

PONTIFÍCIA UNIVERSIDADE CATÓLICA DO RIO GRANDE DO SUL
PROGRAMA DE PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

**ESTUDO E AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO DE
ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIRETO DO TORQUE EM
MÁQUINAS DE INDUÇÃO**

Dissertação submetida à Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande
do Sul como parte dos requisitos para a obtenção do grau de Mestre em
Engenharia Elétrica

SANDRO BINSFELD FERREIRA

Área de Concentração: Sistemas de Energia.

Linha de Pesquisa: Acionamento e Controle de Máquinas Elétricas.

Orientador: Prof. Dr. Luis Fernando Alves Pereira.

Co-orientador: Prof. Dr. Fernando Gehm Moraes.

PORTO ALEGRE, MARÇO DE 2004

**ESTUDO E AVALIAÇÃO DO DESEMPENHO
DE ESTRATÉGIAS DE CONTROLE DIRETO DO TORQUE
EM MÁQUINAS DE INDUÇÃO**

SANDRO BINSFELD FERREIRA

Esta dissertação foi julgada para obtenção do título de Mestre em Engenharia e aprovada em sua forma final pelo Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul.

Prof. Dr. Flávio Antônio Becon Lemos
Coordenador do Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica

Prof. Dr. Luis Fernando Alves Pereira
Orientador

Prof. Dr. Fernando Gehm Moraes
Co-orientador

BANCA EXAMINADORA

Prof.

Prof.

Aos meus Pais, João e Irma.

Agradecimentos

Ao Prof. Luis Fernando Pereira, pela orientação, confiança e paciência.

Ao Prof. Moraes, pelos ensinamentos sobre VHDL e FPGA.

Aos meus colegas e amigos do Grupo de Automação e Controle de Sistemas, em especial ao Colega Rodolfo, pela ajuda sempre providencial.

A minha Esposa, Suse, por ter compartilhado todos os momentos bons e ruins desse período da minha vida, sempre me apoiando.

Devo, a vocês todos, a maior parte desse sucesso.

Resumo

O Controle Direto do Torque (DTC) começou a ser desenvolvido na década de 80, a partir de trabalhos de Takahashi e Noguchi (1985) e Depenbrock (1988), aplicando princípios de orientação de campo e modulação espacial. Dentre as muitas promessas dessa técnica está a substituição de motores de corrente contínua em aplicações de velocidade variável. O DTC se caracteriza pela presença de oscilações de *ripple* nas malhas de torque e fluxo devidas aos ciclos-limite ocasionados pelo controle por histerese. Neste trabalho, é estudada a técnica DTC, analisando-se o problema de definição das histereses de controle e seus impactos nas frequências de *ripple* e na taxa de distorção harmônica. A seguir, um *drive* de acionamento de um motor de indução utilizando esta técnica é implementado, sendo estudado e avaliado utilizando um Ambiente de Simulação desenvolvido por Haffner (2000), em MATLAB/SIMULINK®. O ambiente é aperfeiçoado através da adição de um bloco denominado DTC, de forma a permitir o estudo dessa técnica. Ao contrário da tradicional implementação da técnica DTC utilizando processadores digitais de sinais associados a circuitos ASIC (*Application-Specific Integrated Circuits*), uma diferente alternativa é proposta. A implementação da técnica DTC é realizada totalmente em *hardware*, utilizando uma placa de prototipação rápida em FPGA (*Field-Programmable-Gate-Arrays*), adequadamente instrumentada, programada em linguagem de descrição de hardware (VHDL). Tal escolha permite um produto final otimizado e integrado em um único componente. O algoritmo é desenvolvido de forma modular, com seus blocos funcionais validados separadamente frente a resultados obtidos em simulação utilizando o Ambiente de Simulação já mencionado. As operações matemáticas são realizadas de forma serial, reduzindo a área de prototipação final. Os números são representados em complemento de dois, ponto fixo, com palavras de comprimento variável. Essa representação numérica permite um excelente aproveitamento da área, sem a complexidade inerente às operações em ponto flutuante e sem perda substancial de precisão dos resultados, o que é comprovado através da comparação com a representação em ponto flutuante utilizada no MATLAB. Finalmente, são propostas e estudadas em simulação duas variações da técnica DTC que se caracterizam pela adição de sinais senoidais aos comparadores de torque e fluxo, impondo frequências de *ripple* nas respectivas malhas de controle. Uma das alternativas apresenta como vantagem uma redução na taxa de distorção harmônica e um melhor controle na frequência de chaveamento, sendo escolhida e implementada em FPGA.

Abstract

Direct Torque Control – DTC started to be developed in the 80's, due to works of Takahashi and Noguchi (1985) and Depenbrock (1988) applying field orientation and spatial modulation principles. The complete substitution of DC motors in variable speed drives is one of its promises. Ripple oscillations in its flux and torque control loops appear as main characteristics and are due to limit-cycle control. DTC strategy is studied in this work. Definition of hysteresis bands and their impact in ripple oscillation frequencies and in the total harmonic distortion (THD) is focused. Later on, an induction motor drive is developed and evaluated in a simulation environment developed by Haffner (2000) in MATLAB/SIMULINK®. The environment is improved by the addition of a DTC block in order to allow DTC study as a component of the environment. Unlike traditional DTC drives, which use digital signal processors (DSP) together with application-specific integrated circuits (ASIC), another approach is proposed. DTC implementation is performed totally in hardware, using a hardware prototyping kit in FPGA (Field-Programmable-Gate-Arrays), programmed in VHDL, allowing for an optimized and fully integrated product to be achieved in a single chip. The algorithm is modular and its component blocks are separately validated against MATLAB results, obtained in the simulation environment. Mathematical operations are serially performed to reduce final prototyping area. A binary format is used with a variable word-size approach, which permits to reduce truncation through the calculation processes, resulting in smaller errors when compared to floating point MATLAB results without excessively increasing hardware area in the prototyping step. Finally, two modifications of DTC Strategy with ripple frequency imposition in flux and control loops by means of dithering are proposed and evaluated in simulation. One of the proposed alternatives performs a reduction in the Total Harmonic Distortion without excessively increasing inverter switching, and is also implemented in FPGA.

Lista de abreviaturas

- A/D – Conversor Analógico-digital de Sinais
ASIC – *Application-Specific Integrated Circuit*
CA – Corrente Alternada
CC – Corrente Contínua
D/A – Conversor Digital-analógico de Sinais
DSC – *Direct Self Control*
DSP – Processamento Digital de Sinais (*Digital Signal Processing*)
DFT – Transformada Discreta de Fourier (*Discret Fourier Transform*)
DTC – Controle Direto do Torque (*Direct Torque Control*)
FFT – Transformada Rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform*)
FPGA – *Field-Programmable-Gate-arrays*
FRF – Função de Resposta em Frequência
GACS – Grupo de Automação e Controle de Sistemas
LHT – Largura da Histerese de Torque
LHF – Largura da Histerese de Fluxo
PAL – *Programmable Array Logic*
PLD – *Programmable Logic Device*
PSD – Densidade Espectral de Potência (*Power Spectrum Density*)
PWM – Modulação por Largura de Pulso (*Pulse Width Modulation*)
TDH – Taxa de Distorção Harmônica
THD – *Total Harmonic Distortion*
VHDL – *Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language*

Lista de símbolos

A_c, B_c, C_c e D_c - Matrizes de estado do modelo discreto de corrente.

B_v e C_v - Matrizes de estado do modelo discreto de tensão.

f_{ABC}^x - Grandeza vetorial f no sistema de coordenadas trifásico ABC e eixo referencial “ x ”.

f_{qd0}^x - Grandeza vetorial f no sistema de coordenadas bifásico $qd0$ e eixo referencial “ x ”.

f_{ab0}^x - Grandeza vetorial f no sistema de coordenadas bifásico $ab0$ e eixo referencial “ x ”.

f_{ab0s}^x - Grandeza vetorial f do estator no sistema de coordenadas bifásico $ab0$ e eixo referencial “ x ”.

f_{ab0s}^s - Grandeza vetorial f do estator no sistema de coordenadas bifásico $ab0$ e eixo referencial estacionário.

f_{ab0s}^r - Grandeza vetorial f do estator no sistema de coordenadas bifásico $ab0$ e eixo referencial móvel.

f_{ab0s}^e - Grandeza vetorial f do estator no sistema de coordenadas bifásico $ab0$ e eixo referencial síncrono.

I_{as} - Componente a da corrente do estator.

I_{bs} - Componente b da corrente do estator.

\bar{i}_{abs} - Corrente do estator em coordenadas $ab0$.

- K - Matriz de transformação, do sistema de coordenadas trifásico ABC para o sistema de coordenadas bifásico $qd0$.
- K_1 - Matriz de transformação, do sistema de coordenadas trifásico ABC para o sistema de coordenadas bifásico $ab0$.
- L_s - Indutância do estator.
- L_r - Indutância do rotor.
- L_m - Indutância mútua.
- O - Ponto de terra virtual do link CC do inversor.
- P - Número de pólos do rotor.
- R_s - Resistência do estator.
- R_r - Resistência do rotor.
- T_s^x - Matriz de transformação entre as variáveis do enrolamento do estator e o sistema de referência arbitrário “x”.
- T_s^s - Matriz de transformação entre as variáveis do enrolamento do estator e o sistema de referência estacionário. Obs. Igual a matriz identidade.
- T_s^r - Matriz de transformação entre as variáveis do enrolamento do estator e o sistema de referência móvel.
- T_s^e - Matriz de transformação entre as variáveis do enrolamento do estator e o sistema de referência síncrono.
- T_r^x - Matriz de transformação entre as variáveis do enrolamento do rotor e o sistema de referência arbitrário “x”.
- T_r^s - Matriz de transformação entre as variáveis do enrolamento do rotor e o sistema de referência estacionário.
- T_r^r - Matriz de transformação entre as variáveis do enrolamento do rotor e o sistema de referência móvel.
- T_r^e - Matriz de transformação entre as variáveis do enrolamento do rotor e o sistema de referência síncrono.
- V_{AB} - Tensão entre a fase A e a Fase B .
- V_{BC} - Tensão entre a fase B e a Fase C .
- V_{CA} - Tensão entre a fase C e a Fase A .
- V_{AN} - Tensão entre a fase A e o neutro do motor de indução.
- V_{BN} - Tensão entre a fase B e o neutro do motor de indução.
- V_{CN} - Tensão entre a fase C e o neutro do motor de indução.
- V_{AO} - Tensão entre a fase A e o terra virtual (ponto O) do link CC.
- V_{BO} - Tensão entre a fase B e o terra virtual (ponto O) do link CC.

V_{CO} - Tensão entre a fase C e o terra virtual (ponto O) do *link* CC .

d_x - Ângulo formado entre o enrolamento do rotor e o sistema de referência arbitrário “ x ”.

I_{as} - Componente a do fluxo do estator.

I_{bs} - Componente b da fluxo estator.

\vec{I}_{abs} - Fluxo do estator em coordenadas $ab0$.

I_{ar} - Componente a do fluxo do rotor.

I_{br} - Componente b da fluxo do rotor.

\vec{I}_{abr} - Fluxo do rotor em coordenadas $ab0$.

q_x - Ângulo formado entre o enrolamento do estator e o sistema de referência arbitrário “ x ”.

q_e - Posição instantânea do campo do rotor.

q_r - Posição instantânea do campo do enrolamento do rotor com relação ao campo do enrolamento do estator.

w_e - Velocidade síncrona do campo girante do estator.

w_r - Velocidade elétrica do rotor.

w_m - Velocidade mecânica do rotor.

s_r - Constante de tempo rotórica.

s - Coeficiente de dispersão.

t_e - Torque eletromagnético.

t_L - Torque de carga.

Índice de figuras

Figura 2. 1: Diagrama esquemático do inversor de tensão trifásico.	7
Figura 2. 2: Transformação de Clarke.	9
Figura 2. 3: Transformação do sistema de coordenadas $dq0$ para $\alpha\beta 0$	10
Figura 2. 4: Transformação de Park para um eixo de coordenadas arbitrário “x” aplicada as variáveis do estator e do rotor.	12
Figura 2. 5: Esquema de implementação do modelo de corrente empregando coordenadas do rotor.	21
Figura 2. 6: Representação complexa.	25
Figura 2. 7: Função de resposta de frequência do modelo de corrente para o fluxo do estator.	27
Figura 2. 8: Função de resposta de frequência do modelo de tensão para o fluxo do estator.	29
Figura 3. 1: Diagrama de blocos resumido do DTC tradicional [5].	33
Figura 3. 2: Resposta a um estímulo degrau no torque de referência (50% até 300% do torque nominal) em um motor de indução de 4 kW, 220V, dois pólos e 1000 rpm [26].	34
Figura 3. 3: Esquema do Inversor de Tensão.	34
Figura 3. 4: Esquema simplificado do Inversor de Tensão.	35

Figura 3. 5: Representação das possibilidades de chaveamento dos transistores por vetores espaciais.	37
Figura 3. 6: Zona de atuação da histerese.	39
Figura 3. 7: Curva característica de entrada/saída para um comparador com histerese.	39
Figura 3. 8: Curva característica de entrada/saída para um comparador com histerese de três níveis.	40
Figura 3. 9: Distribuição e denominação dos setores espaciais.	41
Figura 3. 10 : Efeito da imposição de tensão.	44
Figura 3. 11: Exemplo da aplicação da lógica de chaveamento.	46
Figura 3. 12: Torque elétrico obtido com DTC , Estratégia A, motor de indução de 7.5 kW, (resultado obtido usando o Simulink).	48
Figura 3. 13: Torque elétrico obtido com DTC , Estratégia B, motor de indução de 7.5 kW, (resultado obtido usando o Simulink).	49
Figura 4. 1 Dados de uma função exemplo para o cálculo da FFT.	56
Figura 4. 2: FFT da função $x(t)$ com $N=256$ pontos.	56
Figura 4. 3: FFT da função $x(t)$ com $N=1024$ pontos.	57
Figura 4. 4: Deformações devidas ao fenômeno de <i>windowing</i> [32].	57
Figura 4. 5: Espectro de freqüências de uma janela retangular de 0,1 s de duração [32].	58
Figura 4. 6: Espectro de freqüências de uma janela do tipo Hamming [32].	58
Figura 4. 7: Espectro corrigido pela aplicação de uma janela do tipo Hamming [32].	59
Figura 5. 1: Diagrama de blocos do DTC com controle de velocidade implementado em Simulink.	66
Figura 5. 2: Velocidade do rotor.	66
Figura 5. 3: Fluxo do estator em coordenadas $\alpha\beta$	67
Figura 5. 4: Fluxo do rotor em coordenadas $\alpha\beta$	67
Figura 5. 5: Corrente do estator em coordenadas $\alpha\beta$	68
Figura 5. 6: Torque eletromagnético.	68

Figura 5. 7: Fluxo do estator (em módulo).	69
Figura 5. 8: Trajetória do fluxo do estator.	69
Figura 5. 9: Trajetória do fluxo do rotor.	70
Figura 5. 10: Diagrama de blocos do FOC (Xu e Novotny – 1988)[16].	71
Figura 5. 11: Digrama de Blocos Resumido do DTC tradicional [5].	71
Figura 5. 12: Projeção do fluxo do rotor sobre o eixo síncrono do fluxo do estator.	74
Figura 5. 13: Corrente do estator empregando referencial síncrono.	75
Figura 5. 14: Fluxo do rotor empregando referencial síncrono.	75
Figura 5. 15: Estratégia DTC sem controle de velocidade.	76
Figura 5. 16: Relação entre largura de histerese e frequência de <i>ripple</i> para o DTC funcionando em malha aberta com a Estratégia B.	77
Figura 5. 17: Relação entre largura de histerese e frequência de <i>ripple</i> para o DTC funcionando em malha aberta com a Estratégia B.	78
Figura 5. 18: Módulo do fluxo do estator - Estratégia B com largura da histerese de fluxo (LHF) = 0,01 e largura da histerese de torque (LHT) = 2.	79
Figura 5. 19: Torque - Estratégia B com largura da histerese de fluxo (LHF) = 0,01 e largura da histerese de torque (LHT) = 2.	79
Figura 5. 20: Chaveamento do inversor– PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.	80
Figura 5. 21: Fluxo do estator – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.	81
Figura 5. 22: Torque– PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.	81
Figura 5. 23: Diagrama de Blocos da Estratégia DTC com Imposição de Frequência 1.	82
Figura 5. 24: Módulo do fluxo do estator com <i>ripple</i> de torque forçado (amplitude = 2 e frequência = 3,0 kHz) e fluxo (amplitude = 0,01 e frequência = 825 Hz).	83
Figura 5. 25: Torque - <i>ripple</i> de torque forçado (amplitude = 2 e frequência=3,0 kHz) e fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz).	84
Figura 5. 26: Chaveamento do inversor – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.	84
Figura 5. 27: Fluxo do estator - <i>ripple</i> de torque forçado (amplitude = 2 e frequência=3,0 kHz) e fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz) – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.	85

Figura 5. 28: Torque - <i>ripple</i> de torque forçado (amplitude = 2 e frequência=3,0 kHz) e fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz) – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.	85
Figura 5. 29: Diagrama de blocos da estratégia DTC com Imposição de Frequência 2.	86
Figura 5. 30: Módulo do fluxo do estator – <i>ripple</i> de fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz) e largura da histerese de torque (LHT) = 2	87
Figura 5. 31: Torque – <i>ripple</i> de fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência = 825 Hz) e LHT = 2.	87
Figura 5. 32: Módulo do fluxo do estator – <i>ripple</i> de fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz) e largura da histerese de torque (LHT) = 2 – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.	88
Figura 5. 33: Torque - <i>ripple</i> de fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz) e LHT = 2 – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.	89
Figura 5. 34: Chaveamento do inversor para a estratégia de <i>ripple</i> de fluxo forçado.	89
Figura 5. 35: Diagrama de blocos do DTC Tradicional com controle de velocidade.	90
Figura 5. 36: Influência da histerese de fluxo na TDH para LHT = 1.	91
Figura 5. 37: Influência da histerese de torque na TDH.	91
Figura 5. 38: Curvas de velocidade obtidas com as estratégias DTC estudadas	93
Figura 5. 39: Curvas de torque obtidas com as estratégias DTC estudadas	94
 Figura 6. 1- Arquitetura de um FPGA genérico (Fonte: [35]).	97
Figura 6. 2. Diagrama de blocos do DTC utilizado na implementação em FPGA.	99
Figura 6. 3. Equações do modelo do motor.	99
Figura 6. 4. Arquitetura DTC.	100
Figura 6. 5. Arquitetura de <i>hardware</i> que implementa o modelo do motor.	101
Figura 6. 6. Exemplo da implementação da aritmética com comprimento variável.	103
Figura 6. 7. (A) Módulo do fluxo do estator; (B) erro com $T_s=0,000001100110_2$; (C) erro com $T_s=0,00000110011001100110_2$	104

Figura 6. 8. Comparação entre I_a obtido com o Matlab (64 bits ponto-flutuante) e VHDL (ponto-fixe com comprimento variável).	105
Figura 6. 9. Comparação entre I_b obtido com o Matlab (64 bits ponto-flutuante) e VHDL (ponto-fixe com comprimento variável).	106
Figura 6. 10: Comparação entre o módulo do fluxo do estator obtido com o Matlab (64 bits ponto-flutuante) e VHDL (ponto-fixe com comprimento variável).	106
Figura 6. 11. Comparação entre torque obtido com o Matlab (64 bits ponto-flutuante) e VHDL (ponto-fixe com comprimento variável).	107
Figura 6. 12. Erro na estimativa do comando Cha.	107
Figura 6. 13. Erro na estimativa do comando Chb.	108
Figura 6. 14. Erro na estimativa do comando Chc.	108
 Figura 7. 1: Diagrama de blocos utilizado na implementação do DTC.	111
Figura 7. 2: Diagrama de blocos implementado em FPGA.	111
Figura 7. 3: Placa Excalibur.	112
Figura 7. 4: Ambiente de simulação e programação Quartus II.	113
Figura 7. 5: Inversor de tensão utilizado.	114
Figura 7. 6: Placa de instrumentação dos sensores.	114
Figura 7. 7: Torque eletromagnético - A) Simulação; B) Resultado experimental.	116
Figura 7. 8: Módulo do fluxo do estator - A) Resultado da simulação em Matlab; B) Resultado experimental.	116
Figura 7. 9: Fluxo do estator – componente alfa - A) Resultado da simulação em Matlab; B) Resultado experimental.	117
Figura 7. 10: Tensão do estator- componente alfa ($V_s\alpha$) - A) Resultado da simulação em Matlab; B) Resultado experimental.	117
Figura 7. 11: Tensão do estator – componente beta ($V_s\beta$) – A) Resultado da simulação em Matlab; B) Resultado experimental.	118
Figura 7. 12: Link CC – Resultado experimental.	118

