UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

UM ESTUDO DE ESTIMATIVA DE FLUXO E CONJUGADO EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS – IMPLEMENTAÇÃO UTILIZANDO DSP.

PÚBLIO BERNARDES SEVERINO

MARÇO

2005

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

UM ESTUDO DE ESTIMATIVA DE FLUXO E CONJUGADO EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS – IMPLEMENTAÇÃO UTILIZANDO DSP.

Dissertação apresentada por **Públio Bernardes Severino** à Universidade Federal de Uberlândia para a **obtenção do título de Mestre em Engenharia Elétrica** aprovada em 31/03/2005 pela Banca Examinadora:

Prof. Darizon Alves de Andrade, PhD (UFU) – Orientador

Prof. Marcos Antônio Arantes de Freitas , Dr. (UEMG)

Prof. Ernane Antônio Alves Coelho, Dr. (UFU).

DEDICATÓRIA

Dedico este trabalho a meus pais pelo carinho, apoio e compreensão

AGRADECIMENTOS

Agradeço a todos que de uma maneira ou outra contribuíram para o sucesso deste trabalho, em especial:

Ao meu orientador Darizon pela paciência, esforço e orientações durante o trabalho.

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.

Ao CNPQ pelo apoio financeiro.

RESUMO

Severino, P. B. Um estudo de estimativa de fluxo e conjugado em motores de indução trifásicos – implementação utilizando DSP., Uberlândia, UFU, 2005.

A proposta deste trabalho é a implementação de um método de estimação do conjugado eletromagnético de motores de indução trifásicos, a partir de amostras de correntes e tensões trifásicas obtidas nos terminais da máquina, sendo que o único parâmetro do motor de indução trifásico a ser utilizado é a resistência estatórica.

Para estimar o conjugado é necessário estimar o fluxo. O principal problema em relação à estimação do fluxo é a integração do sinal. Algumas propostas para estimação do fluxo foram estudadas, e dentre estas uma foi escolhida.

Para digitalização do método de integração escolhido foi utilizado o Processador Digital de Sinais. O algoritmo implementado é apresentado detalhadamente em todos os seus blocos.

São apresentados resultados de simulações e resultados experimentais do sistema implementado, tais como diferentes valores de carga e aplicação e retirada de carga.

Palavras-chave: *motor de indução, estimativa de conjugado, estimativa de fluxo.*

ABSTRACT

Severino, P. B. Um estudo de estimativa de fluxo e conjugado em motores de indução trifásicos – implementação utilizando DSP., Uberlândia, UFU, 2005.

This work presents a study and implementation of a torque estimator for three phase induction motors. Estimation is made from input voltages and currents and stator phase resistance is the only motor parameter needed.

Torque estimation is obtained from stator flux estimation. This requires the integration of the phase counter electromotive force. An integration method able to avoid drifting and errors due to initial conditions is chosen and implemented.

Torque estimator is implemented using a DSP board so that real time operation is possible. Experimental and simulated results are presented and found to be in good agreement.

Keywords: *induction motor, torque estimation, flux estimation.*

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 - Introdução 1

1.2 - Proposta do Trabalho 2

1.3 - Estrutura do trabalho 3

CAPÍTULO 2

TÉCNICAS DE INTEGRAÇÃO DE SINAIS

2.1 – Introdução 4

2.2 – Integração do Sinal 4

2.3 – Modelo Escolhido 9

2.4 – Conclusão 13

CAPÍTULO 3

DIGITALIZAÇÃO DO ESTIMADOR DE CONJUGADO

3.1 – Introdução 14

3.2 - Organização do algorítmo 15

3.3 - Condicionamento e Aquisição do sinal 17

3.4 - Processamento do Fluxo 21

3.4.1 - Determinação do valor Hexadecimal da resistência do estator 21

3.4.2 - Discriminação dos blocos de cálculo 22

3.5 - Tempo total de processamento 32

3.6 – Conclusão 33

CAPÍTULO 4

VERIFICAÇÃO TEÓRICA DO DESEMPENHO DO ESTIMADOR

4.1 - Modelo incluindo a saturação magnética a partir das grandezas d-q 34

4.2 - Estimador de fluxo 39

4.3 - Resultados da simulação 42

4.4 - Conclusão 48

CAPÍTULO 5

TESTES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 - Introdução 51

5.2 - Conjugado resistente oferecido pelo Gerador de corrente contínua 52

5.3 - Aquisição do sinal 54

5.4 - Testes e Resultados 56

5.5 – Comportamento dinâmico 76

5.6 - Conclusão 81

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO

6.1 - Conclusões Finais 82

6.2 - Propostas para trabalhos futuros 83

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS 84

ANEXO A 87

UM ESTUDO DE ESTIMATIVA DE FLUXO E CONJUGADO EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS – IMPLEMENTAÇÃO UTILIZANDO DSP

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO 2

TÉCNICAS DE INTEGRAÇÃO DE SINAIS

Figura 2.1 – Sinal de entrada do integrador x=311sen(wt) 6

Figura 2.2 – Offset devido as condições iniciais 6

Figura 2.3 – Sinal de entrada do integrador x=311sen(wt+π/2) 6

Figura 2.4 - Resultado sem erros 6

Figura 2.5 – Sinal de entrada do integrador x=311sen(wt+π/2)+0.8 7

Figura 2.6 – Rampa produzida devido ao offset no sinal 7

Figura 2.7 – Sinal de entrada do integrador x=311sen(wt)+0.8 7

Figura 2.8 – Rampa e offset devido ao offset no sinal de entrada e as condições iniciais 7

Figura 2.9 – Diagrama da fase e da amplitude do filtro passa-baixas com freqüência de corte em 30 rad/s 8

Figura 2.10 – Diagrama de blocos do algoritmo do integrador 10

Figura 2.11 – Figura 2.11 – Vetores mostrando a ortogonalidade entre o fluxo e emf 11

Figura 2.12 – Sinal de entrada do integrador x=311sen(wt)+0.8 12

Figura 2.13 – Sinal de saída do integrador proposto 12

CAPÍTULO 3

DIGITALIZAÇÃO DO ESTIMADOR DE CONJUGADO

Figura 3.1 – Estrutura do Algoritmo implementado 16

Figura 3.2 – Diagrama de blocos funcional do sistema de conversão 19

Figura 3.3 – Fluxograma do cálculo de Vqs e Vds 23

Figura 3.4 – Fluxograma do cálculo de Iqs e Ids 24

Figura 3.5 – Fluxograma do calculo de emf_q e emf_d 25

Figura 3.6 – Fluxograma do cálculo do modulo do fluxo 26

Figura 3.7 – Fluxograma do Calculo de cosθ e senθ 27

Figura 3.8 – Fluxograma do calculo do valor de λ_{cmp} 28

Figura 3.9 – Fluxograma do cálculo de $\lambda_{q\text{-}cmp}$ e $\lambda_{d\text{-}cmp}$ 29

Figura 3.10 – Fluxograma do calculo do valor de λ_{q2} e λ_{d2} 29

Figura 3.11 – Fluxograma do cálculo dos fluxos λ_{qs} e λ_{ds} 30

Figura 3.12 – Fluxograma do cálculo do conjugado eletromagnético 31

Figura 3.13 – Tempo de processamento do sistema. Canal A: Pulso Mostrando o tempo de processamento. Canal B: Pulso da interrupção PWMSYNC 32

CAPÍTULO 4

VERIFICAÇÃO TEÓRICA DO DESEMPENHO DO ESTIMADOR

Figura 4.1. Circuito equivalente das fases q-d de uma máquina de indução 34

Figura 4.2 -Variação da indutância com corrente de magnetização 37

Figura 4.3– Fluxo induzido em função da corrente 37

Figura 4.4 – Forças contra eletromotrizes nos eixos d e q 40

Figura 4.5 – Parcelas de fluxo nos eixos d e q 40

Figura 4.6 –Parcelas de fluxo de realimentação d e q 40

Figura 4.7 – Fluxo no eixo q e fluxo no eixo d 41

Figura 4.8 – Módulo do fluxo estatórico 41

Figura 4.9 – Diagrama de blocos do integrador utilizado 42

Figura 4.10– Módulo corrente I_s e conjugado para carga em parábola. 43

Figura 4.11 – Velocidade rotórica 43

Figura 4.12 – Gráfico do comportamento do conjugado quando uma carga parabólica é aplicada 43

Figura 4.13 - Oscilações no fim da parábola 43

Figura 4.14 - Fluxo resultante de estator para carga parabólica 44

Figura 4.15 - Fluxo nos eixos d e q, para uma carga em parábola 44

Figura 4.16- Módulo da corrente I_s e conjugado para carga em degrau 45

Figura 4.17 – Velocidade rotórica 45

Figura 4.18 - Gráfico do comportamento do conjugado quando uma carga em degrau é aplicada 45

Figura 4.19 – Comportamento durante a mudança brusca na carga 45

Figura 4.20 – Fluxo resultante de estator para carga em degrau 45

Figura 4.21 – Oscilações ocorridas no fluxo 45

Figura 4.22 - Fluxo nos eixos d e q, para uma carga em degrau 46

Figura 4.23 - Módulo da corrente I_s e conjugado para carga em rampa 47

Figura 4.24 – Velocidade rotórica 47

Figura 4.25– Gráfico do comportamento do conjugado quando uma carga em rampa é aplicada 47

Figura 4.26 – Oscilações no fim da rampa 47

Figura 4.27 – Fluxo resultante de estator para carga em rampa 47

Figura 4.28 - Fluxo nos eixos d e q, para uma carga em rampa 47

CAPÍTULO 5

TESTES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Figura 5.1 – Motor de indução, gerador de C.C. e o banco de resistências 49

Figura 5.2 –Modelo do sensor de corrente utilizado 52

Figura 5.3 – Caixa com os sensores de corrente 52

Figura 5.4 – Modelo do sensor de tensão utilizado 53

Figura 5.5 – Caixa com os sensores de tensão 53

Figura 5.6 – Esquema de ligação e aquisição de correntes e tensões 54

Figura 5.7 – Forma de onda da tensão de entrada 54

Figura 5.8 – Forma de onda da corrente de entrada 56

Figura 5.9 – Tensões q e d na saída dos D/A´s 56

Figura 5.10 – Correntes q e d na saída dos D/A´s 59

Figura 5.11 – Tensão nas fases d e q 59

Figura 5.12 -Corrente nas fases d e q 59

Figura 5.13 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q 59

Figura 5.14 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q 59

Figura 5.15 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q 59

Figura 5.16 - Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d 59

Figura 5.17 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 60

Figura 5.18 – Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado 60

Figura 5.19 – Tensão nas fases d e q 61

Figura 5.20 - Corrente nas fases d e q 61

Figura 5.21 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q 61

Figura 5.22 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q 61

Figura 5.23 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q 61

Figura 5.24 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d 61

Figura 5.25 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 62

Figura 5.26 – Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado 62

Figura 5.27 – Tensão nas fases d e q 63

Figura 5.28 - Corrente nas fases d e q 63

Figura 5.29 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q 63

Figura 5.30 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q 63

Figura 5.31 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q 63

Figura 5.32 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d 65

Figura 5.33 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 64

Figura 5.34 - Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado 64

Figura 5.35 – Tensão nas fases d e q 65

Figura 5.36 - Corrente nas fases d e q 65

Figura 5.37 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q 65

Figura 5.38 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q 65

Figura 5.39 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q 65

Figura 5.40 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d 65

Figura 5.41 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 66

Figura 5.42 – Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado 66

Figura 5.43 – Tensão nas fases d e q 67

Figura 5.44 - Corrente nas fases d e q 67

Figura 5.45 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q 67

Figura 5.46 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q 67

Figura 5.47 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q 67

Figura 5.48 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d 67

Figura 5.49 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 68

Figura 5.50 – Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado 68

Figura 5.51 – Tensão nas fases d e q 69

Figura 5.52 - Corrente nas fases d e q 69

Figura 5.53 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q 69

Figura 5.54 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q 69

Figura 5.55 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q 69

Figura 5.56 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d 69

Figura 5.57 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 70

Figura 5.58 - Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado 70

Figura 5.59 – Tensão nas fases d e q 71

Figura 5.60 - Corrente nas fases d e q 71

Figura 5.61 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q 71

Figura 5.62 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q 71

Figura 5.63 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q 71

Figura 5.64 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d 71

Figura 5.65 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 72

Figura 5.66 - Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado 72

Figura 5.67 – Gráfico dos conjugado simulado e estimado em função da corrente de carga 74

Figura 5.68 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 77

Figura 5.69 – Valores simulados do módulo da corrente de estator, do módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e da carga aplicada 77

Figura 5.70 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 78

Figura 5.71 - Valores simulados do módulo da corrente de estator, do módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e da carga aplicada 78

Figura 5.72 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 79

Figura 5.73 - Valores simulados do módulo da corrente de estator, do módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e da carga aplicada 79

Figura 5.74 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga 80

Figura 5.75 - Valores simulados do módulo da corrente de estator, do módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e da carga aplicada 80

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 3

DIGITALIZAÇÃO DO ESTIMADOR DE CONJUGADO

Tabela 3.1 – Formato de conversão de analógico para digital 20

CAPÍTULO 5

TESTES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Tabela 5.1 – Dados do motor de indução utilizado 50

Tabela 5.2 –Valores de resistência e corrente de armadura 57

Tabela 5.3 – Valores do conjugado estimado e simulado 74

UM ESTUDO DE ESTIMATIVA DE FLUXO E CONJUGADO EM MOTORES DE INDUÇÃO TRIFÁSICOS – IMPLEMENTAÇÃO UTILIZANDO DSP

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

emf_q – Componente de força contra-eletromotriz no eixo em quadratura

emf_d - Componente de força contra-eletromotriz no eixo direto

$|\lambda|$ - Módulo do fluxo estatórico

$\lambda_{q\text{-}cmp}$ – Componente de fluxo de compensação no eixo em quadratura

$\lambda_{d\text{-}cmp}$ – 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 - Freqüência de corte

R_s – Resistência de estator

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

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO GERAL

1.1 – Introdução

Os motores de indução, devido a sua simplicidade, robustez e custo relativamente baixo, são largamente utilizados no meio industrial e nos mais variados tipos de ambiente.

O acionamento destes motores em velocidades variáveis desenvolveu-se nitidamente nas últimas duas décadas tendo se tornado uma prática comum em processos industriais. Conversores estáticos associados a diferentes tipos de estratégias de acionamento tornam os sistemas com motores de indução altamente competitivos com os tradicionais sistemas com motores de corrente contínua.

Um método de acionamento bastante abordado na atualidade é o acionamento através da técnica de controle vetorial. Este método controla o campo magnético da máquina através da manipulação da fmm de forma que se tenha controle independente de conjugado e fluxo. Nesta técnica é necessário ter conhecimento do vetor de fluxo de estator, rotor ou mutuo, que podem ser medidos, observados ou estimados. Estimar o fluxo tem se tornado uma pratica comum, visto que, não necessita realizar modificações físicas na máquina com o uso de sensores e bobinas exploratrizes, e possui menor custo. Outra vantagem é que estimando o fluxo o conjugado também pode ser estimado. Tradicionalmente o conjugado pode ser medido ou estimado. Para medir o conjugado são utilizados transdutores eletromecânicos, que possuem alto custo de implementação, pouca versatilidade e necessidade de modificações da estrutura para instalação, devido à conexão mecânica. Estes são motivos pelos quais a maioria dos motores industriais não são equipados com sensores de conjugado. Assim, estimar o

conjugado é uma opção interessante, visto que, possui menor custo e sua implementação não exige modificações na estrutura física da instalação nem da máquina e são imunes ao estresse mecânico da máquina. Existem basicamente dois modelos muito utilizados na estimativa de fluxo: o modelo de tensão e o modelo de corrente. O modelo de corrente é mais utilizado para baixas velocidades e necessita do sinal de velocidade e corrente do MI. O modelo de tensão é aplicado onde o motor de indução trabalha em altas velocidades e utiliza as tensões e correntes terminais da máquina, sendo que o único parâmetro do MI a ser utilizado é a resistência do estator. Uma dificuldade relacionada a este modelo é a integração da força contra-eletromotriz, pois o uso de um integrador puro trás certos problemas como o *drift* e o valor inicial, fazendo necessário o uso de técnicas de correção para realizar a integração e assim estimar corretamente o fluxo e o conjugado.

Uma grande ferramenta na implementação de técnicas de controle de motores de indução é a utilização de processamento digital de sinais. Grande parte dos algoritmos de controle e estimativa de fluxo são implementados em DSP's (processadores digitais de sinais). Algumas vantagens dos DSP's são varias. Possibilita o uso menor de componentes, pois, grande parte da tarefa pode ser implementada por software. Possui desempenho estável e deterministico, pois possui menores tolerâncias, praticamente não necessita de ajustes, possui maior imunidade a ruído e interferências. Possuem faixa maior de aplicações realizáveis ou implementações mais efetivas.

Isto torna o uso de DSP's vantajoso, pois além de serem rápidos são estáveis. Alem disso podem realizar aquisição de sinais, grande número de cálculos e respostas rápidas na faixa de microsegundos.

1.2 – Proposta do trabalho

A proposta deste trabalho é estimar o conjugado eletromagnético do motor de indução trifásico em tempo real. Este estimador será implementado no ADMC401 da Analog Devices. Com este objetivo o fluxo estatórico é estimado utilizando o método proposto por [4]. A partir do fluxo estimado calcula-se o conjugado do motor de indução. Neste contexto as grandezas necessárias para estimar o fluxo e calcular o conjugado são as correntes e tensões nas três fases do motor de indução, sendo a resistência do estator por fase o único parâmetro necessário.

1.3 – Estrutura do trabalho

- Capítulo 2 – São descritos os problemas relacionados a integração da força contra-eletromotriz e são apresentados métodos para estimar o fluxo que propõe soluções para superar os problemas citados, dentre os métodos citados um é escolhido, explicado e testado.
- Capítulo 3 – Apresenta a estrutura do algoritmo, mostrando as características do hardware utilizado, os blocos do algoritmo implementado, a determinação de alguns parâmetros e o tempo total de processamento.
- Capítulo 4 – Neste capítulo são apresentados o modelo matemático utilizado e resultados de simulação do motor de indução trifásico e do estimador de conjugado.
- Capítulo 5 – Neste capítulo é descrito o material utilizado, e resultados experimentais são apresentados.
- Capítulo 6 – São apresentadas as conclusões finais do trabalho.
- Anexo A – Código em Assembler do sistema implementado.

CAPÍTULO 2

TÉCNICAS DE INTEGRAÇÃO DE SINAIS

2.1 – Introdução

Tradicionalmente para medir o conjugado são utilizados transdutores eletromecânicos, porém estes possuem certas desvantagens como: alto custo de implementação, pouca versatilidade, necessidade de modificações na estrutura para instalação devido à conexão mecânica. Assim, a maioria dos motores industriais não são equipados com sensores de conjugado como é descrito por [5]. Estimar o fluxo e calcular o conjugado é uma opção interessante visto que possui baixo custo e não necessita de alterações físicas na estrutura da máquina. Métodos de estimativa de fluxo normalmente envolvem a integração do sinal de força contra-eletromotriz. Para tanto um método de integração deve ser escolhido.

2.2 Integração do Sinal

Obter o fluxo corretamente é muito importante em acionamentos de alto desempenho. A informação sobre o fluxo é necessária para realizar o controle de conjugado e velocidade do motor de indução. Tradicionalmente o fluxo pode ser medido ou estimado. Pode ser medido através de bobinas exploratrizes, porém esta alternativa torna o sistema caro e diminui a confiabilidade. Estimar o fluxo é uma alternativa mais interessante, tendo um custo menor e melhor estabilidade. A maioria das técnicas propostas para estimar o fluxo são baseadas no modelo de tensão [3, 4, 5, 10, 11, 13] ou no modelo de corrente [1, 8]. A estimação baseada no modelo de corrente é normalmente aplicada para baixas freqüências, onde é necessário o conhecimento da corrente de estator e a velocidade mecânica do rotor. Em muitas aplicações

industriais, o uso do *encoder* para ter informação sobre velocidade ou posição é indesejável, visto que, reduz a robustez e a confiabilidade do acionamento e aumenta o custo do sistema [4]. Este método fica instável em altas velocidades visto que utiliza os parâmetros do rotor, e estes variam. O modelo de tensão, por outro lado, normalmente é utilizado para altas velocidades, onde o fluxo estatórico é calculado pela integração da força contra-eletromotriz. Este método é mais utilizado, pois o único parâmetro necessário é a resistência de fase do estator, que pode ser facilmente obtida através dos ensaios da máquina. A força contra-eletromotriz é calculada a partir das tensões e correntes de fase nos terminais do estator. A principal dificuldade encontrada é a integração do sinal, pois um integrador puro possui como problemas o *drift* e problemas relacionados com o valor inicial. O *drift* é rampa formada na saída de um integrador puro, que é resultado de algum valor constante presente no sinal de entrada, o *offset*. O problema relacionado ao valor inicial será explicado a seguir. 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 [4]. A figura 2.1 mostra uma forma de onda senoidal sem *offset* e com ângulo inicial igual a zero. A figura 2.2 ilustra a forma de onda na saída do integrador puro, multiplicada por uma constante de valor igual a ω. Notou-se que o sinal foi deslocado de um valor igual ao seu pico positivo, totalizando um *offset* bem expressivo. Isto ocorreu devido ao fato que o ângulo inicial do sinal de entrada é zero, o que define uma condição de erro.

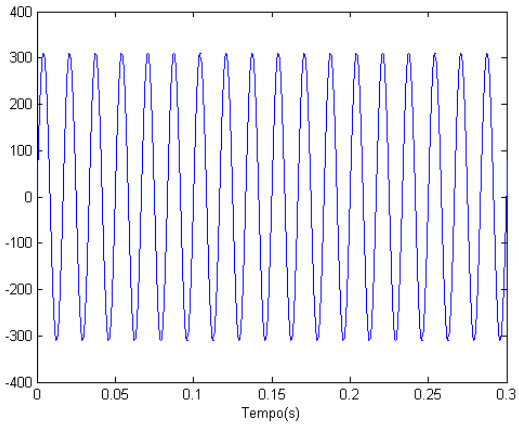

Figura 2.1 – Sinal de entrada do integrador x=311sen(wt).

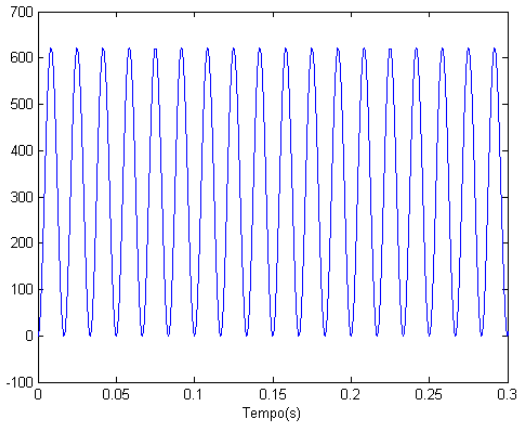

Figura 2.2 –Offset devido as condições iniciais.

A figura 2.3 mostra um sinal senoidal, onde seu ângulo inicial é π/2, ou seja, este sinal entra no integrador puro no instante de seu pico positivo. Como pode ser visto na figura 2.4, o sinal foi integrado sem os erros relacionados a fase inicial do sinal de entrada, porém na prática isto não ocorre com tanta freqüência, visto que um acionamento de alto desempenho não pode depender de eventos aleatórios.

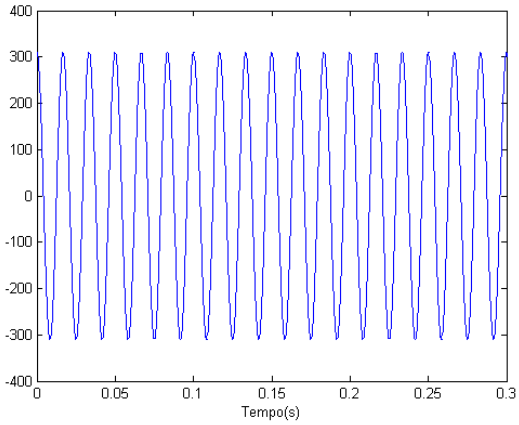

Figura 2.3 – Sinal de entrada do integrador x=311sen(wt+π/2).

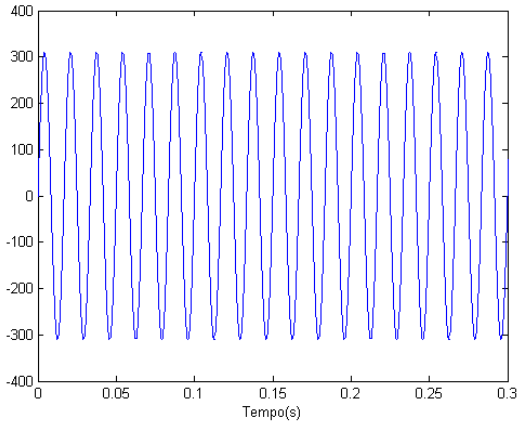

Figura 2.4 – Resultado sem erros.

Na figura 2.5 um *offset* de 0.8 V foi inserido no sinal. O comportamento sinal de saída do integrador puro está ilustrado na figura 2.6. Esta rampa é resultado do nível dc no sinal,

que mesmo sendo pequeno comparado com a amplitude, leva um integrador puro à saturação conforme [10]. O *drift* pode ser visto na figura 2.6.

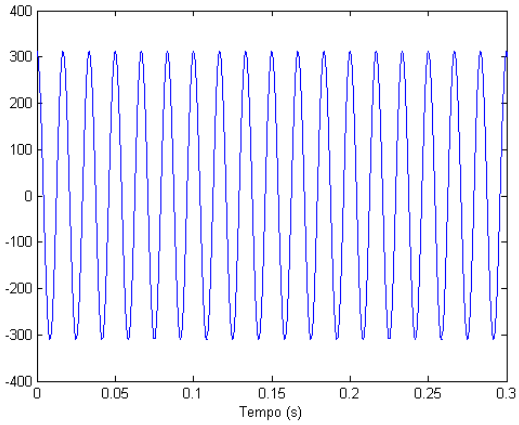

Figura 2.5 – Sinal de entrada do integrador x=311sen(wt+π/2)+0.8.

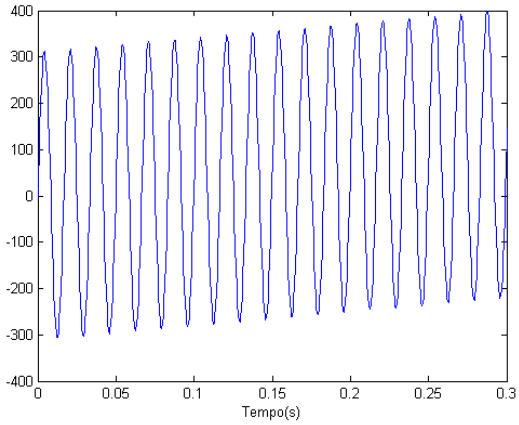

Figura 2.6 – Rampa produzida devido ao offset no sinal.

Alimentando um integrador puro com um sinal senoidal cujo angulo inicial é zero e inserindo no mesmo um *offset* de 0.8 V, como mostra a figura 2.7, verifica-se através da figura 2.8 que o sinal de saída possui o deslocamento devido as condições iniciais e a rampa devido ao *offset*.

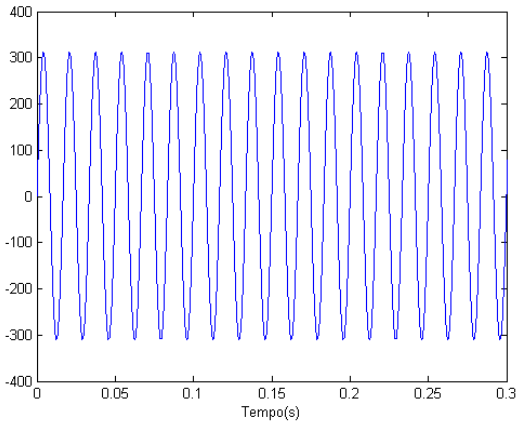

Figura 2.7 – Sinal de entrada do integrador x=311sen(wt)+0.8.

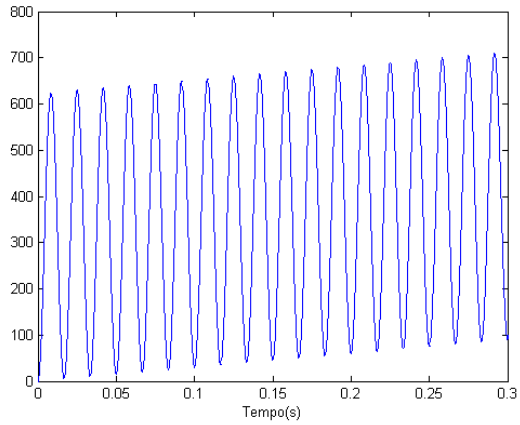

Figura 2.8 – Rampa e offset devido ao offset no sinal de entrada e as condições iniciais.

O erro de *offset* presente no sinal é devido ao uso de componentes analógicos e circuitos amplificadores para medir tensões e correntes nos terminais da máquina. Com o propósito de superar esses problemas, um filtro passa-baixas geralmente é usado no lugar do integrador puro. Todavia, o uso de um filtro passa-baixas reduz o desempenho do acionamento, pois introduz erros na fase e na magnitude do sinal de saída, particularmente em freqüências próximas ou abaixo da freqüência de corte [4]. Para que o filtro passa-baixas trabalhe bem como integrador é necessário que sua freqüência de corte seja pelo menos dez vezes menor que a freqüência do sinal de entrada. Isto é justificado pela diagrama de bode ilustrado pela figura 2.9.

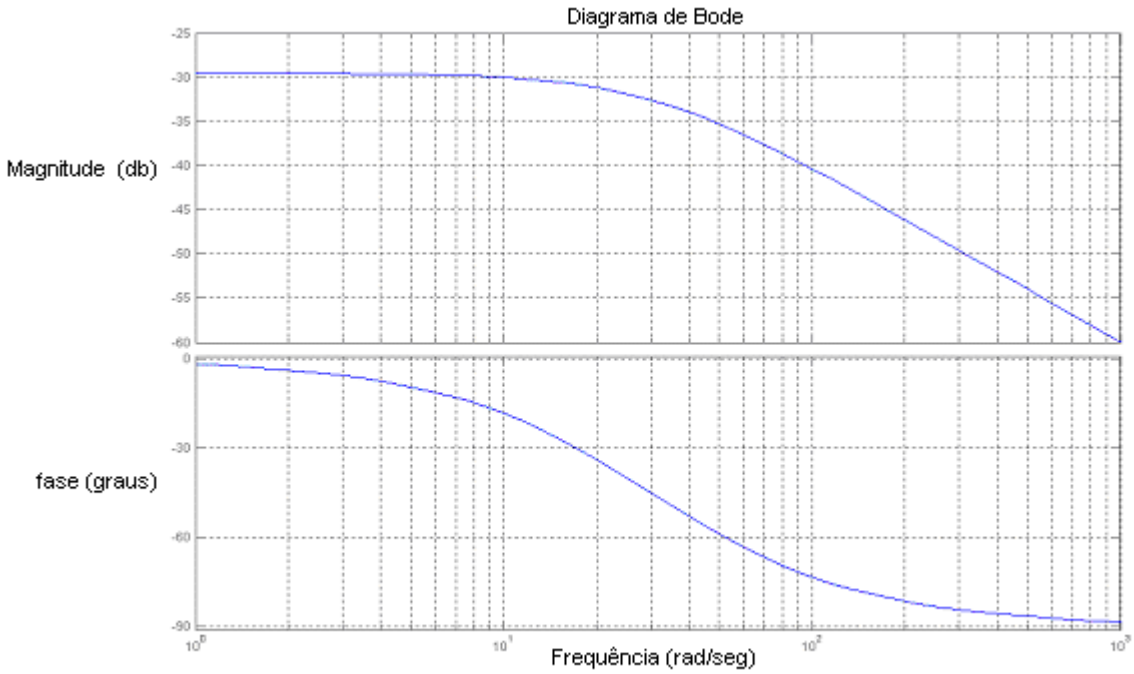

Figura 2.9 – Diagrama da fase e da amplitude do filtro passa-baixas com freqüência de corte em 30 rad/s.

