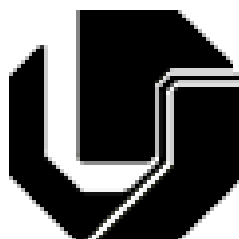


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



CONTROLE DE CONJUGADO EM MOTORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

MULTIFÁSICOS

VICTOR RÉGIS BERNARDELI

JULHO

2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE DE CONJUGADO EM MOTORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL

MULTIFÁSICOS

Dissertação apresentada por **Victor Régis Bernardeli** à
Universidade Federal de Uberlândia para a **obtenção do**
título de Mestre em Engenharia Elétrica aprovada em
24/07/2008 pela Banca Examinadora:

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

Prof. José Roberto Camacho, Dr. (UFU)

Prof. Marcos Antônio Arantes de Freitas, Dr. (CEFET-GO).

DEDICATÓRIA

*Dedico esta dissertação aos meus pais, Vera
Lúcia Bernardeli e Valdemar Bernardeli pela
paciência carinho e compreensão, pela minha
irmã, Juliana Paula Bernardeli,
meu irmão, Alex Sousa Bernardeli,
para minha namorada Aline Viera Delfino que
tem me dado apoio nos momentos mais difíceis,
Aos meus colegas de laboratório, Luciano
Coutinho, Augusto V. Fleury, Daniel P.
Carvalho, Wesley J. Carvalho, que sempre
estiveram disponíveis nas necessidades do dia a
dia.*

AGRADECIMENTOS

A todos que colaboraram direta ou indiretamente na elaboração desse trabalho, o meu reconhecimento.

Gostaria de agradecer a todos os meus tutores e professores que me permitiram chegar até aqui, pelas suas sugestões, em especial ao Prof. PhD Darizon Alves de Andrade pelos seus ensinamentos, pelas suas sugestões no decorrer do desenvolvimento deste trabalho e sobre tudo por me proporcionar a oportunidade de tê-lo como orientador.

Aos colegas de laboratório Luciano C. Gomes, Augusto W. Fleury, Daniel P. Carvalho e Wesley J. Carvalho por todo o suporte que tem me fornecido.

Ao colega Prof. Dr. Carlos Augusto Bissochi pelo apoio e conselhos acadêmicos que sempre está prontamente disposto a dar, pelas sugestões provenientes de sua vivência na área de eletrônica e, incentivo na elaboração deste trabalho.

Meus agradecimentos também, e de forma geral, a FEELT-UFU que me acolheu como um de seus filhos.

*“Seja você quem for,
seja qual for a posição social que você tenha na vida,
a mais alta ou a mais baixa, tenha sempre como meta muita força,
muita determinação e sempre faça tudo com muito amor e com muita fé em Deus, que
um dia você chega lá.
de alguma maneira você chega lá”*

Ayrton Senna

RESUMO

Bernardeli, V. R. Controle de Conjugado em Motores à Relutância Variável Multifásicos,
Uberlândia, UFU, 2008.

O presente trabalho apresenta um estudo detalhado para reduzir as oscilações de conjugado de um motor à relutância variável. O trabalho explora duas estratégias para reduzir essas oscilações: ajustes dos ângulos de chaveamento e controle do perfil de corrente. As representações por diagrama de blocos do sistema para minimizar as oscilações são apresentadas, compreendendo a máquina propriamente dita, a fonte de suprimento de corrente alternada, controlador de corrente e controlador de conjugado. O conjunto completo foi simulado em ambiente MatLab/Simulink/Simpowersystem[®] e os resultados são apresentados e discutidos. Uma placa de controle foi implementada a fim de viabilizar a construção de um estimador de conjugado. A placa utiliza um microcontrolador de baixo custo e permite estimar o perfil do conjugado de motores à relutância variável de três fases.

Palavras-chave: *Motor a relutância variável, redução das oscilações de conjugado, MATLAB, SIMULINK, SIMPOWERSYSTEM, Estimador de Conjugado.*

ABSTRACT

Bernardeli, V. R. Torque Control Multiphase Switched Reluctance Motors, UFU, 2008.

This work presents a study for torque ripple reduction in switched reluctance motors. The work explores two strategies for torque ripple minimization, angle setting and current profile control. The strategy devised for torque ripple reduction is explained with help of diagrams which comprise the machine, the converter, power supply, current controller and torque controller. The system is simulated using MATLAB/SIMULINK/SIMPOWERSYSTEM® environment and the results are presented and discussed. An electronic board able to deliver instantaneous torque estimation was assembled and experimental results using this device are included.

Keywords: *Switched Reluctance Motor, Torque Ripple Minimization, MATLAB, SIMULINK, SIMPOWERSYSTEM, Torque Estimation.*

LISTA DE FIGURAS

Figura 1.1 - Representação do Sistema de Acionamento do Motor Relutância Variável	2
Figura 1.2 – Correntes nas Fases e Conjugado Total	3
Figura 2.1 – Seção Transversal de um Motor a Relutância 6/4.....	6
Figura 2.2 – (a) Perfil da Indutância em Relação à Posição do Rotor e (b) Correntes de Fase para Motorização e (c) Correntes de Fase para geração	10
Figura 2.3 – Excitação de uma Fase de um MRV	11
Figura 2.4 – Circuito Equivalente de um MRV Monofásico	13
Figura 3.1 – Diagrama de Classificação dos Principais Métodos de Redução de Oscilação de Conjugado.....	20
Figura 3.2 – Curvas de Magnetização em Função da Corrente e Posição.....	22
Figura 3.3 – Perfil da Indutância da Fase [6]	23
Figura 3.4 – Perfil do Conjugado Eletromagnético [6]	23
Figura 3.5 – Perfil de Corrente nas fases de um MRV	24
Figura 3.6 – Diagrama de Blocos do Sistema de Controle com Algoritmo de Minimização ..	25
Figura 3.7 - Diagrama da Proposta de Controle de Conjugado para MRV.....	27
Figura 3.8 – Diagrama de Blocos de Controle do MRV	27

Figura 3.9 - Conversor Ponte Assimétrica Modificado	28
Figura 3.10 - Fluxo do Rotor x Corrente de Magnetização [A], Obtidos em Levantamento Experimental.....	29
Figura 3.11 - Perfil de Conjugado [13]	29
Figura 3.12 – Estimação de Conjugado e Posição.....	30
Figura 3.13 – Estimação e Controle do MRV	31
Figura 3.14 - Diagrama de Blocos do Método de Identificação <i>online</i> de Conjugado	33
Figura 3.15 - Sistema Implementado com Redes Neurais.....	34
Figura 3.16 - Estimação do Fluxo Utilizando uma Rede Neural com <i>Backpropagation</i>	35
Figura 3.17 - Controle Adaptativo <i>Fuzzy</i> para o Controle de Conjugado do MRV	36
Figura 4.1 – Conversor <i>Half-Bridge</i> trifásico Utilizado no acionamento do Motor	41
Figura 4.2 – Diagrama de Blocos Sistema de Controle de Corrente.....	42
Figura 4.3 – Simulação do Motor Mostrando Corrente e Indutância em Função da Posição ..	42
Figura 4.4 - Perfil da Indutância em Relação à Posição do Rotor e a Corrente da Fase	45
Figura 4.5 – Representação Sistema de Acionamento Motor Relutância Variável em Malha Aberta	46
Figura 4.6 – Representação Sistema de Acionamento Motor Relutância Chaveado em Malha Aberta Utilizando MatLab/Simulink/SimPowerSystem®	47

Figura 4.7 – Subsistema representando o Conversor/Inversor	47
Figura 4.8 – Correntes nas fases A, B e C	48
Figura 4.9 – Conjugado Total	48
Figura 4.10 – Corrente nas Fases A e B	49
Figura 4.11 – Conjugado do Motor	49
Figura 4.12 – Diagrama de Blocos do Sistema de Controle	50
Figura 4.13 – Diagrama de Blocos para Cálculo	51
Figura 4.14 – Conjugado de Referência e Conjugado total no motor	52
Figura 4.15 – Correntes nas fases A e B	53
Figura 4.16 – Conjugado no motor C_a , C_b e $C_a + C_b$	53
Figura 4.17 – Conjugado de Referência e Conjugado no Motor	54
Figura 4.18 – Corrente na fase A	54
Figura 4.19 – Conjugado de Referência e Conjugado no Motor	55
Figura 4.20 – Corrente na Fase A	55
Figura 5.1 – Sistema experimental utilizado	58
Figura 5.2 – Bancada de Testes	59
Figura 5.3 – Protótipo desenvolvido	61

Figura 5.4 – Sistema de acomodação do sinal.....	62
Figura 5.5 - Fluxograma geral do <i>firmware</i>	64
Figura 5.6 - Suporte, disco e sensores óticos de posição do rotor.....	65
Figura 5.7 - Diagrama de conexão para motor de indução operar como carga.....	66
Figura 5.8 - Conjugado Estimado Total e Corrente na fase A - experimental	67
Figura 5.9 - Conjugado Total e Corrente na Fase A – simulado	68
Figura 5.10: Conjugado total e Corrente na fase A - Experimental	69
Figura 5.11: Conjugado total e corrente na fase A - Simulado	69
Figura 5.12 - Conjugado e Corrente fase A - Experimental.....	70
Figura 5.13 - Conjugado e Corrente fase A - Experimental.....	70
Figura 5.14 - Conjugado Estimado e Corrente fase A - Simulação	70
Figura 5.15: Conjugado e corrente fase A - Experimental.....	71
Figura 5.16: Conjugado e corrente fase A - Experimental.....	71
Figura 5.17: Conjugado estimado e corrente na fase A - Simulado.....	72

LISTA DE TABELAS

Tabela 4.1 - Parâmetros do motor obtidos experimentalmente	44
--	----

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

C.A. Corrente Alternada

C.C. Corrente Contínua

C_e Conjugado eletromagnético

C_{cg} Conjugado de carga

D Coeficiente de atrito viscoso

e Força contra-eletromotriz gerada

i Corrente de fase

I_a Corrente na fase “a”

I_{ref} Corrente de referência

J Momento de inércia

L Indutância de fase

L_a Indutância máxima

L_d Indutância mínima

m Número de fases do motor à relutância

MRC Motor a Relutância Chaveado

MRV Motor à relutância variável

N_r Número de pólos do rotor

p_e Potência de entrada

p_{ent} Potência no entreferro

R_f Resistência de fase do motor

RPM Rotações por minuto

t Tempo em segundos

V Tensão aplicada na fase do motor

Vdc Tensão do barramento de corrente contínua

W Watts (unidade de potência)

W' Coenergia

W Energia armazenada no campo

ω_m Velocidade angular do rotor em rad/s

λ Fluxo enlaçado pela fase

θ Ângulo de deslocamento do rotor em radianos

SUMÁRIO

INTRODUÇÃO	1
1.1 - INTRODUÇÃO GERAL	1
1.2 - OBJETIVO DO TRABALHO	3
1.3 - FORMA DE APRESENTAÇÃO DO TRABALHO	4
PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E MODELAGEM MATEMÁTICA DO MRV	5
2.1 - INTRODUÇÃO	5
2.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO	7
2.3 - CARACTERÍSTICA DE EXCITAÇÃO DA FASE	11
2.4 - MODELO MATEMÁTICO	12
2.5 - REPRESENTAÇÃO MATRICIAL DAS EQUAÇÕES DO MRV	16
2.6 - CONCLUSÃO	18
REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DAS ESTRATÉGIAS DE REDUÇÃO DE OSCILAÇÕES DE CONJUGADO	19
3.1 - INTRODUÇÃO	19
3.2 - PROJETO DO MOTOR	20
3.3 - CONTROLE DOS ÂNGULOS	23

3.4 - CONTROLE DE CORRENTE	25
3.4.1 - USO DE TABELAS CARACTERÍSTICAS.....	28
3.4.2 - USO DE MODELOS MATEMÁTICOS.....	31
3.4.3 - REDES NEURAIS	33
3.4.4 - LÓGICA FUZZY	35
3.4.5 - OUTRAS TÉCNICAS	37
3.5 - CONCLUSÕES	39
 PROPOSTA DE ESTRATÉGIA DE REDUÇÃO DAS OSCILAÇÕES DE CONJUGADO E SIMULAÇÃO DO SISTEMA	 40
4.1 - INTRODUÇÃO	40
4.2 - CONVERSOR ELETRÔNICO DE POTÊNCIA.....	40
4.3 - CONTROLADOR DE CORRENTE.....	42
4.4 - CONTROLADOR DE CONJUGADO	43
4.5 - PARÂMETROS DO MOTOR UTILIZADO.....	44
4.6 - SIMULAÇÃO DO SISTEMA SEM COMPENSAÇÃO.....	45
4.7 - SIMULAÇÃO DO SISTEMA COM MALHA DE REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE.....	48
4.8 - ESTRATÉGIA DE REDUÇÃO E DESENVOLVIMENTO DO ESTIMADOR DE CONJUGADO	50
4.9 - SIMULAÇÃO UTILIZANDO CONTROLADOR DE CONJUGADO	51

4.10 - CONCLUSÕES	56
MONTAGEM EXPERIMENTAL DO ESTIMADOR DE CONJUGADO UTILIZANDO PIC	
18F4550	57
5.1 - INTRODUÇÃO	57
5.2 - BANCADA	58
5.3 - MICROCONTROLADOR PIC 18F4550	59
5.4 - MONTAGEM DO PROTÓTIPO	60
5.5 - PROGRAMAÇÃO DO FIRMWARE	62
5.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS	66
5.6.1 - ENSAIO REALIZADO COM O MOTOR OPERANDO EM VAZIO	67
5.6.2 - ENSAIO REALIZADO COM O MOTOR OPERANDO COM CARGA	68
5.7 - CONCLUSÃO	72
CONCLUSÕES	74
6.1 - CONCLUSÕES FINAIS	74
6.2 - PROPOSTAS PARA TRABALHO FUTUROS	75
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS	76
APÊNDICE A	76

ALGORITMO DO ESTIMADOR DE CONJUGADO DESENVOLVIDO EM LINGUAGEM C UTILIZANDO PIC 18F4550	76
APÊNDICE B.....	76
ARTIGO PUBLICADO EM CONGRESSO	76

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 - INTRODUÇÃO GERAL

Nas últimas décadas, os sistemas de acionamento de motores elétricos evoluíram de forma rápida, apresentando significativos avanços em termos de eficiência, precisão e potência convertida. No âmbito destes avanços, novos motores passaram a fazer parte do conjunto de alternativas aplicáveis a sistemas de acionamento com velocidade variável. Dentro deste novo conjunto destacam-se os Motores a Relutância Chaveados, que se caracterizam por sua robustez e simplicidade construtiva.

Dentro do contexto de máquinas elétricas, os Motores a Relutância Variável (MRV), tido como a versão moderna do “motor eletromagnético”, receberam uma atenção considerável no final dos anos 30, porém o desenvolvimento do MRV moderno surgiu somente em 1972 com as patentes de Bedford [1].

Na década de 80 foram desenvolvidos trabalhos significativos acerca de MRV's pelas Universidades de Leeds e Nottingham, originando uma série global de pesquisas, especialmente na Europa e nos Estados Unidos, resultando em diversas publicações, patentes e aplicações. Todavia, mesmo com estes 30 anos de pesquisas sobre os MRV's, algumas questões críticas ainda precisam de estudos detalhados. Entretanto os avanços obtidos com estas pesquisas elevaram o MRV a um novo patamar e recentemente surgiram aplicações industriais para estes motores [4].

Basicamente, os sistemas de acionamento para MRV apresentam a mesma estrutura dos sistemas de acionamento dos motores tradicionais, sendo composto como mostra a figura 1.1, de uma fonte, retificador, inversor e estratégia de controle [2].

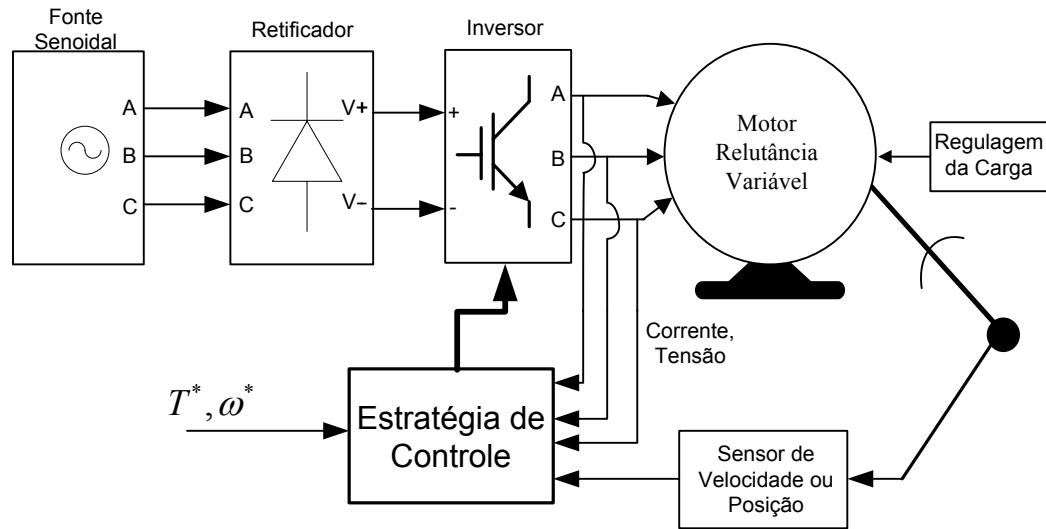


Figura 1.1 - Representação do Sistema de Acionamento do Motor Relutância Variável

O conjugado gerado pelo MRV é determinado pelo binômio (corrente, indutância), sendo proporcional à derivada da indutância em relação à posição do rotor e ao quadrado da corrente nas fases. O perfil do conjugado é fortemente influenciado pela estrutura de dupla saliência da máquina (pólos tanto no estator quanto no rotor) [25], e também pelo fato das fases de um MRV serem tipicamente energizadas individualmente de forma sucessiva. As não linearidades devido à saturação do circuito magnético e também a dependência quadrática do conjugado com a corrente acentuam essas oscilações. As oscilações são produzidas majoritariamente na região de superposição das fases, quando a responsabilidade de geração do conjugado é transferida de uma fase para outra. As figuras 1.2 (a) e 1.2(b) mostram o perfil de corrente nas três fases e o conjugado total, evidenciando a oscilação de conjugado produzido pelo motor, quando alimentação em pulso simples de tensão é utilizada.

Oscilações de conjugado não são toleráveis em aplicações de alto desempenho, isto é, robótica, controle de posição, controle preciso de velocidade, de forma que o acionamento tradicional coloca o MRV em desvantagem nessas aplicações. Assim, para ser competitivo com outras estratégias de controle mais elaboradas, é necessário uma redução dessas oscilações. Diversos estudos são encontrados na literatura abordando essa questão [14].

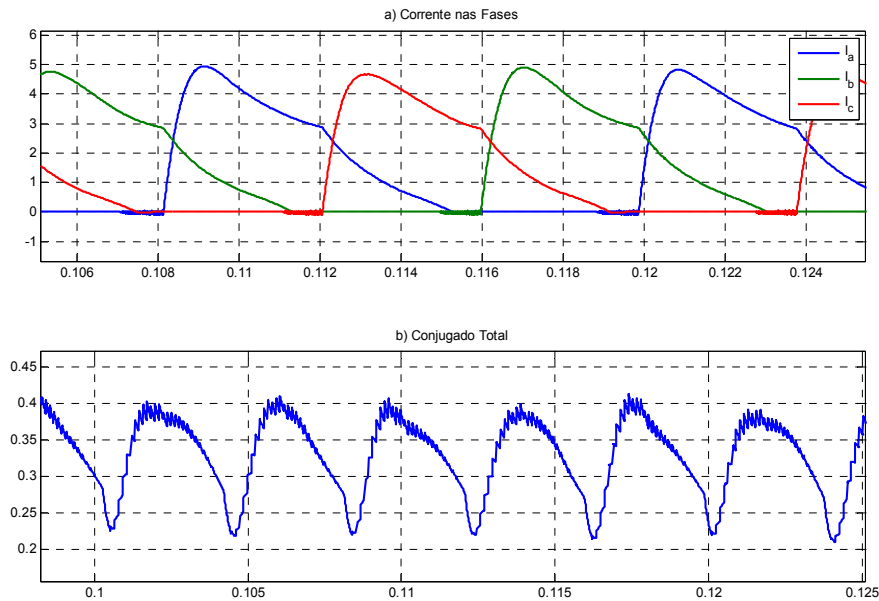


Figura 1.2 – Correntes nas Fases e Conjugado Total

Essencialmente podem-se apresentar três abordagens para o problema da redução da oscilação de conjugado: A primeira consiste em melhorar o projeto magnético da máquina, a segunda consiste em controlar os ângulos θ_{on} e θ_{off} enquanto a última é baseada no controle de corrente [1]. Estratégias híbridas são também utilizadas [14], [20].

1.2 - OBJETIVO DO TRABALHO

Este trabalho tem como objetivo estudar, descrever, comparar diferentes estratégias de redução de oscilações de conjugado utilizados em controles para motores a relutância variável e propor um método de estimação de conjugado.

Apresenta-se uma proposta de otimização do perfil do conjugado para o MRV utilizando a superposição parcial de condução entre duas fases, associado ao controle de corrente. A estratégia é simulada utilizando MATLAB / SIMULINK / SIMPOWERSYSTEM[®]. Apresenta-se uma proposta de estimador do conjugado instantâneo para MRV de três fases, que tem como entradas, as correntes das fases e a velocidade.

O desempenho do estimador foi investigado preliminarmente por meio de simulações digitais. Posteriormente foi implementado em uma placa tendo como núcleo um microcontrolador. Os resultados experimentais obtidos são apresentados.

1.3 - FORMA DE APRESENTAÇÃO DO TRABALHO

A fim de alcançar os objetivos mencionados, o trabalho foi realizado e está organizado na seguinte forma:

O capítulo II apresenta todo o funcionamento dinâmico do MRV, bem como todas as equações que envolvem a produção de conjugado. O modelo do motor utilizado em forma de equações de estados, nas simulações desenvolvidas no ambiente MATLAB / SIMULINK / SIMPOWERSYSTEM[®] é também apresentado neste capítulo.

No capítulo III foi feito um estudo detalhado das técnicas de redução das oscilações de conjugado com a intenção de familiarizar com o assunto e escolher quais seriam as filosofias das estratégias adotadas para realização do trabalho.

O capítulo IV tem como objetivo principal mostrar como foram digitalizados os algoritmos de redução das oscilações, bem como apresentar resultados de simulação para diferentes situações do MRV. O sistema de simulação é descrito em diagrama de blocos bem como o desenvolvimento do estimador de conjugado que foi proposto.

O capítulo V apresenta o hardware utilizado para a construção do protótipo usado para testar o algoritmo de estimação de conjugado em um motor de relutância variável real. Os resultados obtidos foram analisados e comparados com os resultados obtidos em simulações computacionais.

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

CAPÍTULO 2

PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO E MODELAGEM MATEMÁTICA DO MRV

2.1 - INTRODUÇÃO

Os motores elétricos podem ser classificados em função da forma como os mesmos geram conjugado. Baseado neste critério, temos o grupo de motores que geram conjugado a partir da interação de campos magnéticos mutuamente acoplados, gerados no estator e rotor do motor e o grupo de motor cujo conjugado é resultante da variação de relutância no seu entreferro. No primeiro grupo encontram-se os motores de corrente contínua (MCC), de indução e síncronos. O MRV faz parte do segundo grupo. Neste tipo de motor, quando um enrolamento do estator é energizado um conjugado de relutância faz com que a parte móvel da máquina mova-se para a posição onde o circuito magnético apresente a menor relutância para o campo magnético gerado no estator. Nos motores rotativos, o rotor gira acompanhando a sequência de chaveamento da corrente entre as fases do motor. O movimento do rotor e a geometria de dupla saliência, provocam variações na relutância do circuito magnético do motor, que resultam em variações na indutância dos enrolamentos das fases do motor. Este comportamento do motor justifica o fato do mesmo ser também denominado de motor a relutância variável (MRV) [25]. Na figura 2.1 é apresentada uma vista em corte do rotor e estator de um motor a relutância variável, com 6 pólos no estator e 4 pólos no rotor (6/4), mostrando também o enrolamento de uma fase e β_S e β_R que representam os ângulos das sapatas polares do estator e do rotor, respectivamente.

