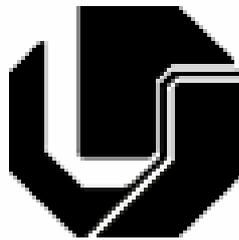

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



ESTUDO DA TÉCNICA DE CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO – DTC

TRADICIONAL, APLICADA AO MIT

TATIANA SALDANHA TAVARES

MARÇO

2007

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA

FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA

PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

ESTUDO DA TÉCNICA DE CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO – DTC

TRADICIONAL, APLICADA AO MIT

Dissertação apresentada por **Tatiana Saldanha Tavares** à
Universidade Federal de Uberlândia para a **obtenção do**
título de Mestre em Engenharia Elétrica aprovada em
02/03/2007 pela Banca Examinadora:

Prof. PhD. Darizon Alves de Andrade – Orientador - UFU

Prof. Dr. Diógenes Pereira Gonzaga - USP

Prof. Dr. Kleiber David Rodrigues - UFU

DEDICATÓRIA

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

AGRADECIMENTOS

Ao Prof. Darizon Alves de Andrade pelo incentivo, pela paciência, pela amizade, pela ajuda, pelas valiosas sugestões ao longo deste trabalho e especialmente pela confiança.

A todos que colaboraram de alguma maneira para o sucesso desta jornada.

RESUMO

Tavares, T. S. ESTUDO DA TÉCNICA DE CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO – DTC TRADICIONAL, APLICADA AO MIT, Uberlândia, UFU, 2007.

Este trabalho apresenta um estudo do controle direto de conjugado (DTC) – técnica tradicional, baseado em tabelas de chaveamento para acionamento de motor de indução sob velocidades controladas. Duas estratégias de chaveamento são estudadas, uma que permite operação em dois quadrantes e outra em quatro quadrantes. A simulação de um sistema completo é executada e os resultados são mostrados e discutidos. O controle total e excelente da velocidade é conseguido.

São apresentados resultados de simulações e resultados experimentais preliminares do sistema implementado. A implementação prática do DTC é realizada utilizando processador digital de sinais (DSP).

Palavras-chave: *motor de indução, controle direto de conjugado, operação com controle de velocidade.*

ABSTRACT

Tavares, T. S. Study of the Direct Torque Control Technique Applied to Cage Induction Machines, Uberlândia, UFU, 2007.

This paper presents a study of the Direct Torque Control (DTC) based in the traditional technique. It used Switching Tables to drive the electronic converter that feeds the induction motor. Speed control is achieved. Two switching strategies are studied, one that only allows operation in two quadrants and other for four quadrants. Simulation of a complete system is implemented and the results are shown and discussed.

Some preliminary experimental results are included in the work. The practical implementation of the DTC is accomplished in a digital signal processor (DSP).

Keywords: *induction motor, direct torque control, controlled speed operation*

**ESTUDO DA TÉCNICA DE CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO – DTC
TRADICIONAL, APLICADA AO MIT**

SUMÁRIO

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 – Introdução.....	1
1.2 – Revisão bibliográfica.....	3
1.3 – Estrutura do trabalho.....	4

CAPÍTULO 2

DTC TRADICIONAL

2.1 – Introdução.....	6
2.2 – Características do DTC.....	6
2.3 – Estrutura e funcionamento do DTC.....	7
2.4 – Inversor de tensão.....	10
2.5 – Motor de indução.....	13
2.6 – Estimador de fluxo e conjugado eletromagnético.....	16
2.6.1 – Transformação dq0.....	16
2.6.2 – Processo de estimativa baseado nas correntes e tensões da máquina.....	17
2.7 – Tabela de chaveamento.....	19

2.8 – Argumentos da tabela de chaveamento.....	19
2.8.1 – Erro de fluxo.....	19
2.8.2 – Erro de conjugado.....	21
2.8.3 – Setor espacial.....	23
2.9 – Relação entre o vetor tensão e as variações do fluxo do estator e do conjugado eletromagnético.....	24
2.10 – Efeitos da aplicação dos vetores espaciais de tensão.....	27
2.11 – Considerações finais.....	29

CAPÍTULO 3

SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

3.1 – Introdução.....	30
3.2 – Simulação do motor alimentado pela tensão trifásica da rede.....	31
3.3 – Implementação da técnica DTC tradicional.....	34
3.3.1 – Tabela de chaveamento A.....	36
3.3.2 – Tabela de chaveamento B.....	40
3.4 – Simulação completa.....	42
3.5 – Análise da influência da largura das histereses no DTC.....	48
3.5.1 – Influência da largura da histerese de fluxo.....	48
3.5.2 – Influência da largura da histerese de conjugado.....	51
3.6 – Estratégia DTC alternativa.....	54
3.7 – Considerações finais.....	60

CAPÍTULO 4

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 – Introdução.....	61
4.2 – A bancada utilizada nos ensaios.....	63
4.2.1 – O inversor de tensão.....	64
4.2.2 – O conversor analógico digital.....	65
4.2.3 – Os sensores de corrente e de tensão.....	65
4.2.3.1 – Sensor de corrente.....	66
4.2.3.2 – Sensor de tensão.....	68
4.3 – Organização do algoritmo.....	68
4.4 – Formatação das variáveis de entrada.....	70
4.5 – Resultados experimentais.....	71
4.6 – Considerações finais.....	77

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

5.1 – Considerações finais.....	78
5.2 – Trabalhos futuros.....	79

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

Referências Bibliográficas.....	80
---------------------------------	----

**ESTUDO DA TÉCNICA DE CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO – DTC
TRADICIONAL, APLICADA AO MIT**

LISTAS DE FIGURAS

CAPÍTULO 2

DTC TRADICIONAL

Figura 2.1 – Representação das possibilidades de chaveamento das chaves por vetores espaciais.....	9
Figura 2.2 – Diagrama de blocos resumido do DTC tradicional.....	10
Figura 2.3 – Esquema do inversor de tensão.....	11
Figura 2.4 – Esquema simplificado do inversor de tensão.....	11
Figura 2.5 – Transformação dq0.....	17
Figura 2.6 – Zona de atuação da histerese.....	21
Figura 2.7 – Curva característica de entrada/saída para um comparador com histerese de dois níveis.....	21
Figura 2.8 – Curva característica de entrada/saída para um comparador de histerese de três níveis.....	22
Figura 2.9 – Distribuição e denominação dos setores espaciais.....	24
Figura 2.10 – Relação espacial entre os vetores fluxo do estator e fluxo do rotor.....	27
Figura 2.11 – Vetores aplicados em cada setor.....	27
Figura 2.12 – Efeitos da imposição de tensão.....	28

CAPÍTULO 3

SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Figura 3.1 – Diagrama de blocos do motor de indução implementado em Simulink.....	31
Figura 3.2 – Formas de onda das tensões Fase Fase do estator.....	32
Figura 3.3 – Formas de onda das tensões Fase Neutro do estator.....	32
Figura 3.4 – Fluxos rotóricos.....	33
Figura 3.5 – Fluxos estatóricos.....	33
Figura 3.6 – Formas de onda da corrente nas fases “ABC” do rotor.....	33
Figura 3.7 – Formas de onda da corrente nas fases “abc” do estator.....	33
Figura 3.8 – Conjugado eletromagnético – motor em vazio.....	33
Figura 3.9 – Velocidade no eixo.....	33
Figura 3.10 – Diagrama de blocos do sistema completo implementado em Simulink.....	34
Figura 3.11 – Diagrama de blocos do DTC implementado em simulink.....	35
Figura 3.12 – Fluxo do estator e conjugado elétrico obtidos com DTC, tabela de chaveamento A, motor em vazio.....	37
Figura 3.13 – Tabela de chaveamento A para baixas velocidades.....	37
Figura 3.14 – Exemplo de vetores aplicados na estratégia A – sentido anti-horário.....	39
Figura 3.15 – Fluxo do estator e conjugado elétrico obtidos com DTC, tabela de chaveamento B, moto em vazio.....	41
Figura 3.16 – Exemplo de vetores aplicados na estratégia B – sentido horário.....	42
Figura 3.17 – Fonte CA.....	43
Figura 3.18 – Simulação completa.....	43

Figura 3.19 – Curva de velocidade.....	44
Figura 3.20 – Conjugado eletromagnético.....	45
Figura 3.21 – Fluxo do rotor em dq.....	45
Figura 3.22 – Fluxo do estator em dq.....	46
Figura 3.23 – Corrente do estator em dq.....	46
Figura 3.24 – Módulo e ângulo do fluxo do estator.....	47
Figura 3.25 – Trajetória do fluxo do estator.....	47
Figura 3.26 – Vetor espacial fluxo do estator e corrente de fase do estator para largura da histerese de fluxo = 0.....	49
Figura 3.27 – Análise FFT da corrente do estator.....	49
Figura 3.28 – Vetor espacial fluxo do estator e corrente de fase do estator para largura da histerese de fluxo = 0.02.....	49
Figura 3.29 – Análise FFT da corrente do estator.....	49
Figura 3.30 - Vetor espacial fluxo do estator e corrente de fase do estator para largura da histerese de fluxo = 0.04.....	50
Figura 3.31 – Análise FFT da corrente do estator.....	50
Figura 3.32 – Influência da histerese de fluxo na TDH.....	51
Figura 3.33 – Conjugado eletromagnético e corrente de fase do estator para histerese de conjugado = 0.....	52
Figura 3.34 – Análise FFT da corrente do estator.....	52
Figura 3.35 – Conjugado eletromagnético e corrente de fase do estator para histerese de conjugado = 4.....	52
Figura 3.36 – Análise FFT da corrente do estator.....	52

Figura 3.37 – Conjugado eletromagnético e corrente de fase do estator para histerese de conjugado = 8.....	53
Figura 3.38 – Análise FFT da corrente do estator.....	53
Figura 3.39 – Influência da histerese de conjugado na TDH.....	53
Figura 3.40 – Diagrama de blocos do sistema completo implementado em Simulink.....	54
Figura 3.41 – Diagrama de blocos do DTC alternativo implementado em Simulink.....	55
Figura 3.42 – Diagrama de blocos do controle de frequência de chaveamento.....	55
Figura 3.43 – Conjugado eletromagnético e velocidade do rotor obtidos com DTC alternativo, tabela de chaveamento B, motor em vazio.....	56
Figura 3.44 – Tensão fase-neutro em dq.....	56
Figura 3.45 – Tensão fase-neutro em dq antes da transição.....	57
Figura 3.46 – Tensão fase-neutro em dq depois da transição.....	57
Figura 3.47 – Correntes do estator em dq.....	58
Figura 3.48 – Fluxo do estator em dq.....	58
Figura 3.49 – Módulo do fluxo do estator.....	59
Figura 3.50 – Ângulo do fluxo do estator.....	59

CAPÍTULO 4

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

Figura 4.1 – Sistema total para o controle do motor de indução.....	64
Figura 4.2 – Esquema simplificado de alimentação do inversor de tensão.....	65
Figura 4.3 – Sensor de corrente.....	66
Figura 4.4 – Sensor de tensão.....	68

Figura 4.5 – Estrutura do algoritmo implementado.....	69
Figura 4.6 – Velocidade estimada do rotor.....	72
Figura 4.7 – Conjugado eletromagnético.....	72
Figura 4.8 – Tensão estatórica dq.....	73
Figura 4.9 – (a) Tensão estatórica dq – simulação.....	74
(b) Tensão estatórica dq – experimental.....	74
Figura 4.10 – Corrente estatórica no eixo q.....	74
Figura 4.11 – (a) Correntes estatóricas nos eixo dq - simulação.....	75
(b) Correntes estatóricas nos eixos dq – experimental.....	75
Figura 4.12 – Módulo da corrente estatórica.....	75
Figura 4.13 – (a) Fluxo estatórico estimado – eixos dq - simulação.....	76
(b) Fluxo estatórico estimado – eixos dq – experimental.....	76
Figura 4.14 – (a) Ângulo do fluxo estatórico estimado - simulação.....	76
(b) Ângulo do fluxo estatórico estimado – experimental.....	76
Figura 4.15 – Vetor fluxo do estator.....	77

**ESTUDO DA TÉCNICA DE CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO – DTC
TRADICIONAL, APLICADA AO MIT**

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO 2

DTC TRADICIONAL

Tabela 2.1 –	8
Tabela 2.2 –	24

CAPÍTULO 3

SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

Tabela 3.1 -	32
Tabela 3.2 -	36
Tabela 3.3 -	40

**ESTUDO DA TÉCNICA DE CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO – DTC
TRADICIONAL, APLICADA AO MIT**

LISTA DE ABREVIATURAS E SÍMBOLOS

C.A.	Corrente Alternada
C.C.	Corrente Contínua
V_a, V_b, V_c	Tensões das fases “abc” do estator
V_A, V_B, V_C	Tensões das fases “ABC” do rotor
E	Tensão do <i>link</i> CC
λ_s	Fluxo do estator
λ_{est}	Fluxo do estator estimado
λ_{ref}	Fluxo de referência
$\Delta\lambda_s$	Largura da histerese de fluxo
L_a, L_b, L_c	Indutâncias das fases “abc” do estator
L_A, L_B, L_C	Indutâncias das fases “ABC” do rotor
L_m	Indutância de magnetização
T_e	Conjugado eletromagnético
T_{est}	Conjugado eletromagnético estimado
T_{ref}	Conjugado eletromagnético de referência
T_c	Conjugado de carga
ΔT_e	Largura da histerese de conjugado
J	Momento de inercia

B	Coeficiente de atrito viscoso
θ_{mec}	Posição angular
ω_{mec}	Velocidade mecânica do motor
R_s	Resistência do estator
P	Número de pares de pólos
σ	Coeficiente de dispersão

CAPÍTULO 1

INTRODUÇÃO

1.1 – Introdução

Historicamente, foram as máquinas de corrente contínua que sempre dominaram as aplicações onde velocidade variável é requerida, sendo o motor de indução utilizado em acionamentos de velocidade constante. Tal escolha se deveu, principalmente, à facilidade de implementação da estrutura de controle do motor CC, com fluxo magnético e conjugado eletromagnético desacoplados, permitindo um controle independente da velocidade e do conjugado mecânico e possibilitando um excelente desempenho em aplicações de velocidade variável.

A utilização de motores de corrente contínua apresenta, entretanto, inúmeras desvantagens oriundas de suas características construtivas que elevam o custo de fabricação e manutenção dos mesmos, tornando-os inviáveis para muitas aplicações, além de gerar muitos ruídos [20]. Devido a essas desvantagens, um esforço intenso vem sendo realizado para substituir os motores de corrente contínua por motores de corrente alternada, especialmente motores de indução, que apresentam menor custo de fabricação e de manutenção.

A redução dos custos, aliada ao desenvolvimento de transistores de potência mais rápidos possibilitou a implementação de estratégias escalares de controle de motores CA no processo de substituição dos motores CC. Entretanto, ainda não havia uma teoria que pudesse adequar o motor CA a um acionamento de velocidade variável com desempenho igual ou superior ao dos motores CC [20].

Neste contexto surgiu, na Alemanha, o denominado Controle Vetorial, proposto por Hasse, em 1969 (método indireto), e Blaschke, em 1972 (método direto), com o objetivo de substituir a máquina CC pelo motor de indução nas aplicações onde elevado desempenho dinâmico é requerido. Os tópicos Controle Vetorial, Controle por Orientação de Campo ou ainda Controle Desacoplado referem-se todos à mesma estratégia de controle otimizado de fluxo, conjugado e velocidade, e têm sido objeto de inúmeras pesquisas [20].

Desde o surgimento de suas primeiras idéias, ocorreram crescentes progressos na técnica do controle vetorial. Com a redução dos custos dos circuitos integrados e melhorias dos microprocessadores, as estratégias de controle vetorial deixaram de representar implementações isoladas e passaram a ser incorporadas a inversores disponíveis comercialmente [20]. Inversores de tensão associados a diferentes tipos de algoritmos de controle desenvolvidos para o acionamento do motor de indução permitem um variado grau de desempenho no acionamento, tornando os sistemas com motores de indução altamente competitivos com os tradicionais sistemas com motores CC.

Diferentes técnicas vetoriais, baseadas em princípios diversos aos da orientação de campo começaram a surgir, como por exemplo o *Direct Torque Control* – DTC, apresentado por Takahashi [13] em 1986, e o *Direct Self Control* – DSC, desenvolvido por Depenbrock [21] e apresentado em 1988. Essas técnicas baseiam-se no controle direto e independente do conjugado e do fluxo do motor CA, possibilitando um desempenho comparável ao obtido com motores CC, ou seja, uma resposta rápida de conjugado e um excelente regulação de velocidade [15][7].

O objetivo desta dissertação é avaliar o comportamento do motor de indução quando acionado por um inversor de tensão que emprega a técnica DTC e analisar o comportamento

do mesmo em termos de conjugado, fluxo do estator e corrente do estator, entre outras grandezas de interesse do motor de indução.

1.2 – Revisão Bibliográfica

Dentre os trabalhos já publicados, alguns abordam o estudo da filosofia da técnica DTC tradicional, o desempenho proporcionado pela mesma e fazem comparações com o controle por orientação de campo, assim temos os trabalhos de Takahashi, 1986, Buja, 1998 e Casadei, 2002. Sendo que, este último nos mostra uma alternativa para a implementação prática do DTC tradicional denominada *Discrete Space Vector Modulation* (DSVM) comparando as três alternativas por meio de simulações do espectro harmônico da corrente do estator.

Casadei, 1994, investiga detalhadamente a sensibilidade do controle DTC tradicional em relação à variação das amplitudes das larguras das histereses de fluxo e de conjugado. Mostrando a relação de distorção harmônica da corrente do estator e frequência de chaveamento do inversor com relação às amplitudes de histereses.

Buja, 1998, considera o DTC tradicional com diferentes tabelas de chaveamento mostrando por meio de dados simulados e experimentais a influência das tabelas de chaveamento na resposta do conjugado, aborda também outras duas técnicas, o *Direct Self Control* (DSC) e *Space Vector Modulation* (SVM).

Kang, 1999 e 2001, mostram uma análise detalhada da frequência de chaveamento do inversor para a técnica DTC tradicional com diferentes larguras de histerese de fluxo e de conjugado.

Buja, 2004, apresenta uma revisão da técnica DTC para o acionamento de motores de indução e motores síncronos a ímã permanente. Uma variedade de técnicas DTC, diferentes

no conceito são apresentadas: *switching-table-based hysteresis DTC*, *direct self control* (DSC) e *space-vector modulation* (DTC-SVM).

Uma comparação do DTC tradicional, DTC_DSVM e DTC_SVM em termos de conjugado, fluxo do estator e corrente do estator é feita em Marino, 2001.

Este trabalho traz como contribuição o estudo detalhado da estratégia de controle DTC e a implementação de um sistema completo - fonte alternada, inversor de tensão, motor de indução e estratégia de controle DTC. Inicia o desenvolvimento de estratégias de controle implementadas em DSP.

1.3 - Estrutura do trabalho

Este trabalho está dividido em cinco capítulos. As descrições explicativas sobre cada um estão descritas abaixo:

- **Capítulo 1** – Apresenta uma breve discussão sobre o conteúdo que será apresentado, as referências principais para a execução do trabalho e a estrutura na qual este será apresentado.
- **Capítulo 2** – Apresenta um estudo que aborda os principais conceitos ligados à técnica DTC tradicional. Aborda o estimador de fluxo estatórico, a tabela de chaveamento e a relação entre o vetor tensão e as variações do fluxo estatórico e o conjugado eletromagnético.

Consiste também na apresentação do modelo matemático do motor de indução que tem como variáveis de estado os fluxos concatenados na fases a, b, c do estator e A, B, C do rotor sem nenhuma transformação de variáveis e apresenta o modelo do inversor de tensão.

- **Capítulo 3** – Traz as simulações computacionais, onde o modelo do motor de indução é verificado através de uma fonte senoidal, e em seguida pelo inversor de tensão

acionado pela técnica DTC tradicional. As grandezas do motor de indução são avaliadas para diferentes tabelas de chaveamento e para diferentes larguras de histereses de fluxo e conjugado para o DTC tradicional.

Em seguida é apresentada uma alternativa prática do DTC, que emprega um diagrama de blocos bastante similar ao DTC tradicional. A principal diferença consiste na existência de um bloco de controle da frequência de chaveamento do inversor e a malha de velocidade aberta.

Capítulo 4 – Neste capítulo é descrito o material utilizado na bancada, e estão presentes os ensaios experimentais para a avaliação do desempenho do motor de indução quando acionado pela técnica DTC alternativa.

- **Capítulo 5** – São apresentadas as conclusões finais do trabalho.

CAPÍTULO 2

DTC TRADICIONAL

2.1 – Introdução

O DTC tradicional baseia-se na implementação de uma Tabela de Chaveamento (TC) que calcula o chaveamento a ser aplicado pelo inversor de tensão em função dos parâmetros erro de conjugado, erro de fluxo do estator e setor espacial onde o fluxo do estator se encontra. A TC é aplicada de forma a realizar o controle direto do conjugado eletromagnético e do fluxo do estator.

O resultado obtido com a técnica DTC é uma rápida resposta de conjugado e uma excelente regulação da velocidade em malha fechada, ocasionando em contrapartida um chaveamento intenso no inversor. Devido ao chaveamento intenso do inversor de tensão, a estratégia DTC tradicional se mostra inadequada ao controle de motores de grande porte [15] [7].

Recentes trabalhos apresentam a possibilidade de aplicação dessa técnica em sistemas de transporte, tais como acionamento de motores de tração para veículos elétricos além de outros dispositivos industriais. Ela começou a ser aplicada em controladores industriais a partir de 1995 pela empresa *ABB Industrial Systems*. [3][4].

2.2 – Características do DTC

A técnica DTC tradicional apresenta as seguintes características de funcionamento [6][7]:

- controle direto do conjugado eletromagnético e do fluxo do estator (através da
-

seleção dos vetores de chaveamento do inversor);

- controle indireto das correntes e tensões do estator;
- fluxos e correntes do estator aproximadamente senoidais;
- frequência de chaveamento do inversor dependente da largura das histereses de fluxo e conjugado.

Comparadas com as técnicas de orientação de campo, as técnicas de controle direto do conjugado apresentam algumas vantagens, a saber [12][7]:

- ausência de blocos independentes de modulação da tensão (do tipo PWM);
- tempo mínimo de resposta de conjugado.

Por outro lado, a implementação da técnica DTC tradicional apresenta algumas desvantagens e dificuldades de implementação que são [12][7]:

- possibilidade de problemas na partida e em operações de baixa velocidade, bem como durante variações na referência do conjugado;
- necessidade de estimadores de fluxo e de conjugado eletromagnético;
- alto *ripple* de fluxo e conjugado;
- frequência de chaveamento variável.

Devido à necessidade de aperfeiçoar, além de adaptar a técnica DTC para sua utilização na indústria, inúmeras alternativas vem sendo propostas, apresentando soluções para problemas tais como a frequência de chaveamento variável e o alto *ripple* de conjugado.

2.3 – Estrutura e funcionamento do DTC

Em princípio o DTC tradicional seleciona um dos 8 vetores de tensão necessário para o acionamento das chaves do inversor de tensão a fim de manter o fluxo do estator e o conjugado eletromagnético dentro dos limites das histereses de controle do DTC. Estes vetores são mostrados na Tabela 2.1, e são representados graficamente na Figura 2.1. A

correta aplicação deste princípio permite a decomposição do controle do fluxo do estator e do conjugado eletromagnético sem a necessidade de transformação de coordenadas, geração de pulso PWM e reguladores de corrente [5] [11].

