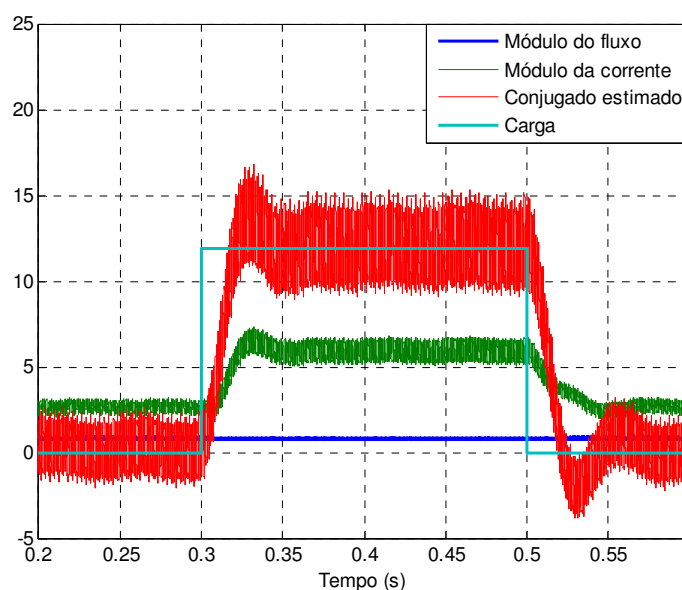


Figura 3.45 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 2, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz

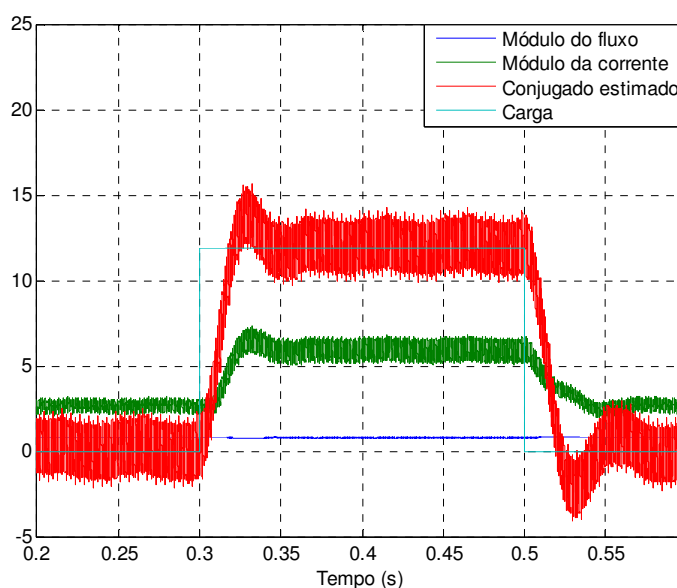


Figura 3.46 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 3, carga aplicada ao eixo do motor operando a 60 Hz

A diferença que existe entre os resultados do fluxo estimado pelos algoritmos quando o motor é alimentado com tensões iguais as da rede (senoidais), dos resultados apresentados pelos algoritmos quando uma fonte PWM é utilizada, ocorre devido à diferença com que o sinal chaveado (PWM) é filtrado pelos diferentes filtros utilizados nos algoritmos, ou seja, quando o sinal é puramente senoidal, livre dos harmônicos, ele também sairá dos filtros sem grandes *ripples*, sendo necessário apenas à correção das distorções causadas pelo uso dos

filtros (compensação). Além de ser diferente a característica dos filtros usados no algoritmo 1 e 2 (o algoritmo 3 não utiliza filtros), a maneira como foi efetuado o cálculo do ganho de magnitude no algoritmo 2 faz com que o ganho seja um sinal cheio de picos instantâneos (distorções) e isso faz com que a curva do fluxo, onde o ganho é aplicado, também apresente picos de diferentes valores ao longo do tempo. Apesar das distorções pode ser visto que os resultados apresentados pelos algoritmos, em média, são coerentes com o que deve ser. Pode ser observado que os algoritmos 1 e 3, para a frequência de 60 Hz, funcionaram melhor que o algoritmo 2, que apresenta mais distorções (*ripples*).

3.4.2.2 Resultados de simulação com o motor sendo alimentado com tensões chaveadas trifásicas a 2 Hz

Assim como foi feita uma simulação em baixa frequência de funcionamento da máquina para alimentação senoidal, foi implementada uma simulação com fonte PWM com frequência de 2 Hz para verificar a eficiência dos três algoritmos estimadores submetidos a esta situação. Para manter a relação V/F, compensando o aumento proporcional da queda de tensão em relação à tensão de alimentação, o link C.C. assumiu o valor de 12.5 V, para que o fluxo ficasse em torno de 0.82. O comportamento da velocidade do eixo da máquina pode ser vista na figura 3.47. Pode ser observado, como já era de se esperar, que a velocidade do motor é bem baixa, em torno de 6,3 rad/s, e que diminui mais ainda com a aplicação de uma carga de 3 N.m no instante de 1.5 s de simulação da operação do motor.

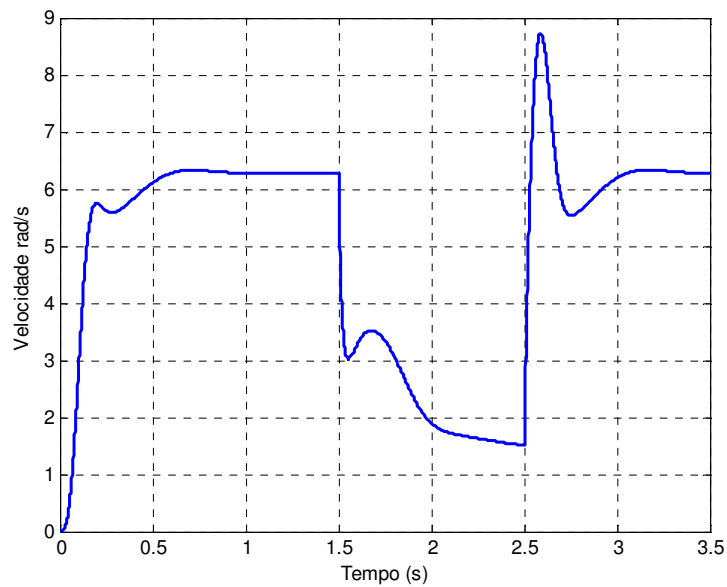


Figura 3.47 - Curva da velocidade do eixo do motor durante toda a simulação

Os fluxos estatóricos d , estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do MIT, podem ser vistos na figura 3.48, podendo ser observado que os erros na estimativa aumentaram, principalmente para o algoritmo 1. O algoritmo 2, apesar de conter um *ripple* maior nos seus resultados, apresenta, um resultado satisfatório. Já o algoritmo 3 apresentou um excelente resultado, próximo ao obtido com o modelo da máquina. Estas observações se confirmam ao serem observadas as figuras 3.49, 3.50 e 3.51, que representam, respectivamente, os módulos estimados pelo algoritmo 1, 2 e 3, comparados com o módulo calculado pelo modelo.

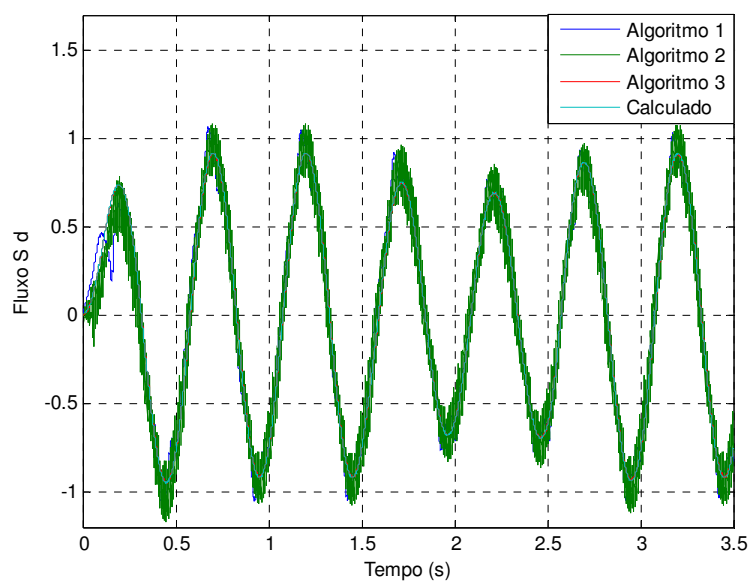


Figura 3.48 – Curvas dos Fluxos estatóricos d , estimados pelos três algoritmos, e calculado pelo modelo do motor

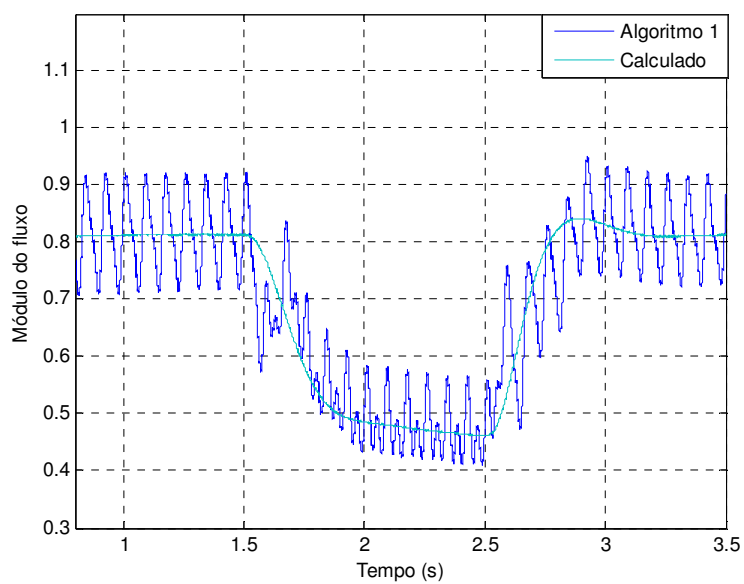


Figura 3.49 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1 e calculado pelo modelo do motor

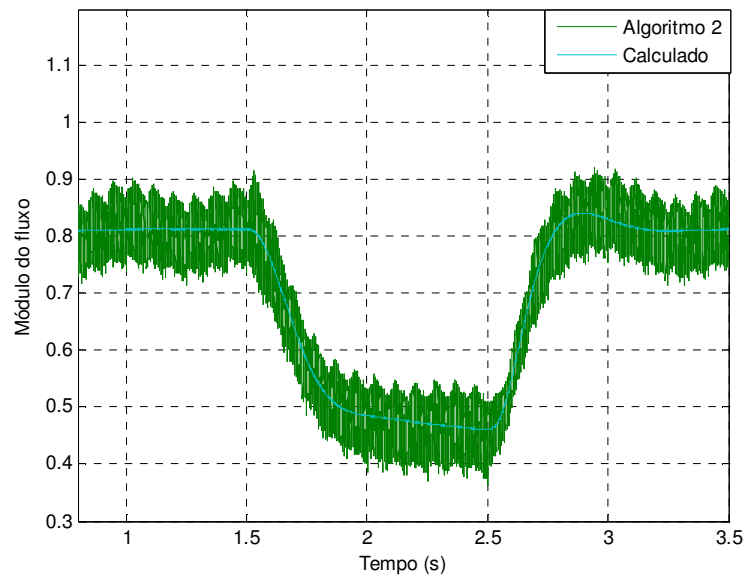


Figura 3.50 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2 e calculado pelo modelo do motor

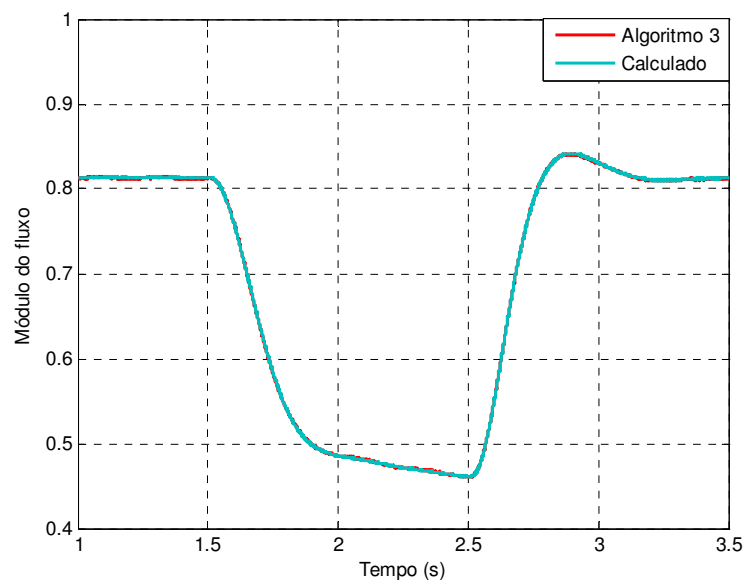


Figura 3.51 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3 e calculado pelo modelo do motor

Na figura 3.52 são mostrados os conjugados estimados pelos três algoritmos comparados com o conjugado calculado e a carga aplicada ao eixo do motor.

Pode ser observado que o melhor funcionamento, como já foi mencionado, foi o do algoritmo 3. O conjugado estimado pelo algoritmo 1 apresenta erro no regime permanente – momento que antecede a aplicação da carga (tempo < 1.5s) – pois seu valor é menor que o da carga, cujo valor na ocasião é zero.

O algoritmo 2, apesar do *ripple* contido nos seus resultados ser grande em relação aos demais algoritmos, apresentou um bom resultado, principalmente quando é levada em consideração a média do sinal do conjugado estimado, como pode ser visualizado na figura em questão.

Os sinais de fase dos fluxos estimados pelos algoritmos adotados no estudo podem ser vistos na figura 3.53, onde pode ser notado que o erro de fase não é grande para nenhum dos três algoritmos, principalmente quando é levado em consideração que frequência dos sinais de entrada dos algoritmos (i_d , i_q e V_d , V_q) é muito baixa nesta simulação.

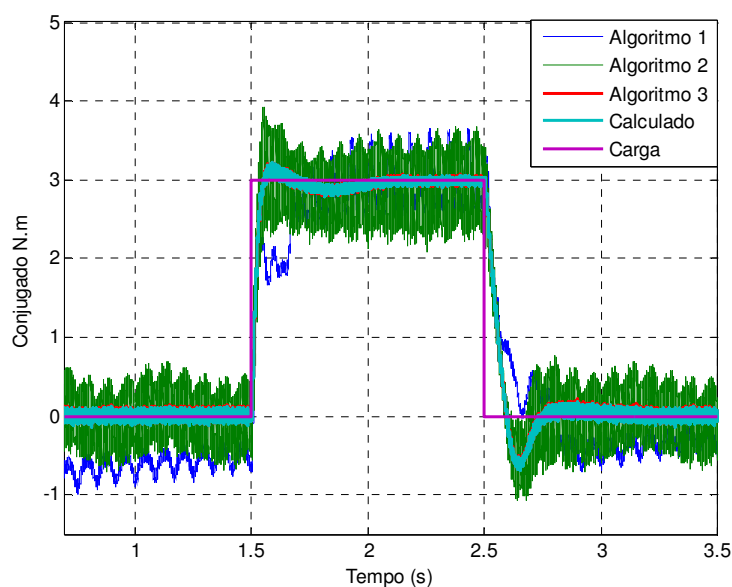


Figura 3.52 – Curvas dos conjugados estimados pelos três algoritmos e calculado pelo modelo do motor

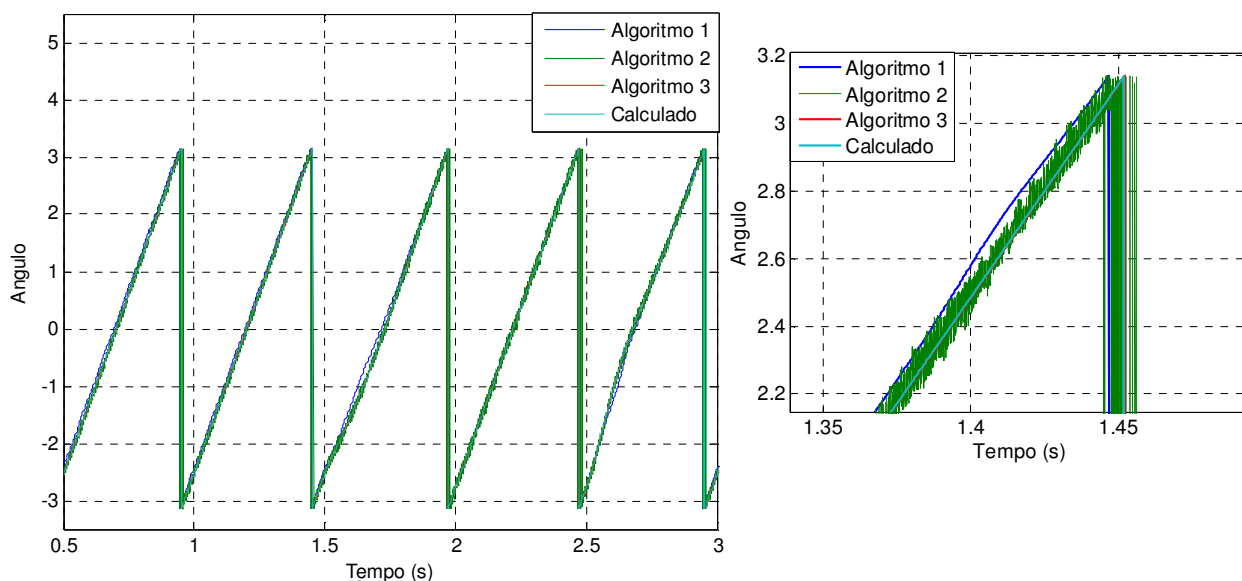


Figura 3.53 – Ângulos estimados pelos três algoritmos e ângulo calculado

As figuras 3.54, 3.55 e 3.56 mostram uma visão geral da simulação descrita anteriormente, podendo ser visto o módulo do fluxo, o módulo da corrente estatórica do motor, o conjugado estimado e o conjugado aplicado ao eixo do motor para cada um dos três algoritmos adotados.

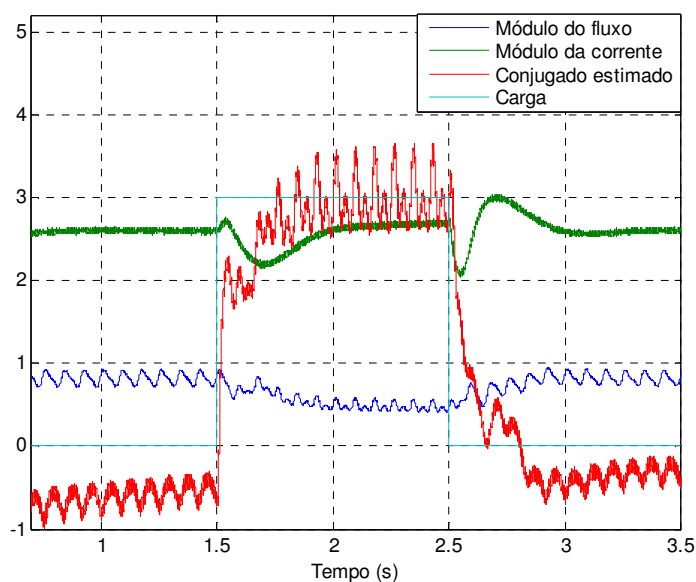


Figura 3.54 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 1, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 1, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz

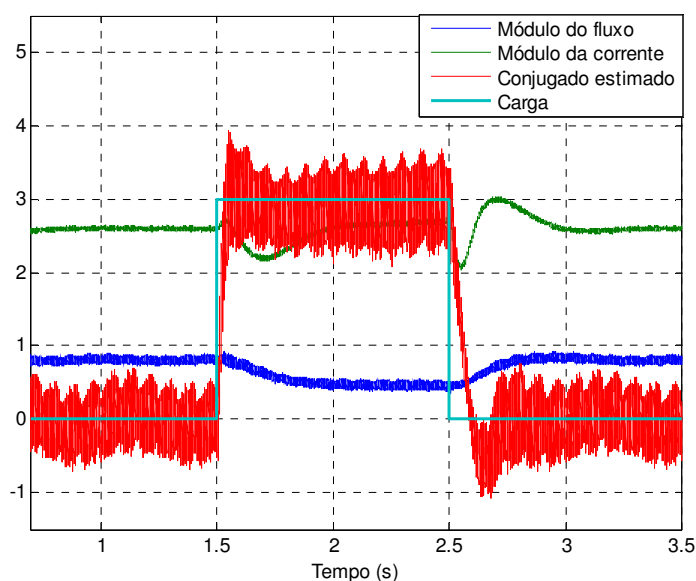


Figura 3.55 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 2, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 2, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz

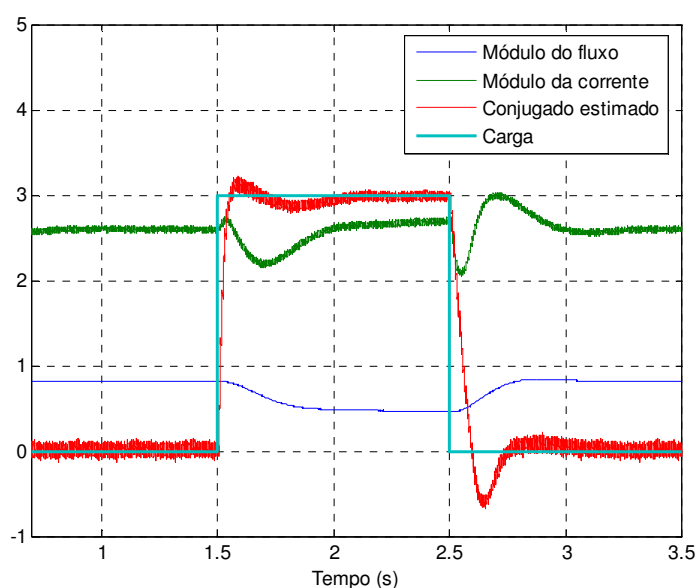


Figura 3.56 – Módulo do fluxo estimado pelo algoritmo 3, módulo da corrente estatórica, conjugado estimado pelo algoritmo 3, carga aplicada ao eixo do motor operando a 2 Hz

3.5 Conclusões

Neste capítulo foi avaliado, através de simulações computacionais, o desempenho dos três algoritmos adotados estimando o fluxo estatórico do MIT em diferentes situações. As simulações foram programadas no MATLAB/ SIMULINK®, onde foram implementados, o

modelo do motor e os três algoritmos estimadores de fluxo estatístico escolhidos para serem estudados e comparados.