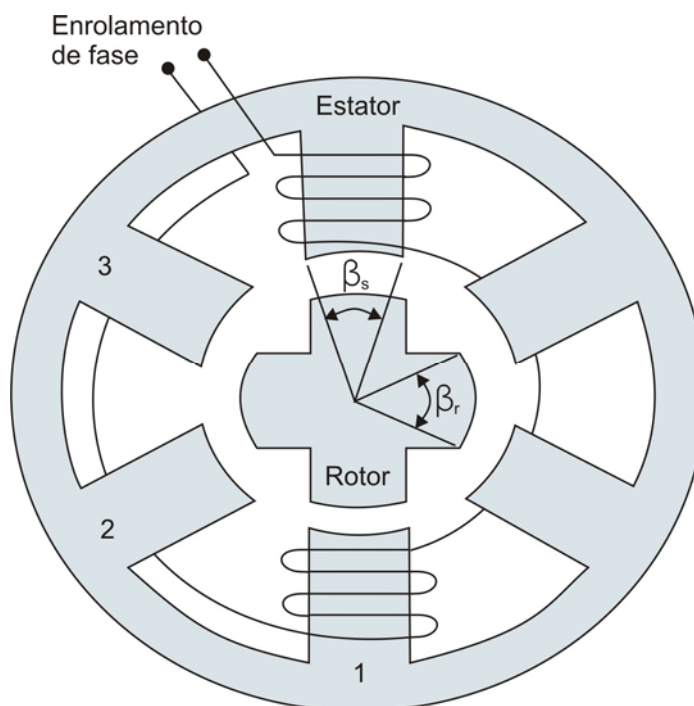


Figura 2.1 – Seção Transversal de um Motor a Relutância 6/4

Em relação ao número de pólos do estator e rotor, várias combinações são possíveis [1] pela escolha de diferentes estruturas de estator e várias configurações em relação ao número de pólos e fases, onde deve existir um compromisso: um grande número de pólos no rotor diminui a oscilação de conjugado produzido mas, por outro lado, produz uma menor relação entre o valor máximo e o mínimo da indutância de fase e, com isso, aumentam as especificações de tensão e corrente do circuito de acionamento e diminuem-se as especificações de saída do motor, isto é, um valor elevado de corrente na fase pode produzir um baixo valor médio de conjugado no eixo. Porém, um aumento no número de fases tem o mesmo efeito (diminui a oscilação) sem diminuir a relação de indutância, mas aumenta o número de dispositivos de chaveamento a serem empregados no circuito de alimentação [11].

Os motores a relutância variável são talvez os motores de mais simples construção, onde todos os enrolamentos elétricos estão concentrados no estator, sendo o rotor construído a partir do empilhamento de lâminas de aço. Apesar da simplicidade mecânica a máquina

apresenta algumas desvantagens, como a necessidade de um conversor para seu acionamento e uma característica magnética fortemente não linear devido a sua geometria de dupla saliência. Estes fatores, associados a bem sedimentada e confiável planta de sistemas de acionamento baseados em máquinas CC e de indução, tem inibido uma maior utilização dos motores a relutância variável em sistemas de acionamento a velocidade variável em aplicações industriais. No entanto, a abertura de novas áreas de aplicação de acionamentos a velocidade variável fez surgir uma demanda por sistemas, cujas características são bem atendidas pelos motores à relutância variável. Além disso, o barateamento dos dispositivos semicondutores de potência e de processadores digitais (DSP), tem permitido reduzir de forma significativa o custo dos sistemas de acionamento baseados nestes motores [25].

O objetivo deste capítulo é apresentar o princípio de funcionamento e uma descrição matemática do motor a relutância variável, a qual é realizada com base nos parâmetros da máquina, sendo incluída na modelagem a saturação magnética.

2.2 - PRINCÍPIO DE FUNCIONAMENTO

Por definição um motor à relutância é um motor elétrico no qual o conjugado é produzido pela tendência de sua parte móvel se deslocar para a posição onde a indutância do enrolamento excitado é maximizada [1], ou seja quando energizamos uma fase qualquer do motor os pólos da parte móvel tendem a se alinhar com os pólos da parte fixa mais próximos. Desta maneira utilizando-se os princípios de conjugado e de inércia (a tendência de um corpo qualquer continuar em movimento após ter sido acelerado), própria de qualquer sistema mecânico e utilizando-se também a lógica adequada de energização das fases, pode-se acionar o MRV de maneira bastante simples.

Quanto à geometria construtiva dos MRV's, os de três fases têm recebido maior atenção, pois permitem partir para qualquer direção que se deseje independente da posição do rotor [7].

O principal motivo de funcionamento do motor a relutância variável é a característica de ambos, o estator e rotor, possuírem pólos salientes.

Quando os pólos estão alinhados a indutância da fase é máxima, portanto, a relutância é mínima e desta forma, o conjugado produzido pelo motor é nulo. Quando os pólos estão desalinhados a indutância é mínima, conseqüentemente, a relutância é máxima.

Devido essa característica dinâmica, para acionar o motor deve-se conhecer a posição angular do rotor, e sensores de posição são necessários para determinação dos instantes de comutação da corrente entre as fases. Do conversor utilizado para acionar o motor, exige-se a capacidade de aplicação de corrente aos enrolamentos do motor em intervalos de tempo bem definidos. A extrapolação destes intervalos leva a um aumento nas oscilações do conjugado gerado pelo motor, e conseqüentemente perda de rendimento [25].

O sentido de circulação da corrente não influencia o sinal do conjugado, permitindo que a corrente possa fluir no sentido de maior conveniência, este fenômeno é explicado posteriormente. A partir do conhecimento destas características e da utilização de uma lógica adequada de energização, o motor é facilmente acionado.

Assim, observa-se que o ângulo de acionamento para este tipo de motor é de extrema importância, existindo alguns trabalhos que sugerem uma variação dinâmica deste ângulo para que o rendimento máximo seja alcançado [5].

A estrutura de uma máquina a relutância variável é apresentada na figura 2.1. Sua operação pode ser explicada considerando a energização da fase 1, do motor 6/4 trifásico. Quando uma corrente circula pelos enrolamentos da fase 1, o campo gerado faz com que os

pólos do rotor, próximos aos pólos da fase energizada, alinham-se com estes. No caso da figura 2.1, este processo provoca um deslocamento do eixo da máquina no sentido horário, convertendo energia elétrica (tensão) em energia mecânica (conjugado). Para provocar um movimento contínuo do rotor é necessário energizar sequencialmente as fases da máquina.

O motor 6/4 apresenta algumas vantagens sobre outras topologias de motor, como por exemplo, as que utilizam apenas uma fase. Estas têm o inconveniente de não serem capazes de produzir conjugado em algumas posições do rotor. Em Costa [6] isto pode ser verificado com mais detalhes. Para explicar esta observação utiliza-se o perfil da indutância em relação à posição do rotor como mostra a figura 2.2, onde é considerada uma corrente de fase constante ao longo do percurso do rotor.

Para facilitar o entendimento considera-se o perfil da indutância como sendo trapezoidal. Na curva observa-se que o patamar superior representa a posição de alinhamento, enquanto o patamar inferior representa a posição de desalinhamento em relação à fase.

Podem-se observar então quatro regiões distintas:

- 1 – Região de alinhamento;
- 2 – Região de decrescimento da indutância;
- 3 – Região de desalinhamento;
- 4 – Região de crescimento da indutância.

A região de alinhamento representa a posição de estabilidade do sistema quando a fase se encontra energizada. Analogamente a região de desalinhamento representa a posição de instabilidade. As duas, entretanto, têm uma característica em comum, não há produção de conjugado, uma vez que não existe variação da indutância em relação à posição do rotor para estas posições.

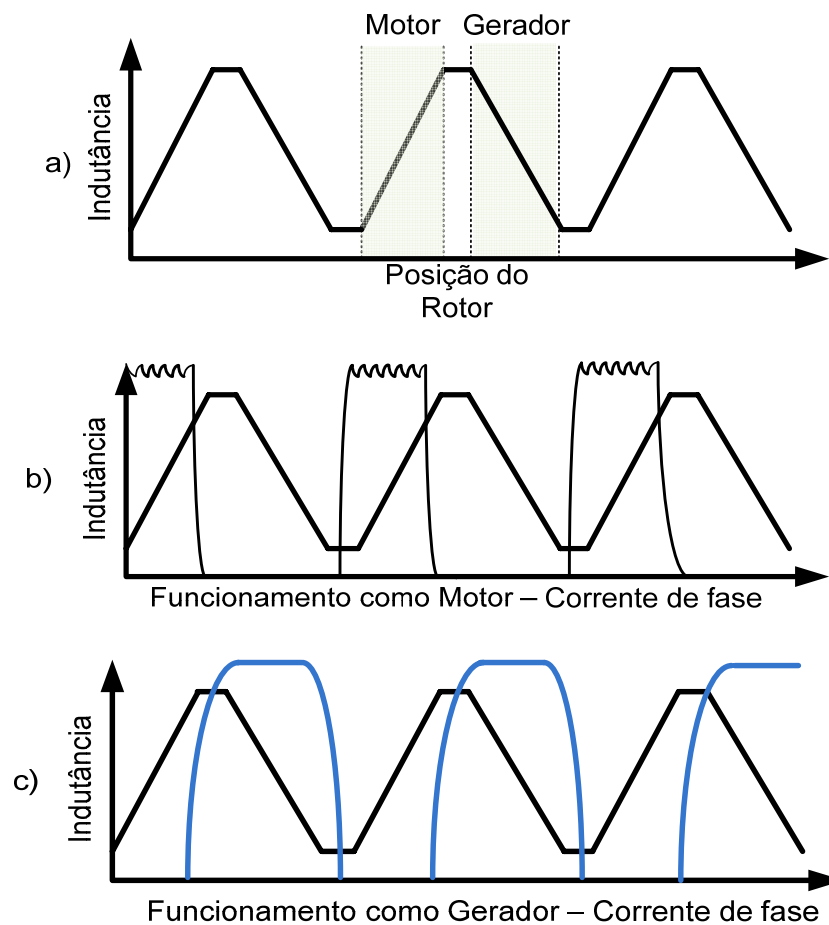


Figura 2.2 – (a) Perfil da Indutância em Relação à Posição do Rotor e (b) Correntes de Fase para Motorização e (c) Correntes de Fase para geração

A região de crescimento representa a região onde a fase deve ser energizada para que seja produzido conjugado positivo, desta forma quando se desejar partir ou acelerar o rotor deve-se sempre observar este intervalo para que a fase seja energizada.

A região de decrescimento representa a região onde é produzido conjugado negativo, então esta região pode ser utilizada para desacelerar o rotor quando necessário, ou mesmo utilizar a máquina à relutância como um gerador [06], [11], [13].

2.3 - CARACTERÍSTICA DE EXCITAÇÃO DA FASE

A excitação da fase de um motor a relutância variável é realizada como ilustra a figura 2.3. O instante definido pelo ângulo θ_{on} é estabelecido na região de indutância mínima, antes do início do crescimento da indutância, para que a taxa de crescimento da corrente na fase seja alta.

Nesse ponto a fase é alimentada com tensão nominal. A partir do início da sobreposição dos pólos, a corrente decresce devido à variação positiva do valor da indutância. A fase é desligada em θ_{off} e o decréscimo da corrente é acentuado até que ela se torne nula. Os instantes de chaveamento (θ_{on} e θ_{off}) e o respectivo ângulo de condução ($\theta_{on} - \theta_{off}$) podem ser fixos ou variáveis [11].

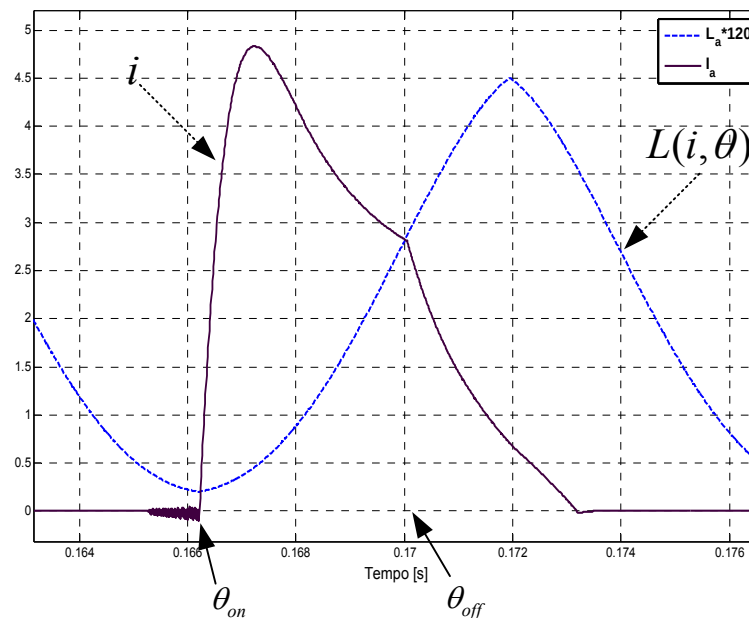


Figura 2.3 – Excitação de uma Fase de um MRV

O conjugado total será resultado da combinação da soma dos conjugados eletromagnéticos de todas as fases da máquina. Pode-se observar então que o conjugado médio é controlado pelos ajustes dos ângulos θ_{on} e θ_{off} [2].

2.4 - MODELO MATEMÁTICO

Após descrever todo o princípio de funcionamento do motor, apresentando sua estrutura construtiva e características básicas de operação, é necessário obter um modelo matemático que o represente. Esta seção traz uma descrição breve e sucinta do modelo matemático do motor a relutância variável utilizado no trabalho, Este estudo pode ser observado com mais detalhes no trabalho de Borges [11], [13].

Inicialmente, um circuito equivalente elementar pode ser obtido, segundo Krishnan [2], negligenciando-se a indutância mútua entre as fases [2]. A tensão aplicada é igual à soma da queda de tensão na resistência e a taxa de variação de fluxo enlaçado pela fase, sendo sua expressão dada por:

$$V = R_f i + \frac{d\lambda(\theta, i)}{dt} \quad (2.1)$$

Onde:

V é a tensão na fase da máquina;

R_f é a resistência do enrolamento da fase;

i é a corrente circulando nos enrolamentos da fase da máquina;

$\lambda(\theta, i)$ é o fluxo enlaçado pelo enrolamento da fase da máquina;

$$\lambda = L(\theta, i)i \quad (2.2)$$

sendo L a indutância, que é dependente da posição do rotor e da corrente da fase.

Devido à geometria de dupla saliência e também aos efeitos da saturação magnética, o fluxo enlaçado pelo enrolamento da máquina varia em função da posição rotórica e da corrente de fase, assim a expressão (2.1) pode ser reescrita como:

$$V = R_f i + \frac{d\{L(\theta, i)i\}}{dt} = R_f i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + i \frac{d\theta}{dt} \frac{dL(\theta, i)}{d\theta}$$

$$V = R_f i + L(\theta, i) \frac{di}{dt} + \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i \quad (2.3)$$

Nesta equação, os três termos do lado direito representam a queda de tensão no resistor, a queda de tensão no indutor e a força contra-eletromotriz (fcem) induzida, respectivamente, e o resultado é semelhante à equação de um motor dc em série, como mostrado na figura 2.4.

A força contra-eletromotriz (fcem), e , é obtida pela equação

$$e = \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \omega_m i \quad (2.4)$$

Substituindo então as equações acima na equação da potência de entrada, tem-se:

$$pe = vi = R_f i^2 + i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} + L(\theta, i) i \frac{di}{dt} \quad (2.5)$$

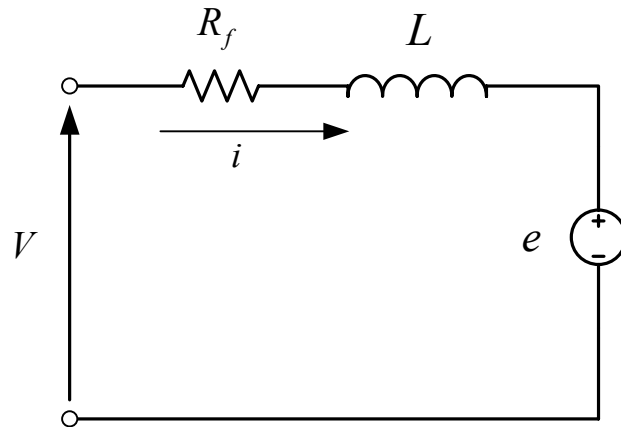


Figura 2.4 – Circuito Equivalente de um MRV Monofásico

Nota-se que o último termo é fisicamente muito difícil de ser experimentalmente adquirido. Para tanto deve-se substituí-lo por termos já conhecidos como segue:

$$\frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) = L(\theta, i) i \frac{di}{dt} + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} \quad (2.6)$$

Substituindo-se a equação acima na equação (2.5) temos:

$$p_e = R_f i^2 + \frac{d}{dt} \left(\frac{1}{2} L(\theta, i) i^2 \right) + \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} \quad (2.7)$$

onde, p_e representa a potência instantânea de entrada. Esta equação mostra que a potência de entrada é expressa pela soma das perdas resistivas no enrolamento, dadas por $R_f . i^2$, a taxa de variação do campo magnético, dada por $p[L(\theta, i) . i^2 / 2]$, e a potência no entreferro, p_{ent} , o qual é definido pelo termo $[i^2 . p . L(\theta, i)] / 2$, onde p é o operador diferencial, d / dt . Expressando o tempo em termos de posição do rotor e velocidade, temos:

$$t = \frac{\theta}{\omega_m} \quad (2.8)$$

Substituindo-se pelos termos da potência no entreferro, resulta:

$$p_{ent} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \frac{d\theta}{dt} = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} . \omega_m \quad (2.9)$$

A potência no entreferro é o produto do conjugado eletromagnético pela velocidade do rotor e é dado por:

$$p_{ent} = \omega_m C_e \quad (2.10)$$

Desta forma o conjugado é obtido pela substituição da expressão (2.1) em (2.9)

$$C_e = \frac{1}{2} i^2 \frac{dL(\theta, i)}{d\theta} \quad (2.11)$$

Com esta equação completa-se o desenvolvimento do circuito equivalente para o cálculo do conjugado eletromagnético, potência de entreferro e potência de entrada para o MRV tanto para operações dinâmicas como para regime permanente.

Segundo Oliveira [25] a partir da expressão (2.11) as seguintes observações podem ser feitas:

1. O conjugado é proporcional ao quadrado da corrente, o que permite trabalhar com correntes unipolares. A possibilidade da corrente ser unipolar, permite a utilização de conversores com apenas uma chave por braço, desde que o mesmo atenda a outras demandas do sistema de acionamento;
2. O conjugado é proporcional a inclinação da curva característica de indutância x posição. Como a indutância é função da posição rotórica e também da corrente, isto torna a expressão do conjugado não linear. Devido a sua natureza não linear, não é possível estabelecer um circuito equivalente de regime permanente para o motor;
3. O motor a relutância variável gera conjugado proporcional ao quadrado da corrente, como o motor CC com enrolamentos de campo e armadura ligados em série. Isto confere elevado conjugado de partida;
4. A operação como gerador é possível, desde que operando na rampa de descida da curva indutância x posição;
5. A direção de rotação pode ser invertida bastando para isso a conversão na seqüência de energização das fases do motor;
6. Devido as características apontadas nos itens 1,4 e 5 os motores a relutância variável são convenientes para operação nos 4 quadrantes;
7. O motor exige o uso de um conversor para seu acionamento, não sendo possível operá-lo diretamente a partir de uma fonte CC ou CA;
8. Controle de conjugado e velocidade podem ser obtidos a partir do controle do conversor que alimenta a máquina;

Após descrito algumas particularidades do comportamento do motor, torna-se necessário discorrer sobre alguns detalhes do perfil de conjugado eletromagnético produzido.

A expressão geral para a produção do conjugado é dada por:

$$C_e = C_a + C_b + C_c \quad (2.12)$$

Através de 2.11 e 2.12 obtém-se a expressão geral do conjugado das fases:

$$C_e = \frac{1}{2} i_a^2 \frac{\partial L_a}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_b^2 \frac{\partial L_b}{\partial \theta} + \frac{1}{2} i_c^2 \frac{\partial L_c}{\partial \theta} \quad (2.13)$$

O conjugado mecânico produzido pelo motor deve ser igual à soma do conjugado de carga, da parcela de conjugado de atrito viscoso e da parcela de conjugado de inércia do motor, conforme descrito pela equação 2.14.

$$C_m - C_c = J_m \frac{d\omega}{dt} + D\omega \quad (2.14)$$

onde:

C_m - Conjugado produzido pelo motor ($N.m$)

C_c - Conjugado de carga ($N.m$)

J_m - Momento de inércia do motor ($Kg.m^2$)

ω - Velocidade angular do rotor (rad/s)

D - Coeficiente de atrito viscoso ($N.m.s/rad$)

2.5 - REPRESENTAÇÃO MATRICIAL DAS EQUAÇÕES DO MRV

As equações acima mencionadas permitem ser rearranjadas de forma que possa ser representada em forma de matriz. Esta seção traz a representação em forma de equações de estados do motor à relutância variável.

As equações elétricas 2.1, 2.3 e 2.9 e a equação mecânica do motor à relutância variável podem ser agrupadas e reescritas na forma matricial, conforme mostrado na seqüência, o que facilita o emprego de métodos numéricos para sua solução [48]:

$$\begin{bmatrix} v_a \\ v_b \\ v_c \\ C_{cg} \\ 0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} r_a & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & r_b & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & r_c & 0 & 0 \\ r_1 & r_2 & r_3 & -D & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -1 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} i_a \\ i_b \\ i_c \\ \omega \\ \theta \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} L_a & 0 & 0 & 0 & i_a \frac{\partial L_a(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & L_b & 0 & 0 & i_b \frac{\partial L_b(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & L_c & 0 & i_c \frac{\partial L_c(\theta)}{\partial \theta} \\ 0 & 0 & 0 & -J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \dot{i}_a \\ \dot{i}_b \\ \dot{i}_c \\ \dot{\omega} \\ \dot{\theta} \end{bmatrix} \quad (2.15)$$

onde

$$r_1 = \frac{1}{2} i_a \frac{\partial L_a(\theta)}{\partial \theta}$$

$$r_2 = \frac{1}{2} i_b \frac{\partial L_b(\theta)}{\partial \theta}$$

$$r_3 = \frac{1}{2} i_c \frac{\partial L_c(\theta)}{\partial \theta}$$

Designando por $[V]$, $[R]$, $[I]$, $[L]$ e $\dot{[I]}$ as matrizes na ordem em que aparecem em 2.15 obtém-se:

$$[V] = [R][I] + [L] \dot{[I]} \quad (2.16)$$

Da equação 2.16 é possível evoluir para a equação de estados da máquina isolando-se a matriz $\dot{[I]}$ de modo a obter:

$$\dot{[I]} = [L]^{-1}[V] - [L]^{-1}[R][I] \quad (2.17)$$

Esta equação de estados é capaz de descrever completamente o estado de cada fase da máquina a qualquer instante. É possível observar que as matrizes $[R]$ e $[L]$ dependem de parâmetros construtivos da máquina. Trata-se de uma equação diferencial e para cada matriz

de entrada $[V]$ é possível encontrar a matriz de saída $[I]$. A solução desse tipo de sistema pode ser conseguida através de métodos numéricos computacionais iterativos.

2.6 - CONCLUSÃO

Neste capítulo foi fundamentado o princípio de funcionamento e modelagem matemática de um motor de relutância variável 6/4. Foram apresentadas as equações matemáticas que governam seu funcionamento, bem como a equação para a produção de conjugado. Foi feita uma análise da região de operação do MRV para motorização, ou seja, força motriz. As equações foram apresentadas em forma de matriz de estados que possibilitam a realização do seu estudo em um ambiente de simulação.