Na literatura podem ser encontradas diversas propostas para efetuar a integração dos sinais. Alguns autores propõem estratégias para o uso do integrador puro [10, 12, 13] para realizar a integração da força contra-eletromotriz. A referência [10] apresenta um método no

qual um integrador puro é utilizado para estimar o fluxo. A idéia é calcular a média da força contra-eletromotriz em um ciclo completo, visto que, a média de um ciclo completo deve ser zero. A cada ciclo a média é calculada e subtraída do sinal de saída. Em [13] é empregado um integrador puro para estimar o fluxo estatórico. A estratégia é estimar o vetor de *offset* para poder eliminá-lo, e compensar outros erros de estimação que estão presentes nos sinais amostrados. Este método retira o *offset* dos sinais amostrados e elimina sinais de alta freqüência, desse modo possibilitando o emprego de um integrador puro. Os autores [3, 4, 5, 11] propõem substituir o integrador puro por um filtro passa-baixas, implementando estratégias para compensar os erros de fase e amplitude inerentes ao filtro passa-baixas. Em [5] é proposto o uso de filtro passa-baixas programável com compensação de fase e magnitude para substituir e evitar os problemas relacionados ao integrador puro e ao filtro passa-baixas analógico com pólo fixo. Redes neurais artificiais[7, 8, 9], lógica fuzzy [2] e observadores [1, 6] também são utilizados para estimar fluxo e conjugado. Em [9] um método baseado nas potências ativa e reativa instantâneas é apresentado 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. Segundo o autor este método é insensível a variação dos parâmetros da máquina. O método de integração utilizado neste trabalho é o proposto por [4], por possuir uma implementação se encaixa melhor no material disponível e por fazer uso do modelo de tensão no qual são coletados sinais de tensão e corrente nos terminais da maquina e o único parâmetro a ser considerado é a resistência do estator.

2.3 – Modelo escolhido

A expressão de um integrador puro ($y = \frac{1}{s}x$) pode ser escrita conforme (2.1) onde x e y são

$$y = \frac{1}{s+\omega_c}x + \frac{\omega_c}{s+\omega_c}y \tag{2.1}$$

a entrada do sistema e o sinal de saída, e ω_c é freqüência de corte respectivamente. O primeiro termo do lado direito da equação acima representa o filtro passa-baixas que tradicionalmente é adotado para se aproximar de um integrador para implementação prática. O segundo termo pode ser considerado como uma realimentação para compensar a saída do filtro passa-baixas. Se a variável de resposta y, no segundo termo é propriamente ajustada e controlada, a função modificada pode obter um desempenho muito melhor que o filtro passa-baixas e os problemas relacionados com o integrador puro são evitados.

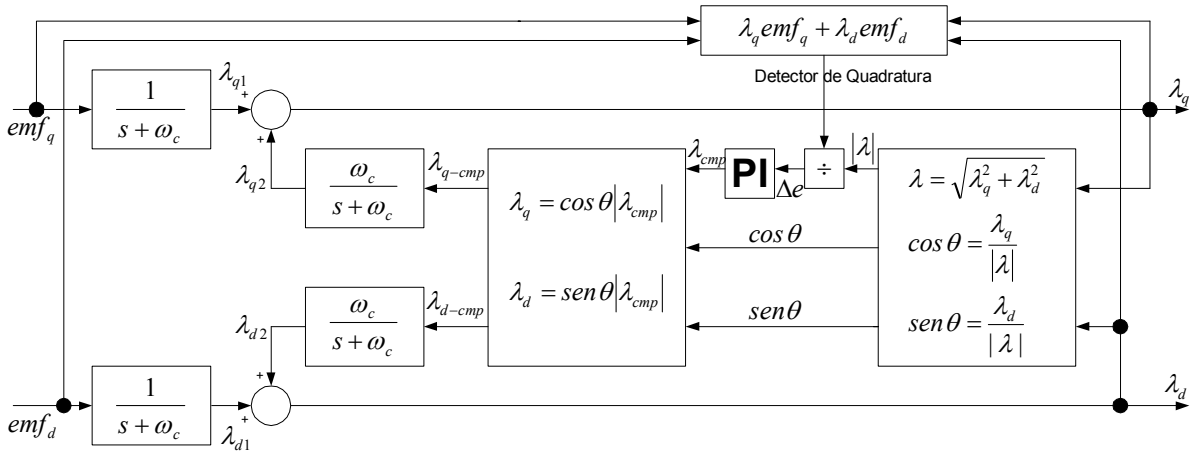

Figura 2.10 – Diagrama de blocos do algoritmo do integrador.

Este algoritmo foi especialmente projetado para estimar fluxo de motores de indução trifásicos. A Figura 2.10 mostra o digrama de blocos no qual o algoritmo de integração é utilizado. Este esquema é baseado no fato que o fluxo do motor é ortogonal à sua força contra-eletromotriz, de modo que um detector de quadratura é utilizado para detectar a

ortogonalidade entre o fluxo estimado e a força contra-eletromotriz. Um regulador proporcional integral (PI) é usado para gerar um nível de compensação adequado para fazer com que fluxo permaneça ortogonal a força contra-eletromotriz , que é dado pela Equação (2.2), onde k_p e k_i são as constantes do regulador PI. O principio de operação

$$\lambda_{cmp} = \left(k_p + \frac{k_i}{s} \right) \frac{\lambda_q emf_q + \lambda_d emf_d}{|\lambda|} \tag{2.2}$$

deste integrador pode ser explicado com o uso do diagrama de vetores da figura 2.11. O vetor de fluxo estimado $\vec{\lambda}$ é a soma de dois vetores, o vetor $\vec{\lambda}_{q1}$ que é a saída do filtro passa-baixas e o vetor de realimentação $\vec{\lambda}_{q2}$. Idealmente o vetor de fluxo deveria ser ortogonal ao vetor da força contra eletromotriz, e a saída do detector de quadratura zero. Quando um valor

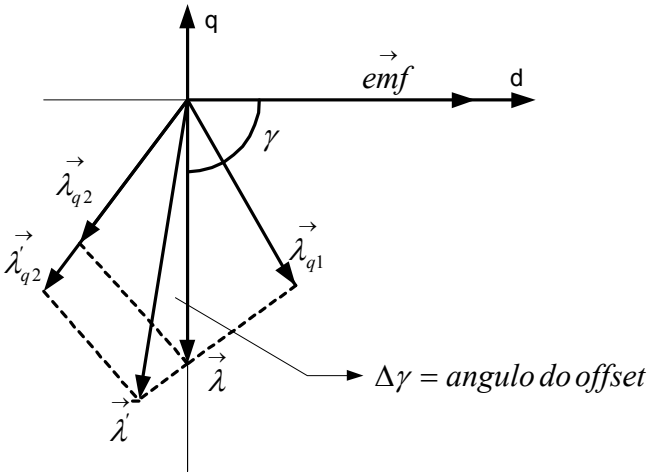

Figura 2.11 – Vetores mostrando a ortogonalidade entre o fluxo e emf.

inicial ou mesmo *dc drift* é introduzido no integrador, a relação de ortogonalidade acima é perdida, e o ângulo de fase γ entre os vetores de fluxo e a força contra eletromotriz já não é mais 90º, o qual produz um sinal de erro definido pela Equação (2.3).

$$\begin{aligned} \Delta \vec{e} &= \vec{\lambda}\, \vec{emf} / |\lambda| = \left(\lambda_q emf_q + \lambda_d emf_d \right) / |\lambda| \\ &= |emf| \cos\gamma \end{aligned} \tag{2.3}$$

Assumindo que a magnitude do vetor de realimentação $\vec{\lambda}_{q2}$ cresce até $\vec{\lambda}'_{q2}$ como mostra a figura 2.10 devido ao *offset dc* ou problemas relacionados com o valor inicial, o ângulo de fase γ será maior que 90º. O detector de quadratura irá gerar um sinal negativo de erro. A saída do regulador PI λ_{cmp} é reduzida assim como o vetor de realimentação. Como resultado, o vetor de fluxo $\vec{\lambda}'$ move-se em direção a posição original de 90º até a relação de ortogonalidade entre $\vec{\lambda}$ e $\vec{emf}$ ser restabelecida. Se o ângulo γ é menor que 90º por alguma razão, o processo oposto irá ocorrer, o que trás γ de volta a 90º. Desse modo, este integrador pode ajustar o nível de compensação do fluxo λ_{cmp} automaticamente para um ótimo valor, assim os problemas relacionados com o valor inicial e *offset* são eliminados. Para testar integrador proposto inserimos o sinal descrito pela figura 2.12. O sinal de saída do integrador pode ser vista na figura 2.13. Observa-se nesta figura que inicialmente o sinal de saída do integrador tem um offset com valor igual ao pico positivo do sinal, mas logo em seguida é visto que não há offset e nem a rampa como na figura 2.7.

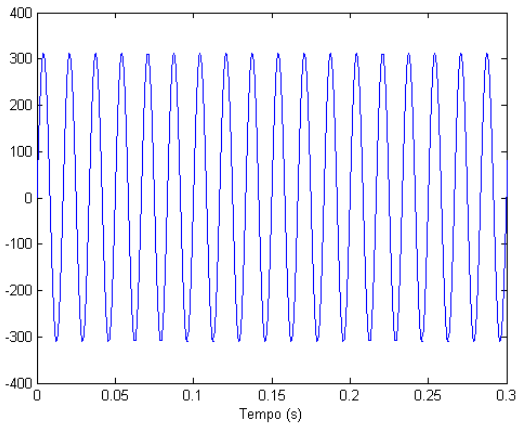

Figura 2.12 – Sinal de entrada do integrador x=311sin(wt)+0.8.

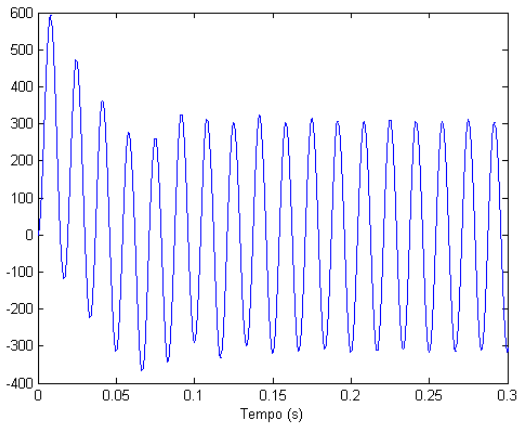

Figura 2.13 – Sinal de saída do integrador proposto.

2.4 - Conclusão

Neste capítulo foi apresentada a revisão bibliográfica onde foram mostrados os principais problemas relacionados ao uso de um integrador puro para realizar a integração da força contra-eletromotriz. Foram citados os problemas relacionados o uso do filtro passa-baixa no lugar do integrador puro. Alguma técnicas utilizadas par a realizar a integração da força contra-eletromotriz foram citadas. Dentre os modelos estudados, foi escolhido e apresentado um método de integração. Este método foi testado e verificou-se que supera muito bem os problemas relacionados à integração da força contra-eletromotriz.

CAPÍTULO 3

DIGITALIZAÇÃO DO ESTIMADOR DE CONJUGADO

3.1 - Introdução

Uma grande ferramenta no controle do motores de indução é o processamento digital de sinais. As bases teóricas do processamento digital de sinais (DSP) remontam desde a metade dos anos 60, tendo evoluído notavelmente nas décadas seguintes, até os dias de hoje. Até meados dos anos 80, a maioria das aplicações utilizando DSP consistia naqueles que eram passíveis de processamento off-line, devido ao pequeno poder computacional dos processadores e ao seu alto custo. Mais recentemente, devido ao contínuo avanço tecnológico, um crescente número de aplicações na área de processamento de sinais tem sido implementadas em tempo real, através de processadores digitais de sinais integrados. As vantagens dos DSP's quando comparadas com a implementação analógica, são inúmeras.

- 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;

O processamento digital de sinais requer, geralmente, um grande número de operações aritméticas sobre cada amostra do sinal. Assim, apesar de ser possível a realização de algum processamento de sinais em processadores convencionais, isto geralmente não é eficaz, devido ao pequeno poder de processamento aritmético destes. O que realmente diferencia um

processador convencional de um específico para DSP é a sua arquitetura interna. De modo a otimizar o desempenho, a maioria dos processadores DSP utiliza os seguintes recursos:

- Arquitetura *Harvard*: - Otimiza a capacidade de processamento, estabelecendo duas estruturas de barramento de memória separadas, de programa e de dados. Isto permite que, internamente, tanto os códigos quanto os operandos das instruções possam ser transferidos simultaneamente, em um único ciclo.
- Unidade Lógica e Aritmética ALU: - Esta unidade é responsável pelas operações aritméticas e lógicas básica em um DSP. As funções aritméticas geralmente são: adição, subtração, inversão de sinal, incremento, decremento, e valor absoluto. As funções lógicas geralmente são: *AND*, *OR*, *XOR* e *NOT*.
- Unidade multiplicadora e acumuladora: - Esta unidade geralmente é responsável pelas multiplicações, multiplicações com soma, multiplicação com subtração e saturação.

Para digitalização do esquema de integração para estimar o fluxo segundo proposto em [4], foi utilizado o kit de desenvolvimento do ADMC401 da Analog Devices que é um Processador Digital de Sinais (DSP) especialmente desenvolvido para o controle de motores, com processamento de 26 MIPS em 16 bits ponto fixo, conversor analógico/digital de 8 canais em 12 bits, conversor digital/analógico de 8 canais em 12 bits, saída PWM trifásica, 2 portas seriais e 12 pinos de I/O de propósito geral, e uma interface para *enconder* de três canais, entre outras características [18].

3.2 - Organização do algorítmo

O desenvolvimento do algorítmo foi dividido em 3 partes, para uma melhor compreensão do sistema.

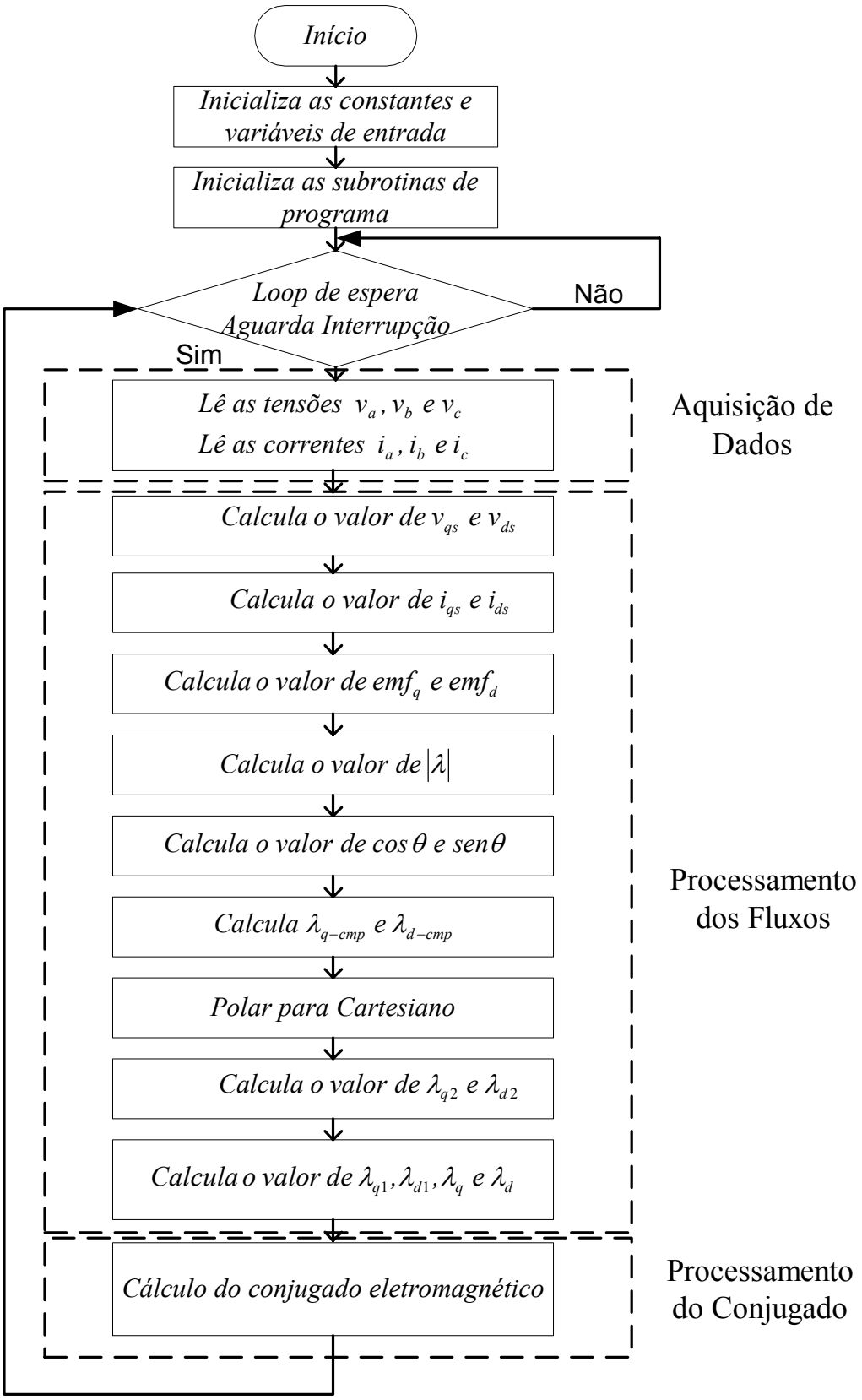

Figura 3.1 – Estrutura do Algorítmo implementado.

Essas partes foram chamadas unidade de aquisição de dados, unidade de processamento do fluxo e unidade de processamento do conjugado, que serão detalhadas mais adiante. Conforme observado na figura acima, o algorítmo se baseia no modelo *d-q* do motor de indução trifásico. Este modelo será apresentado no capítulo 4.

Todas as operações são seqüenciais e obrigatórias, não possuindo partes do algoritmo que são executadas conforme alguma condição do sistema.

O algorítmo está mostrado na Figura 3.1. Sua execução se inicía pelo pulso PWMSYNC. Todo o programa a ser executado fica dentro da rotina desta interrupção. Isso ocorre devido a uma característica própria do DSP, evitando assim que o processo seja interrompido por outra operação do processador. Essa interrupção ocorre a cada 50μs, visto que, sua freqüência é de 20 KHz, que por características de programação das funções de conversão, será a mesma freqüência de conversão dos conversores analógico/digital e dos conversores digital/analógico.

Quando iniciado o processo, o ADMC401 inicializa todas as constantes e variáveis do sistema, desabilita todas as interrupções pendentes no processador e entra no *loop* principal do programa, que apenas aguarda a execução da interrupção PWMSYNC.

3.3 - Condicionamento e Aquisição do sinal

Tendo em vista que todo processamento será implementado em software, todas as variáveis de entrada devem ser tratadas de forma a se adequarem ao formato interno utilizado no DSP. O ADMC401 é um processador digital de sinais especialmente desenvolvido para obter-se alto desempenho no controle de máquinas elétricas, que opera com 16 bits e funções matemáticas em ponto fixo. Tem como sistema de numeração padrão, o formato 1.15(um ponto quinze), um bit para o sinal e os outros 15 bits para representação do número, utilizando a aritmética de complemento de dois, consegue representar números que variam de -1 a

0.99996948. Mas outros formatos também podem ser utilizados, tais como, 6.10 onde os números variam de –32 a 31.999. Na representação interna, significa que 1 bit representa o sinal, 5 bits são destinados a representar a parte inteira do número e os 10 bits restantes representam a parte fracionária do número. Os formatos utilizáveis vão de 1.15 ate 16.0 conforme [15]. Pode-se trabalhar também com números sem sinal. Ao utilizar formatos que não sejam 1.15, é necessário muito cuidado, visto que, o formato padrão é 1.15. Uma solução comum para passar de um formato para outro é a utilização da unidade de deslocamentos. Esta unidade executa o deslocamento dos bits que pode ser para direita (divide o número por dois a cada bit deslocado) ou para esquerda (multiplica por 2 o número a cada bit deslocado), ela também realiza a mudança de formatos.

Para um condicionamento dos valores no DSP é necessário definir valores de base para as variáveis de entrada utilizadas no programa. O formato 1.15 apresenta a vantagem de transformar todas as variáveis do sistema em um sistema análogo ao sistema em p.u., assim processá-las da maneira necessária. Estes valores serão definidos mais adiante

O ADMC401 tem capacidade para converter 8 entradas analógicas. Pode converter sinais de corrente, de tensão ou outros sinais que possam ser necessários para acionamentos de alto desempenho. A faixa do valor de entrada de tensão é determinada pela tensão de referência que pode ser interna ou externa. O valor utilizado como referência para este trabalho é 2 V, sendo esta a referência interna. Como resultado, os sinais de entrada podem variar de +2 V a –2V, sendo 4V pico a pico.

O sistema de conversão converte todas as 8 entradas analógicas em menos de 2μs através do método *12-bit pipeline flash ADC* ilustrado na figura 3.2. Todo sistema de conversão trabalha a 25% da velocidade do *clock* do DSP, isto é, cerca de 26 MIPS.

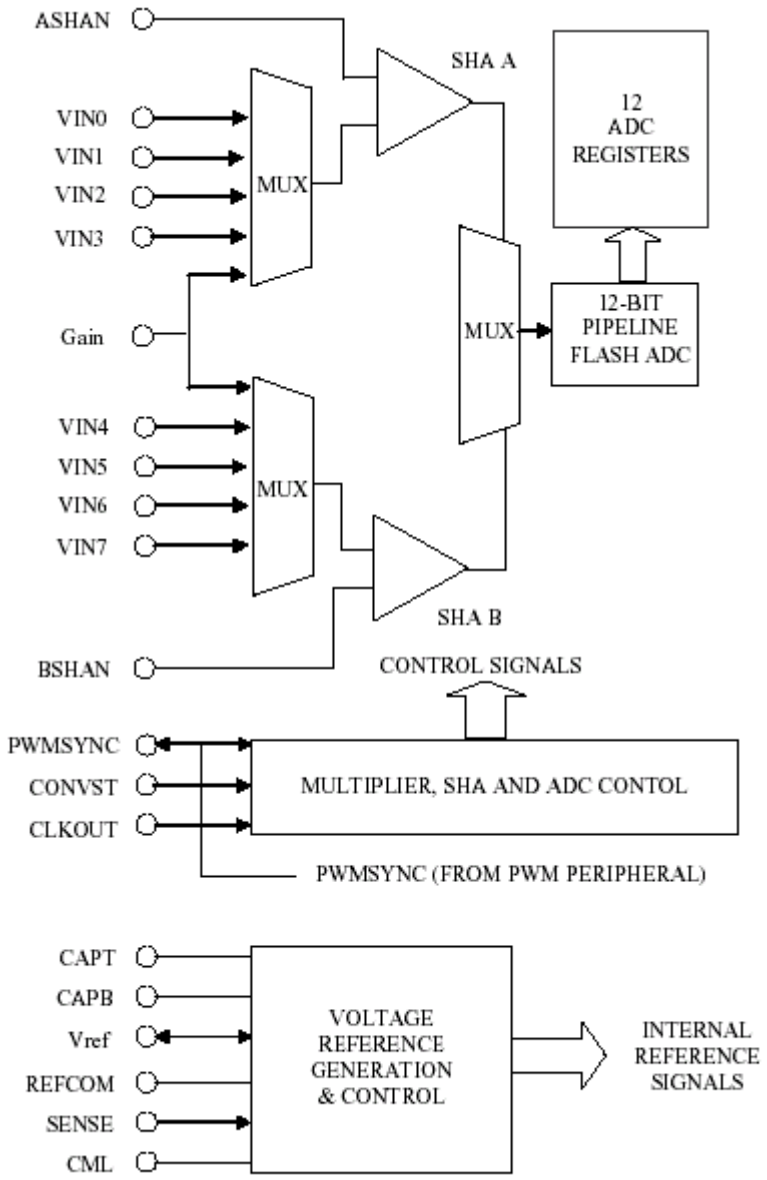

Figura 3.2 – Diagrama de blocos funcional do sistema de conversão.

As entradas para os sinais estão divididas em 2 bancos de aquisição. O primeiro banco consiste nas primeiras 4 entradas(*VIN0* para *VIN3*) e o segundo banco consiste nas outras 4 entradas (*VIN4* para *VIN7*).

Os conversores analógico-digital podem operar em dois modos de conversão, que são amostragem simultânea e amostragem seqüencial. Estes modos de conversão são determinados pela configuração dos bits de um registrador interno de 16 bits chamado *ADCCTRL*. No modo de amostragem simultânea, 2 entradas são amostradas de cada banco

simultaneamente. Como resultado, 4 pares de entradas são amostradas simultaneamente: *VIN0* e *VIN4*, *VIN1* e *VIN5*, *VIN2* e *VIN6* e por fim *VIN3* e*VIN7*. No modo de operação seqüencial, cada entrada analógica é amostrada e convertida individualmente de *VIN0* até *VIN7*. Em ambos os modos, após uma entrada analógica ser convertida, o resultado é armazenado em seu respectivo registrador onde os bits são armazenados com alinhamento a esquerda, em complemento de dois como mostra a tabela 3.1. Por exemplo, a entrada de *VIN0* é convertida e armazenada no registrador *ADC0* [18].

VIN0-VIN7 (V)	Formato Digital em Hexadecimal	Formato Digital em Binário
>= +2	0x7FF0	0111 1111 1111 0000
2- 1 LSB	0x7FF0	0111 1111 1111 0000
2 - 2 LSB	0X7FE0	0111 1111 1110 0000
0 + 1 LSB	0x0010	0000 0000 0001 0000
0	0x0000	0000 0000 0000 0000
0 - 1 LSB	0xFFF0	1111 1111 1111 0000
- 2 + 1 LSB	0x8010	1000 0000 0001 0000
-2	0x8000	1000 0000 0000 0000
< - 2	0x8000	1000 0000 0000 0000

Tabela 3.1 – Formato de conversão de analógico para digital

Por motivo de segurança e para que não haja nenhum valor fora de escala, utiliza-se por volta de 75% da escala dos conversores analógico/digital, como o valor de entrada varia de –2 V a 2 V, os sinais de tensão e corrente foram dimensionados para que seus valores estejam por volta de -1.5 V a 1.5 V na entrada dos conversores.

Neste trabalho optou-se por utilizar modo simultâneo de amostragem, onde duas entradas analógicas são amostradas simultaneamente, tendo a seguinte seqüência *VIN1* e *VIN5, VIN2* e *VIN6* e *VIN3* e *VIN7* que são as entradas analógicas na placa do Kit, onde os sinais de entrada são v_a e i_a, v_b e i_b e v_c e i_c respectivamente. Que são as tensões e correntes de fase do motor de indução trifásico.

3.4 Processamento do Fluxo

O processamento do fluxo ocorre de forma seqüencial, o método utilizado é descrito na figura 3.1. Parâmetros devem ser determinados e adequados, e a seqüência de cálculos será descrita .

3.4.1 Determinação do valor Hexadecimal da resistência do estator

O algorítmo proposto necessita de um parâmetro da máquina de indução, que é a resistência do estator. O valor medido deste parâmetro é de 4.05 Ω e neste trabalho não será levado em conta que este parâmetro varie. Porém para que possamos trabalhar com este parâmetro no DSP, temos que adequar seu valor, e a maneira mais apropriada para realizar isto é passando seu valor para p.u.. Para isso precisamos calcular a impedância base. A princípio seria apenas dividir a tensão nominal pela corrente nominal que teríamos a impedância equivalente, e tendo o valor resistência dividí-lo pela impedância equivalente. Porém temos que trabalhar também com a escala dos conversores analógico/digital que varia de –2 V a 2 V. Quando trabalhamos com sinais senoidais, devemos observar o valor de pico do sinal que estamos tratando, pois qualquer valor de pico acima ou abaixo da faixa de variação de operação dos conversores A/D pode levá-los a saturação ou mesmo inutilizá-los. No sensor de corrente, é visto que para cada 1 A de pico que passa pelo condutor é gerado 300 mV de pico positivo, por conseguinte para gerar 2 V de pico positivo é necessário que passe pelo condutor uma corrente de 6.60 A de pico, que será o valor de corrente utilizado no cálculo da impedância base. No sensor de tensão, uma entrada de 311.13 V_{pico} de tensão produz 1.45 V_{pico} de tensão em sua saída, de modo que para produzir 2 V_{pico} de tensão, é necessária um entrada de 429.14 V de tensão, assim, esse é o valor de tensão utilizado para o

cálculo da impedância base. Tendo estes valores o cálculo pode ser efetuado através da Equação (3.1). A resistência equivalente é calculada utilizando a Equação (3.2).

$$Z_{base} = \frac{V_{max}}{I_{max}} \tag{3.1}$$

$$R_{pu} = \frac{R_s}{Z_{base}} \tag{3.2}$$

$$R_{pu} = \frac{4.05}{\frac{429.14}{6.60}} \Rightarrow R_{pu} = 0.06228736\,pu$$

Convertendo para o formato 1.15 em hexadecimal tem-se:

$$R_{DSP} = 0.06228736 \cdot 2^{15} \Rightarrow R_{DSP} = 2041 \rightarrow^{h} 07F9h$$

3.4.2 Discriminação dos blocos de cálculo

Tendo armazenado os valores das correntes e tensões amostradas em variáveis dentro do DSP, a próxima etapa, é realizar a transformada de abc para *q-d* no referencial estacionário.

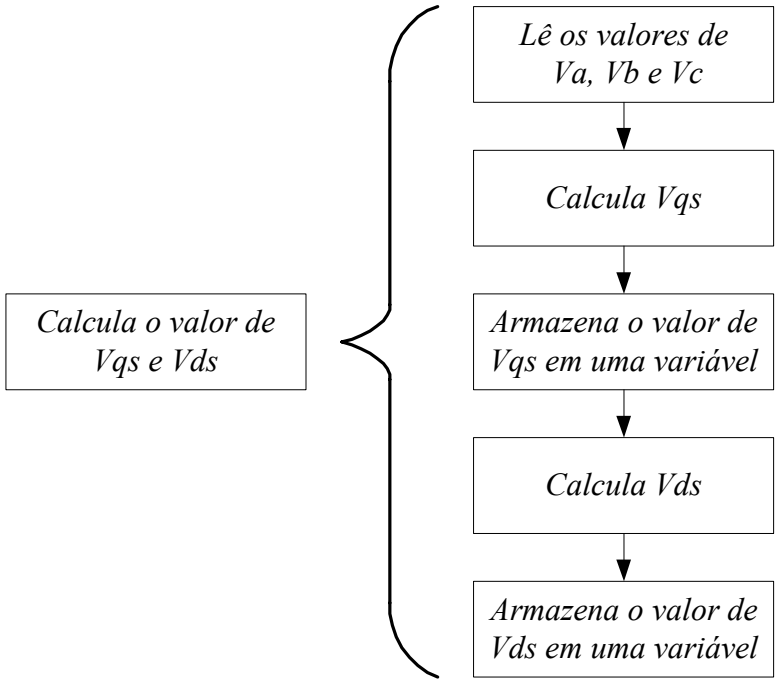

Figura 3.3 – Fluxograma do cálculo de Vqs e Vds.

O cálculo de V_{qs} e V_{ds} é efetuado conforme a transformada de *Park*, o fluxograma deste bloco é mostrado na figura 3.3. O cálculo das correntes I_q e I_d também é efetuado segundo a transformada de *Park*, o fluxograma deste bloco é mostrado na figura 3.4. É dada preferência ao sistema d-q devido a uma menor quantidade de cálculos envolvidos.