Foram realizadas, primeiramente, simulações com o motor operando a 60 Hz, com tensões equilibradas e senoidais. Os três algoritmos apresentaram bons resultados, mostrando serem capazes de eliminar os problemas relacionados à integração do sinal da força contra eletromotriz. A mesma simulação foi repetida com tensões senoidais com frequência de 2 Hz, onde foi possível observar o comportamento dos algoritmos operando em frequências baixas, que é um ponto crítico para a estimativa do fluxo. Os três algoritmos, nesta simulação, apresentaram bons resultados em regime permanente porém, no transitório o primeiro e o segundo algoritmos apresentaram distorções em seus resultados, sendo que o segundo algoritmo foi o que apresentou as maiores distorções.

Afim de, efetuar testes mais próximos da realidade na qual os estimadores de fluxo operam nos controles de velocidade ajustável, um inversor PWM senoidal foi implementado na simulação e testes com tensões chaveadas a 60 Hz e 2 Hz também foram feitos. Alterações na estrutura do segundo algoritmo tiveram que ser feitas, acrescentando filtros passa baixas, para que o estimador funcionasse corretamente. Os três algoritmos apresentaram resultados semelhantes, considerando a média dos sinais obtidos com os mesmos, quando operavam a 60 Hz. Já nas simulações com tensões chaveadas a 2 Hz de frequência, o primeiro algoritmo apresentou resultados piores, com oscilações e erros maiores que os outros dois algoritmos. O conjugado estimado pelo primeiro algoritmo, como pode ser visto nos resultados de simulação, tinha seu valor abaixo do valor da carga aplicada ao eixo do motor. Isso aconteceu com o motor sendo alimentado pelos dois tipos de fontes, funcionando a 2 Hz. O terceiro algoritmo mostrou ser o melhor em frequências baixas, tanto para fonte senoidal quanto para

fonte PWM, confirmando o melhor desempenho do modelo de corrente, quando o motor opera em velocidades baixas.

Diante destas informações o projetista do controle poderá escolher o algoritmo que apresenta o menor custo computacional dos três para um motor que funcionará, predominantemente, em frequências altas, onde os três algoritmos operaram bem. Já para controles que serão projetados para motores que atuaram na maioria do tempo em baixas velocidades de operação do motor, o terceiro algoritmo é o mais eficiente, apesar de ter um custo computacional mais elevado.

Os três algoritmos podem ser usados na implementação de controles modernos de velocidade variável desenvolvidos para motores de indução trifásicos.

CAPÍTULO IV

IMPLEMENTAÇÃO DOS ALGORITMOS ESTIMADORES DE FLUXO NO DSP

4.1 Introdução

Objetivando iniciar a análise experimental dos algoritmos estimadores de fluxo o primeiro, o segundo e o terceiro algoritmos apresentados anteriormente foram programados para funcionarem em DSP. Detalhes da implementação dos mesmos serão apresentados no decorrer deste capítulo juntamente com as dificuldades encontradas para a programação dos mesmos. Neste capítulo os algoritmos foram preliminarmente testados utilizando um modelo do motor de indução trifásico desenvolvido para ser simulado no DSP. As correntes e tensões do MIT simulado no DSP foram usadas como parâmetro de entrada para os algoritmos estimadores fluxo. Resultados obtidos através do Code Composer® serão apresentados neste capítulo. O algoritmo baseado na utilização de FPA e integrador puro (algoritmo 2) não apresentou bons resultados quando programado no DSP de ponto fixo, portanto os resultados não são mostrados neste capítulo.

4.2 Digitalização dos estimadores de fluxo

Para a realização trabalho foi utilizado o kit DSP de ponto fixo TMS320F2812 da Texas Instruments, cujas principais características são:

- CPU de alto desempenho de 32 bits;
 - Memória flash de 128K;
 - 16 canais AD de 12 bits.
-

Os algoritmos, para poderem ser executados no DSP, tiveram que ser discretizados. O filtro passa baixas, usado no primeiro algoritmo, em Laplace, é representado por:

$$U = \frac{\omega_c}{\omega_c + s} I \quad (4.1)$$

onde U é a entrada, I é a saída e ω_c é a frequência de corte do filtro passa baixas.

Este filtro para ser digitalizado deve ser reescrito em forma de uma equação de diferenças através da transformada Z. Neste trabalho foi utilizado o método trapezoidal de transformação, onde o termo s da expressão do filtro é substituído pelo termo abaixo:

$$s = \frac{2}{T_s} \frac{z-1}{z+1} \quad (4.2)$$

A função de transferência do filtro passa baixas no domínio do tempo discreto é obtida substituindo a equação (4.2) em (4.1), obtendo:

$$U(z) = \frac{1}{1 + \frac{2}{\omega_0 T_s} \frac{z-1}{z+1}} I(z) = \frac{\frac{\omega_0 T_s}{2 + \omega_0 T_s} z + \frac{\omega_0 T_s}{2 + \omega_0 T_s}}{z - \frac{2 - \omega_0 T_s}{2 + \omega_0 T_s}} I(z) \quad (4.3)$$

A equação acima corresponde à seguinte equação de diferença:

$$U_{k+1} = \frac{\omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s} I_{k+1} + \frac{\omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s} I_k + \frac{2 - \omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s} U_k \quad (4.4)$$

onde U_{k+1} é o sinal filtrado, I_{k+1} é o sinal de entrada, I_k é o sinal de entrada na amostragem anterior, U_k é o sinal filtrado na amostragem anterior e T_s é o período de amostragem.

No primeiro algoritmo também é usado um filtro passa baixas com ganho unitário, como pode ser visto pela equação abaixo:

$$y = \frac{1}{\omega_c + s} x \quad (4.5)$$

Esta equação pode ser reescrita na forma discreta, pelo mesmo método citado anteriormente, como:

$$U_{k+1} = \frac{T_s}{2 + \omega_c T_s} I_{k+1} + \frac{\omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s} I_k + \frac{2 - \omega_c T_s}{2 + \omega_c T_s} U_k \quad (4.6)$$

Os demais cálculos necessários para execução do primeiro algoritmo podem ser realizados utilizando as funções contidas nas bibliotecas matemáticas e trigonométricas disponibilizadas para este DSP, e se tratam operações simples como: soma, subtração, divisão, multiplicação e arco-tangente.

O segundo algoritmo foi implementado no DSP, porém seus resultados divergiram, não sendo possível obter resultados experimentais do mesmo com o processador digital de sinais de ponto fixo utilizado.

No terceiro algoritmo é necessária a realização de uma integral pura, já que é necessário integrar a força contra eletromotriz para se obter o fluxo estatórico (modelo de tensão). Portanto a expressão do integrador em laplace $y = \frac{1}{s} x$ é representada no domínio do tempo discreto, pelo método trapezoidal, por:

$$U_{k+1} = U_k + \frac{T_s}{2} (I_k + I_{k+1}) \quad (4.7)$$

onde I_k é a força contra eletromotriz, que será integrada.

O modelo de corrente, que também é usado no terceiro algoritmo, pode ser escrito na forma discreta, na referência síncrona, conforme as equações (4.8) e (4.9).

$$\lambda_{dr}^i(k+1) = \frac{T_r}{T_r + T_s} \lambda_{dr}^i(k) + \frac{T_s}{T_r + T_s} i_{ds} \quad (4.8)$$

$$\lambda_{qr}^i = 0 \quad (4.9)$$

Os demais cálculos necessários ao algoritmo são efetuados normalmente utilizando as funções contidas nas bibliotecas para ponto fixo disponibilizadas para o DSP utilizado na pesquisa.

4.3 Modelo do motor implementado em DSP

No processo de implementação dos algoritmos para funcionarem no DSP, primeiramente, foi utilizada uma simulação do motor de indução trifásico desenvolvida pela equipe de desenvolvedores da Texas Instruments para que se pudesse programar, testar e aperfeiçoar os estimadores antes de serem feitos testes reais de bancada. Portanto ao invés das correntes e tensões, do motor de indução, serem adquiridas de um motor real, através do conversor A/D, primeiramente, elas foram adquiridas do modelo $dq0$, discreto e em PU do MIT sendo executado dentro do DSP em tempo real.

O motor foi modelado no referencial estacionário e discretizado pelo método trapezoidal. A figura abaixo representa o modelo do MIT mostrando as entradas e as saídas do modelo em PU.

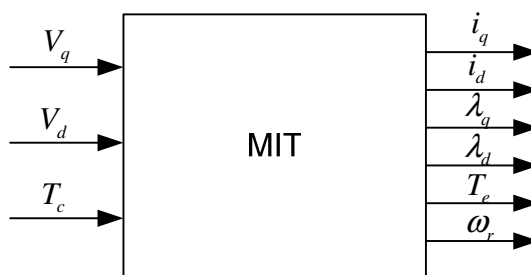


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do motor simulado no DSP.

Usar a simulação do motor para testar os algoritmos antes de usar o motor real apresenta grandes vantagens, pois permite que sejam corrigidos erros de programação e ajustar parâmetros do controlador PI, o que é uma tarefa que exige bastante tempo e paciência. Após serem feitos testes que indicam o funcionamento dos algoritmos

digitalizados, a transição para a bancada experimental, usando o motor real, exige apenas pequenas modificações no programa.

4.4 Implementação digital dos algoritmos em DSP

O modelo do motor de indução está em PU, portando os fluxos estimados foram calculados também em PU, respeitando os limites de representação numérica do DSP e facilitando a obtenção do valor em Wb , bastando apenas multiplicar o valor em PU pela base adotada. Os valores de base usados no programa para a tensão, corrente, conjugado, fluxo, frequência são:

$$V_b = 600 \text{ V};$$

$$I_b = 10 \text{ A};$$

$$T_b = 11,9 \text{ N.m};$$

$$\lambda_b = 1,93816089 \text{ Wb};$$

$$f_b = 60 \text{ Hz}.$$

A especificação destes valores se baseou no dimensionamento das placas de aquisição dos sinais necessários ao algoritmo para a implementação do protótipo usado nos experimentos. Por exemplo, a placa de aquisição da tensão do barramento C.C do inversor de potência, foi dimensionada para ler uma tensão máxima de 600 V no barramento C.C. Um ganho é dado a este sinal, afim de, respeitar os limites de tensão do conversor A/D do DSP. Portanto a base da tensão é a tensão máxima que a placa de aquisição pode ler. O valor de base da corrente foi estipulado da mesma forma, o conjugado de base tem o valor nominal da máquina e o fluxo de base é calculado pela seguinte expressão:

$$\lambda_b = L_m \cdot I_b \quad (4.10)$$

Maiores detalhes a respeito da aquisição dos sinais e dos hardwares utilizados na bancada experimental serão mostrados no próximo capítulo.

Os parâmetros da máquina simulada no DSP foram configurados para serem iguais aos da máquina presente na bancada experimental. Trata-se do motor de indução de 3 C.V., 4 polos, trifásico, conforme mencionado no capítulo 3. Os parâmetros obtidos com ensaios do MIT real são:

$$R_s = 2,85 \, \Omega;$$

$$R_r = 2,6381 \, \Omega;$$

$$L_s = 0,2201428 \, \text{H};$$

$$L_r = 0,2201428 \, \text{H};$$

$$L_m = 0,2131977 \, \text{H}.$$

Como os parâmetros da máquina e os valores de base das grandezas em PU foram regulados conforme as características da bancada experimental montada no laboratório, basta alguns pequenos ajustes para os algoritmos passarem a estimar o fluxo da máquina real, utilizando como parâmetros de entrada as correntes e tensões do motor real.

4.4 Discriminação dos diagramas de blocos dos estimadores de fluxo estatórico

Os algoritmos foram programados em linguagem C e todas as operações são executadas sequencialmente dentro da interrupção do TIMER1, não possuindo execução condicional.

Todas as variáveis usadas no programa estão em ponto fixo, no formato Q24, sendo possível representar números de -128 a $128 \cdot 2^{-24}$, garantindo uma boa precisão numérica, já que a resolução para este formato é bastante pequena, pois possui 24 bits para números fracionários.

Como as grandezas utilizadas nos algoritmos estão todas em PU, o valor das mesmas não ultrapassa os limites máximos de representatividade do formato Q24.

Para facilitar o entendimento os algoritmos foram divididos em três partes principais:

- Execução do modelo do motor de indução;
- Estimação dos fluxos estatóricos dq e cálculo do ângulo do fluxo estatórico;
- Estimação do conjugado eletromagnético através do fluxo estimado;

As equações usadas para o cálculo da força contra eletromotriz $d q$, do ângulo de fase do fluxo, do conjugado eletromagnético foram usadas conforme apresentadas no capítulo 3.

A figura 4.1 representa em forma de diagrama de blocos as principais etapas do primeiro algoritmo estimador de fluxo apresentado no capítulo 2.

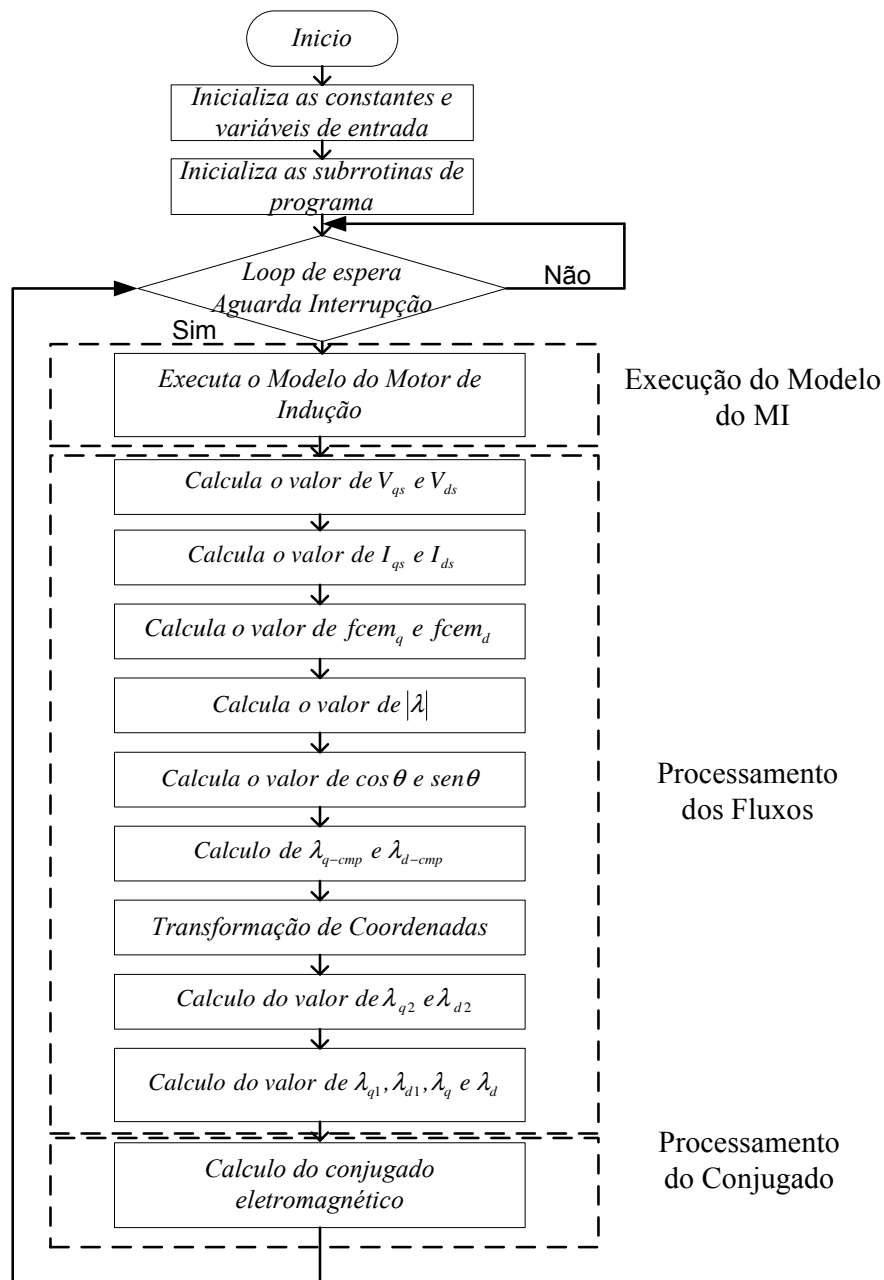


Figura 4.1 – Diagrama de blocos do algoritmo estimador de fluxo baseado em FFB

O diagrama de blocos do programa em DSP, do algoritmo baseado no modelo de tensão e corrente, apresentado no capítulo 2, pode ser visualizado pela figura 4.2.

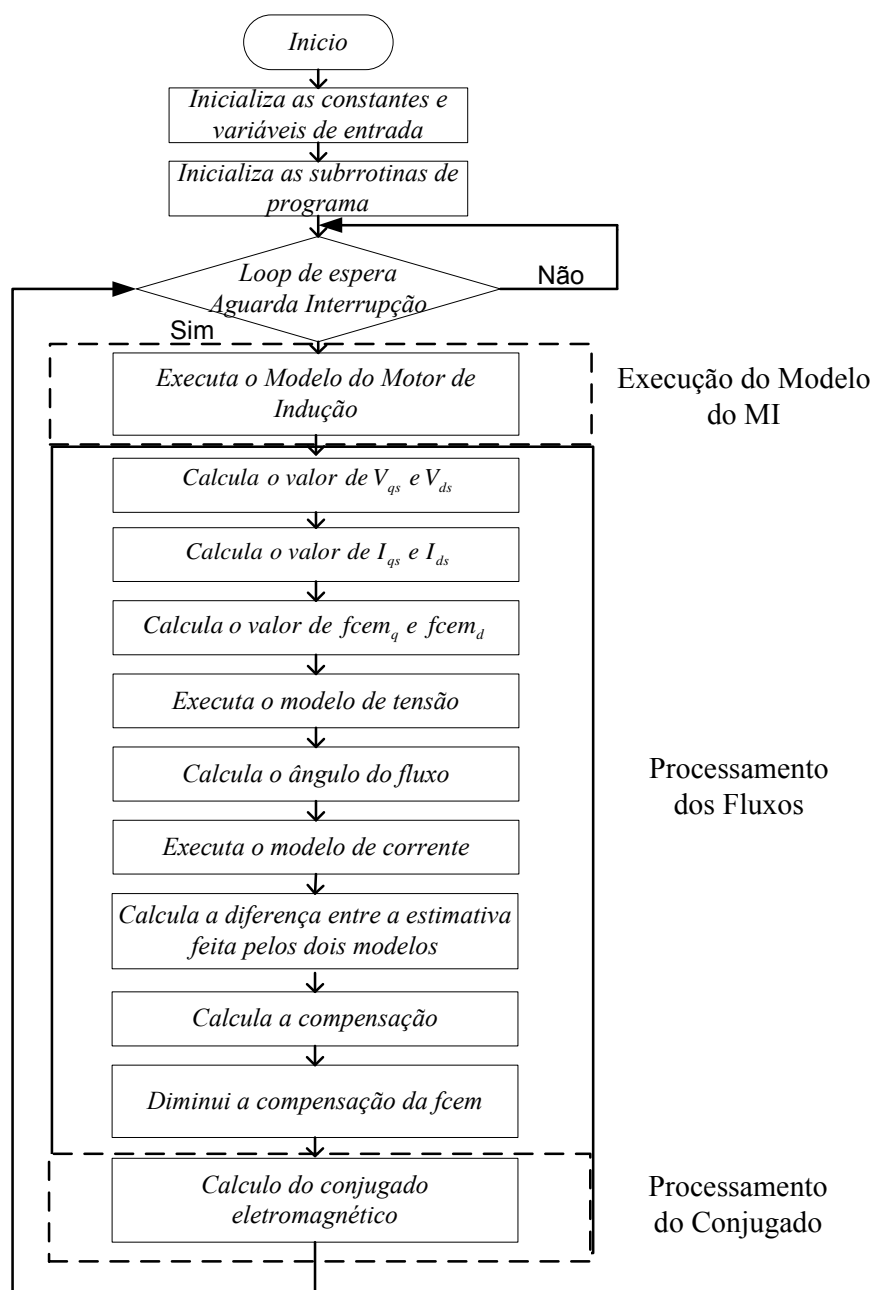


Figura 4.2 – Diagrama de blocos do algoritmo estimador de fluxo baseado nos modelos de tensão e corrente.

Os cálculos são efetuados usando as funções matemáticas e trigonométricas desenvolvidas para ponto fixo e disponibilizadas pela Texas Instruments.

A tabela 4.1 apresenta as principais funções para ponto fixo utilizadas nos programas. Soma e subtração são feitas de maneira normal através da utilização dos símbolos (+,-).

<u>Função Q24</u>	<u>Executa</u>
_IQmpy(A,B)	A*B
_IQdiv(A,B)	A/B
_IQatan2PU(A,B)	Ângulo
_IQmag(A,B)	Módulo
_IQsqrt(A)	Raiz quadrada de A
_IQsin(A)	Seno de A
_IQcos(A)	Coseno de A

Tabela 4.1 – Principais funções aritméticas e trigonométricas usadas nos programas.

Os dois algoritmos utilizam um controlador PI em sua estrutura. Foi usada a função PI desenvolvida e disponibilizada pela Texas Instruments. Os parâmetros K_p e K_i foram sintonizados para cada um dos algoritmos de acordo com os valores mostrados no capítulo 2.

4.5 Resultados obtidos através da simulação no DSP

Os estimadores foram programados para funcionar em paralelo, estimando o fluxo estatórico simultaneamente em todas as situações de operação do MIT, podendo desta maneira efetuar comparações entre o desempenho dos dois algoritmos programados em DSP, estimando o fluxo em diferentes velocidades de operação do MIT.

Os testes nesta etapa foram feitos em regime permanente, para diferentes velocidades da máquina de indução simulada.

As figuras 4.3 e 4.4 mostram as curvas do fluxo estatórico d em PU e as fases estimadas pelos dois algoritmos para o motor operando a 12 Hz.

Pode ser observado que o funcionamento dos algoritmos com o motor a 12Hz foi semelhante para os dois estimadores, tendo apenas uma pequena diferença no ângulo fase do fluxo estimado pelos dois algoritmos.

O valor do fluxo em Wb pode ser facilmente encontrado pela seguinte expressão:

$$Fluxo_{wb} = \lambda_b \cdot \lambda_{PU} \quad (4.12)$$

A amplitude do fluxo está coerente com o valor esperado, já que o motor esta operando respeitando a relação V/F , e o fluxo está em torno de 0.82 Wb que é a amplitude nominal.

Todas as figuras nesta sessão mostram no canal 3, curva mais acima presente nas figuras, o resultado proveniente do algoritmo 1, e o canal 4, curva mais abaixo nas figuras, o resultado dado pelo algoritmo 3.