Tabela 2.1: Possibilidade de acionamento das chaves do inversor

Ch_a	Ch_b	Ch_c	\bar{V}_n
0	0	0	\bar{V}_0
1	0	0	\bar{V}_1
1	1	0	\bar{V}_2
0	1	0	\bar{V}_3
0	1	1	\bar{V}_4
0	0	1	\bar{V}_5
1	0	1	\bar{V}_6
1	1	1	\bar{V}_7

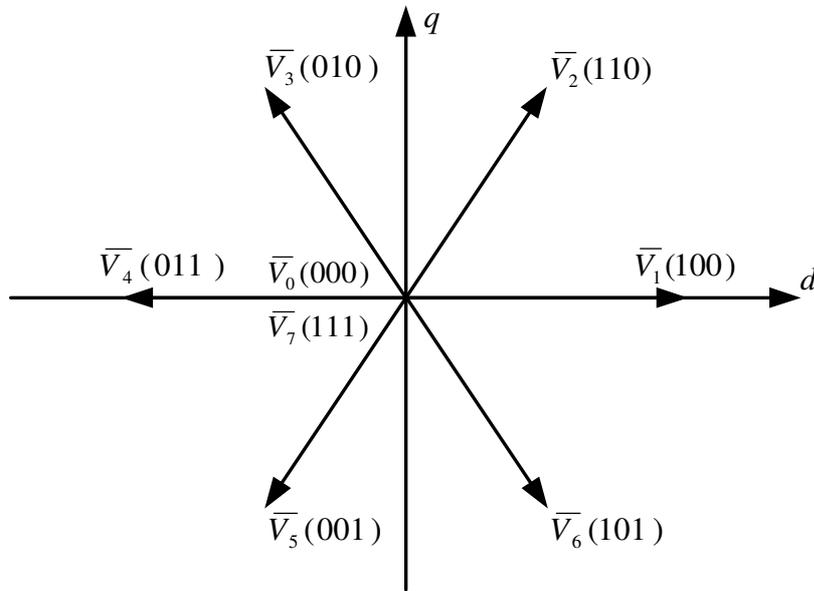


Figura 2.1: Representação das possibilidades de chaveamento das chaves por vetores espaciais

A Figura 2.2 apresenta um diagrama de blocos resumido da técnica DTC tradicional. O objetivo principal desta técnica é o controle do conjugado e do fluxo do estator, realizado através de comparadores com histerese.

O bloco Tabela de Chaveamento é utilizado para selecionar o vetor de tensão a ser aplicado ao estator, determinando as chaves que serão acionadas no inversor. A seleção do vetor de tensão é realizada de forma a manter o conjugado e o fluxo do estator dentro dos limites determinados pelos comparadores com histerese. Há seis vetores de tensão possíveis, Figura 2.1, com amplitude diferente de zero e dois vetores nulos, que são escolhidos em função dos erros entre os valores de referência e os valores estimados de conjugado e fluxo. Os vetores de tensão são obtidos através da escolha de acionamento dos pares de transistores do inversor de tensão, como será visto no item 2.4.

A partir do modelo do motor de indução obtém-se uma estimativa do estado atual do motor. O fluxo e o conjugado estimados são comparados com valores de referência e de acordo com o erro entre eles é feita a escolha do vetor tensão pela TC enquanto que a

velocidade no eixo do motor é utilizada na malha externa de controle de velocidade para o cálculo do conjugado de referência.

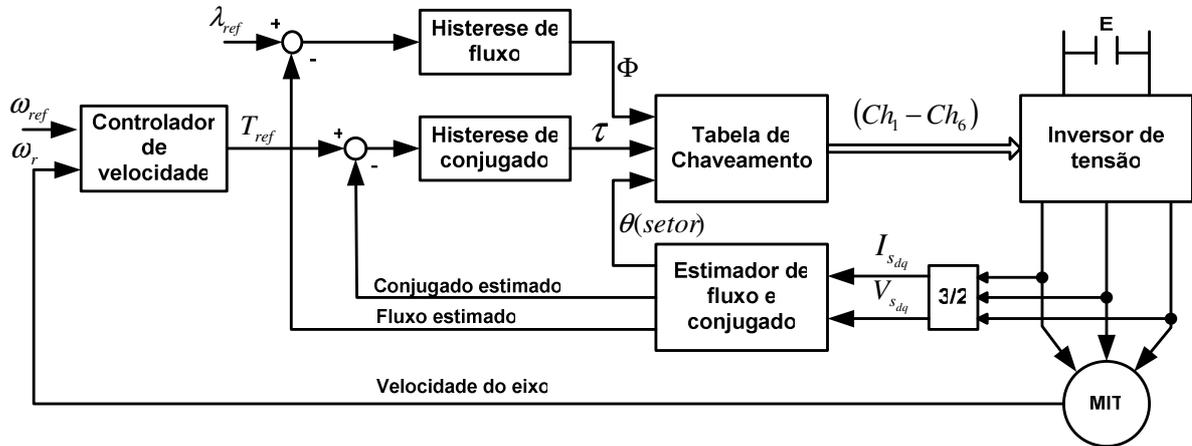


Figura 2.2: Diagrama de blocos resumido do DTC tradicional [12][13]

2.4 – Inversor de Tensão

Os motores de indução trifásicos, como é o caso do sistema em estudo, podem ser conectados a rede conforme a tensão de linha (ligação em triângulo) ou a tensão de fase da rede (ligação em estrela). Neste trabalho utilizamos a configuração estrela para conectar o MIT ao inversor de tensão.

Uma representação esquemática do inversor de tensão que foi empregado no decorrer deste trabalho é apresentada na Figura 2.3.

Os inversores tipicamente empregados nessa técnica de controle são implementados com transistores do tipo IGBT (*Insolated Gate Bipolar Transistor*) e diodos, tal escolha deve-se basicamente a alta frequência de chaveamento suportada por esses transistores.

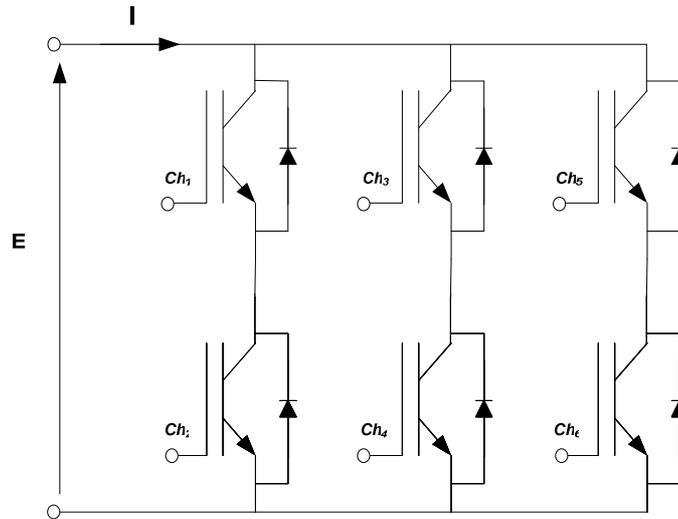


Figura 2.3: Esquema do Inversor de Tensão

Na figura, o nível de tensão contínua E é obtido após a retificação e filtragem da tensão da rede. Os transistores ($Ch_1 - Ch_6$) são acionados de acordo com os sinais de comando produzidos a partir do bloco TC, conforme a estrutura do DTC tradicional apresentada na Figura 2.2. Os transistores de um mesmo braço, por exemplo Ch_1 e Ch_2 , são acionados alternadamente de forma a evitar o curto-circuito da fonte, podendo o esquema do inversor ser representado simplificado através da Figura 2.4, onde \overline{Ch}_a , \overline{Ch}_b e \overline{Ch}_c são os complementos de Ch_a , Ch_b e Ch_c .

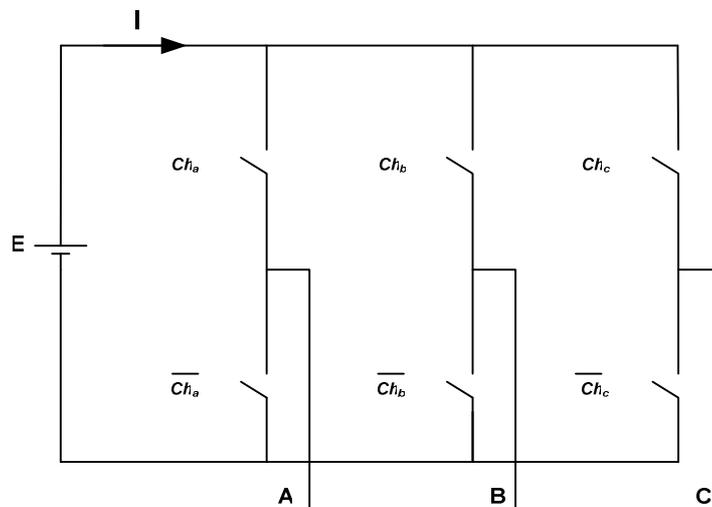


Figura 2.4: Esquema simplificado do Inversor de Tensão

Os transistores Ch_a , Ch_b e Ch_c correspondem às chaves superiores de cada braço do inversor e possuem valores “1” ou “0” dependendo do acionamento ou não das chaves e \overline{Ch}_a , \overline{Ch}_b e \overline{Ch}_c correspondem às chaves inferiores.

Se o inversor de tensão alimenta um motor de indução simétrico, as tensões de fase “abc” do estator geradas pelo inversor satisfazem à condição [2].

$$V_a + V_b + V_c = 0 \quad (2.1)$$

E, em termos de Ch_a , Ch_b e Ch_c as tensões de fase do estator podem ser expressas como [2].

$$\begin{aligned} V_a &= \frac{2Ch_a - Ch_b - Ch_c}{3} E \\ V_b &= \frac{-Ch_a + 2Ch_b - Ch_c}{3} E \\ V_c &= \frac{-Ch_a - Ch_b + 2Ch_c}{3} E \end{aligned} \quad (2.2)$$

A expressão do vetor de tensão imposto pelo inversor ao motor de indução em coordenadas estacionárias em função das chaves e da tensão E, é dada por:

$$\overline{V}_s = \frac{2}{3} (Ch_a + Ch_b a + Ch_c a^2) E \quad (2.3)$$

Onde $a = e^{j2\pi/3}$ e $a^2 = e^{j4\pi/3}$ informam a defasagem mecânica de 120 graus ($2\pi/3$ radianos) entre os enrolamentos do estator.

A combinação de três pares de chaves permite a obtenção de 8 vetores de tensão, cuja representação espacial pode ser traduzida pela Equação (2.3) e pela Figura (2.1), [2]. Os vetores nulos \overline{V}_0 e \overline{V}_7 correspondem às situações em que os transistores Ch_1 , Ch_3 e Ch_5 estão

simultaneamente cortados (\bar{V}_0) ou conduzindo (\bar{V}_7). Os vetores espaciais \bar{V}_1 a \bar{V}_6 possuem a mesma amplitude, dada por $(2/3)E$.

2.5 – Motor de Indução

Visando obter resultados mais realísticos e precisos, este item apresenta uma nova metodologia para modelamento do motor de indução desenvolvida e verificada em [8][9]. Inicialmente, considerando n uma fase genérica que representa as fases “abc” do estator ou “ABC” do rotor, a equação genérica que representa a tensão terminal (V_n) da máquina é dada por

$$V_n = R_n i_n + \frac{d\lambda_n}{dt} \quad (2.4)$$

Assumindo o fluxo de dispersão linear, o fluxo concatenado total por fase (λ_n) é calculado pela soma da parcela de dispersão com a parcela de magnetização. De posse desta, obtém-se a equação de corrente que relaciona o fluxo concatenado por fase com o fluxo de magnetização (λ_{mn}) da forma

$$\lambda_n = L_n i_n + \lambda_{mn} \Rightarrow i_n = \frac{\lambda_n - \lambda_{mn}}{L_n} \quad (2.5)$$

Na Equação 2.5, é necessário que se conheça o fluxo de magnetização por fase λ_{mn} . Para uma máquina simétrica, os enrolamentos das fases “abc” do estator e “ABC” do rotor são iguais, de forma que: $L_a = L_b = L_c = L_s$ e $L_A = L_B = L_C = L_r$. Lembrando que para o estator e rotor teremos os seguintes ângulos de deslocamento entre as fases: $\theta_a = 0^\circ$; $\theta_b = -120^\circ$; $\theta_c = 120^\circ$; $\theta_A = \theta_r$; $\theta_B = \theta_r - 120^\circ$; $\theta_C = \theta_r + 120^\circ$.

O desenvolvimento detalhado do modelo se encontra em [8][9].

$$f_R(\lambda) = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_n}{L_n} \cos(\theta_n) \quad (2.6)$$

$$f_I(\lambda) = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_n}{L_n} \text{sen}(\theta_n) \quad (2.7)$$

$$\lambda_{mR} = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_{mn}}{L_n} \cos(\theta_n) \quad (2.8)$$

$$\lambda_{mI} = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_{mn}}{L_n} \text{sen}(\theta_n) \quad (2.9)$$

À partir das equações (2.6), (2.7), (2.8) e (2.9) obtemos a componente real (FR) e imaginária (FI) do concatenamento de fluxo magnetizante, Equações (2.10) e (2.11).

$$FR = f_R(\lambda) - \lambda_{mR} \quad (2.10)$$

$$FI = f_I(\lambda) - \lambda_{mI} \quad (2.11)$$

$$FR - jFI = \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_n - \lambda_{mn}}{L_n} \cos(\theta_n) - j \sum_{n=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_n - \lambda_{mn}}{L_n} \text{sen}(\theta_n) \quad (2.12)$$

$$FM = \frac{\text{Fluxo}}{(1 + A_s * Lm)} \quad (2.13)$$

$$FFM = Lm * FM \quad (2.14)$$

Onde : $A_s = \frac{3}{2} \left(\frac{1}{L_s} + \frac{1}{L_r} \right)$ e $\text{Fluxo} = \sqrt{FR^2 + FI^2}$

A dinâmica mecânica do motor de indução é descrita pela equação diferencial do movimento do sistema rotor e carga acoplada. O movimento da carga é ocasionado pelo conjugado resultante e é afetado por fatores como atrito e inércia do sistema. A equação do movimento é apresentada em (2.15) [8] [9] [10].

$$T_e = T_c + j \frac{d\omega_{mec}}{dt} + B\omega_{mec} \quad (2.15)$$

Onde

$$\omega_{mec} = \frac{d\theta_{mec}}{dt}$$

T_e – Conjugado eletromagnético (N.m)

T_c – Conjugado de carga (N.m)

J – Momento de inércia (Kg.m²)

B – Coeficiente de atrito viscoso

θ_{mec} – Posição angular (rad/seg)

ω_{mec} – Velocidade mecânica do motor

As equações descritas anteriormente, formam o modelo matemático completo do motor de indução trifásico utilizado para as simulações computacionais e ainda podem ser representadas matricialmente na forma de equação de estado, como segue [8].

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_a \\ \dot{\lambda}_b \\ \dot{\lambda}_c \\ \dot{\lambda}_A \\ \dot{\lambda}_B \\ \dot{\lambda}_C \\ \dot{\omega}_{mec} \\ \dot{\theta}_{mec} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_s/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_r/L_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_r/L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_r/L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -B/J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & P/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \\ \omega_{mec} \\ \theta_{mec} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ab} + R_s/L_s \lambda_{mab} \\ V_{bc} + R_s/L_s \lambda_{mbc} \\ V_{ca} + R_s/L_s \lambda_{mca} \\ V_A + R_r/L_r \lambda_{mA} \\ V_B + R_r/L_r \lambda_{mB} \\ V_C + R_r/L_r \lambda_{mC} \\ (T_m - T_c)/J \\ 0 \end{bmatrix} \quad (2.16)$$

2.6 – Estimador de fluxo e conjugado eletromagnético

A implementação do DTC tradicional requer a estimação em tempo real tanto do fluxo estatórico como do conjugado eletromagnético do motor. Para tanto as grandezas de saída por fase do motor (corrente e tensão) são convertidas para o sistema de dois eixos $dq0$ para a implementação dos estimadores.

A qualidade da estimativa de fluxo é determinante da qualidade da orientação obtida no DTC, ou seja, o sistema necessita de uma boa estimativa de fluxo para não perder a orientação de campo do estator.

2.6.1 – Transformação dq0

A transformação dq0 realiza uma mudança do sistema de coordenadas trifásico para bifásico. A transformação do sistema abc para o sistema $dq0$ é realizada pela Equação 2.17, sendo a matriz de transformação K dada por 2.18.

$$f_{dq0} = K \cdot f_{abc} \quad (2.17)$$

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.18)$$

Assim temos

$$V_d = \frac{2}{3} \left[V_a - \frac{1}{2}(V_b + V_c) \right] \quad (2.19)$$

$$V_q = \frac{1}{\sqrt{3}}(V_b - V_c) \quad (2.20)$$

O efeito ocasionado pela transformação dq0 pode ser visualizado graficamente através da Figura 2.5.

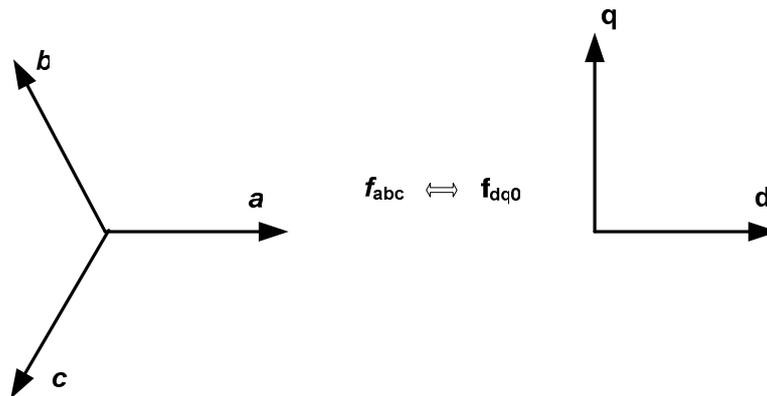


Figura 2.5: Transformação dq0

2.6.2 – Processo de estimativa baseado nas correntes e tensões da máquina

A estratégia utilizada para estimar o conjugado é baseada na síntese do fluxo estatórico, e para tanto são necessárias às medidas de tensão e de corrente nos terminais da máquina. O fluxo estatórico é calculado através da integração da força contra eletromotriz, que é a tensão medida nos terminais da máquina menos a queda de tensão na resistência do

estator. Este método é atrativo porque a resistência do estator é o único parâmetro a ser considerado [23][24]. A principal dificuldade encontrada é a integração do sinal.

O integrador utilizado tem como entrada os valores de I_{dq} e V_{dq} e também o valor da resistência do estator.

$$\lambda_{qs} = \int (V_{qs} - R_s \cdot i_{qs}) dt \quad (2.21)$$

$$\lambda_{ds} = \int (V_{ds} - R_s \cdot i_{ds}) dt \quad (2.22)$$

$$|\lambda_s| = \sqrt{\lambda_{qs}^2 + \lambda_{ds}^2} \quad (2.23)$$

O fluxo resultante é obtido através da soma das parcelas de fluxo d e fluxo q e é calculado, segundo as Equações (2.21) e (2.22). O módulo do fluxo estático é calculado conforme a Equação (2.23) [17].

O fluxo estimado é utilizado, juntamente com a medida da corrente do estator para estimar o conjugado eletromagnético. Para tanto, é necessário que se desenvolva uma expressão de conjugado adequada.

Para o conjugado eletromagnético temos a Equação 2.24 como função apenas das variáveis do estator, mais adequada à utilização na técnica DTC [17].

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} |\bar{\lambda}_{dqs} \times \bar{i}_{dqs}| = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} (i_{qs} \cdot \lambda_{ds} - i_{ds} \cdot \lambda_{qs}) \quad (2.24)$$

Os sinais fornecidos na saída do estimador são comparados com as grandezas de referência e, geram os argumentos da Tabela de Chaveamento.

2.7 – Tabela de Chaveamento

Diversas soluções de chaveamento têm sido empregadas para controlar o conjugado e o fluxo do estator. Cada solução de chaveamento influencia o comportamento da máquina em termos de *ripple* de conjugado e de corrente, frequência de chaveamento e capacidade de operação em dois ou quatro quadrantes. Cada solução de chaveamento pode ser construída e executada no bloco Tabela de Chaveamento na Figura 2.2.

No presente trabalho são estudadas duas tabelas de chaveamento para o DTC tradicional, apresentadas por [7][1][2] – denominadas A e B – dentre as inúmeras possibilidades de escolha dos vetores tensão, em função das variáveis de controle: conjugado e fluxo do estator.

2.8 – Argumentos da Tabela de Chaveamento

A Tabela de Chaveamento é empregada para calcular a tripla ordenada (Ch_a , Ch_b e Ch_c), que será aplicada ao inversor de tensão para comandar o acionamento dos transistores, originando o vetor tensão imposto ao estator [7][1]. A finalidade da imposição do vetor tensão é assegurar o controle do fluxo do estator e do conjugado, mantendo os erros dos mesmos dentro dos limites fixados pelas histereses.

Para o cálculo do vetor tensão, são usados os seguintes argumentos:

- erro de fluxo;
- erro de conjugado;
- setor espacial onde se encontra o vetor fluxo.

2.8.1 – Erro de fluxo

Na determinação do erro de fluxo é utilizado um comparador com histerese de dois

níveis. A histerese pode ser modelada simplificada através da Equação (2.25).

$$\phi = 1; |\bar{\lambda}_{est}| \leq \lambda_{ref} - \frac{\Delta\lambda_s}{2} \quad (2.25)$$

$$\phi = 0; |\bar{\lambda}_{est}| \geq \lambda_{ref} + \frac{\Delta\lambda_s}{2}$$

Onde:

$|\bar{\lambda}_{est}|$ é o módulo do fluxo estimado

λ_{ref} é a referência de fluxo do estator

$\Delta\lambda_s$ é a largura da histerese de fluxo

O emprego de comparadores com histerese possibilita a existência de dois estados de erro de fluxo. O primeiro estado $\phi = 1$, corresponde aos valores de fluxo estimado inferiores ao valor de referência enquanto que o segundo estado $\phi = 0$, corresponde às situações restantes. Dessa forma, através da comparação com a referência, a Tabela de Chaveamento pode aumentar ou diminuir o módulo do fluxo do estator.

Considerando-se que o fluxo do estator é uma grandeza vetorial, a representação espacial desses estados pode ser observada na Figura 2.6. Os trechos sombreados na figura correspondem aos dois estados obtidos com o comparador de fluxo, Equação (2.25). Os círculos concêntricos correspondem aos limites de atuação da histerese, $\lambda_{ref} - \frac{\Delta\lambda_s}{2}$ e $\lambda_{ref} + \frac{\Delta\lambda_s}{2}$. A faixa da curva que não está sombreada tem sua largura determinada pela largura da histerese do comparador. A Figura 2.7 mostra a curva característica de entrada/saída para um comparador com histerese.

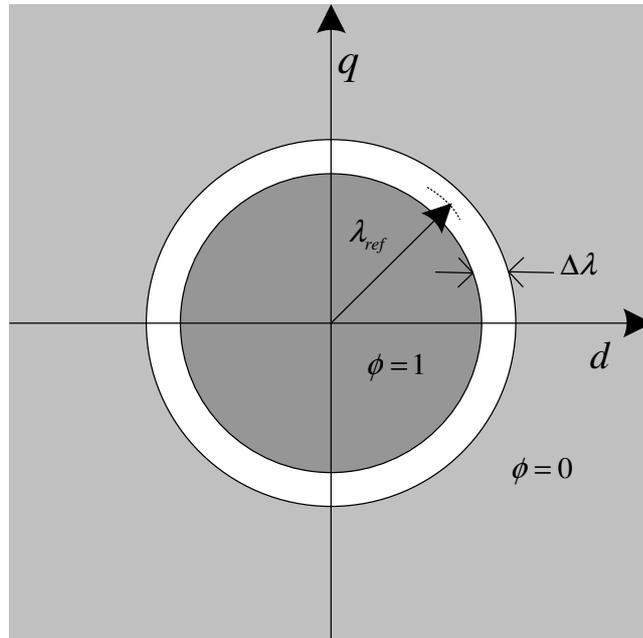


Figura 2.6: Zona de atuação da histerese.

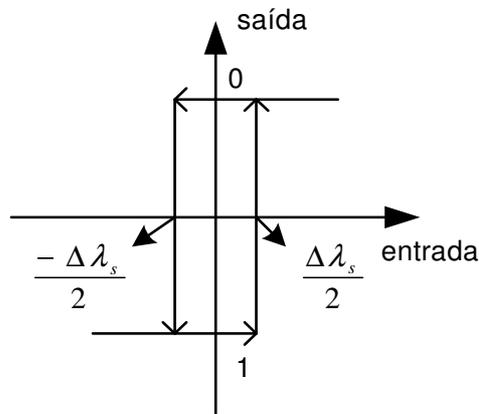


Figura 2.7: Curva característica de entrada/saída para um comparador com histerese de dois níveis

2.8.2 – Erro de conjugado

Nesta implementação, a velocidade mecânica do motor (ω_{mec}) e uma velocidade de referência (ω_{mec}^*) são fornecidas a um controlador de velocidade do tipo PI. Como resultado desta comparação e compensação temos, na saída do controlador o conjugado de referência

(T^*) que, após comparação com o valor estimado (T_{est}), gera o segundo argumento da Tabela de Chaveamento.