Tanto o bloco "calcula o valor de V_{qs} e V_{ds}", quanto o bloco "calcula o valor e I_{qs} e I_{ds}" possuem operações simples de soma, multiplicação e multiplicação com soma. O formato utilizado é 1.15 hexadecimal e todas as constantes da equação (3.1) foram convertidas da seguinte forma:

$$T_{abc-QD} = \begin{bmatrix} \frac{2}{3} & -\frac{1}{3} & -\frac{1}{3} \\ 0 & -\frac{1}{\sqrt{3}} & \frac{1}{\sqrt{3}} \\ \frac{1}{3} & \frac{1}{3} & \frac{1}{3} \end{bmatrix} \tag{3.1}$$

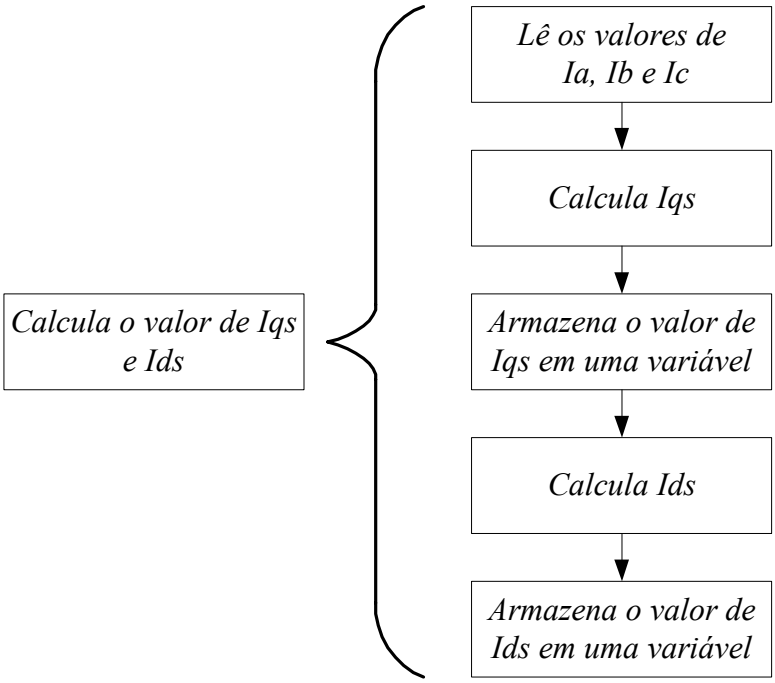

Figura 3.4 – Fluxograma do cálculo de Iqs e Ids.

$$\frac{2}{3} = 0.6667 \cdot 2^{15} \Rightarrow 21845d \rightarrow^{h} 0x5555h$$

$$\frac{1}{3} = 0.3334 \cdot 2^{15} \Rightarrow 10922d \rightarrow^{h} 0x2AAAh$$

$$\frac{1}{\sqrt{3}} = 0.5774 \cdot 2^{15} \Rightarrow 18918d \rightarrow^{h} 0x49E6h$$

Após ter calculado as correntes I_{qs} e I_{ds} e as tensões V_{qs} e V_{ds}, o próximo passo é calcular as forças contra eletromotrizes emf_q e emf_d. A força contra eletromotriz é calculada segundo a equação (4.23) descrita no capítulo 4 deste trabalho, o fluxograma deste bloco está descrito na figura 3.5. Algo que merece grande atenção é o fato que quando os sinais de tensão e de corrente entram no DSP, não entram com escala, desse modo seria necessário aplicar correções no valor do sinal. Porém, quando o sinal de corrente é multiplicado pela resistência de estator, que é considerada uma constante, assim a escala é aplicada ao sinal e o

resultado desta multiplicação está na mesma escala da tensão amostrada. Portanto, teremos tensão menos queda de tensão, tudo na escala da tensão amostrada.

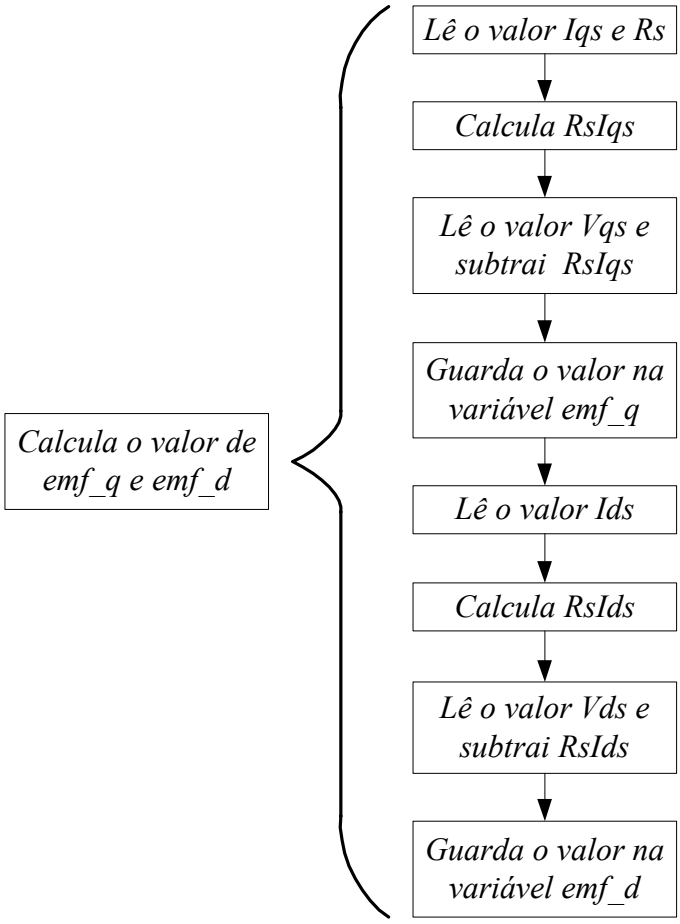

Figura 3.5 – Fluxograma do calculo de emf_q e emf_d.

O cálculo do módulo do fluxo estatórico é efetuado conforme a equação (4.27), a implementação desta equação necessita de uma rotina de raiz quadrada. O fluxograma deste bloco é mostrado na figura 3.6.

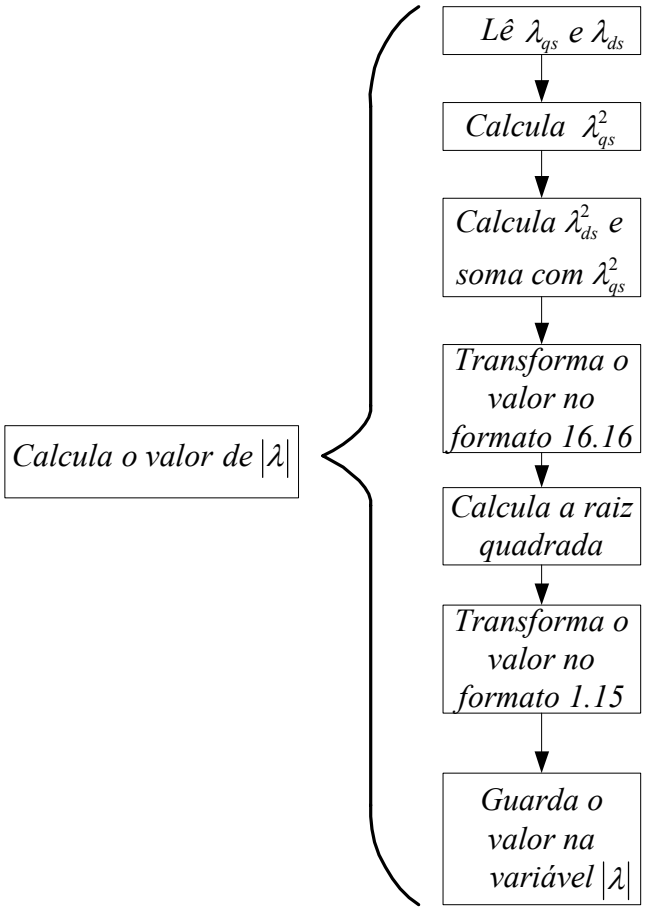

Figura 3.6 – Fluxograma do cálculo do modulo do fluxo.

O bloco "Calcula o valor de $|\lambda|$" utiliza uma rotina do "*application notes*" do fabricante [17], assim ele necessita de algumas transformações de variáveis visto que a rotina utiliza o formato de entrada 16.16 sem sinal, ou seja, ela pode executar a raiz quadrada para valores de 0 a 65535, e sua saída é um número no formato 8.8, assim é necessário a utilização dos blocos de transformação de formato das variáveis antes e depois da execução do cálculo da raiz quadrada.

É necessário calcular o valor do cosseno e do seno do ângulo do vetor de fluxo estatórico, estes valores são calculados segundo as equações que podem ser vistas na figura 2.9. O fluxograma deste bloco é mostrado na figura 3.7. Para a execução do cosseno e do seno utiliza-se rotinas implementadas pelo fabricante [17]. Como internamente o DSP trabalha com valores que variam de –1 (0x8000) a +1 – 1 LSB (0x7FFF), que correspondem -π radianos ou

-180 graus a π radianos ou 180 graus respectivamente. Assim as variáveis de entrada destas funções são no formato 1.15, assim como suas saídas. Desse modo, nenhuma transformação de formatos é necessária.

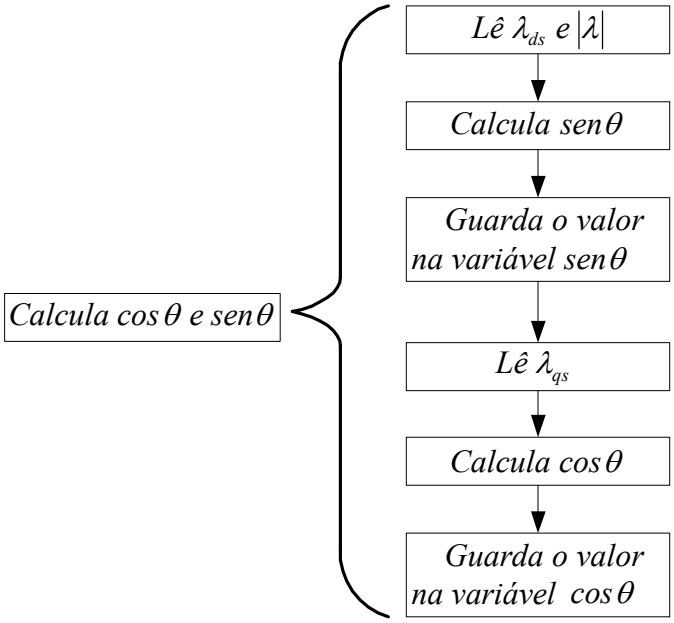

Figura 3.7 – Fluxograma do Calculo de cosθ e senθ.

Para que haja uma integração sem erros, é implementado um detector de quadratura. Este detector de quadratura é calculado segundo a equação (2.2). Sinais de fluxo e força contra-eletromotriz *q-d* são multiplicados e logo em seguida são somados. O resultado desta soma é dividido pelo módulo do fluxo estatórico. O sinal resultante vai para a entrada do controlador proporcional integral. A implementação do controlador de fluxo também faz uso do controlador PI disponível no "*application notes"* do fabricante [17], bastando colocar o sinal de erro como entrada e definir as constantes Kp e Ki do controlador, calculando-as conforme orienta o fabricante. O fluxograma do bloco "Calcula o valor de λ_{cmp}" é mostrado na figura 3.8.

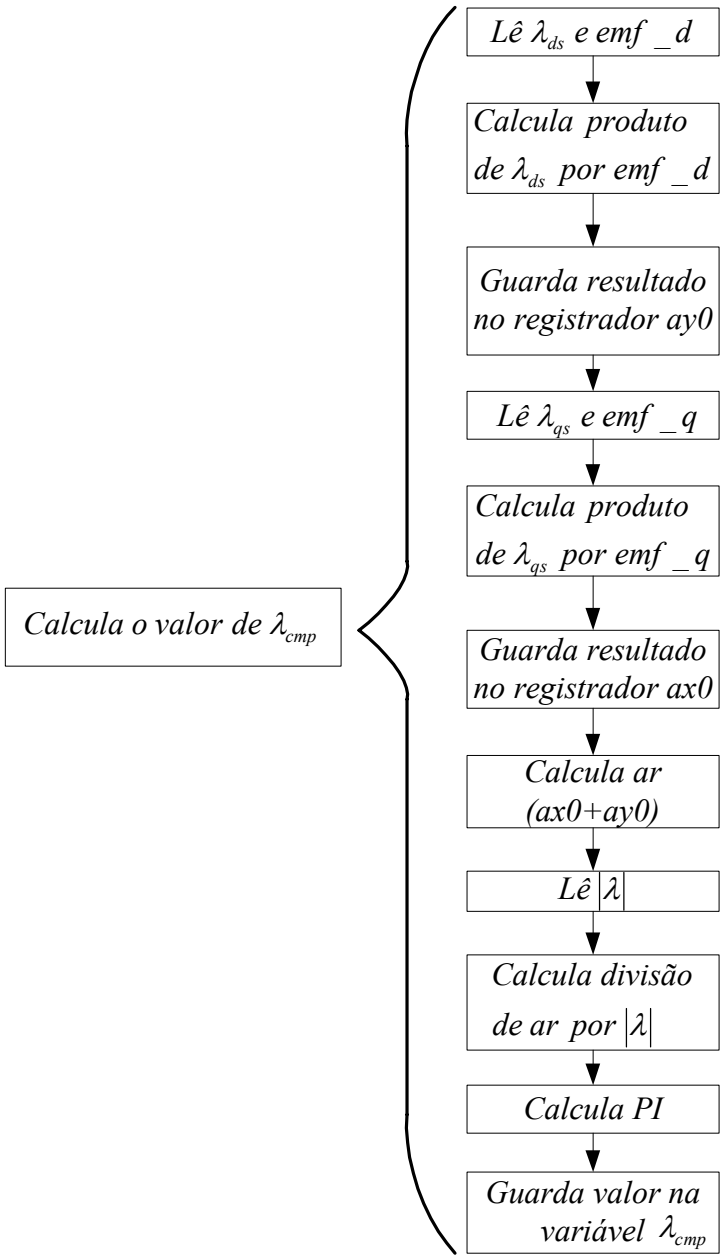

Figura 3.8 – Fluxograma do calculo do valor de λ_{cmp}.

Tendo os valores do cosseno e do seno do ângulo do vetor do fluxo estatórico, e tendo também calculado o fluxo de compensação, é feito o cálculo de $\lambda_{q\text{-}cmp}$ e $\lambda_{d\text{-}cmp}$, que é uma transformação de coordenadas de polar para cartesiano, onde os fluxos voltam a ser senoidais. O fluxograma deste bloco é mostrado na figura 3.9, onde foram utilizados os registradores internos *ar*, *ax0* e *ay0*, utilizados em somas e subtrações.

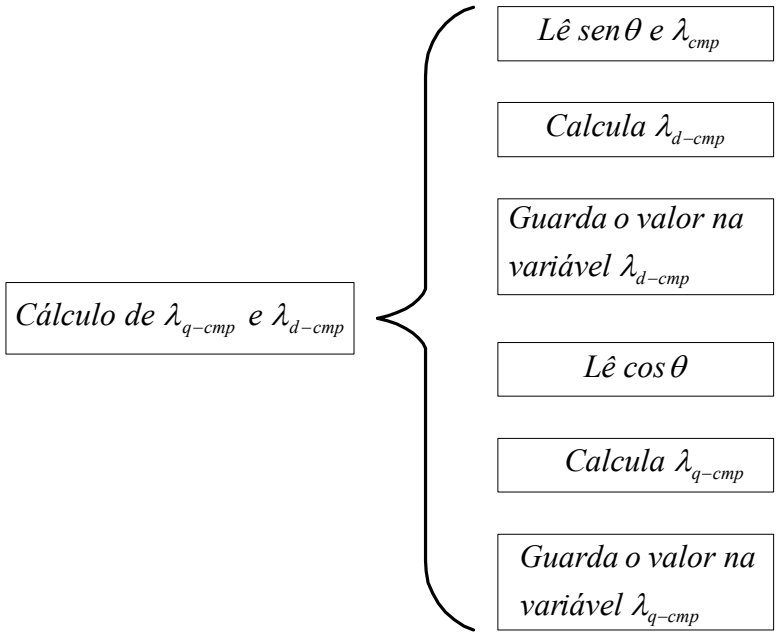

Figura 3.9 – Fluxograma do cálculo de $\lambda_{q\text{-}cmp}$ e $\lambda_{d\text{-}cm}$.

Os valores de $\lambda_{q\text{-}cmp}$ e $\lambda_{d\text{-}cmp}$, são as entradas do bloco "Cálculo do valor de λ_{q2} e λ_{d2}", este bloco calcula a compensação que será adicionada à saída do filtro passa baixas. A figura 3.10 descreve as ações deste bloco.

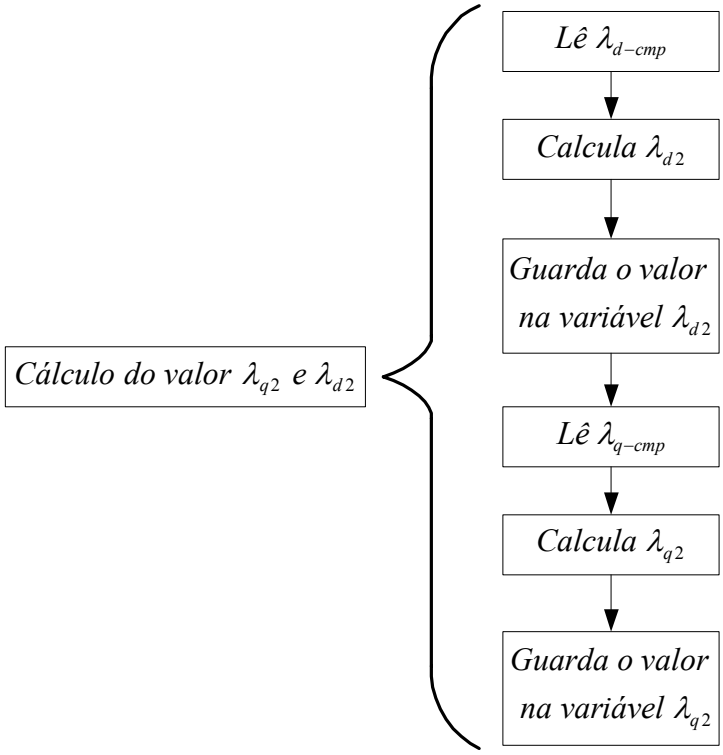

Figura 3.10 – Fluxograma do calculo do valor de λ_{q2} e λ_{d2}.

O bloco "Cálculo de λ_q e λ_d", ilustrado pela figura 3.11, calcula os valores λ_{q1}, λ_{d1}, λ_q e λ_d. O valor de λ_{q1} é somado com o valor de λ_{q2} sendo que o valor resultante é o fluxo no eixo em quadratura λ_q, da mesma maneira o valor de λ_{d1} é somado com o valor de λ_{d2} tendo como valor resultante o fluxo no eixo direto λ_d.

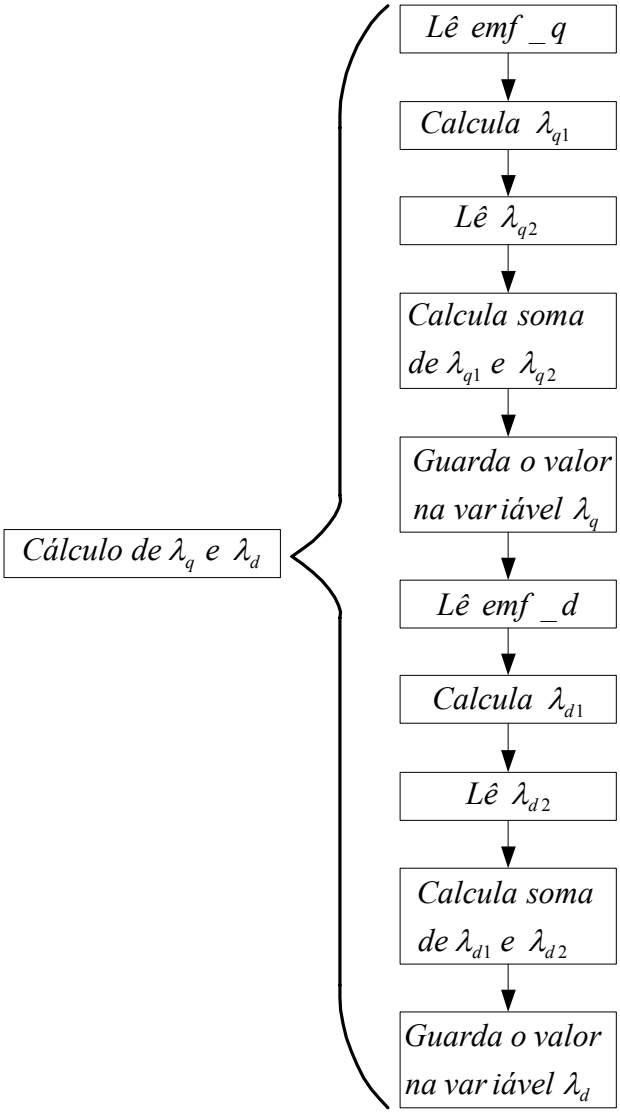

Figura 3.11 – Fluxograma do cálculo dos fluxos λ_{qs} e λ_{ds}.

Os fluxos foram estimados e os valores das correntes foram adquiridos e convertidos em *q-d*. Por fim, no bloco "Cálculo do conjugado eletromagnético" onde o conjugado é calculado. O sinal de conjugado fica disponível na saída de um conversor D/A do próprio DSP, sendo que este possui um offset de 2,5 V, pois sua faixa de variação é de 0 a 5 V [18]. Desse modo, quando o valor do conjugado for nulo sua saída no osciloscópio é 2,5 V. Os procedimentos para efetuar o cálculo do conjugado eletromagnético estão descritos na figura 3.12.

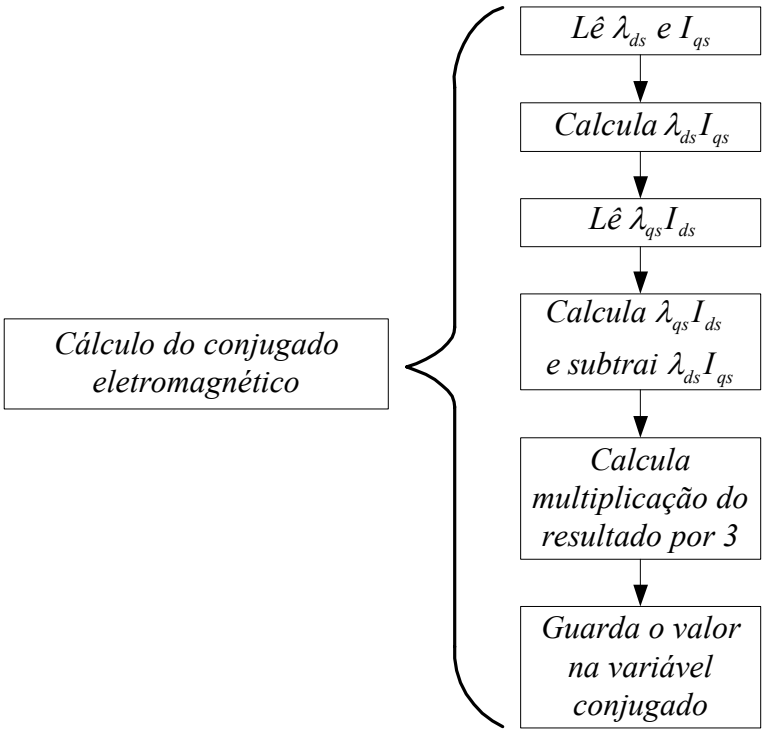

Figura 3.12 – Fluxograma do cálculo do conjugado eletromagnético.

3.5 Tempo total de processamento

O tempo total de processamento das operações é apresentado na Figura 3.13, onde são efetuadas em aproximadamente 25,6µs. Através da programação adequada de uma das portas de propósitos gerais foi possível obter essa figura. No inicio da interrupção PWMSYNC, foi executada a primeira instrução onde a ordem é deixar a porta lógica em nível alto e após todos os cálculos é executada uma instrução onde a porta lógica é deixada em nível lógico baixo, sendo esta a última instrução antes de retornar a interrupção.

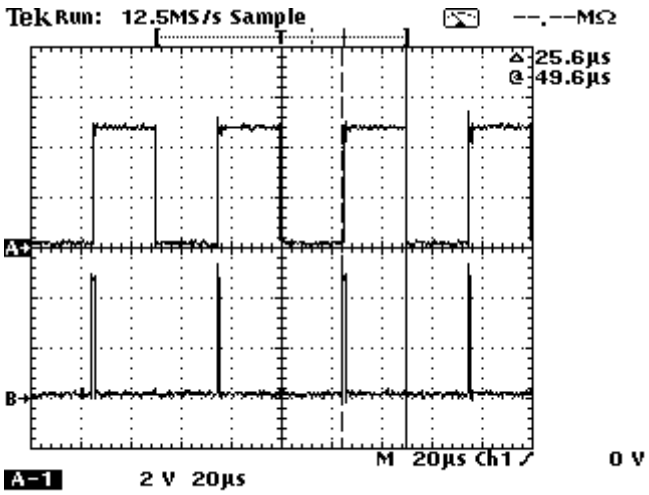

Figura 3.13 – Tempo de processamento do sistema. Canal A: Pulso Mostrando o tempo de processamento. Canal B: Pulso da interrupção PWMSYNC.

Como pode ser visto na figura acima, no canal A, o tempo que o pulso está alto representa o tempo de processamento do sistema. O canal B mostra o pulso PWMSYNC que ocorre aproximadamente a cada 50µs, que é o tempo de amostragem e que determina o início das operações necessárias. Este tempo relativamente curto de processamento deve-se principalmente a características internas de processamento sistema, desse modo, quando a interrupção se inicia, o processador faz as operações, e ao mesmo tempo realiza a conversão nos conversores A/D e envia dados aos conversores D/A.

3.6 – Conclusão

Foram apresentados neste capítulo as principais características do sistema digitalizado, a estrutura de hardware do DSP. Todos os blocos de cálculo do algorítmo implementado foram explicados. O tempo total de processamento foi obtido e ilustrado. Nos próximos capítulos são apresentados as simulações computacionais e resultados experimentais.

CAPÍTULO 4

VERIFICAÇÃO TEÓRICA DO DESEMPENHO DO ESTIMADOR

4.1 Modelo incluindo a saturação magnética a partir das grandezas d-q

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 4.1. 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. No desenvolvimento do modelo, os efeitos da saturação do fluxo de dispersão são desprezados e somente os efeitos da saturação do fluxo de magnetização são incorporados nas análises. A modelagem matemática pode ser desenvolvida em diferentes referenciais podendo ser: referencial girando à velocidade síncrona, referencial fixo no rotor e referencial do estator [14]. No presente trabalho a modelagem esta referenciada ao estator.

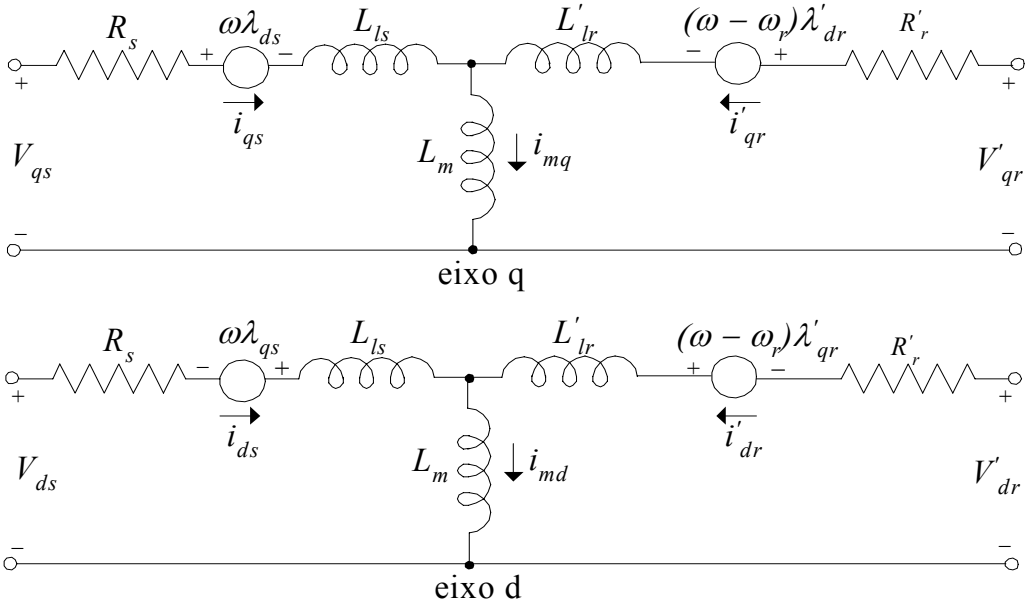

Figura 4.1. Circuito equivalente das fases d-q de uma máquina de indução.

Abaixo estão as equações da tensão nas fases q e d, de estator e de rotor do motor de indução no referencial estacionário.

$$V_{qs} = R_s i_{qs} + L_s \frac{d}{dt} i_{qs} + L_m \frac{d}{dt} i_{mq} \tag{4.1}$$

$$V_{ds} = R_s i_{ds} + L_s \frac{d}{dt} i_{ds} + L_m \frac{d}{dt} i_{md} \tag{4.2}$$

$$V_{qr} = R_r i_{qr} - \lambda_{rd} \omega_r + L_m \frac{d}{dt} i_{mq} + L_r \frac{d}{dt} i_{qr} \tag{4.3}$$

$$V_{dr} = R_r i_{dr} + \lambda_{rq} \omega_r + L_m \frac{d}{dt} i_{md} + L_r \frac{d}{dt} i_{dr} \tag{4.4}$$

Assumindo que o fluxo de dispersão seja linear, os fluxos concatenados de estator e rotor são determinados pela soma entre as parcelas de dispersão com a parcela de magnetização da forma

$$\lambda_{ds} = L_s i_{ds} + \lambda_{md} \tag{4.5}$$

$$\lambda_{qs} = L_s i_{qs} + \lambda_{mq} \tag{4.6}$$

$$\lambda_{dr} = L_r i_{dr} + \lambda_{md} \tag{4.7}$$

$$\lambda_{qr} = L_r i_{dr} + \lambda_{mq} \tag{4.8}$$

Resolvendo as equações (4.5) até (4.8), as correntes são calculadas conforme abaixo

$$i_{ds} = \frac{\lambda_{ds} - \lambda_{md}}{L_s} \tag{4.9}$$

$$i_{qs} = \frac{\lambda_{qs} - \lambda_{mq}}{L_s} \tag{4.10}$$

$$i_{dr} = \frac{\lambda_{dr} - \lambda_{md}}{L_r} \tag{4.11}$$

$$i_{qr} = \frac{\lambda_{qr} - \lambda_{mq}}{L_r} \tag{4.12}$$

Pelo circuito equivalente mostrado na figura 4.1, os fluxos de magnetização dos eixos d e q são representados por

$$\lambda_{md} = L_m \left(i_{ds} + i_{dr} \right) \tag{4.13}$$

$$\lambda_{mq} = L_m \left(i_{qs} + i_{qr} \right) \tag{4.14}$$

Substituindo as equações (4.9)-(4.12) em (4.13) e (4.14), obtém-se os fluxos de magnetização dos eixos *d* e *q*, da forma

$$\lambda_{md} = \frac{\dfrac{\lambda_{ds}}{L_s} + \dfrac{\lambda_{dr}}{L_r}}{\dfrac{1}{L_m} + \dfrac{1}{L_{ds}} + \dfrac{1}{L_r}} \qquad \lambda_{mq} = \frac{\dfrac{\lambda_{qs}}{L_s} + \dfrac{\lambda_{qr}}{L_r}}{\dfrac{1}{L_m} + \dfrac{1}{L_s} + \dfrac{1}{L_r}} \tag{4.15}$$

Quando as equações de tensão de estator e de rotor (4.1) a (4.4), 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 [14].

$$\frac{d\lambda_{ds}}{dt} = V_{ds} - R_s \left(\frac{\lambda_{ds} - \lambda_{md}}{L_s} \right) \tag{4.16}$$

$$\frac{d\lambda_{qs}}{dt} = V_{qs} - R_s\left(\frac{\lambda_{qs} - \lambda_{mq}}{L_s}\right) \tag{4.17}$$

$$\frac{d\lambda_{dr}}{dt} = V_{dr} - R_r\left(\frac{\lambda_{dr} - \lambda_{md}}{L_r}\right) - \omega_r \lambda_{qr} \tag{4.18}$$

$$\frac{d\lambda_{qr}}{dt} = V_{qr} - R_r\left(\frac{\lambda_{qr} - \lambda_{mq}}{L_r}\right) + \omega_r \lambda_{dr} \tag{4.19}$$

Devido à saturação magnética, a indutância de magnetização presente na equação (4.15) é uma função não linear que varia com o módulo da corrente de magnetização. A variação da indutância L_m com $|i_m|$ pode ser obtida experimentalmente a partir da característica magnética da máquina, mostrada em [14] $\left(\lambda_m / i_m\right)$ e ilustrada pela figura 4.2. A variação do fluxo induzido em função da corrente pode ser visto na figura 4.3.

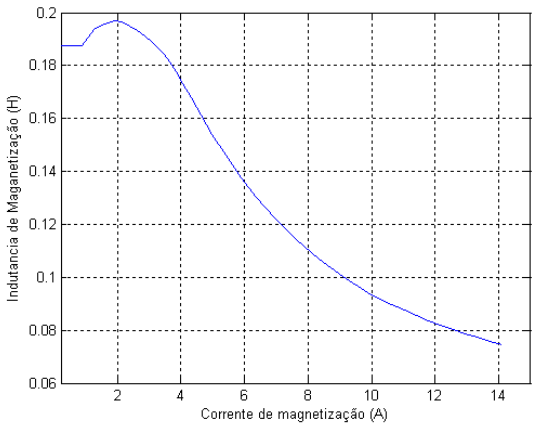

Figura 4.2 -Variação da indutância com corrente de magnetização.