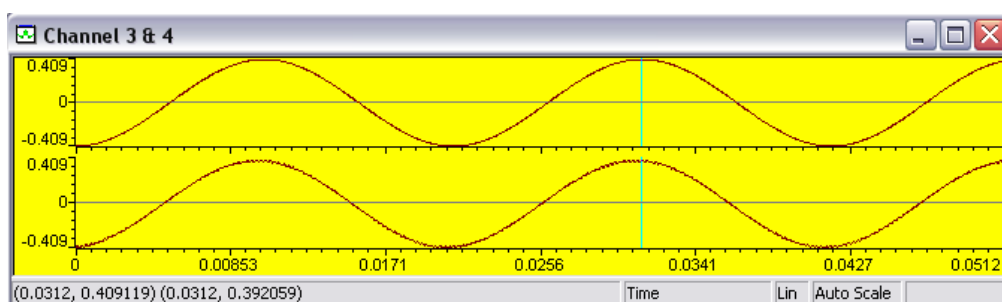


Figura 4.3 – Fluxo estatórico d em PU estimado pelo terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.2 PU de velocidade e 0.1 PU de tensão.

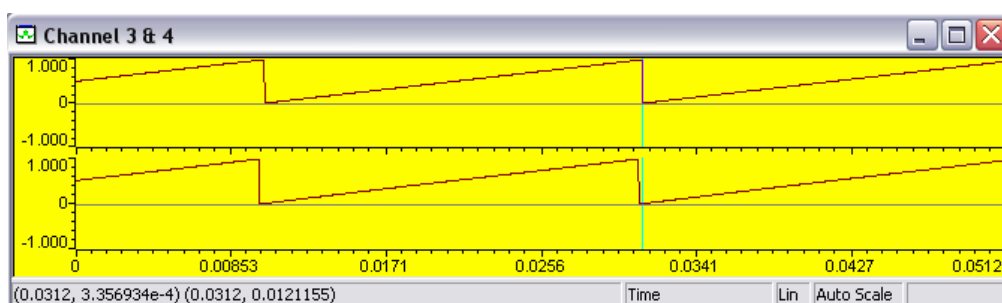


Figura 4.4 – Ângulo de fase do terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.2 PU de velocidade e 0.1 PU de tensão.

As figuras 4.5 e 4.6 mostram a componente do fluxo estatórico d e o ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelos dois algoritmos para o motor operando em 0.5 PU de velocidade, o que corresponde a 30 Hz de frequência no campo girante.

Os resultados obtidos pelos algoritmos, como pode ser visto pelas figuras, são muito semelhantes, tendo uma pequena diferença na amplitude do fluxo estimado. O fluxo encontra-se novamente em torno de 0.82 Wb, que é o valor esperado.

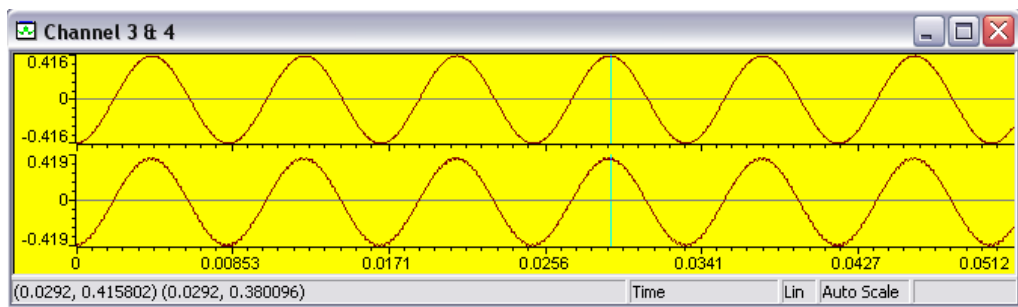


Figura 4.5 – Fluxo estático d em PU estimado pelo terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.5 PU de velocidade e 0.25 PU de tensão.

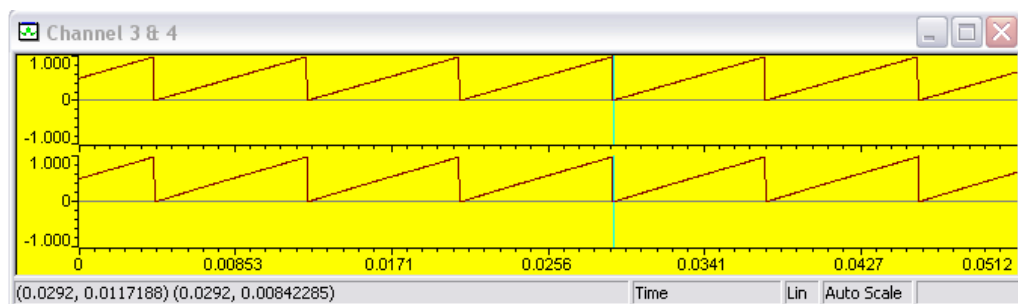


Figura 4.6 - Ângulo de fase do terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.5 PU de velocidade e 0.25 PU de tensão.

Nas figuras 4.7 e 4.8 são mostrados os resultados para os algoritmos operando em velocidade próxima a nominal do motor, em torno de 1720 *rpm*. Os resultados estão coerentes com os valores esperados e novamente uma pequena diferença na amplitude do fluxo estimado pelos dois algoritmos foi observada.

Na figura 4.9 pode ser vista a força contra eletromotriz no referencial estático nos eixos d e q para o motor operando próximo da velocidade nominal. Seu valor encontra-se em 0.5 PU, respeitando as especificações do motor simulado, para uma velocidade de operação do motor próxima a nominal.

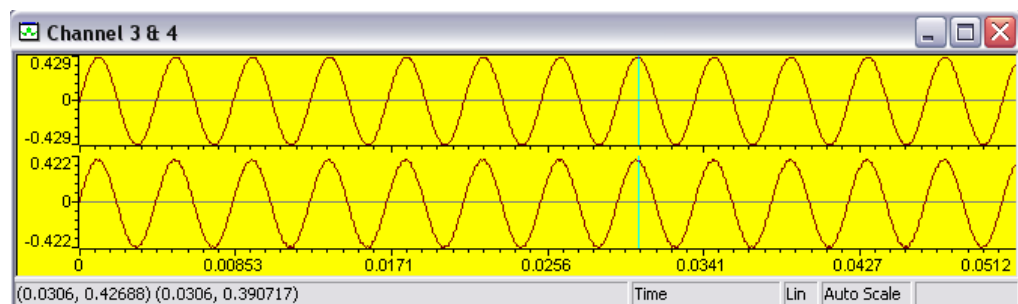


Figura 4.7 – Fluxo estático d em PU estimado pelo terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.97 PU de velocidade e 0.5 PU de tensão.

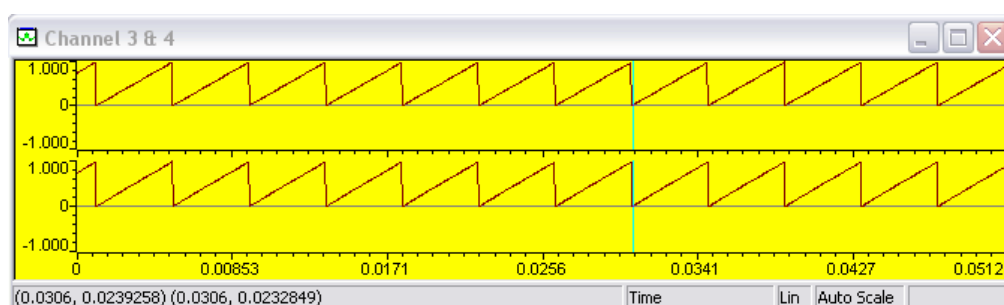


Figura 4.8 - Ângulo de fase do terceiro e primeiro algoritmos para o motor em 0.97 PU de velocidade e 0.5 PU de tensão.

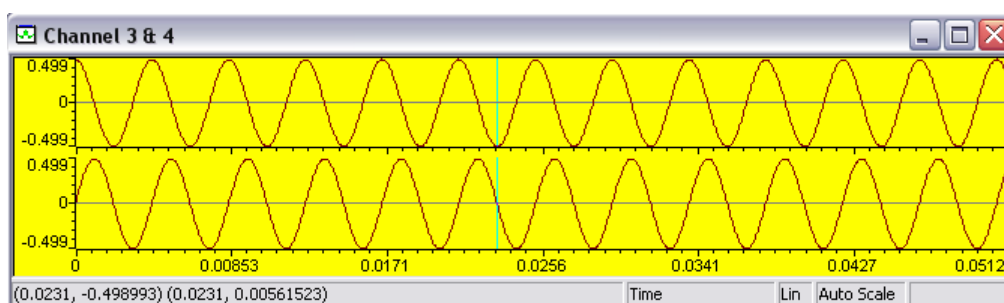


Figura 4.9 – Força contra eletromotriz nos eixos dq para o motor operando em 0.97 PU de velocidade e 0.5 PU de tensão.

4.6 Conclusão

Neste capítulo foram apresentados os algoritmos estimadores de fluxo 1 e 3 programados para funcionar em um DSP. As variáveis necessárias aos algoritmos foram passadas para PU para adequar as características do DSP utilizado. O funcionamento dos algoritmos foi verificado através de uma simulação do motor de indução trifásico programada no DSP, o que permitiu sintonizar os PIs dos algoritmos e comparar o funcionamento dos mesmos em diferentes velocidade de operação do MIT simulado. Esta etapa do trabalho foi muito importante, pois permitiu uma grande facilidade em fazer diversos testes em um curto espaço de tempo, facilitando a programação e correção dos algoritmos e sintonização dos parâmetros dos mesmos.

Os resultados obtidos e mostrados neste capítulo mostram que os algoritmos 1 e 3 têm em bom funcionamento operando em DSP, apresentando pequenas diferenças de magnitude e fase principalmente em velocidades baixas do motor simulado. Já o algoritmo 2, não

apresentou resultados próximos aos que deveriam ser, e por isso os resultados não foram apresentados no capítulo, ficando apenas a análise através de simulação do comportamento do mesmo feita no capítulo 3.

No próximo capítulo serão apresentadas, a bancada experimental montada no laboratório, e a descrição do hardware utilizado para obtenção dos resultados experimentais, utilizando o motor real, juntamente com os resultados experimentais obtidos através de ensaios na bancada.

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

No decorrer deste capítulo serão apresentados os resultados experimentais dos dois algoritmos estimadores de fluxo programados no DSP. Resultados de simulação são acrescentados para verificação da resposta obtida com experimentos em bancada.

O motor operou em malha aberta, assim como na simulação, em todos os ensaios feitos no protótipo montado. A alimentação do motor foi feita com um inversor PWM trifásico da Semikron e os pulsos de *gate* aplicados ao inversor de frequência foram gerados no DSP e amplificados para atingirem o valor necessário para disparar os *IGBT's* contidos nos braços do inversor.

Os resultados experimentais foram obtidos com a utilização do Labview® e uma placa de aquisição de sinais da National Instruments®. Após ser feita a aquisição dos pontos das curvas que se deseja visualizar, os resultados experimentais foram plotados no Matlab e serão apresentados no decorrer do capítulo.

5.2 Aspectos gerais do protótipo

Uma visão geral dos elementos que compõem o protótipo montado no laboratório pode ser visto na figura 5.1.

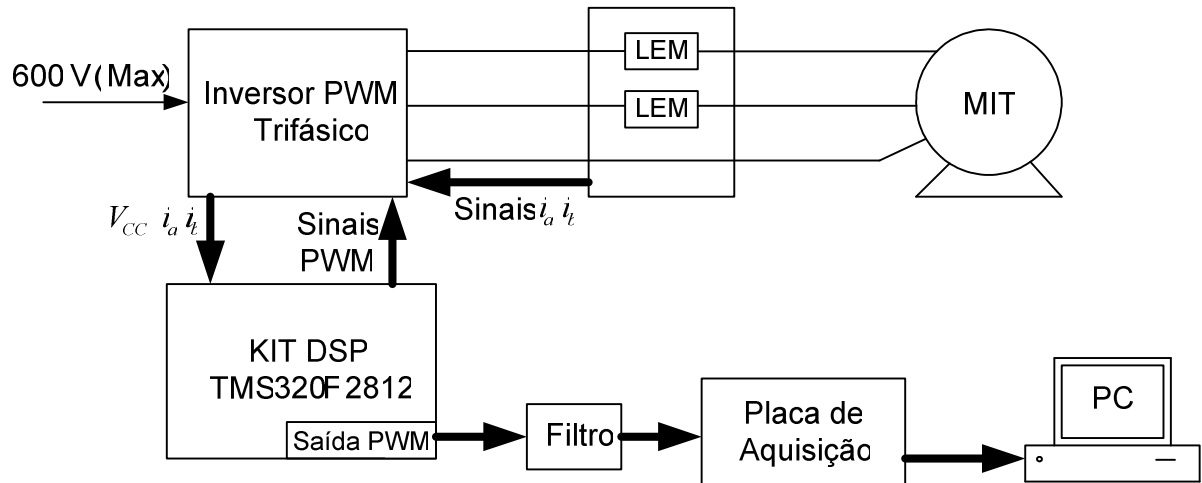


Figura 5.1 – Visão geral da bancada experimental.

O inversor usado foi produzido pela Semikron, possui um retificador trifásico, 4 braços, sendo 3 usados para as fases A, B e C, que alimentam o motor, e um braço para o *chopper* (regeneração).

Para gerar os pulsos PWM que disparam as chaves do inversor foi utilizado a modulação *space vector*, onde, através do índice de modulação, é possível aumentar ou diminuir a tensão média aplicada nas fases do motor.

O motor utilizado na bancada foi ligado em estrela sendo assim, foi necessário ler apenas duas das três correntes de fase, e através das mesmas, calcular a terceira corrente pela expressão (5.1). Esta estratégia permite economizar um sensor de corrente, reduzindo custos na montagem do experimento.

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (5.1)$$

Já para adquirir as três tensões necessárias aos algoritmos foi lido o link C.C. e através das variáveis de chaveamento as três tensões de fase foram reconstruídas dentro do DSP pelas seguintes equações:

$$V_a = V_{C.C} \left(\frac{2}{3} S_1 - \frac{1}{3} S_2 - \frac{1}{3} S_3 \right) \quad (5.2)$$

$$V_b = V_{C.C} \left(\frac{2}{3} S_2 - \frac{1}{3} S_1 - \frac{1}{3} S_3 \right) \quad (5.3)$$

$$V_c = V_{C.C} \left(\frac{2}{3} S_3 - \frac{1}{3} S_1 - \frac{1}{3} S_2 \right) \quad (5.4)$$

onde S_1 , S_2 , S_3 são os vetores de chaveamento do inversor PWM.

Para obter amostras de dois sinais de corrente e o sinal de tensão no link C.C. foram utilizados sensores da marca *LEM®*. Os sensores de corrente não interrompem o circuito da máquina porque são capazes de perceber a corrente induzida por efeito *hall*. Estes sensores apresentam excelente precisão, boa linearidade, baixo tempo de reposta e alta imunidade a interferências externas. Já, para a medição da tensão do link C.C., utiliza-se um divisor de tensão resistivo.

5.3 Aquisição de sinais

O DSP TMS320F2812 possui 16 entradas de conversão analógica para digital (A/D). Para o desenvolvimento deste trabalho foi necessário utilizar três das 16 entradas do A/D, sendo que, um foi usado para ler o link C.C. do conversor de potência, e dois foram usados para ler duas das três correntes de fase do motor ligado em estrela.

Os sinais lidos foram condicionados para assumirem valores que respeitam as características da entrada do A/D. A entrada do A/D é projetada para receber sinais que variam entre 0 e 3 V, portanto os sinais lidos das duas correntes e do link C.C. passaram por um condicionamento de sinal para ficarem dentro do limite de tensão que a entrada do A/D foi projetada para receber.

5.4 Aquisição dos resultados experimentais

O protótipo montado no laboratório não possui placa de conversão digital para analógico (D/A). Para que fosse possível ler os resultados obtidos com o uso do DSP tiveram que ser configuradas três saídas PWM para que fosse possível ler pelo menos três sinais simultaneamente. As saídas PWM tiveram que ser filtradas antes de serem adquiridas para o computador pela placa de aquisição de dados. Após serem adquiridos os pontos das curvas desejadas, os gráficos foram plotados no Matlab®. Como só foi possível configurar três saídas PWM diversos testes tiveram que ser feitos para que fosse possível obter todas as curvas desejadas.

5.5 Resultados experimentais

O primeiro algoritmo foi implementado utilizando um kit DSP: ADMC401 no trabalho desenvolvido em [20]. O algoritmo foi testado em um motor de 2 C.V., 4 pólos, funcionando com frequência fixada em 60Hz, alimentado com tensões senoidais, para averiguar seu funcionamento em regime permanente e com transitórios de carga no eixo do MIT. Um motor de corrente contínua de 1 C.V., operando como gerador, foi utilizado para implementar a carga aplicada ao eixo do MIT. As correntes e tensões do MIT foram obtidas através de sensores de efeito “*hall*” ligados às três fases do motor.

A figura 5.2 mostra, respectivamente, o módulo do fluxo estimado, o módulo da corrente estatórica, o módulo do conjugado estimado, e o conjugado de carga, obtidos com o protótipo desenvolvido. Comparando estes resultados com os apresentados pela figura 5.3 pode ser visto que eles estão coerentes com os resultados obtidos através da simulação. Devido à escala grande das figuras 5.2 e 5.3 a variação do módulo do fluxo estatórico estimado fica quase imperceptível.

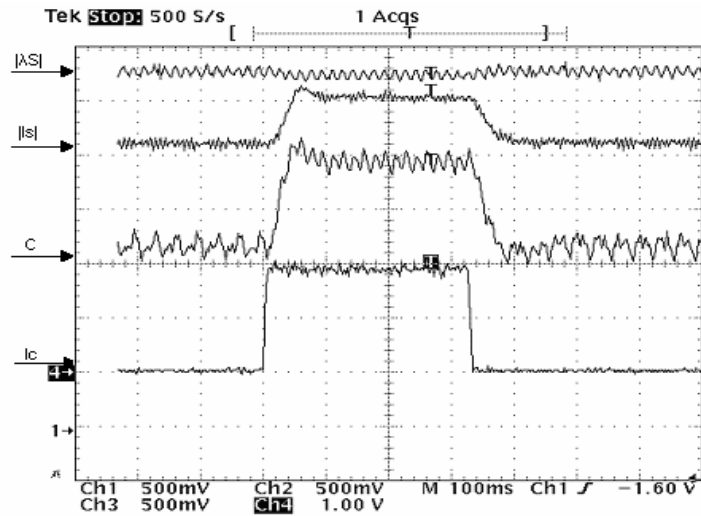


Figura 5.2 – . Módulo do fluxo estimado, Módulo da corrente estatórica, Conjugado estimado, Conjugado de carga [20].

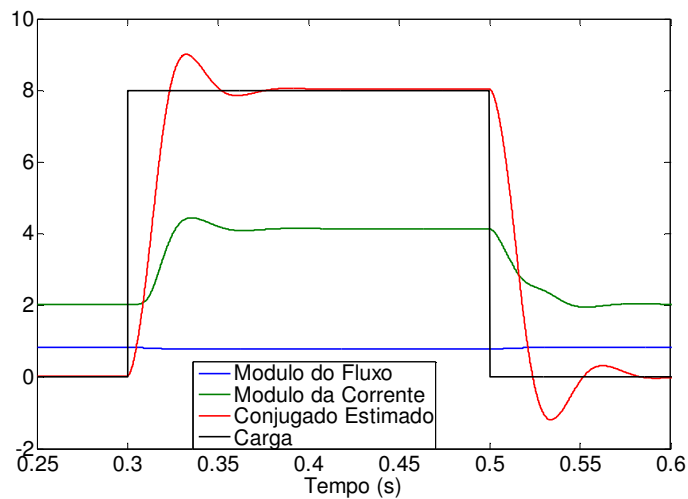


Figura 5.3 – Módulo do fluxo estimado, Módulo da corrente estatórica, Conjugado estimado, Conjugado de carga [20].

No presente trabalho, conforme mencionado anteriormente, os experimentos foram feitos utilizando um inversor de frequência para alimentar o MIT, já que a estimativa de fluxo é utilizada principalmente em controles que dependem do uso de inversores de frequência, para que se possa variar a velocidade do eixo do motor e controlar o conjugado eletromagnético. Os dois algoritmos programados para rodarem no DSP TMS320F2812, algoritmos 1 e 3, foram testados no protótipo construído no laboratório.

Os testes experimentais foram feitos em duas frequências de operação do MIT, primeiramente a 20 Hz e posteriormente a 60 Hz.

5.5.1 Resultados experimentais com o motor operando a 20 Hz

Os estimadores não puderam ser testados paralelamente, pois a memória do DSP não comportou os dois estimadores em um mesmo programa, quando este foi adaptado para funcionar com o motor de indução real. Portanto, o mesmo teste teve que ser feito separadamente para cada um dos dois algoritmos.

A figura 5.4 mostra a tensão presente no link C.C. para todos os testes feitos com o motor operando a 20 Hz. Para saber o valor real, em volts, do link C.C., basta usar a seguinte expressão:

$$V_{real} = V_{lido} \cdot \frac{1000}{15} \quad (5.5)$$

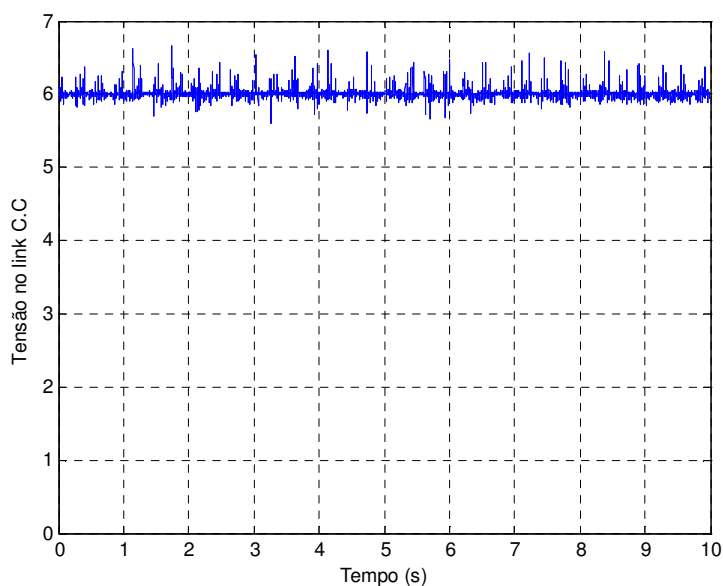


Figura 5.4 – Tensão no link C.C.