Sumário

AGRADECIMENTOS	I
RESUMO.....	II
ABSTRACT.....	III
LISTA DE ABREVIATURAS	IV
LISTA DE SÍMBOLOS	V
ÍNDICE DE FIGURAS	VIII
SUMÁRIO	XIII
CAPÍTULO 1.....	1
1 INTRODUÇÃO.....	1
1.1 DESCRIÇÃO DOS CAPÍTULOS	3
CAPÍTULO 2.....	5
2 MODELAMENTO DO MOTOR DE INDUÇÃO.....	5
2.1 INTRODUÇÃO.....	5
2.2 TRANSFORMAÇÃO ESTRELA – TRIÂNGULO	6

2.3	SISTEMAS DE COORDENADAS	7
2.3.1	TRANSFORMAÇÃO DE CLARKE.....	8
2.3.2	TRANSFORMAÇÃO $\alpha\beta 0$	10
2.4	SISTEMAS DE REFERÊNCIA	11
2.4.1	TRANSFORMAÇÃO GENERALIZADA DE PARK.....	12
2.4.2	SISTEMA DE REFERÊNCIA ESTACIONÁRIO.....	13
2.4.3	SISTEMA DE REFERÊNCIA MÓVEL	14
2.4.4	SISTEMA DE REFERÊNCIA SÍNCRONO.....	14
2.5	EQUAÇÕES DO MOTOR.....	15
2.5.1	MODELO CORRENTE-FLUXO.....	16
2.5.2	MODELO DE FLUXO[4].....	17
2.5.3	EQUAÇÃO DE MOVIMENTO	18
2.6	MODELOS EMPREGADOS NA ESTIMAÇÃO DO FLUXO E DO TORQUE.....	19
2.6.1	MODELO DE CORRENTE.....	20
2.6.1.1	<i>Modelo Discreto de Corrente</i>	21
2.6.2	MODELO DE TENSÃO.....	23
2.6.2.1	<i>Modelo Discreto de Tensão</i>	23
2.7	ANÁLISE DOS ESTIMADORES	24
2.7.1	INFLUÊNCIA DA VARIAÇÃO PARAMÉTRICA SOBRE O FLUXO ESTIMADO	25
2.7.1.1	<i>Observador de Corrente</i>	25
2.7.1.2	<i>Observador de Tensão</i>	27
2.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	29
CAPÍTULO 3.....		30
3	DTC	30
3.1	INTRODUÇÃO.....	30
3.2	CARACTERÍSTICAS DO DTC	31
3.3	ESTRUTURA E FUNCIONAMENTO DO DTC	32
3.4	INVERSOR DE TENSÃO E REPRESENTAÇÃO ESPACIAL DOS VETORES TENSÃO	
	34	
3.5	ARGUMENTOS DA TABELA DE CHAVEAMENTO	37
3.5.1	ERRO DE FLUXO	38
3.5.2	ERRO DE TORQUE.....	39
3.5.3	SETOR ESPACIAL.....	41

3.6	CONTROLE DO TORQUE E DO FLUXO DO ESTATOR[20].....	42
3.6.1	EFEITOS DA APLICAÇÃO DOS VETORES ESPACIAIS DE TENSÃO	44
3.6.2	EXEMPLO DO CONTROLE DO TORQUE E DO FLUXO DO ESTATOR [9]	45
3.7	ESTRATÉGIAS DE CHAVEAMENTO [26].....	46
3.7.1	ESTRATÉGIA A.....	47
3.7.2	ESTRATÉGIA B.....	48
3.7.3	ESTRATÉGIA C	49
3.8	CONSIDERAÇÕES FINAIS	50
CAPÍTULO 4.....		51
4	ANÁLISE ESPECTRAL DE FREQUÊNCIAS.....	51
4.1	INTRODUÇÃO.....	51
4.2	ANÁLISE ESPECTRAL DE POTÊNCIA	52
4.2.1	TRANSFORMADA DISCRETA DE FOURIER (DFT) [29]-[31].....	52
4.2.2	TRANSFORMADA RÁPIDA DE FOURIER (FFT).....	54
4.3	ESTIMATIVA DA DENSIDADE ESPECTRAL DE POTÊNCIA	54
4.3.1	ANÁLISE DOS COMPONENTES HARMÔNICOS	55
4.4	TAXA DE DISTORÇÃO HARMÔNICA (TDH)	59
4.4.1	MÉTODO DE DETERMINAÇÃO DA TDH	60
4.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	63
CAPÍTULO 5.....		64
5	RESULTADOS DE SIMULAÇÃO.....	64
5.1	IMPLEMENTAÇÃO DA TÉCNICA DTC NO AMBIENTE DE SIMULAÇÃO	64
5.2	ORIENTAÇÃO DE CAMPO DO ESTATOR.....	70
5.2.1	ORIENTAÇÃO DE CAMPO NO DTC	72
5.3	ANÁLISE DE FREQUÊNCIA DO DTC	75
5.3.1	VARIAÇÃO DA FREQUÊNCIA DE <i>RIPPLE</i> COM AS LARGURAS DE HISTERESE DE CONTROLE	77
5.3.2	ANÁLISE DE FREQUÊNCIA DA ESTRATÉGIA DTC TRADICIONAL.....	78
5.3.3	ESTRATÉGIA DTC COM IMPOSIÇÃO DE FREQUÊNCIA	81
	5.3.3.1 <i>Estratégia DTC com frequências de ripple de torque e fluxo</i> <i>forçadas</i>	82
	5.3.3.2 <i>Estratégia DTC com frequência de ripple de fluxo forçada</i>	86
5.4	ANÁLISE DE TDH.....	89

5.4.1	INFLUÊNCIA DA LARGURA DAS HISTERESSES NA TDH.....	90
5.4.2	INFLUÊNCIA DA ESTRATÉGIA DE CHAVEAMENTO NA TDH.....	91
5.4.3	INFLUÊNCIA DA IMPOSIÇÃO DE FREQUÊNCIA NA TDH.....	92
5.5	CONSIDERAÇÕES FINAIS	94
CAPÍTULO 6.....		96
6	DISPOSITIVOS DE <i>HARDWARE</i> RECONFIGURÁVEL.....	96
6.1	INTRODUÇÃO.....	96
6.2	IMPLEMENTAÇÃO DA ESTRATÉGIA DTC	98
6.2.1	ALGORITMO.....	98
6.2.2	ARQUITETURA DA ESTRATÉGIA DTC	100
6.2.2.1	<i>Quantização</i>	102
6.2.2.2	<i>Amostragem</i>	104
6.2.2.3	<i>Formato numérico</i>	104
6.2.3	VALIDAÇÃO DOS BLOCOS IMPLEMENTADOS EM VHDL	104
6.3	CONSIDERAÇÕES FINAIS	108
CAPÍTULO 7.....		110
7	RESULTADOS DA IMPLEMENTAÇÃO EM FPGA	110
7.1	INTRODUÇÃO.....	110
7.2	IMPLEMENTAÇÃO DA PLATAFORMA	110
7.2.1	DESCRIÇÃO DO <i>HARDWARE</i>	112
7.2.1.1	<i>Sistema de Prototipação Excalibur da Altera</i>	112
7.2.1.2	<i>Inversor de tensão</i>	113
7.2.1.3	<i>Sensores</i>	114
7.3	TÉCNICA DTC TRADICIONAL.....	115
7.4	CONSIDERAÇÕES FINAIS	118
CAPÍTULO 8.....		120
8	CONCLUSÕES	120
8.1	CONSIDERAÇÕES FINAIS	120
8.2	TRABALHOS FUTUROS.....	122
REFERÊNCIAS		123

Capítulo 1

Introdução

Com o crescimento populacional, aumentam sensivelmente as preocupações com o meio ambiente e com a economia de energia. Surge a necessidade da pesquisa de novas tecnologias que possibilitem um melhor aproveitamento dos recursos energéticos, associado a um menor custo e melhoria do desempenho dos equipamentos.

A máquina a vapor e a máquina rotativa, desenvolvidas por James Watt em 1765 e 1781 respectivamente, foram as grandes responsáveis pelo desenvolvimento industrial europeu nos séculos XVIII e XIX. A locomotiva, inventada por George Stephenson em 1833, reduziu as distâncias, fortalecendo a revolução industrial [1].

A Segunda Revolução Industrial, de 1870 a 1914, foi caracterizada pelo crescimento da indústria siderúrgica e pelo desenvolvimento da energia elétrica, que começou a ser empregada para movimentar máquinas e bondes, além de iluminar ruas, fábricas e residências [1]. As máquinas deixaram lentamente de utilizar combustíveis fósseis passando, quase exclusivamente, a empregar a eletricidade como fonte de energia. Foram desenvolvidos os primeiros dispositivos de acionamento de motores de corrente contínua (CC) e de corrente alternada (CA).

O acionamento de um motor com velocidade variável de rotação foi apresentado pela primeira vez no final do século XIX, por Ward Leonard. Tratava-se de um motor de corrente contínua, acionado por intermédio de um gerador de corrente contínua, funcionando como fonte elétrica, por sua vez composto por um motor CA com velocidade constante de rotação e um conversor rotativo CA/CC [2][3].

Cerca de 50 anos mais tarde, os conversores rotativos foram gradativamente substituídos por conversores estáticos valvulares, e logo a seguir transistorizados, mas o motor CC permaneceu como o dispositivo padrão para acionamentos de velocidade variável. Tal escolha se deveu, principalmente, a facilidade de implementação da estrutura de controle do motor CC, com fluxo magnético e conjugado¹ eletromagnético desacoplados, permitindo um controle independente da velocidade e do torque mecânico e possibilitando um excelente desempenho nesse tipo de aplicação [2].

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. 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 frequência variável com desempenho igual ou superior ao dos motores de corrente contínua [3].

Após a apresentação do princípio de controle por orientação de campo em 1972, por Blaschke [2], estavam lançadas as bases teóricas para o desenvolvimento das técnicas de controle vetorial de motores CA. A dificuldade era implementá-las uma vez que a técnica de orientação de campo previa cálculos complexos como conversão de sistemas de coordenadas móveis, utilizando equações simplificadas do modelo matemático do motor. O objetivo desta técnica é produzir um desacoplamento entre torque eletromagnético e campo, possibilitando controlá-lo de forma semelhante ao motor CC. Devido ao grande

¹ Embora *conjugado* seja o termo correto na Língua Portuguesa, no decorrer desse trabalho, será utilizado o termo *torque* com este significado uma vez que o termo torque é amplamente aceito e conhecido na área.

processamento matemático inerente a essa técnica, o controle por orientação de campo só foi implementado na prática a partir de 1980, tornando-se, logo a seguir, economicamente viável devido ao aumento da velocidade e redução do custo dos microprocessadores[2][4].

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 [5] em 1986, e o *Direct Self Control* - DSC, desenvolvido por Depenbrock [6] e apresentado em 1988. Essas técnicas baseiam-se no controle direto e independente do torque e do fluxo do motor CA, possibilitando um desempenho comparável ao obtido com motores CC, ou seja, uma resposta rápida de torque e uma excelente regulação de velocidade[7][8].

O trabalho ora apresentado se insere nesse contexto histórico, com o estudo da técnica DTC aplicada ao acionamento de motores de indução. Adicionalmente, o estudo desta técnica vem complementar o trabalho já desenvolvido no Grupo de Automação e Controle de Sistemas (GACS) na área de controle vetorial. A avaliação da técnica DTC será realizada utilizando o Ambiente de Simulação desenvolvido em Matlab/Simulink por Haffner [4], e complementado por Spiller [9], devido a sua simplicidade e confiabilidade. O ambiente será aperfeiçoado com a inserção de um bloco funcional que implementará a técnica DTC, possibilitando otimizar o projeto de controladores para máquinas de indução. Será implementada ainda, uma modificação da técnica DTC tradicional, proposta pelo autor, que simplifica o processo de definição das histereses de controle e contribui para a redução da Taxa de Distorção Harmônica e do chaveamento do inversor.

Neste trabalho, ao contrário da tradicional implementação do DTC em *software*, utilizando processadores digitais de sinais (DSP), será realizada a implementação do algoritmo de controle totalmente em *hardware*. Para tanto, será empregado um *kit* de desenvolvimento em *hardware* reconfigurável (*Field-Programmable-Gate-Arrays* – FPGA), adequadamente instrumentado e validado com motor e inversor de tensão comerciais. A implementação de um algoritmo totalmente em *hardware* programável constitui uma inovação no GACS, aproveitando a possibilidade de execução de operações simultâneas que proporcionam um melhor desempenho.

1.1 Descrição dos capítulos

No Capítulo 2 são apresentados os modelos completos e reduzidos do motor de indução empregados nesse trabalho. São mostradas de forma sucinta as transformações de

coordenadas necessárias à aplicação desses modelos. Um estudo sucinto de estimadores de fluxo é apresentado de forma a fornecer subsídios para o desenvolvimento da técnica DTC, levando em consideração a variação de parâmetros tais como a resistência do estator e do rotor.

No Capítulo 3 são detalhadamente desenvolvidos a técnica DTC e seus princípios de funcionamento, além de algumas possíveis variações sobre a técnica com suas vantagens e desvantagens características.

O Capítulo 4 apresenta conceitos e definições básicas de análise de frequência através da Transformada Rápida de Fourier (FFT). Estes conceitos são necessários para o desenvolvimento de um algoritmo para a determinação da Taxa de Distorção Harmônica, que é utilizado a seguir, como parâmetro de avaliação da técnica DTC proposta, em comparação com a técnica tradicional.

No Capítulo 5 são apresentados os resultados de simulação da técnica DTC tradicional. É proposta uma alternativa para a técnica DTC tradicional com a finalidade de simplificar o processo de definição das larguras das histereses de torque e fluxo, a técnica DTC com Imposição de Frequência, cujos resultados são comparados com os resultados do DTC tradicional.

No Capítulo 6 são apresentadas algumas características dos dispositivos programáveis FPGA (*Field-Programmable-Gate-Arrays*), escolhida para a implementação da estratégia DTC. É desenvolvido o algoritmo, utilizando-se a linguagem de descrição de *hardware* VHDL (*Very High Speed Integrated Circuit Hardware Description Language*), e realizada a comparação do protótipo desenvolvido em VHDL com os resultados obtidos utilizando-se Matlab/Simulink.

No Capítulo 7 são apresentados os resultados da implementação da técnica DTC em FPGA, implementados em laboratório, utilizando motor e inversor reais, sendo esses resultados comparados com aqueles obtidos em simulação e apresentados nos capítulos 3 e 6.

O Capítulo 8 é destinado à apresentação de conclusões e propostas de desenvolvimentos futuros deste trabalho.

Capítulo 2

Modelamento do Motor de Indução

2.1 Introdução

A fim de possibilitar o estudo da técnica DTC aplicada a um motor de indução, analisando sua estrutura, características, vantagens e desvantagens, é necessário, primeiramente, conhecer-se os modelos matemáticos envolvidos nesse sistema. Dessa forma, são apresentados a seguir os modelos matemáticos que serão empregados nesse trabalho, bem como as transformações de coordenadas pertinentes. O modelo do inversor de tensão será apresentado no Capítulo 3, juntamente com a técnica DTC, de forma a facilitar o entendimento da mesma.

Os modelos aqui apresentados não serão desenvolvidos passo a passo por serem facilmente encontrados em publicações da área de acionamento de motores, como por

exemplo em [10] e [11]. Um esforço especial será realizado, no entanto, de forma a estabelecer claramente as simplificações envolvidas nesses modelos.

Serão apresentados os modelos reduzidos empregados na estimação do fluxo do estator e do torque eletromagnético, realizada em tempo real durante a aplicação da técnica DTC.

A acuracidade dos esquemas de estimação de fluxo em motores é sensível a variação dos parâmetros do motor[12]-[14]. A sensibilidade à variação dos diversos parâmetros do motor depende da topologia do estimador empregado. As duas topologias de estimadores de fluxo mais conhecidas serão estudadas no final desse capítulo, sendo evidenciadas vantagens e desvantagens de cada uma. Dois outros estimadores mais complexos também foram estudados nesse trabalho com excelentes resultados: o estimador de Jansen [12] e um estimador baseado em filtro de Kalman [15]. Entretanto, devido a grande complexidade desses modelos, eles se tornam inviáveis ao tipo de implementação proposta e ultrapassam o escopo desse trabalho, não sendo apresentados.

2.2 Transformação Estrela – triângulo

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).

No caso dos motores AC, o acionamento pode ser realizado através de inversores de corrente ou de tensão. Uma representação esquemática do inversor de tensão que foi empregado no decorrer deste trabalho é apresentada na Figura 2. 1. No caso apresentado, não é possível a conexão do terminal neutro (N) do motor no caso de uma ligação em estrela uma vez que isso implicaria no controle independente de cada fase[4][10].

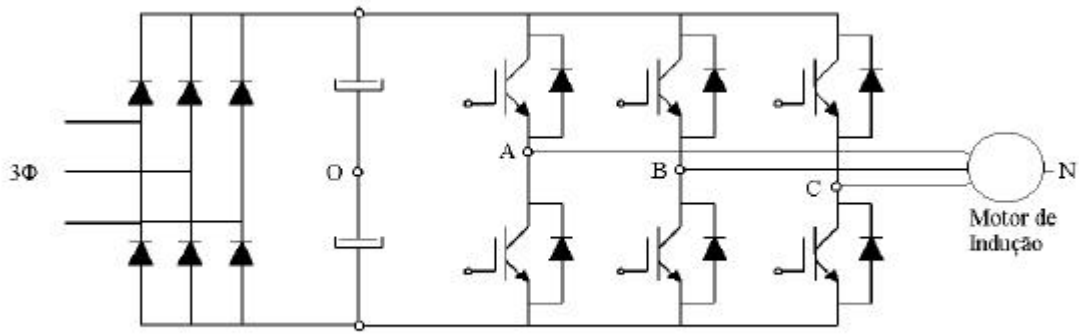


Figura 2. 1: Diagrama esquemático do inversor de tensão trifásico.

As Equações (2.1) e (2.2) descrevem as relações entre as tensões de linha e fase com o ponto central do *Link* CC (ponto *O*), apresentado na Figura 2. 1.

$$\begin{bmatrix} V_{AB} \\ V_{BC} \\ V_{CA} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & -1 & 0 \\ 0 & 1 & -1 \\ -1 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (2.1)$$

$$\begin{bmatrix} V_{AN} \\ V_{BN} \\ V_{CN} \end{bmatrix} = \frac{1}{3} \begin{bmatrix} 2 & -1 & -1 \\ -1 & 2 & -1 \\ -1 & -1 & 2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{AO} \\ V_{BO} \\ V_{CO} \end{bmatrix} \quad (2.2)$$

2.3 Sistemas de coordenadas

O equacionamento do motor pode ser escrito diretamente com base em um sistema de coordenadas trifásico. Entretanto, de forma a simplificar o modelo, a representação é normalmente feita em coordenadas bifásicas.

Para viabilizar as conexões entre os blocos motor e inversor, são necessárias transformações de coordenadas que realizam a conversão de bifásico para trifásico, e vice-versa, adaptando o equacionamento do motor (bifásico) ao modelo do inversor, que emprega um sistema de coordenadas trifásico [4][11].

As transformações tradicionalmente usadas para realizar essa mudança de coordenadas são a transformação de Clarke e a transformação $\alpha\beta 0$.

2.3.1 Transformação de Clarke

A transformação de Clarke ($qd0$) realiza uma mudança do sistema de coordenadas trifásico para bifásico, caracterizando-se por preservar a amplitude, a frequência e o número de pólos. A expressão matemática do torque da máquina, entretanto, necessita ser corrigida devido a diminuição do número de fases.

Definindo-se: f_{ABC}^x , como a grandeza vetorial f , representada no sistema de coordenadas trifásico, referenciado ao sistema “x”, e f_{qd0}^x , como a mesma grandeza vetorial f , representada no sistema de coordenadas bifásico $qd0$, no mesmo sistema referencial, dadas por:

$$f_{ABC}^x = \begin{bmatrix} f_A^x \\ f_B^x \\ f_C^x \end{bmatrix}, \quad f_{qd0}^x = \begin{bmatrix} f_q^x \\ f_d^x \\ f_o^x \end{bmatrix}. \quad (2.3)$$

A matriz K , que realiza a transformação de coordenadas trifásicas para coordenadas de Clarke [4], é dada pela Equação (2.4).

$$f_{qd0}^x = K \cdot f_{ABC}^x \quad (2.4)$$

onde

$$K = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix}. \quad (2.5)$$

A Equação (2.6) corresponde à transformação inversa de Clarke, realizando a mudança do sistema de coordenadas bifásico para trifásico. A coordenada f_0^x é chamada de seqüência zero, sendo nula em alimentações trifásicas balanceadas. Em alimentações trifásicas desbalanceadas, entretanto, a componente de seqüência zero apresenta

componentes harmônicas, que por estarem em fase, não contribuem para a produção de torque da máquina.