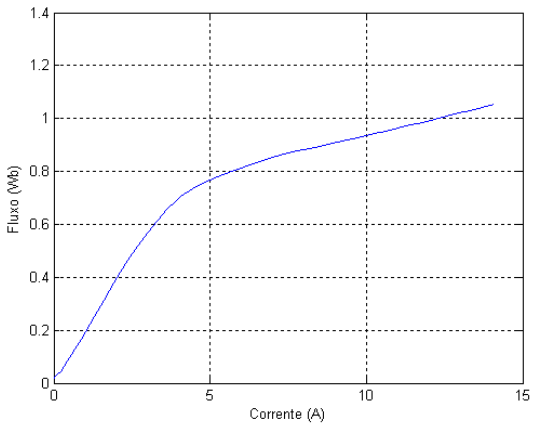

Figura 4.3– Fluxo induzido em função da corrente.

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 $|i_m| = \sqrt{i_{md}^{\ 2} + i_{mq}^{\ 2}}$. Após obtidos os dados experimentais de L_m e calculando-se $|i_m|$, os valores intermediários de L_m são obtidos por interpolação numérica usando a função *"interp1"* do Matlab. O conjugado eletromagnético é dado pela equação (4.20), da forma [14]

$$T_m = \frac{3p}{2L_s}\left(\lambda_{md}\lambda_{qs} - \lambda_{mq}\lambda_{ds}\right) \tag{4.20}$$

A equação mecânica complementa o modelo matemático e é representada por

$$T_m = T_c + B\omega_r + J\frac{d\omega_r}{dt} \tag{4.21}$$

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

$$\begin{bmatrix} \frac{d\lambda_{ds}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{qs}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{dr}}{dt} \\ \frac{d\lambda_{qr}}{dt} \\ \frac{d\omega_r}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & \frac{R_s}{L_s} & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & \frac{R_r}{L_r} & -p\omega_r & 0 \\ 0 & 0 & p\omega_r & -\frac{R_r}{L_r} & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -\frac{B}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_{ds} \\ \lambda_{qs} \\ \lambda_{dr} \\ \lambda_{qr} \\ \omega_r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ds} + \frac{R_s}{L_s}\lambda_{md} \\ V_{qs} + \frac{R_s}{L_s}\lambda_{mq} \\ V_{dr} + \frac{R_r}{L_s}\lambda_{md} \\ V_{qr} + \frac{R_r}{L_s}\lambda_{mq} \\ \frac{T_m - T_c}{J} \end{bmatrix} \tag{4.22}$$

4.2 – Estimador de fluxo

Para a realização das simulações, foi utilizado o programa SIMULINK, parte integrante do programa MATLAB, onde são implementados os modelos do motor de indução e do estimador de fluxo. É assumido que o motor está em regime permanente, trabalhando em malha aberta, sendo alimentado com tensões senoidais na freqüência de 60 Hz, a variação da resistência estatórica não é levada em consideração. Foi inserido um offset de 0.8 V no sinal da força contra-eletromotriz nesta simulação.

O método de integração [4] utilizado para estimar o fluxo é baseado no modelo de tensão. Este modelo necessita das medidas de tensões e correntes terminais do motor de indução. A vantagem deste modelo é sua imunidade à variação da resistência rotórica, sendo que o único parâmetro necessário do motor de indução é a resistência do estator por fase (R_s). Para realizar a simulação do estimador de fluxo foram coletadas as tensões e as correntes, e também foi utilizado o valor da resistência do estator por fase. Os sinais de entrada do estimador de fluxo são a forças contra-eletromotrizes emf_q e emf_d. As forças contra eletromotrizes nas fases *d* e *q*, no referencial estatórico, são calculadas partir das equações (4.23) e (4.24). Para uma melhor visualização destas grandezas, a figura 4.4 apresenta as formas de onda de emf_q e emf_d.

$$emf_q = V_{qs} - R_s i_{qs} \tag{4.23}$$

$$emf_d = V_{ds} - R_s i_{ds} \tag{4.24}$$

onde : V_{qs} - Tensão na fase *q*;

V_{ds} - Tensão na fase *d*;

emf_q - Força contra-eletromotriz na fase *q*;

emf_d - Força contra-eletromotriz na fase *d*;

R_s – Resistência do estator por fase;

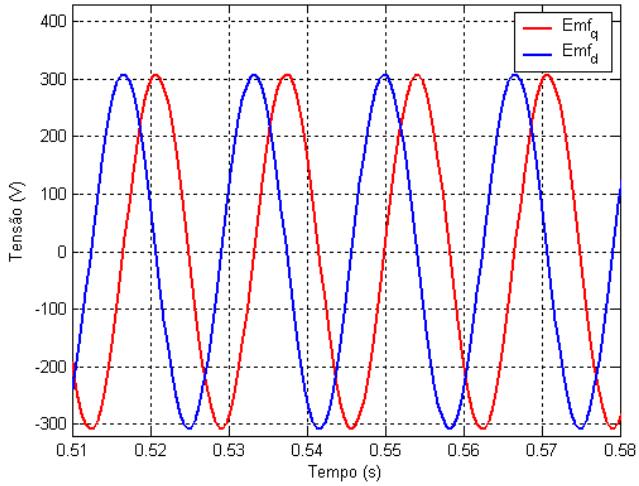

Figura 4.4 – Forças contra eletromotrizes nos eixos d e q.

O integrador utilizado tem como entrada os valores de emf_q e emf_d. Este integrador é composto por um filtro passa-baixas, uma realimentação, um detector de quadratura e um controlador PI. A função do controlador PI é gerar um sinal de correção para que haja uma integração sem os problemas já citados anteriormente. O sinal da força contra-eletromotriz entra no filtro passa-baixas, sendo que a saída deste filtro é a primeira parcela do fluxo que é ilustrada pela figura 4.5, enquanto que a segunda parcela do fluxo é o sinal que sai da realimentação, que é o fluxo de compensação, mostrado pela figura 4.6.

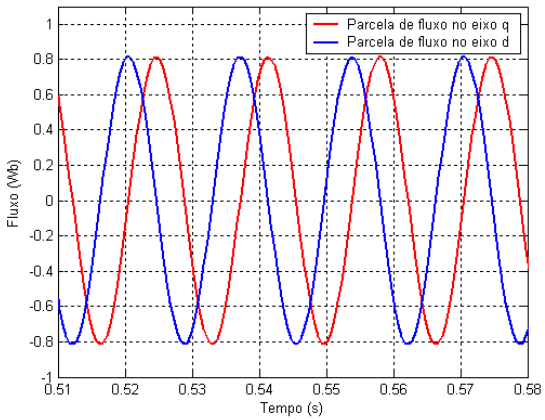

Figura 4.5 – Parcelas de fluxo nos eixos d e q.

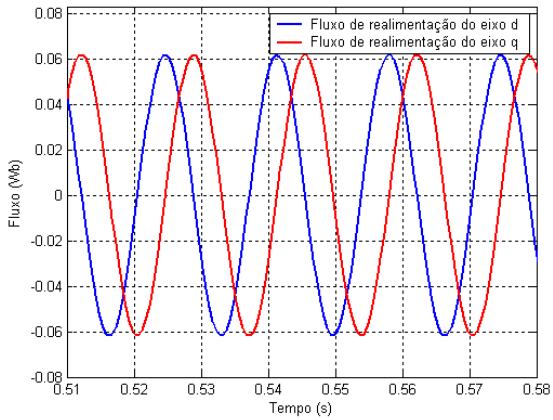

Figura 4.6 –Parcelas de fluxo de realimentação d e q.

$$\lambda_{qs} = \int V_{qs} - R_s \cdot i_{qs} \tag{4.25}$$

$$\lambda_{ds} = \int V_{ds} - R_s \cdot i_{ds} \tag{4.26}$$

$$|\lambda| = \sqrt{\lambda_{qs}^2 + \lambda_{ds}^2} \tag{4.27}$$

$$C = \frac{3}{2} \cdot \frac{p}{2} (i_{qs} \cdot \lambda_{ds} - i_{ds} \cdot \lambda_{qs}) \tag{4.28}$$

A partir da soma da saída do filtro passa-baixas com a saída da realimentação, obtem-se o fluxo resultante, conforme apresentado na figura 4.7. O módulo do fluxo estatórico é calculado conforme a equação (4.27) e pode ser visto na figura 4.8.

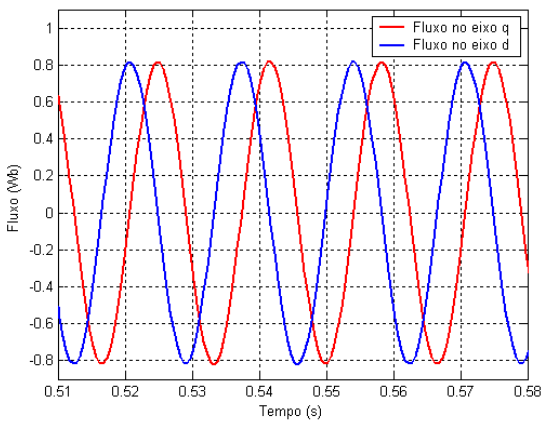

Figura 4.7 – Fluxo no eixo q e fluxo no eixo d.

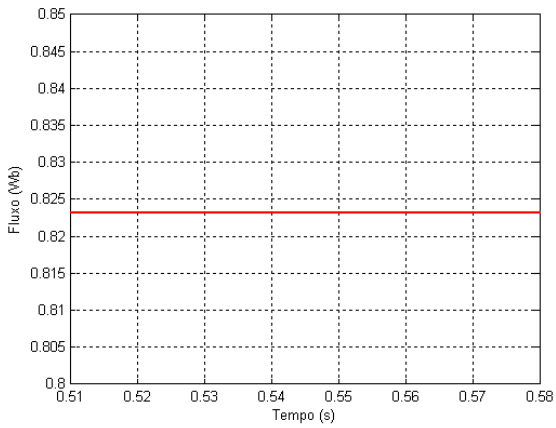

Figura 4.8 – Módulo do fluxo estatórico.

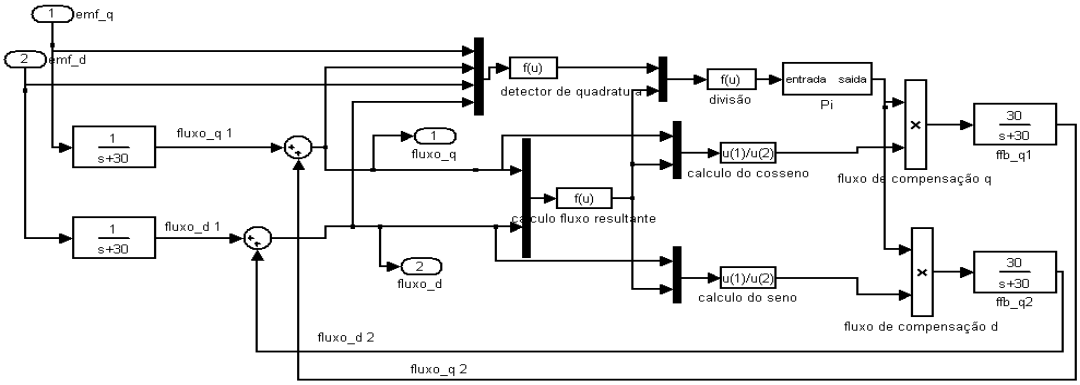

Figura 4.9 – Diagrama de blocos do integrador utilizado.

A figura 4.9 mostra o digrama de blocos do integrador utilizado, montado conforme o modelo proposto por [4]. Foi assumido que o motor irá trabalhar com seus valores nominais, desse modo foi escolhida uma freqüência de corte com o valor de 30 rad/s, cerca de 5 Hz. A determinação deste parâmetro define a faixa de variação de velocidade na qual o fluxo pode ser obtido sem erros. A operação do motor é em malha aberta.

4.3 – Resultados da simulação

Para estudar melhor o comportamento dinâmico do integrador utilizado e do motor de indução, a máquina foi submetida a diferentes tipos de carga, assim algumas grandezas observadas são ilustradas neste capítulo. Foi aplicada uma carga em rampa, uma carga em degrau e uma carga em parábola. Inicialmente foi aplicada ao motor de indução uma carga com característica parabólica. Onde foram observados o comportamento do módulo da corrente estatórica e do conjugado através da figura 4.10. A figura 4.11 apresenta o comportamento da velocidade rotórica, nota-se que a velocidade possui comportamento inverso ao da carga. Isto acontece devido ao motor estar trabalhando em malha aberta sem qualquer tipo de controle. O conjugado de carga, conjugado eletromagnético e conjugado estimado podem ser visualizados podem ser visualizados na figura 4.12. Houve uma variação

parabólica do conjugado de carga, que varia de 0.90 N.m para 8 N.m. Esta figura mostra uma variação mais suave do conjugado de carga, sendo que, o conjugado estimado acompanha muito bem o conjugado estimado. Mesmo nas oscilações como ilustra a figura 4.13, a diferença entre o conjugado estimado e calculado é mínima. O módulo do fluxo estatórico calculado e estimado são comparados como pode ser visto na figura 4.14. O fluxo estimado e calculado nos eixos direto e quadratura são comparados. É visto na figura 4.15 que o fluxo estimado não pode ser distinguido do fluxo calculado, estando estes com a mesma fase e mesma amplitude.

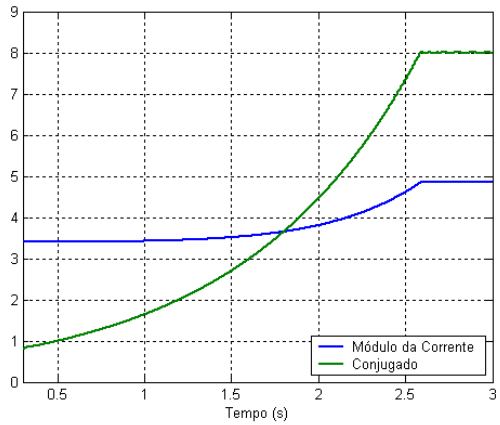

Figura 4.10– Módulo corrente I_s e conjugado para carga em parábola.

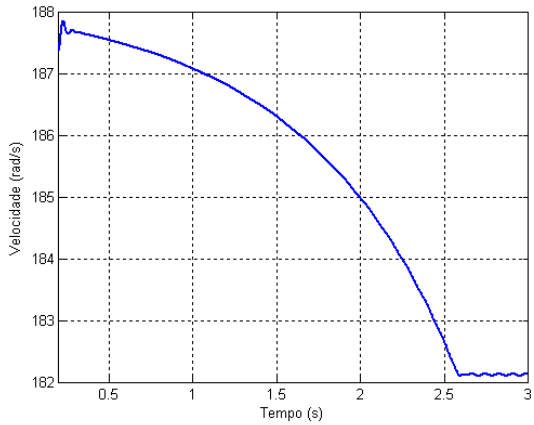

Figura 4.11 – Velocidade rotórica.

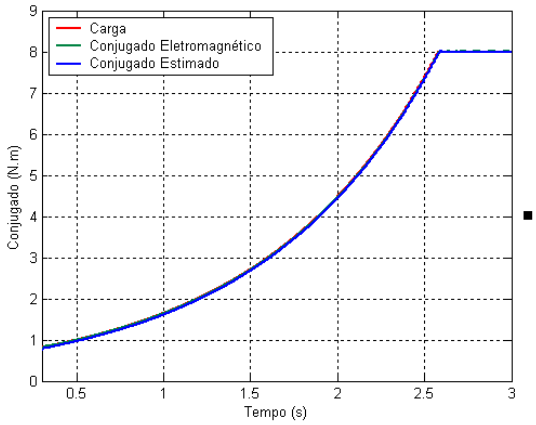

Figura 4.12 – Gráfico do comportamento do conjugado quando uma carga parabólica é aplicada.

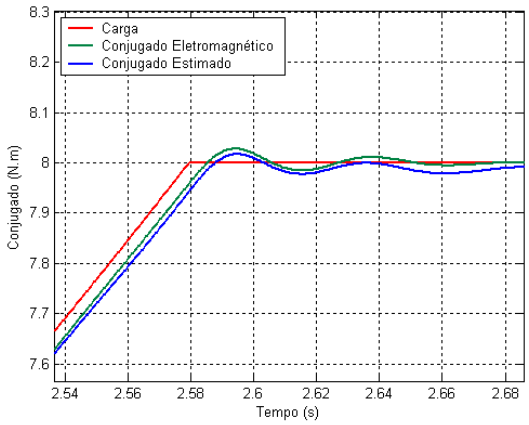

Figura 4.13 - Oscilações no fim da parábola.

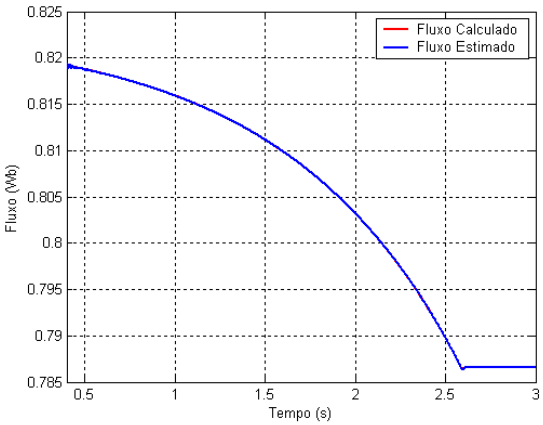

Figura 4.14 - Fluxo resultante de estator para carga parabólica.

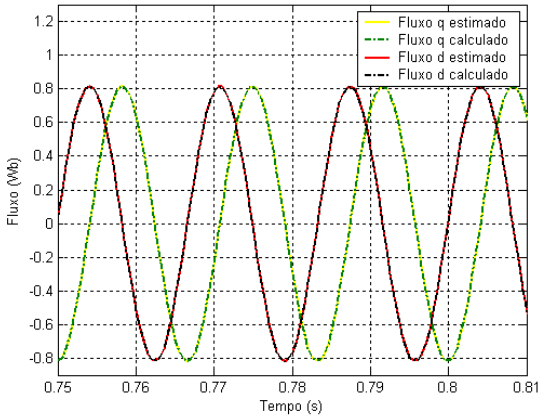

Figura 4.15 - Fluxo nos eixos d e q, para uma carga em parábola.

O comportamento do conjugado e do módulo da corrente de estator são apresentados na figura 4.16. O comportamento do módulo da corrente é similar ao do conjugado. O comportamento da velocidade rotórica para este tipo de carga pode ser visto na figura 4.17. A figura 4.18 apresenta a aplicação e retirada de carga onde é aplicado um degrau positivo de carga cujo o valor varia de 0 N.m a 6.28 N.m e após 1s a carga é retirada, passando de 6.28 N.m para 0 N.m. É notado uma mudança brusca no conjugado de carga, provocando desse modo grandes oscilações, que são vistas na figura 4.19. Os módulos dos fluxos estatórico estimado e calculado são comparados como pode ser visto na figura 4.20. Neste tipo de carga o módulo do fluxo estatórico sofreu oscilações que estão destacadas na figura 4.21. Os fluxos nos eixos direto e quadratura tem seus valores calculados e estimados comparados como pode ser visto na figura 4.22. Mesmo com grandes oscilações o conjugado estimado e o módulo do fluxo estatórico estimado possuem o mesmo comportamento dinâmico de seus respectivos valores calculados e praticamente se equivalem.

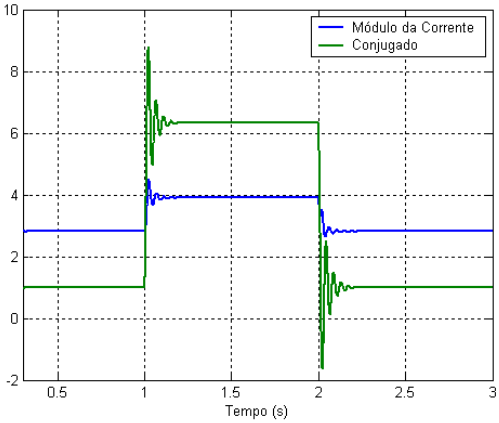

Figura 4.16- Módulo da corrente I_s e conjugado para carga em degrau.

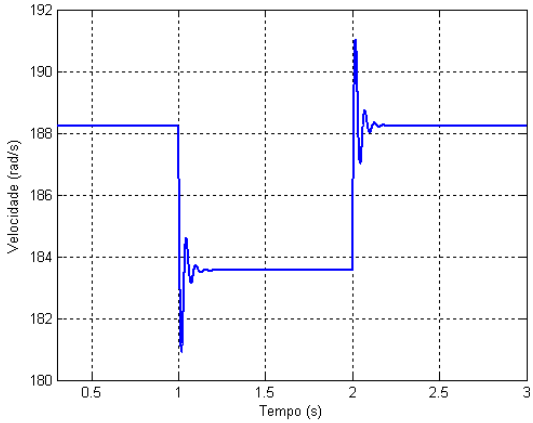

Figura 4.17 – Velocidade rotórica.

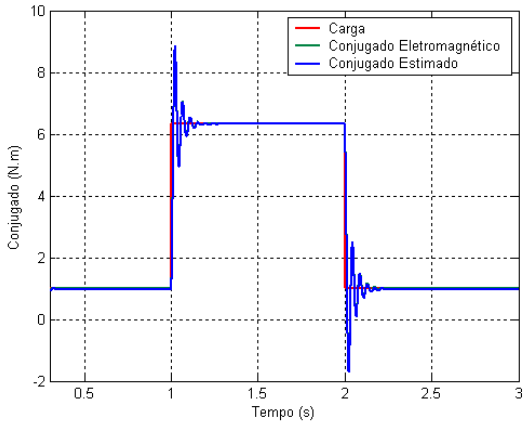

Figura 4.18 - Gráfico do comportamento do conjugado quando uma carga em degrau é aplicada.

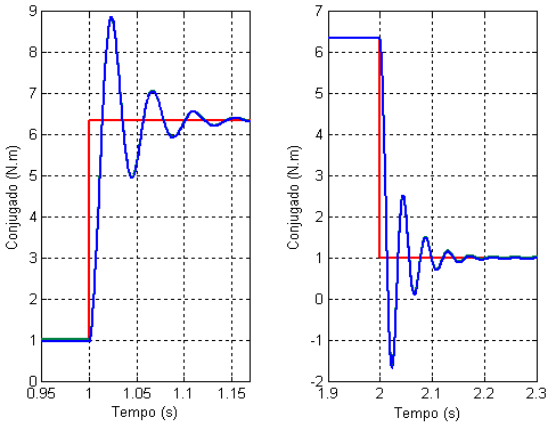

Figura 4.19 – Comportamento durante a mudança brusca na carga.

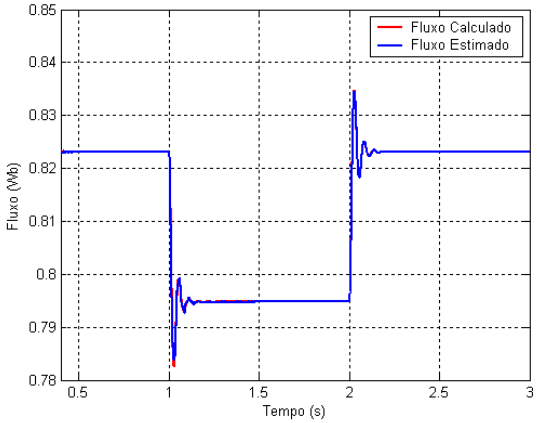

Figura 4.20 – Fluxo resultante de estator para carga em degrau.

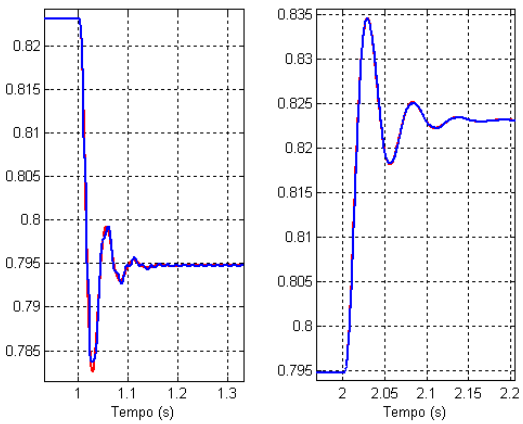

Figura 4.21 – Oscilações ocorridas no fluxo.

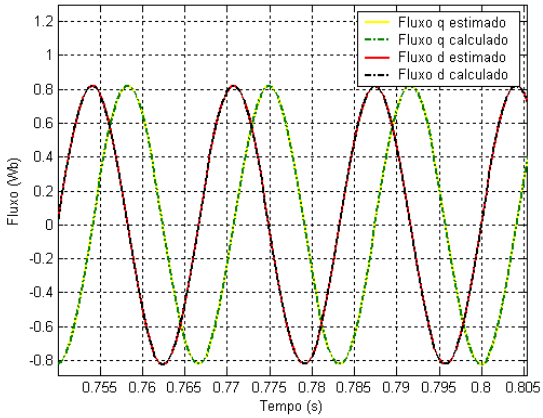

Figura 4.22 - Fluxo nos eixos d e q, para uma carga em degrau.

O módulo da corrente estatórica e o conjugado estimado podem ser vistos na figura 4.23. Nesta figura observa-se que o comportamento do módulo da corrente estatórica, que se assemelha a uma curva e é diferente do comportamento do conjugado que se assemelha a uma reta. Isto se deve a inércia do sistema. O comportamento da velocidade rotórica é visto na figura 4.24. Como é visto na figura 4.25 o conjugado de carga passa de 1 N.m para o valor de 8 N.m. Como o aumento do valor da carga é gradativo o conjugado não apresenta oscilações bruscas como pode ser notado na figura 4.26. Os módulos do fluxo estatórico estimado e calculado através do modelo matemático do motor de indução também são comparados e podem ser verificados na figura 4.27. Esta figura apresenta o comportamento do módulo do fluxo estatórico, quando uma carga em rampa é aplicada. Os fluxos nos eixos direto e quadratura também são comparados, pois estes também possuem valores calculados a partir do modelo matemático do motor de indução e valores estimados. A figura 4.28, apresenta as formas de onda dos fluxos estimado e calculado no eixo direto e no eixo em quadratura. É visto nesta figura, que o fluxo estimado não pode ser distinguido do fluxo calculado, estando estes com a mesma fase e mesma amplitude.

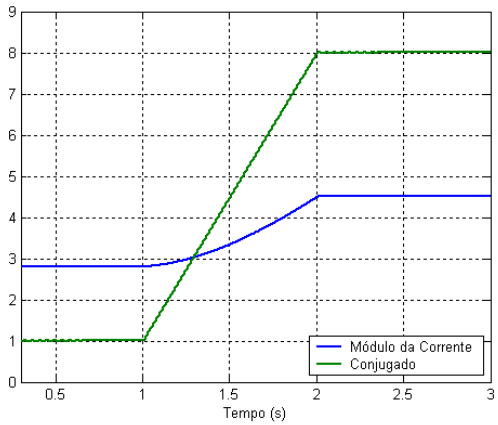

Figura 4.23 - Módulo da corrente I_s e conjugado para carga em rampa.

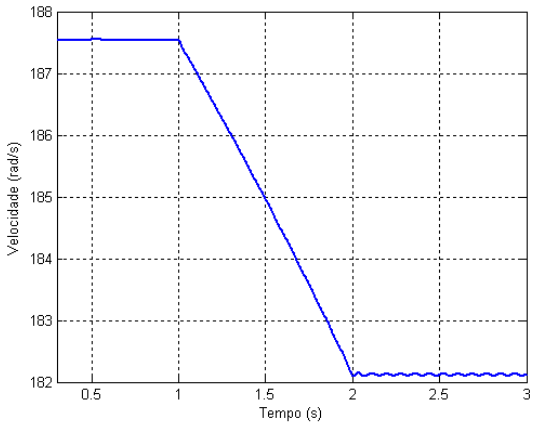

Figura 4.24 – Velocidade rotórica.

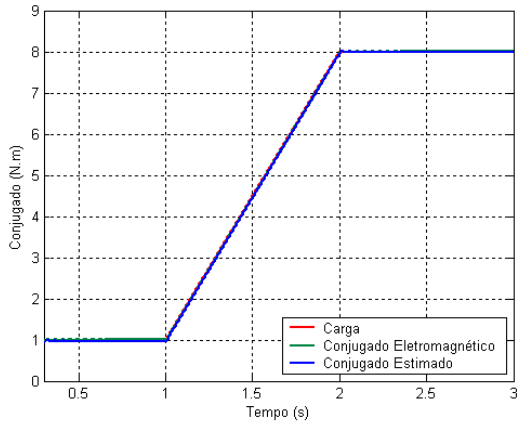

Figura 4.25– Gráfico do comportamento do conjugado quando uma carga em rampa é aplicada.

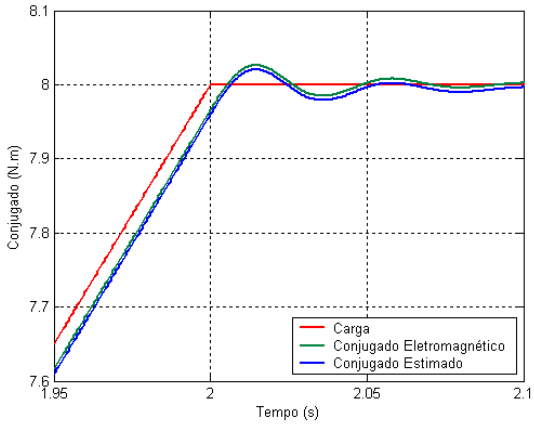

Figura 4.26 – Oscilações no fim da rampa.

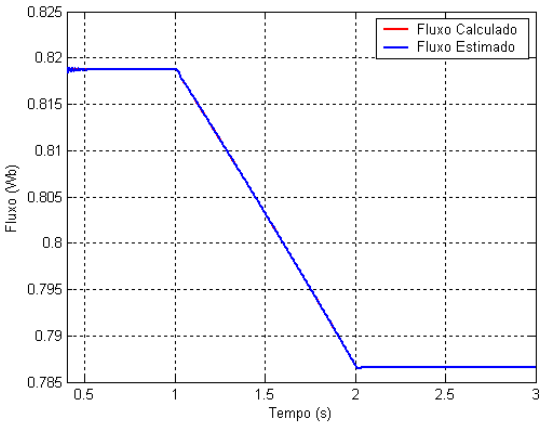

Figura 4.27 – Fluxo resultante de estator para carga em rampa.

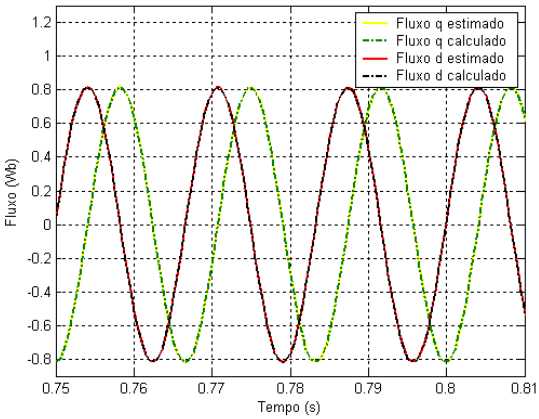

Figura 4.28 - Fluxo nos eixos d e q, para uma carga em rampa.

4.4 - Conclusão

Mesmo com os problemas relacionados a integração da força contra eletromotriz, tais como valor inicial e offset no sinal, que foi de 0.8 V. Foi visto através das simulações que o integrador utilizado teve um bom desempenho. Mesmo com diferentes tipos de carga, o módulo do fluxo estatórico estimado e calculado e os fluxos das fases q e d estimados e calculados tiveram o mesmo comportamento e valores, tendo algumas oscilações durante as mudanças bruscas de carga. Os valores do conjugado estimado e do conjugado calculado foram praticamente os mesmos para todas as cargas, tendo algumas variações quando houveram alterações bruscas na carga. Os resultados obtidos através de simulações comprovam a que o integrador utilizado apresenta um bom desempenho.

CAPÍTULO 5

TESTES E RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 – Introdução

Para se obter determinados valores de conjugado, o MIT foi acoplado a um gerador de corrente contínua. Aplicando-se uma variação de carga ao gerador é obtida a variação de conjugado no MIT. Um banco de resistências foi utilizado como carga para o gerador, este banco de resistência é composto por 6 resistências que possuem em média o valor de 122Ω. Estas resistências foram seqüencialmente ligadas em paralelo, de modo a aumentar o valor da corrente de carga em estágios sucessivos, desse modo, tornando o eixo do gerador mais pesado para o MIT, exigindo assim mais conjugado. A ligação e o desligamento simultâneo de toda carga foi realizado também para emular a aplicação e retirada de carga em degrau. Na figura 5.1 podem ser vistos o motor de indução, o gerador de C.C. e banco de resistências que serviu de carga para o gerador.