A tensão aplicada nas fases do MIT para a obtenção dos resultados que serão mostrados nas próximas figuras tem o valor de 66 V, portanto é esperando um fluxo estimado de aproximadamente 90% do nominal, ou seja, 0.73 Wb. Os resultados dos fluxos estimados, obtidos com os testes experimentais, que serão mostrados nas figuras deste capítulo, foram configurados de forma que se multiplicados pelo fluxo nominal em Wb (0.82 Wb) o respectivo

valor em Wb será encontrado. A figura 5.5 mostra as correntes em amperes nas fases do motor.

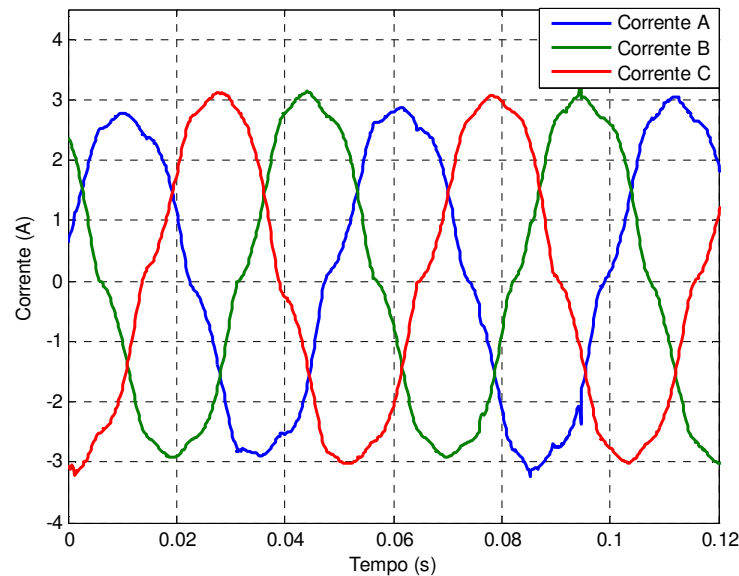


Figura 5.5 – Correntes de fase na máquina.

Os fluxos estatóricos nos eixos d q estimados pelo algoritmo 1 podem ser visualizados pela figura 5.6. O módulo e o ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1 podem ser vistos, respectivamente, pelas figuras 5.7 e 5.8. Pelo valor do módulo podemos observar que nesta situação o fluxo estimado tem seu valor de magnitude um pouco abaixo do esperado, em torno de 88.94% do fluxo nominal, e o esperado era 90% do fluxo nominal.

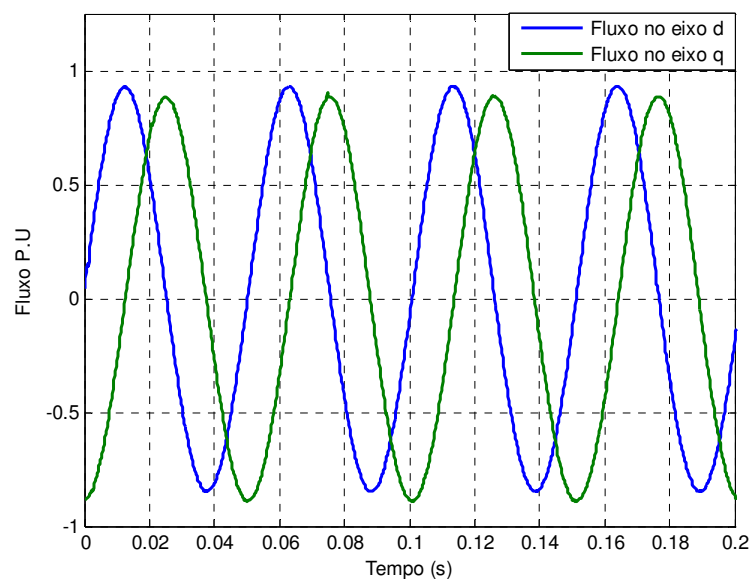


Figura 5.6 – Fluxos estatóricos d q estimados pelo algoritmo 1

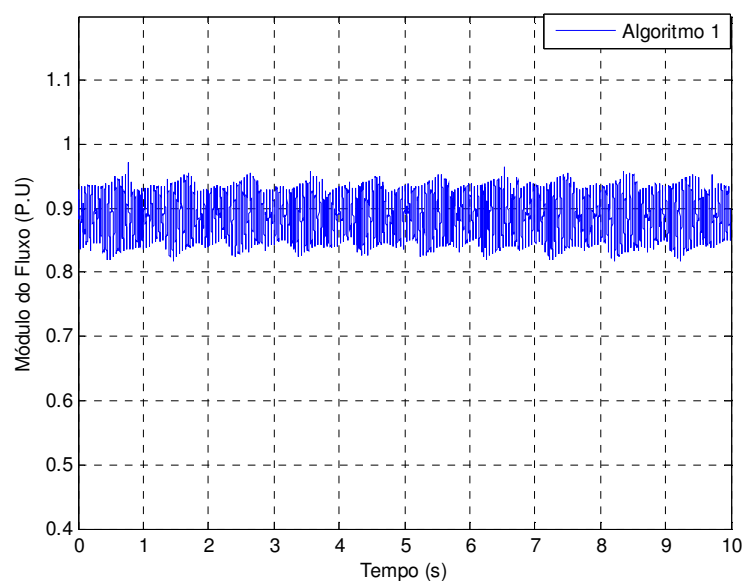


Figura 5.7 – Módulo do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1

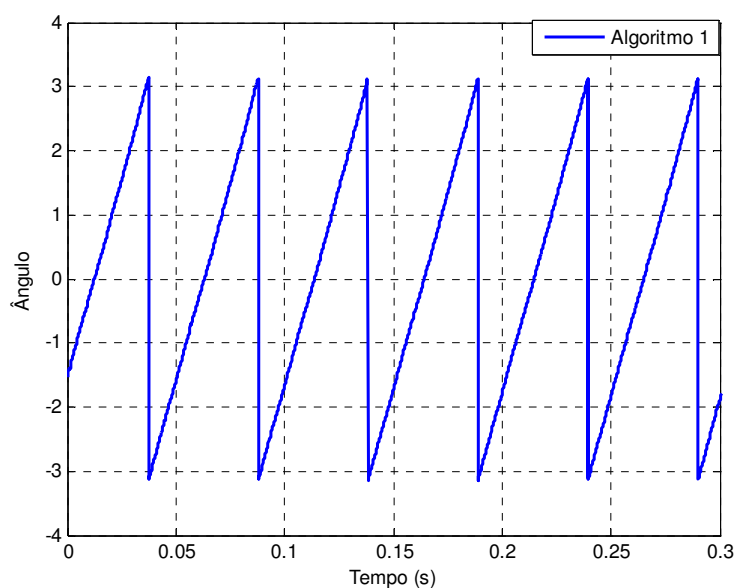


Figura 5.8 – Ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1

O diagrama de fase do fluxo estimado pelo algoritmo 1 para 20 Hz pode ser visto na figura 5.9.

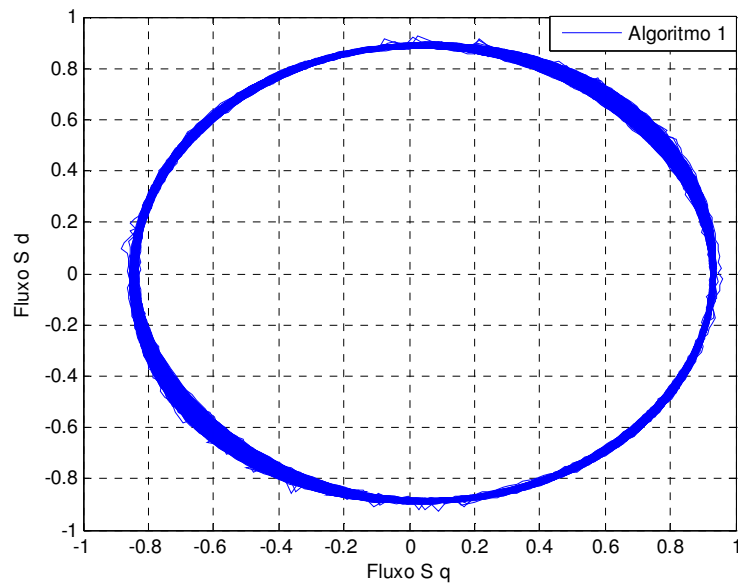


Figura 5.9 – Diagrama de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1

A figura 5.10 mostra os fluxos estatóricos nos eixos d q estimados pelo algoritmo 3. Pode ser visto, comparando com os resultados da figura 5.6, que este estimador não apresentou o pequeno *offset* presente no eixo d do fluxo estimado pelo algoritmo 1.

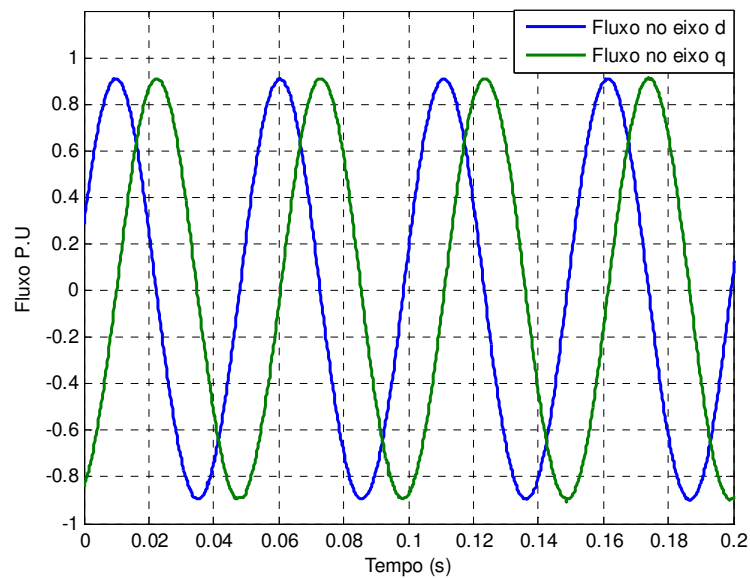


Figura 5.10 – Fluxos estatóricos nos eixos d q estimados pelo algoritmo 3

A figuras 5.11, 5.12, 5.13 mostram, respectivamente, o módulo do fluxo estatórico, o ângulo de fase do fluxo estatórico e o diagrama de fase do fluxo estatórico estimados pelo algoritmo 3. Fazendo a média dos pontos que compõem a curva do módulo do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3 é visto que a magnitude do fluxo oscila em torno de 90,11% do fluxo nominal, que é um valor bem próximo ao esperado, que é 90%.

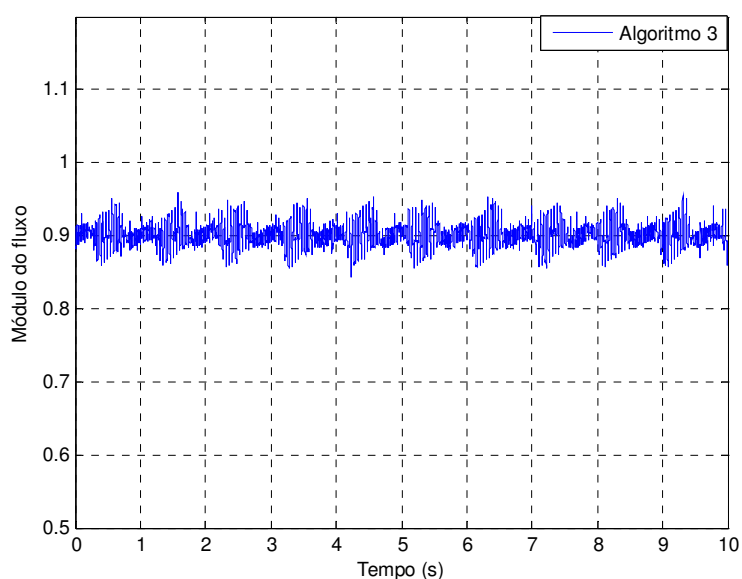


Figura 5.11 – Módulo do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3

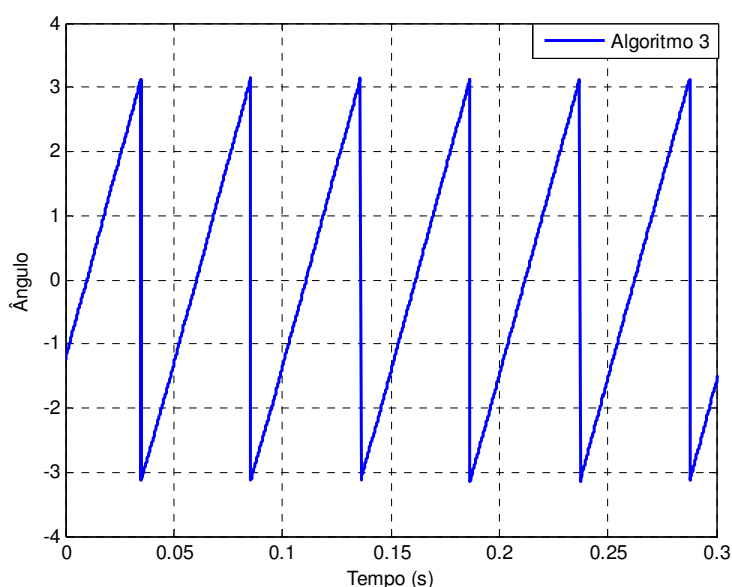


Figura 5.12 – Ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3

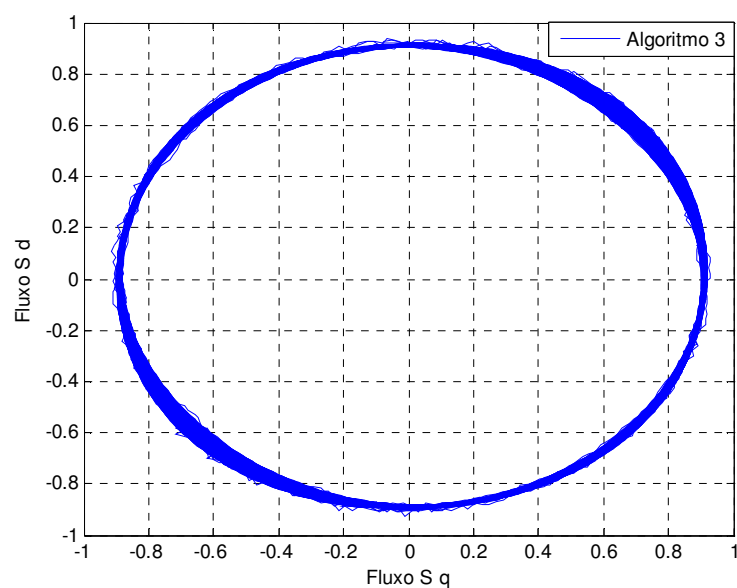


Figura 5.13 – Diagrama de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3

A figura 5.14 apresenta uma comparação entre a estimativa do fluxo estatórico dos dois algoritmos para o motor operando a 20 Hz com diferentes tensões aplicadas nas fases do mesmo.

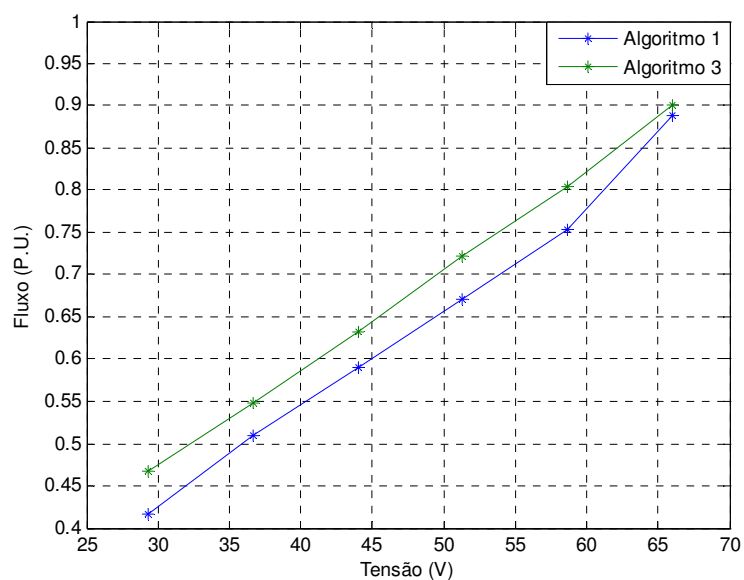


Figura 5.14 – Análise comparativa entre a estimativa dos algoritmos 1 e 3 para a frequência de 20 Hz com tensões diferentes alimentando o MIT (experimental)

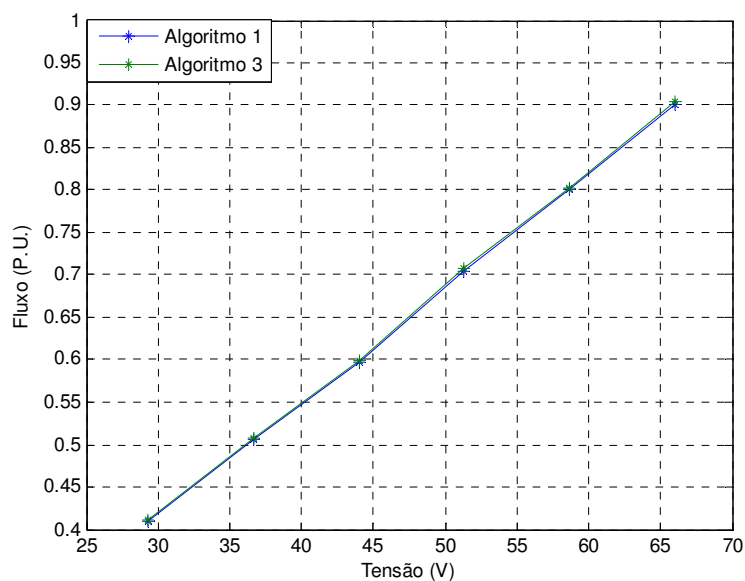


Figura 5.15 – Análise comparativa entre a estimativa dos algoritmos 1 e 3 para a frequência de 20 Hz com tensões diferentes alimentando o MIT (simulação)

As tabelas 5.1 e 5.2 apresentam os pontos obtidos para plotar os gráficos da figura 5.14 e 5.15. Nestas tabelas podem ser vistos os resultados obtidos com os estimadores com o motor sendo alimentado com tensões diferentes e com a frequência fixada em 20 Hz. Foram feitos seis ensaios com tensões diferentes tanto na bancada quanto nas simulações. Os valores dos fluxos presentes na tabela estão em porcentagem do fluxo nominal.

Pontos	Frequência	Tensão de fase	Fluxo estimado pelo algoritmo 1	Fluxo estimado pelo algoritmo 3	Fluxo esperado
1	20 Hz	29.33 V	0.4115	0.4682	0.4
2	20Hz	36.66 V	0.5020	0.5478	0.5
3	20 Hz	43.99 V	0.5837	0.6326	0.6
4	20 Hz	51.33 V	0.6640	0.7218	0.7
5	20 Hz	58.66 V	0.7468	0.8039	0.8
6	20 Hz	65.98 V	0.8894	0.9011	0.9

Tabela 5.1 – Resultados obtidos com testes experimentais com o motor a 20 Hz e variando a tensão nas fases do motor

Pontos	Frequência	Tensão de fase	Fluxo estimado pelo algoritmo 1	Fluxo estimado pelo algoritmo 3	Fluxo esperado
1	20 Hz	29.33 V	0.4097	0.4109	0.4
2	20Hz	36.66 V	0.5056	0.5073	0.5
3	20 Hz	43.99 V	0.5971	0.5994	0.6
4	20 Hz	51.33 V	0.7044	0.7071	0.7
5	20 Hz	58.66 V	0.8003	0.8033	0.8
6	20 Hz	65.98 V	0.9004	0.9036	0.9

Tabela 5.1 – Resultados obtidos com simulações com o motor operando a 20 Hz e variando a tensão nas fases do motor.

5.5.2 Resultados experimentais com o motor operando a 60 Hz

A figura 5.16 mostra o valor do link C.C. para todos os experimentos deste tópico. O valor mostrado no gráfico equivale a 540 V no link C.C., conforme a equação (5.5).

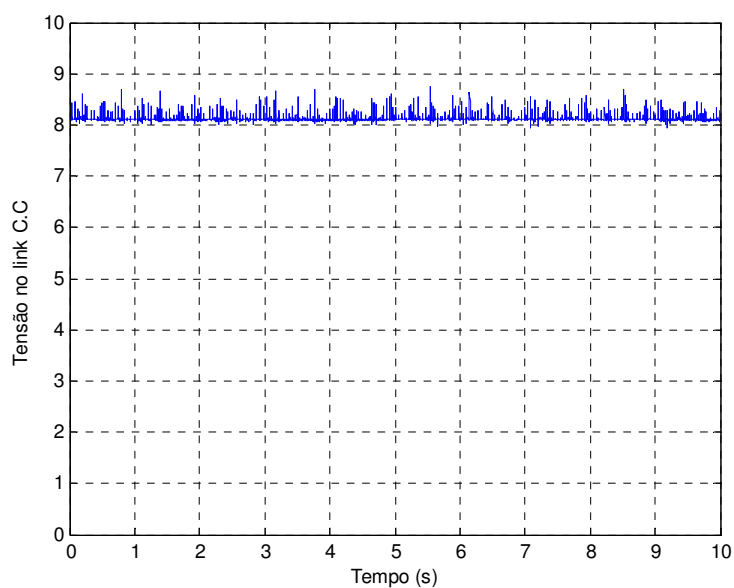


Figura 5.16 – Tensão no link C.C.

As correntes nas fases do MIT podem ser visualizadas na figura 5.17. A figura 5.18 mostra o fluxo estimado pelo algoritmo 1 para uma tensão de 176 V *rms* por fase. Para esta tensão e frequência o fluxo na máquina deve estar em torno de 80% do nominal, ou seja, em torno de 0.65 Wb para o motor usado no experimento.