As duas primeiras linhas da matriz K (Eq. 2.5) são obtidas diretamente a partir da transformação planar de sistema trifásico para bifásico. A terceira linha é inserida de forma a possibilitar a inversão da matriz K , necessária ao equacionamento do motor. O termo constante presente na linha é definido de forma a assegurar uma transformação de amplitude constante[4].

$$f_{ABC}^x = K^{-1} \cdot f_{qd0}^x \quad (2.6)$$

O efeito ocasionado pela transformação de Clarke pode ser visualizado graficamente através da Figura 2. 2.

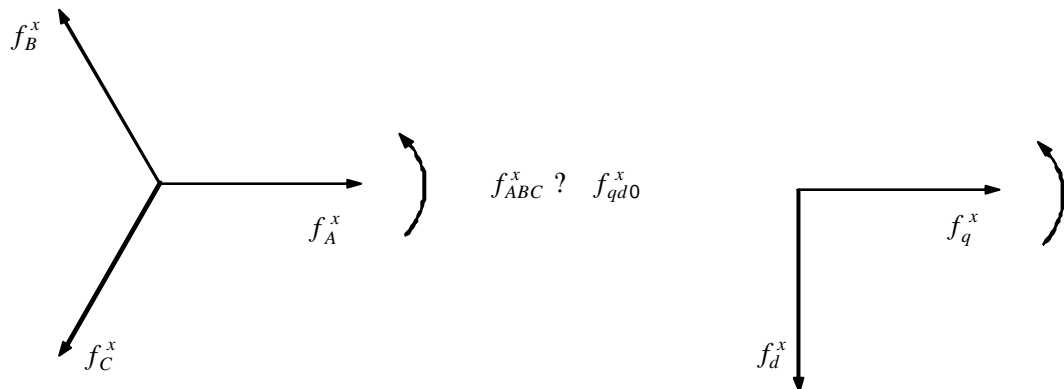


Figura 2. 2: Transformação de Clarke.

Obs.: Como a componente de sequência zero (f_0^x), que aparece na definição das coordenadas $qd0$ (Eq. 2.3) é nula em alimentações trifásicas balanceadas, as grandezas são representadas freqüentemente em coordenadas de Clarke na forma f_{qd} , ou seja, sem essa componente.

2.3.2 Transformação $\alpha\beta 0$

Existe uma representação alternativa do sistema bifásico em quadratura, denominada representação $dq0$, também conhecida como ***ab0***. Na Figura 2. 3 pode-se observar que esse sistema se caracteriza por possuir o eixo ***b*** adiantado com relação ao eixo ***a*** [11].

O sistema de coordenadas ***ab0*** será o sistema adotado no decorrer deste trabalho. Foi feita essa escolha de coordenadas para acompanhar a tendência dos trabalhos que enfocam as técnicas de controle do torque [5]-[7].

Uma grandeza f pode ser transformada de um sistema de coordenadas $dq0$ para o sistema ***ab0***, através da Equação (2.7), cujo efeito espacial pode ser observado na Figura 2. 3.

$$\begin{bmatrix} f_a^x \\ f_b^x \\ f_0 \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & -1 & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} f_q^x \\ f_d^x \\ f_0 \end{bmatrix} \quad (2.7)$$

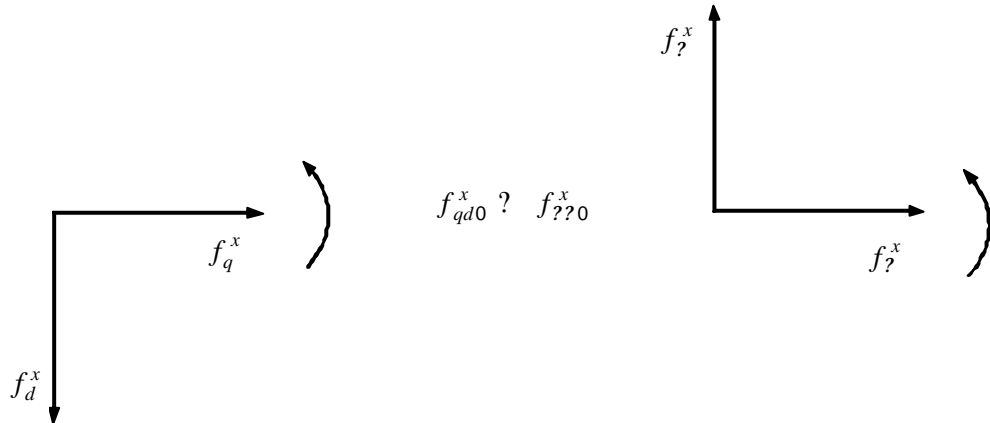


Figura 2. 3: Transformação do sistema de coordenadas $dq0$ para ***ab0***.

A transformação do sistema de coordenadas ABC para o sistema bifásico ***ab0*** é realizada pela Equação (2.8), sendo a matriz de transformação K_1 dada por (2.9).

$$f_{ab0}^x = K_1 \cdot f_{ABC}^x \quad (2.8)$$

$$K_1 = \frac{2}{3} \begin{bmatrix} 1 & -\frac{1}{2} & -\frac{1}{2} \\ 0 & \frac{\sqrt{3}}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} \\ \frac{1}{2} & \frac{1}{2} & \frac{1}{2} \end{bmatrix} \quad (2.9)$$

De forma inversa, pode-se realizar a transformação de coordenadas de trifásico *ABC* para bifásico *ab0* através das Equações (2.10) e (2.11).

$$f_{ABC}^x = K_1^{-1} \cdot f_{ab0}^x \quad (2.10)$$

$$K_1^{-1} = \begin{bmatrix} 1 & 0 & 1 \\ -\frac{1}{2} & \frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \\ -\frac{1}{2} & -\frac{\sqrt{3}}{2} & 1 \end{bmatrix} \quad (2.11)$$

2.4 Sistemas de referência

O equacionamento do motor de indução pode ser escrito tomando-se por base três referencias inerciais diferentes, que são denominadas[4]:

- sistema de referência estacionário – quando as grandezas são referenciadas ao eixo fixo do estator;
- sistema de referência móvel – quando as grandezas são todas referenciadas ao eixo móvel do rotor;
- sistema de referência síncrono – quando as grandezas são referenciadas ao campo girante do estator.

A mudança entre os sistemas de referência é realizada por intermédio da Transformação de Park [4][11]. A transformação é composta por matrizes de mudança de base específicas para o estator e para o rotor.

2.4.1 Transformação Generalizada de Park

Sejam f_{ab0s}^x e f_{ab0r}^x , genericamente, as variáveis do estator e do rotor, em um sistema de coordenadas arbitrário “x”, como por exemplo a corrente do estator, i_{ab0s}^x .

Como pode ser observado na Figura 2. 4, \mathbf{q}_x é o ângulo formado entre as variáveis do estator, f_{ab0s} , sendo a representação das mesmas no sistema de coordenadas “x” dada por f_{ab0s}^x . \mathbf{d}_x é o ângulo formado entre as variáveis do rotor, f_{ab0r} , e sua representação f_{ab0r}^x .

Na figura, são representados o eixo de coordenadas arbitrário “x”, o eixo do estator “e” e o eixo do rotor “r”, que se move com velocidade $\dot{\mathbf{q}}_r$ com relação ao eixo do estator.

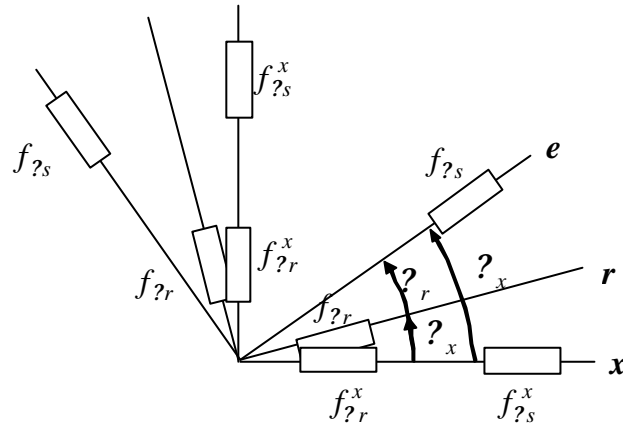


Figura 2. 4: Transformação de Park para um eixo de coordenadas arbitrário “x” aplicada as variáveis do estator e do rotor.

A transformação de Park é realizada no estator e no rotor, conforme as Equações (2.14) e (2.15) respectivamente, através das matrizes (2.12) e (2.13).

$$T_s^x = \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{q}_x) & -\text{sen}(\mathbf{q}_x) & 0 \\ \text{sen}(\mathbf{q}_x) & \cos(\mathbf{q}_x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.12)$$

$$T_r^x = \begin{bmatrix} \cos(\mathbf{d}_x) & -\sin(\mathbf{d}_x) & 0 \\ \sin(\mathbf{d}_x) & \cos(\mathbf{d}_x) & 0 \\ 0 & 0 & 1 \end{bmatrix} \quad (2.13)$$

$$f_{\mathbf{ab}0s}^x = T_s^x \cdot f_{\mathbf{ab}0s} \quad (2.14)$$

$$f_{\mathbf{ab}0r}^x = T_r^x \cdot f_{\mathbf{ab}0r} \quad (2.15)$$

2.4.2 Sistema de Referência Estacionário

O sistema de referência estacionário emprega o eixo do estator como referência. Os ângulos \mathbf{q}_x e \mathbf{d}_x podem ser identificados através de comparação com a Figura 2. 4, particularizando-se a transformada de Park.

$$\mathbf{q}_x = 0 \quad (2.16)$$

$$\mathbf{d}_x = -\mathbf{q}_r \quad (2.17)$$

$$f_{\mathbf{ab}0s}^s = T_s^s \cdot f_{\mathbf{ab}0s} \quad (2.18)$$

$$f_{\mathbf{ab}0r}^s = T_r^s \cdot f_{\mathbf{ab}0r} \quad (2.19)$$

A matriz T_s^s realiza a mudança de referencial das variáveis do estator para o sistema estacionário. É identificada pelo sobrescrito “s” sendo igual a matriz identidade, como pode ser facilmente verificado através das Equações (2.12) e (2.16). Dessa forma, a Equação (2.18) pode ser reescrita como:

$$f_{\mathbf{ab}0s}^s = f_{\mathbf{ab}0s} \quad (2.20)$$

2.4.3 Sistema de Referência Móvel

Nesse caso, o sistema é referenciado ao rotor e os ângulos \mathbf{q}_x e \mathbf{d}_x são dados pelas Equações (2.21) e (2.22).

$$\mathbf{q}_x = \mathbf{q}_r \quad (2.21)$$

$$\mathbf{d}_x = 0 \quad (2.22)$$

As matrizes T_s^r e T_r^r realizam a mudança das variáveis do estator e do rotor para o sistema de referência móvel.

$$f_{ab0s}^r = T_s^r \cdot f_{ab0s} \quad (2.23)$$

$$f_{ab0r}^r = T_r^r \cdot f_{ab0r} \quad (2.24)$$

Como $\mathbf{d}_x = 0$, a matriz T_r^r é igual a matriz identidade, de forma que a Equação (2.24) pode ser reescrita como:

$$f_{ab0r}^r = f_{ab0r} \quad (2.25)$$

2.4.4 Sistema de Referência Síncrono

O sistema síncrono possui como referência a velocidade síncrona do campo girante do estator, representada por \mathbf{w}_e . A posição instantânea (\mathbf{q}_e) é obtida através da integração de \mathbf{w}_e , ou seja,

$$\mathbf{q}_e = \int \mathbf{w}_e dt \quad (2.26)$$

Dessa forma, observando a Figura 2. 4, obtém-se:

$$\mathbf{q}_x = \mathbf{q}_e, \quad (2.27)$$

$$\mathbf{d}_x = \mathbf{q}_e - \mathbf{q}_r. \quad (2.28)$$

As matrizes T_s^e e T_r^e realizam a mudança das variáveis do estator e do rotor para o sistema de referência síncrono.

$$f_{ab0s}^e = T_s^e \cdot f_{ab0s} \quad (2.29)$$

$$f_{ab0r}^e = T_r^e \cdot f_{ab0r} \quad (2.30)$$

As equações que relacionam o sistema de coordenadas estacionárias e o sistema de coordenadas síncronas são dadas por:

$$f_{\alpha\beta 0s}^e = T_s^e \cdot f_{\alpha\beta 0s}^s \quad (2.31)$$

$$f_{\alpha\beta 0r}^e = T_r^e \left(T_r^s \right)^{-1} \cdot f_{\alpha\beta 0r}^s \quad (2.32)$$

2.5 Equações do motor

As equações do motor são utilizadas com duas finalidades distintas, simulação do motor propriamente dita e estimação de variáveis necessárias a malha de controle, tais como o fluxo e o torque [4][11]-[14]. Na simulação do motor de indução, utilizamos o modelo matemático corrente-fluxo, tipicamente em coordenadas estacionárias, enquanto que a atividade de estimação é desenvolvida através do modelo de fluxo. Ambos os modelos descrevem o comportamento dinâmico dos fluxos e das correntes de um motor de indução partindo das seguintes simplificações [11]:

- Os enrolamentos do estator são iguais entre si;
- Os enrolamentos do rotor são iguais entre si;

- O entreferro é considerado constante;
- O circuito magnético é considerado ideal, desprezando-se os efeitos de saturação;
- A distribuição da densidade de fluxo magnético no entreferro é radial e senoidal;
- As perdas magnéticas são desprezadas.

2.5.1 Modelo Corrente-fluxo

O modelo corrente-fluxo possui como variável de entrada a tensão imposta, e como variável de saída o torque eletromagnético, sendo o modelo mais adequado para a representação do motor de indução real submetido a um inversor de tensão [4][11].

O modelo do motor de indução em coordenadas $\alpha\beta$ com eixo referencial genérico “x” é dado pelas Equações (2.33) à (2.35).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{as} \\ \dot{I}_{bs} \\ \dot{I}_{ar} \\ \dot{I}_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 \mathbf{s}_r & a_2(\mathbf{w}_r - \mathbf{w}_x) \\ 0 & -a_1 & -a_2(\mathbf{w}_r - \mathbf{w}_x) & a_2 \mathbf{s}_r \\ \mathbf{s}_r L_m & 0 & -\mathbf{s}_r & -(\mathbf{w}_r - \mathbf{w}_x) \\ 0 & \mathbf{s}_r L_m & (\mathbf{w}_r - \mathbf{w}_x) & -\mathbf{s}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_1 & 0 \\ 0 & b_1 \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \end{bmatrix} \quad (2.33)$$

$$\mathbf{t}_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{L_r} \left| \bar{\mathbf{I}}_r \times \vec{i}_s \right| = (I_{bs} I_{ar} - I_{as} I_{br}) \quad (2.34)$$

onde:

$$\mathbf{s} = 1 - \frac{L_m^2}{L_s L_r}, \quad \mathbf{s}_r = \frac{R_r}{L_r},$$

$$a_1 = \frac{R_s}{s L_s} - \frac{1-s}{s} \mathbf{s}_r, \quad a_2 = \frac{L_m}{s L_s L_r}, \quad b_1 = \frac{1}{s L_s} \quad (2.35)$$

R_s - resistência do estator;

L_s - indutância do estator;

R_r - resistência do rotor;

L_r - indutância do rotor;

L_m - indutância mútua;

ω_r - velocidade angular do rotor;

s_r - constante de tempo rotórica;

s - coeficiente de dispersão;

P - número de pólos;

$\omega_x = \dot{\theta}_x$, onde θ_x é o ângulo dado na Figura 2. 4.

A diferença entre as diversas possibilidades de eixos coordenados de referência está caracterizada no termo ω_x , que varia para cada um dos sistemas de referência. Por exemplo, tomando-se $\omega_x = 0$ obtemos as equações em coordenadas estacionárias [11].

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{as}^s \\ \dot{I}_{bs}^s \\ \dot{I}_{ar}^s \\ \dot{I}_{br}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -a_1 & 0 & a_2 s_r & a_2 \omega_r \\ 0 & -a_1 & -a_2 \omega_r & a_2 s_r \\ s_r L_m & 0 & -s_r & -\omega_r \\ 0 & s_r L_m & \omega_r & -s_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as}^s \\ I_{bs}^s \\ I_{ar}^s \\ I_{br}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} b_l & 0 \\ 0 & b_l \\ 0 & 0 \\ 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as}^s \\ V_{bs}^s \end{bmatrix} \quad (2.36)$$

2.5.2 Modelo de Fluxo[4]

O modelo empregado na estimação dos fluxos do estator e do rotor é denominado modelo de fluxo por possuir como variáveis de estado o fluxo do estator e o fluxo do rotor, Equação (2.37). As variáveis de entrada desse modelo são a corrente e a tensão do estator, que são grandezas facilmente obtidas através de sensores conectados aos terminais do motor.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{as} \\ \dot{I}_{bs} \\ \dot{I}_{ar} \\ \dot{I}_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -s_r & -(w_r - w_x) \\ 0 & 0 & (w_r - w_x) & -s_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ I_{ar} \\ I_{br} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 & -R_s & 0 \\ 0 & 1 & 0 & -R_s \\ 0 & 0 & s_r L_m & 0 \\ 0 & 0 & 0 & s_r L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \\ I_{as} \\ I_{bs} \end{bmatrix} \quad (2.37)$$

2.5.3 Equação de movimento

A dinâmica do motor de indução é descrita pela equação diferencial do movimento do sistema rotor e carga acoplada. O movimento da carga é ocasionado pelo torque resultante e é afetado por fatores como atrito e inércia do sistema.

A equação do movimento é apresentada em (2.38) [4][11].

$$t_e = t_L + J \cdot \frac{dw_{rm}}{dt} + B w_{rm} \quad (2.38)$$

sendo:

t_e - torque eletromagnético;

t_L - torque da carga;

J - momento de inércia do sistema motor + carga;

B - coeficiente de atrito viscoso;

w_{rm} - velocidade mecânica do motor.

O termo $t_e - t_L$ é denominado torque dinâmico sendo o responsável pela aceleração ($t_e > t_L$), desaceleração ($t_e < t_L$) ou estabilização da velocidade ($t_e = t_L$).

A Equação (2.39) relaciona a velocidade mecânica do rotor (w_{rm}) com a velocidade elétrica (w_r), em função do número de pólos (P).

$$w_{rm} = \frac{2w_e}{P} \quad (2.39)$$

2.6 Modelos empregados na estimação do fluxo e do torque

A aplicação da técnica DTC implica na estimação do fluxo do estator e do torque eletromagnético, que são grandezas necessárias à malha de controle propriamente dita.

O fluxo do estator é estimado a partir do modelo de fluxo, Equação (2.37), que na prática é separado em dois modelos de estado de ordem reduzida denominados: *modelo de corrente e modelo de tensão*. Esses modelos são denominados observadores de fluxo de malha aberta por não apresentarem realimentação para correção de erro [12][13].

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

A Equação (2.40), que é proveniente da equação de estabelecimento do fluxo no motor [4][11], possibilita o cálculo do fluxo do estator em função do fluxo do rotor e da corrente do estator.

$$\vec{I}_{abs} = \frac{L_m}{L_r} \vec{I}_{abr} + s L_s \vec{i}_{abs} \quad (2.40)$$

Substituindo-se (2.40) na expressão do torque apresentada anteriormente, em (2.34), obtém-se uma nova expressão para a equação de torque eletromagnético.

$$t_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left| \frac{L_m}{L_r} \vec{I}_{abr} \times \vec{i}_{abs} \right| = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left| \left(\vec{I}_{abs} - s L_s \vec{i}_{abs} \right) \times \vec{i}_{abs} \right| \quad (2.41)$$

Após aplicadas as propriedades do produto vetorial, obtém-se a expressão do torque como função apenas das variáveis do estator, mais adequada à utilização na técnica DTC.

$$t_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} |\vec{I}_{abs} \times \vec{i}_{abs}| = \frac{3}{2} \frac{P}{2} (I_{bs} I_{as} - I_{as} I_{bs}) \quad (2.42)$$

2.6.1 Modelo de Corrente

O modelo de corrente, proveniente da Equação (2.37), utiliza medidas da corrente do estator e da velocidade do rotor para produzir a estimativa de fluxo. Ele fornece diretamente o fluxo do rotor através da Equação (2.43).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ar} \\ \dot{I}_{br} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{s}_r & -(\mathbf{w}_r(t) - \mathbf{w}_x) \\ (\mathbf{w}_r(t) - \mathbf{w}_x) & -\mathbf{s}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar} \\ I_{br} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{s}_r L_m & 0 \\ 0 & \mathbf{s}_r L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \end{bmatrix} \quad (2.43)$$

onde (t) é empregado apenas nessa equação, para enfatizar a dependência da velocidade do rotor com o tempo.