O erro de conjugado é tipicamente medido através de um comparador com histerese de três níveis para o DTC tradicional. A histerese de três níveis é normalmente empregada no DTC tradicional [16] por possibilitar um chaveamento menos intenso do inversor, Figura 2.8

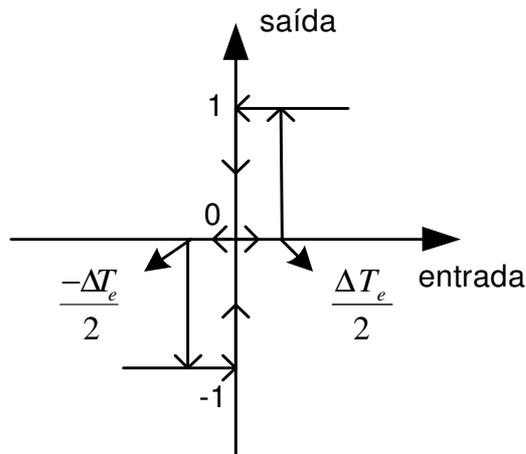


Figura 2.8: Curva característica de entrada/saída para um comparador com histerese de três níveis.

O modelo da histerese de três níveis pode ser representado de forma simplificada através das Equações (2.26) e (2.27).

Para rotação no sentido anti-horário:

$$\tau = 1; T_{est} \leq T_{ref} - \frac{\Delta T_e}{2} \quad (2.26)$$

$$\tau = 0; T_{est} \geq T_{ref}$$

onde:

T_{est} é o conjugado eletromagnético estimado,

T_{ref} é a referência de conjugado eletromagnético

ΔT_e é a largura da histerese de conjugado

Para rotação no sentido horário:

$$\tau = -1; T_{est} \geq T_{ref} + \frac{\Delta T_e}{2} \quad (2.27)$$

$$\tau = 0; T_{est} \leq T_{ref}$$

Através do comparador de três níveis com histerese são definidas as possibilidades de erro: nulo, positivo ou negativo, conforme haja necessidade de manter o conjugado inalterado, incrementá-lo ou decrementá-lo.

2.8.3 – Setor espacial

O setor espacial onde se encontra o fluxo do estator no instante de análise é calculado de acordo com a Figura 2.9. Os setores considerados são formados pela divisão do plano dq em seis setores – denominados setor 1, setor 2, setor 3, etc [13].

Na equação 2.28, para N variando de 1 a 6, temos os valores limites de cada setor.

$$(2N - 3)\frac{\pi}{6} \leq \text{setor}N \leq (2N - 1)\frac{\pi}{6} \quad (2.28)$$

No interior de cada setor existe apenas um vetor espacial de tensão (comparar com a Figura 2.1).

Para o cálculo do setor em que se encontra o vetor fluxo do estator, inicialmente é aplicada a Equação (2.29) [14][17], sendo posteriormente aplicadas às desigualdades apresentadas na Tabela 2.2.

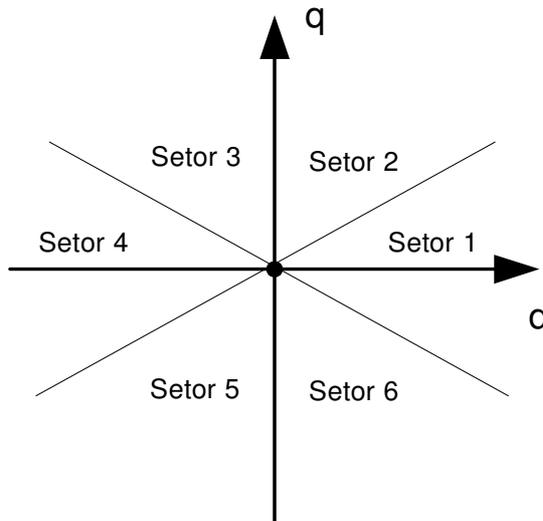


Figura 2.9: Distribuição e denominação dos setores espaciais.

$$\theta_e = \arctg\left(\frac{\lambda_q}{\lambda_d}\right) \quad (2.29)$$

Tabela 2.2: Definição dos setores espaciais

Setor 1	$-30^\circ < \theta_e \leq 30^\circ$
Setor 2	$30^\circ < \theta_e \leq 90^\circ$
Setor 3	$90^\circ < \theta_e \leq 150^\circ$
Setor 4	$\theta_e > 150^\circ$ ou $\theta_e \leq -150^\circ$
Setor 5	$-150^\circ < \theta_e \leq -90^\circ$
Setor 6	$-90^\circ < \theta_e \leq -30^\circ$

2.9 – Relação entre o vetor tensão e as variações do fluxo do estator e do conjugado eletromagnético

A maneira de impor o vetor fluxo requerido ao estator é por meio do estado das chaves do inversor de tensão, isto é, manipulando o vetor espacial de tensão aplicado na máquina. De acordo com a Equação (2.4), a equação que relaciona o vetor espacial de tensão com o vetor fluxo estatórico no motor de indução é:

$$\bar{V}_s = R_s \bar{i}_s + \frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} \quad (2.30)$$

Uma vez desprezada a queda de tensão devido à resistência do estator, pode-se observar que, vetorialmente a variação instantânea no fluxo do estator é aproximadamente igual à tensão imposta no estator pelo inversor de tensão [13] [2] [1], como mostra a Equação 2.31.

$$\frac{d\bar{\lambda}_s}{dt} \cong \bar{V}_s \quad (2.31)$$

Considerando-se um pequeno intervalo de tempo (Δt) de aplicação do vetor espacial de tensão \bar{V}_s é obtida a Equação (2.32)

$$\Delta \bar{\lambda}_s \cong \bar{V}_s \Delta t \quad (2.32)$$

Que mostra que a variação do fluxo do estator possui a mesma direção do vetor de tensão. A partir da Equação (2.32), pode-se perceber ainda, que o fluxo do estator varia proporcionalmente com a amplitude do vetor tensão imposto e que o vetor fluxo se move na direção do vetor tensão não-nulo, durante o tempo de aplicação do mesmo.

A relação entre o vetor tensão e a variação do conjugado eletromagnético pode ser traduzida à partir das seguintes equações.

A Equação (2.33), que proveniente da equação de estabelecimento do fluxo no motor [7], possibilita o cálculo do fluxo do estator em função do fluxo do rotor e da corrente do estator.

$$\lambda_s = \frac{L_m}{L_r} \bar{\lambda}_r + \sigma L_s \bar{i}_s \Rightarrow \bar{i}_s = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\bar{\lambda}_s - \frac{L_m}{L_r} \bar{\lambda}_r \right) \quad (2.33)$$

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} |\bar{\lambda}_s \times \bar{i}_s| \quad (2.34)$$

Onde

$$\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r} \text{ - coeficiente de dispersão}$$

Substituindo-se (2.33) em (2.34), e aplicando-se as propriedades dos produtos vetoriais, obtém-se a expressão do conjugado em função do fluxo do estator e do rotor, Equação (2.35).

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} (\bar{\lambda}_s \times \bar{\lambda}_r) = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} |\lambda_s| |\lambda_r| \text{sen}(\alpha) \quad (2.35)$$

A Equação (2.35) mostra que uma vez mantido constante o módulo do fluxo do estator (λ_s), e conseqüentemente o módulo do fluxo do rotor (λ_r), uma rápida variação no ângulo α , entre λ_s e λ_r origina uma variação igualmente rápida no conjugado eletromagnético [14]. Os vetores fluxo do rotor e fluxo do estator podem ser visualizados graficamente através da Figura 2.10.

A regulação do módulo do fluxo do estator é assegurada no DTC através do controle por histerese do fluxo.

A Figura 2.11 mostra a trajetória completa do vetor fluxo do estator e os vetores que serão aplicados em cada setor.

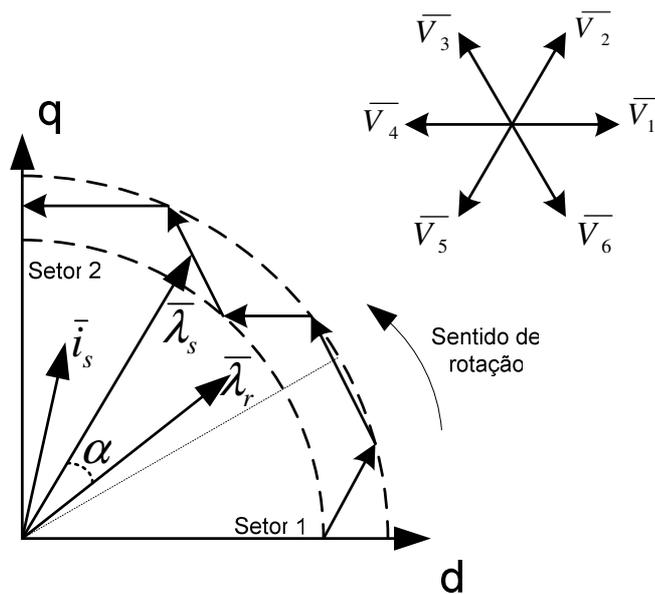


Figura 2.10: Relação espacial entre os vetores fluxo do estator e fluxo do rotor [15]

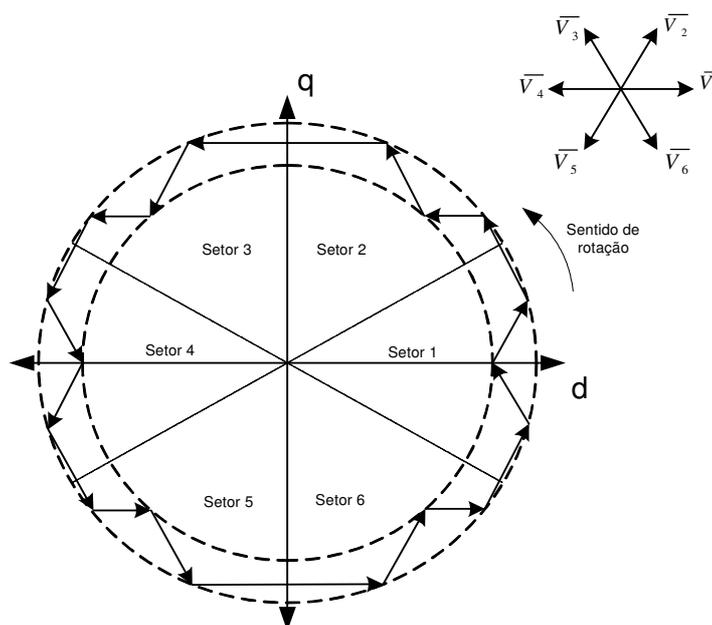


Figura 2.11: Vetores aplicados em cada setor

2.10 – Efeitos da aplicação dos vetores espaciais de tensão

A Figura 2.12 permite o estudo dos efeitos da aplicação de cada um dos vetores tensão no conjugado e módulo do fluxo do estator.

Supondo-se que o vetor fluxo do estator se encontra no setor N do plano dq em um determinado instante, a aplicação de um vetor tensão gera uma variação no fluxo do estator dada pela Equação (2.32), de forma que o fluxo do estator resultante pode ser representado por:

$$\bar{\lambda}_{s1} = \bar{\lambda}_s + \Delta\bar{\lambda}_s \quad (2.36)$$

Conseqüentemente, a aplicação dos vetores V_{n+1} , V_n e V_{n-1} ocasiona um aumento no módulo do fluxo do estator, enquanto que os vetores V_{n+2} , V_{n+3} e V_{n-2} ocasionam a diminuição do fluxo do estator. A aplicação dos vetores nulos ocasiona uma diminuição natural da amplitude do fluxo em função do enfraquecimento do mesmo.

Utilizando-se a técnica DTC, o fluxo desloca-se dentro dos limites da faixa de histerese, sendo esta, a responsável pela definição do tempo de atuação de cada vetor tensão.

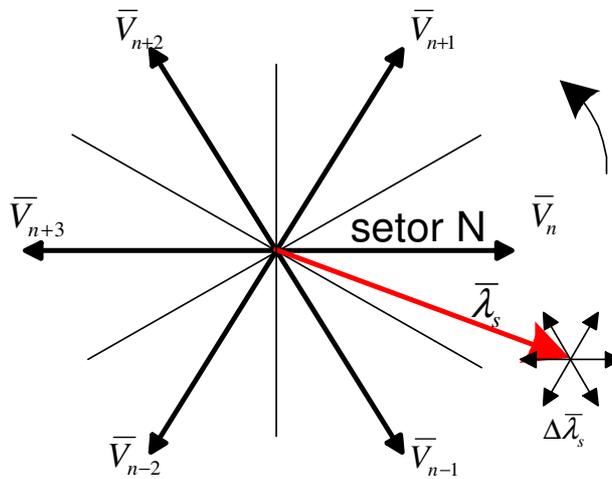


Figura 2.12: Efeito da imposição de tensão [1][2]

Analisando o efeito dos vetores tensão sobre o conjugado eletromagnético, supondo rotação no sentido ilustrado na figura, pode-se observar que os vetores V_{n+1} e V_{n+2} ocasionam um aumento do conjugado na medida em que provocam a rotação do fluxo no sentido anti-

horário (positivo). Os vetores V_{n-1} e V_{n-2} , por outro lado, provocam movimento no sentido horário, reduzindo o conjugado da máquina.

A aplicação de um vetor de tensão nulo ou radial (V_0 , V_7 , V_n ou V_{n+3}) causa uma parada na rotação do fluxo do estator ($\omega_e = 0$), ocasionando uma velocidade de escorregamento negativa e, conseqüentemente, um conjugado elétrico no sentido oposto ao de rotação do fluxo do estator, “freando” o rotor.

2.11 – Considerações finais

Este capítulo teve por objetivo a apresentação da estratégia DTC tradicional. Foram mostrados os conceitos básicos de funcionamento desta estratégia bem como algumas aplicações práticas da mesma.

A comparação da técnica DTC tradicional com as técnicas de controle por orientação de campo mostra algumas vantagens e desvantagens que foram abordadas.

Foram estudados o modelo matemático do motor de indução, o inversor de tensão e o estimador de fluxo necessários à apresentação da técnica.

O blocos funcionais da estratégia DTC tradicional foram estudados detalhadamente de forma a possibilitar uma boa compreensão do mecanismo de imposição de conjugado e fluxo, do controle por histerese e do cálculo dos setores espaciais. Foram analisados os efeitos de aplicação dos vetores espaciais de tensão, mostrando a utilização das informações de erro de conjugado, erro de fluxo e setor espacial na definição da tabela de chaveamento.

CAPÍTULO 3

SIMULAÇÕES COMPUTACIONAIS

3.1 – Introdução

Com o intuito de avaliar o comportamento das correntes, fluxos e conjugado em um motor de indução trifásico, realizou-se no ambiente Simulink/Matlab, simulações do mesmo em diversas situações. A primeira delas corresponde à operação do motor quando este é ligado diretamente à rede elétrica de suprimento. Assim, podemos comparar os resultados obtidos com os dados experimentais, o que permitiu validar os parâmetros utilizados na modelagem do motor e a simulação propriamente dita. Posteriormente, é realizada uma simulação em malha fechada, onde leva-se em conta um sistema completo, incluindo a fonte de alimentação CA, conversores estáticos, motor, carga, estimador de fluxo e conjugado e controle DTC tradicional. Essa visão conjunta da dinâmica do sistema é de grande importância no projeto de sistemas de acionamento completos.

Após a análise para diferentes tabelas de chaveamento do DTC tradicional e da influência da largura das histereses, será proposta uma variação da técnica DTC tradicional. Uma alternativa prática do DTC que emprega um diagrama de blocos bastante similar ao DTC tradicional. A principal diferença consiste na existência de um bloco de controle da frequência de chaveamento do inversor e a malha de velocidade aberta.

A análise dos resultados foi efetuada utilizando o ambiente de trabalho Matlab. As variáveis de interesse são gravadas no ambiente durante a fase de simulação, permitindo que seja realizada uma análise detalhada posteriormente. Desta forma, é possível um tratamento matemático dos dados, viabilizando o aproveitamento de funções pré-definidas no Matlab, como TDH, que informa o quanto a amplitude da frequência fundamental de um sinal distorcido é maior que a amplitude de suas harmônicas. Assim, torna-se possível avaliar a energia perdida devido a distorção do sinal.

3.2 – Simulação do motor alimentado pela tensão trifásica da rede

O diagrama utilizado para esta simulação está mostrado na Figura 3.1

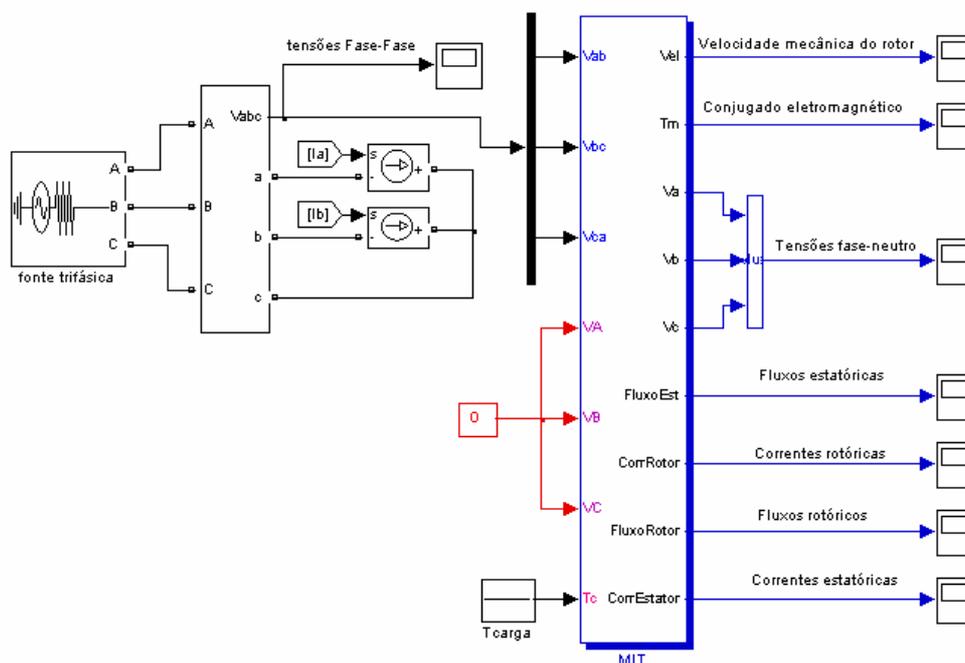


Figura 3.1: Diagrama de blocos do motor de indução implementado em Simulink.

Para a realização do estudo foi utilizado um motor com as seguintes características

Tabela 3.1: Parâmetros do motor usado na simulação

Parâmetros do Motor	
Número de Pólos	4
Inércia do Sistema	0,0067*3 Kg.m ²
Resistência do Estator	2,85 Ω
Resistência do Rotor	2,6381 Ω
Indutância de Dispersão do Estator	6,9451e-3 H
Indutância de Dispersão do Rotor	6,9451e-3 H
Indutância Mútua	142,1318e-3 H
Atrito Viscoso	0,01 N.m.s/rad

As Figuras 3.2 a 3.9 mostram, as formas de onda de fluxo, corrente e tensão nas fases “abc” do estator e “ABC” do rotor, o conjugado e a velocidade no eixo para o motor em vazio. Estes resultados são obtidos com a máquina conectada em estrela, alimentada por uma tensão de 650 Volts de pico e 60 Hz. Para este valor de tensão obtemos um excelente funcionamento do controle DTC visto no item 3.3.

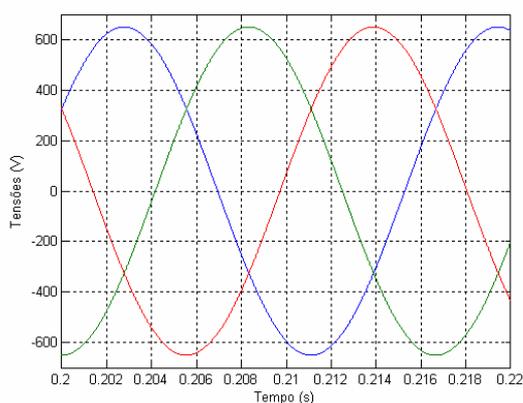


Figura 3.2 – Formas de onda das tensões Fase Fase do estator

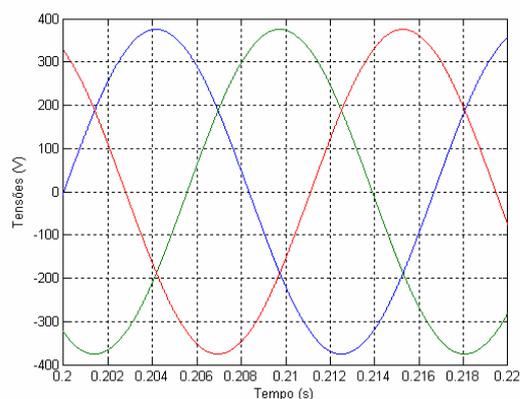


Figura 3.3 – Formas de onda das tensões Fase Neutro do estator

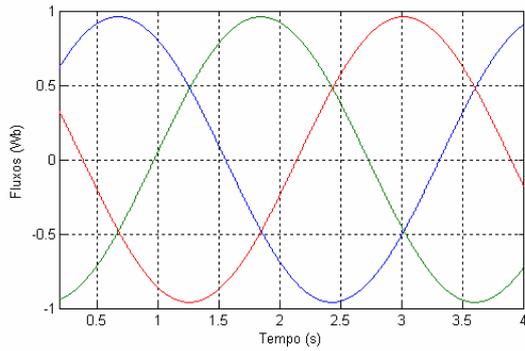


Figura 3.4 – Fluxos Rotóricos

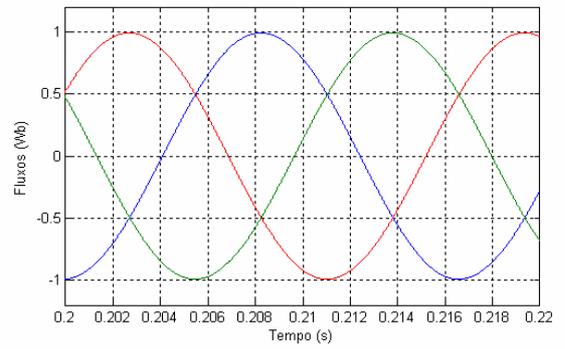


Figura 3.5 – Fluxos Estáticos

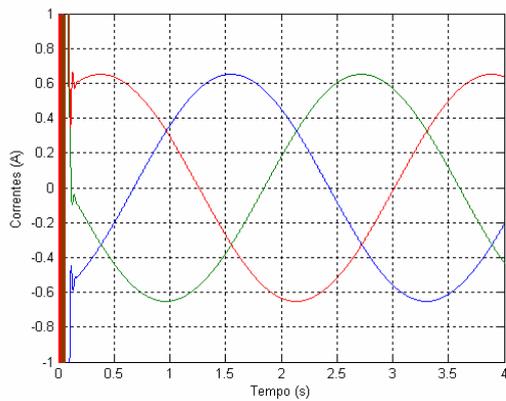


Figura 3.6 – Formas de onda da corrente nas fases “ABC” do rotor

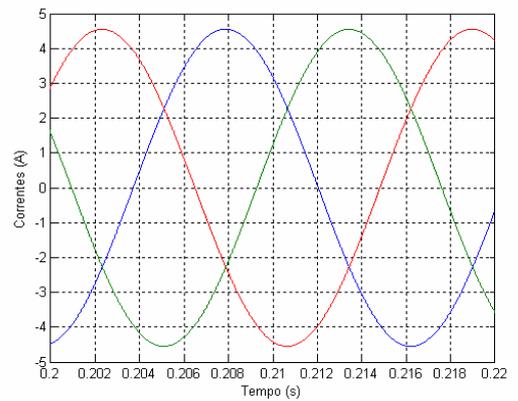


Figura 3.7 – Formas de onda da corrente nas fases “abc” do estator

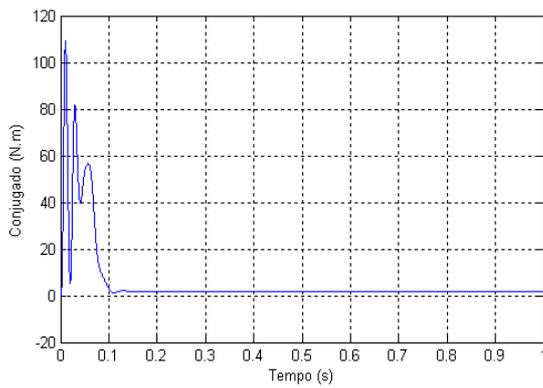


Figura 3.8 – Conjugado eletromagnético – motor em vazio

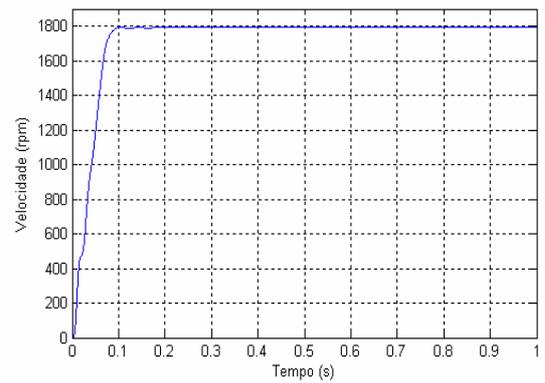


Figura 3.9 – Velocidade no eixo

3.3 – Implementação da técnica DTC tradicional

A Figura 3.10 apresenta o diagrama de blocos simplificado empregado nas simulações.