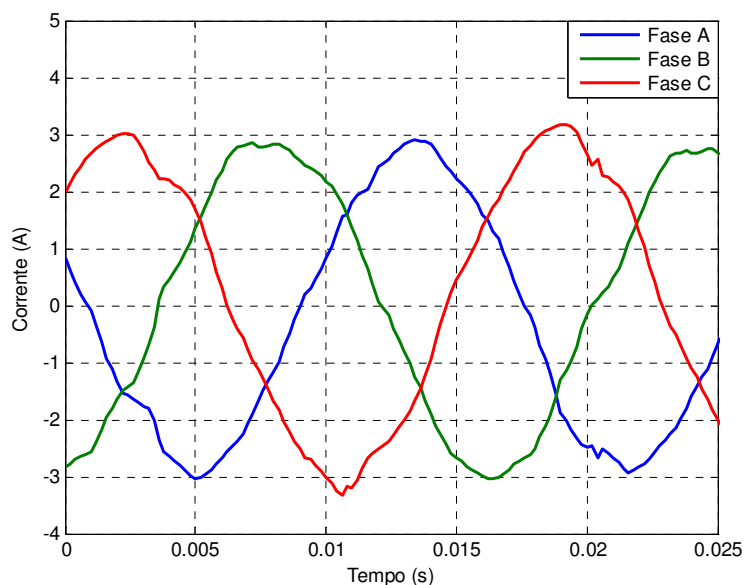


Figura 5.17 – Correntes de fase na máquina

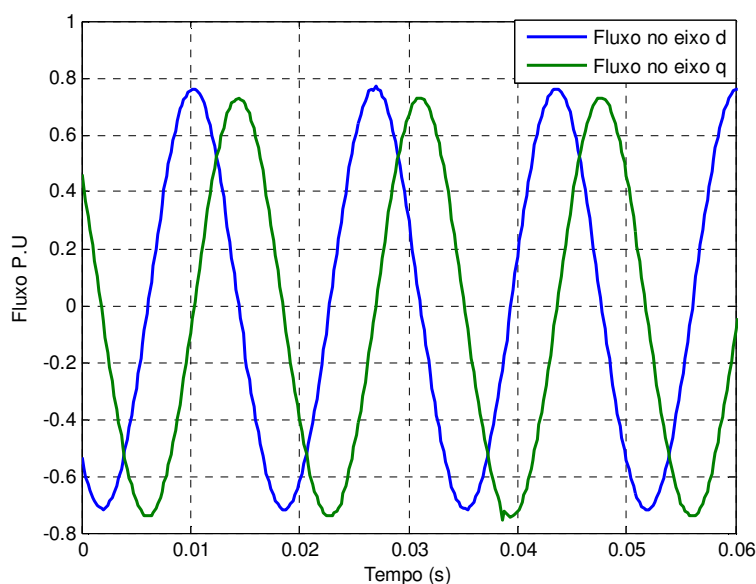


Figura 5.18 – Fluxos estáticos nos eixos *d q* estimados pelo algoritmo 1

O módulo e o ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1 podem ser vistos, respectivamente, pelas figuras 5.19 e 5.20. Pelo valor do módulo podemos observar que nesta situação o fluxo estimado tem seu valor de magnitude um pouco abaixo do esperado, em torno de 73.78% do fluxo nominal, e o esperado era 80% do fluxo nominal.

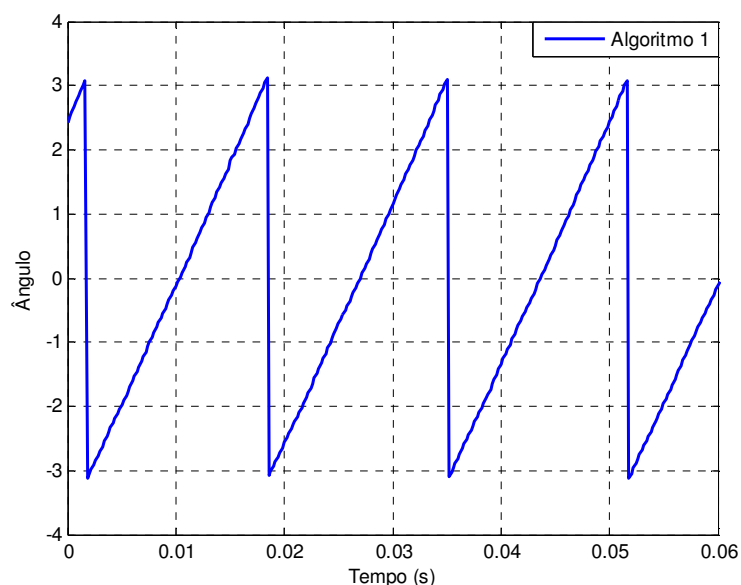


Figura 5.19 – Ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1

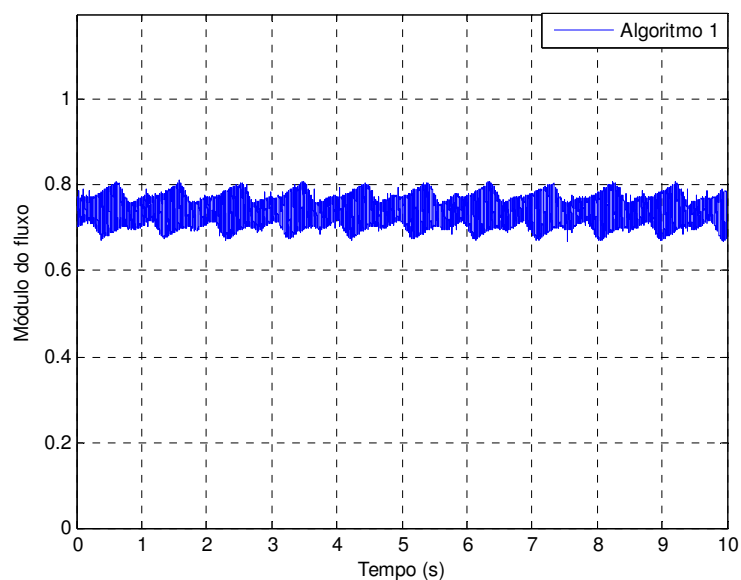


Figura 5.20 – Módulo do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1

O diagrama de fase do fluxo estimado pelo algoritmo 1 para 60 Hz e tensão nas fases de 176 V *rms* pode ser visto na figura 5.21.

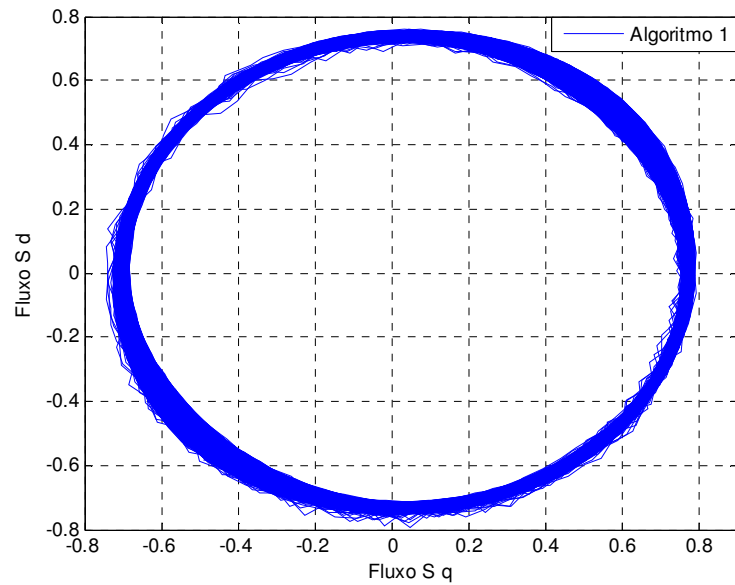


Figura 5.21 – Diagrama de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 1

As componentes d q de fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3 podem ser vistas na figura 5.22.

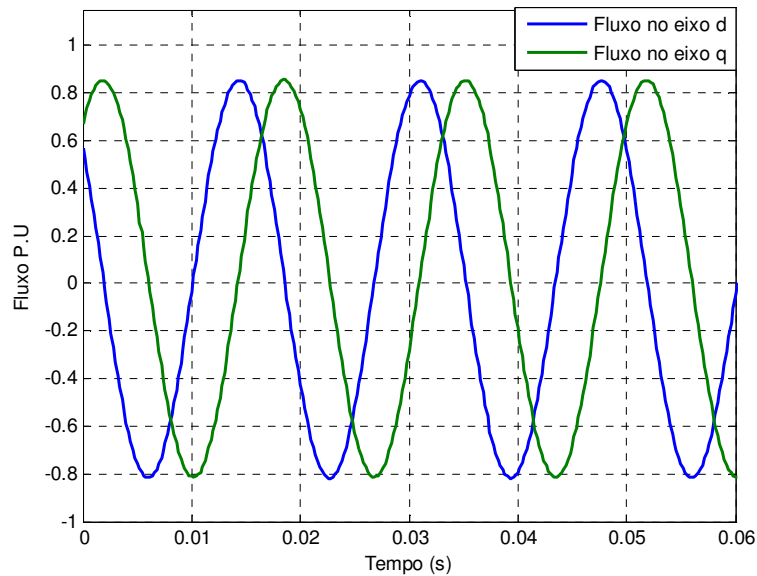


Figura 5.22 – Fluxos estatóricos nos eixos d q estimados pelo algoritmo 3

O módulo e o ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3 podem ser vistos, respectivamente, pelas figuras 5.23 e 5.24. Pelo valor do módulo podemos observar que nesta situação o fluxo estimado tem seu valor de magnitude próximo do esperado, em torno de 80.71% do fluxo nominal, e o esperado era 80% do fluxo nominal.

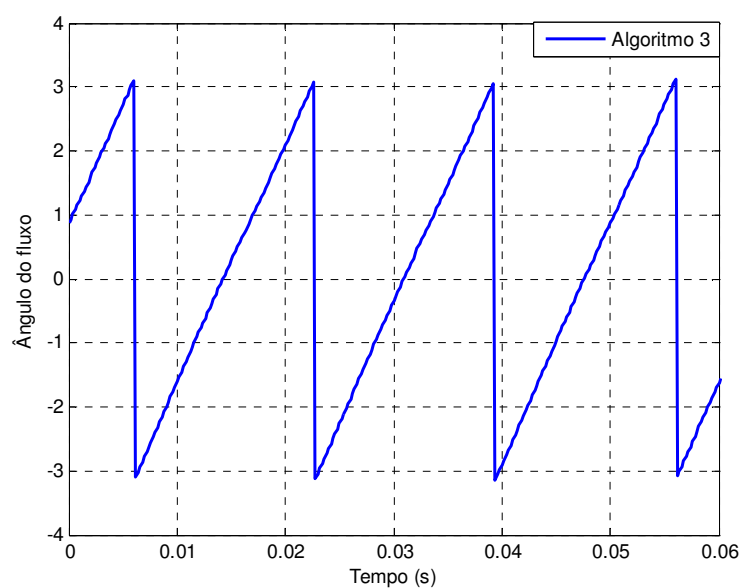


Figura 5.23 – Ângulo de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3

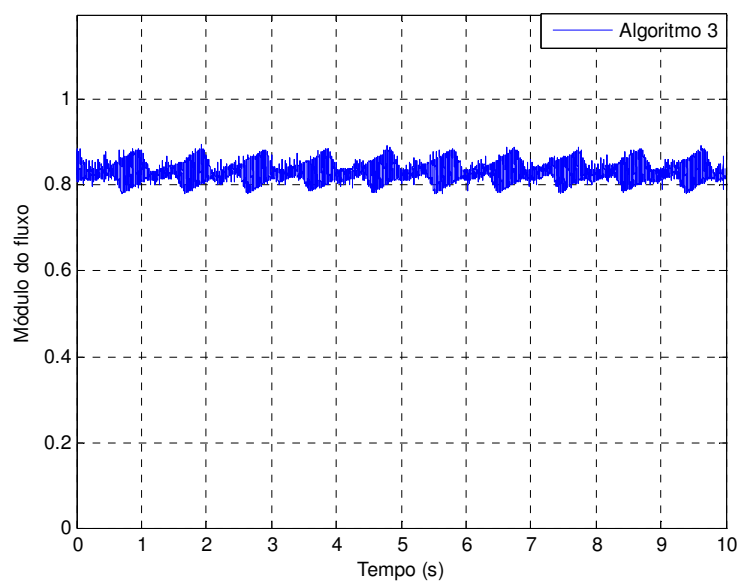


Figura 5.24 – Módulo do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3

A figura 5.25 mostra o diagrama de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3.

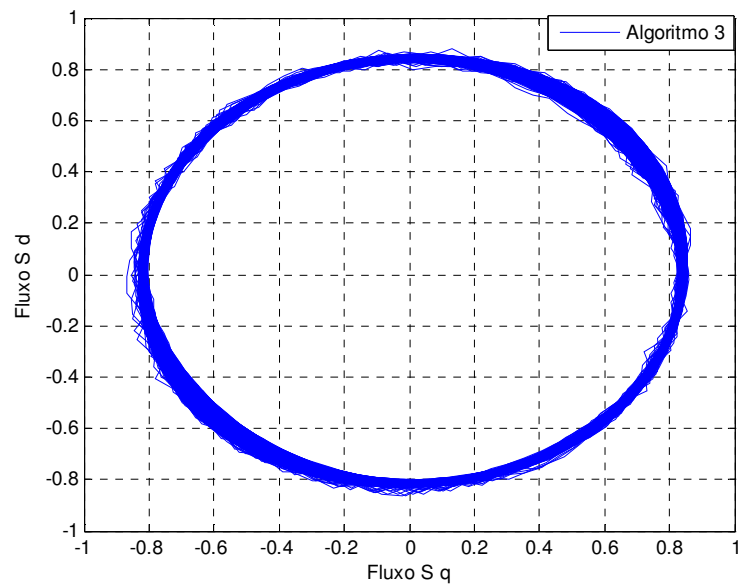


Figura 5.25 – Diagrama de fase do fluxo estatórico estimado pelo algoritmo 3

A figura 5.26 apresenta uma comparação entre a estimativa do fluxo estatórico dos dois algoritmos programados no DSP, para o motor operando a 60 Hz com diferentes tensões aplicadas nas fases do mesmo. Pode visualizada a diferença na magnitude do fluxo estatórico estimado pelos dois algoritmos quando funcionaram na bancada experimental. Esta diferença é bem menor quando a mesma situação é simulada, como pode ser visto pela figura 5.27.

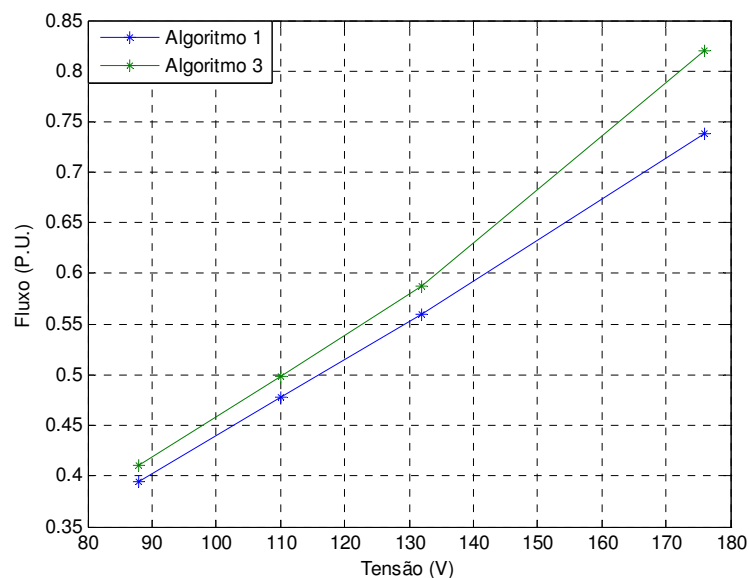


Figura 5.26 – Análise comparativa entre a estimativa dos algoritmos 1 e 3 para a frequência de 60 Hz com tensões diferentes alimentando o MIT (experimental)

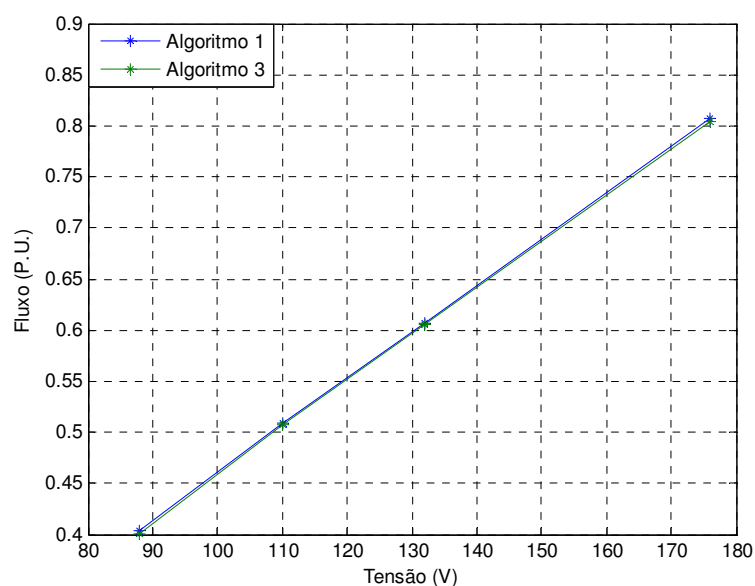


Figura 5.27 – Análise comparativa entre a estimativa dos algoritmos 1 e 3 para a frequência de 60 Hz com tensões diferentes alimentando o MIT (simulação)

As tabelas 5.3 e 5.4 apresentam os pontos obtidos para plotar os gráficos da figura 5.14 e 5.15. Nestas tabelas podem ser vistos os resultados obtidos com os estimadores com o motor sendo alimentado com tensões diferentes e com a frequência fixada em 20 Hz. Foram feitos quatro ensaios com tensões diferentes tanto na bancada quanto nas simulações. Os valores dos fluxos presentes na tabela estão em porcentagem do fluxo nominal. Podem ser observadas as diferenças entre os valores da amplitude do fluxo estimado pelos algoritmos nas diferentes situações testadas.

Pontos	Frequência	Tensão de fase	Fluxo estimado pelo algoritmo 1	Fluxo estimado pelo algoritmo 3	Fluxo esperado
1	60 Hz	88 V	0.3941	0.4101	0.4
2	60 Hz	110 V	0.4777	0.4988	0.5
3	60 Hz	132 V	0.5593	0.5873	0.6
4	60 Hz	176 V	0.7378	0.8305	0.8

Tabela 5.3 – Resultados obtidos com testes experimentais com o motor operando a 60 Hz e variando a tensão nas fases do motor

Pontos	Frequência	Tensão de fase	Fluxo estimado pelo algoritmo 1	Fluxo estimado pelo algoritmo 3	Fluxo esperado
1	60 Hz	88 V	0.4032	0.4011	0.4
2	60 Hz	110 V	0.5092	0.5077	0.5
3	60 Hz	132 V	0.6076	0.6059	0.6
4	60 Hz	176 V	0.8071	0.8049	0.8

Tabela 5.4 – Resultados obtidos com simulações com o motor operando a 60 Hz e variando a tensão nas fases do motor

5.6 Conclusão

Este capítulo teve como objetivo principal avaliar o desempenho dos algoritmos programados no DSP estimando o fluxo de um motor real.

Foram realizados primeiramente experimentos com o motor operando a 20 Hz. A tensão de fase aplicada ao motor foi alterada, mantendo a frequência fixada em 20 Hz, para verificar a eficiência dos estimadores quando o fluxo do MIT encontra-se em região enfraquecimento de campo (fluxo menor que o nominal). O algoritmo 1 apresentou erros maiores de estimativa quando a tensão aplicada nas fases do motor foram maiores. Já o algoritmo 3 apresentou erros maiores quando a tensão aplicada nas fases da máquina eram menores.

Nos testes feitos com as tensões de fase do motor em 60 Hz, também foram coletados dados das estimativas feitas pelos algoritmos para diferentes tensões com a frequência do campo girante fixa em 60 Hz. Pelos resultados pode ser observado que o algoritmo 1 novamente apresentou um erro maior quando a tensão aplicada ao motor foi maior, já o algoritmo 3, diferentemente dos testes a 20 Hz, apresentou um erro pouco maior com uma tensão mais elevada sendo aplicada nas fases do motor.

Observando os resultados experimentais e comparando com os resultados de simulação, pode ser observado que os resultados foram próximos em algumas situações e apresentaram diferenças de eficiência em outras.

CAPÍTULO XI

CONCLUSÃO

6.1 Conclusões finais

Este trabalho teve como objetivo principal comparar o desempenho de diferentes estratégias de estimativa do fluxo estatórico desenvolvidos para serem usados em acionamentos de alto desempenho projetados para motores de indução trifásicos.

Foram escolhidos três algoritmos desenvolvidos em trabalhos diferentes, previamente publicados, com base no fato de não necessitarem da leitura da velocidade do rotor da máquina para efetuarem a estimativa do fluxo estatórico.

O desempenho dos algoritmos foi comparado através de simulações computacionais, onde foram feitos testes com o motor sendo alimentado por tensões senoidais e com tensões PWM, com o motor operando em velocidade alta e baixa, primeiramente a 60 Hz e, posteriormente, a 2 Hz. Foi aplicado transitório de carga nominal no eixo do motor em todas as simulações para averiguar a precisão da estimativa dos três algoritmos em situações de transitório de carga.

Pelos resultados obtidos com as simulações pode ser observado que os três algoritmos obtiveram bons resultados em velocidade elevada, quando o motor simulado operou a 60 Hz, porém, nos testes a 2 Hz, o algoritmo 3 foi o que apresentou melhor desempenho, tanto com fonte senoidal, quanto com fonte PWM alimentando o motor.

Modificações tiveram que ser feitas no algoritmo número 2, pois este não apresentou bons resultados quando foi utilizada fonte PWM senoidal nas simulações. Com as modificações o algoritmo funcionou, mas seus resultados, apesar de em média serem

coerentes com o valor real, apresentaram um *ripple* maior que o apresentado pelos outros dois algoritmos.

Os três algoritmos foram programados no DSP. O algoritmo 2 não funcionou satisfatoriamente por isso não foram feitos testes experimentais com o mesmo. Os algoritmos 1 e 3 foram testados experimentalmente e seus resultados foram comparados entre si, e com os resultados de simulação, para as mesmas condições de operação do MIT.

Os testes experimentais foram realizados com o motor operando em vazio, primeiramente a 20 Hz de frequência do campo girante e, posteriormente, a 60 Hz. Para ambas as velocidades, a tensão aplicada nas fases do MIT foi variada, afim de, verificar a estimativa do fluxo dos dois algoritmos para diferentes níveis de fluxo na máquina. Com estes testes, diferenças na magnitude do fluxo estimado pelos dois algoritmos puderam ser observadas.

Os resultados experimentais obtidos com os algoritmos podem ser melhorados com um ajuste mais preciso dos PI's utilizados nos dois algoritmos, o que não foi possível de ser feito neste trabalho, devido a limitações de tempo, que ocorreram por causa de dificuldades enfrentadas na montagem da bancada experimental.

A maneira como foram testados os algoritmos também pode ser melhorada já que estes foram testados em malha aberta e não foram feitos testes com transitórios de carga no eixo do motor nos experimentos em bancada.