A grande desvantagem do método consiste na necessidade da velocidade do rotor para estimar o fluxo. Essa velocidade deve ser estimada ou medida

A velocidade do rotor é necessária quando o modelo é escrito em coordenadas estacionárias, Equação (2.44), apresentando um acoplamento entre as coordenadas α e β dependente da velocidade, o que pode levar a instabilidade numérica em altas velocidades quando implementado digitalmente [13].

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ar}^s \\ \dot{I}_{br}^s \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{s}_r & -\mathbf{w}_r \\ \mathbf{w}_r & -\mathbf{s}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar}^s \\ I_{br}^s \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{s}_r L_m & 0 \\ 0 & \mathbf{s}_r L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar}^s \\ I_{br}^s \end{bmatrix} \quad (2.44)$$

Uma alternativa para a implementação desse modelo consiste na escolha do eixo de referência móvel [12][13], cuja Equação (2.45) é obtida conforme foi visto no parágrafo 2.4.3, aplicando-se a igualdade $\omega_x = \omega_r$ em (2.43). Essa alternativa utiliza a informação da posição angular do rotor para realizar a transformação de coordenadas, mostrando-se mais estável por eliminar o acoplamento com a velocidade do rotor. Nesse caso, é necessária a medição ou estimação da posição angular do rotor.

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{ar}^r \\ \dot{I}_{br}^r \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -\mathbf{s}_r & 0 \\ 0 & -\mathbf{s}_r \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar}^r \\ I_{br}^r \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} \mathbf{s}_r L_m & 0 \\ 0 & \mathbf{s}_r L_m \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{ar}^r \\ I_{br}^r \end{bmatrix} \quad (2.45)$$

O modelo de blocos que realiza a implementação da estimação de fluxo do rotor em coordenadas rotóricas é apresentado na Figura 2. 5. O bloco $f_{\alpha\beta}^s / f_{\alpha\beta}^r$ utiliza as equações apresentadas na seção 2.4 para realizar a conversão de coordenadas estacionárias para rotóricas.

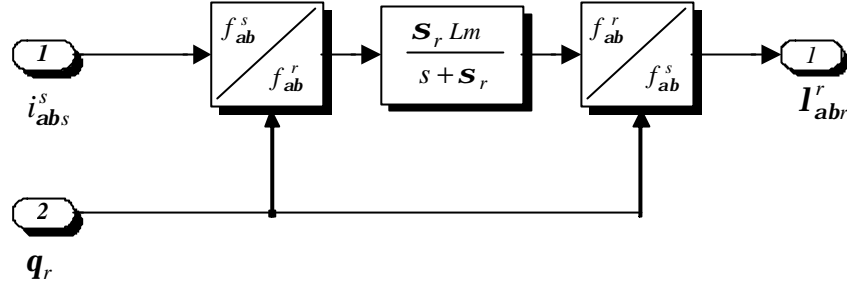


Figura 2. 5: Esquema de implementação do modelo de corrente empregando coordenadas do rotor.

2.6.1.1 Modelo Discreto de Corrente

O modelo de corrente, bem como o modelo de tensão a ser estudado posteriormente, não pode ser empregado diretamente no algoritmo de controle, sendo necessariamente discretizado.

Antes da discretização, o modelo necessita ser complementado com a Equação (2.40) a fim de possibilitar a estimação do fluxo do estator, que é utilizado no DTC, podendo ser reescrito através das equações de estado (2.46) e (2.47) em coordenadas estacionárias.

$$\dot{x}_c(t) = A_c(t)x_c(t) + B_c.u_c(t) \quad (2.46)$$

$$y(t) = C_c.x_c(t) + D_c.u_c(t) \quad (2.47)$$

onde os vetores de estado são dados por

$$x_c = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{ar} \\ \mathbf{I}_{br} \end{bmatrix}, \quad u_c = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} \mathbf{I}_{as} \\ \mathbf{I}_{bs} \end{bmatrix} \quad (2.48)$$

e as matrizes de estado por

$$A_c(t) = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_r & -\mathbf{w}_r(t) \\ \mathbf{w}_r(t) & \mathbf{s}_r \end{bmatrix}, \quad B_c = \begin{bmatrix} \mathbf{s}_r L_m & 0 \\ 0 & \mathbf{s}_r L_m \end{bmatrix},$$

$$C_c = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix}, \quad D_c = \begin{bmatrix} \mathbf{s}L_s & 0 \\ 0 & \mathbf{s}L_s \end{bmatrix}. \quad (2.49)$$

Nas equações, o índice “c” identifica os termos do modelo de estado reduzido de corrente.

Discretizando-se o modelo de corrente pelo método de Euler obtém-se as seguintes equações:

$$x_c(n+1) = F_c(n) \cdot x_c(n) + G_c \cdot u_c(n) \quad (2.50)$$

$$y(n) = C_c \cdot x_c(n) + D \cdot u_c(n) \quad (2.51)$$

onde:

$$F_c(n) = \begin{bmatrix} 1 - T\mathbf{s}_r & -T\mathbf{w}_r(n) \\ T\mathbf{w}_r(n) & 1 - T\mathbf{s}_r \end{bmatrix}, \quad G_c = \begin{bmatrix} T\mathbf{s}_r L_m & 0 \\ 0 & T\mathbf{s}_r L_m \end{bmatrix},$$

$$C_c = \begin{bmatrix} \frac{L_m}{L_r} & 0 \\ 0 & \frac{L_m}{L_r} \end{bmatrix}, \quad D_c = \begin{bmatrix} \mathbf{s}L_s & 0 \\ 0 & \mathbf{s}L_s \end{bmatrix} \quad (2.52)$$

sendo T o intervalo de discretização e n o número da amostra.

2.6.2 Modelo de Tensão

O modelo reduzido de tensão possibilita a estimação do fluxo do estator através da Equação (2.53), proveniente do modelo completo de fluxo[4], Equação (2.37).

$$\begin{bmatrix} \dot{I}_{as} \\ \dot{I}_{bs} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s & 0 \\ 0 & -R_s \end{bmatrix} \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} V_{as} \\ V_{bs} \end{bmatrix} \quad (2.53)$$

que pode ser escrita de forma simplificada como:

$$\dot{\vec{I}}_{abs} = -R_s \cdot \vec{I}_{abs} + \vec{V}_{abs} \quad (2.54)$$

Como pode ser observado na Equação (2.53), o modelo de tensão possui a mesma equação de estados, independente do eixo de referência escolhido, não necessitando de medição de velocidade.

O modelo de tensão apresenta um melhor resultado de estimação em velocidades mais elevadas. Na operação em baixas velocidades, a tensão $\vec{V}_{\alpha\beta s}$ possui uma pequena amplitude quando comparada ao termo $R_s \vec{I}_{\alpha\beta s}$ sofrendo diretamente o efeito de variação ou erro de estimação da resistência do estator (R_s). A resistência do estator varia com o aquecimento do motor em condições de operação sendo aconselhada a sua estimação em tempo real[9][15].

2.6.2.1 Modelo Discreto de Tensão

Assim como o modelo de corrente, o modelo de tensão (2.53), que pode ser reapresentado conforme as equações de estado (2.55) e (2.56), também necessita ser discretizado para posterior implementação.

$$x_v(t) = B_v \cdot u_v(t) \quad (2.55)$$

$$y(t) = C_v \cdot x_v(t) \quad (2.56)$$

onde:

$$x_v = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \end{bmatrix}, \quad u_v = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \\ V_{as} \\ V_{bs} \end{bmatrix}, \quad y = \begin{bmatrix} I_{as} \\ I_{bs} \end{bmatrix} \quad (2.57)$$

e as matrizes B_v e C_v são dadas por:

$$B_v = \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ e } C_v = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix}. \quad (2.58)$$

Realizando-se a discretização do modelo de tensão pelo método de Euler obtém-se as seguintes equações :

$$x_v(n+1) = F_v(n)x_v(n) + G_v \cdot u_v(n) \quad (2.59)$$

$$y(n) = C_v \cdot x_v(n) \quad (2.60)$$

onde:

$$F_v(n) = \begin{bmatrix} 1 & 0 \\ 0 & 1 \end{bmatrix} \text{ e } G_v = T \begin{bmatrix} -R_s & 0 & 1 & 0 \\ 0 & -R_s & 0 & 1 \end{bmatrix}.. \quad (2.61)$$

2.7 Análise dos estimadores

As estratégias de acionamento de motores orientadas com relação ao fluxo do estator apresentam menor sensibilidade a variação de parâmetros da máquina [16]. A técnica DTC é uma estratégia de acionamento orientada com relação ao fluxo do estator, como será visto no Capítulo 5. Essa orientação é obtida de forma automática pela aplicação da técnica. Dessa forma, serão analisados apenas os estimadores de fluxo do estator.

2.7.1 Influência da variação paramétrica sobre o fluxo estimado

A influência da variação paramétrica no valor do fluxo estimado não será desenvolvida detalhadamente por ser facilmente encontrada em trabalhos da área, tais como [4][12]-[14].

Nos trabalhos referenciados, a variação paramétrica é analisada através de funções de resposta em frequência, que são matematicamente desenvolvidas e relacionam o fluxo estimado com as equações do modelo, submetido à variação dos parâmetros. Neste trabalho serão aproveitados estes resultados de forma a se reproduzir tal análise.

Para simplificar o equacionamento dos modelos, os mesmos serão reescritos utilizando a notação complexa, conforme a Figura 2. 6.

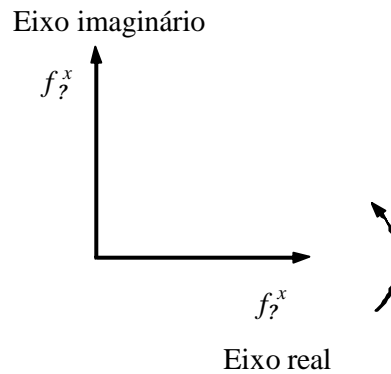


Figura 2. 6: Representação complexa.

Com a representação complexa, as variáveis do motor assumem a forma apresentada na Equação (2.63).

$$f_{ab}^x = f_a^x + j \cdot f_b^x \quad (2.63)$$

2.7.1.1 Observador de Corrente

A equação do modelo de corrente pode ser reescrita em variáveis complexas resultando em:

$$\frac{d\hat{I}_{abr}}{dt} = \hat{S}_r \hat{L}_m i_{abs} - (\hat{S}_r - j\mathbf{w}_r) \hat{I}_{abr} . \quad (2.64)$$

Ou, no domínio da frequência;

$$\hat{I}_{abr}(s) = \frac{\hat{S}_r \hat{L}_m}{s + (\hat{S}_r - j\mathbf{w}_r)} i_{abs}(s) . \quad (2.65)$$

Para a obtenção da função de resposta em frequência (FRF), inicialmente a variável complexa s é substituída por $j\omega_e$, onde ω_e é a frequência de excitação. A seguir, aplica-se a definição da velocidade de escorregamento, Equação (2.66), e da constante de tempo rotórica (τ_r), (2.67).

$$\mathbf{w}_s = \mathbf{w}_e - \mathbf{w}_r \quad (2.66)$$

$$\tau_r = 1/\mathbf{s}_r \quad (2.67)$$

Com as Equações (2.65), (2.66) e (2.67) obtém-se a expressão (2.68), que mostra claramente que o modelo de corrente não é influenciado diretamente nem pela velocidade do rotor, e nem pela frequência de alimentação da máquina, e sim, pela velocidade de escorregamento.

$$\hat{I}_{abr}(s) = \frac{\hat{L}_m}{1 + j\tau_r \mathbf{w}_s} i_{abs}(s) \quad (2.68)$$

Uma vez que a variável a ser observada é o fluxo do estator, é necessária uma nova expressão que viabilize a análise de variação paramétrica. Substituindo-se a Equação (2.40), que relaciona o fluxo do estator ao fluxo do rotor em (2.68), obtém-se, após algumas simplificações algébricas:

$$\mathbf{I}_{abs} = L_s \frac{1 + j\tau_r \hat{\mathbf{S}} \mathbf{w}_s}{1 + j\tau_r \mathbf{w}_s} \mathbf{I}_{abs} \quad (2.69)$$

A seguir, é estabelecido o quociente entre o fluxo estimado $\hat{\lambda}_{\alpha\beta s}$ e o fluxo obtido através do modelo com variação dos parâmetros. A Equação (2.70), FRF do modelo de corrente [13], expressa esse quociente.

$$\frac{\hat{I}_{abs}}{I_{abs}} = \frac{\hat{L}_s}{L_s} \left(\frac{1 + j\mathbf{t}_r \mathbf{w}_s}{1 + j\mathbf{t}_r \mathbf{w}_s} \right) \left(\frac{1 + j\mathbf{s}\mathbf{t}_r \mathbf{w}_s}{1 + j\mathbf{s}\mathbf{t}_r \mathbf{w}_s} \right) = FRF_c \quad (2.70)$$

Na Figura 2. 7 são mostradas as curvas de magnitude e de fase para diferentes valores de escorregamento. No cálculo de curva são empregados os parâmetros do motor de estudo apresentados no anexo A. Supõe-se uma variação de 50 % no valor de cada um dos parâmetros separadamente conforme as legendas. Os parâmetros não apresentados nas legendas não são alterados durante o traçado das curvas.

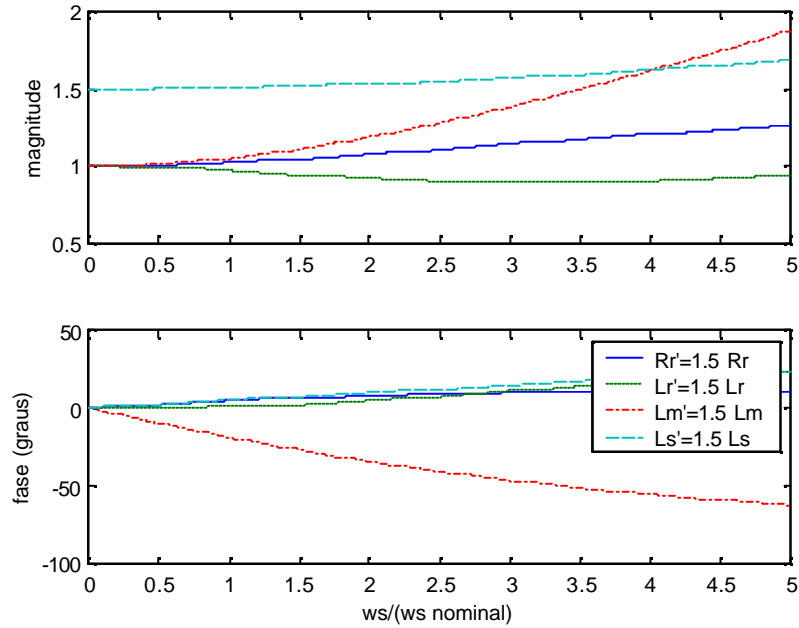


Figura 2. 7: Função de resposta de frequência do modelo de corrente para o fluxo do estator.

Conforme pode ser observado na Figura 2. 7, todos os parâmetros estudados influenciam fortemente na magnitude do fluxo quando operando com escorregamento elevado. Em baixos escorregamentos, por outro lado, o parâmetro determinante do erro de fluxo é a indutância do estator.

2.7.1.2 Observador de Tensão

A equação do modelo reduzido de tensão está reescrita em (2.71), suprimindo-se a notação vetorial para não sobrecarregar as equações analisadas.

$$\dot{I}_{abs} = -R_s \cdot i_{abs} + V_{abs} \quad (2.71)$$

Utilizando-se a Equação (2.69) para eliminar a entrada i_{abs} é obtida a Equação (2.72), no domínio da frequência.

$$I_{abs} = \frac{V_{abs}}{\frac{R_s}{L_s} \left(\frac{1 + j t_r w_s}{1 + j s t_r w_s} \right) + s} \quad (2.72)$$

Expressando o quociente entre $\hat{\lambda}_{\alpha\beta s}$ e $\lambda_{\alpha\beta s}$, e simultaneamente substituindo-se s por $j\omega_e$ em (2.72), obtém-se, após algumas simplificações [13]:

$$\frac{\hat{I}_{abs}}{I_{abs}} = 1 - j \frac{1}{L_s} \left(\frac{1 + j t_r w_s}{1 + j s t_r w_s} \right) \left(\frac{R_s - \hat{R}_s}{w_s + w_r} \right) = FRF_v \quad (2.73)$$

Definindo-se um escorregamento (ω_s) igual ao nominal a fim de traçar os gráficos de variação de parâmetros e expressando ω_e conforme a equação de escorregamento (2.66) obtém-se a Equação (2.74).

$$\frac{\hat{I}_{abs}}{I_{abs}} = 1 - j \frac{1}{L_s} \left(\frac{1 + j t_r w_s}{1 + j s t_r w_s} \right) \left(\frac{R_s - \hat{R}_s}{w_e} \right) = FRF_v \quad (2.74)$$

A Figura 2. 8 apresenta as curvas de magnitude e de fase em função da velocidade do rotor obtida com a Equação (2.74).

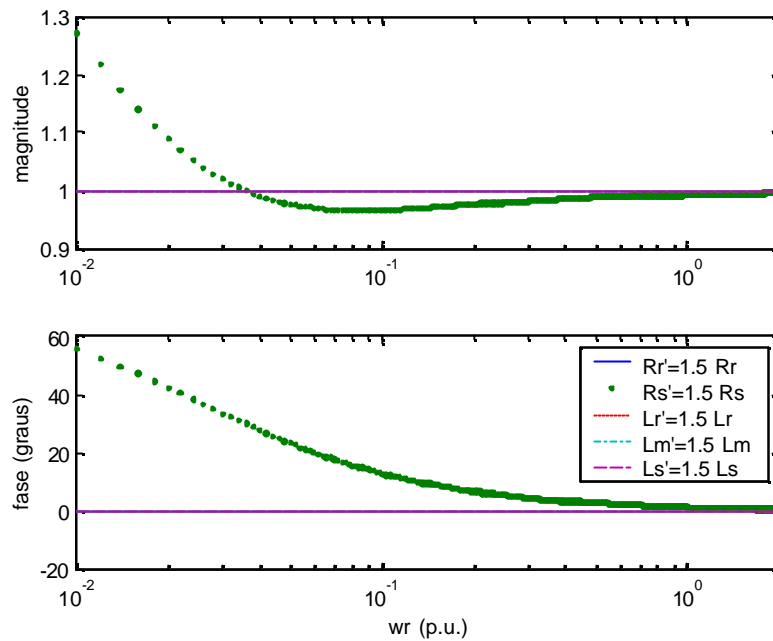


Figura 2. 8: Função de resposta de frequência do modelo de tensão para o fluxo do estator.

Como pode ser observado na Figura 2. 8, a resistência do estator é único parâmetro que influencia na estimação do fluxo do estator, através do modelo de tensão. Todos os outros parâmetros, apresentados na legenda, permanecem constantes.

2.8 Considerações finais

Neste capítulo, foram estudados os modelos matemáticos do motor de indução e os estimadores de fluxo necessários à apresentação da técnica DTC. Ambos os estimadores analisados apresentam vantagens e desvantagens.

Comparando-se os modelos com relação à sensibilidade à variação de parâmetros, pode-se observar que o estimador baseado no modelo de corrente é mais adequado para operação em baixas velocidades, enquanto que o estimador baseado no modelo de tensão é mais adequado para operação em velocidades mais elevadas.

O estimador baseado no modelo de tensão possui uma topologia de simples implementação, sensibilidade apenas ao parâmetro resistência do estator e utiliza apenas variáveis referenciadas ao estator. Além disso, ele não depende da velocidade ou da posição do rotor, que no caso da implementação necessita ser medida ou estimada. Dessa forma, neste trabalho, assim como na grande maioria das implementações da estratégia DTC, ele será o estimador adotado.

Capítulo 3

DTC

3.1 Introdução

As técnicas vetoriais de controle do torque foram introduzidas na década de 80, a partir dos trabalhos de Takahashi [5] e Depenbrock [6] aplicando princípios de orientação de campo para o estator e modulação espacial [16].

A técnica Controle Direto do Torque (*Direct Torque Control – DTC*), introduzida em 1985 por Takahashi [5], é a representante mais conhecida desse conjunto de técnicas vetoriais. Ela começou a ser aplicado em controladores industriais a partir de 1995 pela empresa *ABB Industrial Systems* [8][17][18].

O DTC baseia-se na implementação de uma tabela lógica que calcula o chaveamento a ser aplicado pelo inversor de tensão em função dos parâmetros erro de torque, erro de fluxo do estator e setor espacial onde o fluxo do estator se encontra. A

tabela lógica é aplicada de forma a realizar o controle direto do torque e do fluxo do estator. A cada instante de amostragem, um novo vetor de chaveamento é escolhido.