CAPÍTULO 3

REVISÃO BIBLIOGRÁFICA DAS ESTRATÉGIAS DE REDUÇÃO DE OSCILAÇÕES DE CONJUGADO

3.1 - INTRODUÇÃO

A oscilação de conjugado é uma característica inerente dos motores à relutância variável, sendo que esta ocorre devido à alimentação por chaveamento e também pela estrutura construtiva de pólos salientes. As não linearidades devido à saturação do circuito magnético e também a dependência quadrática do conjugado com a corrente acentuam essas oscilações.

Essencialmente podem-se apresentar três abordagens para o problema da redução da oscilação de conjugado: A primeira consiste em melhorar o projeto magnético da máquina (aumento do número de pólos, aumento da largura dos pólos), a segunda consiste controlar os ângulos de comutação (θ_{on} e θ_{off}) enquanto a última é baseada no controle de corrente.

Na literatura existem inúmeras estratégias e métodos para a redução das oscilações de conjugado neste tipo de motor [17]. Assim, com o objetivo de mostrar uma visão global sobre esse estudo, a figura 3.1 apresenta, por meio de uma árvore de blocos, uma retrospectiva das principais contribuições da pesquisa nacional e internacional abordando essa questão.

O objetivo deste capítulo é, inicialmente, o de apresentar um estudo, a partir da literatura afim, das contribuições relevantes ao estudo das estratégias de redução das oscilações de conjugado em motores a relutância chaveados, e dessa forma, situar a contribuição do presente trabalho.

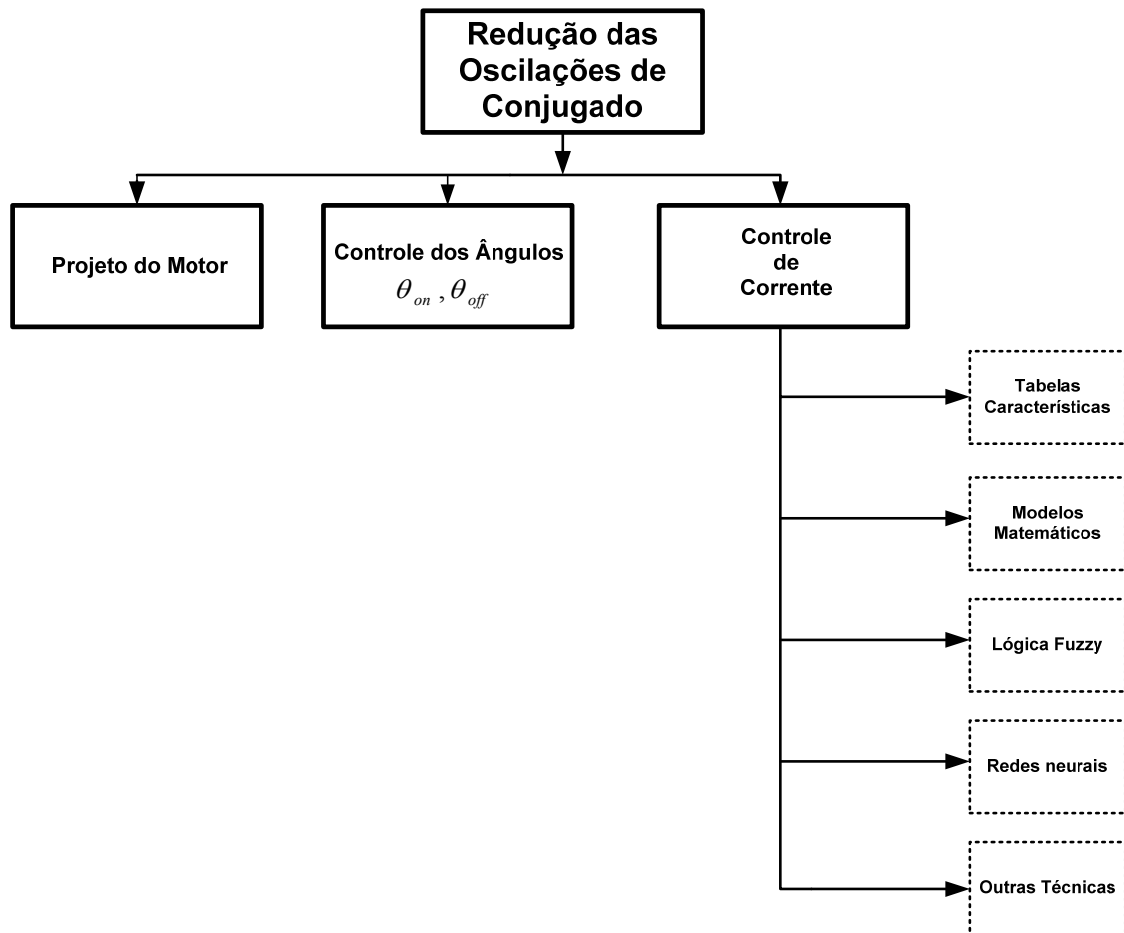


Figura 3.1 – Diagrama de Classificação dos Principais Métodos de Redução de Oscilação de Conjugado

3.2 - PROJETO DO MOTOR

Durante o projeto das máquinas elétricas, os projetistas levam em consideração, as suas características magnéticas, e projetam a estrutura dos pólos do estator e do rotor para que a máquina possa operar em uma determinada velocidade com reduzida oscilação de conjugado. Existem muitos trabalhos nesta área [18],[23],[16],[6]. Porém, estas estratégias restringem a faixa de operação para a minimização das oscilações de conjugado, pois o desenho da estrutura mecânica da máquina é fixo e não se modifica com a velocidade da MRV [1].

A referência [18] apresenta um método baseado em análise de elementos finitos conhecido como método de Taguchi na otimização de projeto de um MRV. Esta técnica leva

em consideração a influência de dois fatores que são: fator de controle (conjugado e conjugado por inércia) e fator de ruído. Existem duas categorias na otimização de Taguchi: a primeira consiste em um método estático que otimiza o sistema para um ponto de operação, a segunda é um método geral que otimiza o sistema para uma faixa de pontos de operação e também pode ser chamado de “resposta dinâmica”. O parâmetro de projeto de Taguchi reduz as oscilações de conjugado e conjugado por inércia, garantindo um projeto satisfatório para todas as aplicações.

Este trabalho abre novos caminhos de projeto para MRV, e inicia um método robusto para maximizar ou minimizar qualitativamente o desempenho no sistema para o qual é projetado.

Aplicações que exigem operações mais suaves e com baixa oscilações de conjugado, como aplicação do tipo servomotor, a alta não linearidade complica o controle desta máquina. Para solucionar este problema em [23] foi projetado uma máquina com modificações mecânicas nos pólos para uma operação mais suave, onde se mostra um motor que possui uma característica estática conjugado-ângulo próxima à senoidal quando operado na saturação.

Na referência [16] é desenvolvido um projeto de uma máquina a relutância variável, na área de aviação especificamente aplicada em um motor para bombear combustível para o motor do avião. Também é feito uma análise das vantagens em relação a uma máquina convencional AC e a máquina a relutância apresentou um melhor rendimento.

Para o projeto da máquina aplica-se análise de elementos finitos para resolver um conjunto de equações analíticas, estas equações incluem no modelo a saturação do circuito magnético. O principal parâmetro que é levado em consideração para o projeto é a distância entre os pólos do estator e rotor, para isso é analisado a curva de fluxo de dispersão e divide-

se essa curva em duas regiões, como mostra a figura 3.2: Na região 1 considera-se a região de alinhamento não saturada e alinhamento, na região 2 considera-se a região de desalinhamento e alinhamento não saturada.

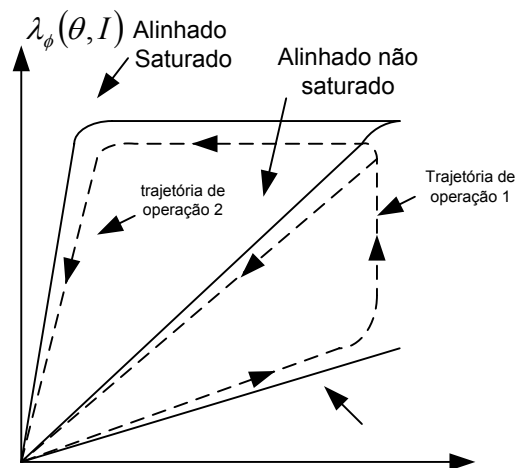


Figura 3.2 – Curvas de Magnetização em Função da Corrente e Posição

Neste projeto é possível analisar o desempenho com detalhes das curvas de indutância desalinhada, fluxo de dispersão, força contra eletromotriz e conjugado estático. As aproximações e simplificações são justificadas no artigo através de um modelo computacional detalhado. Este modelo permite analisar o comportamento estático da máquina otimizando assim seu projeto.

Na referência [6] é utilizado um programa desenvolvido em MatLab utilizando recursos de análise de elementos finitos (FEMLAB), que permite o cálculo da indutância e conjugado estático como mostra a figura 3.3 e 3.4. O programa em MatLab fica responsável por girar o rotor e armazenar os valores obtidos de indutância e conjugado para as diversas posições do rotor.

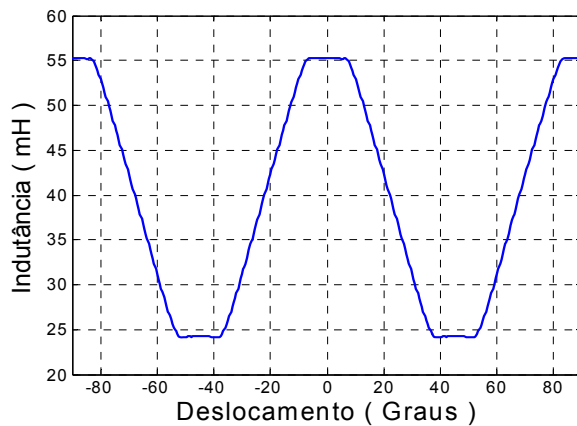


Figura 3.3 – Perfil da Indutância da Fase [6]

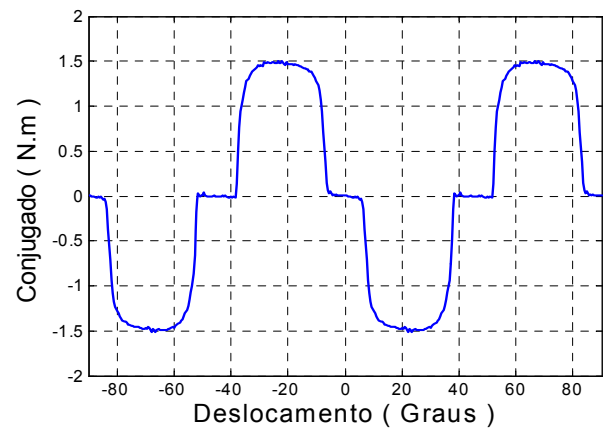


Figura 3.4 – Perfil do Conjugado Eletromagnético [6]

Após obtido o perfil de indutância através da aplicação de uma corrente fixa aos enrolamentos, o perfil de conjugado estático pode ser conhecido, como mostra a figura 3.4, para isto o incremento θ deve ser conhecido para o cálculo da taxa de variação da indutância pelo deslocamento angular.

Esses resultados permitem a simulação das características estáticas da máquina, como perfil de indutância e conjugado, podendo assim fazer o perfil de conjugado o mais próximo possível do senoidal e reduzir a oscilação de conjugado.

3.3 - CONTROLE DOS ÂNGULOS

As oscilações de conjugado são produzidas majoritariamente na região de sobreposição de fases, quando a responsabilidade de geração de conjugado é transferida de uma fase para outra. O controle dos ângulos de abertura e fechamento das chaves (θ_{on} e θ_{off}) é um dos métodos que minimizam as oscilações de conjugado. Para que possa ficar claro o entendimento de como essa redução é feita, a figura 3.5 mostra a região onde ocorre a sobreposição das fases e conseqüentemente a principal região onde ocorre o problema.

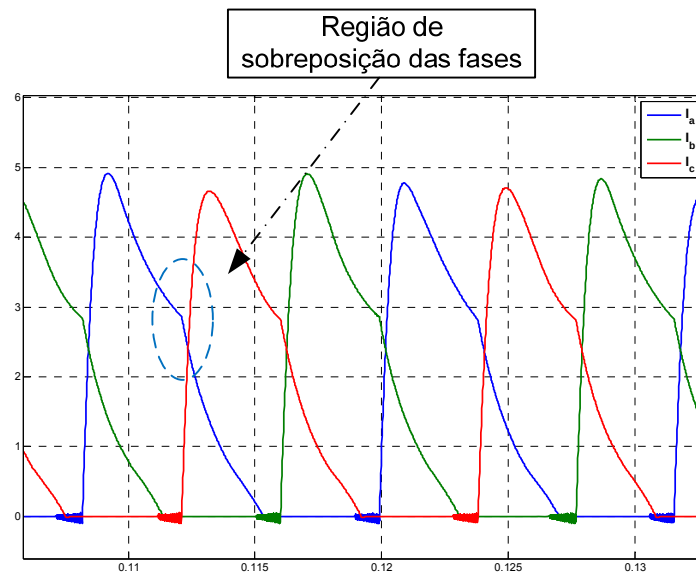


Figura 3.5 – Perfil de Corrente nas fases de um MRV

Uma nova estratégia de minimização das discontinuidades de conjugado é proposta [44], em que é feita a partir dos ângulos de comutação do motor à relutância chaveado. A estratégia mostra que a otimização dos ângulos de comutação minimiza as pulsações de conjugado bem como elimina as discontinuidades que existem na forma de onda do conjugado quando se tem um motor 6/4 de três fases. A estratégia é obtida através de um método de minimização onde se define uma função custo, que possui como entrada os ângulos de comutação e como saída a variação média total do conjugado do motor, a figura 3.6 mostra o diagrama de blocos do sistema de controle com o algoritmo de minimização das oscilações.

O cálculo dos ângulos de comutação θ_{on} e θ_{off} são parâmetros importantes na obtenção da minimização das oscilações de conjugado, e estes são influenciados pela velocidade do motor. Alguns autores [45], [46], [47] mantém o ângulo de ligar, θ_{on} fixo e variam o ângulo de desligar, θ_{off} , sendo este a variável de controle.

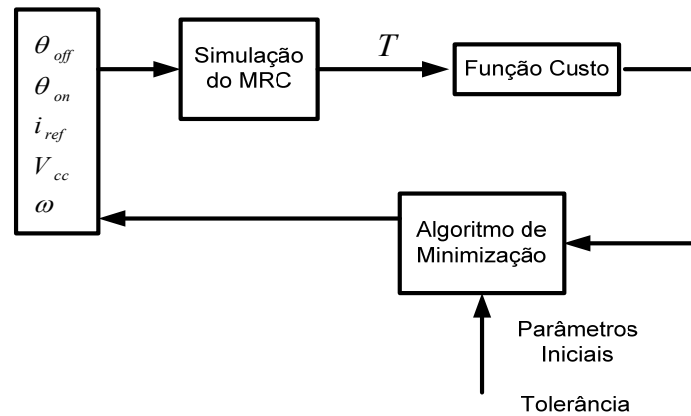


Figura 3.6 – Diagrama de Blocos do Sistema de Controle com Algoritmo de Minimização

O problema é da estratégia de controle que usa a variação dos ângulos de magnetização para máquina a relutância variável. Uma vez escolhidos os ângulos, estes podem ser apresentados em uma tabela [13], [44] de forma a otimizar seu desempenho. Para algumas finalidades de operação, é necessário o controle para selecionar durante a operação, diferentes ângulos de comutação, θ_{on} , ângulos de condução e o ângulo de desligar θ_{off} .

3.4 - CONTROLE DE CORRENTE

O controle eletrônico concentra-se no projeto do conversor de potência e na estratégia de controle de corrente, e baseia-se na seleção de uma combinação ótima dos parâmetros de operação que incluem tensão de alimentação, ângulos de chaveamento e o controle do perfil de corrente de cada fase da máquina.

Conforme descrito no capítulo II a técnica mais básica de operação de um motor a relutância variável, sem levar em consideração a busca pela minimização das oscilações de conjugado, é manter a tensão constante durante o período de condução, esta técnica também é chamada de pulso simples. Porém, isto gera oscilação no perfil de conjugado devido o conjugado produzido pelo motor ser uma função não linear de corrente e da posição.

O modo de operação por pulso simples torna-se inviável para algumas aplicações, como por exemplo, robótica. Assim, o controle de corrente traz uma ótima alternativa para diminuir essas oscilações e viabilizar este tipo de motor para essa aplicação.

Diversas investigações foram feitas abordando o controle de corrente [03],[20],[8],[9],[10] para redução das oscilações de conjugado em MRV. Existem propostas que se baseiam em modelos estáticos do sistema com o uso de tabelas que contém as características magnéticas da máquina para somente uma determinada condição de operação (carga e velocidade) [3], algumas têm vantagem de serem capazes de se adaptarem em tempo real a alterações nas características do sistema, outras propostas apresentam a oportunidade de estimar algumas variáveis usadas pelo controle da máquina como: velocidade, conjugado ou posição do rotor [20].

Existem trabalhos que utilizam um perfil de corrente modelado para produzir picos de correntes, quando o rotor está posicionado em regiões de baixa variação da indutância em função da posição [8].

Simplicidade no circuito de acionamento e tolerância a falhas são algumas das vantagens do MRV, mas a existência de uma excessiva oscilação de conjugado tem limitado os MRV's a aplicações específicas. Na referência [10] é apresentado um método para reduzir as oscilações de conjugado usando compensador neuro-fuzzy. No método proposto um sinal compensado é adicionado na saída do controlador PI, conforme é mostrado na figura 3.7. Nesse trabalho foi apresentado também controle de corrente e velocidade que serve como parâmetros de entrada para o sistema a ser compensado.

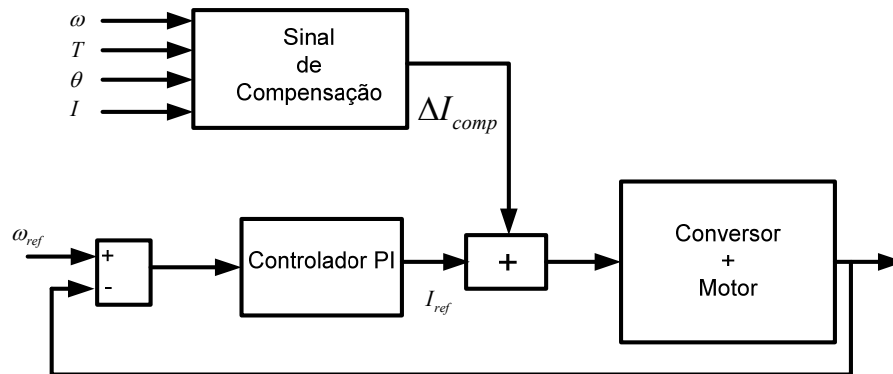


Figura 3.7 - Diagrama da Proposta de Controle de Conjugado para MRV

A referência [24] apresenta um controle utilizando lógica fuzzy para controle de velocidade de MRC.

O controlador Fuzzy substitui uma estratégia do tipo PI, conforme pode ser observado na figura 3.8, dando uma referência da variação da corrente sobre o erro de velocidade ($e\omega$) e variação do erro ($ce\omega$).

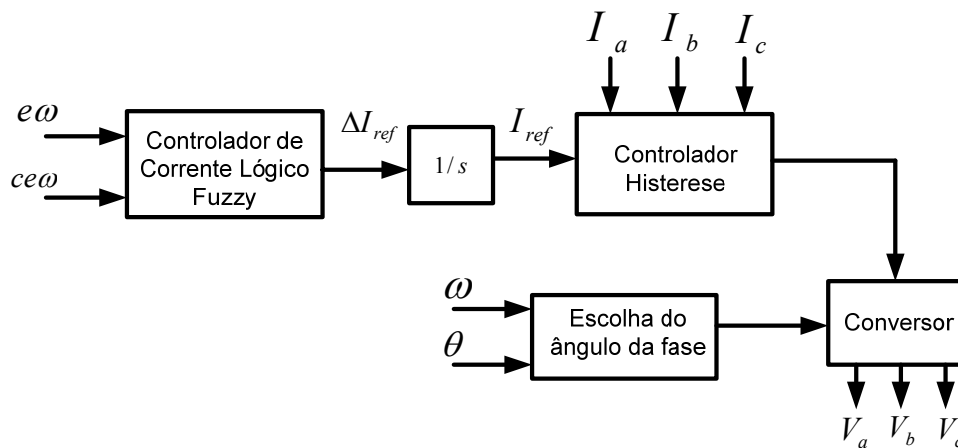


Figura 3.8 – Diagrama de Blocos de Controle do MRV

A estratégia de controle divide-se em duas partes, a primeira determina a corrente de referência I_{ref} a segunda determina a escolha do melhor ângulo e velocidade, e é responsável por impor a melhor referência de velocidade.

O controlador lógico Fuzzy demonstra uma boa aproximação e realiza um bom controle de velocidade para um MRV e suporta fortemente as suas não linearidades.

Em [13] é apresentado um sistema de acionamento de um MRC monofásico com a inclusão de um novo circuito de acionamento, como mostra a figura 3.9. Esse circuito reduz as oscilações de conjugado e melhorando também o fator de potência. O circuito proposto adiciona uma chave e um diodo que separa a saída AC/DC retificada com o capacitor e fase da máquina alternadamente, esta chave fica chaveando com uma frequência fixa a fase da máquina. O método proposto é analisado e validado matematicamente com simulações e resultados experimentais. A análise verifica-se que houve uma redução substancial na oscilação de conjugado e melhorou o fator de potência.

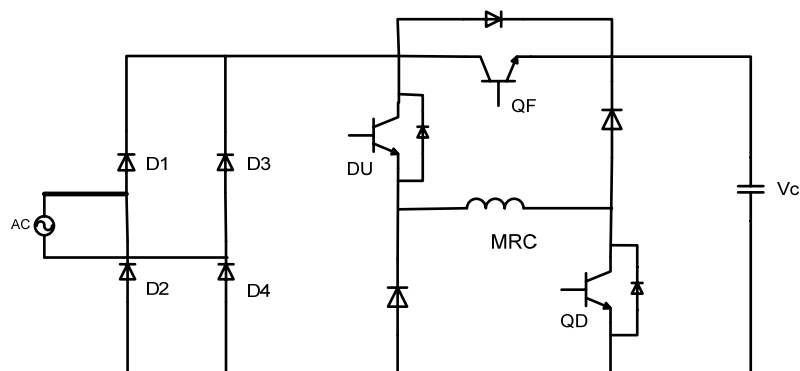


Figura 3.9 - Conversor Ponte Assimétrica Modificado

3.4.1 - Uso de Tabelas Características

Esta técnica foi uma das primeiras implementadas na minimização das oscilações [32] e baseia-se na utilização de tabelas com a característica magnética da máquina, $L(\theta, i)$ e $T(\theta, i)$, apresentadas na figura 3.10 e figura 3.11. Estas informações são armazenadas em formato de tabela, de forma que um perfil de pulso de corrente ótimo para cada fase possa ser determinado a partir da informação de posição e do conjugado requerido. Esta característica estática geralmente é obtida de ensaios experimentais *offline* [11],[12] e os dados são

guardados em memória para serem utilizados durante a operação do motor. O método dos elementos finitos também podem ser usados para obtenção destes dados em uma primeira aproximação, em lugar de dados obtidos experimentalmente através de ensaios [06], [12], [28]. Geralmente os dados são guardados para a máquina em intervalos de 1° de resolução e 10 valores de corrente, permitindo uma precisão suficiente para o controle. Os valores intermediários são obtidos através de interpolação.