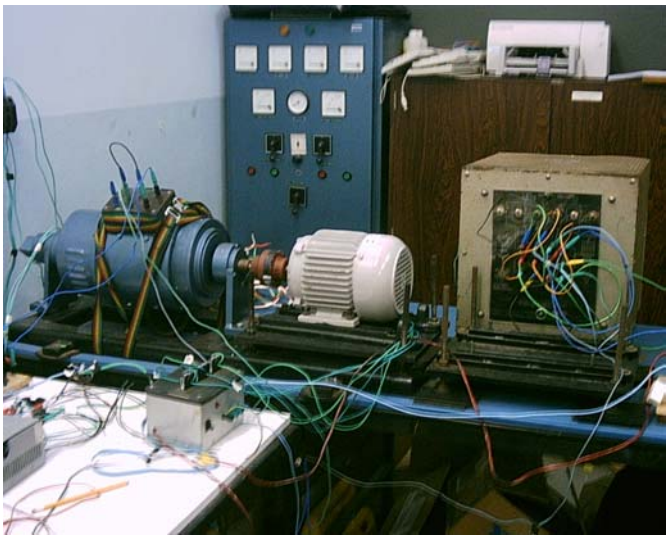

Figura 5.1 – Motor de indução, gerador de C.C. e o banco de resistências.

A tabela 5.1 apresenta os dados do motor de indução utilizado para obtenção dos resultados:

Marca	ERBELE
Tensão Nominal	220 V
Ligação	Delta
Rotação	1720 R.P.M.
Corrente Nominal	6.0 A
Modelo	B 90 S4
Numero de Série	0701
FS	1.15
Ip/In	6.7
Potência Nominal	2 cv
Isolação	B
Categoria	H
Res. Estator	4.05 Ω

Tabela 5.1 – Dados do motor de indução utilizado.

5.2 – Conjugado resistente oferecido pelo gerador de corrente contínua

A máquina C.C. consiste em um campo estacionário, produzido por uma excitação fixa nas bobinas do estator ou com imãs permanentes, chamada de campo e uma armadura rotativa, cujos enrolamentos são alimentados através de um comutador e suas escovas. Neste trabalho utilizamos uma máquina C.C. de excitação independente, trabalhando como gerador. As equações de conjugado eletromagnético, tensão gerada e tensão terminal de uma máquina de corrente continua, são dadas por (5.1), (5.2) e (5.3):

$$E = k\Phi\omega_r \tag{5.1}$$

$$T_e = k\Phi I_A \tag{5.2}$$

$$V_{TG} = E_G - R_A I_A \tag{5.3}$$

Onde:

- T_e é o conjugado eletromagnético desenvolvido pela máquina (N.m);

- K é uma constante dependente de aspectos construtivos da máquina (V/s);
- I_A é acorrente de armadura (A);
- E_G é a tensão gerada no enrolamento de armadura (V);
- ω_r é a velocidade da máquina (rad/s);
- V_{TG} é a tensão terminal do enrolamento de armadura para operação como gerador;
- R_A é a resistência do circuito de armadura (Ω);

Através de um procedimento experimental bastante simples pode-se determinar o valor produto $k \cdot \phi$, presente em (5.1) e (5.2), bastando, para tanto, o conhecimento de R_A. Energizando-se o enrolamento de campo com tensão nominal e o enrolamento de armadura com um valor de tensão pré-determinado, basta medir a velocidade da máquina e sua corrente de armadura. Através de (5.2) e (5.3) determina-se o produto $k \cdot \phi$, única variável desconhecida. Aplicando-se mais alguns valores de tensão na armadura da máquina e repetindo-se o mesmo procedimento para todos eles, obtém-se alguns valores para $k \cdot \phi$, bastando então o calculo de um valor médio, para melhor exatidão.

Como no presente caso a máquina C.C. encontra-se acoplada ao MIT, o cálculo de $k \cdot \phi$ torna-se ainda mais simples, não requerendo o conhecimento de R_A. Basta colocá-la em movimento, operando como gerador, com o circuito de armadura em aberto e o de campo com excitação nominal. Como nesta situação $V_{TG} = E_G$, basta medir a tensão no enrolamento de armadura e a velocidade do conjunto: o valor de $k \cdot \phi$ é o quociente das duas medidas.

Tendo em mãos o valor de $k \cdot \phi$, em torno de 0,845 V/s, pode aplicar no motor de indução os degraus de conjugado de carga disponíveis.

5.3 – Aquisição do sinal

Foram utilizados 3 sensores de efeito hall, montados em uma caixa juntamente com uma fonte linear que fornece –15 Vdc e –15 Vdc, conforme a figura 5.3. O esquema de ligação do sensor é apresentado na figura 5.2.

Os 3 sensores de tensão foram montados em uma caixa com uma fonte linear de alimentação que fornece –15 Vdc e +15 Vdc para os sensores, conforme a figura 5.5. O modelo de sensor de tensão utilizado foi o LV 25-P, e seu esquema de ligação é dado na figura 5.4.

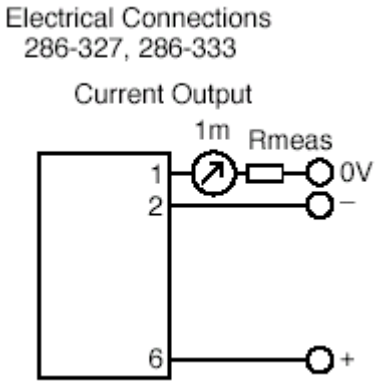

Figura 5.2 –Modelo do sensor de corrente utilizado.

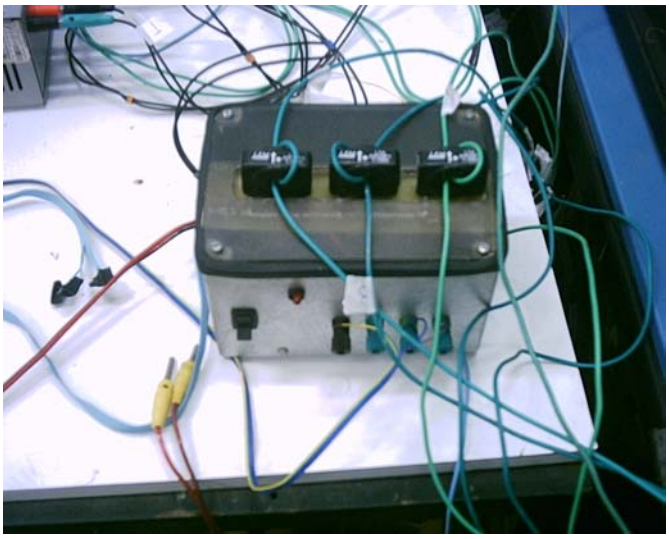

Figura 5.3 – Caixa com os sensores de corrente.

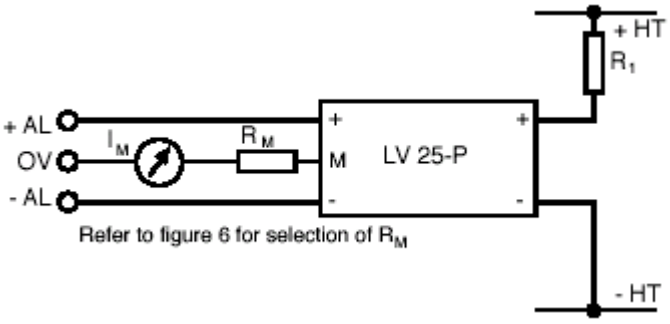

Figura 5.4 – Modelo do sensor de tensão utilizado.

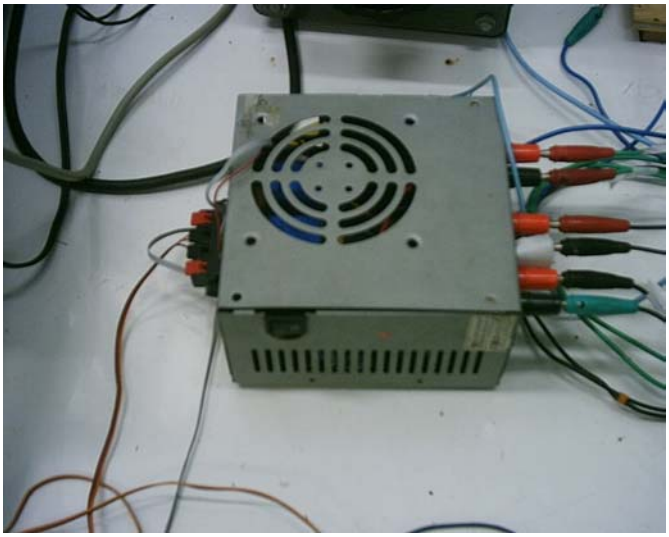

Figura 5.5 – Caixa com os sensores de tensão.

O motor foi ligado em delta de modo que as tensões e as correntes foram adquiridas conforme a figura 5.6. Optou-se por adquirir as correntes nas fases, pois desse modo menos cálculos seriam necessários, visto que a as correntes de linha possuem amplitude e fase diferentes das correntes de fase.

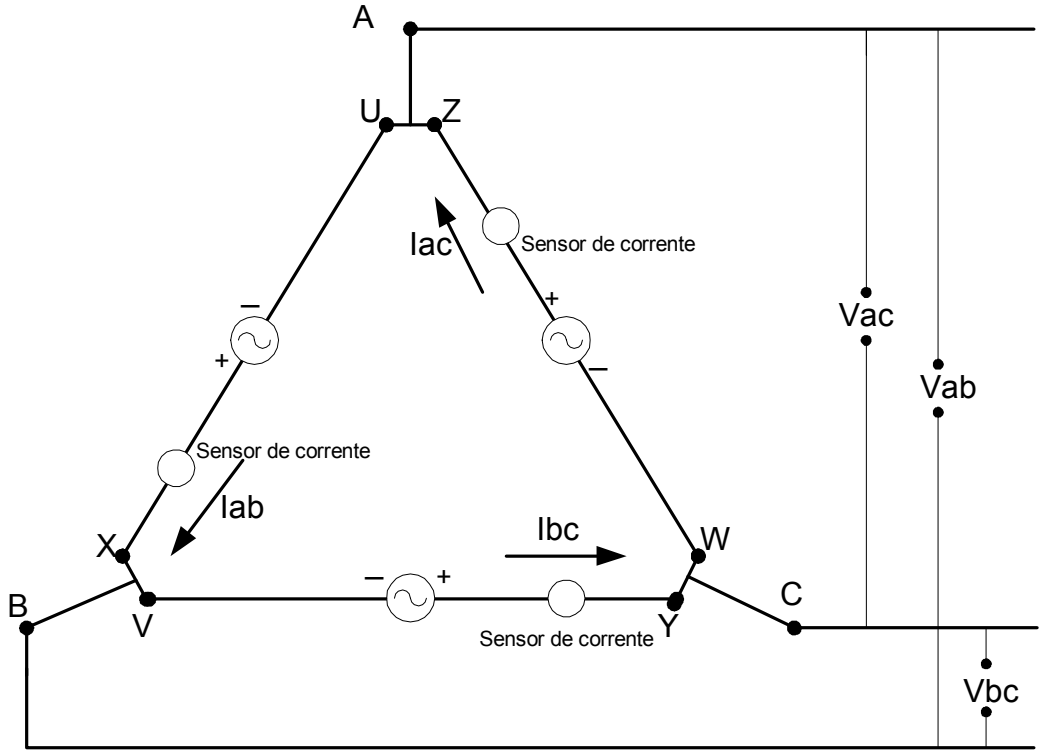

Figura 5.6 – Esquema de ligação e aquisição de correntes e tensões.

5.4 –Testes e Resultados

O conjugado de carga do MI é função da corrente de carga do gerador C.C., quanto maior for a corrente na carga, maior será a carga no eixo do motor de indução. Desse modo à saída de tensão do gerador C.C. foi ligada ao banco de resistências, onde as resistências foram ligadas em paralelo, em seqüência de modo a aumentar o valor da corrente de carga, aumentando assim o conjugado de carga imposto ao motor de indução. Este procedimento é necessário visto que vários valores de conjugado eletromagnético devem ser coletados para comparação com simulações.

Vários sinais estão disponíveis nas saídas dos conversores D/A . O formato utilizado normalmente é 1.15, desse modo, os números são tratados como números com sinal que

variam na faixa de –1 a +1. No presente trabalho 0 corresponde a 2.5 V, -1 a 0 V e +1 a 5 V. Assim, a relação entre entrada e saída é:

$$V_{out} = V_{ref}(\alpha + 1) \tag{5.4}$$

onde V_{out} é obtido na saída analógica de tensão, α é o valor de entrada no formato 1.15 e V_{ref} é 2.5 V, que é a referencia de tenção fornecida pelo Kit-DSP.

O sinais de tensão e corrente podem ser vistos nas figuras 5.7 e 5.8. Pode ser notado na figura 5.8 a deformação na forma de onda das correntes, isto ocorre devido a saturação magnética. Estas deformações aparecem na corrente e não na tensão, devido ao fato de o motor está ligado em delta.

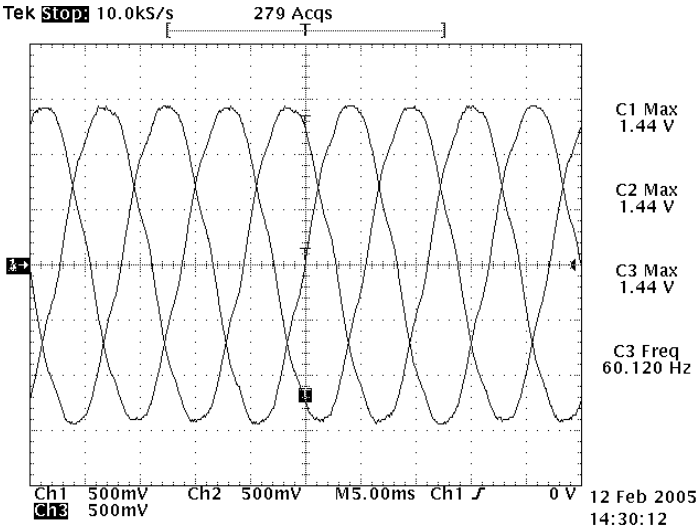

Figura 5.7 – Forma de onda da tensão de entrada.

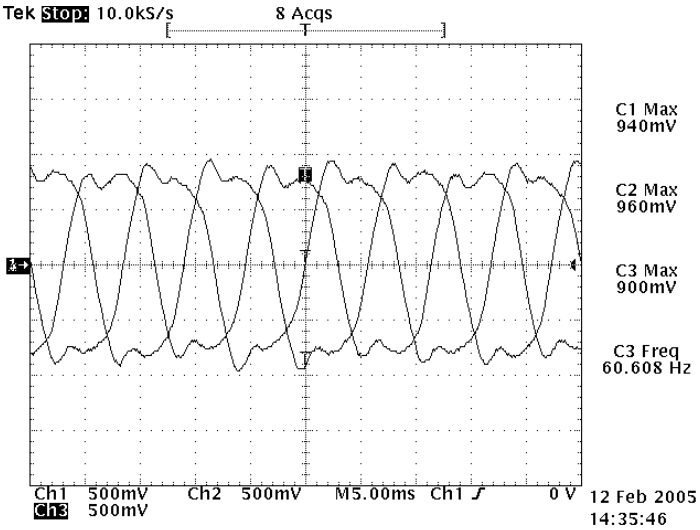

Figura 5.8 – Forma de onda da corrente de entrada.

Os sinais de tensão e corrente nos eixo *q* e *d* podem ser vistos nas figuras 5.9 e 5.10 respectivamente. É visto na figura 5.10 que mesmo utilizando a matriz transformação as correntes *q* e *d* possuem deformações em suas formas de onda.

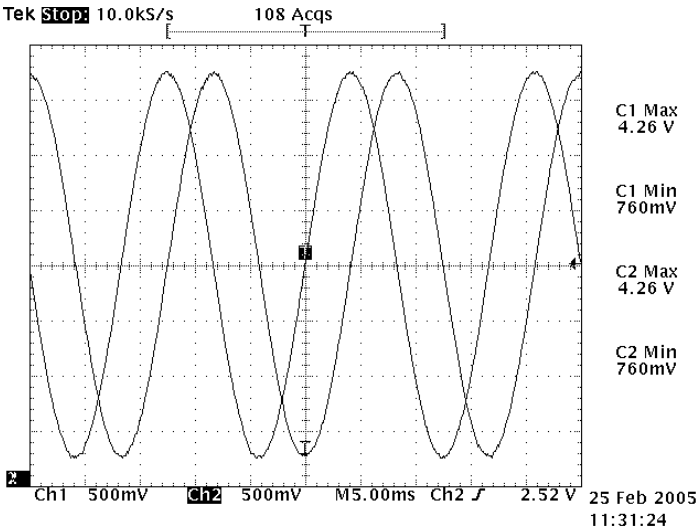

Figura 5.9 – Tensões q e d na saída dos D/A´s.

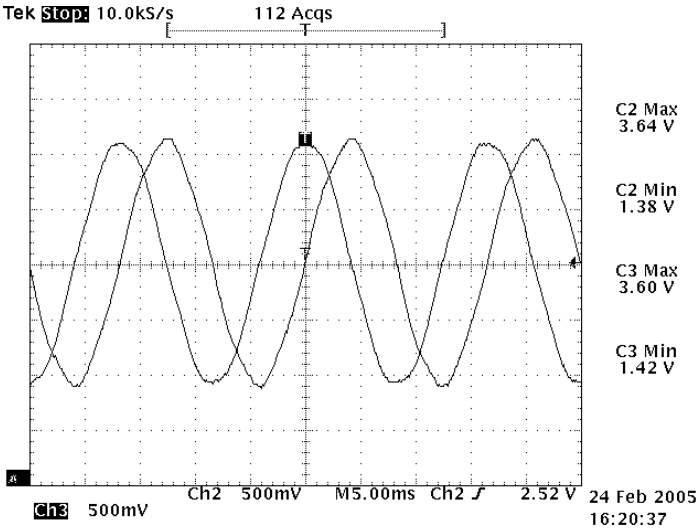

Figura 5.10 – Correntes q e d na saída dos D/A´s.

O banco de resistências é utilizado para a obtenção dos valores de resistência que constam na tabela 5.2. Para cada valor de resistência, um determinado valor de corrente é exigido do gerador C.C.. Quanto maior for a corrente que o gerador C.C. tiver que entregar para carga, mais pesado seu eixo se torna, fazendo com que o motor de indução tenha que produzir mais conjugado. O conjugado de carga é calculado com base na equação (5.2), como o valor da constante $k \cdot \phi$ foi definido anteriormente como 0.845, basta obtermos o valor da corrente de armadura que é facilmente medida.

Valor da resistencia	Corrente de carga
0	0,000 A
129,00 Ω	1,130 A
64,40 Ω	2,193 A
42,80 Ω	3,353 A
32,20 Ω	4,340 A
25,80 Ω	5,374 A
21,40 Ω	6,340 A

Tabela 5.2 –Valores de resistência e corrente de armadura.

Para cada valor de corrente foram coletados os sinais das seguintes grandezas: tensão, corrente, força contra-eletromotriz e fluxo estimado. A tensão nas fases *q* e *d* está representada nas figuras 5.11, 5.19, 5.27, 5.35, 5.43, 5.51 e 5.59. Através da análise dos valores pode ser notado que a tensão praticamente não variou com o aumento da carga. As figuras 5.12, 5.20, 5.28, 5.36, 5.44, 5.52 e 5.60 representam a corrente nas fases *q* e *d*. Como era esperado o valor da corrente aumentou de acordo com o aumento da carga no eixo no motor de indução. As figuras 5.13, 5.21, 5.29, 5.37, 5.45, 5.53 e 5.61 mostram a comparação entre a tensão de entrada e a força contra-eletromotriz para as cargas aplicadas. A força contra-eletromotriz e o fluxo nos eixos *q* e *d* podem ser vistas nas figuras 5.14, 5.22, 5.30, 5.38, 5.46, 5.54 e 5.62. O fluxo e a força contra-eletromotriz no eixo *q*, para as cargas aplicadas, estão ilustradas nas figuras 5.15, 5.23, 5.31, 5.39, 5.47, 5.55 e 5.63. Como resultado de uma boa integração, o ponto do valor de pico da força contra-eletromotriz é o mesmo ponto onde o fluxo passa pelo zero. As figuras 5.16, 5.24, 5.32, 5.40, 5.48, 5.56 e 5.64 mostram a força contra-eletromotriz e o fluxo no eixo *d*. Pode ser notado que o ponto onde o fluxo passa pelo zero é o mesmo ponto onde a força contra-eletromotriz tem seu valor de pico. Os sinais de conjugado estimado, módulo do fluxo, módulo da corrente estatórica e corrente de carga estão ilustrados nas figuras 5.17, 5.25, 5.33, 5.41, 5.49, 5.57, 5.65. O conjugado estimado e o módulo da corrente estatórica aumentaram proporcionalmente ao aumento da corrente de carga, de maneira contrário o módulo do fluxo diminui. Para estas figuras o canal 1 apresenta o valor conjugado estimado, o canal 2 contém o valor do módulo do fluxo, o canal 3 contém o valor do módulo da corrente de estator e o canal 4 contém o valor da corrente de carga. Para comparação com os valores simulados foram inseridas as figuras 5.18, 5.26, 5.34, 5.42, 5.50, 5.58 e 5.66, que apresentam a simulação do conjugado estimado, módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico e a carga aplicada em N.m.

Motor trabalhando sem carga, somente com o gerador acoplado a seu eixo:

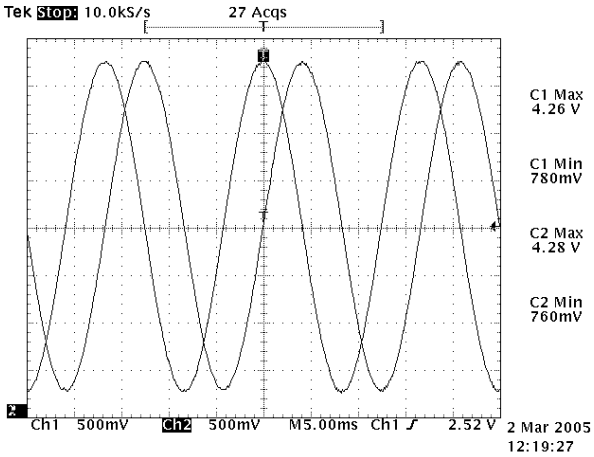

Figura 5.11 – Tensão nas fases d e q.

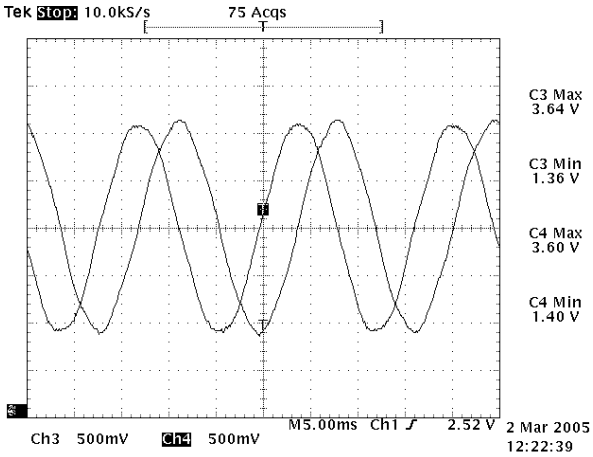

Figura 5.12 -Corrente nas fases d e q.

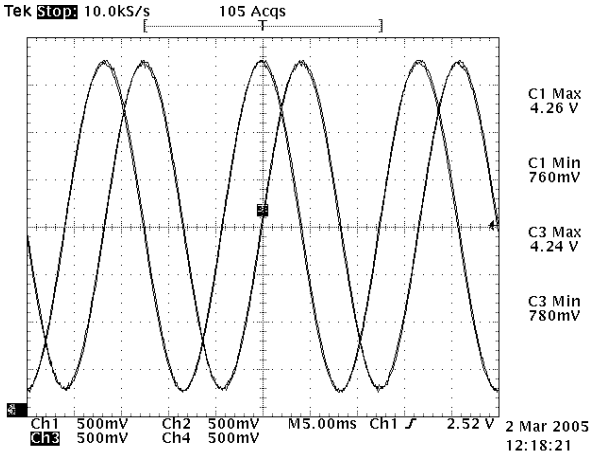

Figura 5.13 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q.

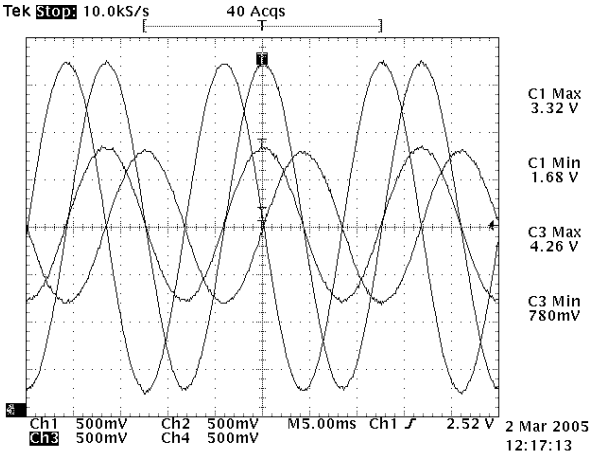

Figura 5.14 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q.

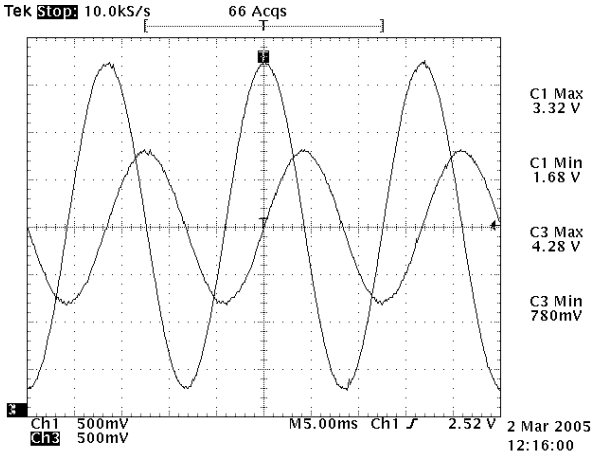

Figura 5.15 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q.

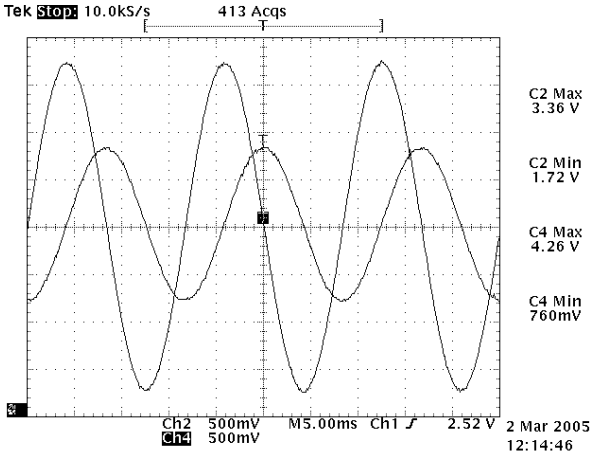

Figura 5.16 - Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d.

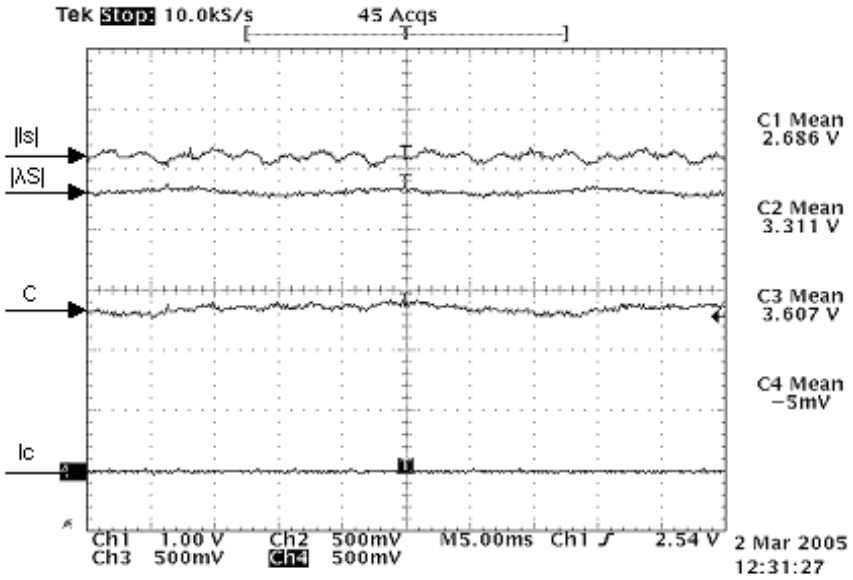

Figura 5.17 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

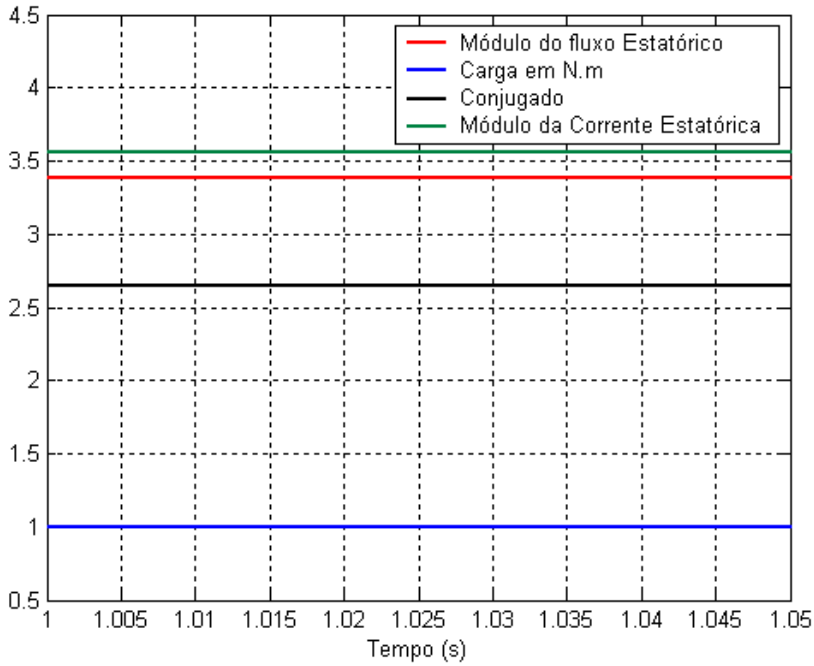

Figura 5.18 – Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado.

Formas de onda, quando uma corrente de 1.13 A é exigida pela carga.

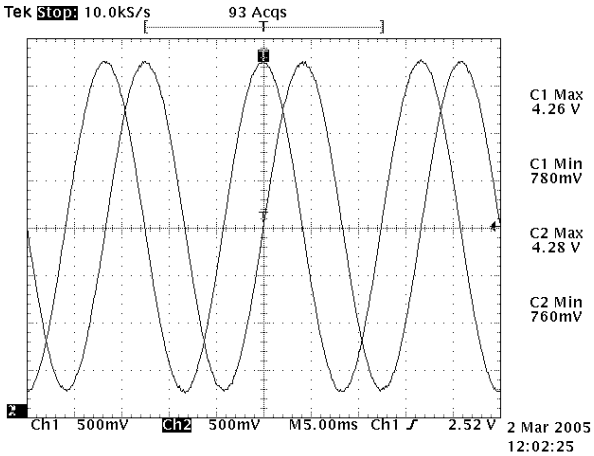

Figura 5.19 – Tensão nas fases d e q.

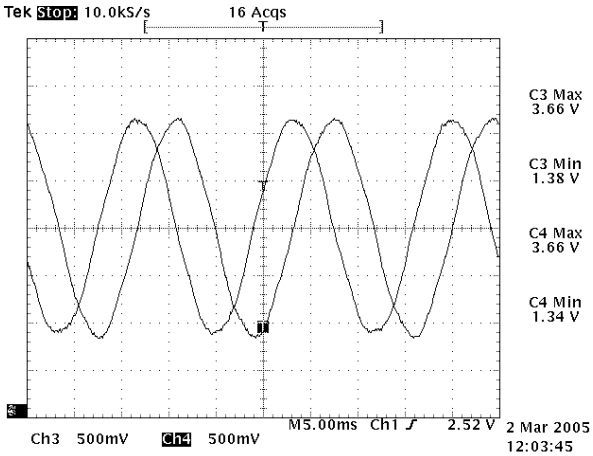

Figura 5.20 - Corrente nas fases d e q.

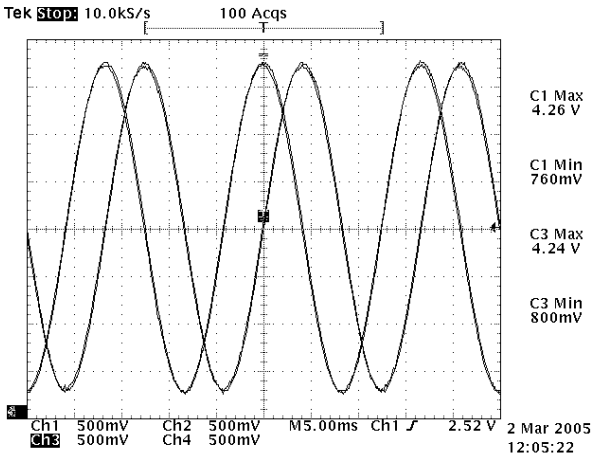

Figura 5.21 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q.