O resultado obtido com a técnica DTC é uma rápida resposta de torque e uma excelente regulação da velocidade em malha fechada, ocasionando em contrapartida um chaveamento intenso no inversor. 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[7][17]-[19].

Devido ao chaveamento intenso do inversor de tensão, a estratégia DTC se mostra inadequada ao controle de motores de grande porte [7]. Essa dificuldade não ocorre no DSC, que é outra representante das técnicas vetoriais de controle do torque.

A técnica DSC (*Direct Self Control*) foi introduzida em 1989 por Depenbrock[6]. Ela proporciona um chaveamento menos intenso, viabilizando sua aplicação a sistemas de grande porte. O número de comutações das chaves do inversor é minimizado em detrimento da regulação do fluxo do estator. No DSC, o fluxo do estator é controlado de forma a descrever um hexágono regular enquanto que o controle de torque é realizado de maneira semelhante ao DTC, ou seja, através de relé com histerese [20].

A principal diferença existente entre essas duas técnicas está na forma como ambas implementam o controle do fluxo do estator, o que ocasiona uma variação substancial no desempenho resultante.

Alguns autores consideram a técnica DSC como um caso particular do DTC. Uma vez adotada uma largura de histerese de fluxo específica pode-se obter com o DTC uma trajetória de fluxo idêntica àquela conseguida com o DSC [20].

3.2 Características do DTC

A técnica DTC tradicional apresenta as seguintes características de funcionamento [9][18]:

- controle direto do torque e do fluxo do estator (através da seleção dos vetores de chaveamento do inversor);
- controle indireto das correntes e tensões do estator e do fluxo do estator;
- fluxos e correntes do estator aproximadamente senoidais;

- oscilações de *ripple* de torque dependentes da duração dos vetores de chaveamento nulos;
- alto desempenho dinâmica;
- frequência de chaveamento do inversor dependente da largura das histereses de fluxo e torque.

Comparadas com as técnicas de orientação de campo, as técnicas de controle do torque apresentam algumas vantagens características, a saber:

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

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

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

Devido a 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 torque [21]-[27].

3.3 Estrutura e funcionamento do DTC

A Figura 3. 1 apresenta um diagrama de blocos resumido da técnica DTC. O objetivo principal desta técnica é o controle do torque e do fluxo do estator, realizado através de comparadores com histerese, o que assegura uma rápida resposta de torque.

A lógica de chaveamento é utilizada para selecionar o vetor de tensão a ser aplicado ao estator, determinando as chaves que serão acionadas no inversor (modulação espacial). A seleção do vetor tensão é realizada de forma a manter o torque e o fluxo do estator dentro dos limites determinados pelos comparadores com histerese. Há seis vetores de tensão possíveis 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 torque e fluxo. Os vetores de tensão são obtidos através da escolha de acionamento dos pares de transistores do inversor de tensão, como será visto posteriormente.

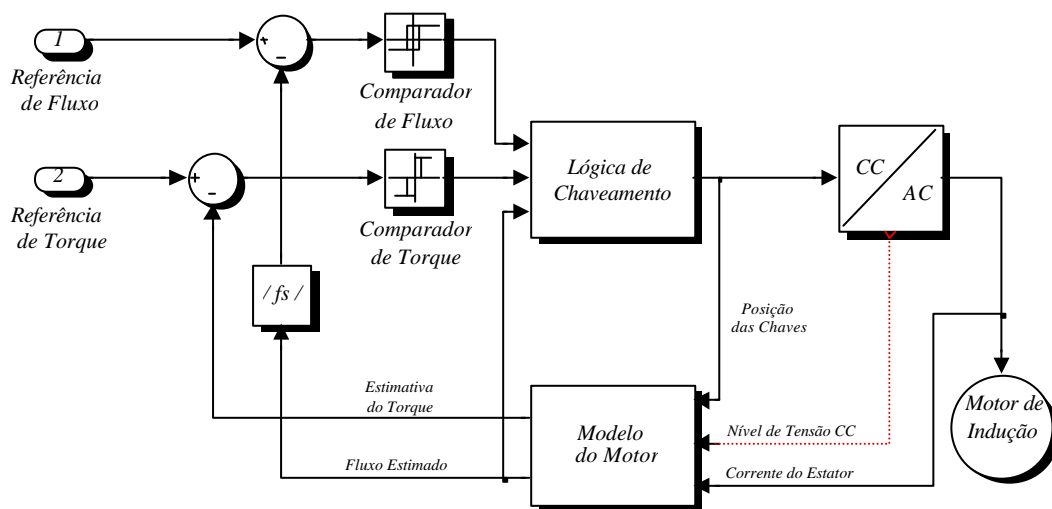


Figura 3. 1: Digrama de blocos resumido do DTC tradicional [5].

O modelo do motor nos fornece uma estimativa do estado atual do motor. O fluxo e o torque estimados são utilizados na modulação espacial enquanto que a frequência do estator e a velocidade mecânica, cujas estimativas não aparecem na Figura 3. 1, podem ser utilizadas na malha externa de controle de velocidade.

Com a implementação do DTC, é possível a obtenção de uma resposta de torque rápida – da ordem de milissegundos – como pode ser observado na Figura 3. 2, resultado obtido por G. Buja [26].

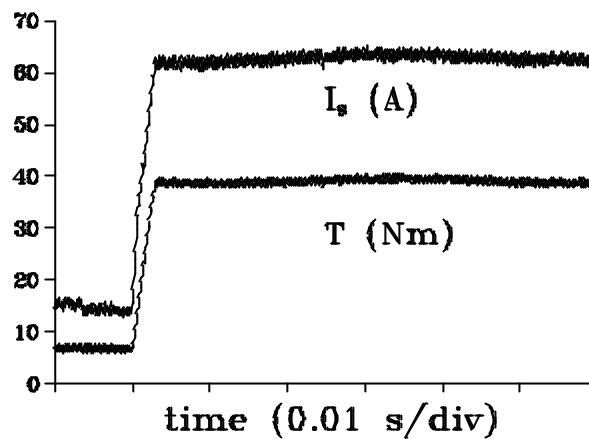


Figura 3. 2: Resposta a um estímulo degrau no torque de referência (50% até 300% do torque nominal) em um motor de indução de 4 kW, 220V, dois pólos e 1000 rpm [26].

3.4 Inversor de Tensão e representação espacial dos vetores tensão

O primeiro bloco a ser estudado é o inversor de tensão. Os inversores tipicamente empregados nessa técnica de controle são implementados com transistores do tipo IGBT (*Insolated Gate Bipolar Transistor*) e diodos, como mostra o exemplo da Figura 3. 3. Tal escolha deve-se basicamente a alta frequência de chaveamento suportada por esses transistores. Por outro lado, a escolha dos mesmos inviabiliza a aplicação da técnica para motores de grande porte.

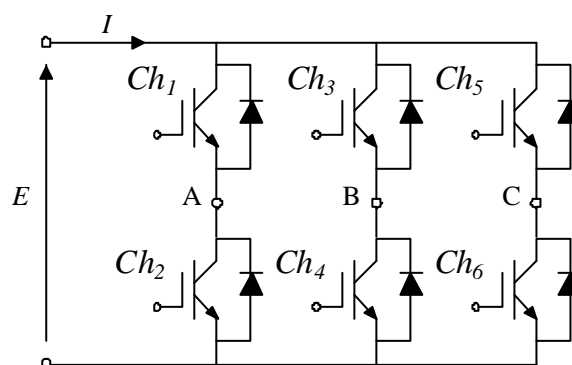


Figura 3. 3: Esquema do Inversor de Tensão.

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 lógica de chaveamento, conforme a estrutura do

DTC apresentada na Figura 3. 1. Os transistores de uma mesma malha, por exemplo Ch_1 e Ch_2 , são acionados alternadamente de forma a evitar o curto-circuito da fonte, podendo, dessa forma, ser representados simplificadaamente através da Figura 3. 4, onde \overline{Ch}_a , \overline{Ch}_b e \overline{Ch}_c são os complementos de Ch_a , Ch_b e Ch_c .

Comparando-se a Figura 3. 3 e a Figura 3. 4, pode-se observar a correspondência dos transistores Ch_1 à Ch_6 com as chaves Ch_a , Ch_b e Ch_c .

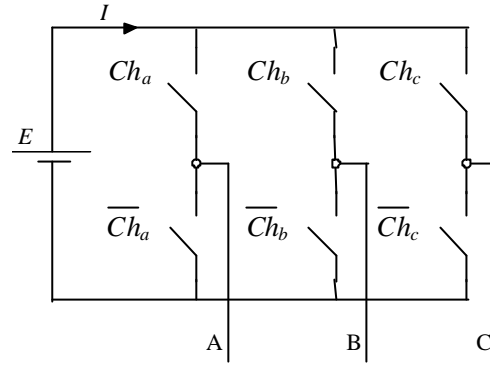


Figura 3. 4: Esquema simplificado do Inversor de Tensão.

A combinação dos três pares de chaves permite a obtenção de 8 vetores de tensão, cuja representação espacial pode ser traduzida pela Equação (3.1) [20]. A tensão deve ser referenciada ao neutro para aplicação no motor de indução.

$$\vec{v}_s^s = \frac{2}{3} \left(V_{AN} + V_{BN} e^{j\frac{2p}{3}} + V_{CN} e^{j\frac{4p}{3}} \right) \quad (3.1)$$

Os termos “ $e^{j\frac{2p}{3}}$ ” e “ $e^{j\frac{4p}{3}}$ ” que aparecem multiplicando as tensões V_{BN} e V_{CN} informam a defasagem mecânica de 120 graus ($\frac{2p}{3}$ radianos) entre os enrolamentos do estator.

O acionamento das chaves ocasiona a tensão na saída do inversor nos pontos A, B e C, referenciada ao ponto O do *link* CC. A tensão de linha imposta ao motor pode ser obtida, referenciada ao ponto neutro, aplicando-se a Equação (2.2), apresentada no Capítulo 2. Dessa forma, são obtidas as Equações (3.2), (3.3) e (3.4) [20].

$$V_{AN} = \frac{2Ch_a - Ch_b - Ch_c}{3} E \quad (3.2)$$

$$V_{BN} = \frac{-Ch_a + 2Ch_b - Ch_c}{3} E \quad (3.3)$$

$$V_{CN} = \frac{-Ch_a - Ch_b + 2Ch_c}{3} E \quad (3.4)$$

Substituindo-se (3.2), (3.3) e (3.4) na Equação (3.1) obtém-se, após algumas simplificações, a expressão da tensão imposta pelo inversor em coordenadas estacionárias em função das chaves e da tensão da fonte.

$$\vec{v}_s^s = \frac{2}{3} \left(Ch_a + Ch_b e^{j\frac{2p}{3}} + Ch_c e^{j\frac{4p}{3}} \right) E \quad (3.5)$$

onde Ch_a , Ch_b e Ch_c possuem valores “1” ou “0” dependendo do acionamento ou não das chaves.

As 8 combinações das chaves mencionadas são apresentadas na Tabela 3.1. Os vetores tensão (\vec{v}_n), originados a partir da Equação (3.5), podem ser observados na Tabela 3.1, e são representados graficamente na Figura 3. 5.

Tabela 3.1: Possibilidade de chaveamento dos transistores

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

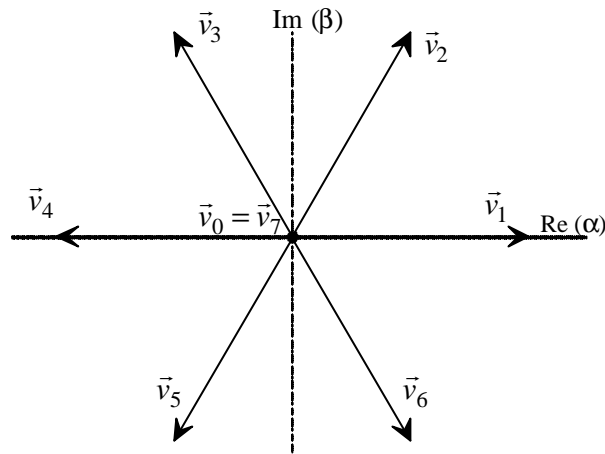


Figura 3. 5: Representação das possibilidades de chaveamento dos transistores por vetores espaciais.

Os vetores nulos \vec{v}_0 e \vec{v}_7 correspondem às situações em que os transistores Ch_1 , Ch_3 e Ch_5 estão simultaneamente cortados (\vec{v}_0) ou conduzindo (\vec{v}_7). Os vetores espaciais \vec{v}_1 a \vec{v}_6 possuem a mesma amplitude, dada por $(2/3).E$.

3.5 Argumentos da Tabela de Chaveamento

A tabela ou lógica de chaveamento é empregada para calcular a tripla ordenada (Ch_a, Ch_b, Ch_c) , que será aplicada ao inversor para comandar o acionamento dos transistores de potência, originando o vetor tensão imposto ao estator [5][7], Figura 3. 1. A finalidade da imposição do vetor tensão é assegurar o controle do fluxo do estator e do torque, 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 torque;
- setor espacial onde se encontra o vetor fluxo.

3.5.1 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 (3.6),[9].

$$\begin{cases} d\lambda = 1, & \left| \bar{\lambda}_s \right| \leq \left| \bar{\lambda}_{sref} \right| - \Delta\lambda_s \\ d\lambda = 0, & \left| \bar{\lambda}_s \right| \geq \left| \bar{\lambda}_{sref} \right| + \Delta\lambda_s \end{cases} \quad (3.6)$$

onde λ_{sref} 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, $d\lambda=1$, corresponde aos valores de fluxo estimado inferiores ao valor de referência enquanto que o segundo estado, $d\lambda=0$, corresponde às situações restantes. Dessa forma, através da comparação com a referência, a lógica 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 3. 6. Os trechos sombreados na figura correspondem aos dois estados obtidos com o comparador de fluxo, Equação (3.6).

Os círculos concêntricos correspondem aos limites de atuação da histerese, $\left| \bar{\lambda}_{sref} \right| - \Delta\lambda_s$ e $\left| \bar{\lambda}_{sref} \right| + \Delta\lambda_s$.

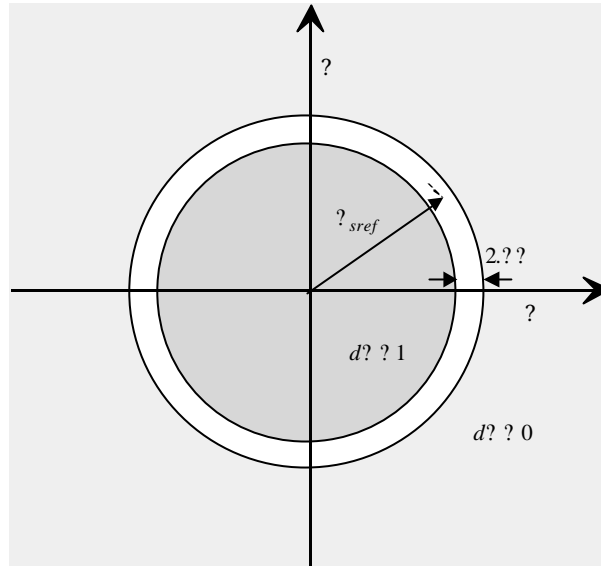


Figura 3. 6: Zona de atuação da histerese.

A faixa da curva que não está sombreada tem sua largura determinada pela largura da histerese do comparador. Nesse trecho, o comparador memoriza o estado anterior. Esse efeito de memória, que não está contemplado pela Equação (3.6), pode ser visualizado através da curva característica dessa não-linearidade, Figura 3. 7.

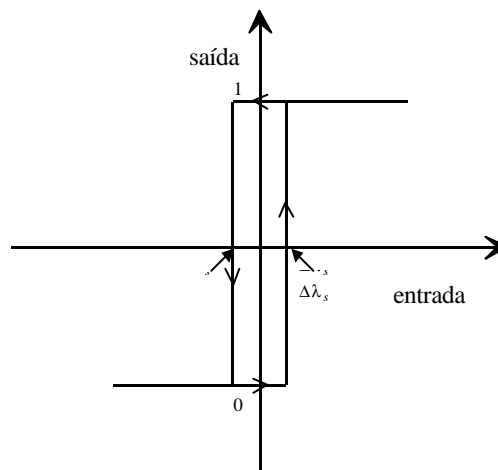


Figura 3. 7: Curva característica de entrada/saída para um comparador com histerese.

3.5.2 Erro de torque

O erro de torque é tipicamente medido através de um comparador com histerese de dois ou de três níveis. A histerese de três níveis é normalmente empregada no DTC tradicional[5] por possibilitar um chaveamento menos intenso do inversor, Figura 3. 8.

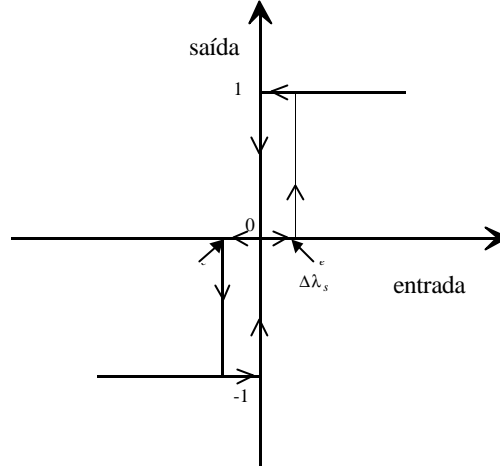


Figura 3. 8: Curva característica de entrada/saída para um comparador com histerese de três níveis.

O modelo da histerese de três níveis pode ser representado de forma simplificada através das Equações (3.7) e (3.8),[9][20].

Para a rotação no sentido anti-horário:

$$\begin{cases} dT_e = 1, & |T_e| \leq T_{eref} - \Delta T_e \\ dT_e = 0, & T_e \geq T_{eref} \end{cases} \quad (3.7)$$

onde T_{eref} é a referência de torque eletromagnético; e

ΔT_e é a largura da histerese de torque.

Para a rotação no sentido horário:

$$\begin{cases} dT_e = -1, & |T_e| \geq T_{eref} + \Delta T_e \\ dT_e = 0, & T_e \leq T_{eref} \end{cases} \quad (3.8)$$

De forma semelhante ao procedimento adotado quando da descrição do relé de torque, as Equações (3.7) e (3.8) não apresentam o efeito de memória inserido pela histerese do relé de torque. Contudo, este fato deve ser observado e concluído pelo leitor a partir da observação da Figura 3. 8.

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

3.5.3 Setor espacial

O setor espacial onde se encontra o fluxo do estator no instante de análise é calculado de acordo com a Figura 3. 9. Os setores considerados são formados pela divisão do plano $\alpha\beta$ em seis setores – denominados setor 1, setor 2, setor 3, etc – de forma que no interior de cada setor existe apenas um vetor espacial de tensão (comparar com a Figura 3. 5).

Para o cálculo do setor em que se encontra o fluxo do estator, inicialmente são aplicadas as Equações (3.9) e (3.10), sendo posteriormente aplicadas as desigualdades apresentadas na Tabela 3.2.

$$\cos(\theta_e) = \frac{\lambda_{\alpha s}}{|\bar{\lambda}_s|} \quad (3.9)$$

$$\sin(\theta_e) = \frac{\lambda_{\beta s}}{|\bar{\lambda}_s|} \quad (3.10)$$

onde θ_e é o ângulo formado com o eixo α .

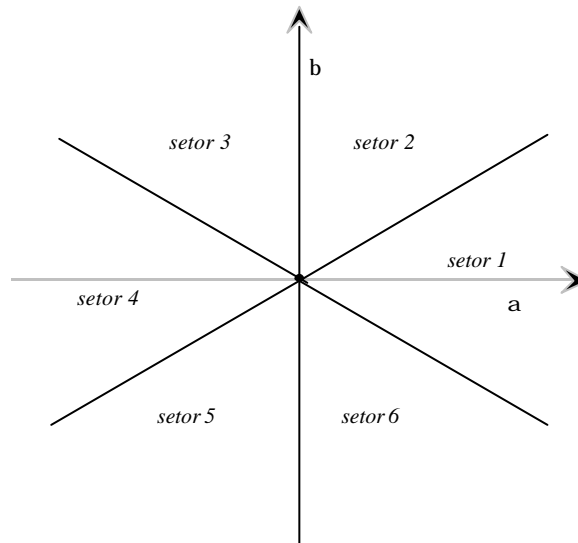


Figura 3. 9: Distribuição e denominação dos setores espaciais.