6.2 Propostas para trabalhos futuros

Baseado nos estudos realizados, como trabalho futuro, é sugerido o desenvolvimento de um controle de malha fechada para testar os diferentes estimadores de fluxo, acrescentando testes com transitórios de carga no eixo do MIT e inversão de velocidade.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] Mitronikas, D., E.; Safacas, N., A. An Improved Sensorless Vector-Control Method for an Induction Motor Drive. IEEE Transactions. on I. Electronics, Vol.52, No.6, Dezembro 2005.
- [2] Lascu, C.; Boldea, I.; Blaabjerg, F. A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive. IEEE Transactions on Ind. Applications, Vol. 36, No. 1, Janeiro 2000.
- [3] Shin, M.; Hyun, D.; Cho, S. An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator Flux Orientation Control of Induction Motors. IEEE Transactions on P. Electronics, Vol. 15, No. 2, Março 2000.
- [4] Hu, J.; Wu, B. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range. IEEE Transactions. on P. Electronics, Vol. 13, No. 5, Setembro 1998.
- [5] Zerbo, M.; Sicard, P.; Ba-Razzouk, A. 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
- [6] Holtz, J.; Quan, J. Drift-and Parameter-Compensated Flux Estimator for Persistent Zero-Stator-Frequency Operation of Sensorless-Controlled Induction Motors. IEEE Transactions. on Ind. Applications, Vol. 39, No. 4, Julho/Agosto 2003.
- [7] Jansen,P., L.; Lorenz, R. D. A Physically Insightful Approach to the Design and Accuracy Assessment of Flux Observers for Field Oriented I.M.Drives. IEEE Transactions on Ind. Applications, Vol. 30, pp. 101–110, Janeiro. 1994.
-

-
- [8] Idris, N.; Yatim, A. An Improved Stator Flux Estimation in Steady-State Operation for Direct Torque Control of Induction Machines. IEEE Transactions. on Ind. Applications, Vol. 38, No.1, Janeiro/Fevereiro. 2002.
- [9] Mihalache, L. 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.
- [10] Jansen, P. L. Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods. IEEE Transactions on Ind. Applications, Vol. 30, No.4, Julho/Agosto. 1994
- [11] Gouvêa, M., R. at ali. Stator Flux Estimation With DC Offset Compensation. CBA 2004, CD-ROM Artigo N. 768.pdf.
- [12] Zerbo, M.; Ba-Razzouk, A.; Sicard, P. Real Time Flux and Torque Estimator for Induction Machines. IEEE Conference in Eletrical and Computer Engineering. Pg: 2159 - 2162 Vol.4 2-5 Maio 2004.
- [13] Hinkkanen, M.; Luomi, J.; Modified Integrator for Voltage Model Flux Estimation of Induction Motors. IEEE Transactions on I. Electronics, Vol. 50, No. 4, Agosto 2003.
- [14] Rehman, H.; Derdiyok, A.; Guven, M.K.; Longya Xu, “ A New Current Model Flux Observer for Wide Speed Range Sensorless Control of an Induction Machine”, Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 17 , Issue: 6 , Nov. 2002, Pages:1041 – 1048.
- [15] Barrero, F.; Galvan, E., Torralba, A., Franquelo, L.G., “Feasibility of fuzzy-logic based systems on IM torque estimation”, Industrial Electronics Society, 2000. IECON 2000. 26th Annual Conference of the IEEE , Volume: 2 , 22-28 Oct. 2000 Pages:918 - 923 vol.2.

-
- [16] Holtz, J.; Juntao Quan, “Sensorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification”, Industry Applications, IEEE Transactions on , Volume: 38 , Issue: 4 , July-Aug. 2002.
- [17] Seyoum, D.; Grantham, C.; Rahman, M.F., “Simplified flux estimation for control application in induction machines”, Electric Machines and Drives Conference, 2003. IEMDC'03. IEEE International, Volume: 2, 1-4 June2003 Pages: 691 - 695 vol.2.
- [18] Freitas, M. A. A. , “Efeitos da saturação magnética em motores de indução acionados por conversores estáticos e proposta de um estimador de fluxo rotórico”, Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Agosto, 2002.
- [19] Paula H., “Análise Teórico – Experimental do Desempenho do Motor de Indução Operando sob a Técnica do Controle Vetorial” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Maio, 2001.
- [20] Severino P. B., “Um Estudo de Estimativa de Fluxo e Conjugado em Motores de Indução Trifásicos – Implementação Utilizando DSP” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Março, 2005.
- [21] Hinkkanen M., “Flux Estimators for speed-sensorless induction motor drives” Tese de Doutorado, Helsinki University of Technology, 2004.
- [22] Steindorff A. S., “Método Alternativo de Controle Vetorial Usando Processador Digital de Sinais” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Goiás, Fevereiro, 2003.
- [23] Blaschke F., “The Principle of Field Orientation as Applied to the New Transvektor Closed-Loop Control System for Rotating- Field Machines” Siemens Review XXXIX, n.5, 1972, pp 217-20.

-
- [24] Lascu C. et al., "Sliding-Mode Observer and Improved Integrator With DC-Offset Compensation for Flux Estimation in Sensorless-Controlled Induction Motors." Transactions on Industrial Electronics, Vol.53., No.3, Junho, 2006.
- [25] Hinkkanen M., Luomi J., "Parameter Sensitivity of Full-Order Flux Observers for Induction Motors." Transactions on Industry Applications, Vol.39, No.4, Julho/Agosto, 2003
- [26] Carvalho F. V., "Estimador do Comportamento do Conjugado de Motores de Indução Através de DSP" Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Itajubá, 2002.
- [27] Xu X., Novotny D. W., "Implementation of Direct Stator Flux Orientation Control on a Versatile DSP Based System." Transactions on Industry Applications, Vol. 27, No.4, Julho/Agosto, 1991.
- [28] Ghouili J., Cheriti A., "Induction Motor Dynamic Neural Stator Flux Estimation Using Active and Reactive Power for Direct Torque Control", Power Electronics Specialists Conference, PESC 99. 30th Annual IEEE , Volume: 1, 27 June-1 Julho 1999 Pages:501 - 505 vol.1.
- [29] Ohyama K., Asher G. M., Summer M., "Comparative Analysis of Experimental Performance and Stability of Sensorless Induction Motor Drives", Transactions on Industrial Electronics, Vol.53, No.1, Fevereiro, 2006.
- [30] Hinkkanen M., Leppänen V., Loumi J., "Flux Observer Enhanced With Low-Frequency Signal Injection Allowing Sensorless Zero-Frequency Operation of Induction Motors." Transactions on Industry Applications, Vol.41, No.1, Janeiro/Fevereiro, 2005.
- [31] Seyoum, D. McKinnon, M. F., "Offset Compensation in the Estimation of Flux in Induction Machines" IEEE, 2003.

ARTIGO PUBLICADO RELACIONADO AO TRABALHO

UM ESTUDO COMPARATIVO ENTRE TRÊS TÉCNICAS DE ESTIMATIVA DO FLUXO ESTATÓRICO PARA MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS

AUGUSTO W. FLEURY, DARIZON A. DE ANDRADE, TATIANA S. TAVARES, LUCIANO C. GOMES

Lab. de Acionamentos Elétricos, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia

Caixa Postal 2160 – CEP 38.400-902 – Uberlândia - MG

E-mails: gutofleury@gmail.com, darizon@ufu.br

Abstract — This paper shows and compares three different flux estimator algorithms developed for use in high-performance sensorless ac motor drives. The first algorithm uses a low pass filter with a very low cut off frequency to integrate the back electromotive force (*emf*). The second one uses a high pass filter to remove the *offset* present in the signal before it's integration. The third algorithm uses current and voltage model to estimate the flux of induction motor. These algorithms can be used to accurately measure the motor flux including magnitude and phase angle over a wide speed range. The performance of the algorithms is investigated, compared, and verified using simulation. Preliminary experimental results are also included.

Keywords — Flux estimator, integrator, low pass filter, high pass filter.

Resumo — Este artigo tem como objetivo apresentar uma comparação entre três algoritmos estimadores de fluxo estatístico diferentes. Estes algoritmos foram desenvolvidos para serem usados no projeto de acionamentos de alto desempenho, sem sensor de velocidade, para motores de indução. O primeiro algoritmo utiliza um filtro passa baixa com uma frequência de corte baixa para resolver a integração. O segundo algoritmo usa um filtro passa alta para retirar o *offset* do sinal de entrada do integrador puro. O terceiro algoritmo é um algoritmo híbrido que utiliza os modelos de tensão e corrente em paralelo para estimar o fluxo. Os algoritmos estimam fluxo estatístico em uma ampla faixa de frequência de funcionamento do motor de indução e foram implementados na forma de simulação para comparar o funcionamento dos mesmos em diferentes velocidades de operação do motor. Resultados experimentais preliminares foram acrescentados.

Palavras-chave — Estimador de fluxo, integrador, filtro passa baixas, filtro passa altas.

1 Introdução

A demanda por um controle preciso e contínuo da velocidade, conjugado ou posição do rotor do motor de indução requer, principalmente, estabilidade em uma ampla faixa de funcionamento e bom desempenho transitório. A estratégia de controle deve proporcionar estas condições. O problema principal na seleção de um dispositivo de controle de velocidade para uma aplicação particular está na escolha do sistema que consiga satisfazer, o mais economicamente possível, as faixas de velocidade, conjugado ou posição requeridos, com a rapidez e exatidão desejadas.

As técnicas modernas de acionamento de máquinas de indução dependem do conhecimento do vetor espacial de fluxo, seja este o vetor de fluxo estatístico, fluxo rotórico ou mesmo o vetor de fluxo no entreferro (Mitronikas, 2005), (Lascu, 2000).

O vetor fluxo pode ser adquirido de maneira direta pela utilização de bobinas exploratrizes ou sensores de efeito “*hall*”, mas estes métodos não são vantajosos, pois encarecem o sistema e diminuem a precisão do controle porque eles estão sujeitos à alteração de resultados quando submetidos a variações de temperatura, vibrações e ruídos. Levando em consideração esses problemas, estimar o fluxo tem sido uma opção atraente. A partir de um modelo matemático que representa as interações eletromagnéticas que ocorrem no motor, o vetor fluxo pode ser determinado, usando como dados de entrada, as medidas das correntes, tensões e/ou velocidade.

A maioria dos estimadores de fluxo do MI está baseada em dois modelos bem conhecidos, quais sejam: o modelo de tensão e o modelo de corrente. Quando é usado o modelo de corrente para estimar o fluxo, são necessários, como dados de entrada para o algoritmo de estimativa, as correntes do estator, os parâmetros do motor e a velocidade ou posição do rotor (Hu, 1998). Este modelo é mais utilizado para baixas frequências, onde os parâmetros do rotor variam menos. Em contrapartida, os algoritmos que utilizam o modelo de tensão para efetuar a estimação de fluxo do MI necessitam, como dados de entrada, as tensões, correntes e a resistência de fase do estator (Hu, 1998). Este modelo é bastante utilizado para altas velocidades, onde o fluxo estatístico é calculado pela integração da força contra-eletromotriz (Shin, 2000), (Holtz, 2003).

Os maiores problemas relacionados às técnicas que usam a integração em seu processo de estimativa de fluxo, são o *drift* e o *offset* apresentados no sinal de saída do integrador puro. O *drift* é ocasionado pela presença de um nível C.C. contido no sinal a ser integrado, podendo levar o integrador à saturação (Gouvêa, 2004). Já o *offset* pode aparecer no sinal de saída do integrador dependendo das condições iniciais do sinal de entrada (Holtz, 2003), (Hu, 1998). Para solucionar esses problemas de integração existem diferentes métodos propostos na literatura.

Alguns autores propõem utilizar um filtro passa baixas, com uma frequência de corte suficientemente baixa, para que o filtro opere na região de integração (Shin, 2000), (Hu, 1998), (Idris, 2002), (Zerbo, 2004).

Outros propõem utilizar um filtro passa altas (HPF) para retirar do sinal a ser integrado um possível sinal contínuo que poderia levar ao *drift* (Zerbo, 2005), (Mihalache, 2005), (Hinkkanen, 2003).

(Lascu, 2000), (Jansen, 1994) propõem algoritmos híbridos que utilizam os modelos de tensão e corrente simultaneamente para poder estimar o fluxo estatórico em uma ampla variação de velocidade do motor com excelente precisão.

O presente trabalho apresenta um estudo comparativo entre três diferentes metodologias para estimar o fluxo estatórico do MI. Os algoritmos adotados para a comparação são descritos com detalhes na próxima seção.

2 Algoritmos adotados para estimar o fluxo

2.1 Algoritmo com compensação adaptativa de magnitude usando LPF

A expressão do integrador puro $\left(y = \frac{1}{s} x\right)$ pode ser reescrita como (Hu, 1998):

$$y = \frac{1}{s + \omega_c} + \frac{\omega_c}{s + \omega_c} \quad (1)$$

Onde x e y são os sinais de entrada e saída, e ω_c é a frequência de corte. O primeiro termo do lado direito da equação acima representa o filtro passa baixas LPF. O segundo termo representa a realimentação, usada para compensar a saída do LPF. Se a variável y , no segundo termo, for apropriadamente ajustada e controlada, os problemas relacionados à integração, serão evitados.

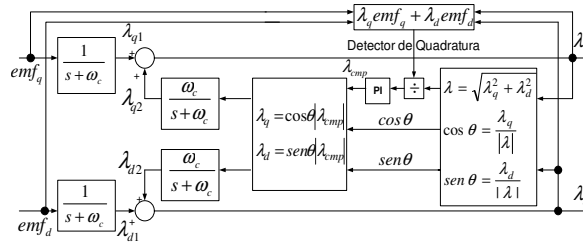


Figura.1. Algoritmo de integração com compensação adaptativa de magnitude usando LPF

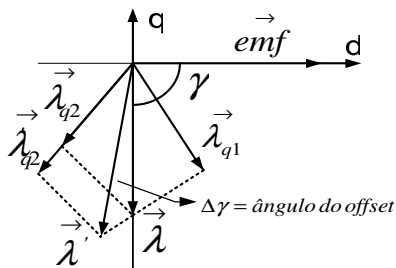


Figura.2. Diagrama vetorial mostrando a ortogonalidade entre o fluxo e a força contra eletromotriz.

A figura 1 mostra o diagrama de blocos do integrador proposto. Baseado no fato que o fluxo do motor é ortogonal à força contra-eletromotriz, um detector de quadratura é proposto para monitorar a ortogonalidade entre o fluxo estimado e a força contra-eletromotriz. Um regulador PI é usado para gerar um nível adequado de compensação, dada por:

$$\lambda_{cmp} = \left(k_p + \frac{k_i}{s}\right) \frac{\lambda_q \cdot emf_q + \lambda_d \cdot emf_d}{|\lambda|} \quad (2)$$

Onde K_p e K_i são as constantes do regulador PI. O princípio de operação do algoritmo proposto pode ser explicado pelo uso do diagrama mostrado na Figura 2. O fluxo estimado $\vec{\lambda}$ é composto por duas componentes, a saída do filtro LPF $\vec{\lambda}_{q1}$ e a componente de realimentação $\vec{\lambda}_{q2}$. Em um caso ideal, o fluxo deve ser ortogonal à força contra-eletromotriz e a saída do detector de quadratura é zero. Quando uma onda fora das condições iniciais especificadas ou um sinal contínuo, somado a onda, é introduzida no integrador, a ortogonalidade ($\gamma \neq 90^\circ$) citada acima é perdida gerando um sinal de erro definido por:

$$\begin{aligned} e &= \vec{\lambda} \cdot \vec{emf} / |\lambda| = (\lambda_q \cdot emf_q + \lambda_d \cdot emf_d) / |\lambda| \\ &= |emf| \cos \gamma \end{aligned} \quad (3)$$

Assumindo que a magnitude do vetor de realimentação $\vec{\lambda}_{q2}$ cresce até $\vec{\lambda}_{q2}$ (Fig. 2) em razão do *offset* ou de desvios relacionados com a fase inicial, o ângulo de fase γ poderá ser maior que 90° e o detector de quadratura irá gerar um sinal negativo de erro. A saída do regulador PI λ_{cmp} será, então, reduzida assim como o vetor de realimentação. Como resultado, o vetor de fluxo $\vec{\lambda}$ move-se em direção à posição original de 90° até que a relação de ortogonalidade entre $\vec{\lambda}$ e $\vec{emf}$ seja restabelecida. Se o ângulo γ é menor que 90° , o processo oposto irá ocorrer, o que trás γ de volta a 90° . Desse modo, este integrador pode ajustar o nível de compensação do fluxo λ_{cmp} automaticamente para um valor ótimo. Assim os problemas relacionados com o valor inicial e o *offset* serão eliminados.

Este algoritmo estima fluxo com precisão para uma ampla variação de velocidade do MI, principalmente em velocidades altas.

2.2 Algoritmo com compensação adaptativa de magnitude e fase usando filtro passa alta HPF e integrador puro.

Este algoritmo utiliza um filtro passa altas (HPF) com a finalidade, de retirar do sinal de entrada do integrador sinais de baixa frequência e/ou sinais DC, que levam ao erro na integração do sinal (Zerbo, 2005).

A saída do HPF passa por um integrador puro tendo como resposta um sinal com distorções na magnitude e fase, devido ao uso do HPF.

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. Um segundo HPF é ligado à saída do primeiro filtro para poder, baseado nas características intrínsecas dos filtros, calcular um ganho na magnitude e uma correção na fase.

Como os filtros são idênticos, a alteração no sinal que eles produzem é igual. Baseado nisso o ganho na magnitude pode ser obtido pela equação (6), calculando os módulos dos sinais de entrada e saída do segundo grupo de HPFs e, em seguida, dividindo o módulo das entradas pelo módulo das saídas.

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

$$HPF(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (4)$$

onde

$$\omega_c = 2\pi \cdot f_c \quad (5)$$

e f_c é a frequência de corte.

A compensação adaptativa de magnitude (ganho) é calculada pela seguinte expressão:

$$Ganho = \sqrt{\frac{X_d \cdot X_d + X_q \cdot X_q}{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}} \quad (6)$$

O ângulo do sinal, antes e depois, do filtro passa alta, são obtidas por:

$$\theta_x = \text{atan} 2(X_q, X_d); \theta_y = \text{atan} 2(Y_q, Y_d) \quad (7)$$

O ângulo de compensação é determinado pela seguinte equação:

$$Angulo = \text{atan} 2(\sin(\theta_y - \theta_x), \cos(\theta_y - \theta_x)) \quad (8)$$

O ganho calculado é aplicado aos sinais de saída dos integradores para que se tenha uma estimação precisa do fluxo estatórico:

$$\lambda_{ds0} = Ganho \cdot Z_d; \lambda_{qs0} = Ganho \cdot Z_q \quad (9)$$

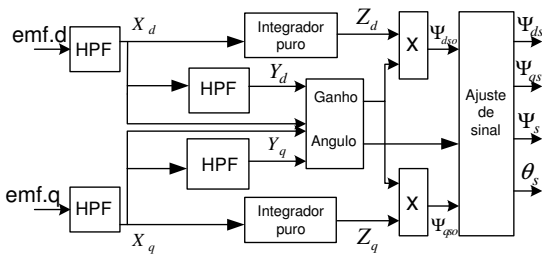


Figura.3. Algoritmo de integração com compensação adaptativa de magnitude usando HPF e integrador puro.

Para obter os fluxos estatóricos $dq0$ com suas respectivas magnitude e fase são feitos os seguintes cálculos:

$$\theta_{so} = \text{atan} 2(\lambda_{qs0}, \lambda_{ds0}) = \text{atan} 2(Z_q, Z_d) \quad (10)$$

$$\theta_s = \text{atan} 2(\sin(\theta_{so} - Angulo), \cos(\theta_{so} - Angulo)) \quad (11)$$

$$\lambda_{ds} = \lambda_s \cdot \cos(\theta_s); \lambda_{qs} = \lambda_s \cdot \sin(\theta_s) \quad (12)$$

Este algoritmo é mais eficiente para velocidades altas do MI onde os erros da estimativa do fluxo são menores.

2.3 Algoritmo observador de fluxo estatórico utilizando modelo de tensão e corrente.

Este algoritmo estimador de fluxo utiliza, tanto o modelo de tensão, quanto o modelo de corrente. O modelo de corrente de malha aberta é usado para estimar o fluxo em velocidades baixas, e o modelo de tensão é usado para estimar o fluxo em velocidades elevadas (Lascu, 2000).

Com as tensões e correntes $dq0$, alguns parâmetros do MI, como parâmetros de entrada do algoritmo, através das equações (13) a (17) o estimador pode calcular o fluxo estatórico λ_s e rotórico λ_r , o torque eletromagnético M_e , e a velocidade do rotor ω_r .

$$U_s = R_s i_s + s \lambda_s + j \omega_e \lambda_s \quad (13)$$

$$R_r i_r + s \lambda_r + j(\omega_e - \omega_r) \lambda_r = 0 \quad (14)$$

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (15)$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (16)$$

$$M_e = 1.5 p (\lambda_{sd} i_{sq} - \lambda_{sq} i_{sd}) \quad (17)$$

Onde s é o operador derivativo e p é o número de par de pólos.

Os parâmetros de entrada para o estimador são os vetores das tensões e correntes estatóricas dq na referência estacionária.

O estimador de fluxo rotórico baseado no modelo de corrente pode ser equacionado como:

$$\lambda_{rdq} = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sdq} - j \frac{\omega_r - \omega_r}{1 + sT_r} \lambda_{rdq} \quad (18)$$

Onde $T_r = L_r / R_r$ é a constante de tempo do rotor.

As componentes d e q do fluxo do rotor são:

$$\lambda_{rd} = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sd}; \lambda_{rq} = 0 \quad (19)$$

A saída do modelo de corrente de malha aberta é o fluxo estatórico λ_s^i .

$$\lambda_s^i = \frac{L_m}{L_r} \lambda_r^i + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_s \quad (20)$$

Onde λ_r^i é o fluxo rotórico estimado pelas equações (19) na referência estacionária. (Fig. 4).