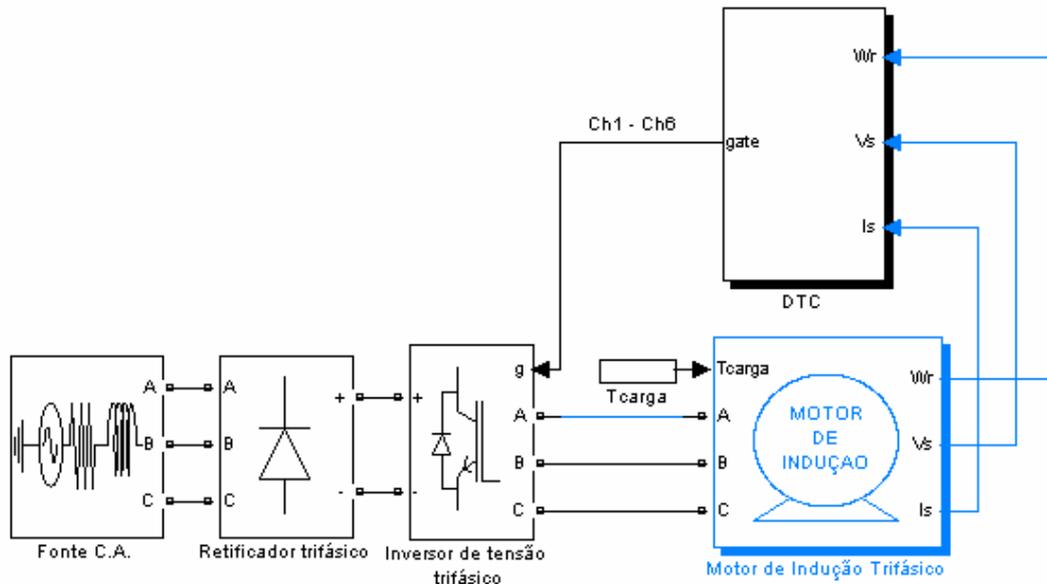


Figura 3.10: Diagrama de blocos do sistema completo implementado em Simulink.

O bloco DTC corresponde a implementação do diagrama de blocos da Figura 2.2 e o motor de indução corresponde ao diagrama da Figura 3.1.

O bloco DTC tem como entradas as tensões, correntes e velocidade do rotor e ainda valores para o fluxo e velocidade de referências.

A Figura 3.11 mostra o bloco DTC da Figura 3.10 em detalhes. As variáveis de entrada V_s e I_s por fase ABC são convertidas para $dq0$ necessárias ao estimador de fluxo e conjugado. A velocidade no eixo é utilizada na malha externa para o cálculo do conjugado de referência.

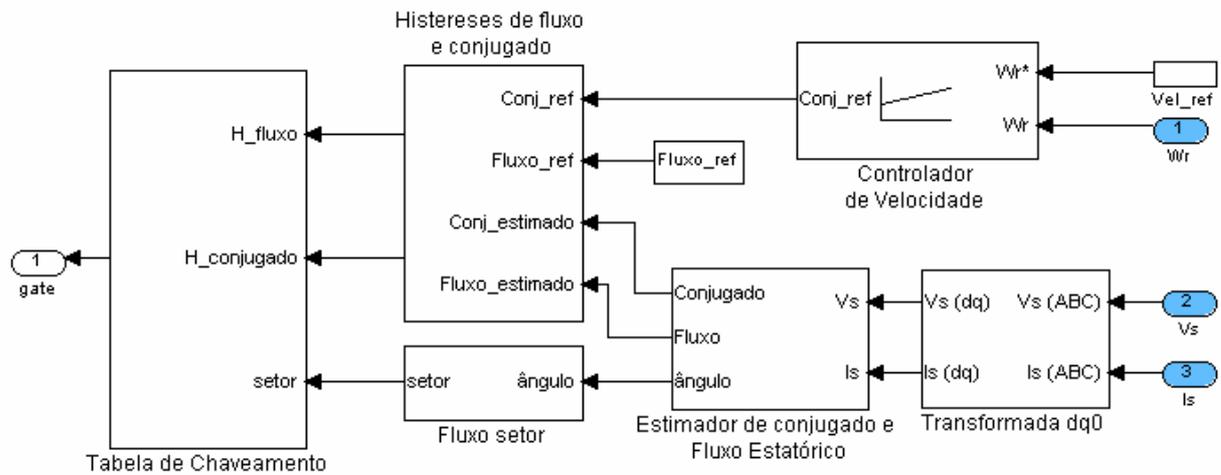


Figura 3.11: Diagrama de blocos do DTC implementado em Simulink.

A finalidade dessa simulação é mostrar resultados típicos de simulação do DTC tradicional para diferentes Tabelas de Chaveamento. Os parâmetros do controlador de velocidade do tipo PI são dados por $K_p=20$, $K_i=200$ e $\text{conjugado_limite} = 25 \text{ N.m}$. Não houve preocupação em ajustar o PI para o seu valor ótimo uma vez que o resultado obtido já se apresentava satisfatório. A referência de fluxo é igual a $0,8 \text{ Wb}$ e a referência de velocidade varia de 100 rd/s no sentido horário a 100 rd/s no sentido anti-horário. A largura da histerese de fluxo empregada na simulação é de $0,02 \text{ Wb}$ e a largura da histerese de conjugado de três níveis é de 4 N.m .

3.3.1 – Tabela de chaveamento A

Tabela 3.2: Tabela de Chaveamento A

		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\Phi = 1$	$\tau = 1$	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1
	$\tau = 0$	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0
	$\tau = -1$	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0
$\Phi = 0$	$\tau = 1$	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2
	$\tau = 0$	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7
	$\tau = -1$	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7

Obs: $\theta(N)$ corresponde ao setor N

Na Tabela 3.2, Φ corresponde ao resultado da histerese de fluxo – $\Phi = 1$ se o erro de fluxo for positivo e $\Phi = 0$ se for negativo. Os estados da histerese de conjugado, que são representados pela variável τ , possuem os valores 1, 0 ou -1, conforme o erro de conjugado é positivo, nulo ou negativo, respectivamente.

A tabela de chaveamento A, quando implementada sozinha, não possibilita operação nos quatro quadrantes por ocasionar movimento em apenas um sentido. Mesmo velocidades muito baixas no sentido de rotação positivo não são possíveis, Figura 3.13. Quando há mudança no sentido de rotação, a aplicação dos vetores V_0 e V_7 ocasionam uma diminuição natural da amplitude do fluxo, conseqüentemente o conjugado eletromagnético zera, de acordo com a Equação (2.34), Figura 3.12.

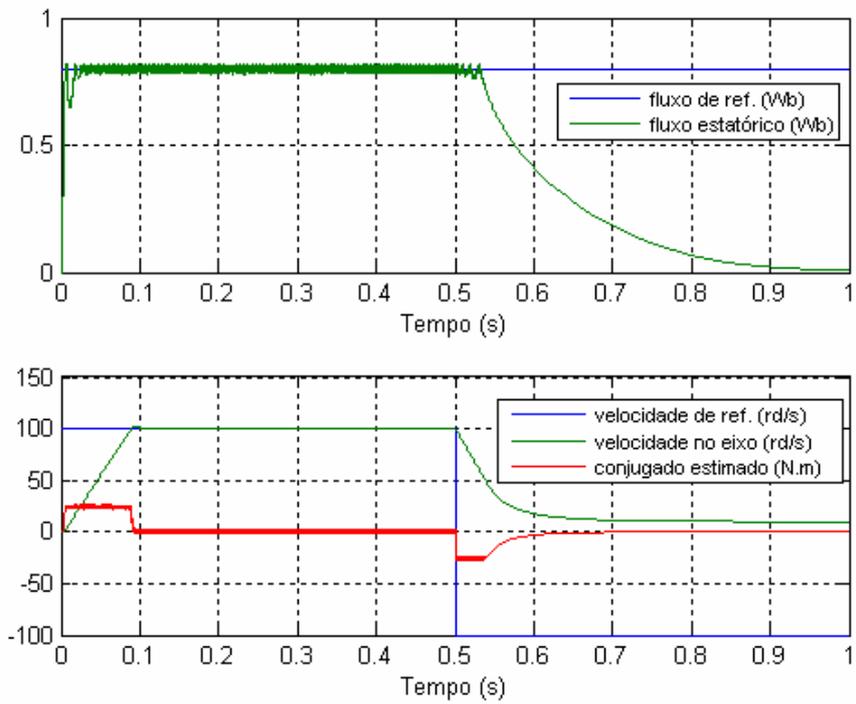


Figura 3.12: Fluxo do estator e conjugado elétrico obtidos com DTC, tabela de chaveamento A, motor em vazio.

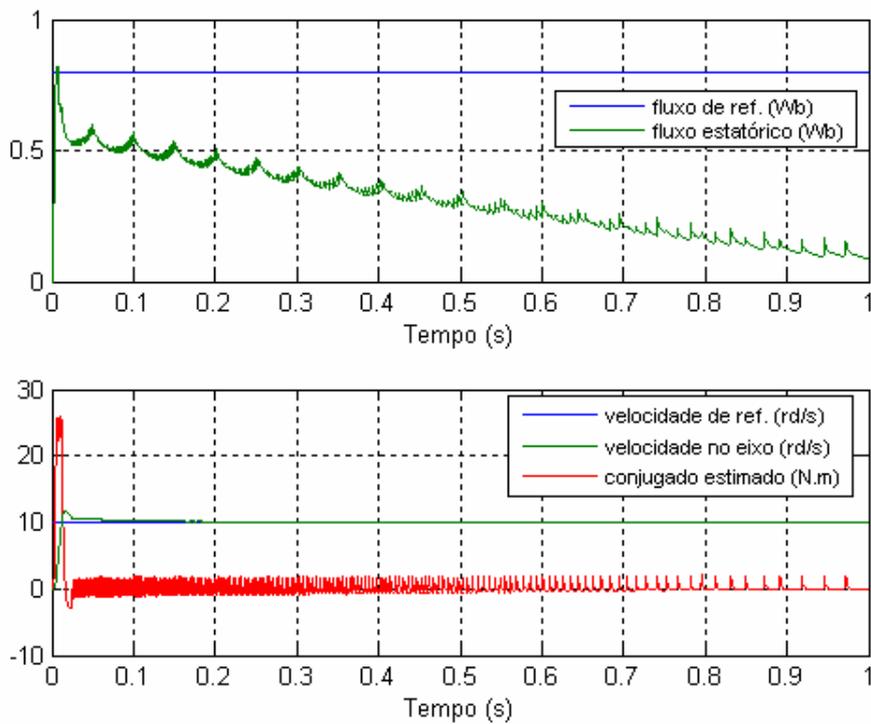


Figura 3.13: Tabela de chaveamento A para baixas velocidades

Um exemplo do controle do conjugado e do fluxo do estator para a tabela de chaveamento A, para os sentidos horário e anti-horário, é descrito a seguir e visualizado na Figura 3.14.

Os dois círculos apresentados na Figura 3.14 demarcam os limites do fluxo do estator, definidos pela zona de histerese ($\Delta\lambda_s$) do comparador de fluxo. Os setores espaciais estão identificados pelos números de 1 a 6. Os pontos P_0 , P_1 e P_2 , correspondem a diferentes instantes de chaveamento do inversor.

O vetor fluxo do estator, de módulo igual a $\lambda_{ref} + \Delta\lambda_s/2$, encontra-se representado espacialmente na Figura. O módulo do vetor encontra-se no limite superior da zona de histerese no instante inicial (ponto P_0).

Considerando-se que o sentido de rotação é o anti-horário, que há uma necessidade de aumento do conjugado e que o módulo do fluxo encontra-se no limite superior da histerese de fluxo, o que pode ser observado na Figura 3.14, é determinado o chaveamento a ser aplicado. O chaveamento deve ser tal que diminua o módulo do fluxo, ocasionando simultaneamente uma rotação angular no sentido anti-horário. Por comparação com as Figuras 2.11 e 2.12, observa-se que o único vetor que causa esse efeito é o vetor V_3 .

Com a aplicação do vetor V_3 , ocorre uma variação de fluxo e conjugado no sentido desejado, passando-se para o ponto P_1 .

Acompanhando-se a trajetória do fluxo na Figura, observa-se que o módulo atinge novamente o limite superior da faixa de histerese de fluxo no ponto P_1 , agora no setor 2, tornando necessária a aplicação de um novo vetor, pois a permanência do vetor V_3 ocasionaria a saída do fluxo do estator do interior da zona de histerese.

No ponto P_1 , o vetor fluxo necessita novamente ser reduzido. Após a aplicação do vetor V_4 essa redução é obtida, atingindo o ponto P_2 .

Para o sentido horário, a aplicação dos vetores V_0 e V_7 causam uma parada na rotação do fluxo do estator.

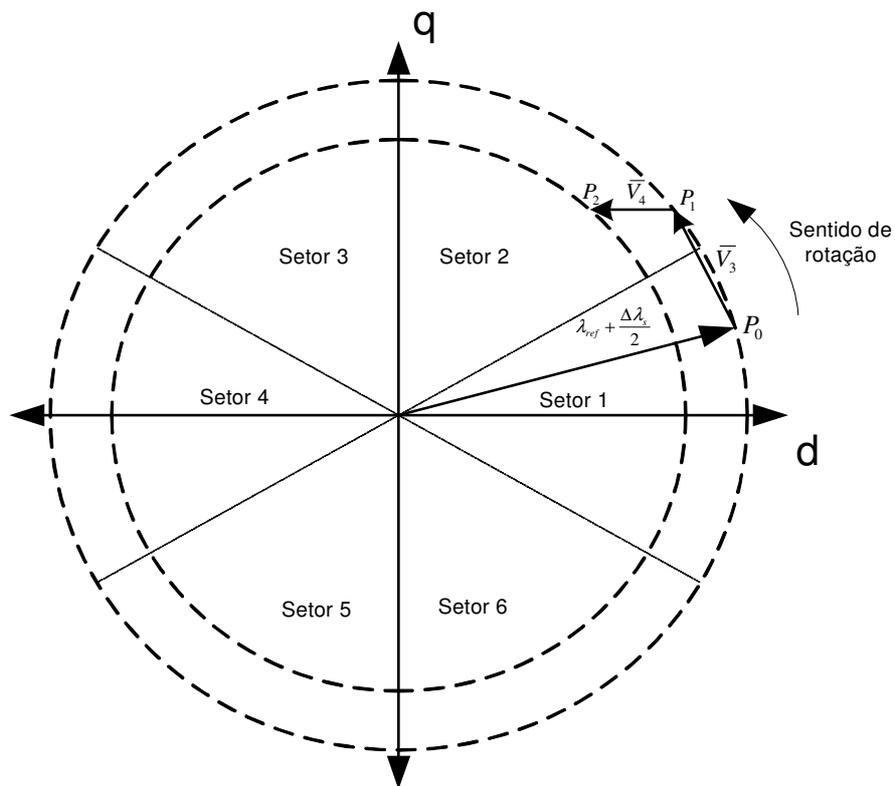


Figura 3.14: Exemplo de vetores aplicados na estratégia A – sentido anti-horário

3.3.2 – Tabela de chaveamento B

Ao contrário da estratégia anterior, a tabela de chaveamento B utiliza um vetor de tensão que gera um incremento de conjugado no sentido contrário ao movimento sempre que há necessidade de reduzir o conjugado eletromagnético. Dessa maneira, ela possibilita uma característica de resposta de conjugado mais rápido e uma operação nos quatro quadrantes, ocasionando em contrapartida uma frequência de chaveamento mais intensa.

Devido aos motivos apresentados, a tabela de chaveamento B é sugerida para os instantes em que houver variações bruscas na referência de conjugado ou de fluxo, podendo ser utilizada em dispositivos de acionamento em conjunto com a tabela de chaveamento A. A tabela de chaveamento B é apresentada na Tabela 3.3 [1][12][6][13].

Tabela 3.3: Tabela de Chaveamento B

		$\theta(1)$	$\theta(2)$	$\theta(3)$	$\theta(4)$	$\theta(5)$	$\theta(6)$
$\Phi = 1$	$\tau = 1$	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1
	$\tau = 0$	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0
	$\tau = -1$	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5
$\Phi = 0$	$\tau = 1$	\bar{v}_3	\bar{v}_4	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2
	$\tau = 0$	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7	\bar{v}_0	\bar{v}_7
	$\tau = -1$	\bar{v}_5	\bar{v}_6	\bar{v}_1	\bar{v}_2	\bar{v}_3	\bar{v}_4

Obs: $\theta(N)$ corresponde ao setor N

Comparando-se a Figura 3.12 com a Figura 3.15 pode-se observar que a tabela de chaveamento B se mostra mais adequada por apresentar operação nos sentidos horário e anti-horário e em baixas velocidades.

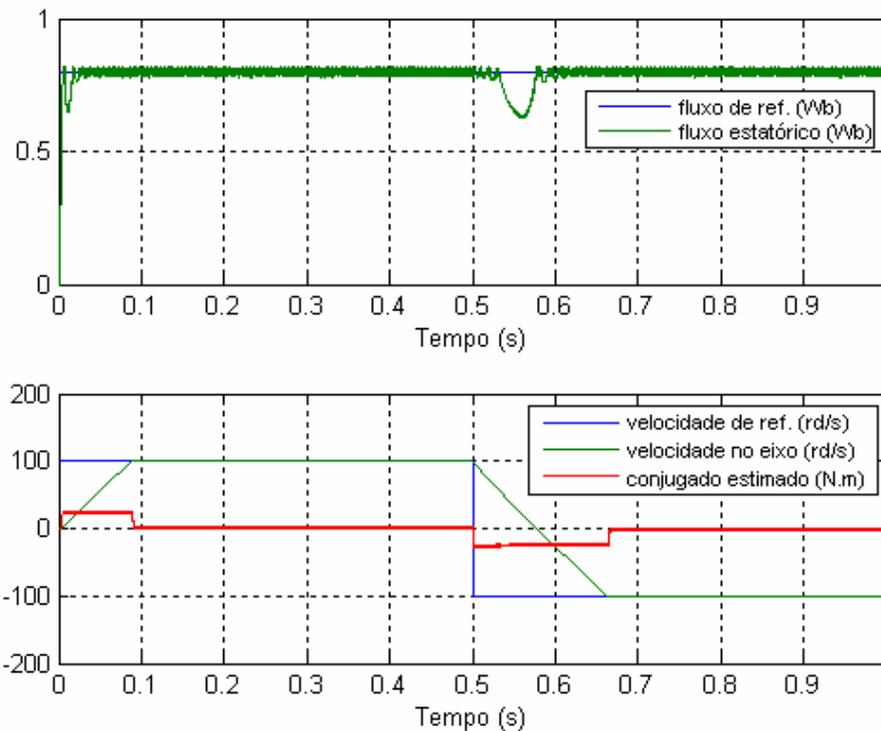


Figura 3.15: Fluxo do estator e conjugado elétrico obtidos com DTC, tabela de chaveamento B, motor em vazio.

Para o sentido de rotação anti-horário as tabelas de chaveamento A e B se comportam da mesma forma. A Figura 3.16 mostra a trajetória do vetor espacial fluxo do estator no sentido horário para a tabela de chaveamento B.

No instante inicial o vetor espacial fluxo do estator se encontra no ponto P_0 , o chaveamento deve ser tal que diminua o módulo do fluxo do estator, ocasionando simultaneamente uma rotação angular no sentido horário. Novamente, por comparação com as Figuras 2.11 e 2.12, observa-se que o único vetor que causa esse efeito é o vetor V_5 . Ainda no setor 1 mas com necessidade de aumento do vetor fluxo é aplicado o vetor V_6 . No ponto P_3 localizado no setor 6, o vetor fluxo necessita novamente ser reduzido. Após a aplicação do vetor V_4 essa redução é obtida.

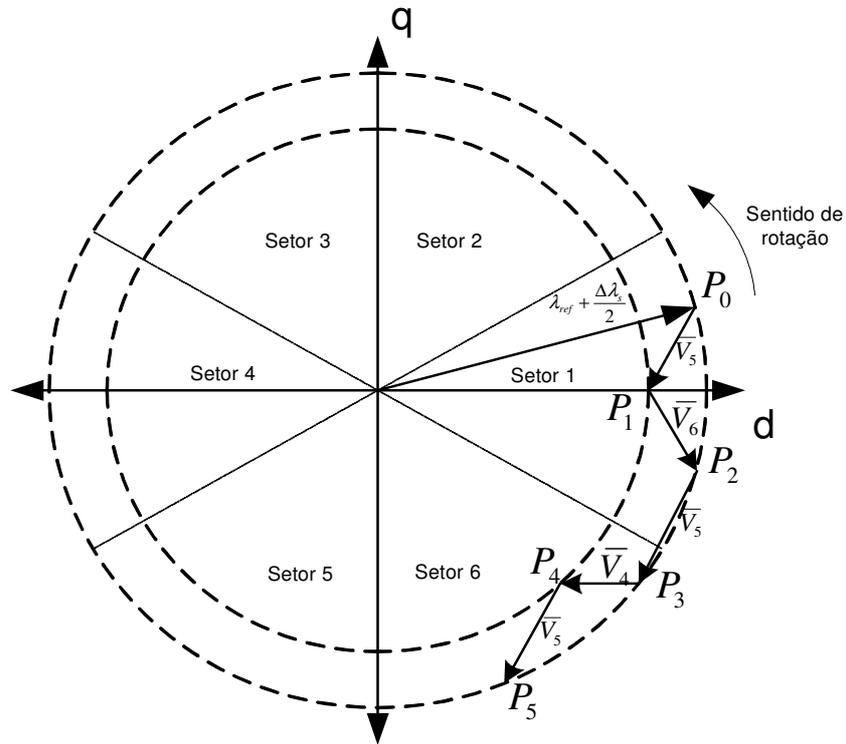


Figura 3.16: Exemplo de vetores aplicados na estratégia B – sentido horário

3.4 – Simulação completa

Para a realização das simulações que envolvem o uso do inversor de tensão, foi necessária primeiramente a modelagem de um sistema para alimentação do inversor. Este sistema de alimentação consiste de uma fonte trifásica senoidal e de um retificador não controlado de ponte completa, conforme mostra a Figura 3.10. Com a fonte de suprimento CA e o retificador, obtém-se a tensão E no inversor, o suficiente para proporcionar o chaveamento e obter correntes e tensões no estator e rotor como mostradas nas Figuras 3.17 e 3.18. Para as seguintes simulações foram utilizados os mesmos parâmetros das simulações das tabelas de chaveamento A e B, item 3.3, com exceção de que aqui utilizou-se uma carga constante e de valor igual a 10 N.m.