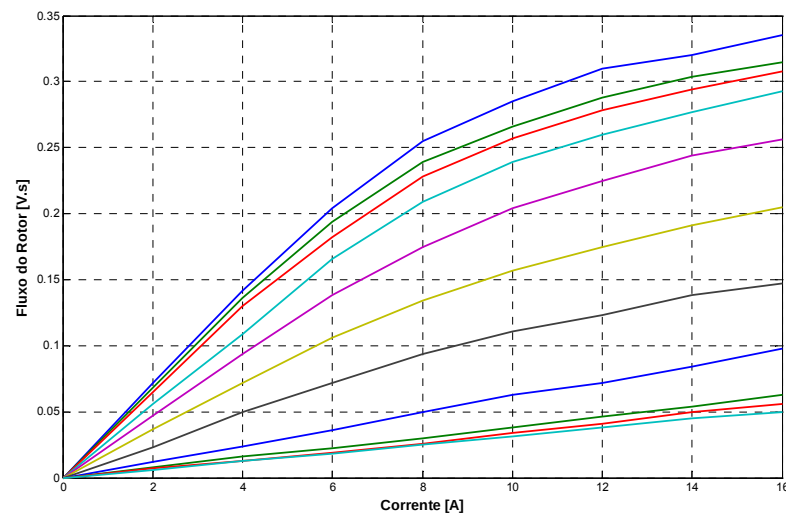


Figura 3.10 - Fluxo do Rotor x Corrente de Magnetização [A], Obtidos em Levantamento Experimental

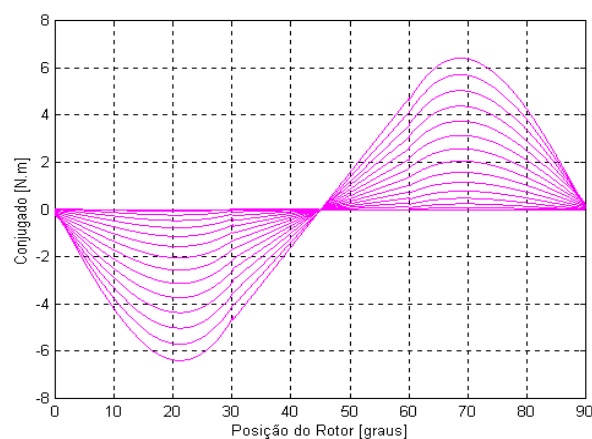


Figura 3.11 - Perfil de Conjugado [13]

A principal desvantagem do uso destas tabelas estáticas é não incluir as perdas que ocorrem durante a operação dinâmica. Além disso, a obtenção destas tabelas não é fácil, exige

muito tempo computacional e o número de interrupções do algoritmo de obtenção é significativo.

O método descrito por [29] é baseado na estimação do conjugado instantâneo do motor de relutância através da curva característica fluxo-posição-corrente. As curvas são obtidas pela medição do fluxo e corrente para diversas posições do rotor e depois pela interpolação dos valores obtidos, usando-se um método de interpolação bi-cúbica. Neste método, a estimação do conjugado é obtida através da utilização de equações polinomiais de 3ª ordem, onde os coeficientes são pré calculados e guardados na memória do DSP (Processador Digital de Sinais) usado na implementação conforme é mostrado na figura 3.12. Em seguida, o conjugado estimado é comparado com um conjugado de referência, e o resultado é então usado no controlador de corrente que controlará as correntes de fase do motor, como mostra na figura 3.13.

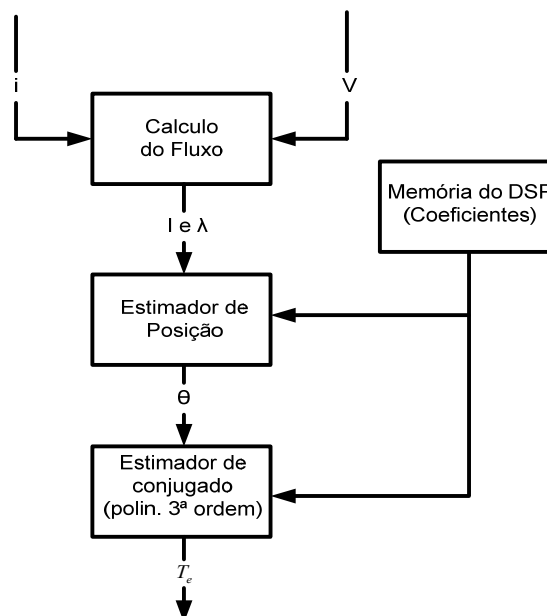


Figura 3.12 – Estimação de Conjugado e Posição

O algoritmo deste método envolve a operação de polinômios de 3ª ordem e não leva em consideração a vantagem da superposição de fases quando a variação da indutância da fase é

positiva. Os resultados obtidos mostram redução da oscilação de conjugado, porém, há perda no rendimento da máquina.

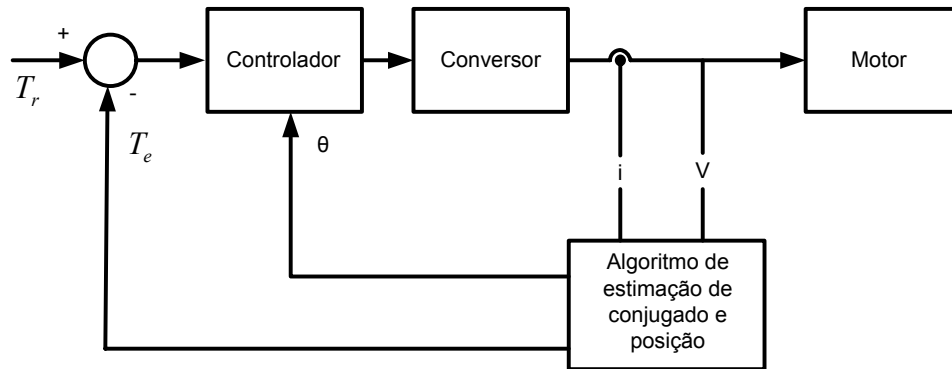


Figura 3.13 – Estimação e Controle do MRV

3.4.2 - Uso de Modelos Matemáticos

Uma alternativa à utilização de tabelas de conjugado no controlador é o uso de expressões analíticas para descrever a curva característica conjugado-corrente-posição. A representação da máquina através de seu modelo matemático linear ou não-linear pode trazer vantagens no controle das máquinas de relutância variável. Ela permite levar em conta a velocidade da máquina e usar uma aproximação em tempo real em vez de utilizar uma tabela pré-definida. Assim, o modelo usado pelo controlador da MRV pode ser utilizado em tempo real [27]. Porém, é muito difícil descrever com precisão a distribuição de conjugado até mesmo com modelos matemáticos complexos devido às não-linearidades da MRV. Além disso, as expressões de conjugado não podem ser invertidas ou rearranjadas para obter o valor de corrente para determinado conjugado sem apelar a algoritmos numéricos complexos.

Entretanto, existem trabalhos que pré-calculam as funções de conjugado otimizadas para reduzir as oscilações [26],[29]. Eles fazem uma parametrização da tensão que é dependente da posição e dos perfis de correntes. Esta aproximação reduz significativamente a carga computacional do controlador e permite a inclusão de objetivos secundários de controle como

a maximização do rendimento, minimização da tensão de alimentação, entre outros. Entretanto, o cálculo offline das funções leva à perda de robustez no sistema e também à impossibilidade de se atualizar as funções de conjugado de acordo com o ponto de operação do motor. Outro problema é a necessidade de um grande espaço de memória para armazenar toda a tabela para uma vasta faixa de velocidade e vários níveis de conjugado.

O trabalho proposto em [32] obtém uma aproximação matemática das relações fluxo-corrente-posição e conjugado-corrente-posição para obtenção do modelo algébrico que representa estas características. O uso deste modelo permite um controle de conjugado eficiente e em tempo real através das malhas de controle de velocidade e posição. O trabalho apresenta resultados de simulação e experimentais. Como desvantagens deste método [31], temos a linearização de grande parte do sistema.

Em [32], propõe-se um modelo analítico não-linear com estimação de parâmetros online usando identificação recursiva (equação (3.1)).

$$\lambda_{fase} = \lambda_s (1 - e^{-f(\theta)i}) \quad (3.1)$$

Onde $f(\theta) = a + b \cos \theta + c \sin \theta + d \sin(\theta) + e \cos(\theta)$

Desta relação, pode-se gerar o diagrama apresentado na figura 3.14:

Este trabalho não faz redução de oscilação de conjugado, somente modela o sistema. Entretanto, a estimação do conjugado permite uma adequada avaliação do controle, facilitando uma posterior busca de redução da oscilação de conjugado baseada neste trabalho.

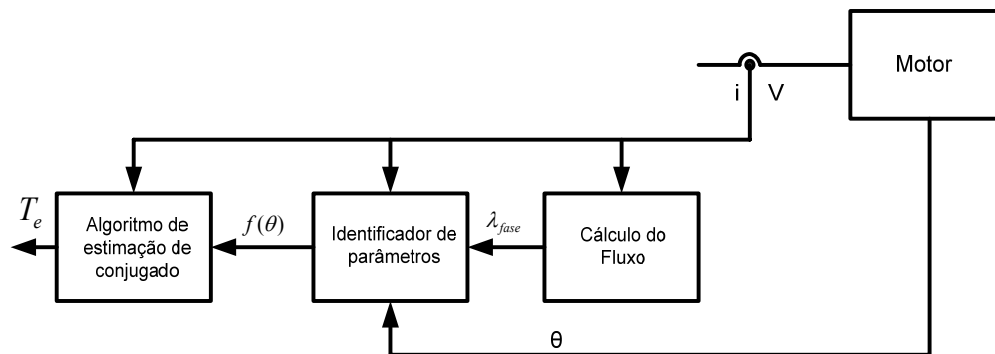


Figura 3.14 - Diagrama de Blocos do Método de Identificação *online* de Conjugado

O trabalho [33] propõe reduzir a oscilação de conjugado na região linear e em presença da indutância mútua. Porém, negligencia as perdas por correntes parasitas e perdas no ferro, além do valor da indutância mútua ser não significativo. A técnica de redução da oscilação é baseada na soma dos quadrados das correntes, mais isto só é possível se for aplicada às máquinas que possuem no mínimo uma fase conduzindo como, por exemplo, a MRV 8/6. A expressão da corrente de referência é dada por:

$$i_{ref}^2 = i_1^2 + i_2^2 + i_3^2 + i_4^2 + \dots i_{n/2}^2 \quad (3.2)$$

Sendo n o numero de pólos no estator.

Uma restrição desta estratégia é a presença de somente dois sensores de corrente, forçando o sistema a operar duas fases por vez.

3.4.3 - Redes neurais

O artigo apresentado por [34] faz uso de técnica de aprendizagem *backpropagation* associada a funções de ativação. As vantagens deste método estão no fato de não necessitar de conhecimento anterior do modelo ou equação e não ter funções matemáticas com alto nível de complexidade. Entretanto, uma rede pode ter alta carga computacional dependendo da quantidade de neurônios que ela possui. Também, a coleta de dados para o treinamento é

crítica de forma a permitir uma aprendizagem eficiente. Além disso, o período de treino é muito lento.

Este trabalho simplesmente modela o motor, não busca compensar as oscilações de conjugado. Ele substitui as tabelas que representam o motor.

O trabalho apresentado por [35] utiliza uma rede neural para controlar o motor de relutância variável. A técnica é baseada na especificação de um perfil de conjugado de referência. Este perfil é obtido da tabela $T(\theta, i)$. O trabalho apresenta a geração da relação inversa conjugado/corrente/posição em tempo real. Isto é interessante por permitir que sejam levadas em conta as interações magnéticas entre as fases que estão conduzindo ao mesmo tempo. Esta situação não é obtida quando se trabalha com o sistema estático.

O artigo apresenta uma rede neural com duas entradas (conjugado e θ) e uma saída (corrente). É importante salientar a necessidade da utilização do sensor de conjugado durante todo o tempo de operação, e o fato de que, se as condições iniciais da rede forem desfavoráveis, a aprendizagem da rede será bastante influenciada por estas condições.

A figura 3.15 mostra como foi implementado o sistema. Os ângulos θ_a e θ_b são os ângulos de fase, e são calculados por um sistema de lógica de comutação, a partir da corrente de referência em duas fases e da posição do rotor.

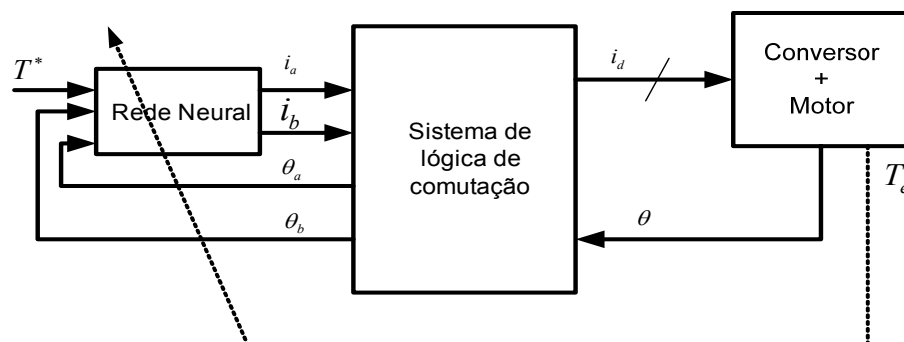


Figura 3.15 - Sistema Implementado com Redes Neurais

O artigo [36] tem como princípio básico o uso de uma rede neural *feedforward* com algoritmo de treinamento *backpropagation*, retropropagação do erro. Os dados de treino com a característica fluxo-corrente-posição foram usados para gerar uma aproximação matemática do fluxo baseada em redes neurais, como mostra a figura 3.16. A técnica minimiza o erro entre o conjugado de referência e o conjugado predito do motor usando o *backpropagation* para atualizar a referência de corrente das duas fases adjacentes capazes de produzir conjugado positivo.

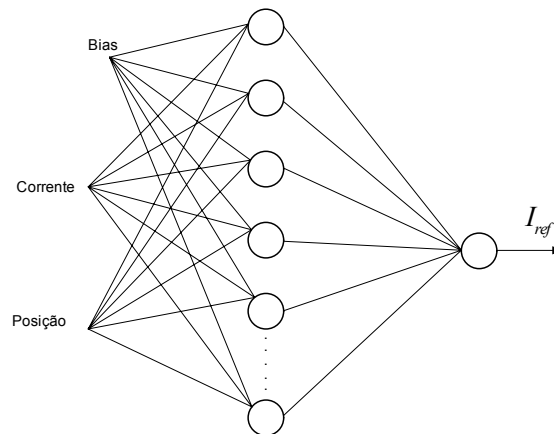


Figura 3.16 - Estimação do Fluxo Utilizando uma Rede Neural com *Backpropagation*

3.4.4 - Lógica Fuzzy

O trabalho [38] apresenta uma aplicação da utilização de um sistema lógico fuzzy que substitui um controlador PI convencional. A MRV apresenta uma estrutura de controle não linear multivariável, que necessita de um projeto complexo de controle para se alcançar uma alta performance dinâmica.

O artigo é dividido em duas partes: Na primeira, as não linearidades magnéticas são modeladas usando lógica fuzzy, e na segunda, o controle de velocidade é feito utilizando lógica fuzzy.

Como entradas do controlador de velocidade tem-se: $e\omega$ e $\Delta e\omega$, que correspondem o erro de velocidade e variação do erro, e a saída será Δi . As regras foram obtidas heurísticamente.

As restrições a este trabalho seriam a necessidade de se saber previamente como devem ser as regras fuzzy e também a incapacidade de se ajustar estas regras.

O artigo [37] apresenta um controle adaptativo fuzzy. Os parâmetros iniciais são escolhidos aleatoriamente e depois são ajustados para otimizar o controle. Este artigo tem como característica não ser dependente de propriedades predeterminadas da máquina e ser capaz de se adaptar a qualquer mudanças destas. É robusto em relação a erros de posição e evita a produção de conjugado negativo durante a comutação.

O controlador usa como entrada somente a posição e como saídas as correntes de fase. Ele utiliza uma base de conhecimento que tem como método de adaptação a diferença entre o conjugado desejado e o conjugado real, conforme mostra a figura 3.17. Esta diferença será o sinal de erro para a atualização do controlador. O conjugado desejado é estimado utilizando-se a técnica proposta em [39];

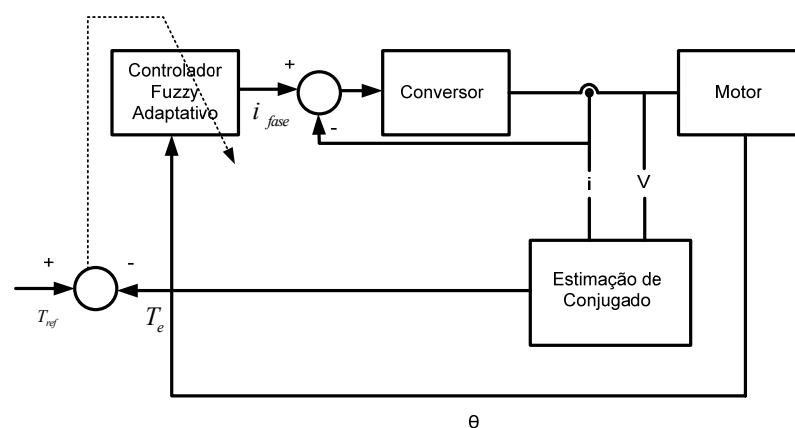


Figura 3.17 - Controle Adaptativo Fuzzy para o Controle de Conjugado do MRV

A comutação normalmente é feita perto da posição de alinhamento do estator com o rotor, onde a indutância de fase é alta e a desmagnetização da fase é lenta, aumentando a densidade de conjugado e evitando picos de corrente.

O método apresentado por [39] é uma tentativa de redução de oscilação de conjugado através de uma modelagem fuzzy onde o sinal da oscilação de conjugado é obtido indiretamente, a partir do sinal de aceleração do motor.

A estratégia é baseada em regras que acionam funções diferentes de acordo com a fase que deve ser energizada. Estas funções são formuladas com referência ao controle de velocidade de modo deslizante.

As entradas da operação são: erro de velocidade e a aceleração. Este aspecto de obter a informação de oscilação de conjugado através do sinal de aceleração é bastante interessante. Além disso, o sistema lógico fuzzy aqui apresentado é estático, ou seja, se houver mudanças na carga, ou em qualquer parâmetro da máquina, o controle não sofrerá nenhuma mudança. Isto é indesejável, pois o sistema lógico fuzzy pode estar sintonizado numa dada condição ótima de operação, mas para outra condição de operação, esta sintonia pode não ser satisfatória.

Outro trabalho utilizando lógica fuzzy é apresentado em [40]. Ele apresenta um compensador fuzzy para a obtenção do melhor ângulo de desenergização da máquina de relutância variável, para que haja redução da oscilação de conjugado.

3.4.5 - Outras Técnicas

A referência [41] apresenta um método para calcular de forma simples, a referência de corrente, para controle de uma malha de realimentação de corrente. Uma aproximação baseada sobre os parâmetros depende da posição, tensão e perfil de corrente foi apresentado

em [42]. Os parâmetros podem ser ajustados para satisfazer vários critérios de otimização, como minimizar a oscilação da fonte de alimentação, minimizar a oscilação em uma base de velocidade, minimizar a oscilação com uma ou mais falta de fases, etc.

O método baseado sobre o controle da rampa do fluxo é apresentado em [43], sendo este melhor do que o controle da rampa de corrente ou de conjugado. Algoritmos genéricos são usados para determinar a rampa de fluxo para controle do conjugado constante. O controle do fluxo tem uma excelente resposta dinâmica e é mais apropriado para implementação digital comparado com outros controles de corrente. Porém, o método requer um conhecimento exato das características da máquina e conhecimento da posição do rotor.

Kavanaugh et. al. [03] apresenta uma técnica de alto aprendizagem a partir da geração de uma série de dados estáticos e dinâmicos da máquina, e não necessita de um grande dispositivo para carregamento dos dados. A informação dos parâmetros obtidos serão usados online produzindo um perfil de corrente otimizado por fase, resultando num conjugado total eficientemente melhor, ou seja, com menos oscilação. O algoritmo é baseado sobre a minimização da soma das perdas $i^2 R$ na região de sobreposição de duas fases. A técnica não é muito eficiente, pois leva um tempo computacional muito grande para fazer os cálculos e o número de passos avaliados pode ser bastante significativo. Rochford et. al. [31] apresenta um método simples que adiciona um termo na tensão de alimentação que é usado no controlador de corrente para melhorar a largura de banda.

A referência [14] apresenta um controlador híbrido para minimizar a oscilação de conjugado que incorpora vários fatores atrativos de técnicas desenvolvidas no passado. Os conceitos de conjugado compartilhado sobre uma extensa região é introduzido para reduzir a oscilação de conjugado. A minimização da oscilação sobre uma larga faixa de operação é realizada pela

variação do ângulo central de comutação θ_c que depende da corrente e do fluxo que é função da velocidade.

3.5 - CONCLUSÕES

Neste capítulo foram estudadas diversas estratégias de redução de oscilações de conjugado em MRV. Este estudo permitiu situar o trabalho no âmbito nacional e internacional das diversas estratégias adotadas, visando à eliminação do problema de oscilação de conjugado. Foi observado também que as oscilações são impossíveis de serem retiradas devido à alimentação por chaveamento. Existem três tipos de redução dessas oscilações que são: Projeto do motor, controle dos ângulos de chaveamento e controle do perfil de corrente. Com todas essas conclusões permitiu definir qual a estratégia que será adotada para reduzir estas oscilações para aplicar em um protótipo montado em laboratório.

CAPÍTULO 4

PROPOSTA DE ESTRATÉGIA DE REDUÇÃO DAS OSCILAÇÕES DE CONJUGADO E SIMULAÇÃO DO SISTEMA

4.1 - INTRODUÇÃO

Para iniciar uma análise de redução das oscilações de conjugado, primeiramente foi implementada a simulação de um motor relutância variável, para que na sequência pudessem ser feitas diversas simulações visando avaliar o comportamento do perfil de conjugado, ou seja, com o motor operando em diferentes condições. Este capítulo apresenta o conversor eletrônico de potência utilizado no trabalho, bem como o controlador de corrente e conjugado, Apresenta também a simulação do sistema em malha aberta, o sistema com compensação de corrente também é analisado e por ultimo a estratégia de redução com compensação de corrente e conjugado.

As simulações foram implementadas no ambiente MATLAB / SIMULINK / SIMPOWERSYSTEM® e serão apresentadas no decorrer do capítulo com os respectivos resultados obtidos.

4.2 - CONVERSOR ELETRÔNICO DE POTÊNCIA

Atualmente há uma grande quantidade de topologias de conversores eletrônicos de potência aplicados para acionar os MRV's [1], não havendo nenhum conversor definido como o conversor padrão. A referência [22] faz um estudo detalhado das topologias de conversores estáticos para acionamento de MRV's. Os conversores são apresentados de maneira simples, e foram escolhidas algumas topologias e seus circuitos de potência simulados e implementados.

Este trabalho utiliza o conversor de potência clássico “half-bridge, ou ponte assimétrica, conforme é mostrado através da figura 4.1. Basicamente este conversor tem três modos de operação, considerando somente a fase A, estes modos são:

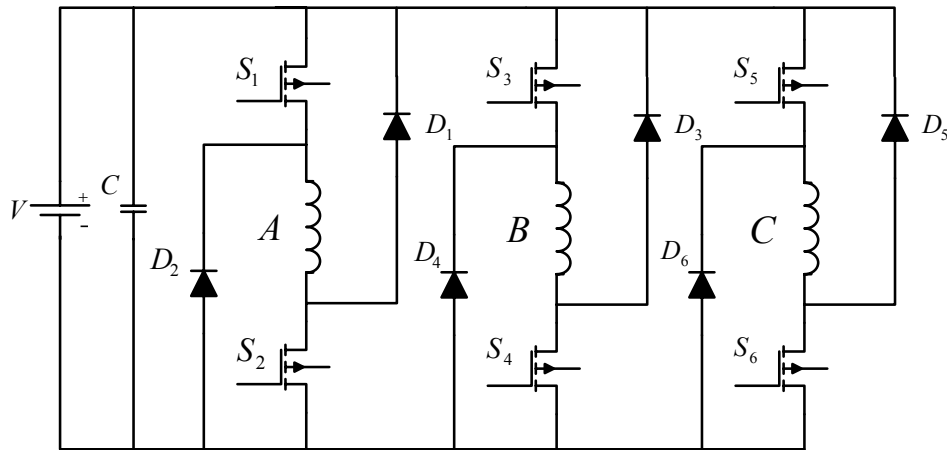


Figura 4.1 – Conversor Half-Bridge trifásico Utilizado no acionamento do Motor

Modo 1 ou modo de magnetização: neste modo de operação ambas as chaves S_1 e S_2 estão fechadas e a corrente do enrolamento sobe rapidamente;

Modo 2 ou modo de roda livre: nesta etapa, considerando que a chave S_1 está aberta e a chave S_2 está fechada, a corrente energiza o enrolamento através da chave S_2 , e por meio do diodo D_2 (diodo de roda livre). Nesta etapa a energia não é devolvida ao barramento C.C., sendo baixa a taxa de desmagnetização do enrolamento;

Modo 3 ou modo de desmagnetização: aqui ambas as chaves S_1 e S_2 estão desligadas e a corrente elétrica circula pelos diodos de roda livre D_1 e D_2 , fazendo com que a energia armazenada no campo magnético retorne ao barramento C.C. A corrente que circula pelo enrolamento tende a decrescer rapidamente, pois é aplicada uma tensão negativa no enrolamento, provocando uma desmagnetização forçada da fase.