O modelo de tensão é baseado na equação (13) e usa como entrada para estimar o fluxo estatórico, as correntes e tensões medidas pelos sensores ligados às fases do motor. Na referência estatórica o fluxo estatórico pode ser escrito como:

$$\lambda_s = \frac{1}{s} (U_s - R_s i_s - U_{comp}) \quad (21)$$

Afim de, corrigir os problemas relacionados ao uso do integrador puro e a variação da resistência estatórica, é utilizado um compensador PI para proporcionar um bom funcionamento do estimador de

fluxo em uma ampla faixa de frequência de funcionamento do MI.

$$U_{comp} = \left(K_p + K_i \frac{1}{s} \right) (\lambda_s - \lambda_s^i) \quad (22)$$

Os coeficientes K_p e K_i são estabelecidos de forma a garantir que, em baixas frequências de funcionamento do MI, o modelo de corrente prevaleça em relação ao modelo de tensão na estimação do fluxo estatórico e, em altas frequências de funcionamento do MI, o contrário ocorre. A transição entre os dois modelos acontece gradativamente, aumentando ou diminuindo a participação de cada um deles, na estimativa do fluxo, dependendo da velocidade do MI.

K_p e K_i são dados por:

$$K_p = \omega_1 + \omega_2; \quad K_i = \omega_1 \cdot \omega_2 \quad (23)$$

Onde os valores de ω_1 e ω_2 podem variar, respectivamente, entre 2-5 rad/s e 20-30 rad/s.

Os detalhes com relação à determinação destes parâmetros do observador podem ser encontrados em (Jansen, 1994).

O fluxo do rotor λ_r pode ser estimado na referência estacionária por:

$$\lambda_r = \frac{L_r}{L_m} \lambda_s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} i_s. \quad (24)$$

Este algoritmo estima o fluxo do MI com bastante precisão, mesmo quando o motor opera em velocidades muito baixas.

3 Resultados de simulação

O desempenho dos algoritmos de estimação foi verificado com o uso do MATLAB/SIMULINK. As forças contra-eletromotrizas dq , que são parâmetros de entrada dos algoritmos 1 e 2 e 3 podem ser escritas como

$$emf_q = V_{qs} - R_s i_{qs}; \quad emf_d = V_{ds} - R_s i_{ds} \quad (25)$$

A frequência de corte adotada nas simulações para o filtro passa baixa do algoritmo 1 foi de 6 Hz, para que o LPF opere na região de integração (Hu, 1998).

Para o algoritmo 2, a frequência de corte adotada para o HPF foi de 600 Hz, uma década acima da frequência de 60Hz. Uma frequência de corte menor pode ser usada (Zerbo, 2005).

As constantes K_p e K_i do PI utilizado no algoritmo 3 foram configuradas com os seguintes valores, respectivamente: 22 e 40 (Lascu, 2000).

Com intuito de averiguar o funcionamento dos diferentes algoritmos e de realizar comparações entre os mesmos, foram feitas simulações onde os três algoritmos funcionaram em paralelo estimando o fluxo estatórico para o mesmo motor operando primeiramente a 60Hz e em seguida a 2Hz. Todas as curvas obtidas pelos estimadores foram comparadas com as curvas calculadas através do modelo do MI.

Após o motor partir, atingindo regime permanente, foi aplicada ao eixo do motor simulado uma carga

nominal com intuito de verificar a eficácia dos diferentes algoritmos quando submetidos a situações de transitório.

Através das figuras 5, 6 e 7 pode ser visto que os três algoritmos estimam fluxo estatórico com excelente precisão com o motor operando a 60Hz. O segundo algoritmo apresentou um erro maior, porém em torno de 0.6%.

As figuras 8, 9 e 10 mostram o módulo do fluxo estatórico estimado pelos três algoritmos com o motor funcionando a 2Hz. Um degrau de carga foi aplicado ao motor para verificar a eficácia dos algoritmos em transitórios com o motor operando em baixa velocidade. O primeiro algoritmo apresentou algumas distorções no sinal, porém seu funcionamento pode ser considerado satisfatório visto que o motor está operando em frequência muito baixa. O resultado do segundo algoritmo apresentou erros grandes nos transitórios voltando ao valor próximo ao real logo que o MI atingiu regime permanente.

Em frequências baixas o terceiro algoritmo também não apresentou erros na estimativa do fluxo (Fig.10) e mostrou ser o melhor modelo quando é necessário conhecer o fluxo do MI em uma larga faixa de velocidade de operação do motor, principalmente nas baixas velocidades onde ele superou os outros dois algoritmos.

A figura 11 mostra uma visão geral do funcionamento dos três algoritmos com o motor operando a 2Hz. Nesta figura são apresentadas as curvas do módulo do fluxo estimado, conjugado estimado e λ_{sd} estimado dos três algoritmos. Pode ser visto que o segundo algoritmo apresentou erros nos seus resultados quando ocorre um transitório de carga no eixo do motor operando a 2Hz.

Diante destas informações o projetista do controle poderá escolher o algoritmo que apresenta o menor custo computacional dos três para um motor que funcionará, predominantemente, em frequências altas, onde os três algoritmos operaram bem.

Já para controles que serão projetados para motores que atuem em baixas velocidades o primeiro e o terceiro algoritmos são mais eficientes, sendo que o terceiro algoritmo, apesar de ter um custo computacional mais elevado, supera o primeiro em velocidade muito baixas do MI, visto que, no terceiro algoritmo, o modelo de corrente passa a funcionar predominantemente nas frequências baixas, garantindo uma estimação melhor do fluxo.

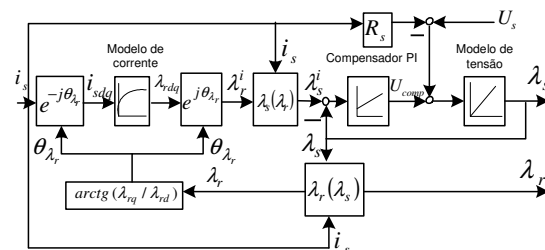


Figura. 4. Algoritmo observador de fluxo estatórico utilizando modelo de tensão e corrente.

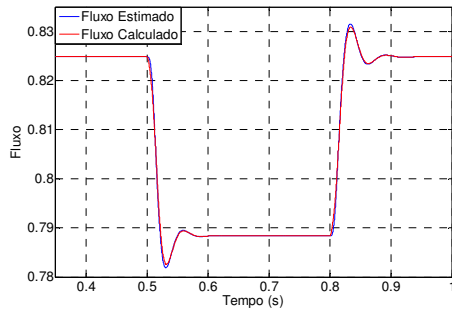


Figura. 5. Módulo do fluxo estimado pelo primeiro algoritmo para o motor operando a 60Hz.

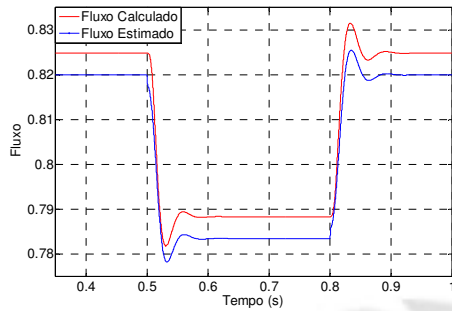


Figura. 6. Módulo do fluxo estimado pelo segundo algoritmo para o motor operando a 60Hz.

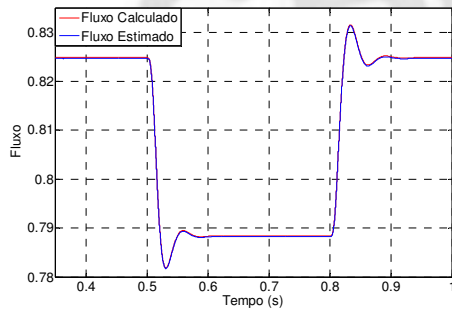


Figura. 7. Módulo do fluxo estimado pelo terceiro algoritmo para o motor operando a 60Hz.

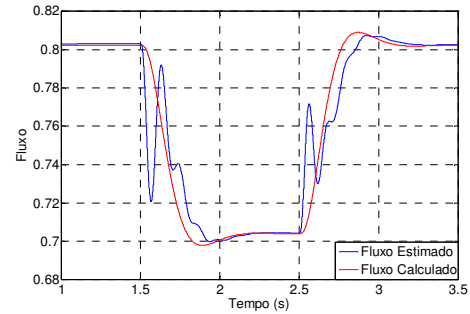


Figura. 8. Módulo do fluxo estimado pelo primeiro algoritmo para o motor operando a 2Hz.

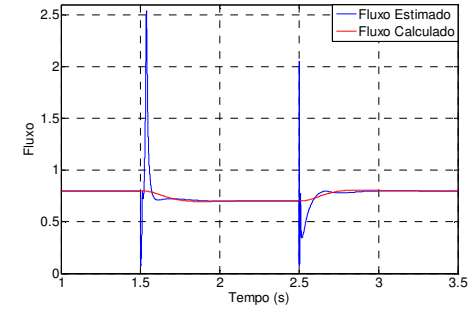


Figura. 9. Módulo do fluxo estimado pelo segundo algoritmo para o motor operando a 2Hz.

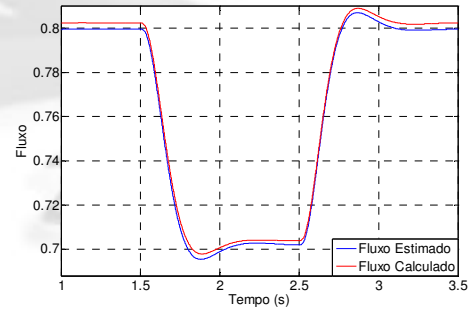


Figura. 10. Módulo do fluxo estimado pelo terceiro algoritmo para o motor operando a 2Hz.

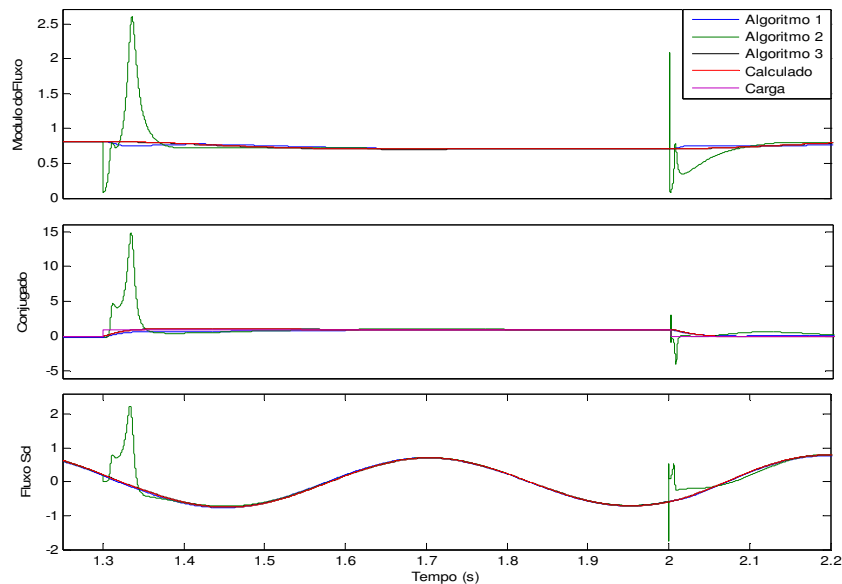


Figura. 11. Curvas do módulo do fluxo, conjugado e fluxo S_d (λ_{sd}) dos três algoritmos.

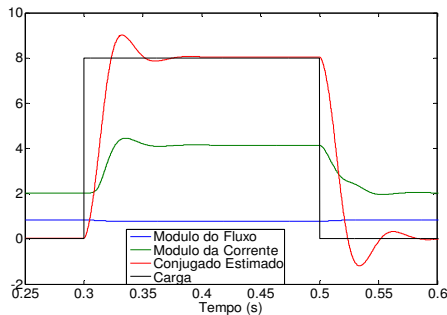


Figura. 12. Resultados obtidos com a simulação do primeiro algoritmo para o motor operando a 60Hz.

4 Resultados experimentais

Para validar experimentalmente os algoritmos apresentados, até o presente momento, o primeiro algoritmo foi implementado utilizando um kit DSP: ADMC401. O algoritmo foi testado em um motor de 2cv, 4p, funcionando a 60Hz, para averiguar seu funcionamento em regime permanente e em transitório. Um motor de corrente contínua de 1cv, operando como gerador, foi utilizado para implementar a carga aplicada ao eixo do MI. As correntes e tensões do MI foram obtidas através de sensores de efeito “hall” ligados às fases do motor.

A figura 13 mostra, respectivamente, o módulo do fluxo estimado, o módulo da corrente estatórica, o módulo do conjugado estimado, e o conjugado de carga, obtidos com o protótipo desenvolvido. Comparando estes resultados com os apresentados pela figura 12 pode ser visto que eles estão coerentes com os resultados obtidos através da simulação. Devido à escala grande das figuras 12 e 13 a variação do módulo do fluxo estatórico estimado fica quase imperceptível.

5 Conclusão

Três diferentes algoritmos estimadores de fluxo foram implementados na forma de simulação com a utilização do MATLAB/SIMULINK com a finalidade de comparar seus respectivos funcionamentos, com o motor operando em diferentes velocidades. Nas simulações os três algoritmos tiveram excelentes resultados com o motor em altas velocidades. Para baixas velocidades do motor, em torno de 2Hz, o primeiro e o terceiro algoritmo descritos anteriormente mostraram bons resultados, sendo que o terceiro algoritmo foi o melhor. Até o presente momento, o primeiro algoritmo apresentado foi implementado em um DSP e os resultados experimentais obtidos com o protótipo foram semelhantes aos resultados de simulação. Os três algoritmos podem ser usados na implementação de controles modernos, utilizando DSP, para motores de indução.

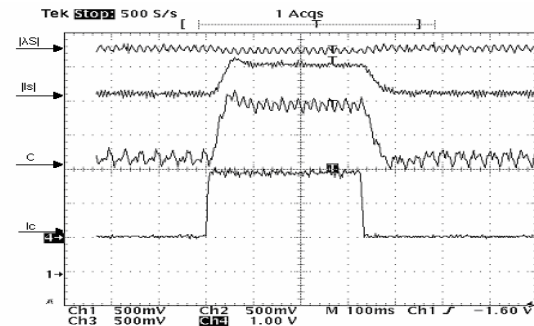


Figura. 13. Módulo do fluxo estimado, Módulo da corrente estatórica, Conjugado estimado, Conjugado de carga.

Agradecimentos

Os autores agradecem a CAPES pelo apoio financeiro e a Universidade Federal de Uberlândia pela estrutura disponibilizada para realização da pesquisa.

Referências Bibliográficas

- Gouvêa, M., R. at ali. Stator Flux Estimation With DC Offset Compensation. CBA 2004, CD-ROM Artigo N. 768.pdf.
- Hinkkanen, M.; Luomi, J.; Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors. IEEE Trans. on Ind. Electronics, Vol. 50, No. 4, agosto 2003.
- Holtz, J.; Quan, J. Drift-and Parameter-Compensated Flux Estimator for Persistent Zero-Stator-Frequency Operation of Sensorless-Controlled Induction Motors. IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 39, No. 4, Julho/Agosto 2003.
- Hu, J.; Wu, B. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range. IEEE Trans. on P. Electronics, Vol. 13, No. 5, Setembro 1998.
- Idris, N.; Yatim, A. An Improved Stator Flux Estimation in Steady-State Operation for Direct Torque Control of Induction Machines. IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 38, No.1, Janeiro/Fevereiro. 2002.
- Jansen, P., L.; Lorenz, R. D. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented I.M.drives. IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 30, pp. 101–110, Janeiro. 1994.
- Jansen, P. L. Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods. IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 30, No.4, Julho/ Agosto. 1994.
- Lascu, C.; Boldea, I.; Blaabjerg, F. A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive. IEEE Trans. on Ind. Applications, Vol. 36, No. 1, Janeiro 2000.
- Mihalache, L. 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, Pg: 713-718. Vol. 2 Março 2005.
- Mitronikas, D., E.; Safacas, N., A. An Improved Sensorless Vector-Control Method for an Induction Motor Drive. IEEE Trans. on I. Electronics, Vol.52, No.6, Dezembro 2005.
- Shin, M.; Hyun, D.; Cho, S. An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator flux Orientation Control of Induction Motors. IEEE Trans. on P. Electronics, Vol. 15, No. 2, Março 2000.
- Zerbo, M.; Ba-Razzouk, A.; Sicard, P. Real time flux and torque estimator for induction machines. IEEE Conference in Electrical and Computer Engineering. Pg: 2159 - 2162 Vol.4 2-5 Maio 2004.
- Zerbo, M.; Sicard, P.; Ba-Razzouk, A. Accurate Adaptive Integration Algorithms for Induction Machine Drive Over a Wide Speed Range. IEEE International Conference on Electric Machines and Drives, Page(s):1082 – 1088, Maio 2005.

ARTIGO ACEITO NO IEMDC 2007

A COMPARATIVE STUDY BETWEEN TREE PHILOSOPHIES OF STATOR FLUX ESTIMATION FOR INDUCTION MOTOR DRIVE

AUGUSTO W. FLEURY, DARIZON A. DE ANDRADE, CARLOS AUGUSTO BISSOCHI, TATIANA S. TAVARES, LUCIANO C. GOMES

*Lab. de Acionamentos Elétricos, Faculdade de Engenharia Elétrica, Universidade Federal de Uberlândia
Caixa Postal 2160 – CEP 38.400-902 – Uberlândia - MG
E-mails: gutofleury@gmail.com, darizon@ufu.br*

Abstract — This paper shows and compares three different flux estimator algorithms developed for use in high-performance sensorless ac motor drives. The first algorithm uses a low pass filter with a very low cut off frequency to integrate the back electromotive force (*emf*). The second one uses a high pass filter to remove the *offset* present in the signal before it's integration. The third algorithm uses current and voltage model to estimate the flux of induction motor. These algorithms can be used to accurately measure the motor flux including magnitude and phase angle over a wide speed range. The performance of the algorithms is investigated, compared, and verified using simulation. Preliminary experimental results are also included.

Keywords — Flux estimator, integrator, low pass filter, high pass filter.

1 Introduction

Variable speed drive systems using induction motors continue to grow in industrial applications. With the development of new control strategies these drives have improved in efficiency and reliability. Key quantities to be known in high performance induction motor drive are the stator and/or rotor fluxes. These can be measured or estimated. Direct flux measurement requires sensors with high implementation cost and the need of modification of the machine's design. Estimating the flux is therefore visually more interesting once there is no need for physical alterations in the machine and installation costs are lower [1]-[8]. There are, in general, two methods for flux estimation: one is based on measured motor currents, and the other is based on measured voltages [1]. In the algorithms based in current model, the motor's flux is identified by solving a set of equations in which currents, speed, or rotor position are required. Differently, the algorithms based in voltage model need only the voltages and currents. The voltage model based is usually considered to be much more convenient because of its simplicity and no need of rotor position or velocity to estimate the flux, so it is more attractive for sensorless drives. In this model the flux is estimated by integrating the back electromotive force (EMF) and there is only one motor parameter that needs to be known. The stator resistance in the majority applications is measured and used with a fixed value because its variation is small with the variation of machine's speed [1].

The integration used to estimate the flux in voltage model can be affected for two major problems: the input dc offset and the signal's initial condition at the input of a pure integrator. The input dc offset is inevitable and it generally comes from errors in the voltage and currents measurements. The initial condition at the output is a consequence of the fact that when a pure cosine-wave is applied to an integrator,

its output is a pure sine-wave only if the input signal in on one of its peaks [1]-[8]. Several solutions have been presented in the literature. Some authors suggest the use of low pass filters with a very low cut of frequency to integrate the back electromotive force [1], [4]. Others suggest the use of a high pass filter to remove the dc offset of the signal before its integration. In these strategies the pure integrator can be used without *drift* problems [2], [8]. There are also hybrid algorithms which use current and voltage model to estimate the flux with a good accuracy over a wide speed range.

The present work shows a comparative study between three sensorless algorithms already presented in the literature [1],[2],[3]. They are used to estimate the stator flux. The algorithms are described in the next section.

2 Algorithms for flux estimation

2.1 Algorithm with adaptive phase and magnitude compensation using low pass filter (LPF)

The expression of a pure integrator ($y = \frac{1}{s}x$) can also be written as

$$y = \frac{1}{s + \omega_c}x + \frac{\omega_c}{s + \omega_c}z \quad (1)$$

where x is the input, z is the compensation and y is the output to the system and ω_c is the cut off frequency respectively [1].

The first term on the right hand side of eq. (1) represents a low pass filter that is traditionally used to approximate an integrator operation. The second term can be considered as a feedback for compensating the filter output. If the output y in the second term can be appropriately adjusted and controlled, the modified function delivers a much better performance than a conventional low pass filter and the problems related to drift and initial condition normally encountered in pure integrators can be avoided.

Figure 1 shows the block diagram of the stator flux estimator that uses the concept of eq. (1). It is based on the fact that the flux in the motor is perpendicular in time with the corresponding counter electromotive force. In this way a detector is used to verify the perpendicularity condition between the flux and the corresponding counter emf. A PI regulator is used to generate a compensation level (λ_{cmp}) sufficient to guarantee that the 90° condition is established. It is given by

$$\lambda_{cmp} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{\lambda_q \cdot emf_q + \lambda_d \cdot emf_d}{|\lambda|} \quad (2)$$

where K_p and K_i are the constants of the PI regulator. The operation principle of the adaptive scheme can be explained by using a vector diagram shown in Fig. 2. The estimated flux $\vec{\lambda}$ is composed of two components, a feedforward component $\vec{\lambda}_{q1}$, which is the output of the LP filter and a feedback component $\vec{\lambda}_{q2}$. In an ideal case, the flux should be orthogonal to the back emf and the output of the quadrature detector would be. When a signal with an initial value and/or dc drift is introduced into the integrator, the above orthogonality relation is lost, and the phase angle γ between the flux and emf is no longer 90° , which yields an error signal defined by

$$\begin{aligned} \vec{e} &= \vec{\lambda} \cdot \vec{emf} / |\lambda| = (\lambda_q \cdot emf_q + \lambda_d \cdot emf_d) / |\lambda| \\ &= |emf| \cos \gamma \end{aligned} \quad (3)$$

When γ is greater than 90° due to an increase in the feedback vector $\vec{\lambda}_{q2}$ caused by an initial value or dc drift as shown in Fig. 2, the quadrature detector will generate a negative error signal. The output of the PI regulator is reduced, and so is the feedback vector. As a result, γ will decrease and the flux vector moves back to the original position of 90° . On the contrary, if γ is less than 90° , the output of the PI regulator will increase due to a positive error, causing an increase in the feedback. The angle γ will also change until the error signal becomes zero and the flux is orthogonal to emf again. In this way, the adaptive scheme can keep the estimated flux and motor emf in quadrature.

This algorithm estimates the flux with a good precision in a wide speed range, with better results at higher speeds.