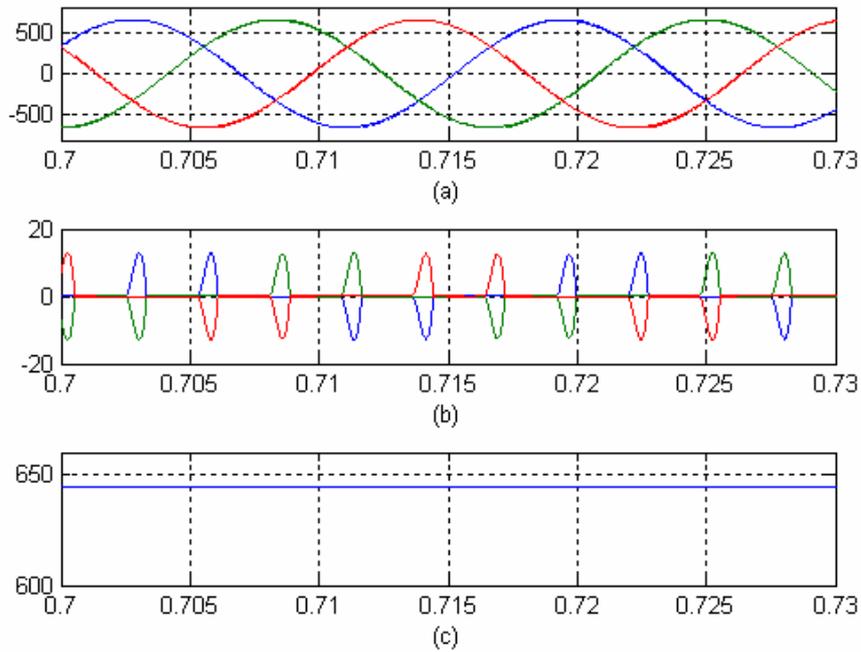


Figura 3.17: Fonte CA – (a) Tensão CA (b) Corrente CA (c) Tensão CC

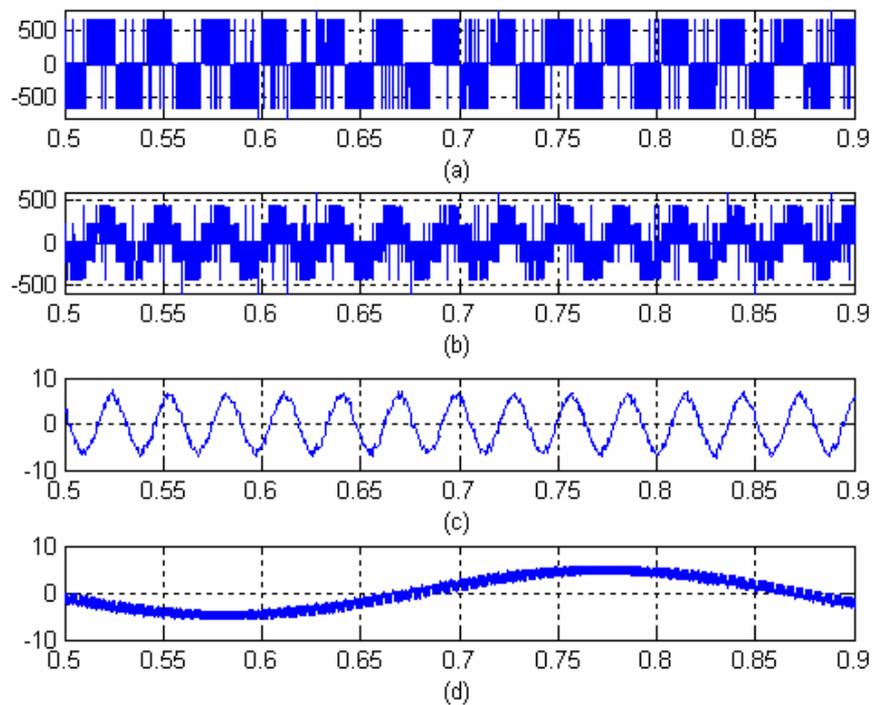


Figura 3. 18: Simulação completa – fonte CA, inversor, motor de indução e DTC com a tabela de chaveamento B – (a) Tensão Fase Fase do estator (b) Tensão Fase Neutro do estator (c) Corrente do estator (d) Corrente do rotor

A simulação a seguir mostra como algumas grandezas do motor de indução se comportam com uma mudança no sentido de rotação da máquina. A curva de referência utilizada no controle de velocidade está apresentada na Figura 3.19. Através da Figura, pode-se perceber que a curva de velocidade mecânica obtida é bem próxima da referência imposta, tendo um erro máximo durante a condição crítica de aceleração do motor.

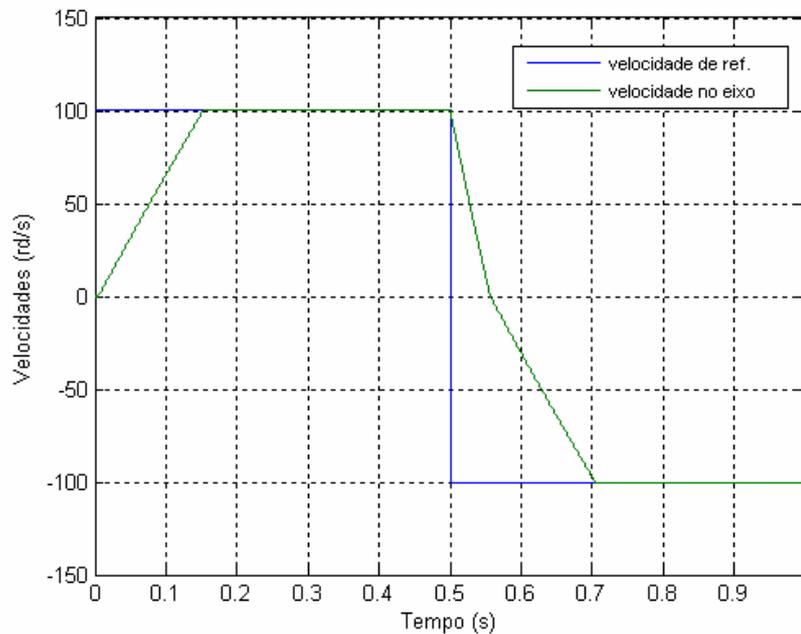


Figura 3.19: Curva de velocidade

A Figura 3.20 mostra a curva de conjugado eletromagnético obtido com o controle de velocidade. Para cada um dos trechos da curva de referência de velocidade apresentada na Figura 3.19. A amplitude do *ripple* de conjugado em cada um dos trechos é a mesma, aproximadamente 4 N.m, uma vez que depende da largura da histerese de conjugado, que nessa simulação é fixa durante todo o período.

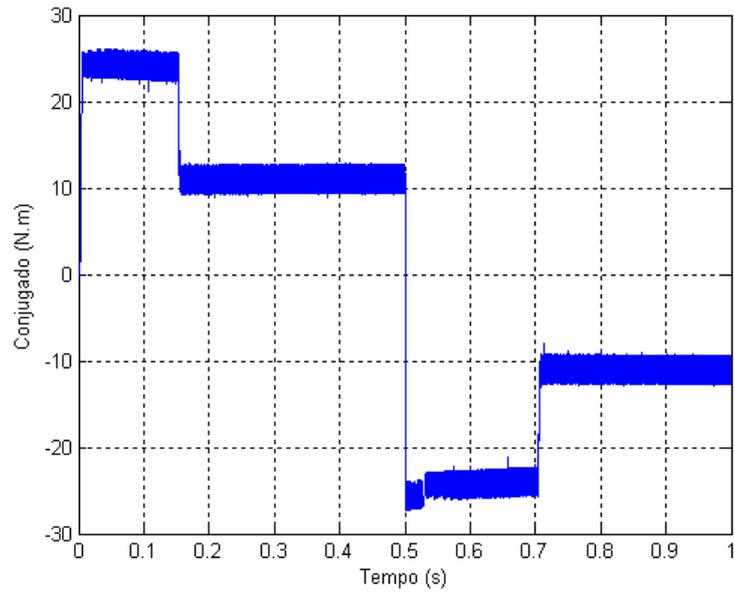


Figura 3.20: Conjugado eletromagnético

As Figura 3.21 a 3.23 mostram as curvas de fluxo do rotor, fluxo do estator e corrente do estator obtidas na simulação.

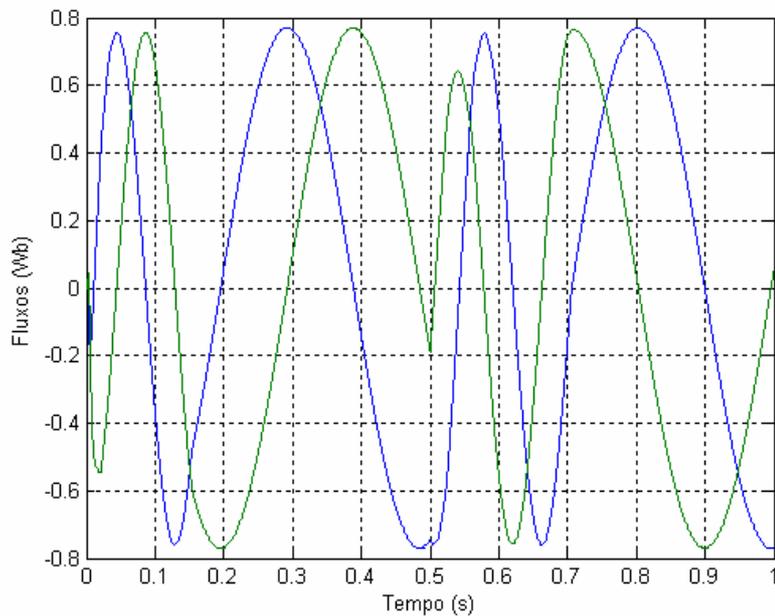


Figura 3.21: Fluxo do rotor em dq

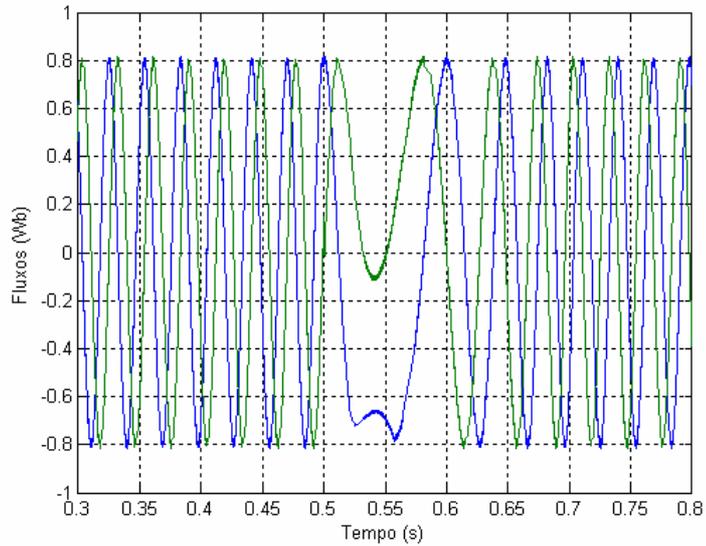


Figura 3.22: Fluxo do estator em dq

Na Figura 3.22, pode-se observar que a referência de fluxo de 0,8 Wb está sendo seguida. O efeito de reversão da rotação da máquina nas curvas de fluxos e correntes pode ser observado claramente nas Figuras 3.21, 3.22 e 3.23.

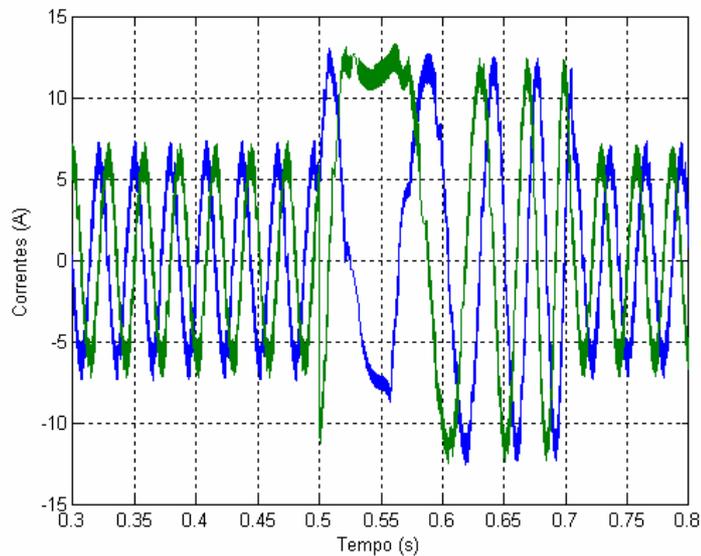


Figura 3.23: Corrente do estator em dq

A Figura 3.24 mostra a excelente regulação de fluxo característica do DTC tradicional. Na figura, podem ser observados nitidamente os limites de atuação da histerese de fluxo,

corresponde a 0,02 Wb e a mudança de rotação do vetor fluxo do estator. A curva do módulo do fluxo do estator ilustra a grande rapidez com que a referência é atingida.

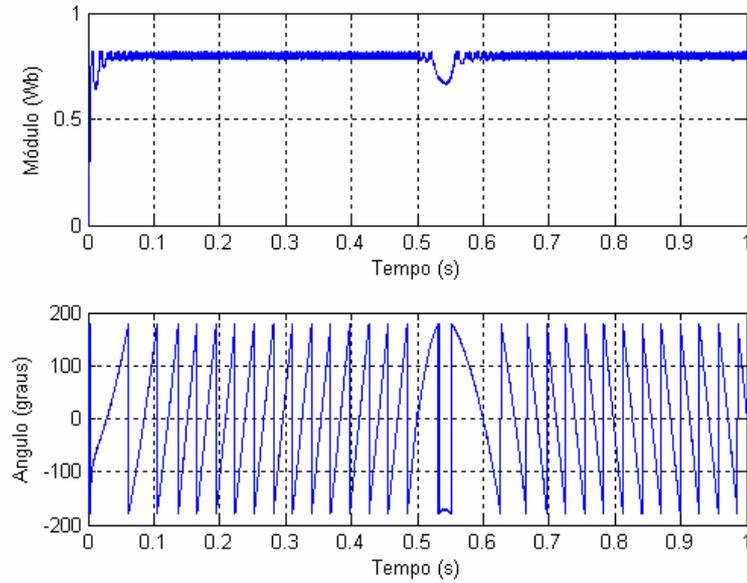


Figura 3.24: Módulo e ângulo do fluxo do estator

Os limites de atuação da histerese de fluxo também podem ser observados na definição dos círculos que delimitam a trajetória de fluxo do estator no plano dq observada na Figura 3.25.

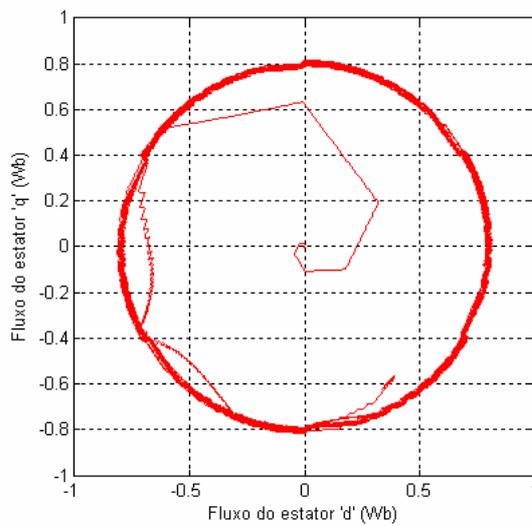


Figura 3.25: Trajetória do fluxo do estator

3.5 – Análise da influência da largura das histereses no DTC

As amplitudes das larguras das histereses de fluxo e conjugado têm uma influência relevante no desempenho da máquina. Em particular, a distorção harmônica da corrente, a frequência de chaveamento do inversor e a pulsação do conjugado e fluxo são afetadas fortemente pelas amplitudes dessas histereses.

A estratégia DTC funciona com duas malhas de controle, uma para o conjugado e outra para o fluxo do estator. Cada uma dessas malhas possui como elementos de controle as histereses. Dessa forma, aparecem duas frequências de *ripple* diferentes, decorrentes das histereses, da velocidade mecânica em que o motor se encontra, do conjugado eletromagnético e da estratégia de chaveamento empregada.

Para a análise, foi implementada a técnica DTC tradicional (Figura 3.10). Foram utilizados os parâmetros do motor de indução apresentados na Tabela 3.1. As simulações foram realizadas variando-se os valores das larguras de histerese e avaliando as frequências de *ripple* resultantes nas variáveis do motor.

3.5.1 – Influência da largura da histerese de fluxo

Para uma amplitude prefixada da largura da histerese do conjugado de 4 N.m, uma velocidade de referência de 100 rd/s, uma carga constante e de valor igual a 10 N.m. e um fluxo de referência de 0,8 Wb, a frequência de chaveamento do inversor e a distorção harmônica da corrente são relacionadas à amplitude da largura da histerese do fluxo. Uma amplitude pequena da largura da histerese do fluxo determina uma frequência de chaveamento do inversor mais elevada. A trajetória do vetor espacial fluxo do estator se

aproxima de um círculo e a forma de onda da corrente de fase é quase senoidal, Figuras 3.26 a 3.31.

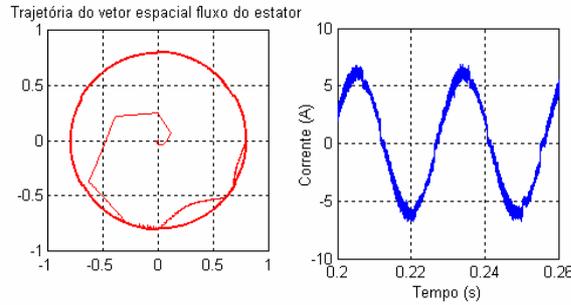


Figura 3.26 – Vetor espacial fluxo do estator e corrente de fase do estator para largura da histerese de fluxo = 0

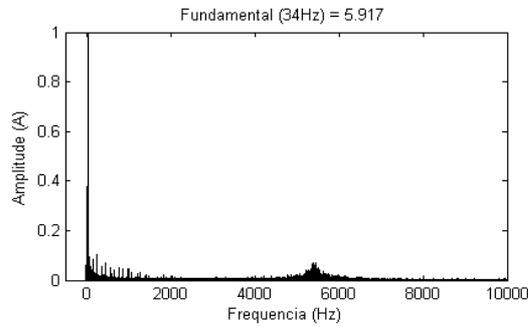


Figura 3.27 – Análise FFT da corrente do estator

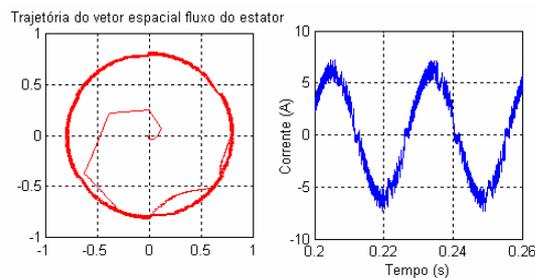


Figura 3.28 – Vetor espacial fluxo do estator e corrente de fase do estator para largura da histerese de fluxo = 0.02

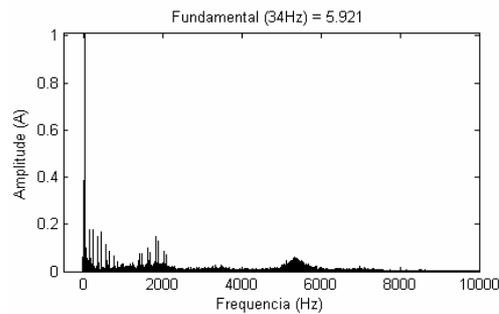


Figura 3.29 – Análise FFT da corrente do estator

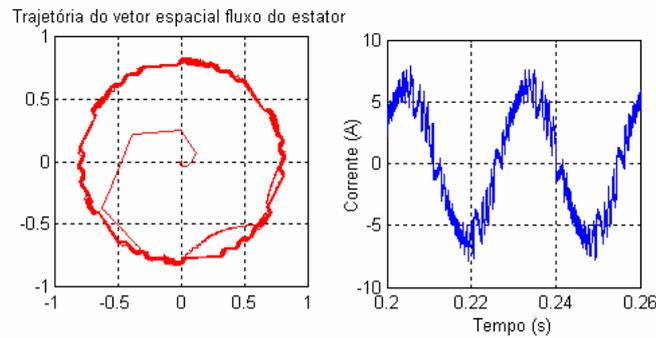


Figura 3.30 – Vetor espacial fluxo do estator e corrente de fase do estator para largura da histerese de fluxo = 0.04

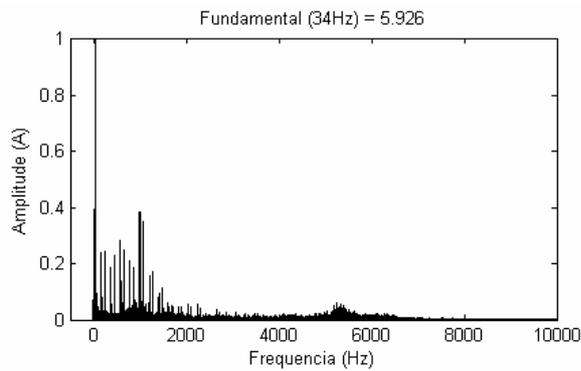


Figura 3.31 – Análise FFT da corrente do estator

Estes resultados demonstram que, para uma amplitude prefixada da largura da histerese do conjugado, a distorção da corrente e a pulsação do fluxo aumentam com a amplitude da faixa da histerese do fluxo. A amplitude da largura da histerese do fluxo afeta principalmente a distorção da corrente de fase do motor, produzindo harmônicos de baixa ordem.

A Figura 3.32, mostra a influência da largura da histerese do fluxo na TDH. Os pontos considerados na análise da TDH foram obtidos após a velocidade ter atingido a velocidade de referência (100 rd/s). A TDH considerada é a taxa de distorção harmônica da corrente do estator.

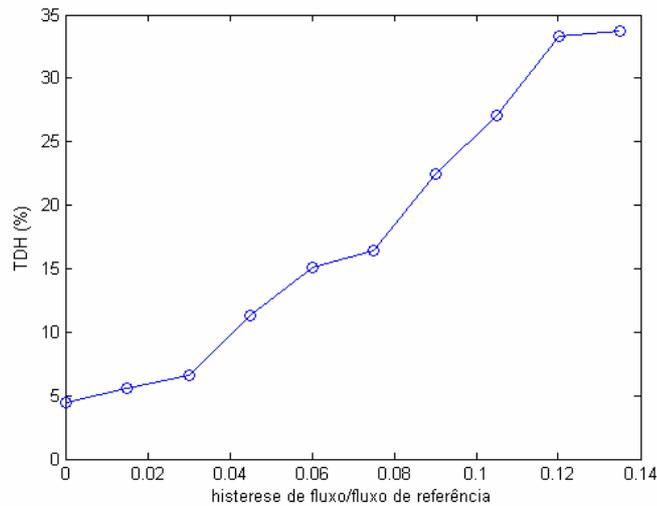


Figura 3.32: Influência da histerese de fluxo na TDH

Através da Figura, pode ser observado, quando se considera uma situação fora do regime transiente, que a histerese de fluxo tem grande influência na TDH da corrente do estator, o que está de acordo com [19][7].

3.5.2 – Influência da largura da histerese de conjugado

De acordo com o princípio de operação do DTC, o conjugado apresenta uma pulsação que é relacionada diretamente à amplitude de sua faixa de histerese. Para as Figuras de 3.33 à 3.38, usamos uma histerese de fluxo igual a 0,02 Wb, fluxo de referência de 0,8 Wb e velocidade de referência de 100 rd/s. A carga utilizada na simulação é constante e de valor igual a 10 N.m.

A Figura 3.39, mostra a influência da largura da histerese do fluxo na TDH. A TDH considerada é a taxa de distorção harmônica da corrente do estator. Para esta simulação foi utilizado o DTC sem controle de velocidade com uma referência de conjugado igual a 25 N.m.