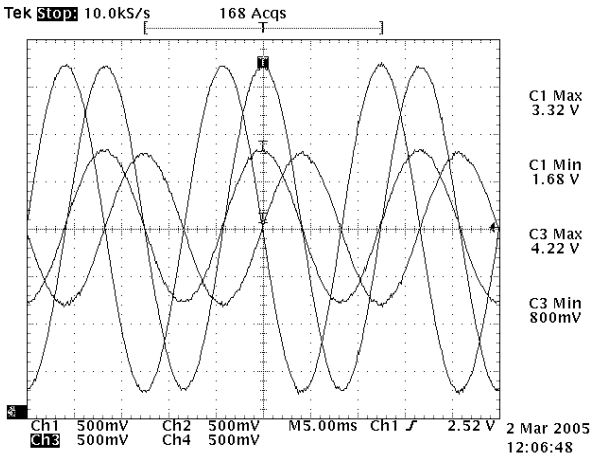

Figura 5.22 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q.

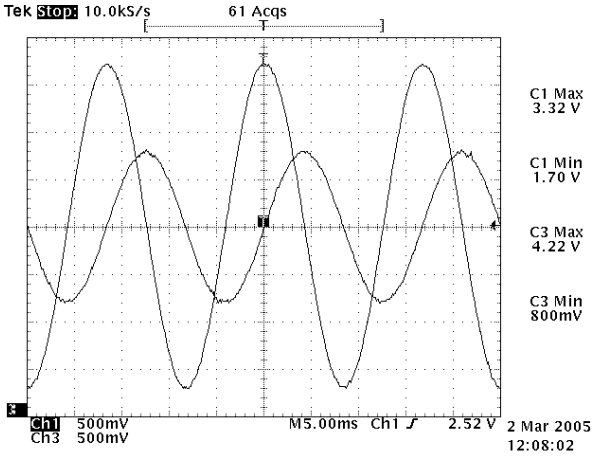

Figura 5.23 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q.

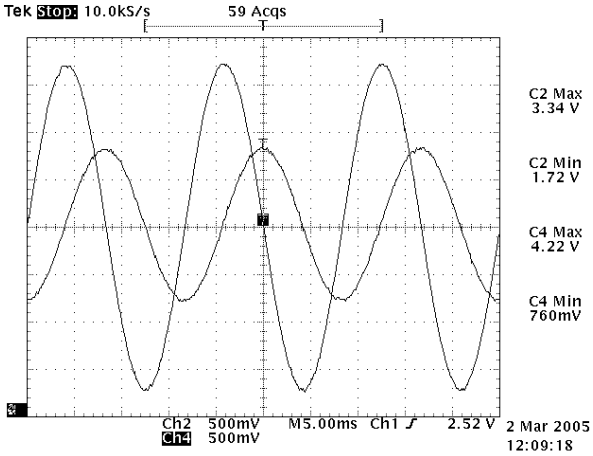

Figura 5.24 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d.

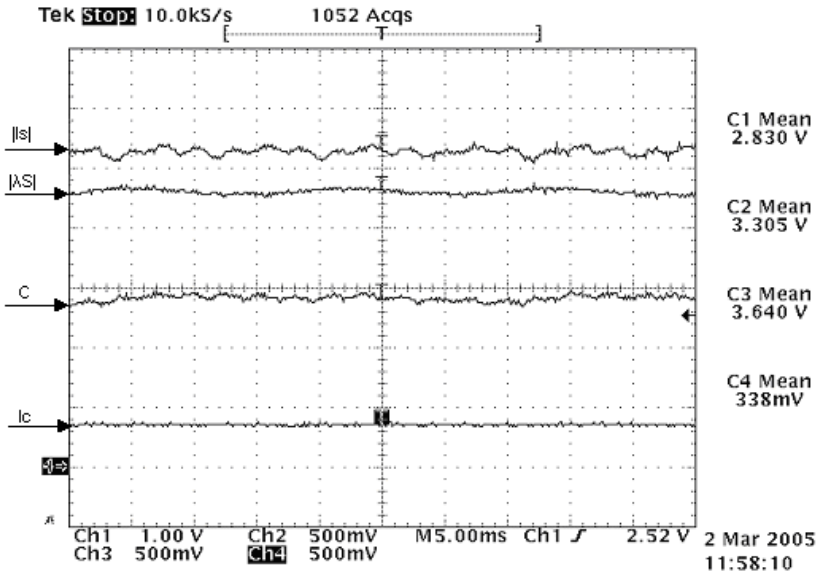

Figura 5.25 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

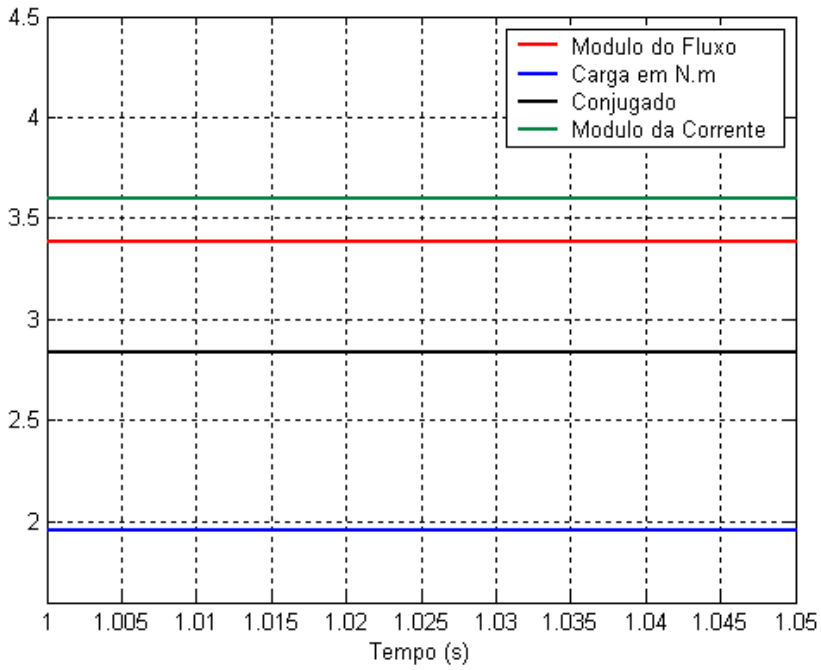

Figura 5.26 – Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado.

Formas de onda, quando uma corrente de 2.193 A é exigida pela carga.

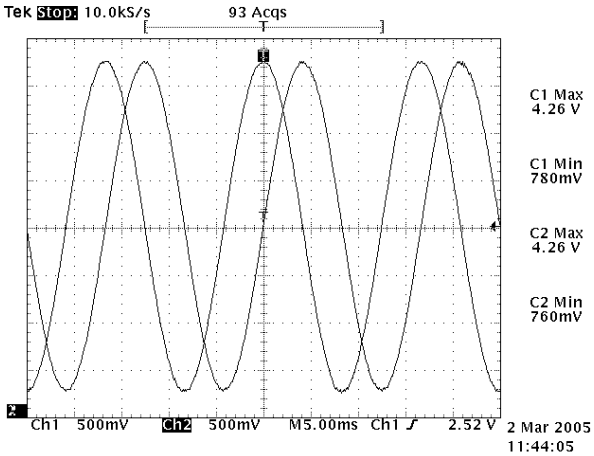

Figura 5.27 – Tensão nas fases d e q.

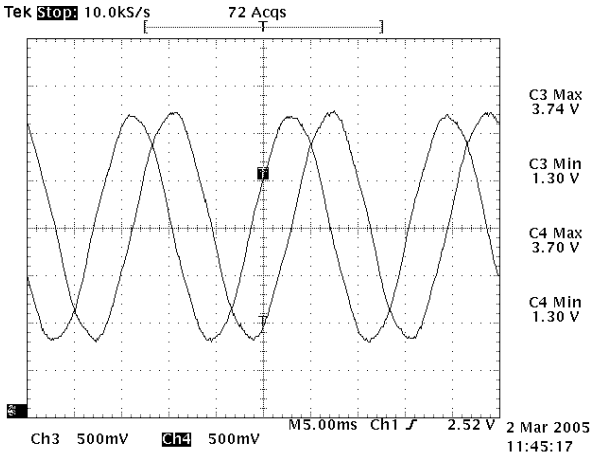

Figura 5.28 - Corrente nas fases d e q.

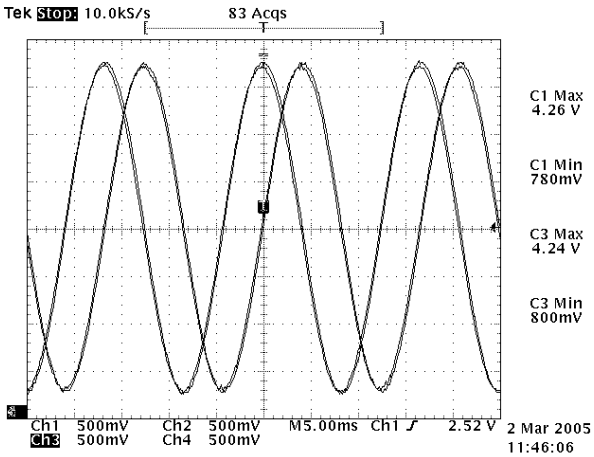

Figura 5.29 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q.

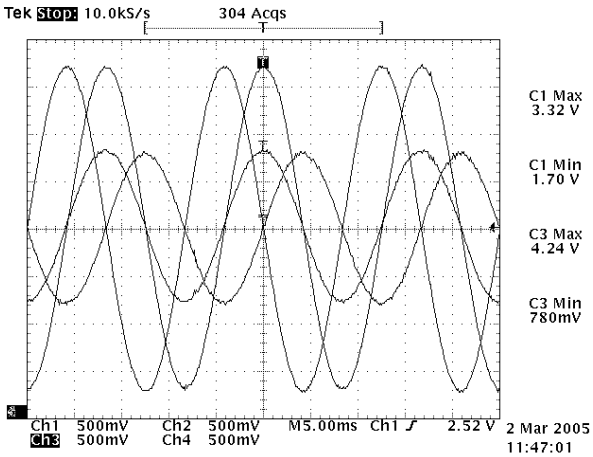

Figura 5.30 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q.

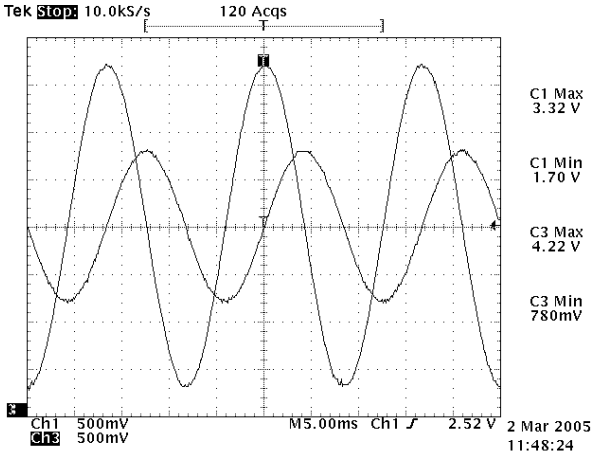

Figura 5.31 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q.

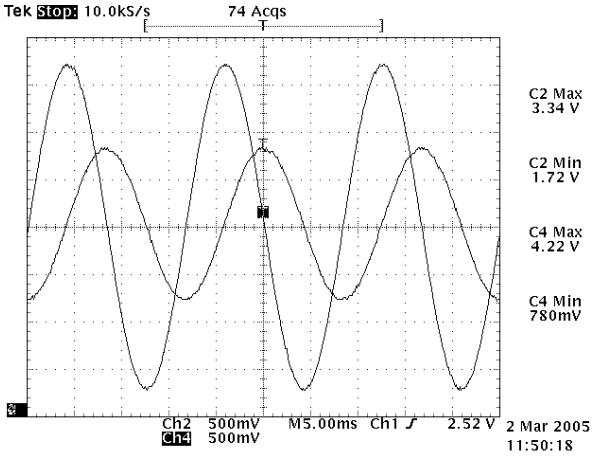

Figura 5.32 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d.

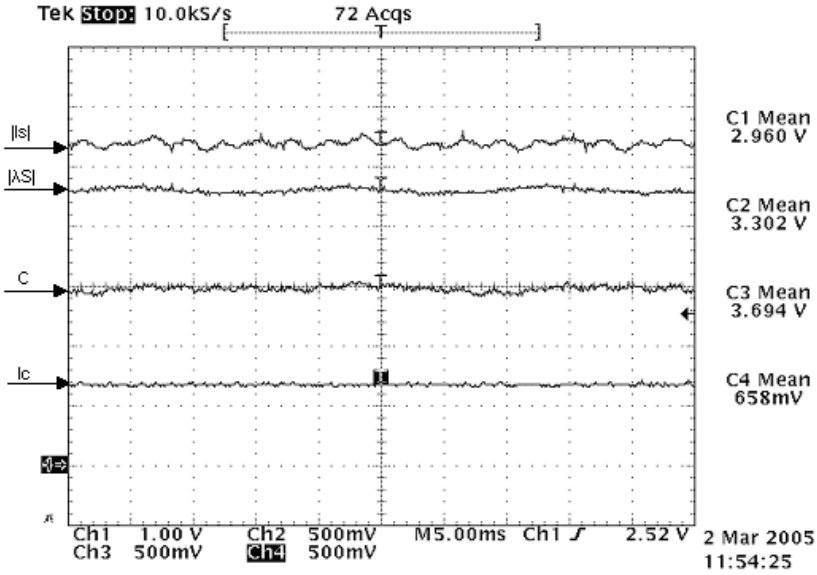

Figura 5.33 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

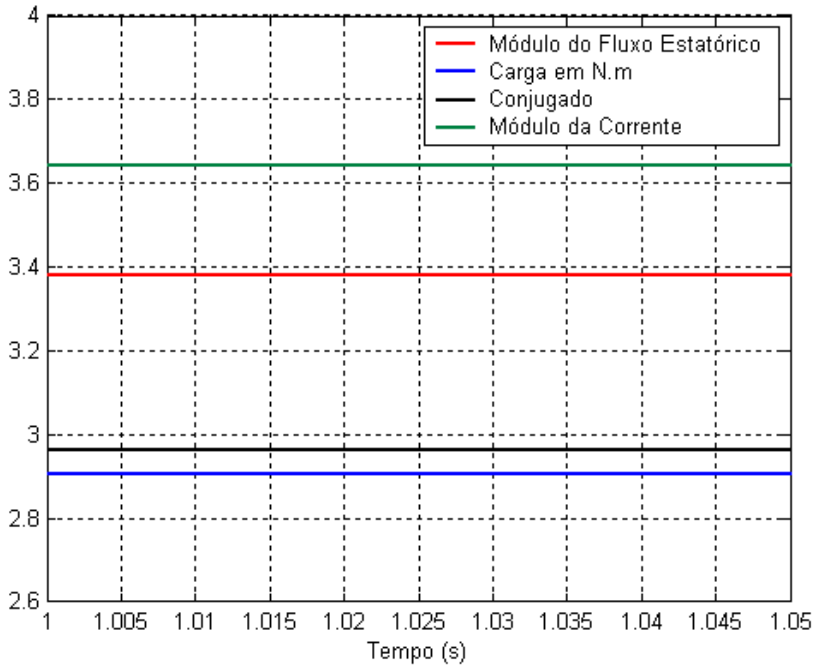

Figura 5.34 - Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado.

Formas de onda, quando uma corrente de 3.353 A é exigida pela carga.

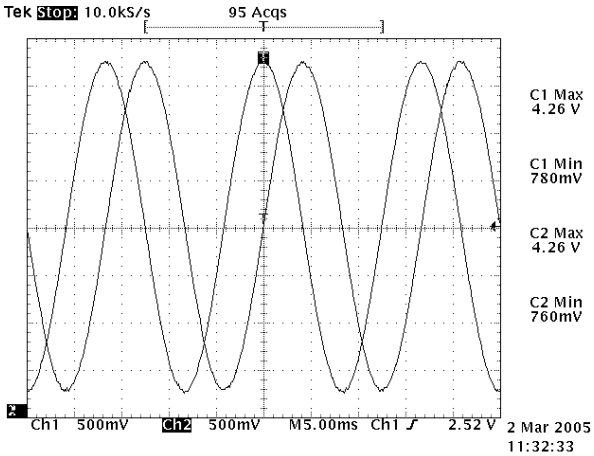

Figura 5.35 – Tensão nas fases d e q.

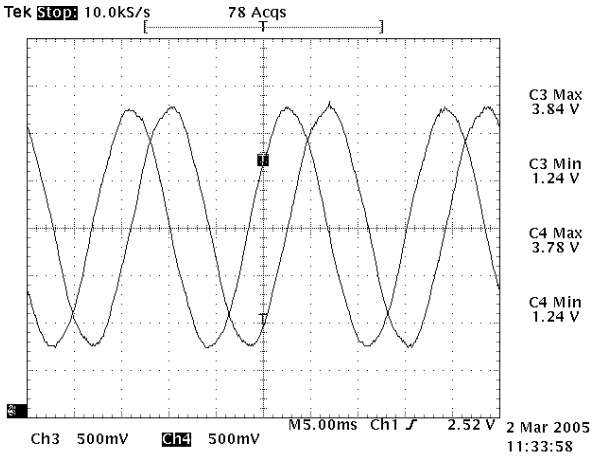

Figura 5.36 - Corrente nas fases d e q.

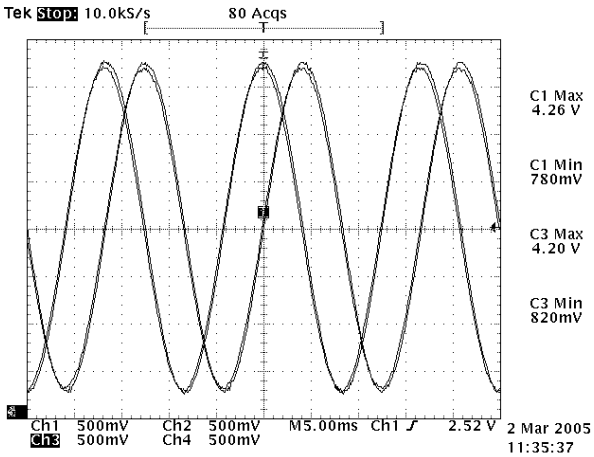

Figura 5.37 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q.

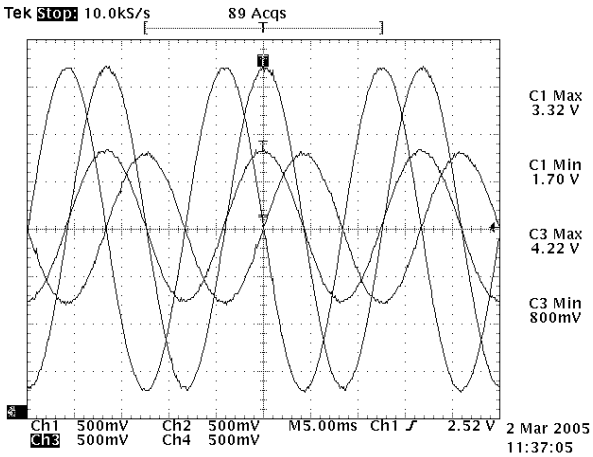

Figura 5.38 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q.

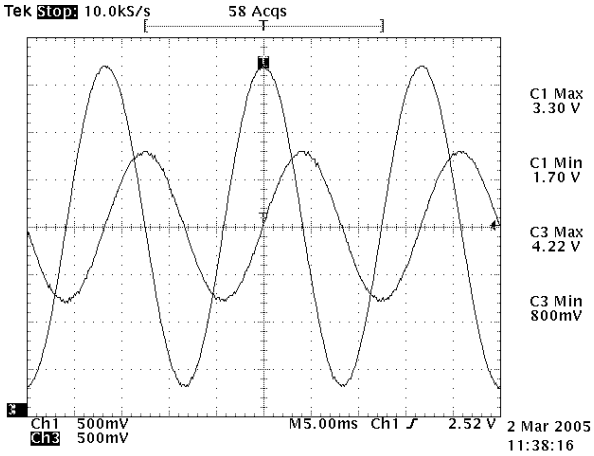

Figura 5.39 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q.

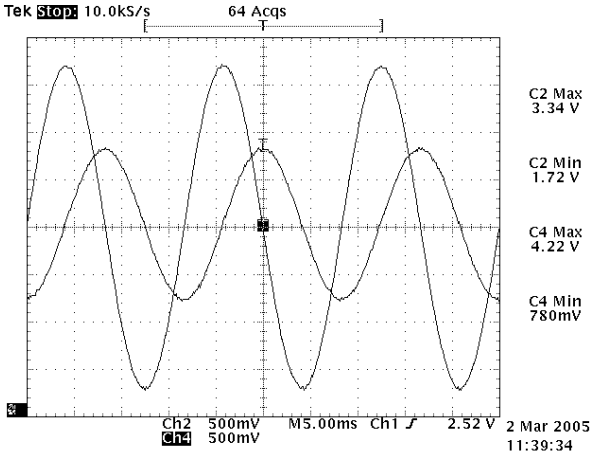

Figura 5.40 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d.

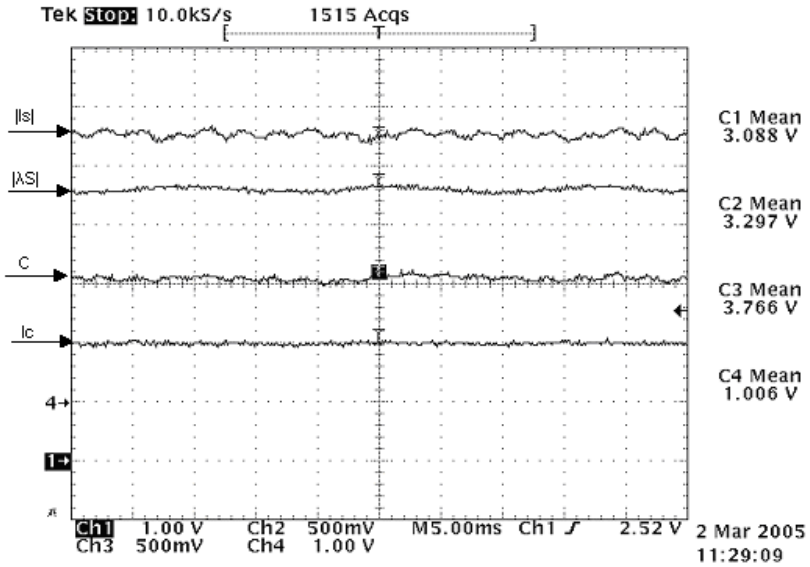

Figura 5.41 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

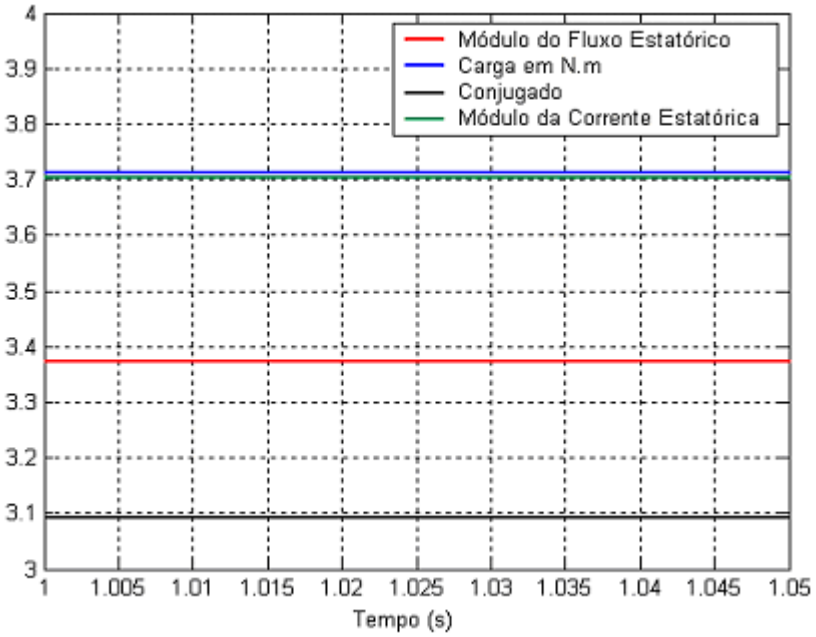

Figura 5.42 – Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado.

Formas de onda, quando uma corrente de 4.34 A é exigida pela carga.

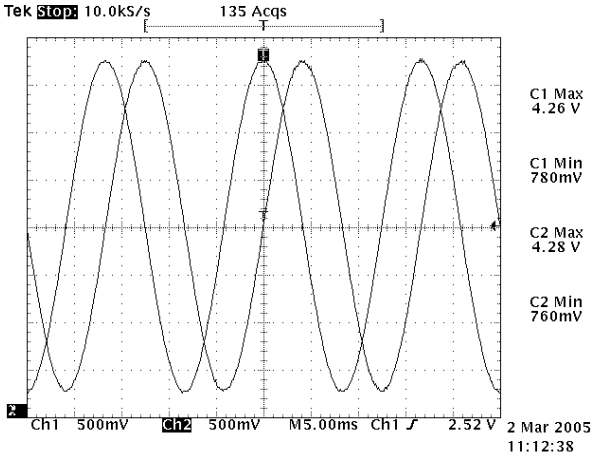

Figura 5.43 – Tensão nas fases d e q.

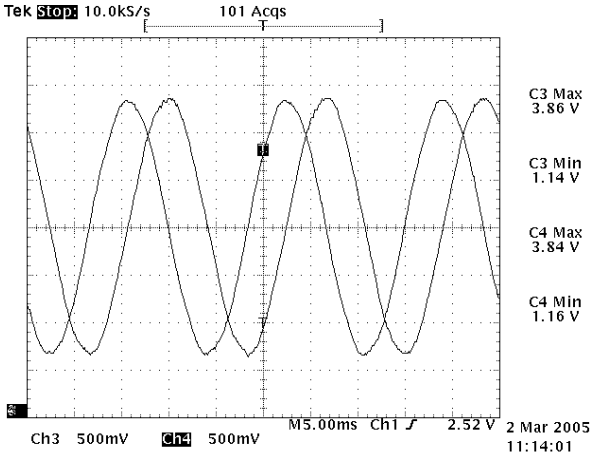

Figura 5.44 - Corrente nas fases d e q.

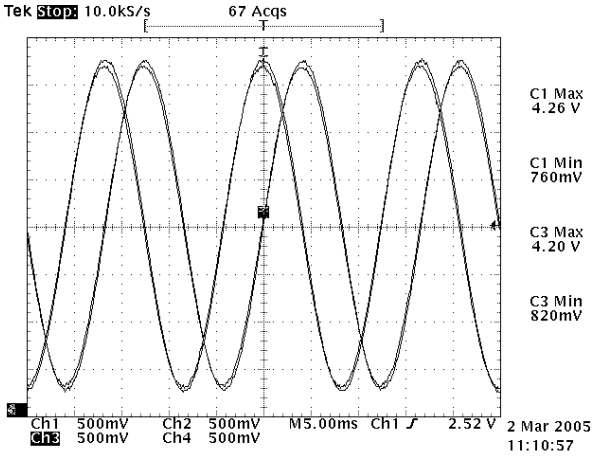

Figura 5.45 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q.

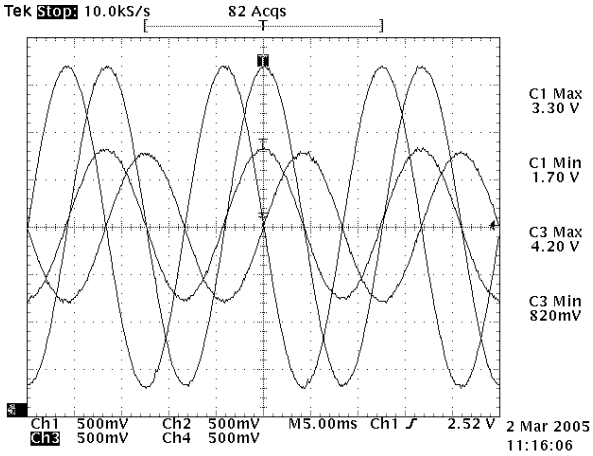

Figura 5.46 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q.

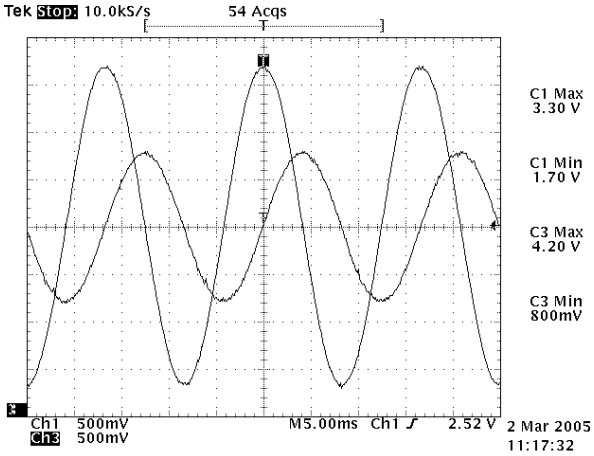

Figura 5.47 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q.

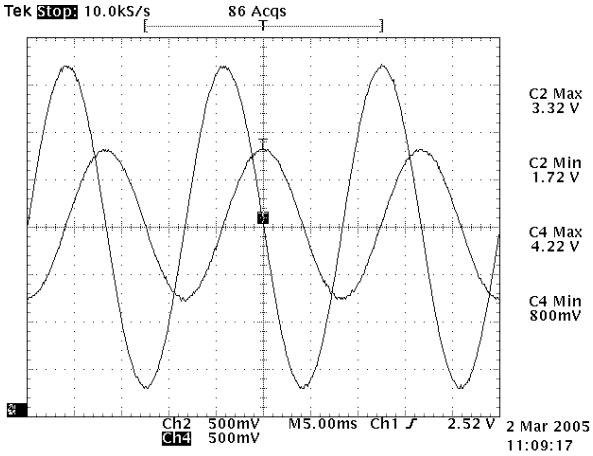

Figura 5.48 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d.

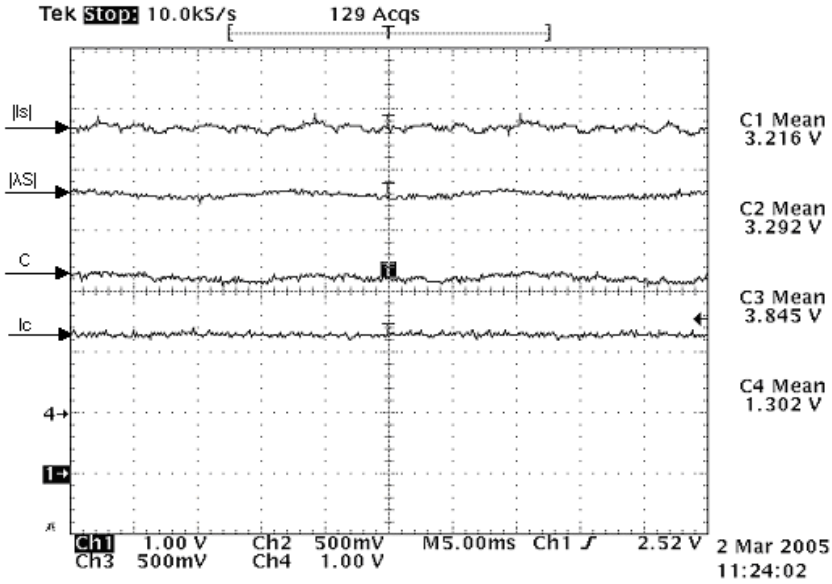

Figura 5.49 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

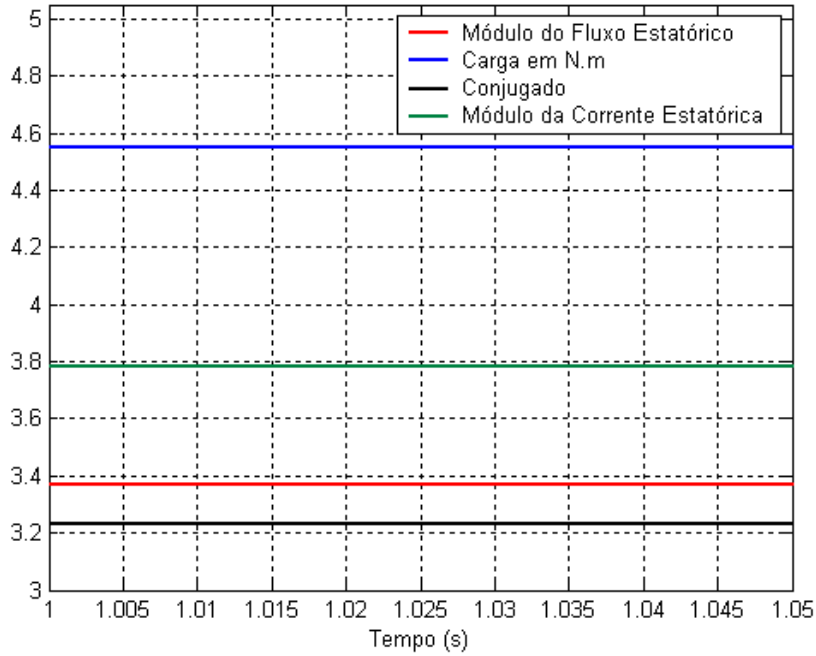

Figura 5.50 – Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado.