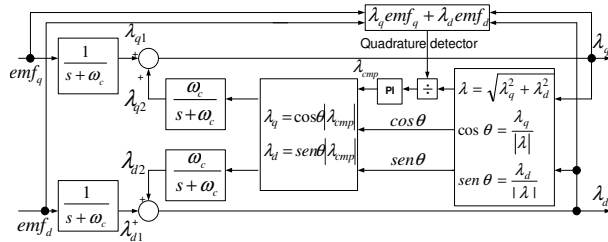


Figure 1. Integration algorithm with adaptive compensation based in low pass filter.

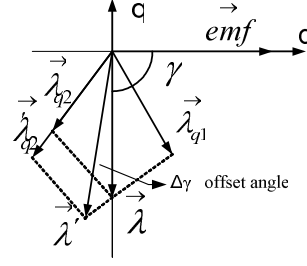


Figure 2. Vector diagram showing relationship between $\vec{\lambda}$ and motor emf .

2.2 Algorithm with adaptive phase and magnitude compensation using high pass filter (HPF) and pure integrator

This algorithm uses a HPF to remove the DC offset normally present in the signal that will be integrated [2]. The output of the HPFs will be a sinusoidal signal but affected in magnitude and phase. Integrating the output of the first HPFs with pure integrator the response will be a sinusoidal signal with phase and magnitude distortions. To obtain an accurate flux estimative, compensations in magnitude and phase have to be calculated in real time. To do so, a second level of HPFs, identical to the first level of filters, fed directly by the latter is used. Since the HPFs are identical, they will affect their input signals similarly to the first ones in terms of magnitude and phase shift. The magnitude compensation is obtained by dividing the inputs modulus by the output modulus. The coefficient for angle compensation is obtained by evaluating the difference between the input and output positions of the second group of HPFs. The effective flux position is rebuilt as shown in the following equations.

The transfer function of the HPFs is

$$HPF(s) = \frac{s}{s + \omega_c} \quad (4)$$

where

$$\omega_c = 2\pi \cdot f_c \quad (5)$$

and f_c is the cut-off frequency.

The coefficient for gain compensation is obtained as

$$Ganho = \sqrt{\frac{X_d \cdot X_d + X_q \cdot X_q}{Y_d \cdot Y_d + Y_q \cdot Y_q}} \quad (6)$$

Positions before and after the second level of HPFs are given by

$$\theta_x = \text{atan} 2(X_q, X_d); \theta_y = \text{atan} 2(Y_q, Y_d) \quad (7)$$

And the compensation angle is calculated as

$$Angulo = \text{atan} 2(\sin(\theta_y - \theta_x), \cos(\theta_y - \theta_x)) \quad (8)$$

The gain compensation is applied on the signal at the output of the pure integrators for accurate flux magnitude estimation

$$\lambda_{ds0} = Ganho \cdot Z_d; \lambda_{qs0} = Ganho \cdot Z_q \quad (9)$$

To obtain the corrected flux $dq0$ the following equations have to be solved

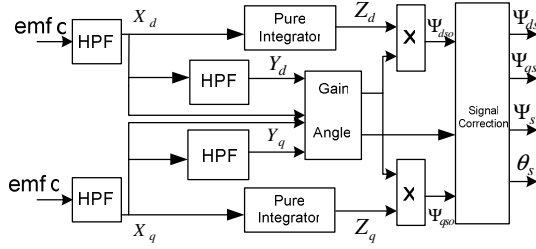


Figure 3. Integration algorithm with adaptive compensation using high pass filter and pure integrator.

$$\theta_{s0} = \text{atan } 2(\lambda_{qs0}, \lambda_{ds0}) = \text{atan } 2(Z_q, Z_d) \quad (10)$$

$$\theta_s = \text{atan } 2(\sin(\theta_{s0} - \text{Angulo}), \cos(\theta_{s0} - \text{Angulo})) \quad (11)$$

$$\lambda_{ds} = \lambda_s \cdot \cos(\theta_s); \lambda_{qs} = \lambda_s \cdot \sin(\theta_s) \quad (12)$$

This algorithm has a better performance in high speeds of induction motor where the errors in the flux estimation are lower.

2.3 Flux observer algorithm using voltage and current model

This flux estimator algorithm uses the voltage and current model to estimate the estator flux with good accuracy. The open loop current model which is supposed to produce an accurate value, especially for low-speed operation, and adaptive voltage model for wide speed range operation [3].

The estimator calculates the stator flux λ_s , the rotor flux λ_r , the electromagnetic torque M_e , and the rotor speed ω_r solving the following equations:

$$U_s = R_s i_s + s \lambda_s + j \omega_e \lambda_s \quad (13)$$

$$R_r i_r + s \lambda_r + j(\omega_e - \omega_r) \lambda_r = 0 \quad (14)$$

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (15)$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (16)$$

$$M_e = 1.5p(\lambda_{sd} i_{sq} - \lambda_{sq} i_{sd}) \quad (17)$$

Where p is the number of poles and s is the derivation operator. The input parameters used in this flux estimator algorithm are the stator voltage and currents dq , referred to a stationary reference frame.

The rotor flux estimator in the rotor reference frame can be written as

$$\lambda_{rdq} = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sdq} - j \frac{\omega \lambda_r - \omega_r}{1 + sT_r} \lambda_{rdq} \quad (18)$$

where $T_r = L_r / R_r$ is the rotor time constant.

For rotor flux coordinates, the d , q rotor flux components in stationary reference are:

$$\lambda_{rd} = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sd}; \lambda_{rq} = 0 \quad (19)$$

The output of the open-loop current model is the stator flux λ_s^i and is written as:

$$\lambda_s^i = \frac{L_m}{L_r} \lambda_r^i + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_r} i_s \quad (20)$$

where λ_r^i is the estimated rotor flux from (19).

The voltage model is based on (13) and uses the estator voltage and current measurement. For the stator reference frame the stator flux is given as

$$\lambda_s = \frac{1}{s}(U_s - R_s i_s - U_{comp}) \quad (21)$$

In order to correct errors associated with pure integrator and stator resistance measurement, present in stator flux estimation, the voltage model is adapted through a PI compensator

$$U_{comp} = \left(K_p + K_i \frac{1}{s} \right) (\lambda_s - \lambda_s^i) \quad (22)$$

The coefficients K_p and K_i may be calculated such that, at very low frequency, the current model stands alone, while at high frequency the voltage model prevails (23)

$$K_p = \omega_1 + \omega_2; K_i = \omega_1 \cdot \omega_2 \quad (23)$$

Where the values of the poles ω_1 and ω_2 can be configured respectively between 2-5 rad/s and 20-30 rad/s [3]. These poles have to be adjusted to have a smooth transition between the two models of the closed-loop flux estimator. A detailed parameter sensitivity analysis of this observer can be found in [9].

The rotor flux λ_r is calculated in stator reference frame

$$\lambda_r = \frac{L_r}{L_m} \lambda_s - \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} i_s \quad (24)$$

This algorithm estimates the stator flux of induction motor with a very good accuracy including practically the whole speed range.

3 Simulations Results

Algorithms performance was verified by simulation using MATLAB/SIMULINK. The dq counter emfs that are the input to the estimators are written as

$$emf_q = V_{qs} - R_s i_{qs}; emf_d = V_{ds} - R_s i_{ds} \quad (25)$$

The cut-off frequency used for the LPF of algorithm 1 was set to 6 Hz, so that the filter works in the integration region, when the motor is driven at frequencies close to rated [1].

For the algorithm 2, the cut-off frequency was set to 600 Hz, which corresponds to one decade above the frequency of 60 Hz [2].

The constants K_p and K_i of the PI compensator used in algorithm 3 were set to 22 e 40 respectively [3].

The strategy followed in the simulation aiming to investigate the estimators operation was as follows: The induction motor model is solved for a given operating condition. In parallel runs the simulation of the three estimators making it possible to compare their outputs and performance with those calculated from the motor model. There are no closed loops. At the end of each simulation all the outputs are available for comparison. Two situations were analyzed, operation at 60 Hz and operation at 2 Hz.. For steady

state operation at a given frequency all the estimators worked well, with no discrepancies compared to the values calculated from the motor model.

For operation at 60 Hz, with the motor running at steady state, initially at no load, a step of rated torque is applied during a short time interval to verify the transient behavior of the estimators. Results are reported in Figs. 5, 6 and 7 where it is seen that the algorithm 2 presents the bigger error, 0.6%. Conclusion is that all estimators are quite precise during the studied transient at the given frequency.

Figs. 8, 9 and 10 show the amplitude of stator flux estimated by the algorithms when the motor is running at 2 Hz. The estimators set up are not changed, that is, no parameters or constants are modified compared to the situation studied at 60 Hz. What happens is that the compensation signal becomes much stronger than that at 60 Hz. A step of load torque corresponding to 1/3 of rated torque is applied. As seen the first algorithm presents some distortions but its performance can be considered acceptable for this speed level. The second algorithm presents big errors during transient coming back to good estimation when the machine reaches steady state. The third algorithm presents the best performance among all with practically no errors in estimation and showed to be the best for this wide speed range. At low speeds it was the best of the three. Fig. 11 shows the estimated results of the three algorithms when the motor operates at 2 Hz supply frequency. The curves shown correspond to stator flux amplitude (Fig. 11a), estimated torque (Fig. 11b) and λ_{sd} (fig. 11c). As seen the HPF based algorithm presented errors during transient operation at 2 Hz. With these information the control designer can choose the algorithm which presents the lower computing power demand for a machine that will work predominantly in the high speed regions. For control schemes designed for operation in the low speed range the first and third algorithms are better as compared to the second one. The third algorithm presents the best estimation of all, but demands more computing power, because it changes to current model in the low speed range, making a better flux estimation.

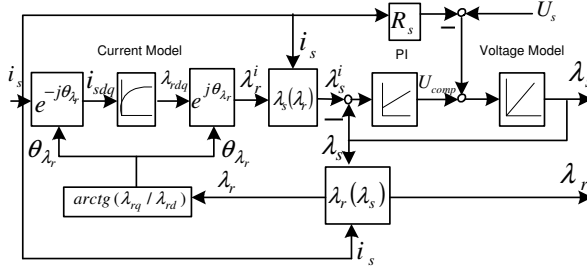


Figure 4. Stator flux observer based in the current-voltage model.

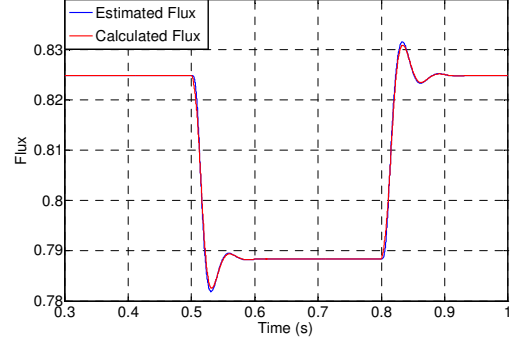


Figure 5. Estimated and calculated stator flux amplitude – algorithm 1 – 60 Hz.

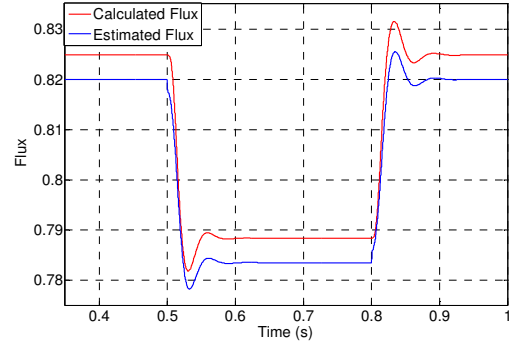


Figure 6. Estimated and calculated stator flux amplitude – algorithm 2 – 60 Hz.

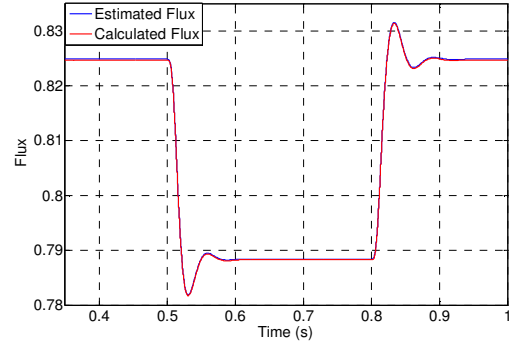


Figure 7. Estimated and calculated stator flux amplitude – algorithm 3 – 60 Hz.

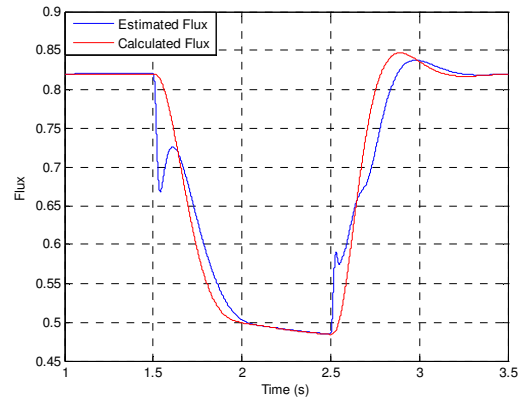


Figure 8. Estimated and calculated stator flux amplitude – algorithm 1 – 2 Hz.

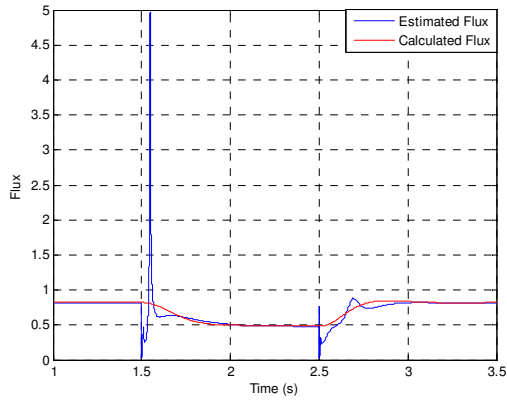


Figure 9. Estimated and calculated stator flux amplitude – algorithm 2 – 2 Hz.

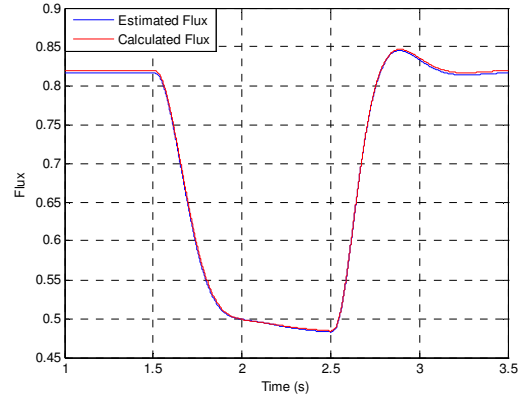


Figure 10. Estimated and calculated stator flux amplitude – algorithm 3 – 2 Hz.

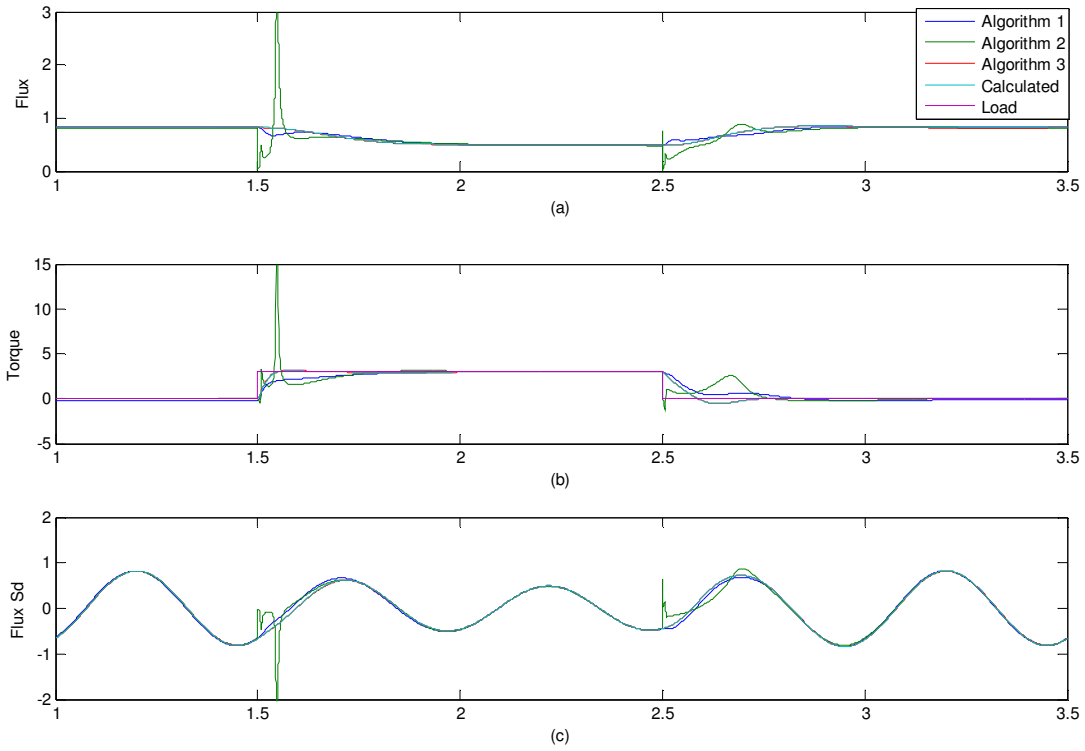


Figure 11. Estimated flux, torque and d stator flux (λ_{sd}) with the three algorithms.

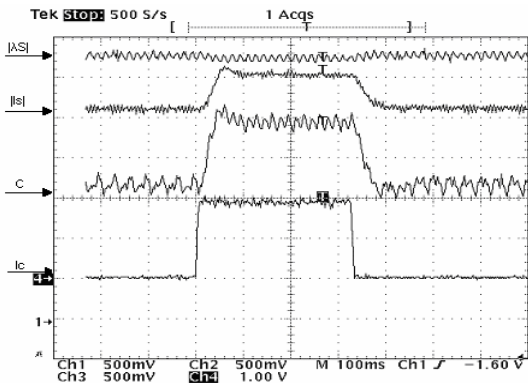


Figure 12. Estimated flux amplitude, stator current amplitude, estimated torque and load torque – experimental.

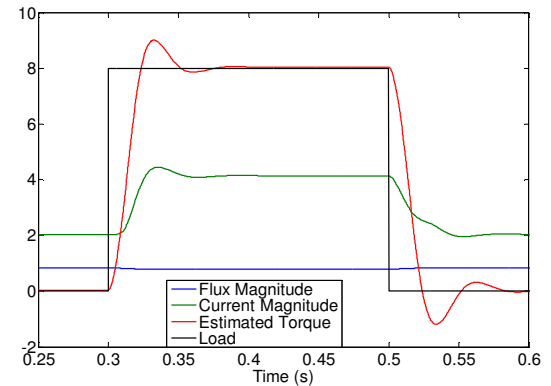


Figure 13. Estimated flux amplitude, stator current amplitude, estimated torque and load torque – simulated.

4 Experimental Results

In order to validate the studies presented the LPF based algorithm was implemented using an ADMC 401 kit adequate for motor control. A 2 HP, 4 poles induction motor, operating at 60 Hz was tested at both steady state and transient operation. The induction machine was driven by a sinusoidal constant V/f supply at rated values. A DC machine working as generator was coupled to the shaft of the induction motor and used to load the motor under test. Hall effect sensors were used to collect current and voltages to feed the flux and torque estimator.

Figure 12 shows respectively from top to bottom the estimated stator flux amplitude, stator current amplitude, the estimated torque at the DSP terminals, and the load torque (in fact, the armature current of the DC generator, independently excited with constant field current). Fig. 13 corresponds to the simulation results of the same set up, with values obtained from the motor mathematical model. Because the increase in stator current amplitude during load there is a small decrease in the stator flux amplitude as seen in the figures. The transient variation of stator current and torque were well estimated as compared to the simulation results.

5 Conclusions

Three different flux estimators proposed in the literature were verified and implemented in digital simulations. They were tested for different speed level to compare performance. All of them present good estimated results in the high speed levels with supply frequencies around rated value. At low speeds, around 2 Hz the low pass filter based estimator and the current-voltage observer present the best results. The high pass filter based estimator did not perform well during transient operation at this frequency level. The algorithm that presents the best overall performance is the observer based in the voltage-current model. Preliminary experimental results are shown and confirm the good performance of the low pass filter estimator. Additional tests are under way and a more abundant material should be available at time of final submission of the paper.

Aknowledgments

Authors wish to extern their gratitude to CAPES – The Brazilian financial agency for scholarships, and Federal University of Uberlândia for offering infra structure and laboratories for the research development.

References

- [1] Hu, J.; Wu, B. New Integration Algorithms for Estimating Motor Flux over a Wide Speed Range. *IEEE Trans. on P. Electronics*, Vol. 13, No. 5, Setembro 1998.
- [2] Zerbo, M.; Sicard, P.; Ba-Razzouk, A. Accurate Adaptive Integration Algorithms for Induction Machine Drive Over a Wide Speed Range. *IEEE International Conference on Electric Machines and Drives*, Page(s):1082 – 1088, Maio 2005
- [3] Lascu, C.; Boldea, I.; Blaabjerg, F. A Modified Direct Torque Control for Induction Motor Sensorless Drive. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 36, No. 1, Janeiro 2000
- [4] Shin, M.; Hyun, D.; Cho, S. An Improved Stator Flux Estimation for Speed Sensorless Stator flux Orientation Control of Induction Motors. *IEEE Trans. on P. Electronics*, Vol. 15, No. 2, Março 2000.
- [5] Holtz, J.; Quan, J. Drift-and Parameter-Compensated Flux Estimator for Persistent Zero-Stator-Frequency Operation of Sensorless-Controlled Induction Motors. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 39, No. 4, Julho/Agosto 2003.
- [6] Hinkkanen, M.; Luomi, J.; Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors. *IEEE Trans. on Ind. Electronics*, Vol. 50, No. 4, agosto 2003.
- [7] Idris, N.; Yatim, A. An Improved Stator Flux Estimation in Steady-State Operation for Direct Torque Control of Induction Machines. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 38, No.1, Janeiro/Fevereiro. 2002.
- [8] Mihalache, L. 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*, Pg: 713-718. Vol. 2 Março 2005.
- [9] Jansen, P., L.; Lorenz, R. D. A physically insightful approach to the design and accuracy assessment of flux observers for field oriented I.M.drives. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 30, pp. 101–110, Janeiro. 1994.
- [10] Mitronikas, D., E.; Safacas, N., A. An Improved Sensorless Vector-Control Method for an Induction Motor Drive. *IEEE Trans. on I. Electronics*, Vol.52, No.6, Dezembro 2005
- [11] Jansen, P. L. Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods. *IEEE Trans. on Ind. Applications*, Vol. 30, No.4, Julho/ Agosto. 1994