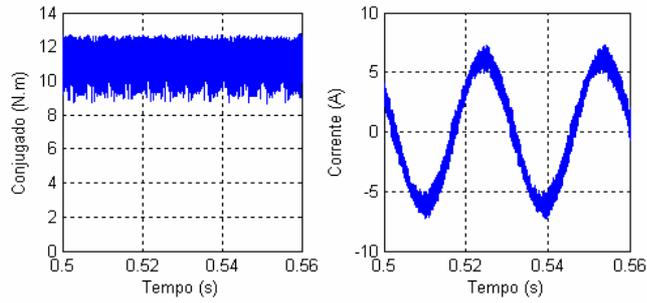


Figura 3.33 – Conjugado eletromagnético e corrente de fase do estator para histerese de conjugado = 0

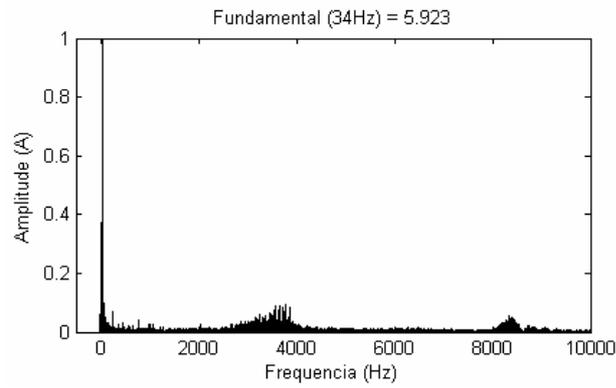


Figura 3.34 – Análise FFT da corrente do estator

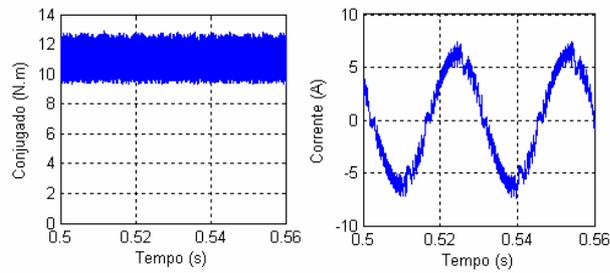


Figura 3.35 – Conjugado eletromagnético e corrente de fase do estator para histerese de conjugado = 4

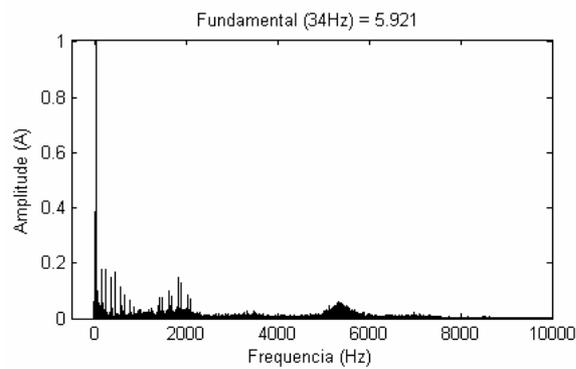


Figura 3.36 - Análise FFT da corrente do estator

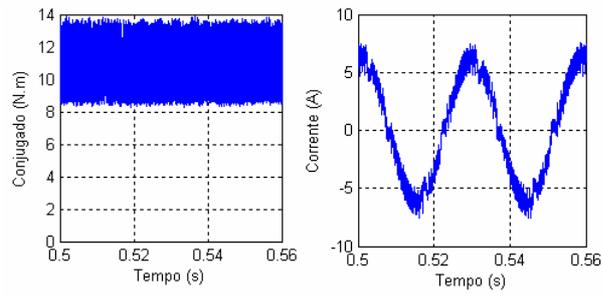


Figura 3.37 – Conjugado eletromagnético e corrente de fase do estator para histerese de conjugado = 8

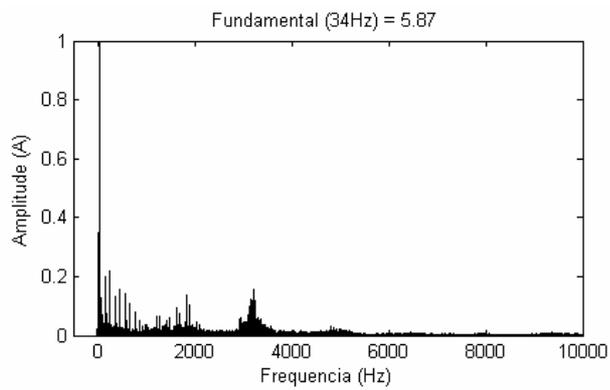


Figura 3.38 - Análise FFT da corrente do estator

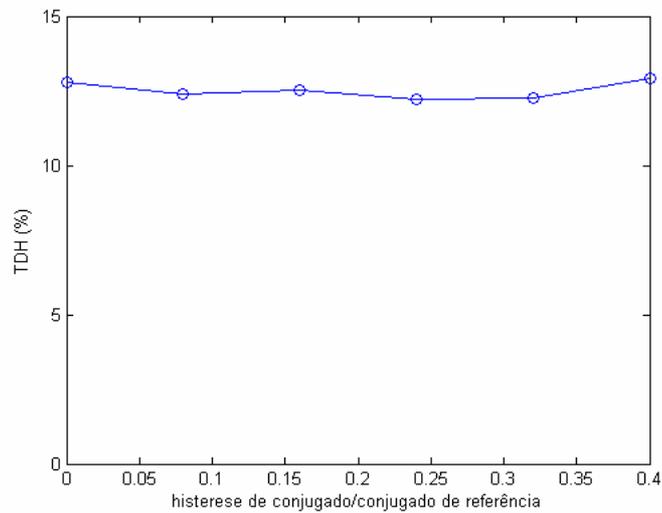


Figura 3.39: Influência da histerese de conjugado na TDH

Através da Figura 3.39, pode ser observado que a TDH é moderadamente afetada pela histerese de conjugado [19] [7], ao contrário do que acontece com a histerese de fluxo.

3.6 – Estratégia DTC alternativa

Como alternativa ao DTC tradicional, para implementação prática, foram realizadas simulações com a malha de velocidade aberta, sendo o conjugado de referência constante e uma frequência de chaveamento máxima imposta. Diagrama simplificado do DTC alternativo esta apresentado nas Figuras 3.40 e 3.41.

O bloco controle de frequência determina a frequência em que o vetor espacial tensão, escolhido pelo DTC, será aplicado ao inversor de tensão. Tal procedimento torna-se possível devido à presença de flip flops que têm suas saídas setadas em um frequência de chaveamento de 5.000 Hz para as simulações a seguir.

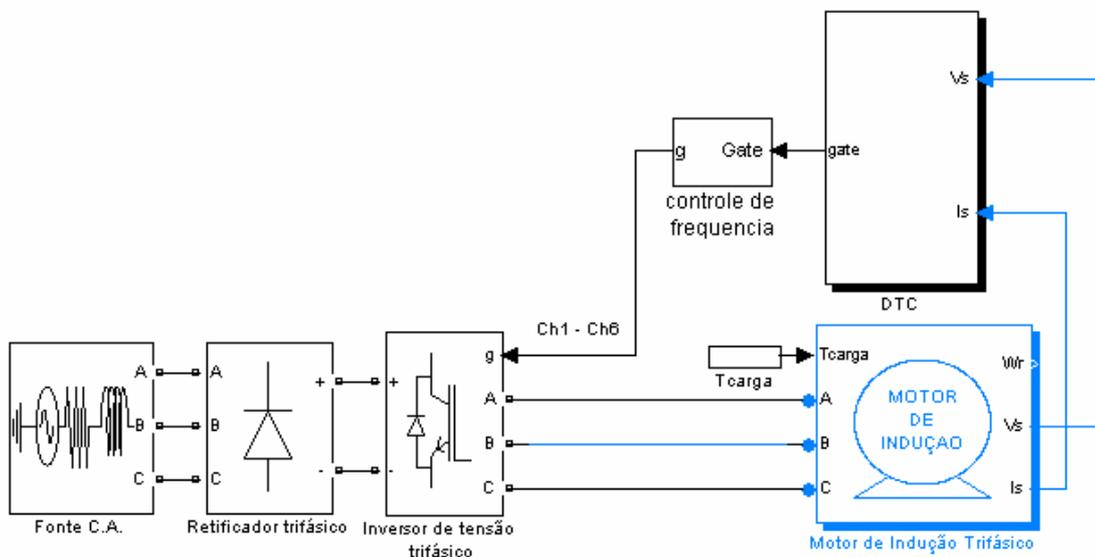


Figura 3.40: Diagrama de blocos do sistema completo implementado em Simulink.

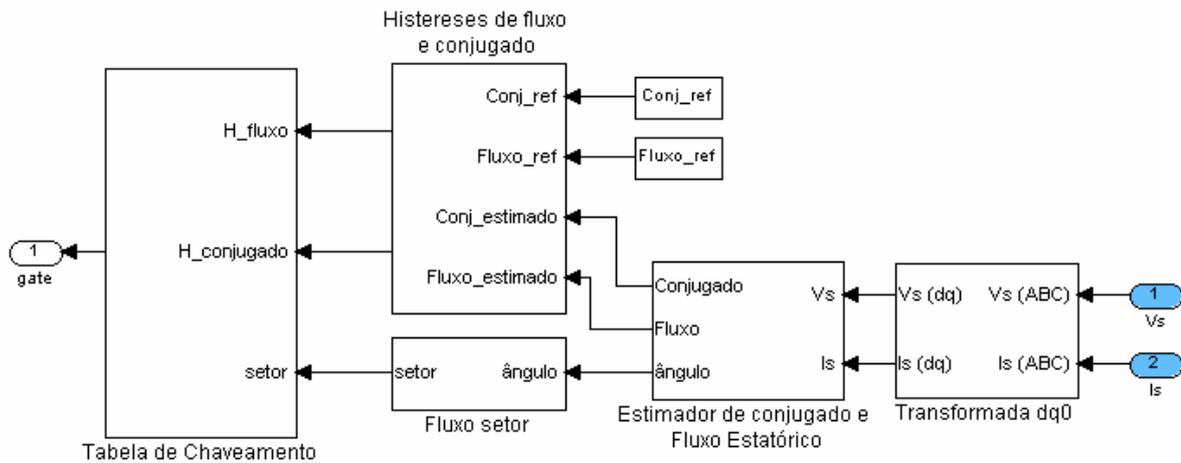


Figura 3.41: Diagrama de blocos do DTC alternativo implementado em Simulink.

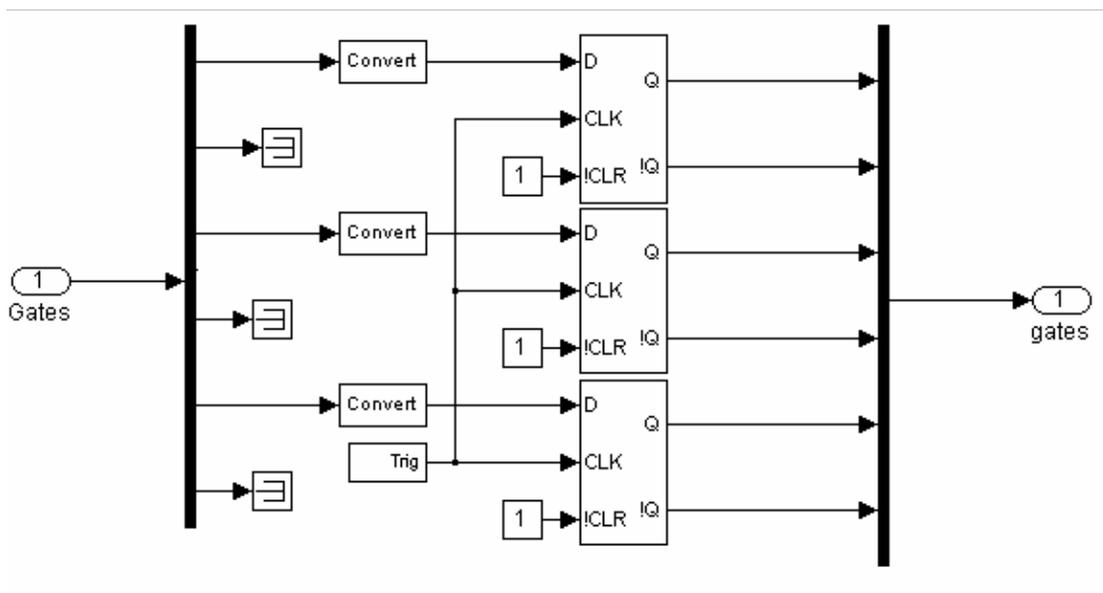


Figura 3.42: Diagrama de blocos do controle de frequência de chaveamento

As Figuras 3.43 à 50 mostram os resultados alcançados com essa nova configuração, aqui os parâmetros de simulação são: histerese de fluxo 0.02 Wb, histerese de conjugado 4 N.m, fluxo de referência 0.8 Wb, conjugado de referência 12.5 N.m, estratégia de chaveamento B e motor em vazio.

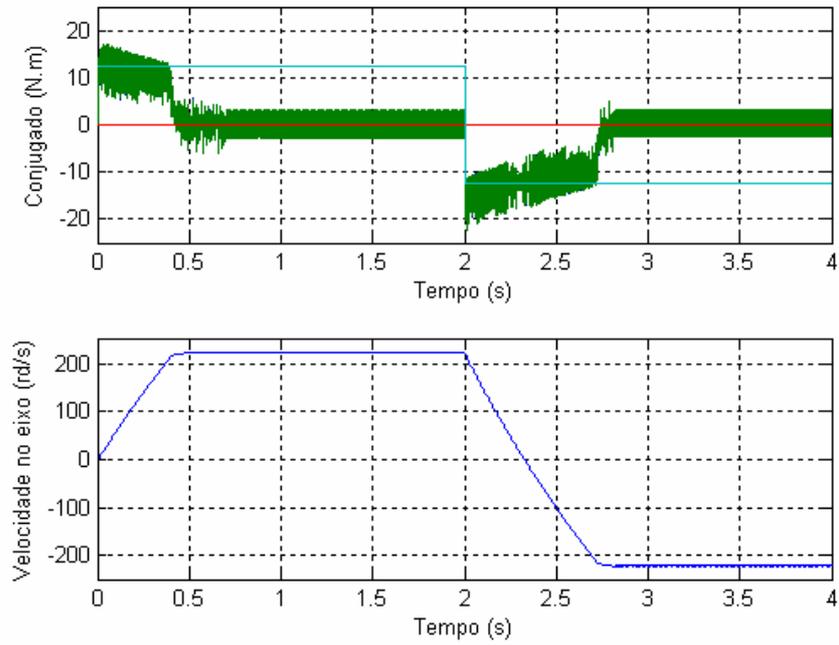


Figura 3.43: Conjugado eletromagnético e velocidade do rotor obtidos com DTC alternativo, tabela de chaveamento B, motor em vazio.

A inversão de velocidade ocorre no momento em que é trocado o sinal da referência de conjugado.

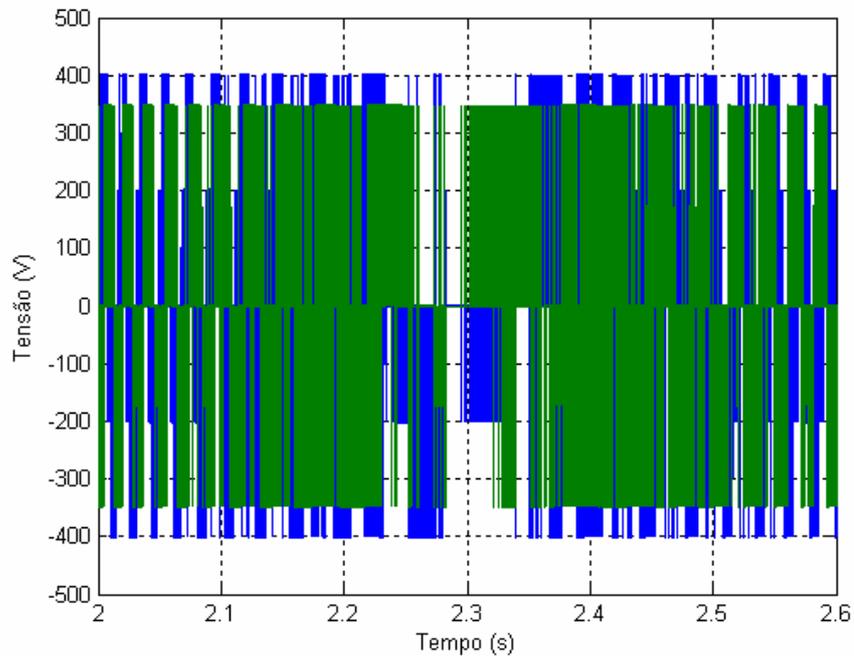


Figura 3.44: Tensão fase-neutro em dq

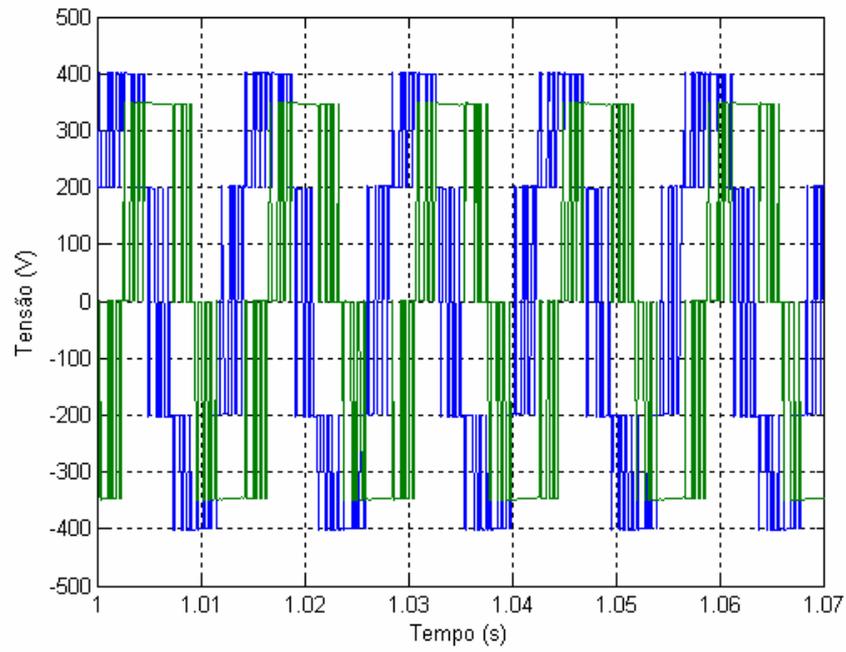


Figura 3.45: Tensão fase-neutro em dq antes da transição

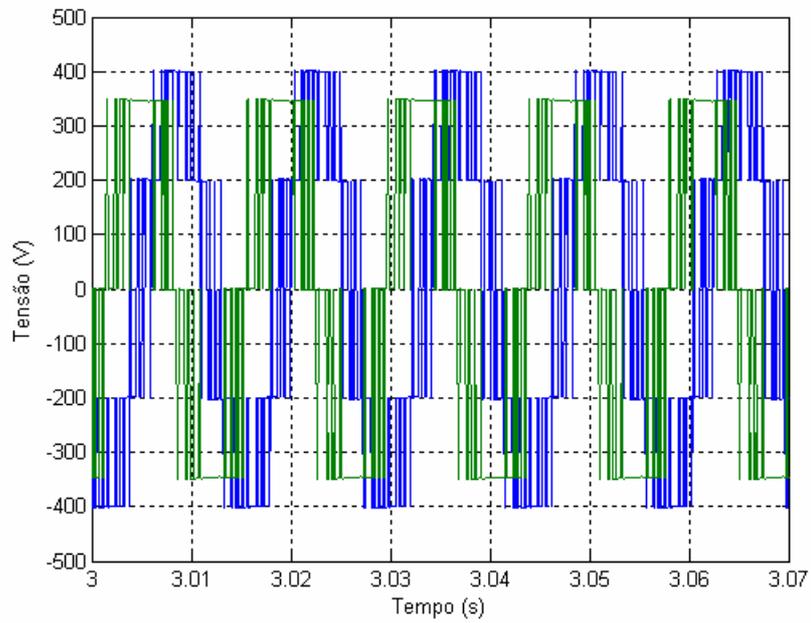


Figura 3.46: Tensão fase-neutro em dq depois da transição

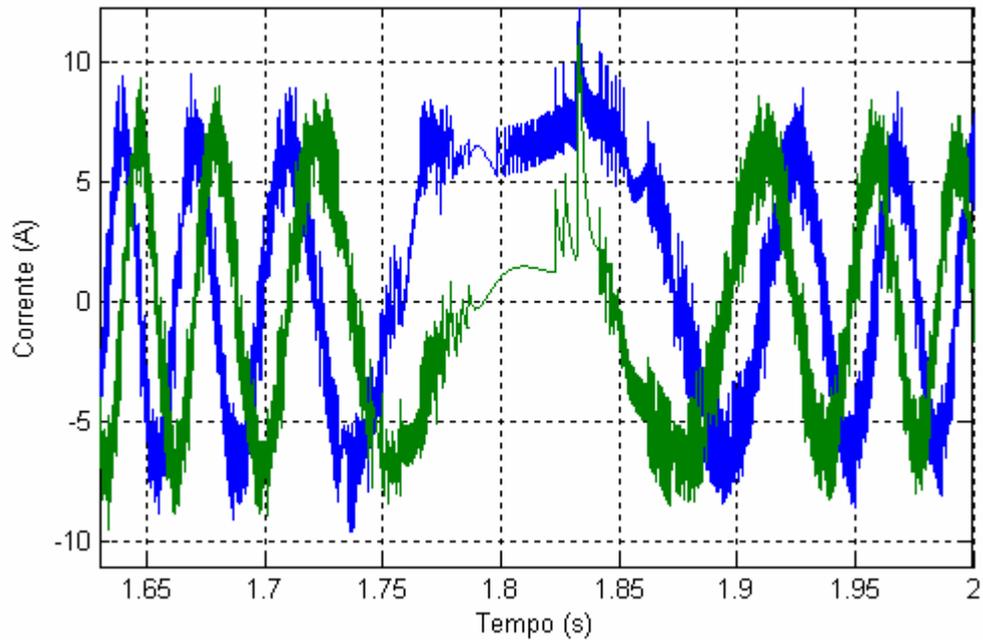


Figura 3.47: Correntes do estator em dq

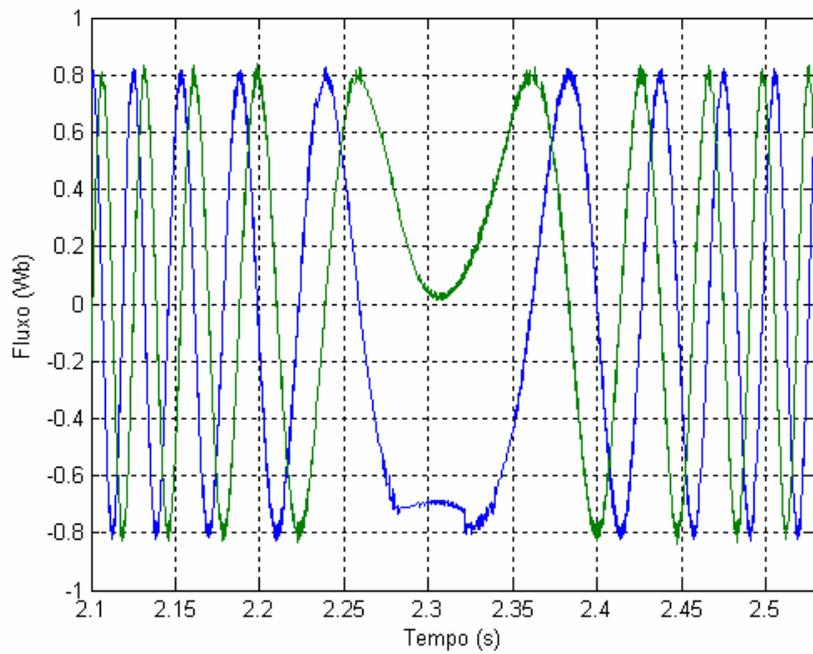


Figura 3.48: Fluxo do estator em dq

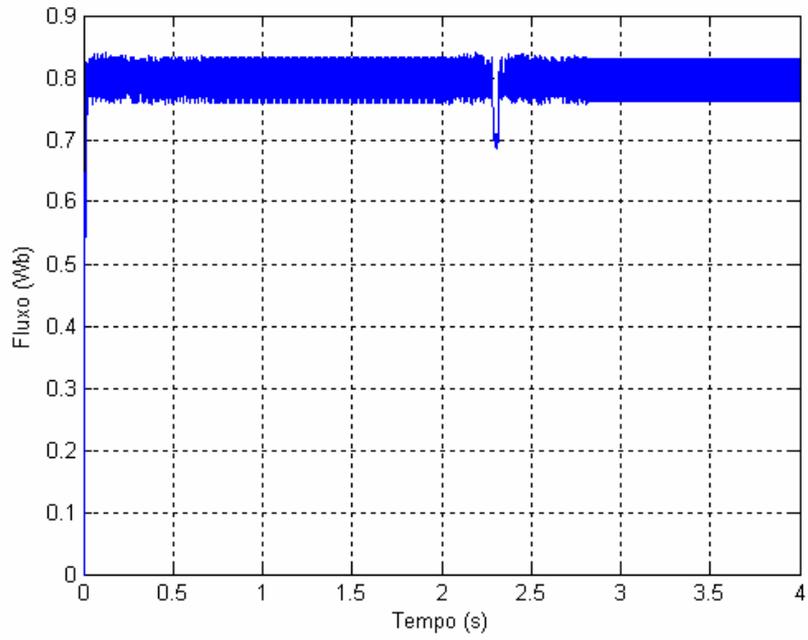


Figura 3.49: Módulo do fluxo do estator

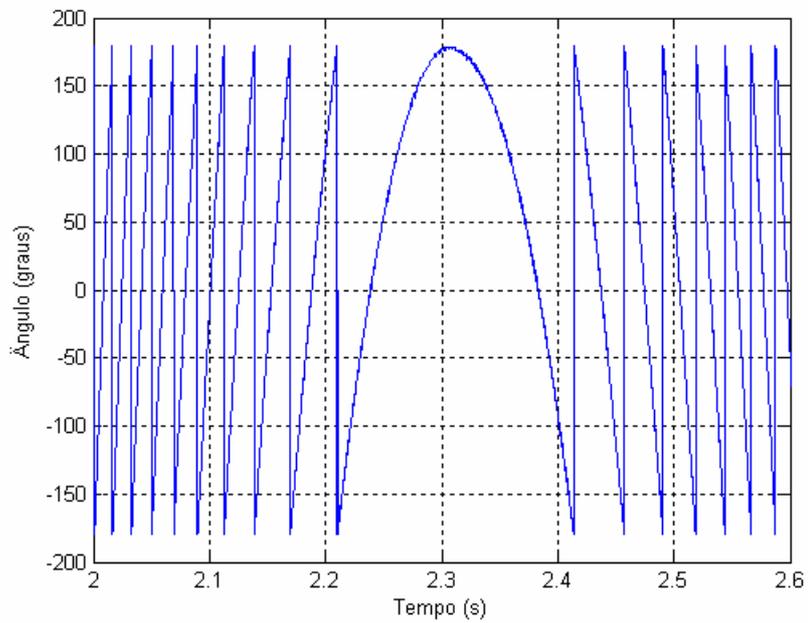


Figura 3.50: Ângulo do fluxo do estator

Nas Figuras 3.45 e 3.46 há uma inversão na seqüência de fase nas tensões dq, impressas pelo inversor, o que provoca a inversão no sentido de rotação. O mesmo efeito ocorre com as correntes e fluxos, conforme se observa nas Figuras 3.47 e 3.48. Os sinais de tensão, corrente e fluxo do estator apresentam um correto comportamento na inversão de velocidade e amplitudes que se assemelham ao DTC Tradicional.