Tabela 3.2 : Definição dos setores espaciais

	$\cos(\theta_e)$	$\text{sen}(\theta_e)$
setor 1	$\frac{\sqrt{3}}{2} < \cos(\theta_e)$	-
setor 2	$0 \leq \cos(\theta_e) \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$	$0 \leq \text{sen}(\theta_e)$
setor 3	$-\frac{\sqrt{3}}{2} \leq \cos(\theta_e) < 0$	$0 \leq \text{sen}(\theta_e)$
setor 4	$\cos(\theta_e) < -\frac{\sqrt{3}}{2}$	-
setor 5	$-\frac{\sqrt{3}}{2} \leq \cos(\theta_e) < 0$	$\text{sen}(\theta_e) < 0$
setor 6	$0 \leq \cos(\theta_e) \leq \frac{\sqrt{3}}{2}$	$\text{sen}(\theta_e) < 0$

3.6 Controle do torque e do fluxo do estator[20]

O fluxo do estator é controlado através da variação da fase da tensão espacial de alimentação do estator. A expressão que relaciona o fluxo do estator com a tensão foi apresentada no Capítulo 2, sendo reescrita em (3.11).

$$\dot{\vec{\lambda}}_s^s = \vec{v}_s^s - R_s \cdot \vec{i}_s^s \quad (3.11)$$

Uma vez desprezada a queda de tensão devida à resistência do estator, no segundo termo da equação, pode-se observar que a variação instantânea no fluxo do estator é aproximadamente igual à tensão imposta no estator pelo inversor de tensão, Equação (3.12).

$$\dot{\vec{\lambda}}_s^s \cong \vec{v}_s^s \quad (3.12)$$

Considerando-se um pequeno intervalo de tempo (Δt) de aplicação da tensão \vec{v}_s^s é obtida a Equação (3.13):

$$\Delta \vec{\lambda}_s^s \cong \vec{v}_s^s \cdot \Delta t \quad (3.13)$$

que mostra que a variação do fluxo do estator possui a mesma direção do vetor de tensão.

A partir da Equação (3.13) pode-se perceber ainda que o fluxo do estator varia proporcionalmente à amplitude do vetor tensão imposto e que o vetor fluxo se move na direção do vetor tensão não-nulo aplicado durante *todo* o tempo de aplicação do mesmo.

As Equações (3.14) e (3.15) são obtidas a partir das Equações (2.38) e (2.40), eliminando-se a notação $\alpha\beta$ correspondente ao sistema de coordenadas.

$$\tau_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left| \vec{\lambda}_s^s \times \vec{i}_s^s \right| \quad (3.14)$$

$$\vec{i}_s^s = \frac{1}{\sigma L_s} \left(\vec{\lambda}_s^s - \frac{L_m}{L_r} \vec{\lambda}_r^s \right) \quad (3.15)$$

Substituindo-se (3.15) em (3.14), e aplicando-se as propriedades do produto vetorial, obtém-se a expressão do torque em função do fluxo do estator e do rotor, Equação (3.16).

$$\tau_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \left(\vec{\lambda}_s^s \times \vec{\lambda}_r^s \right) = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} \left| \lambda_s^s \right| \left| \lambda_r^s \right| \cdot \text{sen}(\alpha) \quad (3.16)$$

A Equação (3.16) mostra que uma vez mantido constante o módulo do fluxo do estator (λ_s^s), e conseqüentemente o módulo do fluxo do rotor (λ_r^s), uma rápida variação no ângulo α origina uma variação igualmente rápida no torque elétrico[20]. A regulação do módulo do fluxo do estator é assegurada no DTC através do controle por histerese do fluxo.

3.6.1 Efeitos da aplicação dos vetores espaciais de tensão

A Figura 3. 10 permite o estudo dos efeitos da aplicação de cada um dos vetores tensão no torque e no módulo do fluxo do estator.

Supondo-se que o vetor fluxo do estator se encontra no setor N do plano em um determinado instante, a aplicação de um vetor tensão gera uma variação no fluxo do estator dada pela Equação (3.14), de forma que o fluxo do estator resultante pode ser representado por

$$\tilde{\lambda}_{s1}^s = \tilde{\lambda}_s^s + \Delta\tilde{\lambda}_s^s \quad (3.17)$$

Conseqüentemente, a aplicação dos vetores \bar{v}_{n+1} , \bar{v}_n e \bar{v}_{n-1} ocasiona um aumento do módulo do fluxo do estator, enquanto que os vetores \bar{v}_{n+2} , \bar{v}_{n+3} e \bar{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.

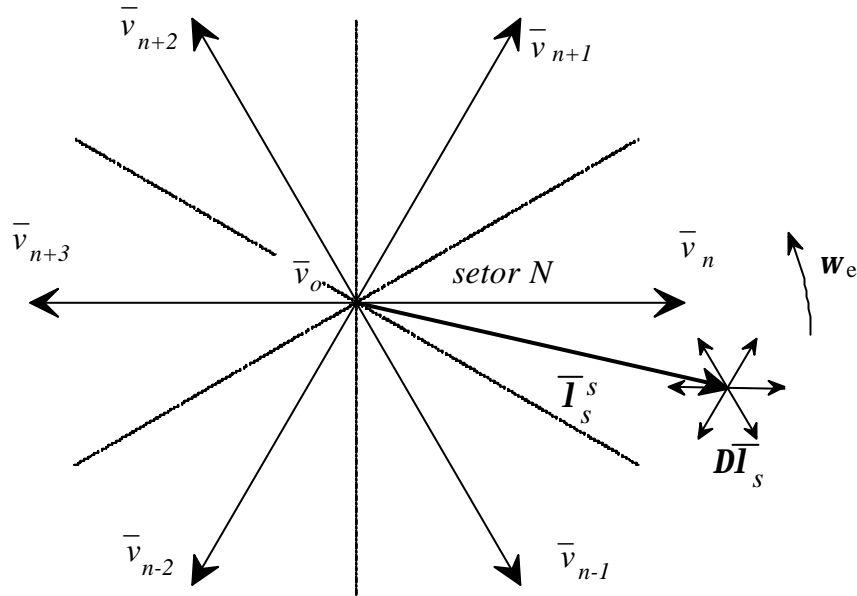


Figura 3. 10 : Efeito da imposição de tensão.

Analisando o efeito dos vetores tensão sobre o torque elétrico, supondo rotação no sentido ilustrado na figura, pode-se observar que os vetores \bar{v}_{n+1} e \bar{v}_{n+2} ocasionam um

aumento do torque na medida que provocam a rotação do fluxo no sentido anti-horário (positivo). Os vetores \vec{v}_{n-1} e \vec{v}_{n-2} , por outro lado, provocam movimento no sentido horário, reduzindo o torque da máquina.

A aplicação de um vetor de tensão nulo ou radial (\vec{v}_0 , \vec{v}_7 , \vec{v}_n ou \vec{v}_{n+3}) causa uma parada na rotação do fluxo do estator ($\omega_e = 0$), ocasionando uma velocidade de escorregamento negativa, e, conseqüentemente, um torque elétrico no sentido oposto ao de rotação do fluxo do estator, “freando” o rotor.

$$\omega_r = \omega_e - \omega_m = -\omega_m \quad (3.18)$$

3.6.2 Exemplo do controle do torque e do fluxo do estator [9]

Os dois círculos apresentados na Figura 3. 11 demarcam os limites do fluxo do estator, definidos pela zona de histerese ($2\Delta\lambda_s$) do comparador de fluxo. Os setores espaciais estão identificados pelos números de 1 a 6. Os pontos \mathbf{P}_0 , \mathbf{P}_1 e \mathbf{P}_2 , correspondem a diferentes instantes de chaveamento do inversor.

O vetor fluxo do estator, de módulo igual a $\lambda_{ref} + \lambda_s$, encontra-se representado espacialmente na figura. O módulo do vetor encontra-se no limite superior da zona de histerese no instante t_0 (ponto \mathbf{P}_0).

Considerando-se que o sentido de rotação positivo é o anti-horário, que há uma necessidade de aumento do torque, e que o módulo do fluxo encontra-se no limite superior da histerese de fluxo, o que pode ser observado na Figura 3. 11, 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 a Figura 3. 5, observa-se que o único vetor que causa esse efeito é o vetor \vec{v}_3 .

Com a aplicação do vetor \vec{v}_3 , ocorre uma variação de fluxo no sentido desejado, passando-se para o ponto \mathbf{P}_1 .

redução da frequência de chaveamento do inversor. A estratégia C utiliza relé de dois níveis ocasionando um chaveamento mais intenso.

3.7.1 Estratégia A

A Estratégia A emprega vetores nulos quando da necessidade de diminuição do torque, ocasionando a redução do ângulo entre rotor e estator devido a desaceleração do estator, conforme explicado anteriormente no início da Seção 3.6.

Na Tabela 3.3, ϕ corresponde ao resultado da histerese de fluxo – $\phi=1$ se o erro de fluxo for positivo e $\phi=0$ se for nulo. Os estados da histerese de torque, que são representados pela variável τ , possuem os valores 1, 0 ou -1 , conforme o erro de torque é positivo, nulo ou negativo, respectivamente.

Uma vez que essa estratégia utiliza vetores nulos quando o torque encontra-se próximo ao valor de referência, ela ocasiona um menor *ripple* de torque, que pode ser observado na Figura 3. 12. Por outro lado, a estratégia A, quando implementada sozinha, não possibilita operação nos quatro quadrantes por ocasionar movimento em apenas um sentido.

Tabela 3.3: Lógica de Chaveamento para a Estratégia 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: $\theta(1)$ corresponde ao setor 1

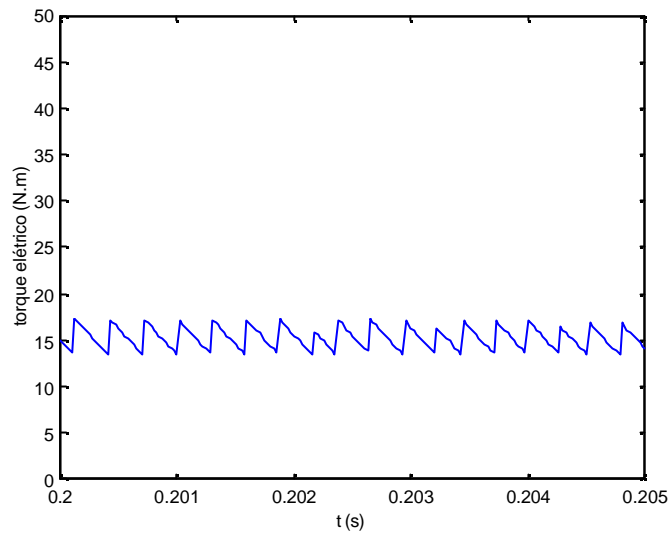


Figura 3. 12: Torque elétrico obtido com DTC , Estratégia A, motor de indução de 7.5 kW, (resultado obtido usando o Simulink).

3.7.2 Estratégia B

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

Devido aos motivos apresentados, a Estratégia B é sugerida para os instantes em que houver variações bruscas na referência de torque ou de fluxo, podendo ser utilizada em dispositivos de acionamento em conjunto com a Estratégia A. A Estratégia B é apresentada na Tabela 3.4 [5][26].

Tabela 3.4: Lógica de Chaveamento para a Estratégia 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: $\theta(1)$ corresponde ao setor 1

Comparando-se a Figura 3. 12 com a Figura 3. 13 pode-se observar que a Estratégia B ocasiona uma maior frequência de *ripple* de torque. Posteriormente, será mostrado através de simulações que a frequência de *ripple* de torque está diretamente ligada à frequência de chaveamento do inversor.

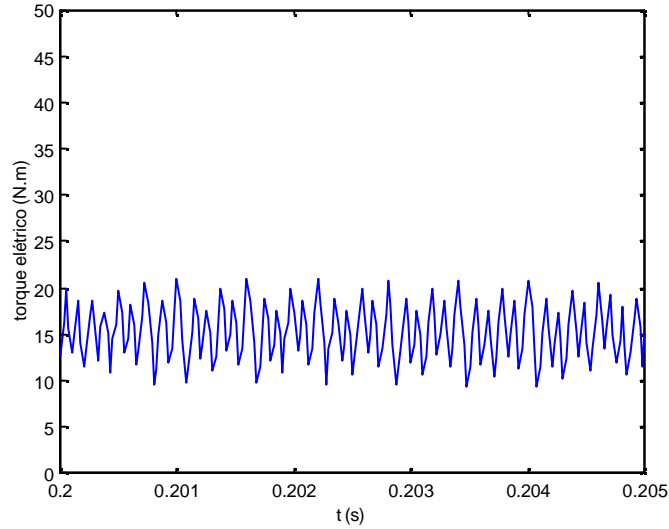


Figura 3. 13: Torque elétrico obtido com DTC , Estratégia B, motor de indução de 7.5 kW, (resultado obtido usando o Simulink).

No Capítulo 5, as diferenças entre as estratégias, em termos do desempenho da técnica quanto à frequência de chaveamento do inversor, frequências de *ripple* de torque e de fluxo, taxa de distorção harmônica, etc, serão apresentadas mais detalhadamente.

3.7.3 Estratégia C

Existe a possibilidade de implementação de outras estratégias, como por exemplo a Estratégia C, que provoca também um *ripple* elevado de torque por não utilizar vetores nulos. Essa estratégia é implementada com um comparador de dois níveis com histerese, aplicado ao controle do torque.

Tabela 3.5: Lógica de Chaveamento para a Estratégia C

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

Obs: q(1) corresponde ao setor 1

3.8 Considerações finais

Este capítulo teve por objetivo a apresentação da estratégia DTC tradicional. Foram mostrados os conceitos básicos de funcionamento desta estratégia bem como alguns aspectos históricos do desenvolvimento da mesma.

A comparação da técnica DTC com as técnicas de controle por orientação de campo mostrou vantagens, tais como a ausência de transformações de coordenadas e o menor tempo de resposta de torque. Em contrapartida, foram apresentadas algumas desvantagens e dificuldades de implementação da técnica, tais como a frequência de chaveamento variável e o alto *ripple* de torque eletromagnético.

Os blocos funcionais da estratégia DTC foram estudados detalhadamente de forma a possibilitar uma boa compreensão do mecanismo de imposição de torque e fluxo, do controle por relés com histerese e do cálculo dos setores espaciais. Foi analisado um exemplo ilustrando os efeitos de aplicação dos vetores espaciais de tensão, mostrando a utilização das informações de erro de torque, erro de fluxo e setor espacial na definição da tabela ou lógica de chaveamento.

Foram apresentadas três estratégias de chaveamento caracterizadas por tabelas lógicas diferentes. A Estratégia A ocasiona um menor chaveamento, mas não se mostra adequada para a operação nos quatro quadrantes, nem tampouco, em velocidades próximas a zero. A Estratégia C, por outro lado, provoca um chaveamento intenso e opera nos quatro quadrantes. A estratégia B se mostra mais adequada por apresentar um chaveamento menos intenso, proporcionando simultaneamente operação nos quatro quadrantes.

Capítulo 4

Análise Espectral de Frequências

4.1 Introdução

O aparecimento de frequências de *ripple* nas grandezas torque elétrico e fluxo do estator é um resultado direto da implementação da estratégia DTC através de relés com histerese, como decorrência do ciclo-limite ocasionado. A existência desse *ripple* e a correlação do mesmo com a largura das histereses tem sido objeto de estudos que buscam uma melhor compreensão do fenômeno [18][26]-[28].

Esse capítulo tem por objetivo apresentar fundamentos teóricos para viabilizar o estudo das componentes harmônicas presentes em um motor de indução controlado através da técnica DTC e dos fatores que influenciam essas componentes.

4.2 Análise Espectral de Potência

O estudo da influência das histereses na frequência de *ripple* é realizada, essencialmente, através da análise espectral de potência dos dados de simulação de variáveis de interesse, tais como o fluxo do estator e o torque.

A análise espectral apresenta de uma forma clara, quais são as componentes harmônicas existentes em maior quantidade, identificando dessa forma a frequência de *ripple*. Essa análise possibilita a visualização direta da influência de parâmetros, tais como as histereses e a estratégia de chaveamento, nas frequências de *ripple* e na taxa de distorção harmônica (TDH) da corrente do estator.

As ferramentas matemáticas utilizadas para a realização da análise espectral de potência, apresentadas no decorrer deste capítulo, são a Transformada Rápida de Fourier (FFT), a Estimativa da Densidade Espectral de Potência e a Taxa de Distorção Harmônica (TDH).

4.2.1 Transformada Discreta de Fourier (DFT) [29]-[31]

A Transformada de Fourier é uma transformada linear utilizada para representar sinais contínuos no domínio da frequência, estabelecendo uma relação biunívoca entre o domínio da frequência e o domínio do tempo. A transformada de Fourier e sua transformada inversa são dadas respectivamente por (4.1) e (4.2).

$$H(f) = \int_{-\infty}^{\infty} h(t) e^{2\pi j f t} dt \quad (4.1)$$

$$h(t) = \int_{-\infty}^{\infty} H(f) e^{-2\pi j f t} df \quad (4.2)$$

No caso em estudo, a análise será realizada em amostras discretizadas no tempo sendo portanto necessária a utilização da transformada discreta de Fourier (DFT), que apresenta as seguintes peculiaridades:

a) A DFT é aplicada sobre um conjunto de dados obtidos com uma taxa de amostragem fixa Δ , Equação (4.3);

$$h_k \equiv h(t_k), \quad t_k \equiv k\Delta, \quad k = 0, 1, 2, \dots, N-1 \quad (4.3)$$

b) O conjunto com N amostras discretas possibilita uma DFT com N valores de frequência variando desde $-fc$ até fc , onde fc corresponde a frequência de Nyquist;

$$f_n \equiv \frac{n}{N\Delta}, \quad n = -\frac{N}{2}, \dots, \frac{N}{2} \quad (4.4)$$

c) Para o caso da transformada discreta, as integrais dadas pelas Equações (4.1) e (4.2) são aproximadas por somatórios conforme (4.5) e (4.6) respectivamente;

$$H_k = \sum_{n=0}^{N-1} h_n e^{2\pi i k n / N} \quad (4.5)$$

$$h_k = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} H_n e^{-2\pi i k n / N} \quad (4.6)$$

d) A transformada discreta mapeia N números complexos (h_k) em N números complexos (H_k), sem depender de nenhum parâmetro dimensional, como por exemplo o tempo de amostragem Δ . Entretanto, uma analogia entre a Transformada Discreta de Fourier e o seu equivalente no domínio contínuo pode ser realizada utilizando-se a aproximação apresentada na Equação (4.7);

$$H(f_k) \approx \Delta H_k \quad (4.7)$$

e) A transformada DFT é periódica de período N. Isso pode ser intuído a partir da Equação (4.5), que apresenta o somatório de N termos com o mesmo período N;

f) A forma discreta do “*Teorema de Parseval*”, que relaciona a potência de um sinal no domínio do tempo com sua potência no domínio da frequência, é dada pela Equação (4.8).

$$\sum_{k=0}^{N-1} |h_k|^2 = \frac{1}{N} \sum_{n=0}^{N-1} |H_n|^2 \quad (4.8)$$

A equação mostra que para obter a potência total, é necessário somar todas as componentes H_n , de 0 até N-1, o que corresponde a integrar $H(f)$ de $-f_c$ até f_c .

4.2.2 Transformada Rápida de Fourier (FFT)

Embora a transformada discreta de Fourier resolva o problema da análise espectral das variáveis de estudo, a carga computacional envolvida na aplicação das Equações (4.5) e (4.6) é muito grande.

A transformada rápida de Fourier (*Fast Fourier Transform - FFT*), que foi desenvolvida por Gauss mas só começou a ser aplicada a partir de 1965 [32] com o advento dos computadores digitais, conforme [33], resolve o problema de velocidade possibilitando o mesmo resultado da transformada DFT. A FFT utiliza, entretanto, um algoritmo, que devido a sua complexidade, não será abordado nesse trabalho. Uma característica apresentada pelo algoritmo é possuir um tempo de cálculo menor quando o número de pontos da transformada é potência de 2.

4.3 Estimativa da Densidade Espectral de Potência

A densidade espectral de potência, $p(f)$, que pode ser definida através da DFT, conforme a Equação (4.9), pode ser integrada sobre um intervalo qualquer, dando a informação da potência espectral contida naquele intervalo. Além disso, ela possibilita uma análise visual clara dos componentes harmônicos presentes.

$$p(f) = \frac{1}{N} (H_k \cdot H_k^*), k = 1..N \quad (4.9)$$

onde H_k^* corresponde ao conjugado da transformada discreta de Fourier.

A aplicação da transformada de Fourier diretamente sobre um conjunto de dados não é a melhor alternativa para a determinação da densidade de potência, sendo preferencial um tratamento prévio dos dados. Os fatores que motivam esta escolha serão apresentados na discussão de um exemplo numérico, realizada a seguir.

4.3.1 Análise dos componentes harmônicos

Na Figura 4. 1, estão apresentados os pontos da função $x(t)$, dada pela Equação (4.10), obtidos com uma taxa de amostragem de 160 amostras/segundo.