Formas de onda, quando uma corrente de 5.347 A é exigida pela carga.

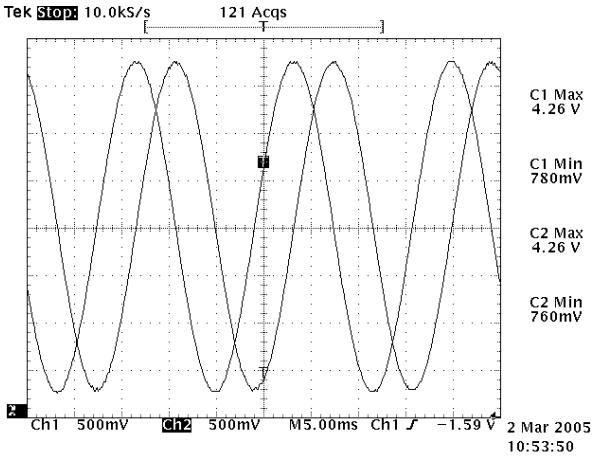

Figura 5.51 – Tensão nas fases d e q.

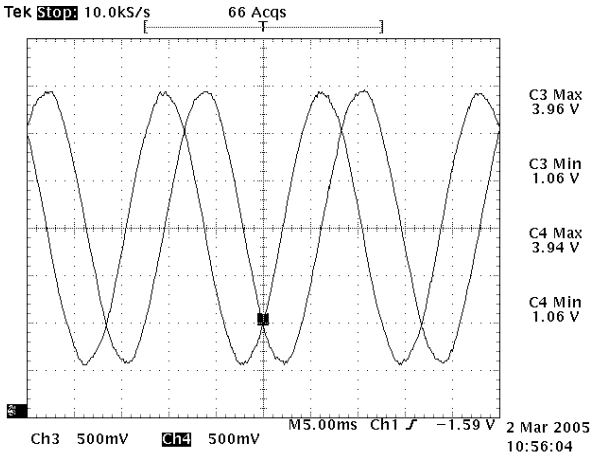

Figura 5.52 - Corrente nas fases d e q.

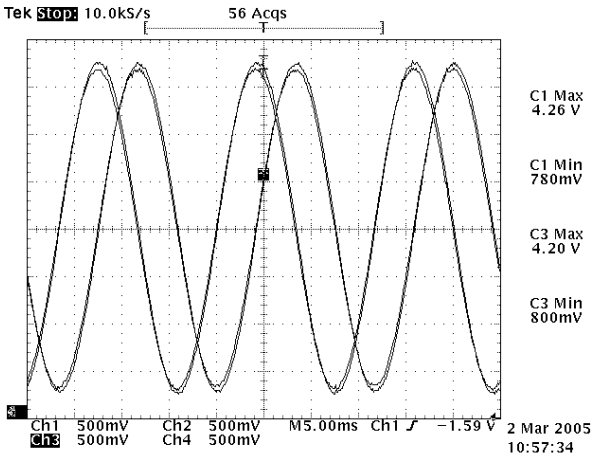

Figura 5.53 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q.

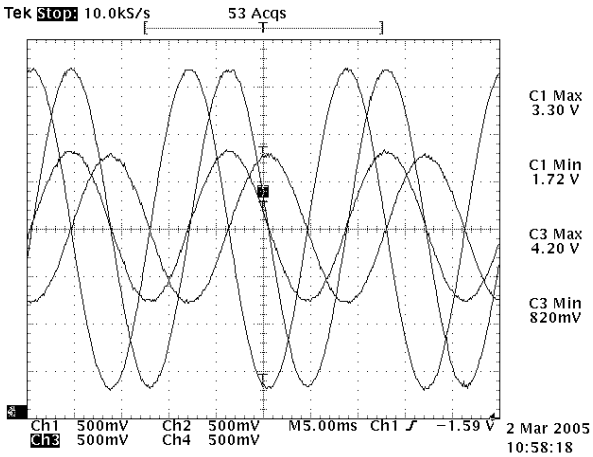

Figura 5.54 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q.

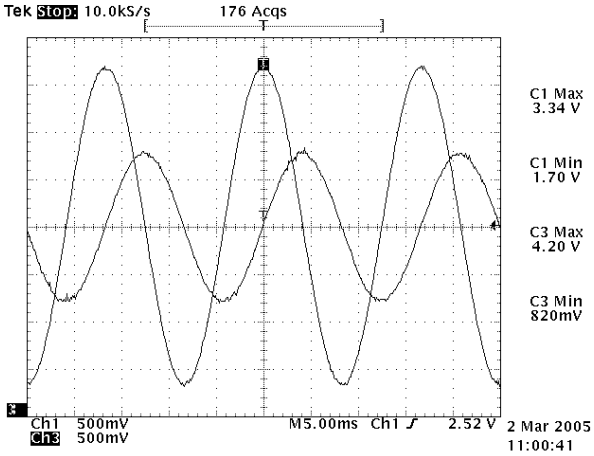

Figura 5.55 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q.

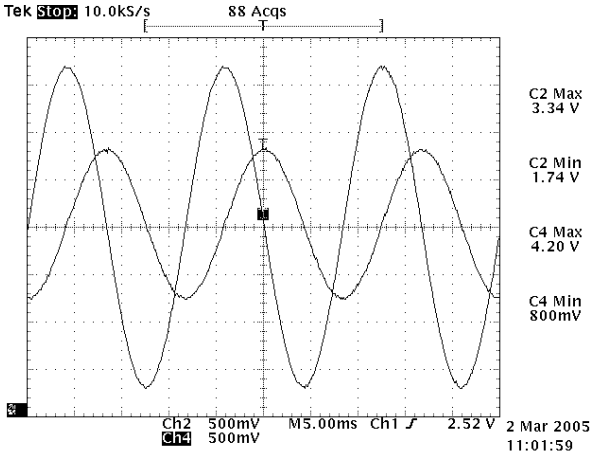

Figura 5.56 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d.

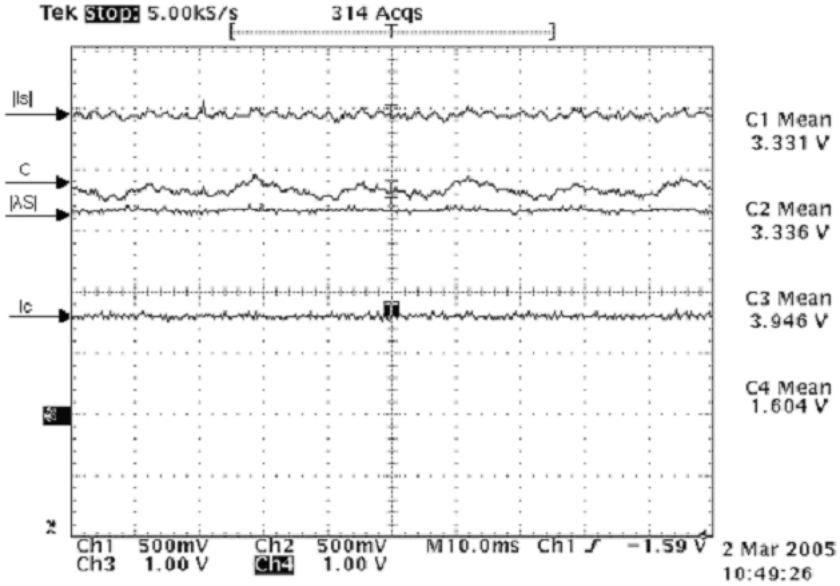

Figura 5.57 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

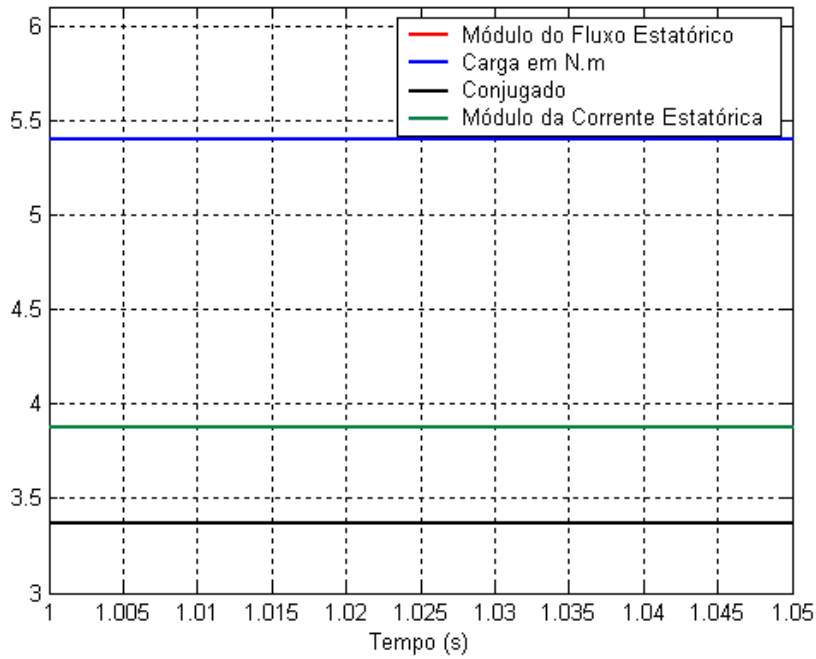

Figura 5.58 - Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado.

Formas de onda, quando uma corrente de 6.34 A é exigida pela carga.

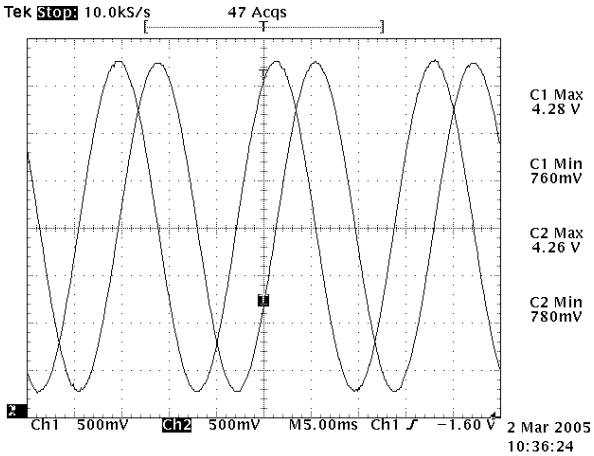

Figura 5.59 – Tensão nas fases d e q.

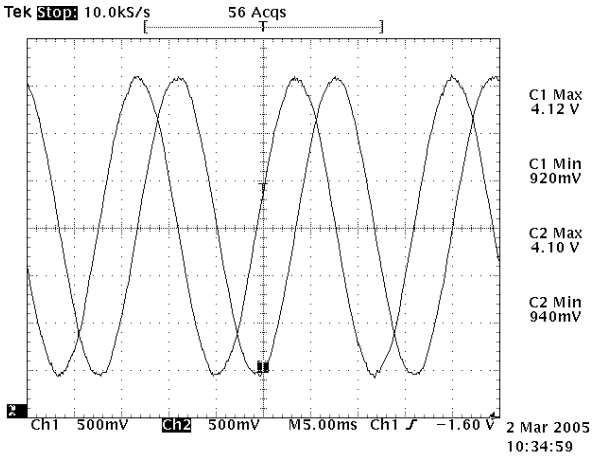

Figura 5.60 - Corrente nas fases d e q.

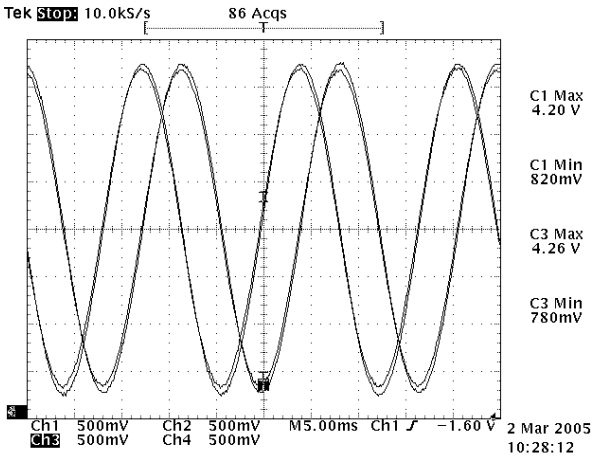

Figura 5.61 – Tensão e força contra-eletromotriz nas fases d e q.

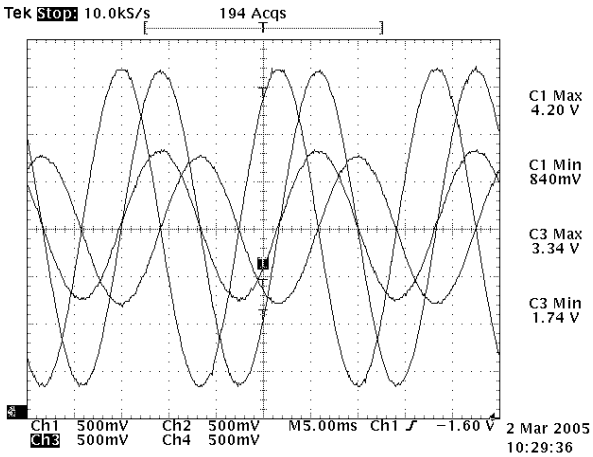

Figura 5.62 – Força contra-eletromotriz e fluxo nas fases d e q.

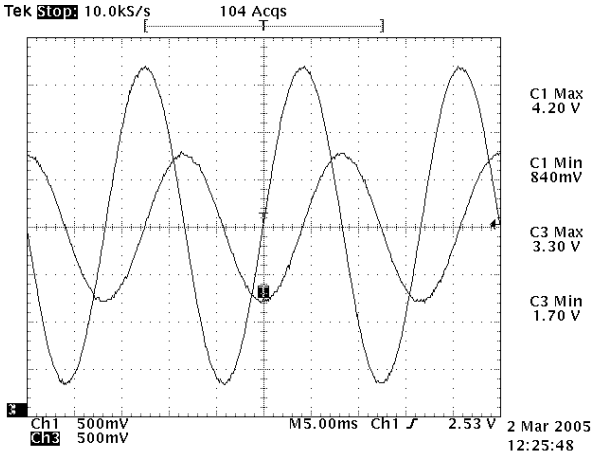

Figura 5.63 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase q.

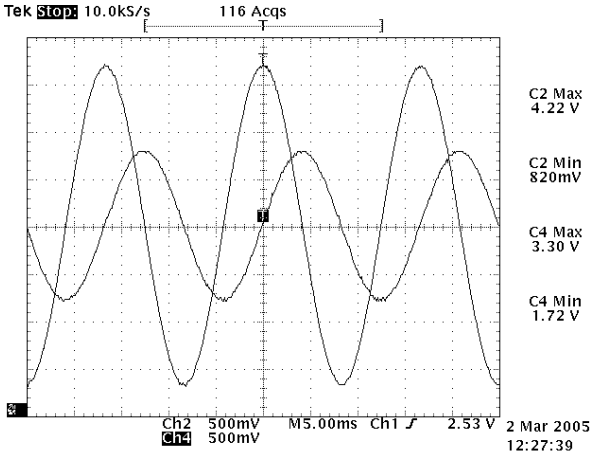

Figura 5.64 – Força contra-eletromotriz e fluxo na fase d.

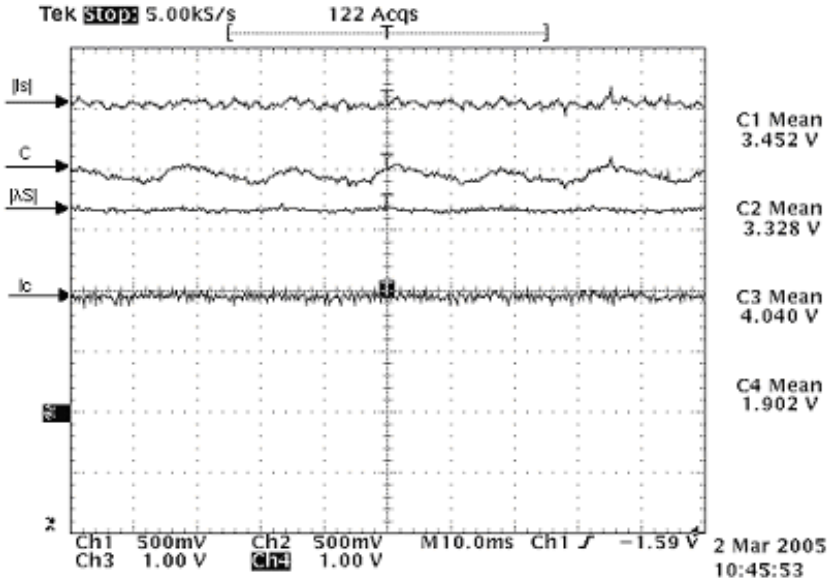

Figura 5.65 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

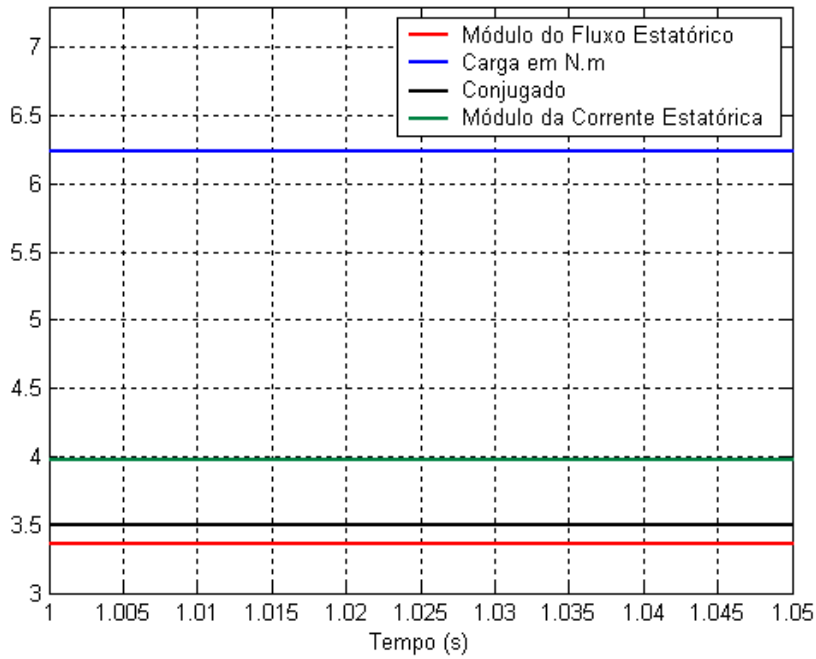

Figura 5.66 - Valores simulados do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico, carga e conjugado.

Parta adquirir o sinal correspondente ao sinal de corrente de carga foi utilizado um sensor de corrente trabalha com seguinte relação de transformação, cada 1 A produz 100 mV em sua saída por volta. Para aumentar a precisão nesta medida foram passadas 3 voltas, desse

modo, para cada 1 A que circule pelo fio serão produzidos 300 mV. É observado através da figura 5.15 que o sinal de fluxo esta deslocado de 90º do sinal da força contra-eletromotriz e que este sinal tem um ganho de 0.9375. Para que o valor de saída do conjugado no DA não sature foi necessário dividir por 2 o valor da força contra-eletromotriz antes de passar pelo filtro passa-baixas. Devido a esse fato o fluxo possui amplitude 2.12 vezes menor que a amplitude da força contra-eletromotriz. Desse modo, para calcular o conjugado eletromagnético deve-se utilizar os fatores de escala. Quando é efetuado o calculo representado pelas equações (4.23) e (4.24), o resultado obtido esta na escala de tensão. Depois que a força contra-eletromotriz é dividida por 2 e passa pelo filtro passa baixas, o sinal resultante que é o fluxo continua na escala da tensão. O cálculo do conjugado eletromagnético é baseado na equação (4.28), onde os fluxos estão na escala da tensão e as correntes estão na escala de corrente. Assim quando são efetuadas as multiplicações e logo após a subtração, a escala da tensão é multiplicada pela escala da corrente, ou seja V_{max} é multiplicado por I_{max}. Em uma integração no tempo, a amplitude do sinal de saída é igual a amplitude do sinal de entrada dividido por sua freqüência. Como neste trabalho é considerada freqüência constante com valor de 60 Hz ou 376.9911 rad/s, o valor de escala para o conjugado deveria ser $\frac{V_{max} \cdot I_{max}}{377.9911}$, porém como o fluxo já foi divido 2.12 o fator de escala que deve ser aplicado ao conjugado é $\frac{V_{max} \cdot I_{max}}{177.8259}$, ou seja:

$$\frac{V_{max} \cdot I_{max}}{177.8259} = \frac{429.14 \cdot 6.60}{177.8259} = 15.9275$$

Achando o valor de α a partir da equação (5.4), multiplicando o mesmo pelo fator de escala do conjugado obtemos o valor real do conjugado estimado. Da mesma maneira o

módulo da corrente estatórica e o módulo do fluxo estatórico podem ser calculados. Tendo como exemplo os valores obtidos na saídas dos DA's para uma corrente de carga igual a 4.34 Onde o valor do módulo da corrente na saída do DA é 3.845 V cujo valor esta na escala de corrente que é 6.60 e o valor do módulo do fluxo na saída do DA é 3.292 V cujo valor esta na escala de tensão 429.14.

Utilizando a equação (5.4) para calcular o valor do módulo da corrente estatórica

$$V_{out} = V_{ref}(\alpha + 1)$$

onde V_{ref} = 2.5 V, e neste caso V_{out} = 3.845 V, levando em consideração

$$3.845 = 2.5(\alpha + 1) \quad \Rightarrow \quad \alpha = 0.538$$

O valor real do módulo da corrente é o valor de α multiplicado pelo valor de escala que é 6.60 A, desse modo o valor do módulo da corrente estatórica é 3.5508 A para um valor de corrente de carga igual a 4.34 A.

Para calcular o valor do módulo do fluxo estatórico também é utilizada a equação (5.4), onde V_{ref} = 2.5 V e V_{out} = 3.292 V. Assim

$$3.292 = 2.5(\alpha + 1) \quad \Rightarrow \quad \alpha = 0.3168$$

Porém no programa, o fluxo foi dividido 2.12, desse modo sua escala que é 429.14 deve ser multiplicada por 2.12. O resultado deve ser dividido por ω, cujo valor é 377.9911. Assim temos

$$\frac{429.14 \cdot 2.12}{377.9911} \cdot 0.3168 = 0.76249$$

Realizando os cálculos necessários chegamos ao valor do módulo do fluxo estatórico que é 0.76249 Wb para uma corrente de carga cujo valor é 4.34 A.

A tabela 5.3 mostra os valores da corrente de carga e os respectivos valores do conjugado estimado e simulado na saída dos DA's, e os valores em N.m simulados e estimados bem como o erro entre os mesmos.

Corrente de carga	Conjugado DSP	Conjugado Simulado	Conjugado Eletroma	Conjugado eletromagnético DSP	Erro
0	2,681 V	2,680 V	1,1462 N.m	1,153 N.m	0,589766 %
1,130 A	2,830 V	2,831 V	2,1078 N.m	2,101 N.m	0,322611 %
2,193 A	2,960 V	2,961 V	2,9356 N.m	2,929 N.m	0,224826 %
3,353 A	3,088 V	3,092 V	3,7699 N.m	3,744 N.m	0,675676 %
4,340 A	3,216 V	3,227 V	4,6295 N.m	4,559 N.m	1,513067 %
5,347 A	3,331 V	3,346 V	5,3873 N.m	5,292 N.m	1,773050 %
6,340 A	3,452 V	3,480 V	6,2406 N.m	6,062 N.m	2,857143 %

Tabela 5.3 – Valores do conjugado estimado e simulado.

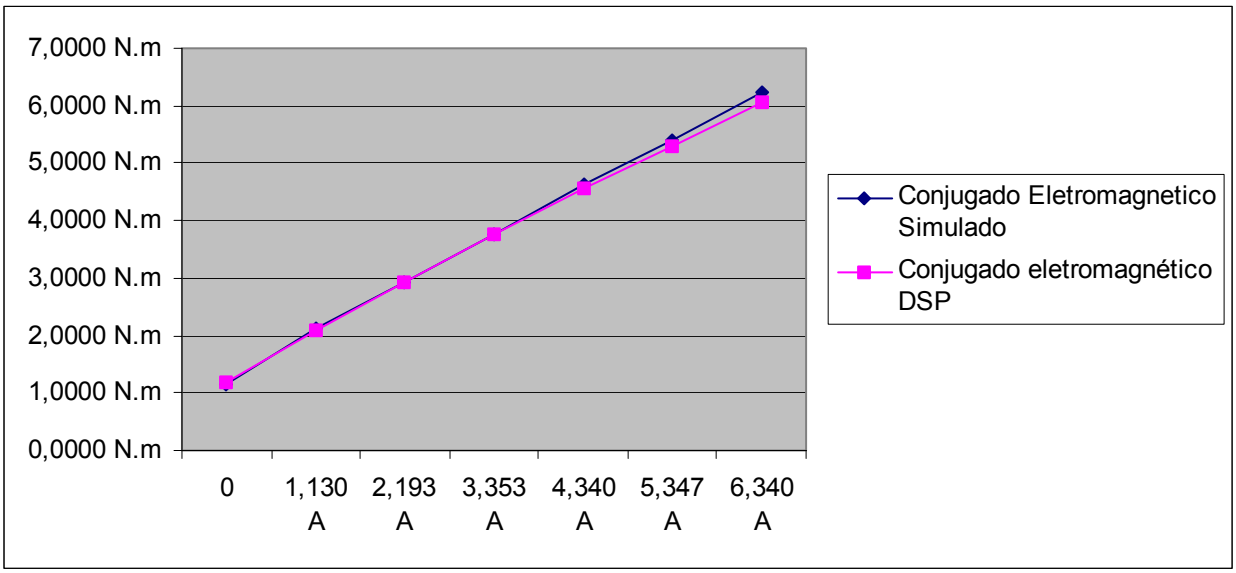

Figura 5.67 – Gráfico dos conjugado simulado e estimado em função da corrente de carga.

È visto através da tabela 5.3 e da figura 5.67 que o maior erro entre o conjugado estimado e o simulado ocorre quando a corrente é 6.34 A, porém este erro começa a ficar evidente quando o valor da corrente de carga é 4.34 A. Esse erro ocorre devido ao aquecimento das resistências da carga e da resistência do estator. Este aquecimento não foi levado em consideração nas simulações.

5.5 – Comportamento dinâmico

Para verificar o comportamento do conjugado estimado durante um transitório de carga, do módulo da corrente estatórica e do módulo do fluxo estatórico foram aplicados degraus de carga. Estas situações também foram simuladas. A figura 5.68 retrata a aplicação e retirada de carga. É visto que tanto o conjugado como o módulo da corrente estatórica não acompanham a subida da corrente de carga, mas possuem oscilações antes da estabilização. O módulo do fluxo estatórico diminui com o aumento da carga como já era esperado. A simulação para este comportamento de carga esta representada pela figura 5.69. O comportamento do conjugado estimado, do módulo do fluxo estatórico e do módulo da corrente estatórica é equivalente ao comportamento destas grandezas simuladas.

A retirada e aplicação de carga pode ser visualizada na figura 5.70 cujos sinais foram obtidos nas saídas dos DA's do DSP e na figura 5.71 onde os valores são simulados, é visto que quando a carga é retirada o valor do módulo do fluxo estatórico aumenta. O valor do conjugado diminui junto com o valor do módulo da corrente estatórica, pois com a retirada da carga as correntes diminuem e o fluxo tem um pequeno aumento. Isto pode ser melhor visualizado nas figuras 5.72 e 5.73 cujos sinais são obtidos nas saídas dos DA's do DSP e simulados respectivamente. Após aproximadamente 415 ms a carga é novamente imposta, como resultado o conjugado e o módulo da corrente estatórica aumentam, sendo que o módulo do fluxo estatórico diminui. As figuras 5.74 e 5.75 ilustram de maneira mais clara a aplicação de carga. Nas figuras 5.69, 5.71, 5.73 e 5.75, os valores simulados estão na mesma escala dos sinais de saída dos DA's do DSP, exceto o valor do conjugado de carga, que esta com seu valor real.

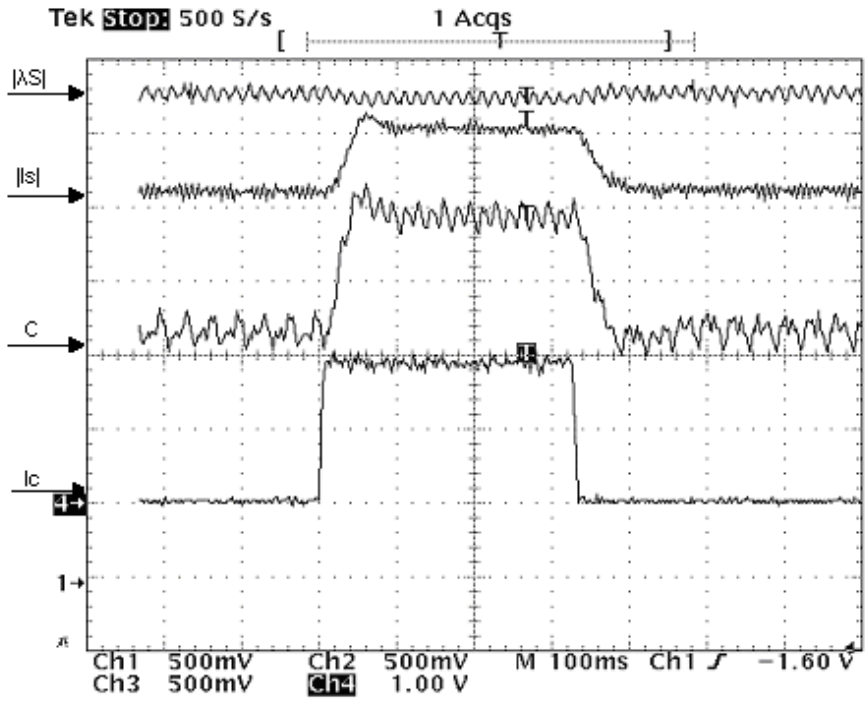

Figura 5.68 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

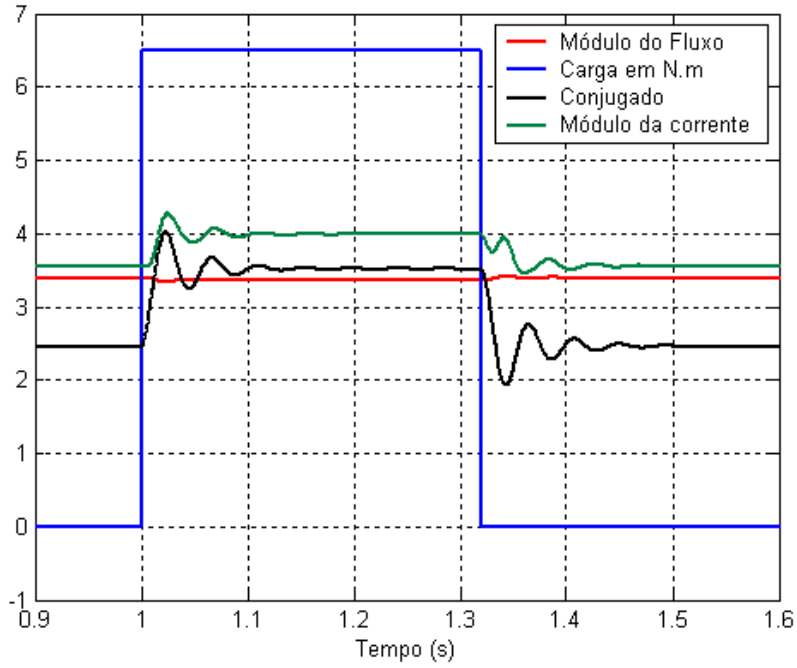

Figura 5.69 – Valores simulados do módulo da corrente de estator, do módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e da carga aplicada.