3.7 - Considerações finais

No presente capítulo foi avaliado, através de simulações computacionais, o desempenho do motor de indução trifásico operando sob uma fonte senoidal. Para tanto, implementou-se, no ambiente Simulink/Matlab, a modelagem matemática do mesmo utilizando-se suas grandezas de fase, o que possibilita uma representação mais realística do motor.

Neste capítulo, foram apresentados resultados de simulação para o caso do DTC tradicional implementado com as estratégias de chaveamento A e B. E em seguida foram observadas algumas características de técnica DTC tradicional, tais como: fluxo do estator, conjugado eletromagnético, corrente do estator.

Uma estratégia alternativa foi proposta, visando validar o projeto em bancada realizado para levantamento dos resultados experimentais no Capítulo 4.

CAPÍTULO 4

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

4.1 – Introdução

Neste capítulo é apresentada uma avaliação experimental do desempenho do motor de indução, quando o mesmo é acionado por um inversor de tensão que emprega a técnica DTC em malha aberta apresentada no Capítulo 3, implementada em um processador digital de sinais.

Uma grande ferramenta no controle de motores de indução é o processamento digital de sinais. As bases teóricas do processamento digital de sinais (DSP) remontam desde a metade dos anos 60, tendo evoluído notavelmente nas décadas seguintes, até os dias de hoje.

Mais recentemente, devido ao contínuo avanço tecnológico, um crescente número de aplicações na área de processamento de sinais tem sido implementadas em tempo real, através de processadores digitais de sinais integrados. As vantagens dos DSP's quando comparadas com a implementação analógica, são inúmeras [16].

- Número menor de componentes;
 - Desempenho estável e determinístico;
 - Maior imunidade a ruído e interferência;
 - Faixa maior de aplicações realizáveis e/ou implementações mais efetivas.
-

O processamento digital de sinais requer, geralmente, um grande número de operações aritméticas sobre cada amostra do sinal. Assim, apesar de ser possível a realização de algum processamento de sinais em processadores convencionais, isto geralmente não é eficaz, devido ao pequeno poder de processamento aritmético destes. O que realmente diferencia um processador convencional de um específico para DSP é a sua arquitetura interna. De modo a otimizar o desempenho, a maioria dos processadores DSP utiliza arquitetura modificada *Harvard*, estabelecendo duas estruturas de barramento de memória separadas, de programa e de dados. Isto permite que, o processador possa acessar as duas simultaneamente, o que permite ler dados e instruções enquanto escreve dados simultaneamente, em um único ciclo.

Para a digitalização do DTC, foi utilizado o DSP TMS320F2812 da *Texas Instruments* de baixo custo, 32 bits, ponto fixo. Algumas características mais relevantes deste DSP são:

- 16 entradas A/D;
- Porta paralela para que haja comunicação entre o DSP e um computador;
- 16 saídas PWM;
- Um *software* para o desenvolvimento dos algoritmos de controle, o *Code Composer Studio* . O *Code Composer Studio* é instalado no microcomputador e possibilita a utilização de linguagem C/C ++ e linguagem *Assembly*;
- Alimentação de 5V;
- Cristal de 150 MHz.

4.2 – A bancada utilizada nos ensaios

Neste ítem, será descrito o *hardware* desenvolvido abrangendo os circuitos de potência, os circuitos de comando e proteção, bem como os circuitos de condicionamento dos sinais para a interface analógico-digital do sistema de controle implementado com o DSP TMS320F2812.

1. motor de indução trifásico, com os parâmetros mostrados na Tabela 3.1;
2. DSP TMS320F2812;
3. inversor de tensão;
4. conversor analógico digital;
5. placas para ajuste de ganho e do offset para as correntes (i_a e i_b) e para a tensão E;
6. placa de interface do DSP para o inversor;
7. sensores de corrente e de tensão;
8. PC compatível com o *Code Composer* (CCS) instalado;
9. Instrumentos adicionais tais como osciloscópio, multímetro digital.

O sistema total para a implementação do controle do motor de indução trifásico pode ser descrito com o auxílio da Figura 4.1.

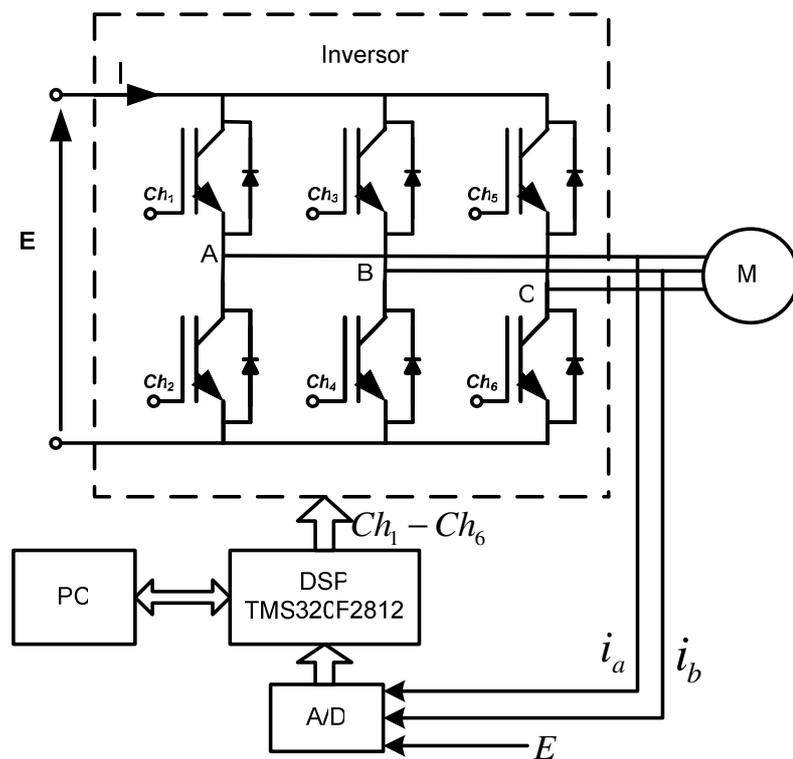


Figura 4.1: Sistema total para o controle do motor de indução

4.2.1 – O inversor de tensão

A alimentação do motor foi feita com um inversor PWM trifásico da *Semikron* e os pulsos de *gate* aplicados ao inversor de tensão foram gerados no DSP por meio da técnica DTC e amplificados para atingirem o valor necessário para disparar os *Mosffets* contidos nos braços do inversor.

Um circuito com amplificadores operacionais é necessário para adequar as tensões entre o DSP e o inversor de tensão, pois a alimentação do inversor é em 15 V e as saídas do DSP são em 3,3 V.

O inversor de tensão possui um retificador trifásico, 4 braços, sendo 3 usados para as fases A, B e C, que alimentam o motor, e um braço para o *chooper*. Um esquema simplificado do sistema de alimentação do inversor está representado na Figura 4.2.

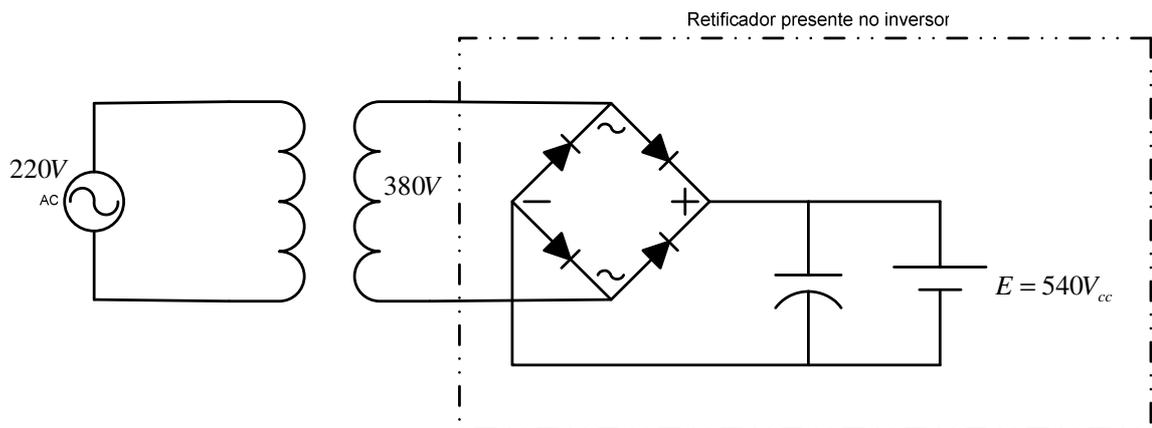


Figura 4.2: Esquema simplificado de alimentação do inversor de tensão

4.2.2 – O conversor analógico digital

O DSP TMS320F2812 possui conversor analógico digital de 16 canais, a resolução de cada canal é limitada idealmente em 12 bits. A entrada do A/D é projetada para receber sinais que variam entre 0 e 3.3 V, portanto os sinais lidos das duas correntes e do link C/C passaram por um condicionamento de sinal para ficarem dentro do limite de tensão que a entrada do A/D foi projetada para ler.

4.2.3 – Os sensores de corrente e de tensão

O motor utilizado na bancada foi ligado em estrela, sendo assim, foi necessário ler apenas duas das três correntes de fase, e através das mesmas, calcular a terceira corrente pela expressão (4.1). Esta estratégia permite economizar um sensor de corrente, reduzindo custos na montagem do experimento.

$$i_c = -(i_a + i_b) \quad (4.1)$$

Também, a tensão E do barramento CC do inversor é medida e enviada ao DSP. Esta tensão E é necessária a fim calcular as tensões de fase (abc) do motor de indução quando os estados das chaves são conhecidos (“1” ou “0”), como pode ser verificado na Equação 2.2.

4.2.3.1 – Sensor de corrente

Como medidores das correntes i_a e i_b , foram utilizados dois sensores de efeito Hall. O modelo especificado foi o LA55-P da fabricante *LEM*. Este modelo é adequado para medições de correntes com ampla banda passante, de 0 a 200 k Hz, garantindo isolamento galvânica entre os circuitos primários (circuitos de potência) e os circuitos secundários (circuitos eletrônicos internos de medição). As especificações de projeto de maior relevância foram: precisão, linearidade, alta imunidade à interferência externa, montagem direta em placa de circuito impresso, capacidade de sobrecarga e baixa corrente de offset.

A corrente de linha nas fases “a” e “b” do motor de indução são medidas por sensores de corrente e aplicadas a circuitos de ajustes de ganho e do offset, no sentido de ajustá-las a níveis apropriados às entradas do A/D. Estes ajuste de ganho e do offset têm o objetivo de proteger o A/D contra tensões maiores que +3,3V ou menores que 0V, pois as entradas do conversor A/D do DSP TMS320F2812 não têm proteção interna.

Na Figura 4.3, o sensor de corrente pode ser visto como uma fonte de corrente em série com o resistor de medida R_M devido à grande impedância de entrada do circuito de ajuste de ganho e do offset.

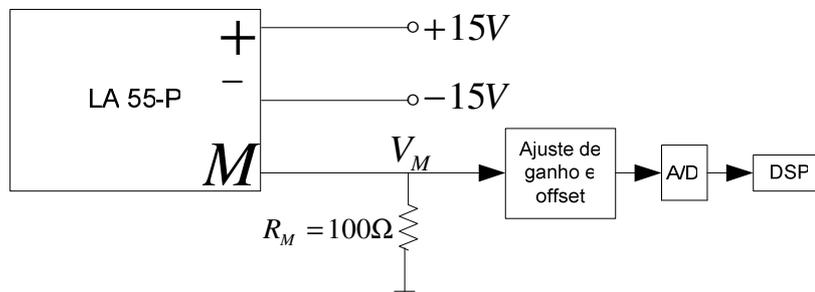


Figura 4.3: Sensor de corrente

Dessa forma, a corrente medida pelo sensor pode ser convertida em um sinal de tensão dado por:

$$V_M = R_M * \frac{i}{k} \quad (4.2)$$

onde,

V_M - Tensão de medida em V

R_M - Resistor de medida em Ω

i - Corrente de linha em A

k - Constante do sensor

Para uma tensão de alimentação de $\pm 15V$, os valores nominais fornecidos pelo fabricante para o sensor LA55-P são: $i_{\max} = \pm 50$ A, $T_A = 70$ °C, $k = 1000$, $R_{M \min} = 50 \Omega$ e $R_{M \max} = 160 \Omega$.

A escolha da corrente de linha máxima depende da corrente máxima do motor, esta corrente máxima do motor depende de fatores como, características da carga. Nas simulações do MIT a vazio verificamos um valor de corrente de linha máxima de aproximadamente 7A.

Para o cálculo do resistor de medição é usado um valor máximo de corrente de linha de ± 10 A. Assim, foi utilizado um resistor de medição de valor igual à 100Ω . Logo, a máxima tensão de medição que se pode obter com este sensor é de ± 1 V, adequada à entrada do A/D. Como os sinais provenientes dos sensores de corrente são bipolares e, por outro lado, as entradas dos conversores A/D unipolares (0 à 3,3V), os mesmos devem ter sua referência de tensão (REF) deslocada de 0V para +1,5V.

4.2.3.2– Sensor de tensão

O modelo de sensor de tensão utilizado foi o LV 25-P, e seu esquema de ligação é dado na Figura 4.4.

Similarmente, a tensão E é medida por um sensor de tensão e aplica ao circuito de ajuste de ganho e do offset. Assim obtemos na entrada do A/D um nível de tensão de 3 V para uma tensão máxima E medida pelo sensor de $600 V_{cc}$.

Para uma tensão de alimentação de $\pm 15V$, utilizamos $R_M = 100\Omega$ e $R_1 = 10k\Omega$.

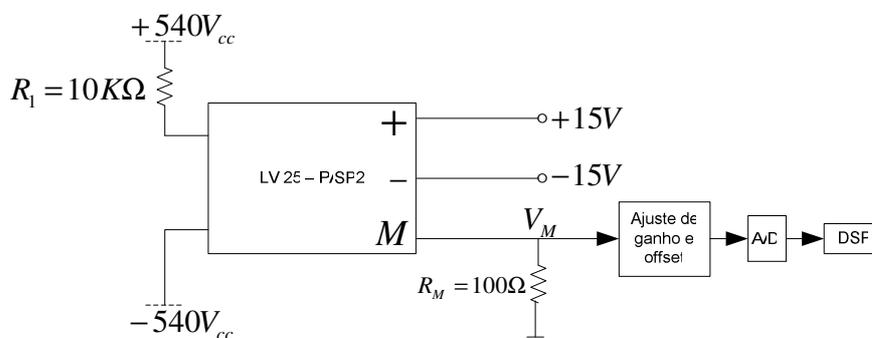


Figura 4.4: Sensor de tensão

4.3 – Organização do algoritmo

Quando a interrupção se inicia, a interrupção usada é o EVA – timer 1, o processador faz as operações, ao mesmo tempo realiza a conversão no A/D e envia os pulsos às saídas PWM.

O desenvolvimento do algoritmo foi dividido em 3 partes, para um melhor entendimento da completa operação do sistema. Todas as operações são sequenciais e obrigatórias, não possuindo partes do algoritmo que são executadas conforme alguma condição do sistema.

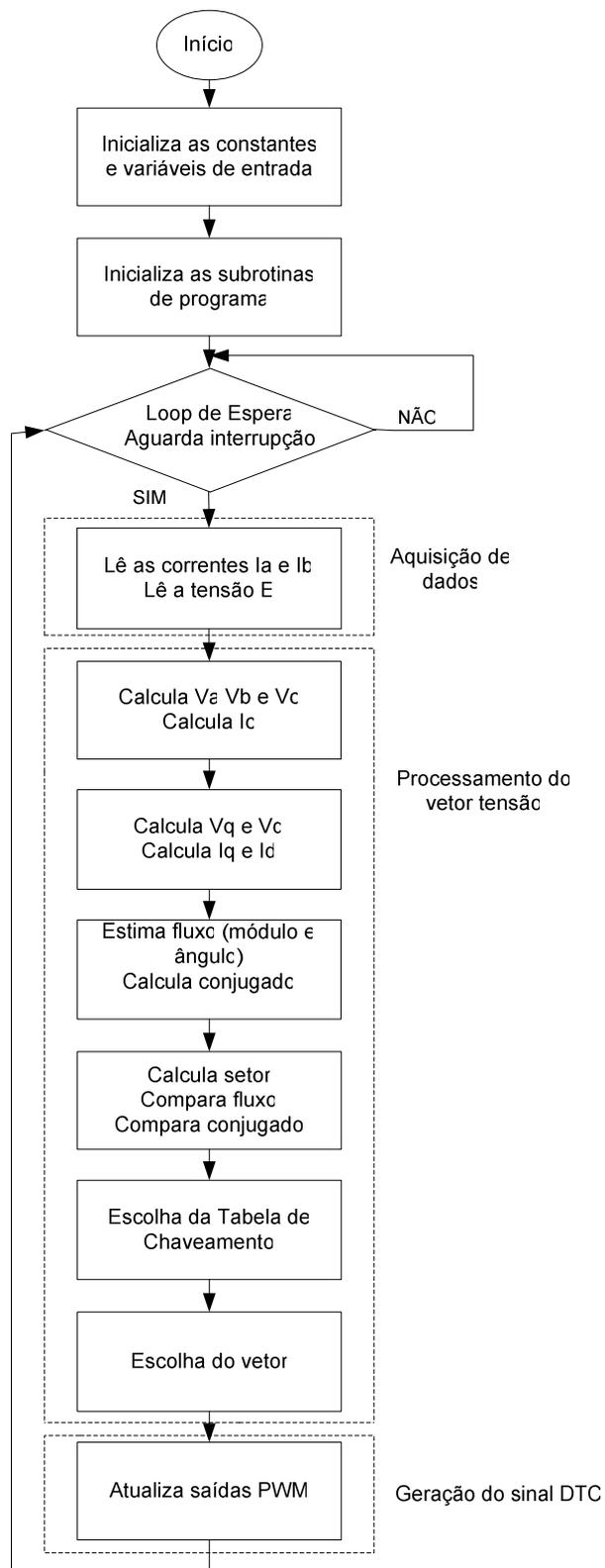


Figura 4.5: Estrutura do algoritmo implementado

4.4 – Formatação das variáveis de entrada

Tendo em vista que todo processamento será implementado em software, todas as variáveis de entrada devem ser tratadas de forma a se adequarem ao formato interno utilizado no DSP. O TMS320F2812 é um processador digital de sinais especialmente desenvolvido para obter alto desempenho no controle de máquinas elétricas, que opera com 32 bits e funções matemáticas em ponto fixo.

Para que possamos efetuar os cálculos necessários a implementação do sistema deve-se fazer uma conversão das variáveis, dos valores reais para valores no DSP e preferencialmente no formato hexadecimal.

Primeiramente devemos definir quais serão as dimensões dos sinais que vamos trabalhar, para sinais na entrada A/D, a tensão varia de 0 a 3,3V, portanto qualquer sinal de corrente, tensão, ou outro deve ser dimensionado neste range de tensão.

Passando agora a definição dos valores que vão aparecer no DSP, primeiramente deve-se determinar o valor em pu da variável, para isso define-se o valor máximo que será o valor de base da variável, divide-se o valor da variável pelo valor base e obtêm-se o valor em pu.

Os módulos do programa requerem que as variáveis corrente de linha e tensão CC sejam expressas em pu e como números fracionários isto é, formato Q.24, onde 24 bits são utilizados para fração, 7 bits inteiros e um bit de sinal.

Para os valores de bases foram usados os valores máximos de corrente de linha igual à 10 A, que gera na saída do sensor de efeito hall a tensão de 1 V e para a tensão CC é usado o valor de base igual a 600 V, que gera na saída do sensor um nível de tensão de 3 V.

Também foram definidos valores base para o conjugado de referência e para o fluxo de referência, 12,25 N.m e 1,9 Wb respectivamente.

4.5 – Resultados experimentais

Nesta etapa do trabalho, o motor operou em malha aberta, assim como na simulação do DTC alternativo. A preferência pela estratégia DTC alternativa se deve ao melhor funcionamento da mesma na bancada experimental montada.

Os resultados experimentais foram obtidos com a utilização do *Labview*® e uma placa de aquisição de sinais da *National Instruments*®. Após ser feita a aquisição dos pontos das curvas que se deseja visualizar, os resultados experimentais foram plotados no *Matlab*®. Os resultados experimentais serão apresentados e comparados com resultados obtidos com as simulações computacionais. Todos os resultados foram obtidos com o sistema sem carga.

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

A Figura 4.6 mostra a velocidade estimada do rotor para um ensaio onde a referência de conjugado eletromagnético foi setada em 0.1 P.U, ou seja, 1.19 N.m., Figura 4.7. Pode ser observado que o resultado esta em média igual a referencia de conjugado aplicada ao DTC. Com esta referência de conjugado o motor atingiu a velocidade em torno de 0.2 PU, que equivale a 12 Hz, aproximadamente 37 rad/s.

A inversão de velocidade ocorre no momento em que é trocado o sinal da referência de conjugado, aqui não sendo muito bem visualizado devido a dificuldade de captar todos os sinais ao mesmo tempo. Também pode ser observado uma oscilação da velocidade lida. Esta oscilação apareceu em todas a curvas lidas do DSP. Testes feitos para encontrar a origem

desta distorção, indicaram que o sinal está presente na placa que é responsável pela amplificação dos sinais PWMs usados para acionar as chaves do inversor. Foram feitos testes lendo o link C.C e as correntes diretamente, e não foram detectadas estas distorções nos mesmos, portanto, ficou evidente que o ruído presente nos resultados se origina após sair do DSP, ou seja, na placa que filtra as saídas PWMs.

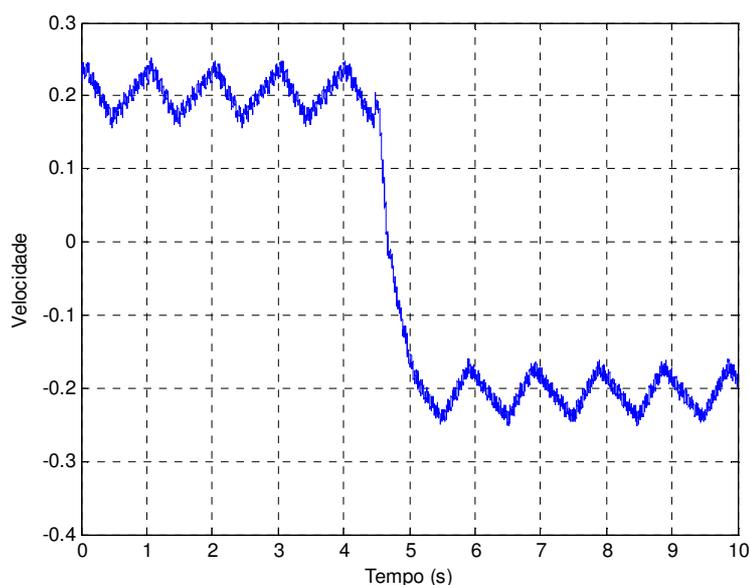


Figura 4.6: Velocidade estimada do rotor.