A operação de cada fase é independente das demais, compartilhando o barramento C.C. que pode apresentar oscilação de tensão devido a esta característica [12].

4.3 - CONTROLADOR DE CORRENTE

O controlador de corrente mostrado na figura 4.2 em diagrama de blocos, garante que o conversor forneça ao motor as correntes convenientes para que o conjugado da máquina esteja no patamar definido pelo controle de conjugado.

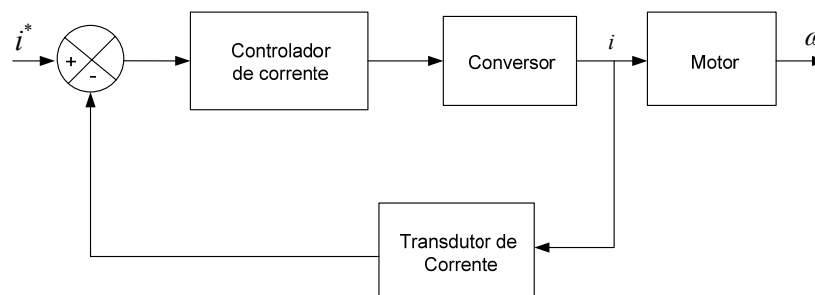


Figura 4.2 – Diagrama de Blocos Sistema de Controle de Corrente

O controlador adotado é o de histerese, que se caracteriza pela robustez e rapidez de resposta. A figura 4.3 ilustra o perfil da corrente nas fases A e B, a corrente de referência e a indutância nestas fases.

Pode-se observar que no controle de corrente, a corrente da fase é mantida próxima da corrente de referência i_{ref} . Se a tensão da fonte que alimenta o barramento C.C. é suficientemente alta, o erro na malha de corrente é baixo, dependendo da largura de banda da histerese e da velocidade da malha.

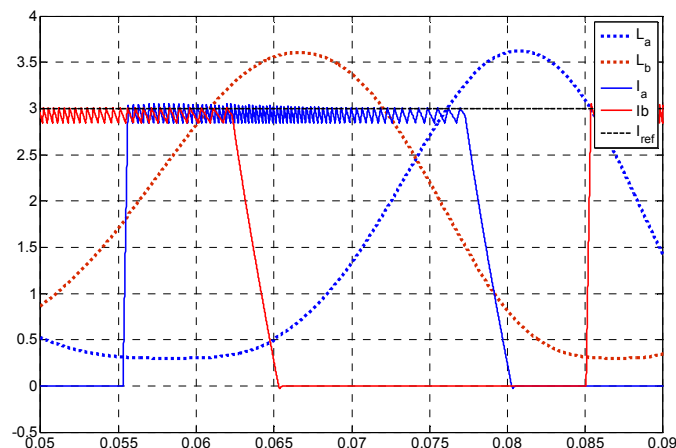


Figura 4.3 – Simulação do Motor Mostrando Corrente e Indutância em Função da Posição

A forma de onda da corrente controlada é caracterizada pela posição de fechamento das chaves θ_{on} , posição de abertura das chaves θ_{off} , pela corrente de referência i_{ref} , e por meio do fechamento e abertura de uma das chaves do conversor eletrônico de potência durante o período de condução da fase [1].

4.4 - CONTROLADOR DE CONJUGADO

No sistema de acionamento proposto no trabalho, o controlador de conjugado é constituído de uma malha de realimentação de conjugado, um conjugado de referência T^* e um controlador que é do tipo PI (Proporcional e Integral). A equação 4.1 representa o modelo matemático do controlador PI.

$$\frac{T^*}{t^*} = K_p (T^* - T) + K_i \frac{1}{s} \cdot (T^* - T) \quad (4.1)$$

O controlador compara o valor de referência T^* com o conjugado estimado do motor T , determinando o erro de conjugado e produzindo um sinal de controle t^* que é o erro compensado.

A integração é feita de forma discreta utilizando o método trapezoidal dada por:

$$U_{k+1} = U_k + \frac{T_s}{2} (I_k + I_{k+1}) \quad (4.2)$$

Onde:

U_{K+1} = Saída do integrador

T_s = tempo de amostragem

I_{K+1} = entrada do integrador

I_K = entrada na amostragem anterior

U_{K+1} = Saída na amostragem anterior

4.5 - PARÂMETROS DO MOTOR UTILIZADO

Nesta seção, serão apresentados os parâmetros elétricos e mecânicos obtidos em levantamento experimental conforme [11].

A matriz de estado do motor descrita no capítulo II foi desenvolvida em ambiente MatLab. Essa matriz leva em consideração os parâmetros do protótipo fabricado por Borges[11] e levantados através de ensaios experimentais por Hwang [13] são mostrados na tabela 4.1.

Tabela 4.1 - Parâmetros do motor obtidos experimentalmente

Numero de pólos no estator	6
Numero de pólos no rotor	4
Momento de inércia	$2,810^{-3} k_g m^2$
Indutância de alinhamento	$0.0360H$
Indutância de desalinhamento	$0.0033H$
Atrito Viscoso	$2,610^{-4} N.m.s / rad$
Resistência Estator	$0,32\Omega$

Para o desenvolvimento da modelagem matemática, foi considerado o motor descrito na tabela 4.1, onde foram realizadas medições do fluxo enlaçado (λ) em relação à posição do rotor [11] [13]. A partir destes dados foi possível construir uma função que represente a indutância de fase (L) em relação à corrente da fase e a posição do rotor. A figura 4.4 representa a indutância da fase A.

O método foi a integração da matriz de estados do motor. Para obter esta matriz é necessário conhecer as equações básicas que relacionam as grandezas mecânicas e elétricas deste tipo de motor. As equações foram demonstradas no capítulo II.

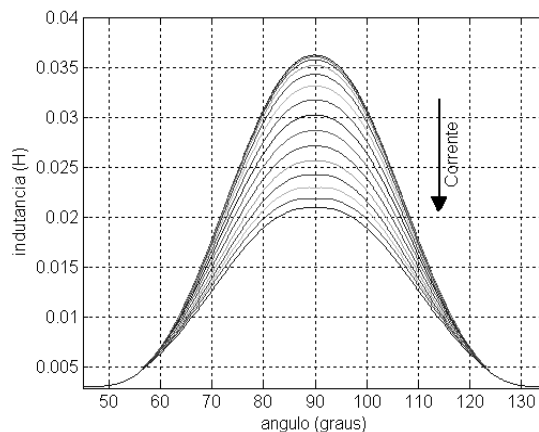


Figura 4.4 - Perfil da Indutância em Relação à Posição do Rotor e a Corrente da Fase

Com todos esses dados é possível fazer diversas simulações e estudos detalhados do sistema do motor a relutância variável sob diversas condições.

4.6 - SIMULAÇÃO DO SISTEMA SEM COMPENSAÇÃO

Os resultados de simulação são apresentados nesta seção para o motor operando em pulso simples, portanto sem controle de corrente nas fases.

Esses resultados demonstram uma elevada oscilação de conjugado, inviabilizando este tipo de motor para algumas aplicações, como por exemplo controle preciso de velocidade. Com a estratégia utilizada torna-se possível usar este tipo de motor para essa aplicação.

Para o acionamento do sistema em malha aberta conforme mostrado na figura 4.5 fica evidenciado o sensor de posição, fonte de alimentação da rede senoidal, retificador e inversor.

A figura 4.6 mostra o diagrama de blocos do sistema de acionamento do MRV simulado no ambiente MATLAB/SIMULINK/SIMPOWERSYSTEM[®]. Este diagrama corresponde à implementação em forma de simulação do sistema mostrado na figura 4.6. Pode-se observar os seguintes blocos:

1. Conversor/Inversor – Este bloco é compreendido de uma fonte de alimentação senoidal trifásica, um retificador e inversor, conforme descrito na seção 4.2, é do tipo ponte assimétrica;
2. Acionamento das chaves – Este bloco compreende a lógica de geração dos pulsos para as chaves, no qual permite uma flexibilidade para ajustes dos ângulos de comutação θ_{on} e θ_{off} .
3. Motor à Relutância – Este bloco compreende o motor a relutância variável no qual utilizam-se o método de integração da matriz de estados. As variáveis de entrada do sistema são: tensões e conjugado de carga. As variáveis de saída são: correntes, velocidade e posição.

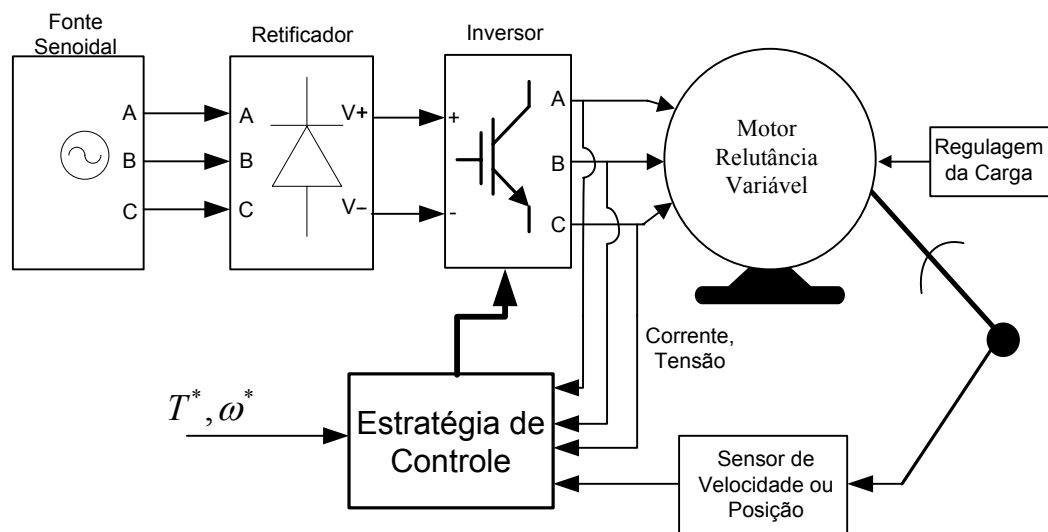


Figura 4.5 – Representação Sistema de Acionamento Motor Relutância Variável em Malha Aberta

A figura 4.7 apresenta uma visão geral do conversor *Half-Bridge*, descrito anteriormente, simulado para obtenção dos resultados teóricos. Conforme pode ser observado, a alimentação do circuito foi simulada usando uma fonte senoidal trifásica, uma ponte retificadora e um capacitor para filtrar as oscilações da tensão retificada. Esta oscilação também pode influenciar na oscilação de conjugado da máquina, visto que a tensão não é perfeitamente constante.

Figura 4.7 – Subsistema representando o Conversor/Inversor

As figuras 4.8 e 4.9 mostram o perfil de corrente nas três fases e o conjugado total, evidenciando a oscilação de conjugado produzido pela máquina alimentada por pulsos simples de tensão.

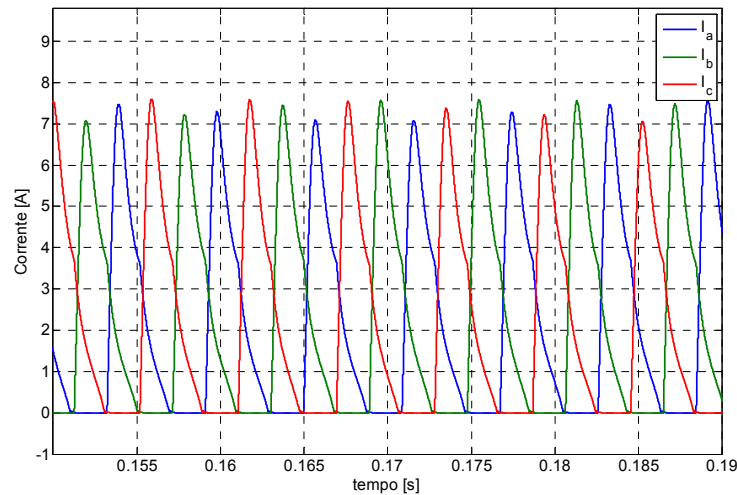


Figura 4.8 – Correntes nas fases A, B e C

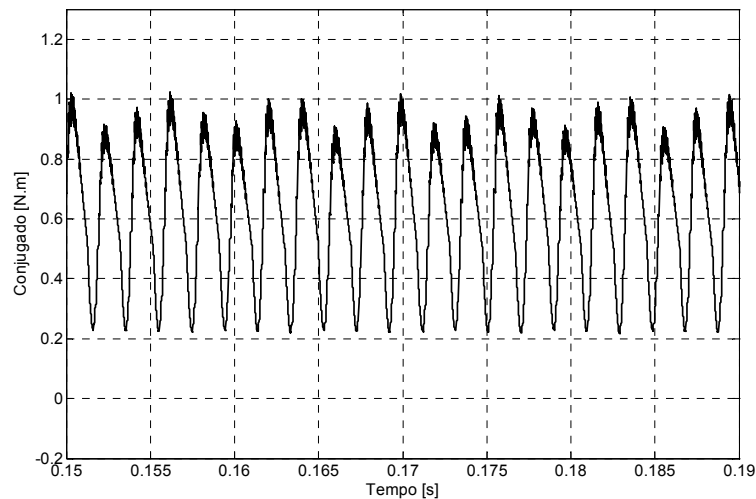


Figura 4.9 – Conjugado Total

4.7 - SIMULAÇÃO DO SISTEMA COM MALHA DE REALIMENTAÇÃO DE CORRENTE

O controlador utilizado na simulação foi o controlador do tipo histerese, que foi explicado na seção 4.3. A grande vantagem deste tipo de controlador é que eles podem ser

facilmente implementados, não requerem o conhecimento dos parâmetros da máquina e o esforço computacional para sua implementação é baixo.

Assim, após ter desenvolvido a simulação do sistema operando em malha aberta buscou-se fazer simulações com o motor operando com uma malha de realimentação de corrente. As figuras 4.10 e 4.11 mostram o perfil da corrente nas fases A e B e conjugado total no motor. Pode ser verificado que o controlador estabeleceu um limite de corrente no valor de 3 A e a corrente não ultrapassou este limite.

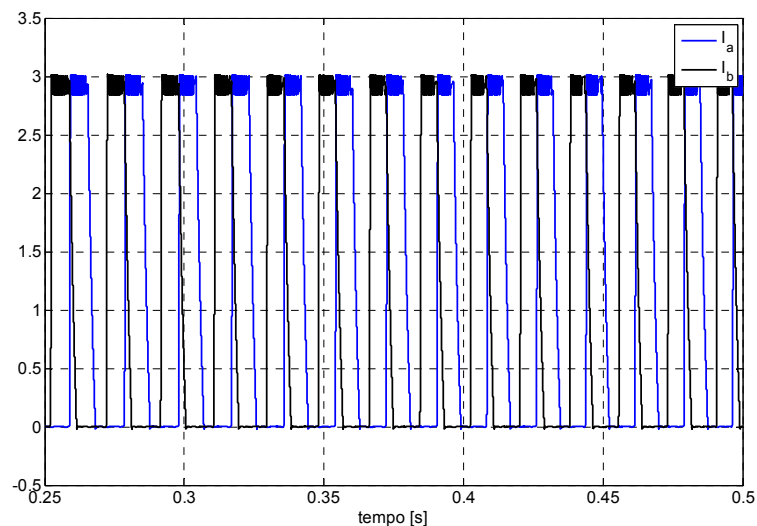


Figura 4.10 – Corrente nas Fases A e B

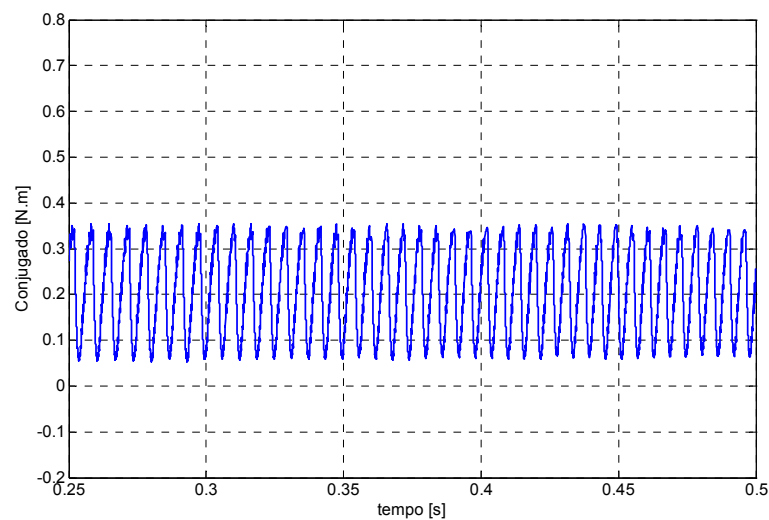


Figura 4.11 – Conjugado do Motor

Observa-se na figura 4.11 a existência da oscilação de conjugado, sendo esta menor do que a oscilação apresentada pela figura 4.9. Assim, verifica-se que ao fechar a malha de corrente é possível visualizar uma redução na oscilação de conjugado.

Na próxima seção é apresentada a estratégia de redução dessas oscilações que é o objeto de estudo e análise deste trabalho.

4.8 - ESTRATÉGIA DE REDUÇÃO E DESENVOLVIMENTO DO ESTIMADOR DE CONJUGADO

A estratégia de redução das oscilações de conjugado, conforme apresentado no capítulo III é uma característica intrínseca do MRV de pólos salientes e impossível de ser retirada devido à alimentação por chaveamento sucessivo das fases e a alta não linearidade. No presente trabalho investiga-se a suavização do perfil de conjugado total do motor utilizando-se o critério de controle de corrente e ajustes dos ângulos de comutação de acordo com o diagrama de blocos da figura 4.12.

A estratégia adotada consiste numa malha interna de realimentação de corrente e uma malha externa de realimentação de conjugado.

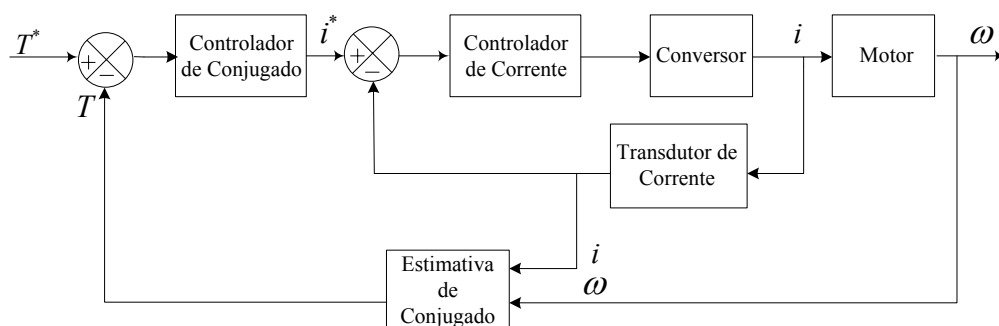


Figura 4.12 – Diagrama de Blocos do Sistema de Controle

O bloco de estimação de conjugado é detalhado na figura 4.13 indicando que o cálculo do conjugado é feito através da aquisição de sinais de corrente e velocidade do motor.

A velocidade é medida através de sensores de posição acoplado ao eixo. Sensores de efeito hall são utilizados para aquisição de correntes das fases.

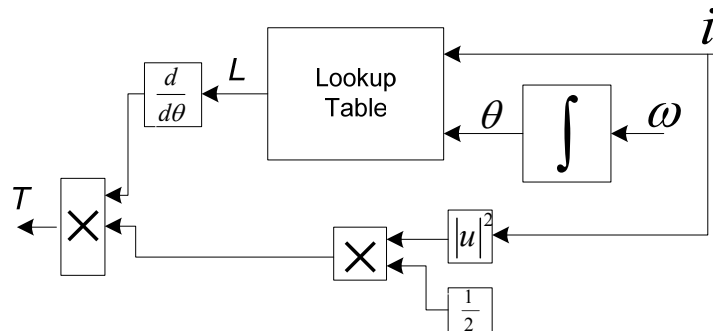


Figura 4.13 – Diagrama de Blocos para Cálculo

Os sinais de velocidade e corrente são parâmetros de entrada para o bloco “Lookup-table”. Este bloco consiste em uma tabela determinada experimentalmente, conforme pode ser visto na figura 4.13, que retorna a indutância em função da corrente e posição.

De acordo com a equação 2.11 demonstrada no capítulo II, o conjugado pode ser obtido derivando-se a indutância.

4.9 - SIMULAÇÃO UTILIZANDO CONTROLADOR DE CONJUGADO

Após a análise do comportamento de conjugado do MRV em malha aberta e em malha de realimentação de corrente, nesta seção serão apresentados simulações da estratégia utilizadas para diversas referências, conforme descrito no diagrama de blocos da figura 4.12, e o objetivo é a suavização do perfil de conjugado.

A figura 4.13 apresenta o diagrama de blocos detalhado do estimador de conjugado. Esse bloco possibilita o cálculo do conjugado produzido pelo motor que será comparado com um sinal de referência T^* .

A figura 4.14 mostra o conjugado total produzido pelo motor e conjugado de referência. A referência que foi aplicada foi uma constante de 1 N.m, e o tempo de simulação foi de 10

milissegundos. O gráfico mostra que o sistema de controle conseguiu uma melhor resposta minimizando as oscilações de conjugado.

A figura 4.15 mostra o perfil de corrente resultante para reduzir as oscilações e para esta estratégia foi obtido um resultando bastante proveitoso e o sistema conseguiu minimizar as oscilações de conjugado com um bom desempenho.

A figura 4.16 ilustra o resultado da soma individual do conjugado gerado pelas fases A e B e o somatório entre os dois.