Na definição de $x(t)$ pode-se observar a presença das harmônicas de segunda e terceira ordem da frequência 13 Hz bem como a presença da frequência 60 Hz.

$$x(t) = \sin(2\pi \cdot 13 \cdot t) + 0,2\sin(2\pi \cdot 26 \cdot t) + 0,3\sin(2\pi \cdot 39 \cdot t) + 0,6\sin(2\pi \cdot 60 \cdot t) + h(t) \quad (4.10)$$

onde $h(t)$ corresponde a um ruído gaussiano de amplitude unitária.

O ruído gaussiano foi adicionado ao sinal a fim de exemplificar a dificuldade envolvida na obtenção da FFT de um sinal na presença de ruído. Para ilustrar a aplicação da FFT, apresenta-se dois casos em que é realizada a FFT do sinal apresentado na Figura 4. 1.

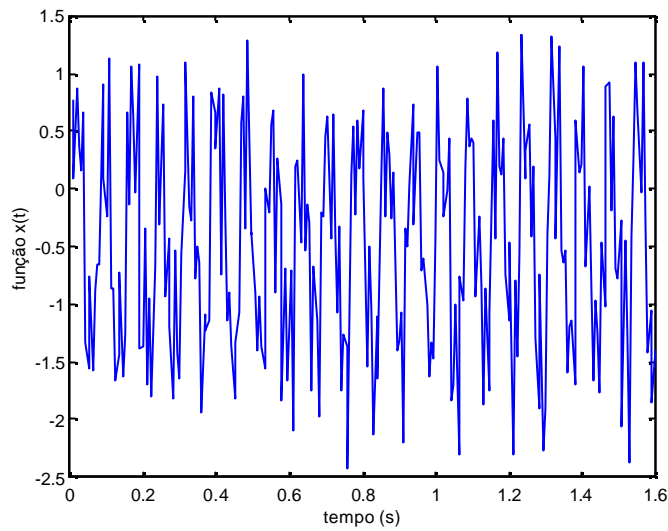


Figura 4. 1 Dados de uma função exemplo para o cálculo da FFT.

Caso 1: O número de pontos da FFT não altera o nível do ruído espectral.

Na Figura 4. 2 e na Figura 4. 3, são apresentadas respectivamente as FFT da função $x(t)$ com 256 e 1024 pontos respectivamente. Dessa forma, pode-se atentar para dois detalhes:

- a) o ruído espectral é o mesmo;
- b) a Figura 4. 3 apresenta uma melhor definição do espectro de frequências.

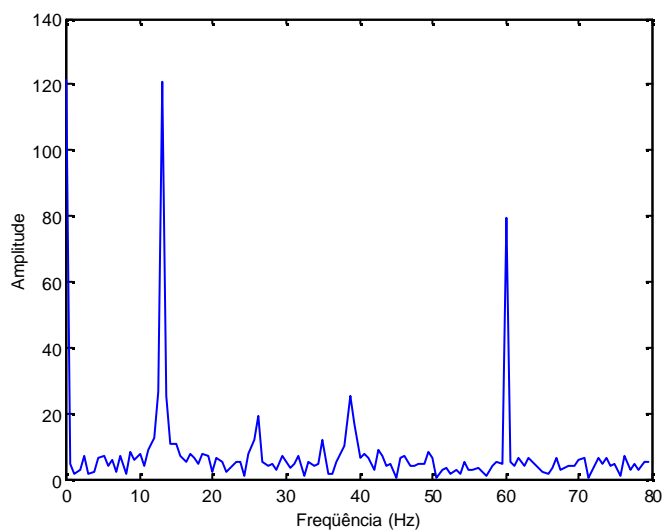


Figura 4. 2: FFT da função $x(t)$ com $N=256$ pontos.

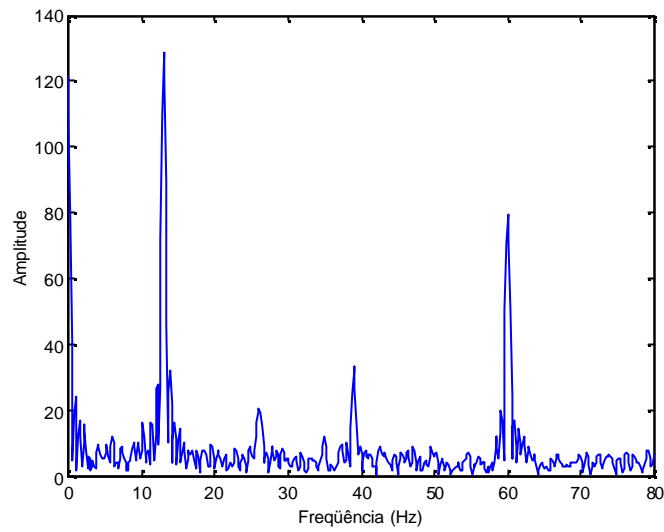


Figura 4. 3: FFT da função $x(t)$ com $N=1024$ pontos.

Quando o número de pontos da FFT é aumentado, sua resolução melhora, obtendo-se uma melhor definição de frequências sem, entretanto, alterar o ruído espectral.

Caso 2: A FFT apresenta uma distorção com a relação a transformada contínua.

Devido ao fenômeno conhecido como *windowing*, quando uma frequência presente no espectro contínuo não corresponde exatamente a uma frequência base $f(k)$ do espectro discreto, aparecem distorções na extremidade inferior do pico de frequência do espectro, Figura 4. 4.

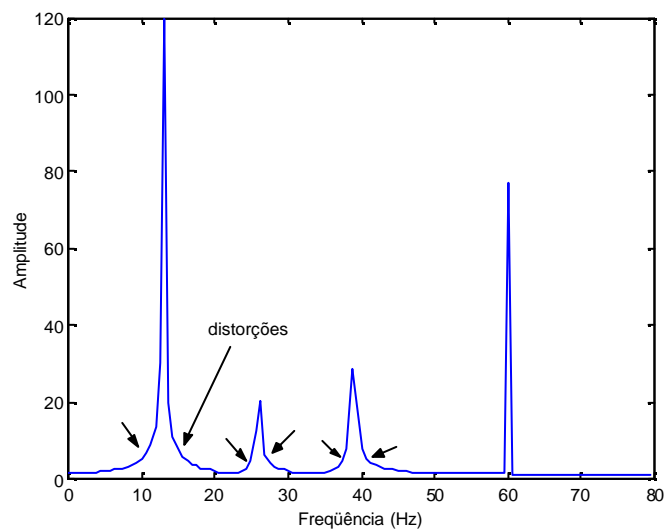


Figura 4. 4: Deformações devidas ao fenômeno de *windowing* [32].

Na Figura 4. 4, apenas a frequência 60 Hz corresponde a uma frequência base.

Esse tipo de deformação, que também aparece nas figuras anteriores, deve-se ao fato de termos obtido os dados através de uma janela retangular correspondente ao período amostrado. Ora, o espectro de frequências de uma janela retangular, é o apresentado na Figura 4. 5, onde pode-se observar que o lóbulo principal não se destaca dos secundários. Dessa forma, os lóbulos secundários dificultam a identificação da frequência principal.

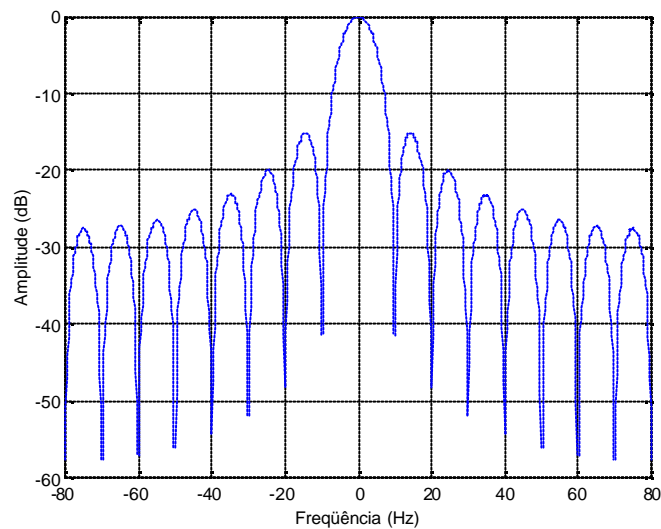


Figura 4. 5: Espectro de frequências de uma janela retangular de 0,1 s de duração [32].

Para minimizar o fenômeno de *windowing*, será utilizada uma janela do tipo Hamming, Figura 4. 6, que apresenta uma maior atenuação entre o lóbulo principal e os lóbulos laterais, no caso uma atenuação de cerca de 30 dB.

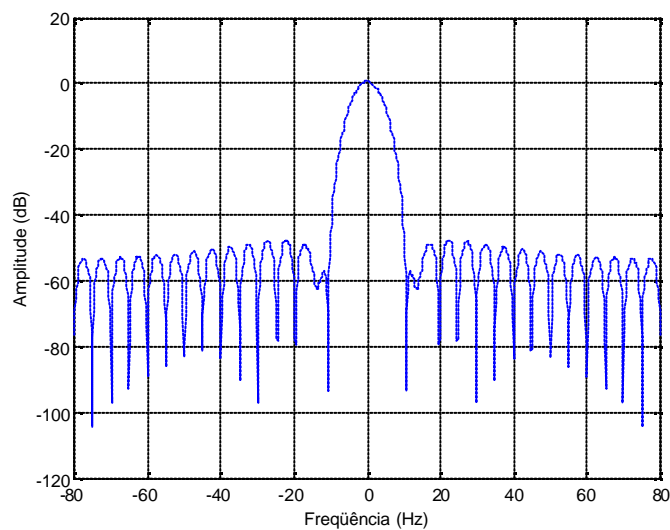


Figura 4. 6: Espectro de frequências de uma janela do tipo Hamming [32].

Aplicando-se a janela do tipo Hamming ao conjunto de dados da Figura 4. 4, pode-se observar a melhora na definição das frequências apresentadas na Figura 4. 7.

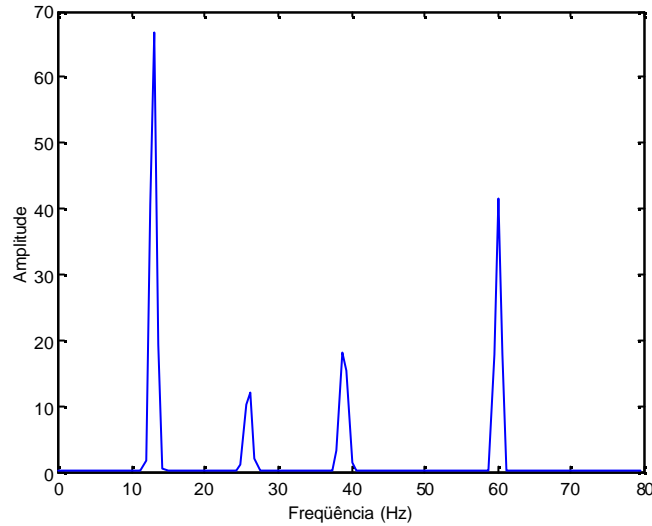


Figura 4. 7: Espectro corrigido pela aplicação de uma janela do tipo Hamming [32].

4.4 Taxa de Distorção Harmônica (TDH)

A taxa de distorção harmônica 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.

A definição matemática do parâmetro TDH pode ser dada através das expressões (4.11) ou (4.12), conforme [18].

$$TDH = \sqrt{\frac{(\mathbf{x}^2 - \mathbf{x}_1^2)}{\mathbf{x}_1^2}} \quad (4.11)$$

onde \mathbf{x} = valor eficaz de um sinal f , e

\mathbf{x}_1 = valor eficaz da componente harmônica fundamental do sinal f .

Ou, na forma da somatória dos valores das componentes harmônicas do sinal:

$$TDH = \frac{\sqrt{\sum_{n=2}^{\infty} x_n^2}}{x_1} \quad (4.12)$$

4.4.1 Método de determinação da TDH

Para a determinação da TDH considerou-se que a relação entre os quadrados das amplitudes é igual a relação de potência do sinal. A partir desse princípio foi desenvolvida uma função em Matlab que implementa os passos apresentados a seguir.

1) aplicação de uma janela de Hamming com o mesmo número de pontos da função FFT sobre o conjunto de dados para minimizar o fenômeno *windowing* apresentado na seção 4.3.1;

2) determinação da FFT através da função homônima existente no *software* Matlab (Versão 5.3);

3) estimativa da densidade espectral de potência através da Equação (4.9);

4) integração da densidade espectral de potência, sobre todo intervalo que vai de 0 até a frequência de Nyquist e no entorno da frequência fundamental, conforme a Equação (4.13).

$$TDH = \sqrt{\frac{(P_t - P_0)}{P_0}} \quad (4.13)$$

$$P_t = \sum_{k=0}^{N-1} p(k), \quad P_0 = \sum_{k=N_0-m}^{N_0+m} p(k) \quad (4.14)$$

onde P_t e P_0 dependem de $p(f)$, que é dado pela Equação (4.9), e

N_0 corresponde a frequência fundamental e m corresponde a um intervalo de pontos no entorno de N_0 . Como entorno foram utilizados dois pontos antes e dois pontos depois da frequência de análise com bom resultado, conforme pode ser observado nos exemplos 4.1, 4.2 e 4.3, a seguir.

Exemplo 4.1:

Como primeiro exemplo foi calculada a taxa de distorção harmônica de uma senóide pura dada pela Equação (4.15), com dados amostrados com uma taxa de 160 amostras/segundo.

$$x(t) = \sin(2\pi \cdot 13t) \quad (4.15)$$

Os resultados obtidos foram os seguintes:

a) Por tratar-se de uma senóide sem distorção temos, através da aplicação da definição de TDH, Equação (4.11):

$$TDH = \sqrt{\frac{(0)^2}{1^2}} = 0. \quad (4.16)$$

b) Através da função TDH implementada em Matlab:

TDH = 0,02186, que se aproxima do resultado esperado TDH=0.

Exemplo 4.2:

O conjunto de dados foi obtido através da função $x(t)$ dada pela Equação (4.10), mas sem a inserção de ruído, com uma taxa de amostragem de 160 amostras/segundo.

$$x(t) = \sin(2\pi \cdot 13t) + 0,2 \sin(2\pi \cdot (2 \cdot 13)t) + 0,3 \sin(2\pi \cdot (3 \cdot 13)t) + 0,6 \sin(2\pi \cdot 60t) \quad (4.17)$$

Os resultados obtidos foram os seguintes:

a) através da aplicação da definição de TDH, Equação (4.11):

$$TDH = \sqrt{\frac{(0,2)^2 + (0,3)^2 + (0,6)^2}{1^2}} = 0,7 \quad (4.18)$$

b) através da função TDH implementada em Matlab:

TDH =0,7005.

com um erro percentual correspondente a 0,071%.

Exemplo 4.3:

Determinação da TDH de uma onda quadrada de frequência 13 Hz.

O conjunto de dados foi obtido através da amostragem de uma onda quadrada de 13 Hz de frequência com uma taxa de 160 amostras/segundo.

A expressão da amplitude das harmônicas de uma onda quadrada é dada pela Equação (4.19).

$$I_n = \frac{4}{np} \sin\left(\frac{np}{2}\right) \quad (4.19)$$

onde I_n é a amplitude da harmônica de ordem n, sendo $1 < n < \infty$.

Os resultados obtidos foram os seguintes:

a) através da definição da TDH, Equação (4.11):

Aplicando-se a definição de TDH dada pela Equação (4.12), com 1000 componentes harmônicas, temos:

$$TDH = \sqrt{\frac{\sum_{n=2}^{1000} \left(\frac{4}{np} \sin\left(\frac{np}{2}\right) \right)^2}{\left(\frac{4}{p} \sin\left(\frac{p}{2}\right) \right)^2}} = 0,4829 \quad (4.20)$$

b) através da função TDH implementada em Matlab:

TDH =0,4839.

com erro percentual igual a 0,2%.

4.5 Considerações finais

Nesse capítulo, foram vistas as transformadas de Fourier (DFT e FFT) e apresentadas algumas dificuldades no tratamento dos dados utilizando janelas de dados retangulares. Foi apresentada a janela de Hamming como uma alternativa para o tratamento dos dados antes do cálculo da FFT, evitando algumas distorções na análise harmônica. Um algoritmo para o cálculo da Taxa de Distorção Harmônica, implementando diretamente a definição da TDH em Matlab foi desenvolvido, sendo seus resultados comparados com os resultados teóricos para três situações específicas, mostrando que o resultado do algoritmo é satisfatório, com erro percentual inferior a 1% e, mais uma vez, atestando a vantagem de um ambiente de simulação totalmente desenvolvido em Matlab/Simulink.

Capítulo 5

Resultados de simulação

5.1 Implementação da técnica DTC no ambiente de simulação

A técnica DTC foi implementada de forma a complementar o ambiente desenvolvido em Matlab/Simulink por Haffner [4], através da inclusão de um bloco de controle denominado DTC. Este bloco calcula o vetor de comando do inversor de tensão levando em consideração as estimativas de torque e fluxo do estator, empregando a técnica DTC. A Figura 5. 1 apresenta o diagrama de blocos simplificado empregado nas simulações.

A análise dos resultados foi efetuada utilizando o ambiente de trabalho do Matlab. As variáveis de interesse são gravadas no ambiente durante a fase de simulação, permitindo que seja realizada uma análise detalhada posteriormente. Dessa forma, é possível um tratamento matemático dos dados, viabilizando o aproveitamento de funções

Figura 5. 1: Diagrama de blocos do DTC com controle de velocidade implementado em Simulink.

As Figuras 5.2 à 5.9 apresentam o resultado de uma simulação realizada nesse ambiente, com controle de velocidade, utilizando a estratégia de chaveamento B, Tabela 3.4. Os parâmetros do PID são dados por $K_p=100$; $K_d=1$ e $K_i=1$. Não houve preocupação em ajustar o PID para o seu valor ótimo uma vez que o resultado obtido já se apresentava satisfatório. A referência de fluxo é igual a 0,6 Wb, a largura da histerese de fluxo empregada na simulação é de 0,01 Wb e a largura da histerese de torque de três níveis é de 2 N.m. A carga utilizada na simulação é constante e de valor igual a 10 N.m.

A velocidade é suposta disponível na saída do motor, sem levar em consideração a dinâmica do sensor de velocidade.

A curva de referência utilizada no controle de velocidade está apresentada na Figura 5. 2. Através do erro de velocidade apresentado na figura, pode-se perceber que a curva da velocidade mecânica obtida é bem próxima da referência imposta. O erro máximo de velocidade, durante a condição crítica de partida do motor, é inferior a 3 rad/s, estacionando após a partida em 0,5 rad/s. As Figuras 5.3 a 5.5 mostram as curvas de fluxo do rotor, fluxo do estator e corrente do estator obtidas na simulação.