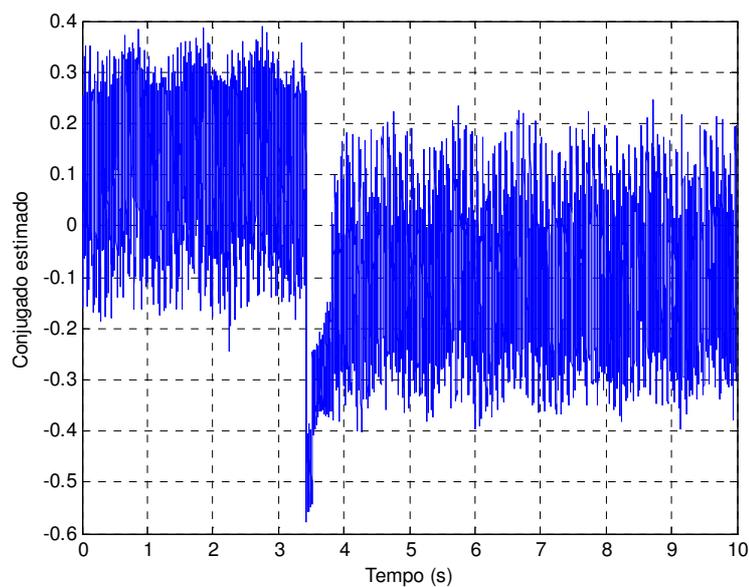


Figura 4.7: Conjugado eletromagnético

Pela Figura 4.8 podemos visualizar a tensão (fase neutro) dq no motor usada como parâmetro de entrada para o estimador de fluxo. Pode ser visto nesta Figura o comportamento das tensões no momento da inversão de velocidade. Uma visão mais aproximada pode ser vista na figura 4.9. As curvas apresentadas na Figura 4.9 correspondem às tensões do estator em coordenadas dq . Pode-se observar a concordância entre os resultados de simulação e os resultados experimentais. Adicionalmente, verifica-se que o formato das curvas é idêntico, o que sugere que a seqüência de chaveamento está correta.

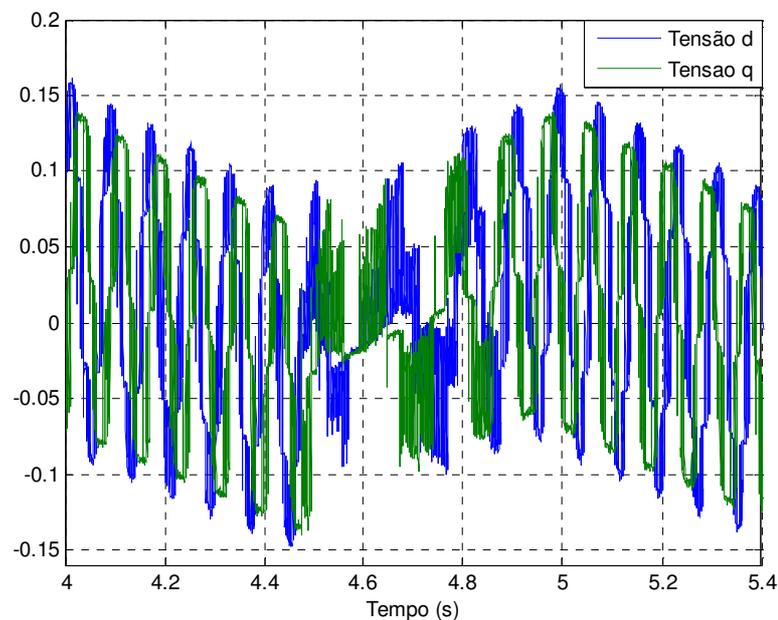


Figura 4.8: Tensão estática dq

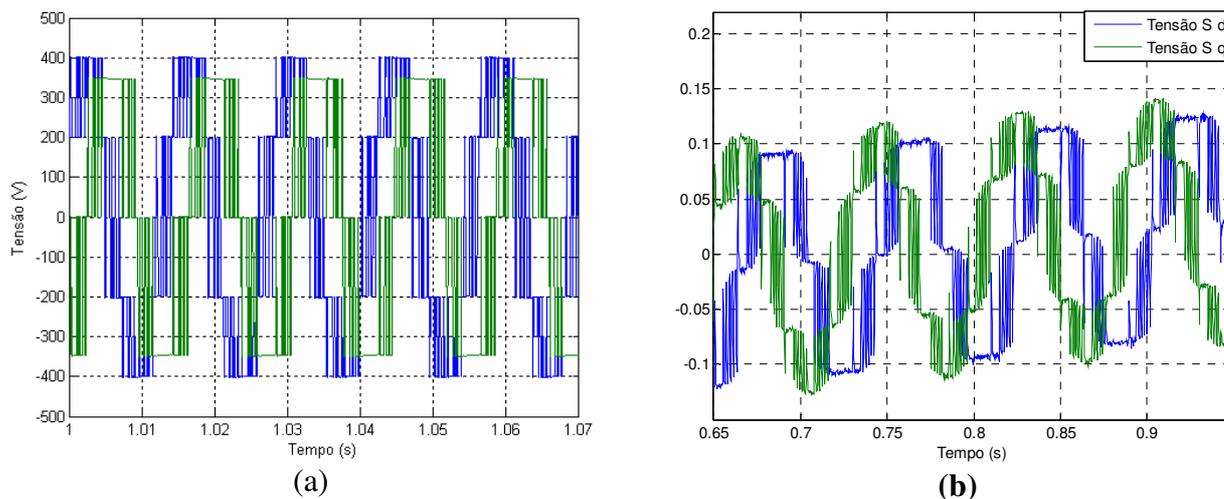


Figura 4.9: (a) Tensão estática dq –simulação (b) Tensão estática dq - experimental

A Figura 4.10 mostra a corrente estática no eixo d em PU no momento em que ocorreu o transitório de inversão de velocidade. Pela figura 4.11, pode ser visualizado as correntes estáticas nos eixos dq no momento da inversão de velocidade, com uma visão mais aproximada juntamente com o resultado obtido em simulação.

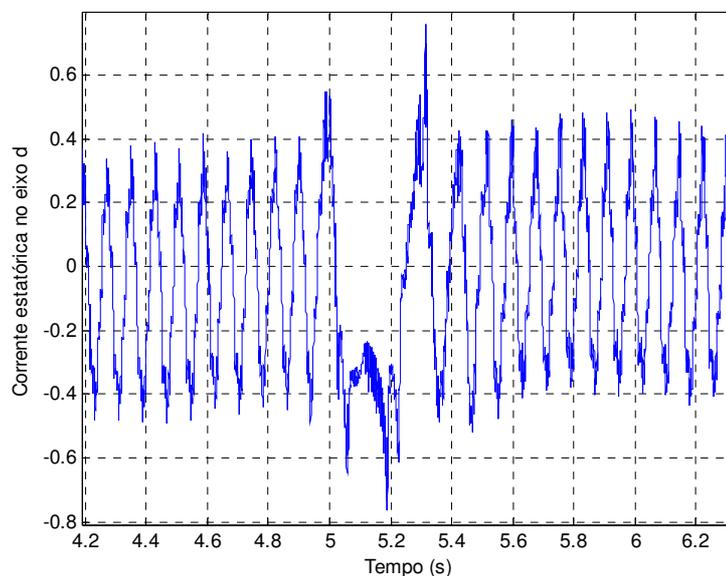


Figura 4.10: Corrente estática no eixo d

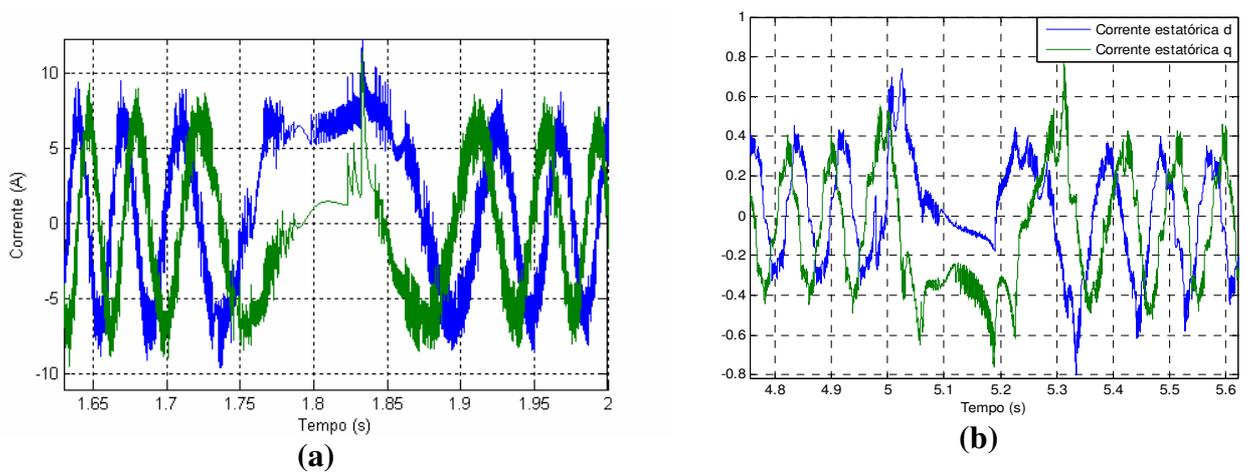


Figura 4.11: (a) Correntes estáticas nos eixos $d q$ –simulação (b) Correntes estáticas nos eixos $d q$ - experimental

O módulo da corrente estática pode ser visualizado na figura 4.12. Pode ser observado que o *ripple* presente na curva do módulo da corrente é grande, o que é característico do controle DTC.

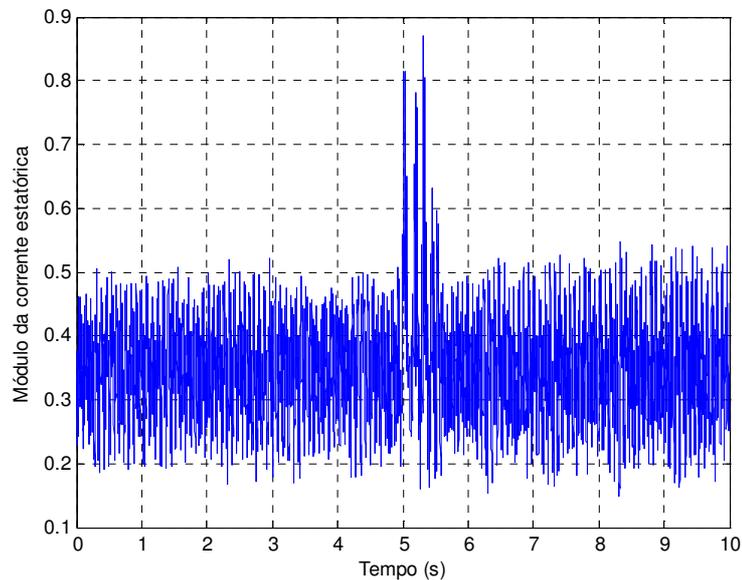


Figura 4.12: Módulo da corrente estática.

A componentes $d q$ do fluxo estático podem ser vistas pela figura 4.13. A figura 4.14 mostra o ângulo, dando ênfase ao momento em que ocorre a inversão de velocidade no eixo do MIT.

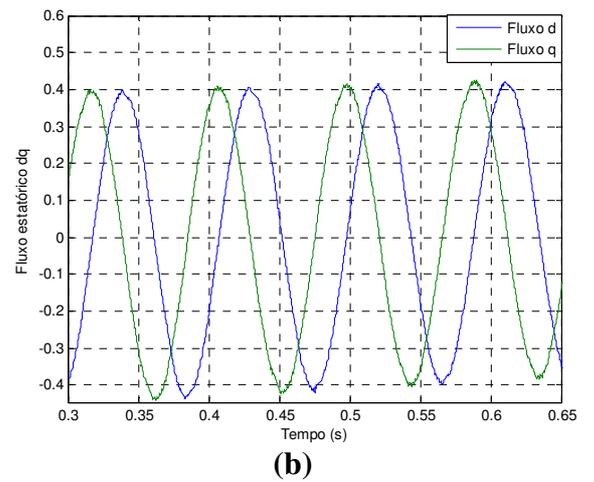
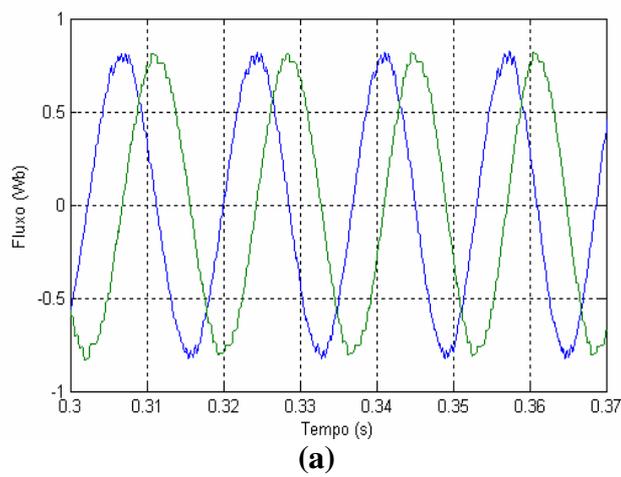


Figura 4.13: (a) Fluxo estatórico estimado - eixos $d q$ –simulação (b) Fluxo estatórico estimado - eixos $d q$ experimental

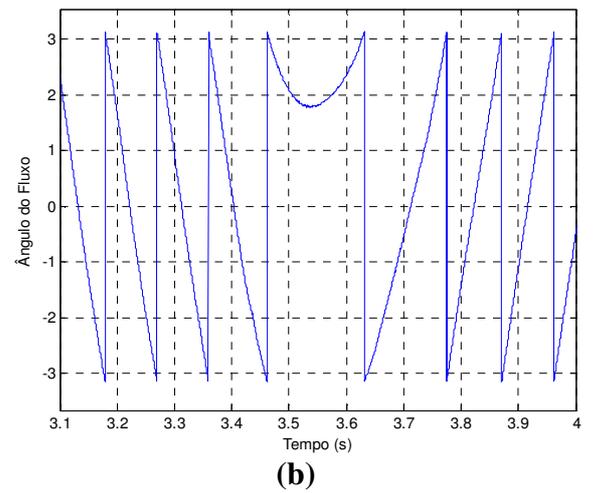
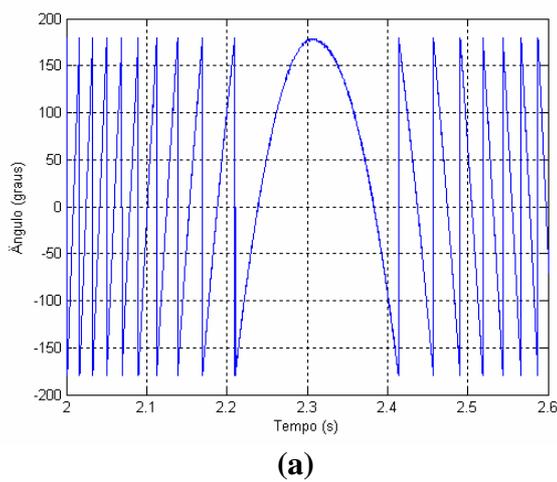


Figura 4.14: (a) Ângulo do fluxo estatórico estimado - simulação (b) Ângulo do fluxo estatórico estimado - experimental

A Figura 4.15 mostra o fluxo estatórico plotado na forma de vetor espacial.

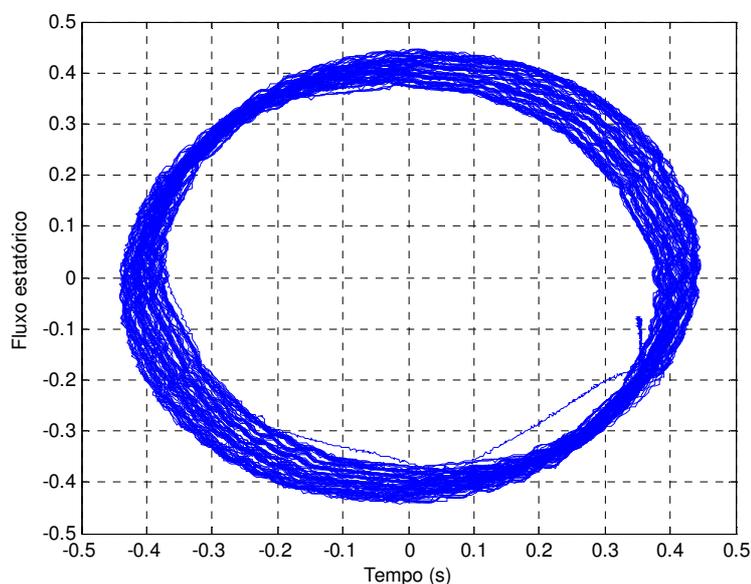


Figura 4.15: Vetor fluxo do estator

4.6 – Considerações finais

Foram apresentadas as formas de onda de tensão, corrente, fluxo estatórico, módulo da corrente estatórica e do conjugado eletromagnético. Os resultados obtidos experimentalmente foram obtidos utilizando o protótipo desenvolvido, com o algoritmo desenvolvido em DSP.

Houve concordância das amplitudes e frequências envolvidas das variáveis de estado analisadas. A concordância de resultados apresentada entre os gráficos de tensão, corrente, fluxo e ângulo do fluxo estatórico comprovam o funcionamento do algoritmo DTC implementado.

CAPÍTULO 5

CONCLUSÕES

5.1 – Considerações finais

Este trabalho apresentou a técnica DTC, o estudo da técnica foi realizado utilizando-se como ferramenta principal um ambiente desenvolvido em MATLAB/SIMULINK. A comparação da técnica DTC tradicional com as técnicas de controle por orientação de campo mostra algumas vantagens e desvantagens que foram abordadas. Foram estudados o modelo matemático do motor de indução, o inversor de tensão e o estimador de fluxo necessários à apresentação da técnica.

Foram estudadas duas diferentes tabelas de chaveamento do inversor. A tabela de chaveamento B foi escolhida por possibilitar uma operação nos quatro quadrantes com um menor chaveamento do inverso.

Foi observado que as larguras das histereses de conjugado e fluxo influenciam diretamente na frequência de chaveamento do inversor e na taxa de distorção harmônica da corrente do estator, afetando ainda o erro das malhas de controle de conjugado e fluxo. A análise da influência da largura das histereses foi realizado utilizando-se como principal ferramenta, as funções TDH e FFT do MATLAB.

A técnica DTC foi implementada em DSP, as mais relevantes características deste hardware foram descritas. A implementação prática do DTC possibilitou a obtenção de vários sinais tais como: tensão, corrente e fluxo. Foram comparados os resultados obtidos através de

simulações com os resultados obtidos através do DSP, demonstrando claramente a eficácia das simulações, além de atestar o funcionamento do algoritmo implementado.

5.2 – Trabalhos futuros

Este trabalho inicia uma linha de pesquisa na área de Controle Direto de Conjugado junto ao Laboratório de Acionamentos Elétricos. A compreensão do funcionamento da técnica DTC, aliada à Orientação de Campo, permite o aprofundamento do conhecimento na área de acionamento com a possibilidade de aperfeiçoamento de técnicas, ou quem sabe, desenvolvimento de novas e mais eficientes estratégias de controle.

Assim sendo, este trabalho abre perspectivas para novos estudos ou implementações , tais como:

- Comparação da técnica DTC tradicional com relação às técnicas de Orientação de Campo;
- Estudo de outros algoritmos de estimação de fluxo para a técnica DTC tradicional;
- Implementação da técnica DTC utilizando space vector modulation (SVM);

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS

- [1] BUJA, G., CASADEI, D., SERRA, G. “*Direct Stator Flux and Torque Control of an Induction Motor: Theoretical Analysis and Experimental Results*” Industrial Electronics Society, IECON 1998.
- [2] BUJA, G., CASSADEI, D., SERRA, G. “*DTC – Based Estrategies for Induction Motor Drives*” Industrial Electronics, Control and Instrumentation IECON 1997
- [3]<http://www.abbd rives.com/StdDrives/RestrictedPages/Marketing/Documentation/files/Products/DTCTechGuide1.pdf>
- [4]<http://www.abb.com/global/gad/gad02077.nsf/lupLongContent/CDFBDC74B1F0E52CC1257192002CF111>
- [5] CASADEI, D., SERRA, G., TANI, A. “*Implementation of a Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 4, July 2000.
- [6] PUJOL, A. “*Direct Torque Control of Induction Motors*” *Second International Research and Educational Colloquium on Electronics*. 1 ed. 61 – 2001.
- [7] FERREIRA, S. B. “*Estudo e Avaliação do Desempenho de Estratégias de Controle Direto do Torque em Máquinas de Indução*” Dissertação de Mestrado, Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, Março, 2004.
- [8] FREITAS, M. A.A. “*Efeitos da Saturação Magnética em Motores de Indução Acionados por Conversores e Proposta de um Estimador de Fluxo Rotórico*” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Agosto, 2002.
-

-
- [9] RESENDE, J. T. “*Modelagem da Máquina de Indução Trifásica Incluindo a Saturação Magnética – Análise Dinâmica do Gerador de Indução Auto-Excitado*” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Maio, 1999.
- [10] SALERNO, C. H., CAMACHO, J. R., FILHO, A. S.O. “*Controle de Velocidade do Motor de Indução Trifásico utilizando Microcontroladores para Aplicações em Baixa Potência*” III Seminário Nacional de Controle e Automação.
- [11] CASADEI, D., SERRA, G., TANI, A. “Improvement of Direct Control Performance by Using a Discrete SVM Technique” IEEE Power Electronics Specialists Conference, Vol. 2, No. 17-22, May 1998.
- [12] CASADEI, D., PROFUMO, F., SERRA, G., TANI, A. “*FOC and DTC: Two viable schemes for induction motors torque control.*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 17, No. 5, September 2002.
- [13] TAKAHASHI, I., NOGUCHI, T. “*A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor.*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. IA-22, No. 5, September/October 1986.
- [14] BUJA, G., Kazmierkowski, M. “*Direct torque control of PWM inverter-fed AC motors – A Survey*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 4, August 2004.
- [15] NASH, J. N., “*Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, No. 2, March/April 1997.
- [16] SEVERINO, P. B., “*Um Estudo de Estimativa de Fluxo e Conjugado em Motores de Indução Trifásicos – Implementação Utilizando DSP.*” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Março, 2005.

-
- [17] LAI, Y., Wang, W., Chen, Y. “*Novel Switching Techniques for reducing the speed ripple of AC Drives with Direct Torque Control*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 51, No. 4, August 2004.
- [18] CASADEI, D., SERRA, G., TANI, A. “*Implementation of Direct Torque Control Algorithm for Induction Motors Based on Discrete Space Vector Modulation.*” IEEE Transactions on Power Electronics, Vol. 15, No. 4, July 2000.
- [19] CASADEI, D., GRANDI, G., SERRA, G., TANI, A. “*Effects of flux and torque hysteresis band amplitude in direct torque control of induction machines*” Industrial Electronics, Control and Instrumentation IECON 1994.
- [20] PAULA, H. “*Análise Teórico-Experimental do Desempenho do Motor de Indução Operando Sob a Técnica do Controle Vetorial*” Dissertação de Mestrado, Universidade Federal de Uberlândia, Maio, 2001.
- [21] DEPENBROCK, M., BAADER, U. “*Direct Self Control (DSC) of Inverters-Fed Induction Machine: A Basis for Speed Control without Speed Measurement*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 28, May/June 1992.
- [22] MARINO, P., D’INCECCO, M., VISCIANO, N. “*A Comparison of Direct Torque Control Methodologies for Induction Motor*” IEEE Porto Power Tech Conference September 2001.
- [23] HOLTZ, J., QUAN, J. “*Drift-and Parameter-Compensated Flux Estimator for Persistent Zero-Stator-Frequency Operation of Sensorless-Controlled Induction Motors.*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, July/August 2003.
- [24] HOLTZ, J., QUAN, J. “*Sencorless Vector Control of Induction Motors at Very Low Speed Using a Nonlinear Inverter Model and Parameter Identification*” IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 38, July/August 2002.