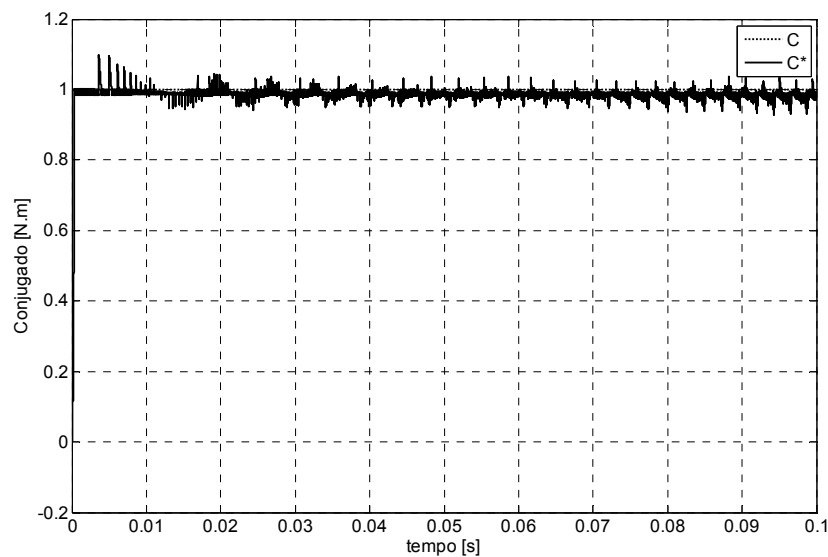


Figura 4.14 – Conjugado de Referência e Conjugado total no motor

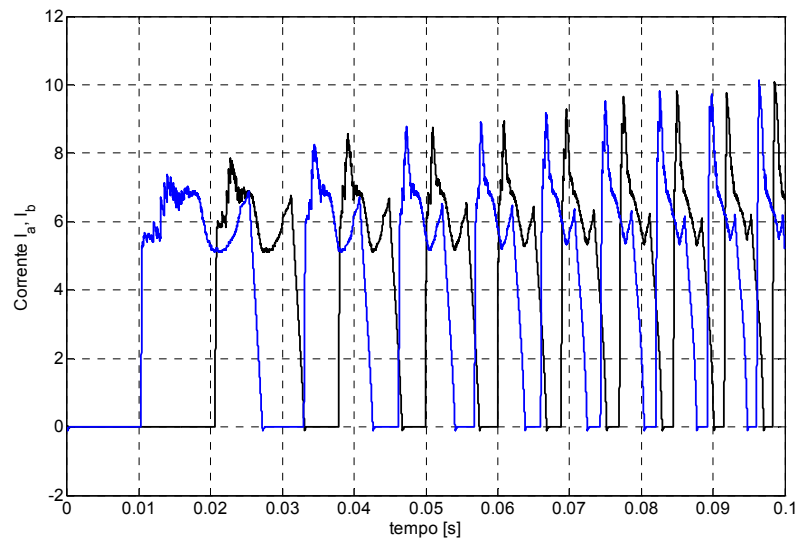


Figura 4.15 – Correntes nas fases A e B

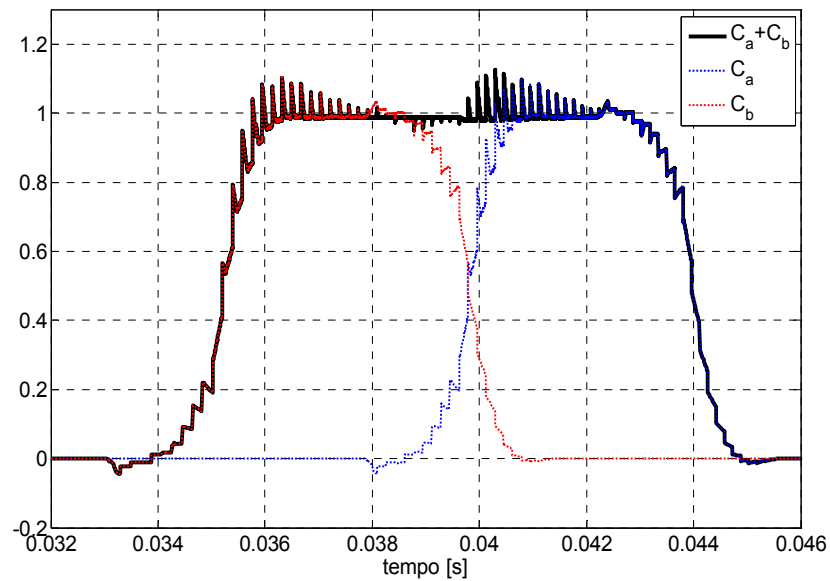


Figura 4.16 – Conjugado no motor C_a , C_b e $C_a + C_b$

A figura 4.17 apresenta o conjugado no motor quando aplicada uma referência de conjugado senoidal para um tempo de simulação de 1 segundo foi utilizada a estratégia de controle de corrente.

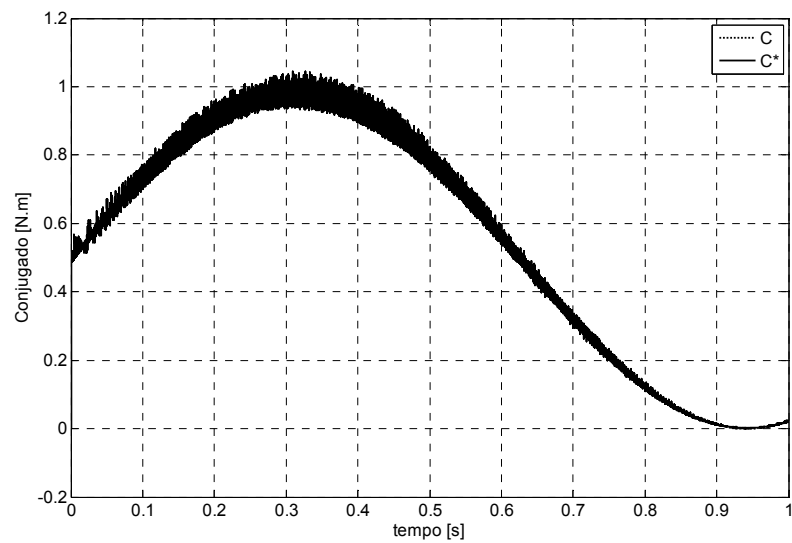


Figura 4.17 – Conjugado de Referência e Conjugado no Motor

A figura 4.18 mostra o perfil de corrente para a referência senoidal e mostra que a corrente comporta-se também com o perfil da referência.

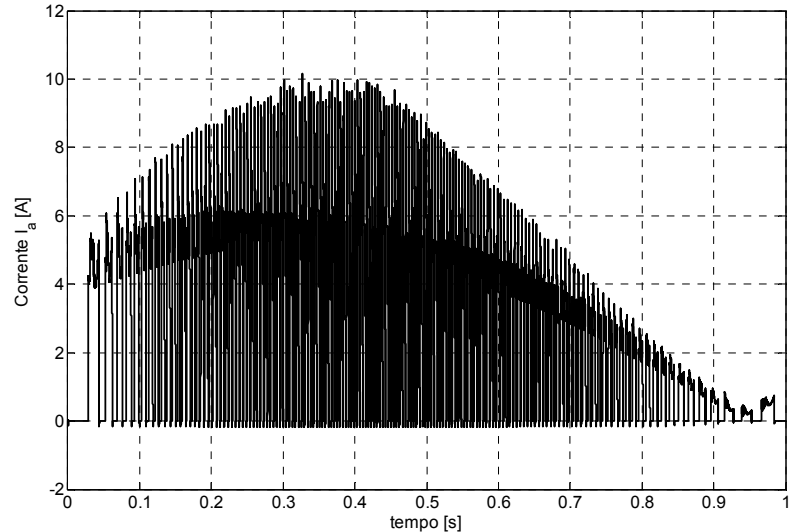


Figura 4.18 – Corrente na fase A

Para essa referência foi obtido um resultado bastante proveitoso e o sistema de controle conseguiu minimizar as oscilações de conjugado com um bom desempenho.

A fim de verificar a eficiência da estratégia adotada para reduzir as oscilações de conjugado foi aplicada uma referência de conjugado do tipo degrau e observa-se na figura 4.19 que o sistema de controle foi eficiente para este tipo de referência.

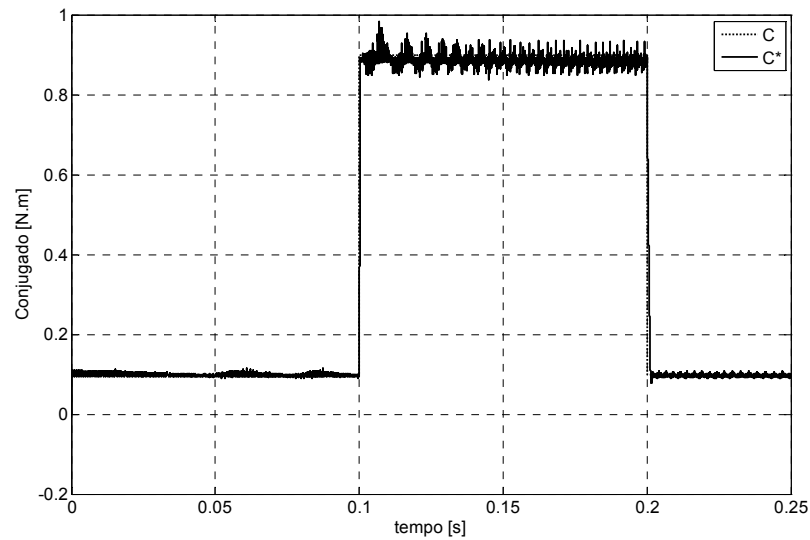


Figura 4.19 – Conjugado de Referência e Conjugado no Motor

A figura 4.20 apresenta o perfil de corrente para resposta do sistema ao degrau de conjugado.

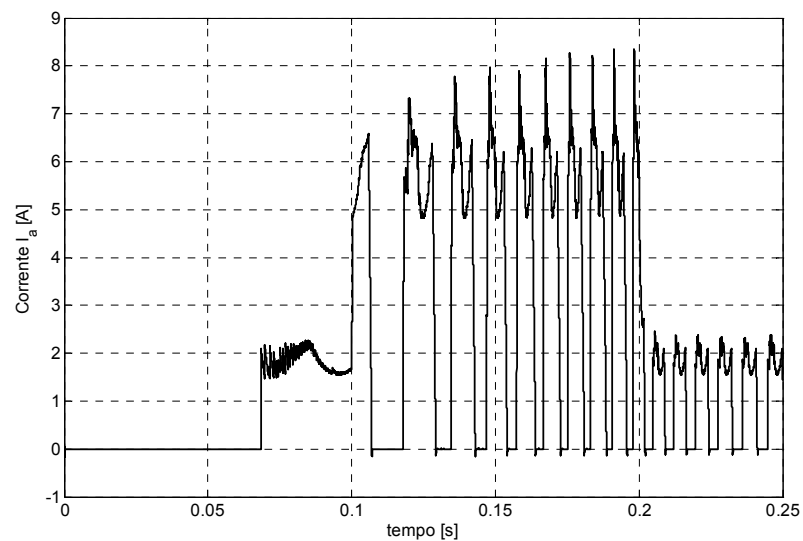


Figura 4.20 – Corrente na Fase A

Observa-se também que ao aplicar o transitório de conjugado de 0,1 N.m para 0,9 N.m o controle conseguiu instantaneamente chegar à referência subindo a corrente para aproximadamente 5 amperes.

4.10 - CONCLUSÕES

O ambiente de programação escolhido para o desenvolvimento do “software”, destinado ao estudo do perfil de conjugado do motor de relutância variável acionado foi o ambiente MATLAB/SIMULINK/SIMPOWERSYSTEM[®]. Esta escolha é devido à facilidade de integração entre o ambiente de modelagem matemática descrito em matriz de estados, e acionamento através da eletrônica de potência através do pacote SIMPOWERSYSTEM.

O programa também foi usado para desenvolver através de simulações um estimador de conjugado que permita estudar o perfil de conjugado em motores a relutância variável. Este programa deu base para posteriormente desenvolver um estimador de conjugado em bancada experimental, o qual será descrito no próximo capítulo. Assim, o programa de simulação na forma em que se encontra permite estudar o perfil de conjugado sob diversas condições dinâmicas mais severas, como por exemplo, a redução das oscilações de conjugado, feita com bastante êxito neste trabalho.

CAPÍTULO 5

MONTAGEM EXPERIMENTAL DO ESTIMADOR DE CONJUGADO

UTILIZANDO PIC 18F4550

5.1 - INTRODUÇÃO

No intuito de testar experimentalmente o estimador de conjugado apresentado no capítulo IV, foi projetado e implementado um sistema digital tendo como núcleo um microcontrolador de baixo custo. Com base nas particularidades exigidas, optou-se por utilizar o processador *PIC 18F4550* da *Microchip*.

O sistema completo, figura 5.1, é constituído pela rede de alimentação juntamente com um *varivolt* monofásico, o conversor de potência projetado por [22], tipo *Half Bridge*, o sistema de controle projetado por [22] utilizando microcontrolador PIC 18F73A da Microchip, placa de condicionamento de sinal e a placa de interface com o inversor.

Será apresentado o hardware desenvolvido e os principais circuitos utilizados. O projeto foi desenvolvido para minimizar os ruídos e manter a integridade do sinal, desde a sua saída do microcontrolador, PIC, e sua aplicação no ataque dos gatilhos do sistema de potência. Serão também mostradas algumas das principais características e qualidades do PIC utilizado.

Serão mostrados também, o projeto e o desenvolvimento do *firmware*, que tem como objetivos principais a leitura dos sinais dos sensores de corrente e velocidade, dentre outras funções. O firmware é uma parte extremamente importante do desenvolvimento do projeto, e demandou bastante tempo e estudo no seu desenvolvimento.

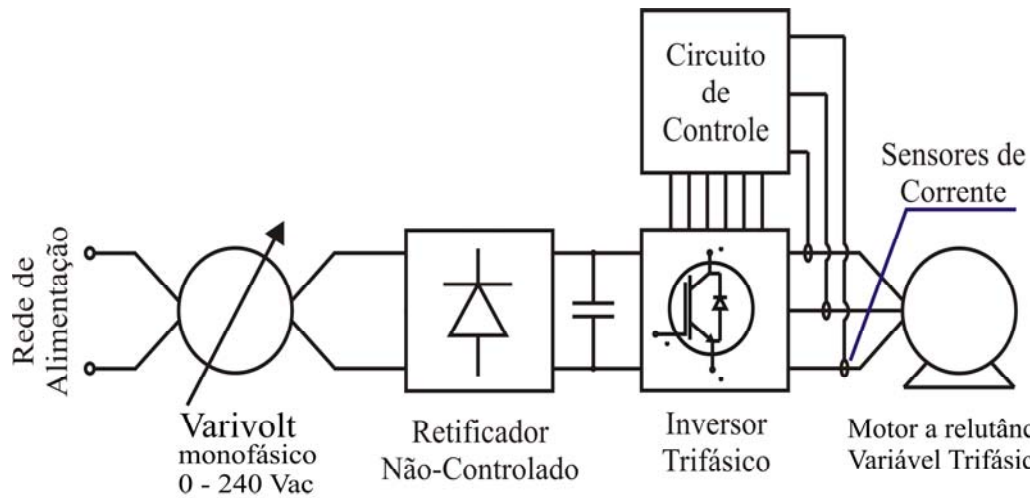


Figura 5.1 – Sistema experimental utilizado

Finalmente, serão apresentados os resultados experimentais que validam a proposta apresentada no capítulo IV para obtenção do conjugado estimado, serão acrescentados também resultados de simulação para verificação da resposta obtida com experimentos em bancada.

5.2 - BANCADA

Para a realização dos testes experimentais foi montada a bancada de ensaios que é mostrada na figura 5.2.

Esta bancada é composta por um motor à relutância variável trifásico, 6/4, acoplado a um motor de indução trifásico, operando em regime de frenagem, com correntes contínuas aplicadas aos enrolamentos. Todo o sistema foi cuidadosamente montado e alinhado para que os resultados não fossem poluídos por ruídos e vibrações mecânicas.

As medições e registros de dados experimentais foram feitas com medidores *true RMS*, osciloscópio digital multifuncional com memórias, tacômetro ótico e micro-computador dedicado.

Alguns equipamentos e componentes específicos usados nas montagens são: amplificador operacional (AO): INA118 e TL082, resistor 2K2, 18K e 1K5 Ω ; capacitor de 470 μ F , 50V; capacitor 220 μ F, 35V; capacitor de filtro 100nF, 3,3nF e 22nF; sensores de efeito Hall; osciloscópio digital marca *Fluke*, modelo: 196B 100Mhz, *channel* isolado, *digital real time* 1GS/s; multímetro digital marca *Mastech*, modelo: MS8000R.

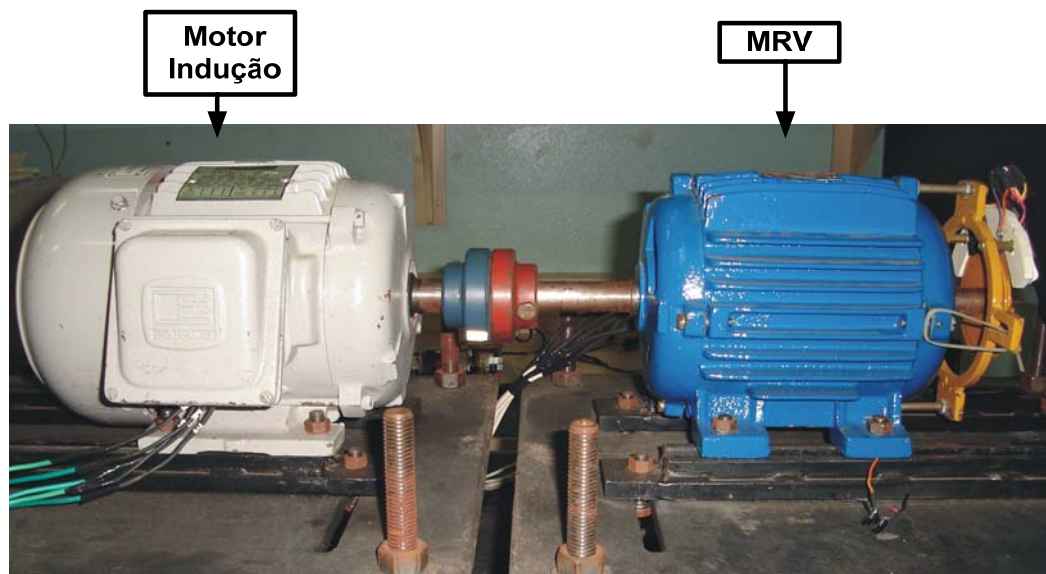


Figura 5.2 – Bancada de Testes

5.3 - MICROCONTROLADOR PIC 18F4550

Conforme foi observado no capítulo IV é necessário a construção de um sistema que possibilite a aquisição das correntes nas fases e velocidade.

Nesse sentido foi projetado e implementado um circuito para estimação de conjugado utilizando um microcontrolador de 8 bits. Este microcontrolador opera à frequência de 48 MHz, podendo de acordo com a necessidade do projeto, trabalhar também em outras frequências, como a de 10 MHz, por exemplo.

Estes processadores reúnem periféricos com funções apropriadas para a geração de pulsos de comando de um inversor (controle e modulação), aquisição de sinais analógicos e

sistema de captura, e etc., tornando-os inteiramente adequados para o desenvolvimento do estimador de conjugado para motores a relutância variável 6/4, proposto por este trabalho.

O microcontrolador PIC18F4550 possui um vasto número de periféricos e um conjunto reduzido de instruções. Sendo que a maioria destas instruções são executadas em apenas um ciclo.

Abaixo são citados algumas características e os principais periféricos do microcontrolador.

- Frequência de *clock* de até 48 MHz;
- Conversor Analógico-Digital (*ADC*) com 13 entradas analógicas multiplexadas com tempo de conversão em torno de 13 μ s;
- 35 Portas de Entrada/Saída digitais;
- Memória de programa *on-chip*;
- Interface de comunicação serial (USART);
- Interface de comunicação serial (USB);
- Interface serial síncrona (MSSP);
- Temporizador *watch-dog*;
- Instruções de soma e produto de 8 e 16 bits;

Há outras características que não serão descritas, pois fugiria ao escopo deste trabalho. No entanto, a descrição até aqui apresentada é suficiente para concluir-se que este processador é adequado para o trabalho proposto.

5.4 - MONTAGEM DO PROTÓTIPO

Para realização do teste foi desenvolvido um protótipo que possibilitará a implementação do algoritmo de estimação de conjugado. A figura 5.3 mostra a foto do

protótipo. Basicamente, o sistema é composto pelo microcontrolador e circuito de acomodação do sinal.

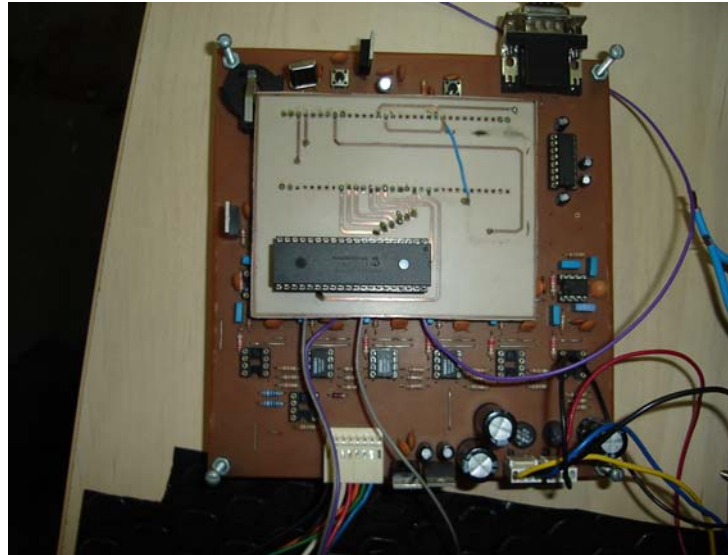


Figura 5.3 – Protótipo desenvolvido

Posteriormente, para obtenção das correntes nas fases do motor foram utilizados três sensores de efeito *hall*. A tensão de entrada do circuito de condicionamento do sinal é dada pela multiplicação do fator $0,5 \text{ V/A}$ pela corrente na fase do motor, ou seja, a cada 1 ampere que foi lido na fase do motor, tem-se 0,5 volts na entrada do circuito de acomodação do sinal.

Os circuitos de acomodação do sinal foram projetados para assumirem valores que respeitem as características de entrada do A/D do microcontrolador. A entrada A/D é projetada para receber sinais que variam de 0 e 5 volts, portanto os sinais lidos das três correntes passaram por um condicionamento de sinal para ficarem dentro destes patamares.

A figura 5.4 mostra detalhadamente o projeto do sistema de condicionamento de sinal por fase e verifica-se na entrada a existência de um amplificador operacional (AO) de instrumentação INA118 que serve como buffer e pode gerar referência também para o filtro.

Posteriormente, observa-se o filtro passa baixa que tem ganho unitário de 4ª ordem, sendo que este filtra os sinais de altas frequências. O AO que foi utilizado é o TL082, sendo

que este se caracteriza por ter dois AO's dentro do mesmo encapsulamento, fontes de alimentação de +5V e -5V.

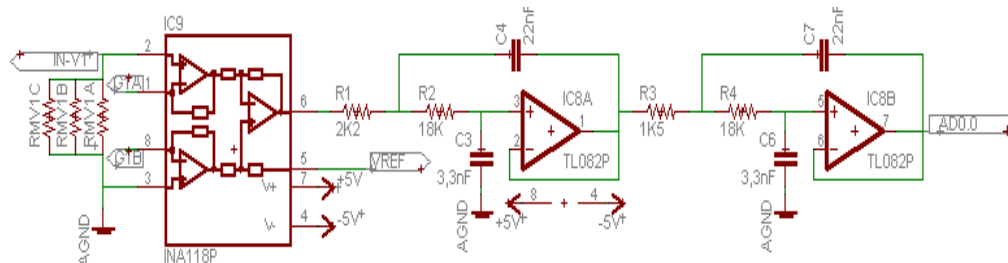


Figura 5.4 – Sistema de acomodação do sinal

Para o cálculo da velocidade o microcontrolador tem uma porta que detecta borda de subida, o motor tem três sensores de posição que são utilizados no sistema de acionamento e um desses sensores foi ligado nesta porta de forma que quando o contador detectar 4 bordas o motor dará uma volta.

O protótipo montado no laboratório não possui placa de conversão digital para analógico (D/A). Para possibilitar a leitura dos resultados obtidos em tempo real, foi necessária a configuração da saída PWM. Esta saída teve que ser filtrada antes de ser medida no osciloscópio, assim foi implementada na saída PWM um filtro passa baixa com valor de resistência de 2k2 e capacitância de 100nF.

5.5 - PROGRAMAÇÃO DO FIRMWARE

Uma vez garantida à estabilidade e a robustez necessária para este trabalho, passou-se à fase de projeto e implementação da programação do *firmware*. Foi utilizada a linguagem de programação C, e trabalhou-se em todo o projeto utilizando o sistema de *ponto fixo*. Para o PIC18F4550, as variáveis inteiras são definidas em 16 bits, e, portanto para cada valor utilizado, deve-se escolher a melhor representação possível, levando-se em consideração os valores máximos e mínimos, e a precisão desejada.