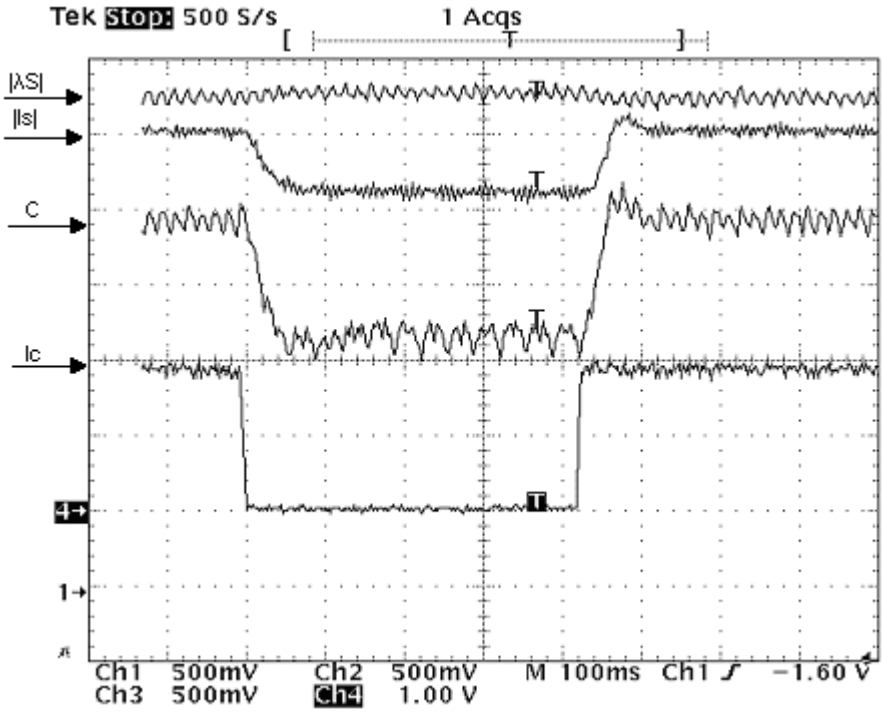

Figura 5.70 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

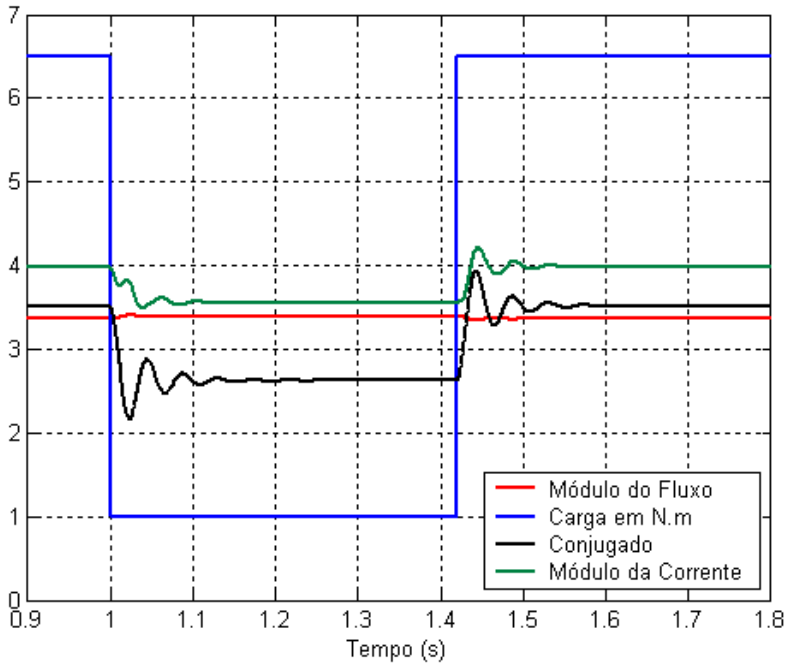

Figura 5.71 - Valores simulados do módulo da corrente de estator, do módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e da carga aplicada.

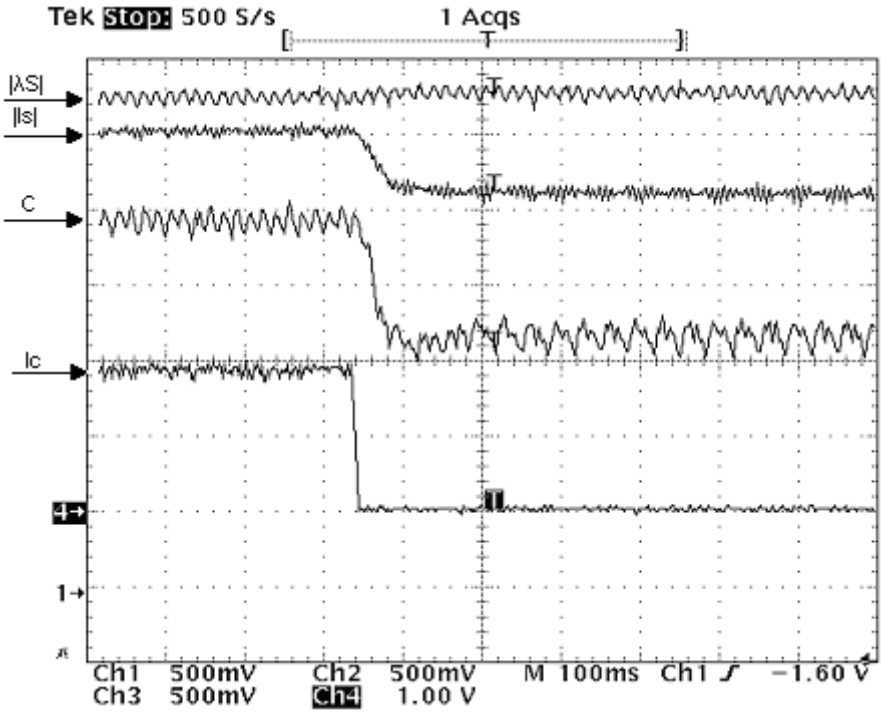

Figura 5.72 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

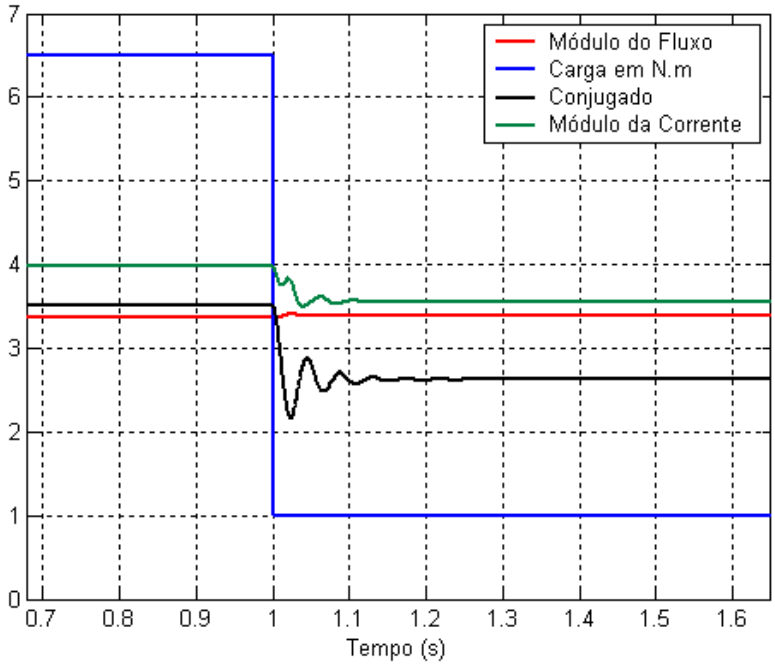

Figura 5.73 - Valores simulados do módulo da corrente de estator, do módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e da carga aplicada.

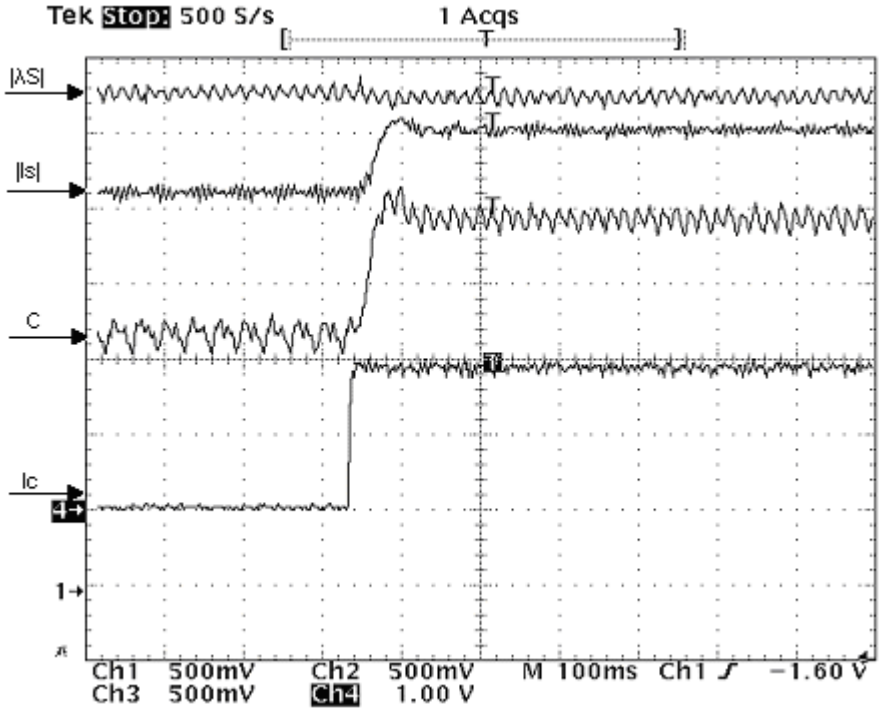

Figura 5.74 – Módulo da corrente de estator, módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e corrente de carga.

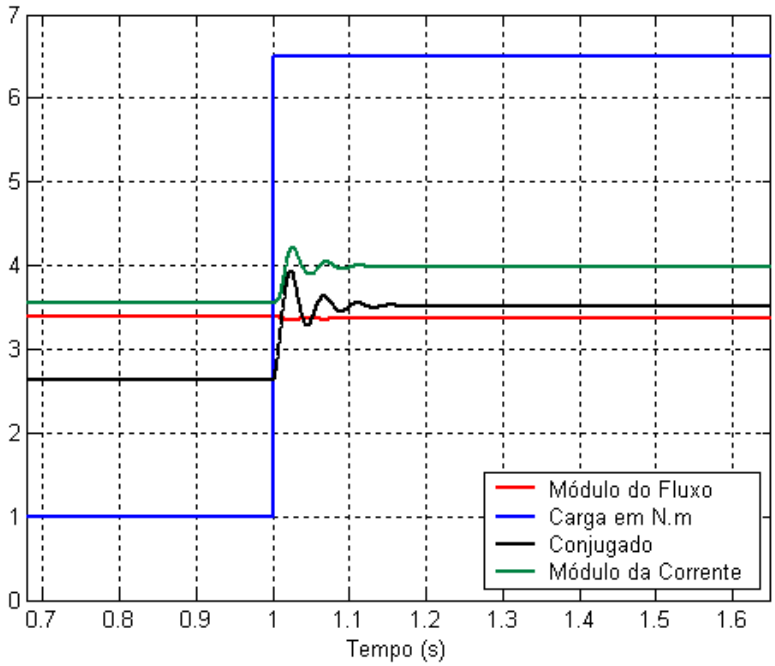

Figura 5.75 - Valores simulados do módulo da corrente de estator, do módulo do fluxo de estator, conjugado estimado e da carga aplicada.

5.6 –Conclusão

Foram apresentadas as formas de onda de tensão, corrente, força contra-eletromotriz, fluxo, módulo do fluxo estatórico, módulo da corrente estatórica e do conjugado eletromagnético. Para realizar comparações, foram realizadas simulações para que os valores estimados fossem comprados com os valores simulados. Os valores foram apresentados em uma tabela e um gráfico. Verificou-se que o maior erro entre o conjugado estimado e o conjugado simulado não superou 3% sendo este valor de 2.8571% de erro. Observa-se que o comportamento dos sinais nas saídas dos DA's foi bem próximo do comportamento dos sinais simulados.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÃO

6.1 – Conclusões Finais

Este trabalho teve o objetivo de desenvolver e implementar um estimador de conjugado para motores de indução trifásicos utilizando DSP.

Primeiramente, foi realizado um estudo sobre os modelos de tensão e de corrente. Sobre qual seria o mais indicado. Foi escolhido o modelo de tensão por se adequar melhor ao DSP utilizado. Porém neste modelo o sinal da força contra-eletromotriz deve ser integrado. Foi realizado um estudo sobre a integração do sinal. Foram descritos os problemas relacionados ao uso do integrador puro, algumas técnicas de integração foram estudadas e citadas e dentre elas uma foi escolhida para realizar a integração da força contra-eletromotriz.

Este método de integração foi implementado em um DSP, no ADMC401 da Analog Devices. As mais relevantes características deste hardware foram descritas e seu sistema numérico interno foi explicado. Todos os blocos do algorítmo foram detalhados. Notou-se que o uso do DSP tornou o processo de estimação rápido e preciso. Operando a 20 KHz o tempo total para coletar as amostras das três tensões e das três correntes, digitalizar as amostras, converte-las de abc para *q-d* , calcular os fluxos e o conjugado é de aproximadamente 25.6 μs.

A análise computacional foi baseada no modelo q-d saturado, onde o mesmo considera somente a componente fundamental do fluxo. Nesta foram comparados vários sinais calculados a partir do modelo matemático da máquina utilizando os valores obtidos nos ensaios e os valores estimados utilizando a técnica de integração escolhida. Mesmo inserindo

um *offset DC* no sinal da força contra-eletromotriz os resultados foram bons em regime permanente, sendo satisfatórios nas oscilações.

A implementação prática do estimador de conjugado possibilitou a obtenção de vários sinais tais como: tensão, corrente, força contra-eletromotriz e fluxo nas fases *q-d*. Também foram obtidos os sinais do módulo da corrente estatórica, módulo do fluxo estatórico e conjugado. Foi inserido o sinal da corrente de carga para verificar o comportamento do módulo da corrente estatórica e do conjugado em relação ao aumento e diminuição da corrente de carga. Foi verificado que ambos não acompanham a corrente de carga, fato que também é visualizado nas simulações, isto ocorre devido ao motor estar trabalhando em malha aberta sem qualquer tipo de controle. Verificou-se que a força contra-eletromotriz e o fluxo estão defasados praticamente de 90º, o que comprova uma boa integração. Foram comparados os valores obtidos através de simulações com os valores obtidos través do DSP. Observou-se que os valores estão sempre próximos, onde os maiores erros aparecem quando a corrente de carga tem valores mais expressivos. Isto ocorreu devido a variação da resistência do estator.

6.2 – Propostas para trabalhos futuros

Baseado nos estudos realizados, na seqüência são apresentadas algumas sugestões para continuidade da pesquisa:

- Testar o estimador de conjugado em outros motores de diversos tipos e fabricantes;
- Implementar outros métodos de integração;
- Efetuar testes com o MI trabalhando em malha fechada;

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

1. 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.
2. 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 Confjerence of the IEEE , Volume: 2 , 22-28 Oct. 2000 Pages:918 - 923 vol.2.
3. Jun Hu, Bin Wu, "New integration algorithms for estimating motor flux over a wide speed range", Power Electronics, IEEE Transactions on , Volume: 13, Issue:5, Sept.1998, Pages:969 – 977.
4. Idris, N.R.N., Yatim, A.H.M., "An improved stator flux estimation in steady-state operation for direct torque control of induction machines", Industry Applications, IEEE Transactions on , Volume: 38 , Issue: 1 , Jan.-Feb. 2002 Pages:110 – 116.
5. Myoung-Ho Shin, Dong-Seok Hyun, Soon-Bong Cho, Song-Yul Choe, "An improved stator flux estimation for speed sensorless stator flux orientation control of induction motors", Power Electronics, IEEE Transactions on, Volume:15, Issue: 2, March 2000 Pages:312 – 318.
6. Bondarko, V.A., Zaremba, A.T., "Speed and flux estimation for an induction motor without position sensor", American Control Conference, 1999. Proceedings of the 1999, Volume: 6, 2-4 June 1999 Pages:3890 - 3894 vol.6

7. Goedtel, A., Nunes da Silva, I., Amaral Serni, P.J., Avolio, E., "Load torque estimation in induction motors using artificial neural networks", Neural Networks, 2002. IJCNN '02. Proceedings of the 2002 International Joint Conference on, Volume: 2, 12-17 May 2002, Pages:1379 – 1384.
8. Vas, P., Stronach, A.F., Neuroth, M., "DSP-based speed-sensorless vector controlled induction motor drives using AI-based speed estimator and two current sensors", Power Electronics and Variable Speed Drives, 1998. Seventh International Conference on (IEE Conf. Publ. No. 456), 21-23 Sept. 1998 Pages:442 – 446.
9. Ghouili, J., Cheriti, A., " Induction motor dynamic neural stator flux estimation using active and reactive power for direct torque control", Power Electronics Specialists Conference, 1999. PESC 99. 30th Annual IEEE , Volume: 1, 27 June-1 July 1999 Pages:501 - 505 vol.1.
10. 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.
11. Hinkkanen, M.; Luomi, J., "Modified integrator for voltage model flux estimation of induction motors", Industrial Electronics Society, 2001. IECON '01. The 27th Annual Conference of the IEEE , Volume: 2 , 29 Nov.-2 Dec. 2001 Pages:1339 - 1343 vol.2.
12. 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.
13. Holtz, J., Juntao Quan, "Drift- and parameter-compensated flux estimator for persistent zero-stator-frequency operation of sensorless-controlled induction motors",

Industry Applications, IEEE Transactions on , Volume: 39 , Issue:, July-Aug. 2003, Pages:1052 – 1060.

14. 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 de 2002.
15. ADSP-2100 Family User's Manual, Analog Devices, Third edition, September 1995.
16. ADSP-2100 Assembler Tools & Simulator Manual , Analog Devices, Second Edition, November 1994.
17. Motor Control Embedded DSP Solutions – Application Notes ADMC401, Analog Devices, 2000.
18. Single-Chip, DSP-Based High Performance Motor Controller – Datasheets ADMC401, Analog Devices, 2000.

ANEXO A

Código fonte em Assembler do Programa implementado

```
.MODULE/RAM/SEG=USER_PM1/ABS=0x60 multi;

{*********************************************************************}
*  Aplicação: Estimador de  conjugado eletromagnético de motores de indução trifásicos.   *
*                                                                                          *
*  Arquivo: conjugado.dsp                                                                  *
*                                                                                          *
*                                                                                          *
*                                                                                          *
*  Autor:    Públio Bernardes Severino                                                     *
*  Versão : 1.0                                                                            *
*  Data:      Fevereiro 2005                                                               *
{*********************************************************************}

{ ************Incluir livrarias****************}

#include <main.h>;
#include <pwm401.h>;
#include <refframe.h>;
#include <lowpass.h>;
#include <dac401.h>;
#include <adc401.h>;
#include <mathfun.h>;
#include <trigono.h>;
#include <pi.h>;
#include <t_buffer.h>;

{********** Variáveis Locais***********}

.VAR/DM/RAM/CIRC/SEG=USER_DM1 Valfabeta[2];

.VAR/DM/RAM/CIRC/SEG=USER_DM1 Ialfabeta[2];

.VAR/DM/RAM/CIRC/SEG=USER_DM1 idq[2];

.VAR/DM/RAM/CIRC/SEG=USER_DM1 fluxodq[2];

.VAR/DM/RAM/CIRC/SEG=USER_DM1 Vabc[3];

.VAR/DM/RAM/CIRC/SEG=USER_DM1 Iabc[3];
```

```
.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 Modulo_fluxo;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 torquee;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 mod_corrente;


.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 fluxo_a;
.INIT fluxo_a : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 fluxo_b;
.INIT fluxo_b : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 emf_alfa;
.INIT emf_alfa : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 emf_beta;
.INIT emf_beta : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 fluxo_alfa;
.INIT fluxo_alfa : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 fluxo_beta;
.INIT fluxo_beta : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 ang_alfa;        {cosseno}
.INIT ang_alfa : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 ang_beta;        {seno}
.INIT ang_beta : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 torque;
.INIT torque : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 pi_ref;
.INIT pi_ref : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 fluxo_cmp;
.INIT fluxo_cmp : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 fluxo_cmp_alfa;
.INIT fluxo_cmp_alfa : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 fluxo_cmp_beta;
.INIT fluxo_cmp_beta : 0x0000;

.VAR/RAM/PM/CIRC/SEG=USER_PM1 Fluxo_Alfa_Filter_1st_[1*3];
```

```
.INIT Fluxo_Alfa_Filter_1st_:       0x7fcd00, 0x001a00, 0x001a00; { A0, A1, B0}

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1 Fluxo_Alfa_Filter_1st_Delay[1*3];
.INIT Fluxo_Alfa_Filter_1st_Delay:  0x0000, 0x0000, 0x0000;      {Uk,Uk,Ik}

.VAR/RAM/PM/CIRC/SEG=USER_PM1 Fluxo_Beta_Filter_1st_[1*3];
.INIT Fluxo_Beta_Filter_1st_:           0x7fcd00, 0x001a00, 0x001a00;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1 Fluxo_Beta_Filter_1st_Delay[1*3];
.INIT Fluxo_Beta_Filter_1st_Delay:  0x0000, 0x0000, 0x0000;

.VAR/RAM/PM/CIRC/SEG=USER_PM1 EMF_Alfa_Filter_1st_[1*3];
.INIT EMF_Alfa_Filter_1st_: 0x7FCD00, 0x012000, 0x012000;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1 EMF_Alfa_Filter_1st_Delay[1*3];
.INIT EMF_Alfa_Filter_1st_Delay:    0x0000, 0x0000, 0x0000;

.VAR/RAM/PM/CIRC/SEG=USER_PM1 EMF_Beta_Filter_1st_[1*3];
.INIT EMF_Beta_Filter_1st_: 0x7FCD00, 0x012000, 0x012000;

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM1 EMF_Beta_Filter_1st_Delay[1*3];
.INIT EMF_Beta_Filter_1st_Delay:    0x0000, 0x0000, 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 fluxo_alfa_feedback;
.INIT fluxo_alfa_feedback : 0x0000;

.VAR/DM/RAM/SEG=USER_DM1 fluxo_beta_feedback;
.INIT fluxo_beta_feedback : 0x0000;

#define PI_SF32 0

.VAR/RAM/PM/CIRC/SEG=USER_PM2 PI_Coef32[2];
.INIT PI_Coef32: 0x869800, 0x799900;        {kp=0.75}

.VAR/RAM/DM/CIRC/SEG=USER_DM2 PI_Delay32[3];
.INIT PI_Delay32: 0x0000, 0x0000, 0x0000;



Startup:

        ar=0x0000;
        DM(Valfabeta)=ar;
        DM(Valfabeta+1)=ar;
        DM(Ialfabeta)=ar;
        DM(Ialfabeta+1)=ar;
        DM(Vabc)=ar;
```

```
        DM(Vabc+1)=ar;
        DM(Vabc+2)=ar;
        DM(Iabc)=ar;
        DM(Iabc+1)=ar;
        DM(Iabc+2)=ar;
        DM(emf_alfa)=ar;
        DM(emf_beta)=ar;
        DM(fluxo_alfa)=ar;
        DM(fluxo_beta)=ar;
        DM(Modulo_fluxo)=ar;
        DM(pi_ref)=ar;
        DM(fluxo_cmp)=ar;
        DM(fluxo_cmp_alfa)=ar;
        DM(fluxo_cmp_beta)=ar;
        DM(fluxo_alfa_feedback)=ar;
        DM(fluxo_beta_feedback)=ar;
        DM(torque)=ar;
        DM(torquee)=ar;


        PWM_Init(PWMSYNC_ISR, PWMTRIP_ISR);
        IFC=0x80;
        ay0=0x200;
        ar=IMASK;
        ar=ar or ay0;
        IMASK=ar;
        DAC_Init;
        ADC_Init;
        Set_DAG_registers_for_trigonometric;

        INIT_PI32(PI_Delay32, 0x0000);


        Filter_1st_32_Init(Fluxo_Alfa_Filter_1st_Delay);
        Filter_1st_32_Init(Fluxo_Beta_Filter_1st_Delay);
        Filter_1st_32_Init(EMF_Alfa_Filter_1st_Delay);
        Filter_1st_32_Init(EMF_Beta_Filter_1st_Delay);



Main_l:

        jump Main_l;
rts;

PWMSYNC_ISR:
```

```
ar=0xfff;
dm(PIODIR)=ar;
ar= 0x001;
dm(PIODATA)=ar;

{*****************************************************}
{        Aquisição das Tensões                        }
{*****************************************************}

ADC_Read(ADC4,Offset_4to7);
DM(Vabc) = AR;

ADC_Read(ADC5,Offset_4to7);
DM(Vabc + 1) = AR;

ADC_Read(ADC6,Offset_4to7);
DM(Vabc+2)=AR;

{*****************************************************}
{        Aquisição das Correntes                      }
{*****************************************************}

ADC_Read(ADC0,Offset_0to3);
DM(Iabc)=ar;

ADC_Read(ADC1,Offset_0to3);
DM(Iabc+1)=AR;

ADC_Read(ADC2,Offset_0to3);
DM(Iabc+2)=AR;

 DAC_Pause;

{*************qd para tensao******************}

mx0=dm(Vabc);
my0=0x5555;
mr=mx0*my0 (ss);
ax0=mr1;
mx0=dm(Vabc+1);
my0=0x2aaa;
mr=mx0*my0 (ss);
mx0=dm(Vabc+2);
mr=mr + mx0*my0 (ss);
if MV SAT mr;
ay0=mr1;
ar=ax0-ay0;
dm(Valfabeta)=ar;
```

```
my0= 0x49e6;
mx0=dm(Vabc+2);
mr=mx0*my0 (ss);
mx0=dm(Vabc+1);
mr= mr- mx0*my0 (ss);
if MV SAT mr;
dm(Valfabeta+1)=mr1;

{**************************qd para corrente**************}

mx0=dm(Iabc);
my0=0x5555;
mr=mx0*my0 (ss);
ax0=mr1;
mx0=dm(Iabc+1);
my0=0x2aaa;
mr=mx0*my0 (ss);
mx0=dm(Iabc+2);
mr=mr + mx0*my0 (ss);
if MV SAT mr;
ay0=mr1;
ar=ax0-ay0;
dm(Ialfabeta)=ar;

my0= 0x49e6;
mx0=dm(Iabc+2);
mr=mx0*my0 (ss);
mx0=dm(Iabc+1);
mr= mr- mx0*my0 (ss);
if MV SAT mr;
dm(Ialfabeta+1)=mr1;



{*********calculando emf*********}

ar=DM(Ialfabeta);
my0=0x7f9;
mr=ar*my0 (ss);
ax0=DM(Valfabeta);
```

```
ay0=mr1;
ar=ax0 - ay0;
DM(emf_alfa)=ar;


ar=DM(Ialfabeta+1);
my0=0x7f9;
mr=ar*my0 (ss);
ax0=DM(Valfabeta+1);
ay0=mr1;
ar=ax0 - ay0;
DM(emf_beta)=ar;



{************Calculo do módulo do fluxo estatórico*************}

mx1=DM(fluxo_alfa);
mx0=DM(fluxo_beta);
my0=mx1;
MR=mx1*my0 (SS);
if mv sat mr;
ax0=mR1;
my0=mx0;
mr=mx0*my0 (ss);
if mv sat mr;
ay0=mr1;
ar=ax0+ay0;
SR= lSHIFT ar BY 1 (lo);
Square_Root(SR1,sr0);
SR= lSHIFT sr1 BY 7 (hi);
DM(Modulo_fluxo)=sr1;
ax0=sr1;



{*****************************************************}
{        Calculando os ângulos                        }
{*****************************************************}


AY1=DM(fluxo_beta);
AX0=DM(Modulo_fluxo);
Signed_Division(AY1,0x0,AX0);
DM(ang_beta)= AR;   {seno}
```

```
AY1=DM(fluxo_alfa);
AX0=DM(Modulo_fluxo);
Signed_Division(AY1,0x0,AX0);
DM(ang_alfa)=AR;        {cosseno}


{*****************************************************}
{          Referência para o Pi                       }
{*****************************************************}


MY0=DM(fluxo_beta);
AR=DM(emf_beta);
MR= AR*MY0 (SS);
AY0=MR1;
MY0=DM(fluxo_alfa);
AR=DM(emf_alfa);
MR= AR*MY0 (SS);
AX0=MR1;
AR=ax0+ay0;
AX0=DM(Modulo_fluxo);
Signed_Division(AR,0x0,AX0);
DM(pi_ref)=AR;
Pi32(PI_Delay32, PI_coef32, PI_SF32);
DM(fluxo_cmp)=SR1;


{*****************************************************}
{          Transformação de Coordenadas               }
{*****************************************************}

MX0=DM(ang_beta);
MY0=SR1;
MR = MX0*MY0 (SS);
DM(fluxo_cmp_beta)=MR1;
MX0=DM(ang_alfa);
 MR = MX0*MY0 (SS);
 DM(fluxo_cmp_alfa)=MR1;
```

```
{*****************************************************}
{          Integração do fluxo de compensação          }
{*****************************************************}

ar=DM(fluxo_cmp_beta);
Filter_1st_32(Fluxo_Beta_Filter_1st_Delay,Fluxo_Beta_Filter_1st_);
sr= ASHIFT mr1 BY -1 (HI);
DM(fluxo_beta_feedback)=SR1;
ar=DM(fluxo_cmp_alfa);
Filter_1st_32(Fluxo_Alfa_Filter_1st_Delay,Fluxo_Alfa_Filter_1st_);
SR= ASHIFT MR1 by -1 (HI);
DM(fluxo_alfa_feedback)=SR1;

{*******************************************************}
{  Integração inicial e soma com fluxo de compensação    }
{*******************************************************}

AR=DM(emf_alfa);
SR=ASHIFT AR BY -1 (HI);
AR=SR1;
Filter_1st_32(EMF_Alfa_Filter_1st_Delay,EMF_Alfa_Filter_1st_);
AY1=DM(fluxo_alfa_feedback);
AR = MR1 +AY1;
DM(fluxo_alfa)= AR;

AR=DM(emf_beta);
SR=ASHIFT AR BY -1 (HI);
AR=SR1;
Filter_1st_32(EMF_Beta_Filter_1st_Delay,EMF_Beta_Filter_1st_);
AY1=DM(fluxo_beta_feedback);
AR = MR1 +AY1;
DM(fluxo_beta)= AR;

{*******************************************************}
{              Cálculo do Conjugado                      }
{*******************************************************}

MX0=DM(fluxo_beta);
MY0=DM(Ialfabeta);
MR = MX0*MY0 (SS);
MX0=DM(fluxo_alfa);
MY0=DM(Ialfabeta+1);
MR = mr - MX0*MY0 (SS);
ax0=mr1;
ay0=mr1;
mx0=mr1;
my0=0x2AAA;
```

```
mr=mx0*my0 (ss);
DM(torquee)=mr1;
ar=ax0+ay0;
ar=ar+ay0;
DM(torque)=ar;
ax0=ar;


{********calculo do módulo das correntes de estator*********}


mx1=DM(Ialfabeta);
mx0=DM(Ialfabeta+1);
my0=mx1;
MR=mx1*my0 (ss);
if mv sat mr;
ax0=mR1;
my0=mx0;
mr=mx0*my0 (ss);
if mv sat mr;
ay0=mr1;
ar=ax0+ay0;
SR= lSHIFT ar BY 1 (lo);
Square_Root(SR1,SR0);
SR= lSHIFT sr1 BY 7 (hi);
DM(mod_corrente)=sr1;



{calculo para verificacao da amplitude do fluxo}

ar=dm(fluxo_alfa);
sr= ASHIFT ar by 1 (HI);
dm(fluxo_a)=sr1;
ar=dm(fluxo_beta);
sr= ASHIFT ar by 1 (HI);
dm(fluxo_b)=sr1;




DAC_Resume;


my0 = DM(Valfabeta);                    DAC_Put(1,my0);
my0 = DM(Valfabeta+1);                  DAC_Put(2,my0);
my0 = DM(Ialfabeta);                    DAC_Put(3,my0);
```

```
        my0 = DM(Ialfabeta+1);          DAC_Put(4,my0);
        my0 = DM(emf_alfa);             DAC_Put(5,my0);
        my0 = DM(mod_corrente);         DAC_Put(6,my0);
        my0 = DM(torque);               DAC_Put(7,my0);
        my0 = DM(Modulo_fluxo);         DAC_Put(8,my0);


DAC_Update;

        ar=0x00;
        dm(PIODATA)=ar;


rti;

PWMTRIP_ISR:

rti;
.ENDMOD;
```