O programa de estimação de conjugado consome uma banda de 350 μ s, e é comandado pelo registrador de *underflow* *T0CON*, do *timer* 0, configurada para chamar a interrupção a cada 1 ms. A figura 5.5 mostra o fluxograma geral do programa. O programa principal dentro do laço de interrupção e está dividido em três partes, a saber: leitura das correntes, leitura da velocidade e cálculo do conjugado.

a)Leitura das correntes: Este programa realiza a leitura de três canais A/D, AN0, AN1 e AN2 para a corrente A, B e C, respectivamente. A aquisição da corrente é feita utilizando o circuito da figura 5.4. A corrente na entrada pode ter uma faixa de 0 a 10 A e o circuito de condicionamento prover a adequação do sinal para o microcontrolador que é de 0 a 5V. O circuito da figura 5.4 interroga o sinal e relaciona cada 1A em 1V.

b)Leitura da velocidade: A aquisição da velocidade se dá em modo digital, o *encoder* possui quatro pulsos por volta e é alimentado com uma tensão de 0 a 5V, estes pulsos são oriundos de um opto acoplador, conforme mostrado na figura 5.6. O sinal de saída do opto acoplador foi conectado ao pino do microcontrolador. O *T13CKI* ativa o contador o registrador de contagem *TMR1* do *timer* 1.

Embora a interrupção seja interrogada a cada 1 ms e todo o cálculo seja efetuado a 1 kHz, a leitura da velocidade foi realizada a cada 10 ms, ou seja, 100 Hz. Isto foi necessário porque para baixas velocidades a leitura da velocidade não seria possível obter, o qual é feita por borda de subida do sinal do opto acoplador.

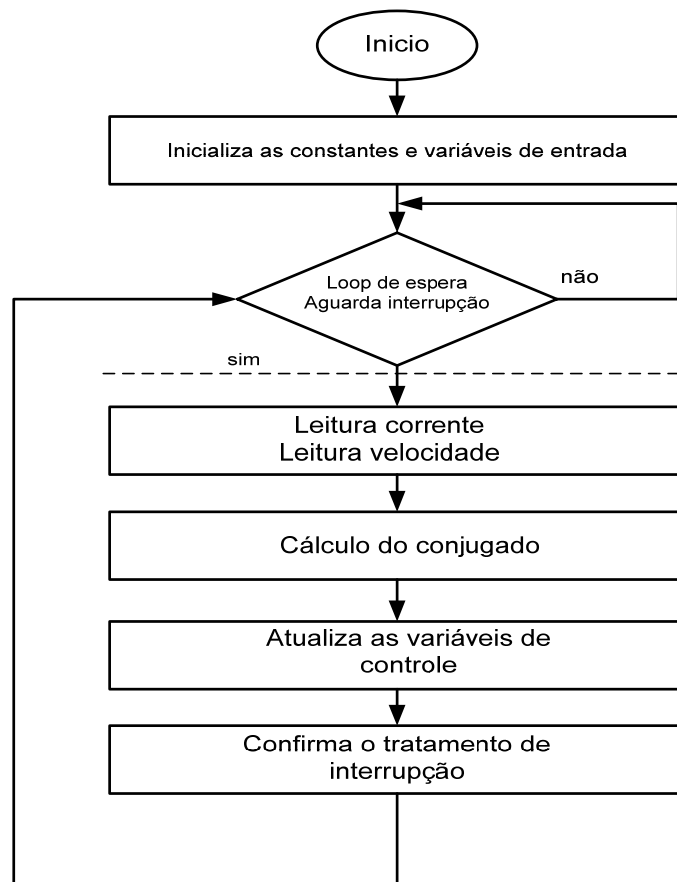


Figura 5.5 - Fluxograma geral do *firmware*

Assim, o valor da velocidade do motor em *rpm* é calculada seguinte forma, em função da contagem dos pulsos do *encoder*:

$$\omega_r = \frac{TMR1[pulsos]}{4} \times \frac{1}{10ms} \times 60 \left[\frac{s}{min} \right] = TMR1[pulsos] \times 150 [rpm] \quad (5.1)$$



Figura 5.6 - Suporte, disco e sensores óticos de posição do rotor

C) Cálculo do conjugado: O cálculo do conjugado é feito após a leitura da velocidade e correntes. Todo o cálculo é baseado na equação 3.11 e tem como foco principal o cálculo individual do conjugado por fase. O produto da corrente é obtido através de multiplicação por *Hardware*. Esta multiplicação consome uma banda de 4 μ s para ser executada. O processo que demorou muito foi à obtenção da derivada da indutância, sendo que esta é obtida através de interpolação polinomial de 3ª ordem. No microcontrolador é desenvolvida uma tabela em ponto fixo (Q15) “Look-up Table” que contém a indutância em função da posição. Esta tabela é obtida através de ensaios experimentais do protótipo utilizado no trabalho. Uma vez obtida a indutância para a fase A a fase B é deslocada de 30° e a fase C é deslocada de 60°. O conjugado total estimado é obtido através da soma individual de cada conjugado por fase.

O *firmware* foi desenvolvido para estimar o conjugado em tempo real, mas não permite alterações durante a execução do software. Para fazer alterações no *firmware* o sistema tem que ser desligado e posteriormente compilado e gravado.

Esta rotina de programação mostrou-se bastante confiável, conseguindo estimar o conjugado de motores a relutância em transitórios de carga, como do tipo degrau.

5.6 - RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Após a montagem dos circuitos eletrônicos e do *firmware* apresentados nas seções anteriores, passou-se à verificação experimental da metodologia de estimação de conjugado proposta para diversos transitórios de carga.

Desta forma, acoplou-se um motor de indução trifásico, operando em regime de frenagem, com correntes contínuas aplicadas aos enrolamentos. A figura 5.7 mostra o diagrama de conexão do motor de indução trifásico (MIT) para operar como carga. O esquema de ligação é a ligação do motor em estrela e a conexão dos seus terminais em uma fonte de corrente contínua de tal forma que, quando ligado cria um campo eletromagnético que se opõe ao sentido do movimento.

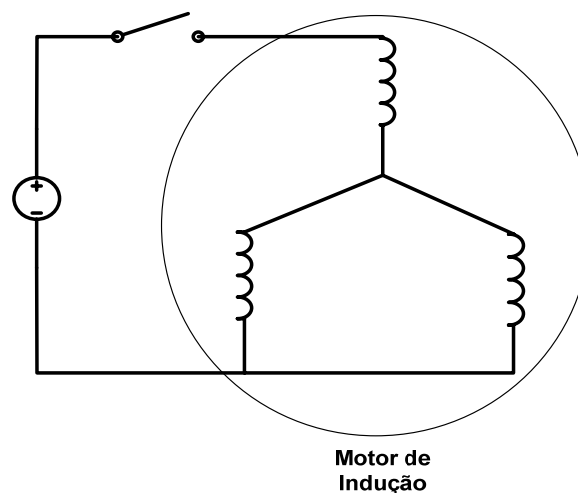


Figura 5.7 - Diagrama de conexão para motor de indução operar como carga

Desenvolveu-se então uma breve análise do MIT, onde estuda-se a possibilidade de empregá-lo como carga, a fim de verificar a eficiência do estimador desenvolvido no presente trabalho.

5.6.1 - Ensaio realizado com o motor operando em vazio

O trabalho experimental consiste em obter a curva de conjugado estimado, para o motor de relutância variável operando em vazio. O primeiro ensaio realizado foi para a velocidade de 1150 RPM. A figura 5.8 mostra, respectivamente, o conjugado estimado, a corrente na fase A obtidos experimentalmente. Observa-se também um atraso entre a corrente da fase A e a contribuição da mesma para o conjugado. Isso ocorre devido ao fato da saída PWM filtrada.

A figura 5.9 mostra a simulação da mesma situação, a fim de comprovar os resultados obtidos na bancada com os resultados de simulação. Estes resultados são os primeiro obtidos com o protótipo e demonstram que na simulação o conjugado esta em fase com a corrente.

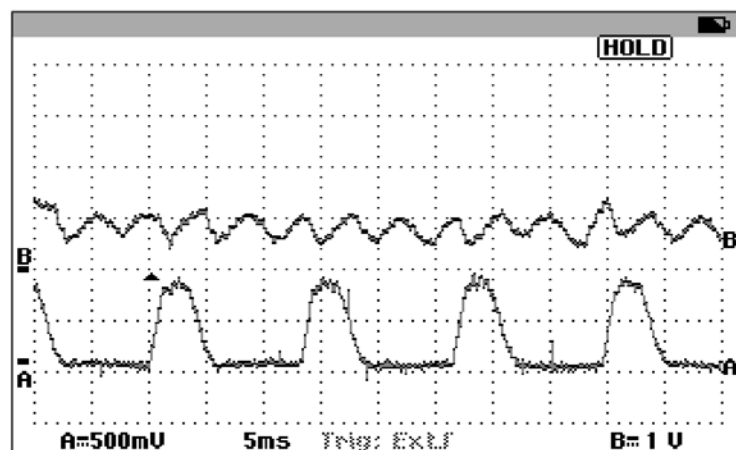


Figura 5.8 - Conjugado Estimado Total e Corrente na fase A - experimental

Um aspecto que pode ser observado nos resultados tanto de simulação quanto experimental, é a elevada oscilação de conjugado. Esta elevada oscilação foi estudada e detalhada no capítulo II e as estratégias de redução foram aplicadas no capítulo IV.

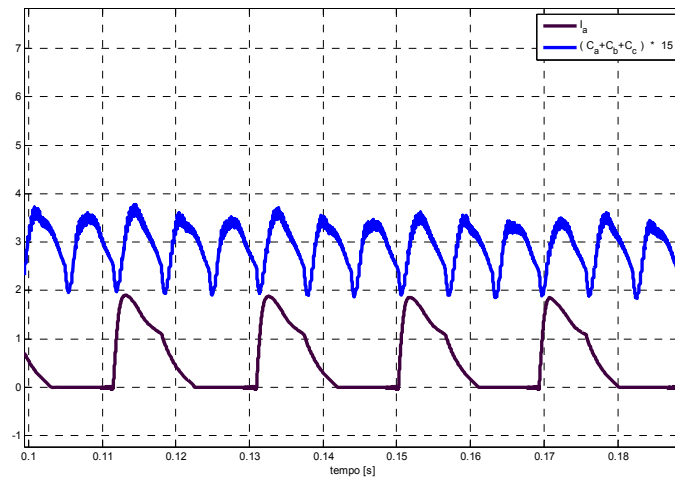


Figura 5.9 - Conjugado Total e Corrente na Fase A – simulado

5.6.2 - Ensaio realizado com o motor operando com carga

O trabalho consiste agora em verificar experimentalmente o funcionamento do motor de relutância variável com carga e posteriormente em transitórios de carga.

Após realizar as conexões descritas na seção 5.7 o motor de indução fica submetido para trabalhar na região de frenagem.

A figura 5.10 mostra o comportamento do conjugado do MRV e corrente na fase A, no qual foi submetido a uma carga. Observa-se as oscilações de conjugado e a redução da velocidade do motor de 1150 RPM para 750 RPM, e isto pode ser observado com a diminuição da frequência das correntes, sendo que no motor foi aplicada a mesma tensão de alimentação. As figuras 5.8 e 5.10 podem ser observadas que o estimador conseguiu responder perfeitamente nos primeiros testes, tanto com carga quanto sem carga.

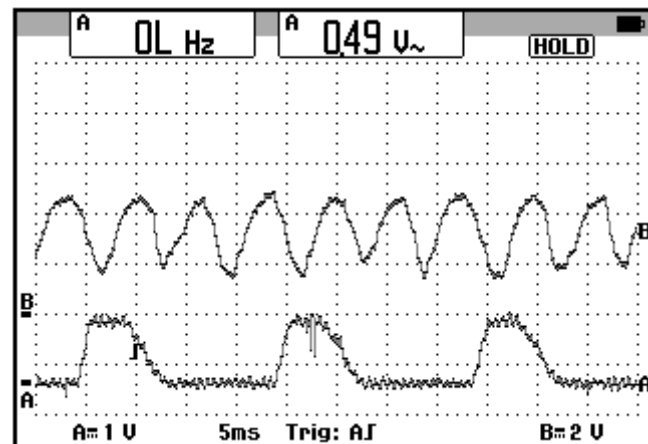


Figura 5.10: Conjugado total e Corrente na fase A - Experimental

A figura 5.11 mostra a simulação para a mesma situação e observa-se que os valores são parecidos também para operação com carga.

Após ter sido realizado alguns ensaios sem carga e com carga e feitas simulações para comprovar a eficiência do estimador desenvolvido, a próxima etapa é a captura de resultados no transitório e ver como o estimador responde.

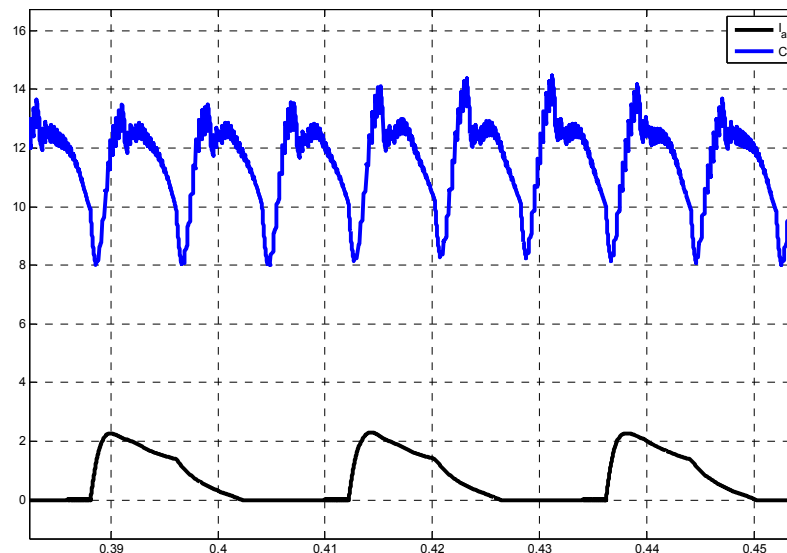


Figura 5.11: Conjugado total e corrente na fase A - Simulado

As figuras 5.12 e 5.13 mostram o conjugado estimado obtido experimentalmente e corrente na fase A. A figura 5.12 mostra a aquisição do sinal no momento que foi colocada a

carga no eixo do motor e a figura 5.13 mostra o sinal no momento em que foi tirada a carga do eixo do motor, com isso verifica-se a eficiência do transitório do estimador de conjugado.

A tensão aplicada no link CC que alimenta o MRV é de 21 volts, a corrente que alimenta o motor de indução que funciona como carga é de 2.4 amperes.

Comparando estes resultados com os resultados apresentados pela figura 5.14 pode ser visto que eles estão coerentes com os resultados obtidos através da simulação, esses resultados apresentam no transitório de carga tanto na simulação quanto experimental um aumento da corrente, isso ocorre devido à ausência de controle de velocidade.

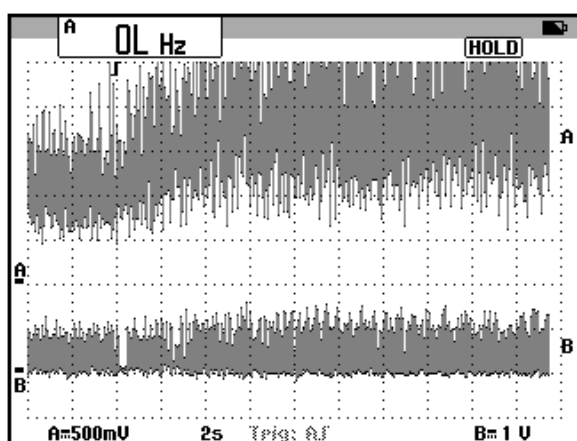


Figura 5.12 - Conjugado e Corrente fase A - Experimental

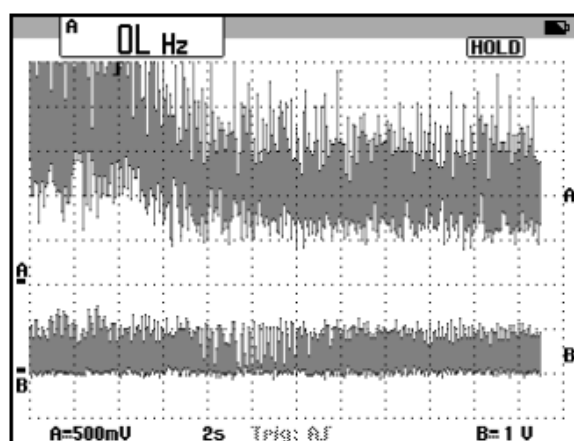


Figura 5.13 - Conjugado e Corrente fase A - Experimental

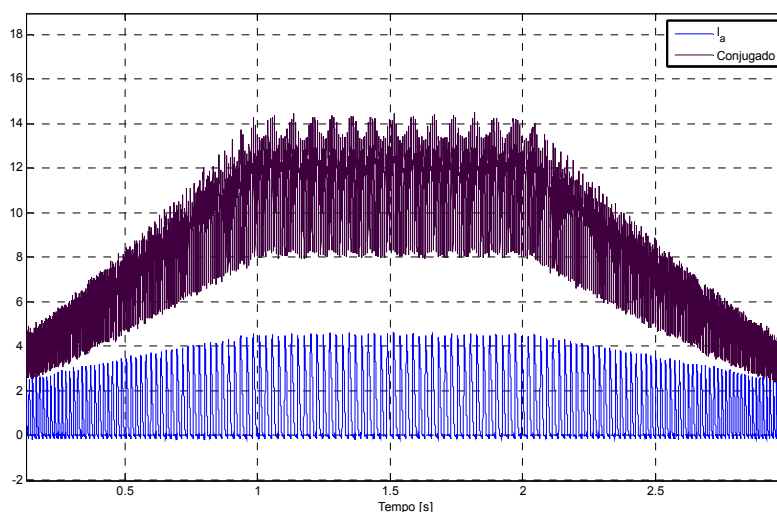


Figura 5.14 - Conjugado Estimado e Corrente fase A - Simulação

A figura 5.14 apresenta a simulação do motor no qual foi colocada uma carga de 1.5 N.m no instante 0.1 segundos e retirada no instante 2 segundos, a fim de comparar com a situação do protótipo mostrada nas figuras 5.12 e 5.13.

Uma observação que pode ser feita dos resultados tanto simulado como experimental, é a presença da oscilação de conjugado, este problema inviabiliza o MRV para algumas aplicações descritas no capítulo III, mais com a estratégia desenvolvido no capítulo IV é possível a utilização deste tipo de máquina nessas aplicações.

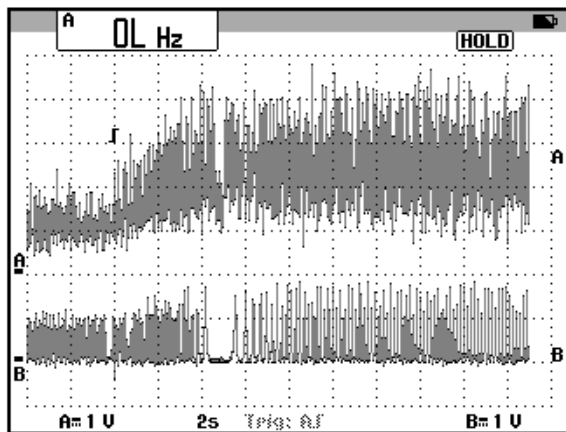


Figura 5.15: Conjugado e corrente fase A - Experimental

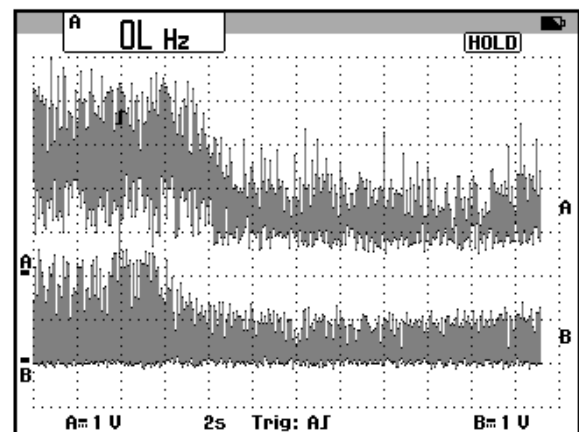


Figura 5.16: Conjugado e corrente fase A - Experimental

Outra situação capturada pelo osciloscópio é mostrada nas figuras 5.15 e 5.16, nas quais a corrente de carga do motor de indução foi aumentada de 2.4 para 3.3 amperes. O motor saiu da velocidade 2300 RPM sem carga para 1400 RPM com carga, mesmo assim o estimador respondeu perfeitamente.

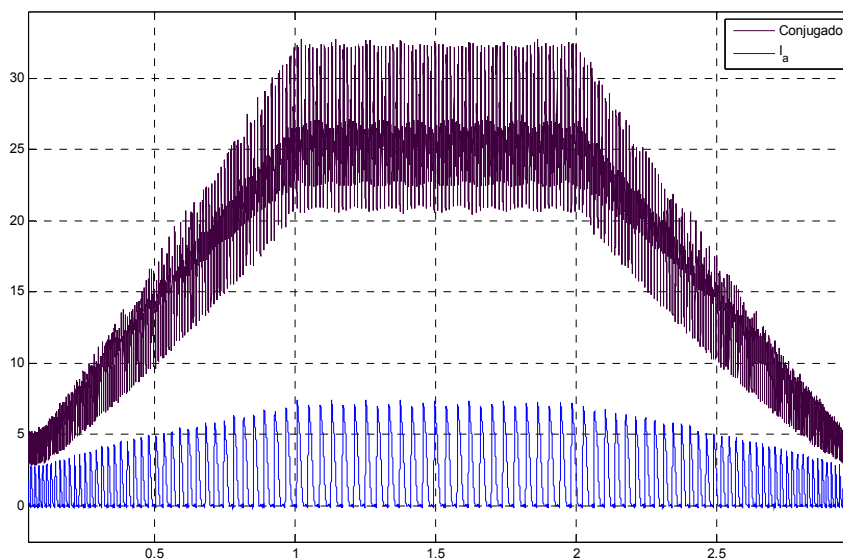


Figura 5.17: Conjugado estimado e corrente na fase A - Simulado

A figura 5.17 mostra a mesma situação dos resultados experimentais adicionando um conjugado de carga de 2.5 N.m e os resultados foram bastante proveitosos para a mesma situação.

5.7 - CONCLUSÃO

Este capítulo teve como objetivo principal apresentar a montagem do protótipo desenvolvido para estimação de conjugado em motores a relutância variável. Foi apresentado o processo de desenvolvimento das interfaces de hardware e de software, bem como a validação experimental do estimador.

Foi apresentado o desenvolvimento do algoritmo de estimação de conjugado. Este algoritmo foi implementado em linguagem C possibilitando fáceis ajustes, o diagrama de blocos para implementação foi descrito no capítulo IV.

Após o desenvolvimento do estimador foram realizados diversos experimentos a fim de validar o estimador projetado.

Foram realizados primeiramente experimentos com o motor operando em vazio e este foi comparado com resultado da simulação em regime permanente. Posteriormente foi feito teste com o estimador em transitório de carga, para isso apresentou-se uma breve introdução do motor de indução operando em regime de frenagem. Os testes com carga apresentaram resultados bastantes proveitosos comparados com os resultados de simulação e fica-se validado o estimador para substituição de um torquímetro, sendo que o mesmo é inviável devido seu custo ser alto.

Nos testes feitos com o estimador de conjugado em transitórios de carga, comparando esses resultados experimentais com os resultados de simulação, pode ser observado que os resultados foram próximos.

CAPÍTULO 6

CONCLUSÕES

6.1 - CONCLUSÕES FINAIS

Este trabalho dedicou-se ao estudo do comportamento do perfil de conjugado de motores a relutância variável. Inicialmente foi realizada uma breve descrição do comportamento do perfil de conjugado bem como o problema de aplicar este tipo de máquina em algumas aplicações que não suportam oscilações de conjugado.

Posteriormente foi feita uma análise do princípio de funcionamento e do comportamento do MRV como motor, apresentado as equações que governam seu funcionamento bem como a sua representação em forma de matriz de estado.

Apresentou-se em seguida um estudo detalhado de estratégias para eliminar o problema de oscilação de conjugado em motores a relutância variável. Existem três tipos de estratégias a) projeto do motor, b) controles dos ângulos de comutação e c) controle do perfil da corrente da fase. Este estudo possibilitou aplicar algumas técnicas em um protótipo projetado no laboratório.

Adicionalmente, foi desenvolvido um sistema que possibilite a simulação e verificação do comportamento do conjugado de MRV. Foram escolhidas duas estratégias para reduzir as oscilações de conjugado: 1) ajustes dos ângulos de chaveamento e 2) controle do perfil da corrente. O sistema completo foi simulado no ambiente MATLAB / SIMULINK / SIMPOWERSYSTEM[®] a fim de obter um conjugado com reduzida oscilação.

Verificou-se que é possível reduzir as oscilações de conjugado aplicando técnicas de controle, sendo que estas tiveram resultados bastante proveitosos.

Foi desenvolvido um estimador de conjugado que toma como parâmetros de entrada as correntes das fases do motor e velocidade. Este estimador foi implementado em simulação computacional e implementado em um microcontrolador de baixo custo.

O estimador foi testado em diversas condições de operação do MRV tanto em transitórios de carga aplicadas ao seu eixo, como em regime permanente. Esses resultados foram comprovados com resultados de simulação computacional.

O trabalho também demonstra que é possível prever o comportamento do conjugado das máquinas à relutância variável a partir das simulações computacionais e de sua efetiva implementação em bancada de testes.

6.2 - PROPOSTAS PARA TRABALHO FUTUROS

Baseado nos estudos realizados, como trabalho futuro, é sugerido o desenvolvimento de um controle de malha com realimentação de conjugado para testar a eficiência do estimador para reduzir as oscilações de conjugado.

Projetar o algoritmo de estimação de conjugado em um processador de alto desempenho com, por exemplo, DSP.

Implementar uma malha de controle de velocidade.

Estudar a otimização via modificações do perfil do rotor pela modificação da relutância do circuito magnético.

Estudar a solução de derivadas de indutância por diferenças finitas.

Utilizar a solução de derivadas de indutância por diferenças finitas.

Utilizar no estimador de conjugado os métodos preditores corretores.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [01] T. J. E. MILLER – “*Switched Reluctance Motors and Their Control*”, Magna Physics Publishing and Clarendon Press – Oxford, 1993, ISBN 1-881855-02-3.
- [02] R. KRISHNAN – “*Switched Reluctance Motor Drives – Modeling, Simulation, Analysis, Design, and Applications*”, CRC Press LLC, 2001, ISBN 0-8493-0838-0.
- [03] KAVANAUGH, R. C. MURPHY, J. M. D., EGAN M., “*Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Drives using Self-Learning Techniques*”, Proc. Of IECON’91, pp. 289-294, Vol. 1, Japão, 1991.
- [04] B. Fahimi, R. Sepe, Jr. – “*Driven to Excel*”, Motion Control, October / November, 2001, Pub 2551-02.
- [05] J. Reinert, R. Inderka, M. Menne, R. W. Doncker – “*Optimizing Performance in Switched-Reluctance Drives*” – IEEE Industry Applications Magazine, July / August 2000, Volume 6, Number 4, p.p.- 63 – 70.
- [06] Costa, Rogério S., – “*Estudo da Melhoria de Desempenho de Acionamentos Elétricos Utilizando MRCs Monofásicos*” – Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia – Outubro / 2004.
- [07] C. Pollock, A. Michaelides – “*Switched Reluctance Drives: a comparative evaluation*”- Power Engineering Journal, December, 1995, p.p.- 257 – 266
- [08] SCHRAMM, D. S., WILLIAMS, B. W., GREEN, T. C., “*Torque Ripple Reduction of Switched Reluctance Motors by PWM phase Current optimal Profiling*”, PESC 92, pp. 857-860, 1992

-
- [09] MOREIRA, J. C., “*Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Via bi-cubic Spline Interpolation*”, PESC 92 pp. 851-856, 1992
- [10] HENRIQUES, L. O. P., BRANCO, P. J. C., ROLIM, L. G. B., SUEMITSU, W. I., DENTE, J. A. “*Torque ripple minimization in a switched reluctance drive by Neuro-fuzzy compensation*” *IEEE Transaction on Magnetics*. Vol.36, No. 5/Part 1, pp. 3592-3594, Setembro (2000)
- [11] Borges, Tauler Teixeira – “*Motor a Relutância Chaveado com Controle Fuzzy e Detecção Indireta de Posição*” – Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia – Julho / 2002.
- [12] Domingos, José Luis – “*Projeto, Construção e Proposta de Acionamento de um Motor Linear a Relutância Chaveado*” – Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia – Fevereiro, 2003.
- [13] Hwang, Gisele Regina – “*Modelagem da Máquina à Relutância Chaveada Incluindo a Saturação Magnética*” – Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia – Outubro / 2002.
- [14] HUSAIN, I. “*Minimization of Torque Ripple in SRM Drives.*” *IEEE Transaction on Industrial Electronics*, V. 49 n. 1, pp. 28-39, fev. 2002.
- [15] BYRNE, J. V., MCMULLIN, M. F., ODWYER, J. B., “*A High performance variable reluctance drive: a new brushless servo*”, *Proc. MotorCon*, pp. 147-160, Out 1985.
- [16] RADUN, A. V., “*Design Considerations for the Switched Reluctance Motor*”, *IEEE Transaction on Industry Applications*, vol. 31 no5 Set/Out 1995 pp: 1079-1087
-

- [17] HENRIQUES, L. O. A. P. – “*Implementação de Estratégia de Minimização de Oscilações de Torque e Remoção do Sensor de Posição para um Acionamento de Relutância Variável Usando Técnica Neuro-Fuzzy*” – Tese de Doutorado, Universidade Federal do Rio de Janeiro – Agosto, 2004.
- [18] OMEKANDA, A. M., “*Robust Torque and Torque-per-Inertia Optimization of a Switched Reluctance Motor using the Taguchi Methods*”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 42 n. 2 March/April 2006 pp: 473-478
- [19] INDERKA, R. B.; DONCKER, W. A. A., “*DITC – Direct Instantaneous Torque Control of Switched Reluctance Drives*”, IEEE Transaction on Industry Applications, vol. 39 n. 4 July/August 2003 pp: 1046-1051
- [20] HUSAIN, I. “*Torque Ripple Minimization in Switched Reluctance Motor Drives by PWM Current Control.*” IEEE Transaction on Power Electronics, Vol. 11, nr. 1, jan 1996
- [21] LIANG, J.; LEE, G. Z.; LEE, H. D. AHN, J. W. “*Torque Ripple Reduction Drive of Single-Phase SRM with PFC*” IEEE Industry Applications Conference, 2006. 41st IAS Annual Meeting. Conference Record of the 2006 IEEE
- [22] Teixeira, Rodrigo Stanziola – “*Estudo de Topologias de Conversores Estáticos para Acionamento de Motores a Relutância Chaveados*” – Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia – Março / 2005.
- [23] COSTA BRANCO, P. J., DENTE, J. A., “*The Application of fuzzy logic in automatic modelling of electromechanical systems*”, Fuzzy sets and systems 95, pp. 273-293, 1998
-

-
- [24] RODRIGUES, M. G., SUEMITSU, W. I., BRANCO, P. J. C., DENTE, J. A., ROLIM, L. G. B. “*Fuzzy Logic Control of a Switched Reluctance Motor*” ISIE’97, pp. 527-531, 1997.
- [25] OLIVEIRA, A. C. – “*Acionamento de Máquinas a Relutância Variável*” – Tese de Doutorado, Universidade Federal de Campina Grande – Setembro, 2003.
- [26] STANKOVIC, A. M., TADMOR, G., CORIC, Z. J., AGIRMAN I., “*On torque ripple reduction in current-fed switched reluctance motors*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 46, n. 1, Fev 1999, pp. 177-183
- [27] RUSSA, K., ELBULUK, M. E., HUSAIN I., “*Torque-Ripple Minimization in Switched Reluctance Machines Over a Wide Speed Range*”, IEEE Transaction on Industry Applications, v. 34, n. 5, pp. 1105-1112 Set/Out 1998
- [28] PARREIRA, B., RAFAEL, S., PIRES, A. J., COSTA BRANCO, P. J. “*Obtaining the Magnetic Characteristics of an 8/6 Switched Reluctance Machine: From FEM Analysis to the Experimental Tests*”, IEEE Transactions on Industrial Electronics, Vol. 52, n.6, pp. 1635-1643, Dec 2005
- [29] KJAER, P. C., GRIBBLE, J. J., MILLER, T. J. E., “*High-Grade Control of Switched Reluctance Machines*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, n.6, pp. 1585-1593, nov/dec 1997
- [30] AMOR, B. L., DESSAINT L. A., AKHRIF, O., OLIVIER, G., “*Adaptive Feedback linearization for position control of a Switched Reluctance motor: Analysis and Simulation*” Int. Journal. Adapt. Control Signal Process, vol. 7.no. 2, pp.117-136, Mar/Apr. 1993
-

-
- [31] ROCHFORD, C., KAVANAGH, R. C., EGAN M. G., MURPHY, J. M. D., *“Development of smooth torque in Switched Reluctance Motors using self-learning Techniques”* EPE 93 pp. 14-19, 1993
- [32] MIR, S., HUSAIN, I., ELBULUK, M. E., *“Switched Reluctance Motor Modelling with On-line Parameter Identification”* IEEE Transaction on Industry Applications Vol. 34 n. 4 pp 776-783, Jul/Ago 1998
- [33] INANÇ, I., DERDIYOK, A., OZBULUR, V. ABUT, N., ARSLAN, F., *“Torque ripple Reduction of Switched Reluctance Motor including Mutual Inductances”* ISIE 97 Vol 2 pp 489-492
- [34] ELMAS, Ç., SAGIROGLU, S., ÇOLAK, I., BAL, G., *“Modelling of a nonlinear Switched Reluctance Drive based on artificial Neural Networks”* Power Electronics and Variable Speed Drives Conference Proceedings pp. 7 – 12, 1994.
- [35] REAY, D. S., GREEN, T. C. E., WILLIAMS, B. W., *“Applications of Associative Memory Neural Networks to the Control of a Switched Reluctance Motor”* Industrial Electronics, Control, and Instrumentation, 1993. Proceedings of the IECON’93, International Conference on, 1993 pp. 200-206 vol.1
- [36] O’DONOVAN, J. G., ROCHE, P. J., KAVANGH, R. C., et al., *“Neural Network based torque ripple minimization in a switched reluctance motor Industrial Electronics”* Control and Instrumentation, 1994. IECON’94, 20th International Conference on, pp. 1226-1231 vol. 2, 1994
-

-
- [37] MIR, S., ELBULUK, M. E., HUSAIN I., “*Torque-Ripple Minimization in Switched Reluctance Motors Using Adaptive Fuzzy Control*”, IEEE Transaction on Industry Application v. 35, n. 2, pp. 461-468 Mar/Abr 1999
- [38] ELMAS, Ç., BAY, O. F., “*Modelling and Operation of a nonlinear Switched Reluctance Motor Drive Based on Fuzzy Logic*” EPE 95, vol. 3, pp 592-597, 1995.
- [39] BOLOGNANI, S., ZIGLIOTTO, M., “*Fuzzy logic control of a switched reluctance motor drive*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 32, n.5, Set/Out, pp. 1063-1068, 1996
- [40] RODRIGUES, M. G., SUEMITSU, W. I., COSTA BRANCO, P. J., “*Fuzzy Logic Torque Ripple Reduction by Turn-off Angle Compensation for Switched Reluctance Motors*” IEEE Transaction on Industrial Electronics., Vol. 48, n. 3, pp. 711-715, Jun. 2001
- [41] J. Y. Le Chenadec, B. Multon, and S. Hassine, “*Current feeding of switched reluctance motor: Optimization of the current waveform to minimize the torque ripple*” in Proc. IMACS-TC1 4th Int. conf., July 1993, pp. 267-272
- [42] A. M. Stankovic, G. Tadmor, and Z. J. Coric, “*Low torque ripple control of current-fed switched reluctance motors*” in Conf. Rec. IEEE-IAS Annu. Meeting, 1996, pp. 84-91
- [43] P. G. Barrarass and B. C. Mecrow, “*Flux and Torque Control of switched reluctance Machines*” Proc. IEE – Elect. Power Applicat., vol 145, nr. 6, pp. 519-527, Nov. 1998
- [44] L. L. N. Reis, A. M. N. Lima, E. R. C. Silva, A. C. Oliveira, “*Minimização das Descontinuidades do Conjugado em Motor à Relutância Chaveada*” XIV CBA, pp. 3133-3138, Setembro 2002.
-

- [45] Gribble, J., Kjaer, P., Cossar, C. e Miller, T. “*Optimum commutation angles for current controlled switched reluctance Motors*” 6th Conf. on Power elect. and Variable Speed Drives pp. 87-92, 1996.
- [46] Kjaer, P., Nielsen, P., Anderson, L. e Blaabjerg, F. “A new energy optimizing control strategy for switched reluctance motors” IEEE Transaction on Industry Application. 31(5): 1088-1095, 1995.
- [47] Torrey, D. e Lang, J. “*Optimal efficiency excitation of variable reluctance motor drives*” IEE Proc. 138, Pt. B(1): 1-14, 1990.
- [48] INDERKA, R. B., MENNE, M., DONCKER, W. A. A., “Control of Switched Reluctance Drives for Electric Vehicle Applications”, Transaction on Industry Applications, Vol: 49, pp. 48-53, 2002.
- [49] ANDRADE, D. A., COSTA, R. S., TEIXEIRA, R. S., FLEURY, A., “Energy efficiency for fractional power loads”, *Industry Applications Magazine*, Vol. 2, No. 6, Nov-Dec 2006, pp. 12-20.
-

APÊNDICE A

ALGORITMO DO ESTIMADOR DE CONJUGADO DESENVOLVIDO EM LINGUAGEM C UTILIZANDO PIC 18F4550

```
#include <18F4550.h>

#device adc=10

#FUSES NOWDT           //No Watch Dog Timer
#FUSES WDT128          //Watch Dog Timer uses 1:128 Postscale
#FUSES HSPLL            //High Speed Crystal/Resonator with PLL enabled
#FUSES NOPROTECT       //Code not protected from reading
#FUSES BROWNOUT        //Reset when brownout detected
#FUSES BORV20          //Brownout reset at 2.0V
#FUSES PUT              //Power Up Timer
#FUSES NOCPD           //No EE protection
#FUSES STVREN          //Stack full/underflow will cause reset
#FUSES NODEBUG         //No Debug mode for ICD
#FUSES NOLVP           //Low Voltage Programming on B3(PIC16) or B5(PIC18)
#FUSES NOWRT           //Program memory not write protected
#FUSES NOWRTD          //Data EEPROM not write protected
#FUSES IESO            //Internal External Switch Over mode enabled
#FUSES FCMEN           //Fail-safe clock monitor enabled
#FUSES PBADEN          //PORTB pins are configured as analog input channels on
RESET
#FUSES NOWRTC          //configuration not registers write protected
#FUSES NOWRTB          //Boot block not write protected
#FUSES NOEBTR          //Memory not protected from table reads
#FUSES NOEBTRB         //Boot block not protected from table reads
```

```
#FUSES NOCPB          //No Boot Block code protection

#FUSES MCLR            //Master Clear pin enabled

#FUSES LPT1OSC         //Timer1 configured for low-power operation

#FUSES NOXINST          //Extended set extension and Indexed Addressing mode
disabled (Legacy mode)

#FUSES PLL5            //Divide By 5(20MHz oscillator input)

#FUSES CPUDIV2          //System Clock by 2

#FUSES USBDIV          //USB clock source comes from PLL divide by 2

#FUSES VREGEN          //USB voltage regulator enabled

#FUSES ICPRT           //ICPRT enabled

#use delay(clock=20000000)

#use rs232(baud=19200,parity=N,xmit=PIN_C6,rcv=PIN_C7,bits=8)

#include <math.h>

#include <stdio.h>

#include <stdlib.h>

// timer 0

#locate TMR0H = 0xFD7

#locate TMR0L = 0xFD6

// timer3

#locate TMR3H = 0xFB3

#locate TMR3L = 0xFB2

int16 Ia, Ib, Ic, I2;

int16 theta, coef_theta1, coef_theta2;

int16 ind1,ind2,derivada;

int16 pulso;
```

/* passando angulo para ponto fixo (q8) */

int16 ang[46] =

{0, 256, 512, 768, 1024, 1280, 1536, 1792, 2048, 2304, 2560,
2816, 3072, 3328, 3584, 3840, 4096, 4352, 4608, 4864, 5120,
5376, 5632, 5888, 6144, 6400, 6656, 6912, 7168, 7424, 7680,
7936, 8192, 8448, 8704, 8960, 9216, 9472, 9728, 9984, 10240,
10496, 10752, 11008, 11264, 11520};

// tabela dos coeficientes do polinomio representadas em Q15

int16 coef[46][3] = {{-8, 38, 1104},

{-8, 38, 1088},

{-7, 38, 1070},

{-7, 37, 1052},

{-7, 36, 1032},

{-7, 36, 1012},

{-7, 35, 990},

{-7, 34, 967},

{-6, 33, 944},

{-6, 32, 919},

{-6, 31, 894},

{-6, 30, 868},

{-5, 29, 842},

{-5, 28, 814},

{-5, 26, 787},

{-5, 25, 759},

{-4, 24, 730},

$\{-4, 23, 701\},$

$\{-4, 21, 672\},$

$\{-4, 20, 642\},$

$\{-3, 19, 612\},$

$\{-3, 17, 583\},$

$\{-3, 16, 553\},$

$\{-3, 15, 523\},$

$\{-2, 14, 493\},$

$\{-2, 12, 463\},$

$\{-2, 11, 434\},$

$\{-2, 10, 405\},$

$\{-1, 9, 376\},$

$\{-1, 8, 347\},$

$\{-1, 7, 319\},$

$\{-1, 6, 291\},$

$\{0, 5, 264\},$

$\{0, 4, 238\},$

$\{0, 3, 212\},$

$\{0, 2, 187\},$

$\{0, 1, 163\},$

$\{0, 1, 139\},$

$\{0, 0, 117\},$

$\{0, 0, 95\},$

$\{0, 0, 75\},$

$\{0, 0, 55\},$

$\{0, 0, 37\},$

```
        {0, 0, 20},
        {0, 0, 4},
        {0, 0, -9} };

int16 conj;

#int_RTCC

void RTCC_isr(void) {

    int8 i;

    /* taxa de aquisição ajustada 5kHz */
    /* TMR0H = 0xF6; */
    /* TMR0L = 0xA0; */

    /* taxa de aquisição ajustada 1kHz */

    TMR0H = 0xD1;
    TMR0L = 0x20;

    /* Leitura da corrente Ia */
    set_adc_channel(0);      //seta canal
    delay_us(10);           //
    Ia = read_adc();         //
    Ia = Ia << 5;            //corrente Ia em q15

    /* Leitura da corrente Ib */
```

```
set_adc_channel(1);    //seta canal
delay_us(10);         //
Ib = read_adc();       //
Ib = Ib << 5;          //corrente Ib em q15

/* Leitura da corrente Ic */
set_adc_channel(2);    //seta canal
delay_us(10);         //
Ic = read_adc();
Ic = Ic << 5;          //corrente Ic em q15

/* Calculo das indutâncias */
for(i=0; i<46; i++) {  //calcula indice
    if(theta < ang[i])
        break;
}

coef_theta1 = i;
coef_theta2 = (coef_theta1 + 1) % 45;

if (Ia > 0)

/* Calculo do conjugado da Fase A*/
I2 = (int16)(_MUL(Ia,Ia) >> 15);    //quadrado da corrente Fase A
ind1 = (int16)(_MUL(coef[coef_theta1][0],I2) >> 15) +
```

```

        (int16)(_MUL(coef[coef_theta1][1],Ia) >> 15) +
        coef[coef_theta1][2];
/* calculo da indutancia L2 */
ind2 = (int16)(_MUL(coef[coef_theta2][0],I2) >> 15) +
        (int16)(_MUL(coef[coef_theta2][1],Ia) >> 15 ) +
        coef[coef_theta2][2];
derivada = (ind2 - ind1);    // derivada
conj = (int16)(_MUL(derivada, I2) >> 15);    //conjugado Fase A
;
if (Ib > 0)
/* Calculo do conjugado da Fase B */
I2 = (int16)(_MUL(Ib,Ib) >> 15);    //quadrado corrente Fase B
coef_theta1 = (coef_theta1 + 30) % 45;
coef_theta2 = (coef_theta1 + 1) % 45;
/* calculo da indutancia L1 */
ind1 = (int16)(_MUL(coef[coef_theta1][0],I2) >> 15) +
        (int16)(_MUL(coef[coef_theta1][1],Ib) >> 15) +
        coef[coef_theta1][2];
/* calculo da indutancia L2 */
ind2 = (int16)(_MUL(coef[coef_theta2][0],I2) >> 15) +
        (int16)(_MUL(coef[coef_theta2][1],Ib) >> 15 ) +
        coef[coef_theta2][2];
derivada = (ind2 - ind1);    // derivada
conj += (int16)(_MUL(derivada, I2) >> 15);    //conjugado Fase A */
;
if (Ic > 0)

```

```

/* Calculo do conjugado da Fase C */

I2 = (int16)(_MUL(Ic,Ic) >> 15);          //quadrado corrente Fase B

coef_theta1 = (coef_theta1 + 30) % 45;

coef_theta2 = (coef_theta1 + 1) % 45;

/* calculo da indutancia L1 */

ind1 = (int16)(_MUL(coef[coef_theta1][0],I2) >> 15) +
        (int16)(_MUL(coef[coef_theta1][1],Ic) >> 15) +
        coef[coef_theta1][2];

/* calculo da indutancia L2 */

ind2 = (int16)(_MUL(coef[coef_theta2][0],I2) >> 15) +
        (int16)(_MUL(coef[coef_theta2][1],Ic) >> 15 ) +
        coef[coef_theta2][2];

derivada = (ind2 - ind1);    // derivada

conj += (int16)(_MUL(derivada, I2) >> 15);    //conjugado Fase C
;

set_pwm1_duty(conj >> 4);
}

#INT_TIMER3

void TIMER3_isr(void) {

    /* interrupção ajustada para 1ms */

    TMR3H = 0x15;

    TMR3L = 0xA0;

    /* fazendo a integração para obtenção da posição */

    theta = theta + (_MUL(pulso << 6, 1608) >> 8);

```

```
    pulso=get_timer1();  
    set_timer1(0);  
}  
void main()  
{  
    setup_adc_ports(AN0_TO_AN2|VSS_VDD);  
    setup_adc(ADC_CLOCK_DIV_2);  
    setup_psp(PSP_DISABLED);  
    setup_spi(SPI_SS_DISABLED);  
    setup_wdt(WDT_OFF);  
    setup_timer_0(RTCC_INTERNAL | RTCC_DIV_1);  
    setup_timer_1(T1_EXTERNAL|T1_DIV_BY_1);  
    setup_timer_2(T2_DIV_BY_4,200,1);  
    setup_timer_3(T3_INTERNAL|T3_DIV_BY_1);  
    setup_ccp1(CCP_PWM);  
    setup_comparator(NC_NC_NC_NC);  
    setup_vref(FALSE);  
    enable_interrupts(INT_RTCC);  
    enable_interrupts(INT_TIMER3);  
    enable_interrupts(GLOBAL);  
    //Setup_Oscillator parameter not selected from Intr Oscillator Config tab  
    // TODO: USER CODE!!  
while(true){  
}  
}
```

APÊNDICE B

ARTIGO PUBLICADO EM CONGRESSO

**CONTROLE DE CONJUGADO EM MOTORES A
RELUTÂNCIA VARIÁVEL MULTIFÁSICOS**

ARTIGO ACEITO EM CONGRESSO:

*PROPOSTA DE ESTRATÉGIA PARA MELHORIA DO PERFIL DE
CONJUGADO DE MOTORES A RELUTÂNCIA VARIÁVEL – CBA 2008*

VICTOR RÉGIS BERNARDELI ET AL.