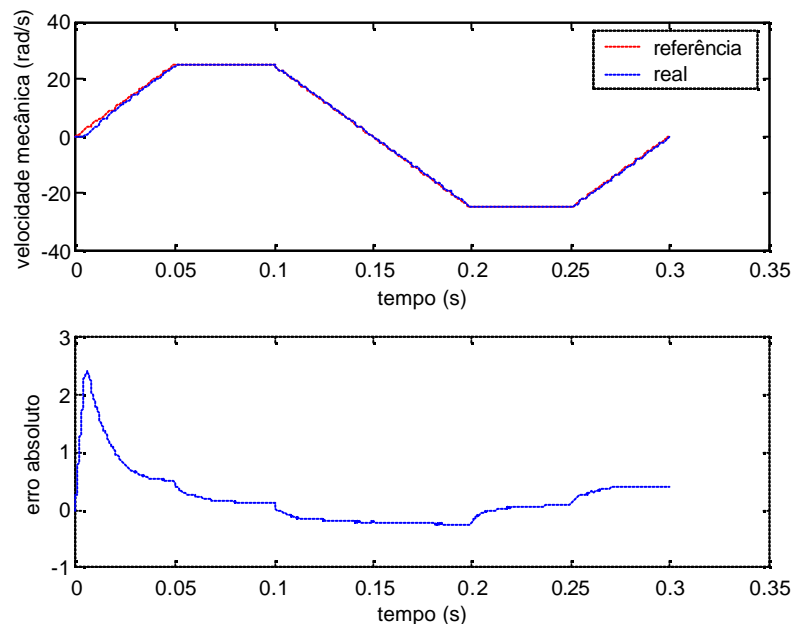
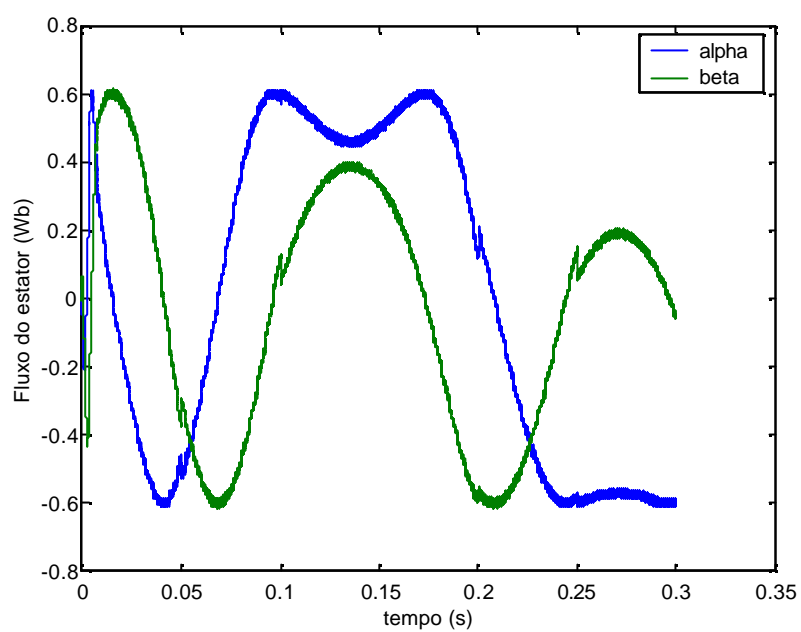
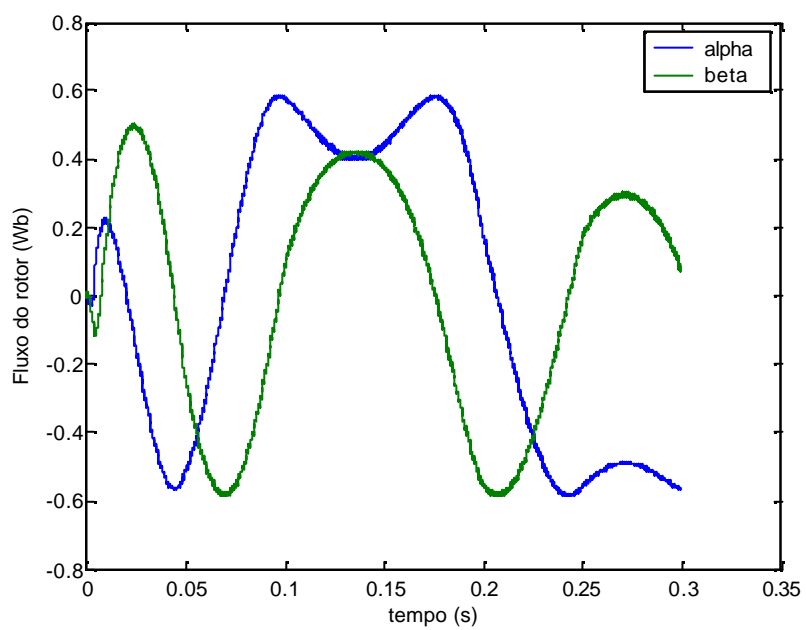


Figura 5. 2: Velocidade do rotor.

Figura 5. 3: Fluxo do estator em coordenadas $\alpha\beta$.Figura 5. 4: Fluxo do rotor em coordenadas $\alpha\beta$.

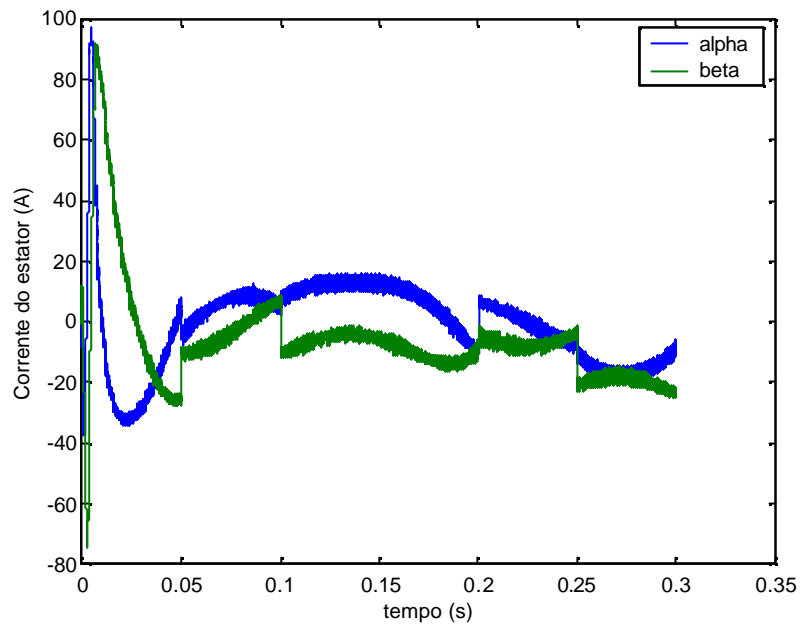


Figura 5. 5: Corrente do estator em coordenadas $\alpha\beta$.

A Figura 5. 6 mostra a curva do torque eletromagnético obtido com o controle de velocidade. Para cada um dos trechos da curva de referência de velocidade apresentada na Figura 5. 2 corresponde um valor diferente de torque eletromagnético na Figura 5. 6. A amplitude do *ripple* de torque em cada um dos trechos é a mesma, uma vez que depende da largura da histerese de torque, que nessa simulação é fixa durante todo o período.

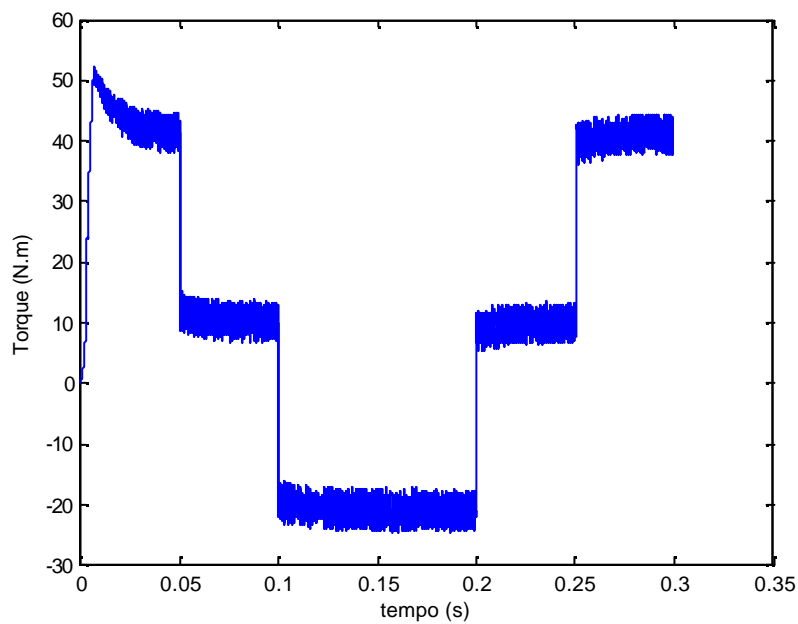


Figura 5. 6: Torque eletromagnético.

A Figura 5. 7 mostra a excelente regulação de fluxo característica do DTC. Na figura, podem ser observados nitidamente os limites de atuação da histerese de fluxo, correspondentes a 0,01 Wb. Tais limites também podem ser observados na definição dos círculos que delimitam a trajetória de fluxo observada na Figura 5. 8. A curva do módulo do fluxo do estator ilustra a grande rapidez com que a referência é atingida.

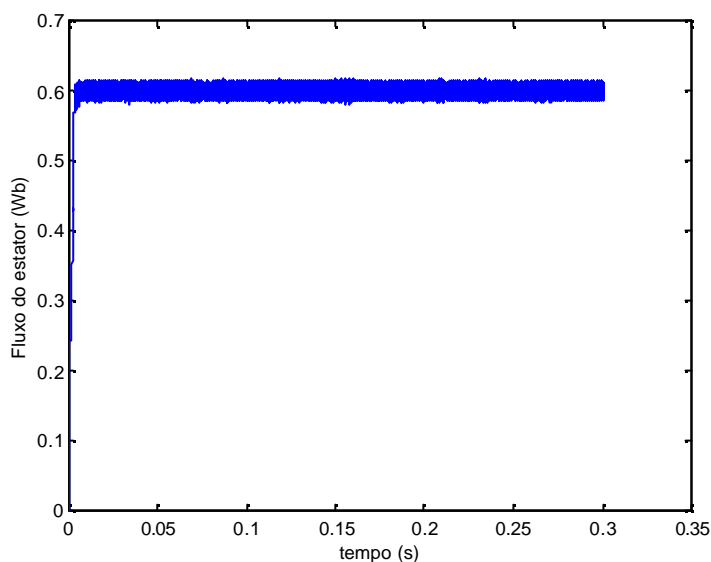


Figura 5. 7: Fluxo do estator (em módulo).

A Figura 5. 8 mostra a trajetória de fluxo do estator no plano $\alpha\beta$. As assíntotas apresentadas nos instantes iniciais são características do transiente de imposição de fluxo no DTC.

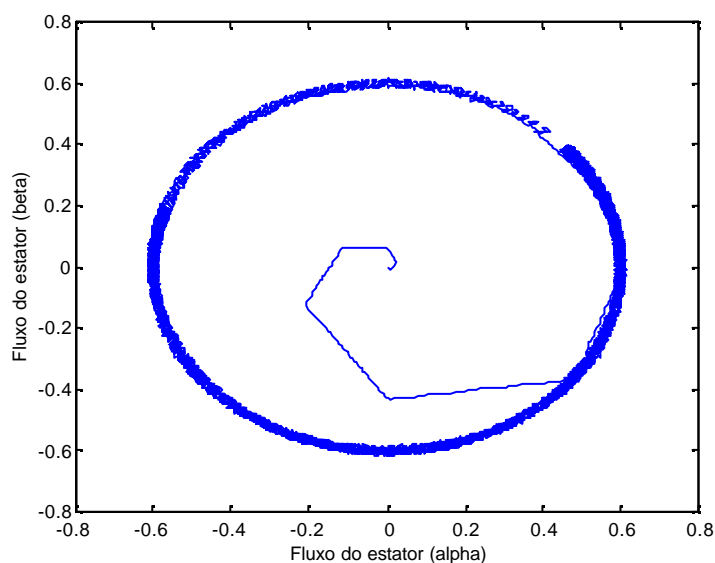


Figura 5. 8: Trajetória do fluxo do estator.

A Figura 5. 9 mostra a trajetória de fluxo do rotor no plano $\alpha\beta$. A curva se apresenta bastante suavizada com relação à curva do fluxo do estator, devido ao motor atuar como um filtro, reduzindo o efeito do controle por histerese.

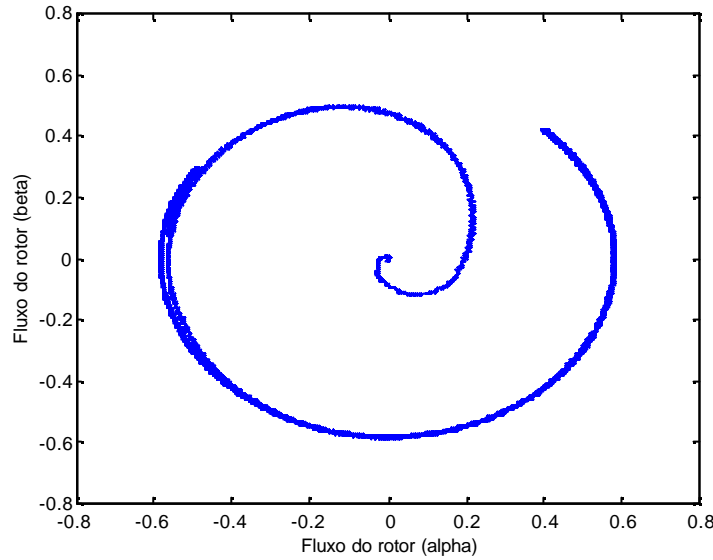


Figura 5. 9: Trajetória do fluxo do rotor.

5.2 Orientação de campo do estator

O conceito de orientação de campo do estator observado na técnica DTC é diferente do conceito apresentado no Controle por Orientação de Campo (FOC) do estator [16].

No FOC, os controles do fluxo do estator e do torque são realizados de forma indireta, a partir das componentes da corrente do estator. A componente i_{as} controla o fluxo do estator enquanto que a componente i_{bs} controla o torque. O desacoplamento das componentes da corrente do estator é obtido artificialmente através de um bloco denominado desacoplador, que pode ser observado na Figura 5. 10 [16]. Na figura, i_{as}^{es} , i_{bs}^{es} e I_{as}^{es} são variáveis referenciadas ao eixo síncrono com o estator. T_e^* e $\lambda_{\alpha s}^*$ correspondem às referências de torque e fluxo do estator impostas ao motor de indução.

De forma análoga àquela apresentada no FOC, em [16], 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.

5.2.1 Orientação de campo no DTC

Adotando-se um sistema de coordenadas síncronas com o fluxo do estator a partir dos valores estimados do mesmo, pode ser analisado o processo de orientação de campo no DTC.

No Capítulo 2, constatou-se que o torque do motor de indução pode ser obtido a partir do fluxo e da corrente do estator, Equação (5.15).

$$t_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left| \vec{I}_{abs}^s \times \vec{i}_{abs}^s \right| = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \left(I_{bs}^s I_{as}^s - I_{as}^s I_{bs}^s \right) \quad (5.15)$$

Para simplificar esta análise, é possível escrever a transformação de Park genérica empregando-se a representação complexa dos vetores através das Equações (5.16) e (5.17).

$$T_s^x = e^{jq_x} \quad (5.16)$$

$$T_r^x = e^{jd_x} \quad (5.17)$$

Embora as definições (5.16) e (5.17) não se assemelhem àquelas mostradas no Capítulo 2, os resultados provenientes dessas operações são idênticos uma vez substituídas as representações matriciais e vetoriais pelas complexas correspondentes.¹: Dessa forma,

¹ Observação: Na prática, a matriz de transformação de coordenadas estacionárias para síncronas com o fluxo do estator é obtida através da equação abaixo.

$$T_s^e = \frac{1}{|I_s|} \begin{bmatrix} I_{as}^s & I_{bs}^s \\ -I_{bs}^s & I_{as}^s \end{bmatrix}$$

as transformações de variáveis do estator e do rotor, de coordenadas estacionárias para síncronas com o fluxo do estator, correspondem a:

$$f_{abs}^e = T_s^e f_{abs}^s = e^{jq_s} f_{abs}^s, \text{ e} \quad (5.18)$$

$$f_{abr}^e = T_r^e (T_r^s)^{-1} \cdot f_{abr}^s = e^{j(q_s - q_r)} e^{jq_r} f_{abr}^s = e^{jq_s} f_{abr}^s. \quad (5.19)$$

Onde q_s é o ângulo do fluxo do estator com o eixo das abscissas, no referencial estacionário.

Aplicando-se as Equações (5.18) e (5.19) em (5.15), após algumas simplificações obtém-se:

$$t_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \left(\tilde{I}_s^e \times \tilde{I}_s^e \right) \quad (5.20)$$

ou ainda,

$$t_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \left(I_{bs}^e I_{as}^e - I_{as}^e I_{bs}^e \right). \quad (5.20b)$$

Logo, a expressão do torque é a mesma, tanto em coordenadas estacionárias como em coordenadas síncronas com o fluxo do estator. Esse resultado já era esperado uma vez que a grandeza torque é escalar, sendo, portanto, independente do eixo de referência adotado.

A Figura 5. 12 permite a visualização das componentes α e β da corrente do estator e do fluxo do rotor em coordenadas síncronas com o fluxo do estator. Analisando-se a figura, juntamente com a Equação (5.20), podemos perceber que a componente β do fluxo do estator é nula, uma vez que o eixo síncrono com o fluxo do estator é determinado pela própria direção do fluxo do estator, podendo a Equação (5.20) ser simplificada através da Equação (5.20).

$$t_e = \frac{3}{2} \cdot \frac{P}{2} \cdot \left(I_{bs}^e I_{as}^e \right) \quad (5.21)$$

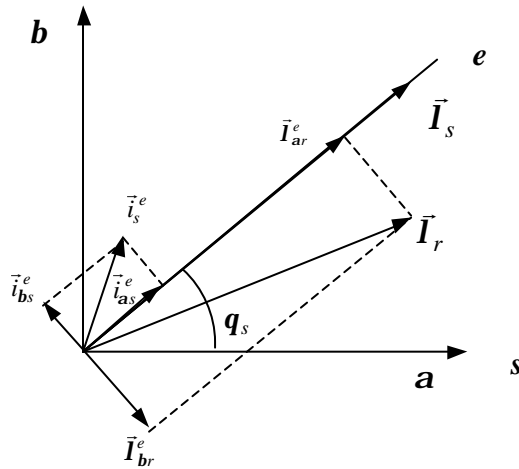


Figura 5. 12: Projeção do fluxo do rotor sobre o eixo síncrono do fluxo do estator.

A Figura 5. 13 e a Figura 5. 14 apresentam as curvas da corrente do estator e do fluxo do rotor para o mesmo caso de simulação apresentado no item 5.1, mas no novo sistema de coordenadas. Para esse sistema de coordenadas, não há necessidade de reapresentar o gráfico do fluxo do estator, pois ele é igual ao gráfico do módulo do fluxo do estator (Figura 5. 7).

Na Figura 5. 13 pode-se observar que a componente i_{bs}^{es} apresenta uma curva semelhante ao perfil de torque de referência, enquanto que a componente α possui uma curva semelhante ao perfil de fluxo de referência.

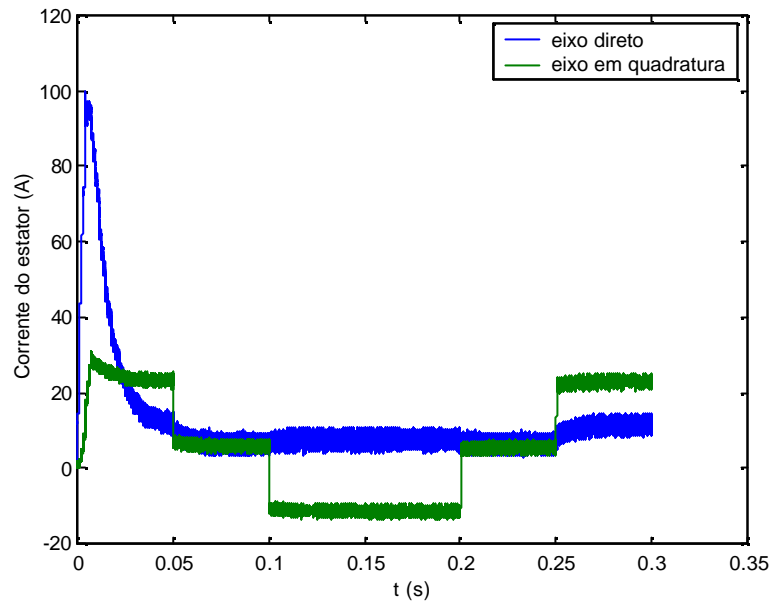


Figura 5. 13: Corrente do estator empregando referencial síncrono.

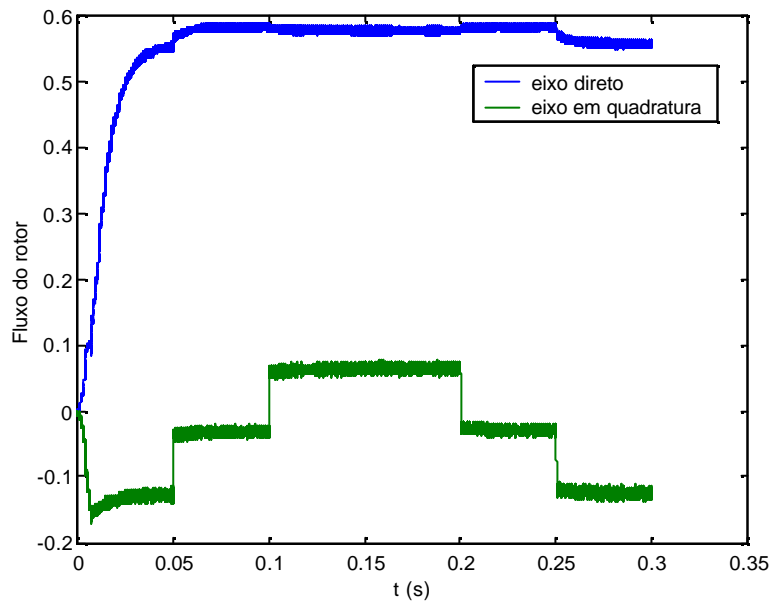


Figura 5. 14: Fluxo do rotor empregando referencial síncrono.

5.3 Análise de frequência do DTC

A discussão realizada a seguir trata da influência da largura das histereses de torque e fluxo do estator na amplitude e na taxa de distorção harmônica (TDH) apresentada nas principais grandezas elétricas do motor de indução. Além disso, é avaliado o impacto da escolha da estratégia de chaveamento adotada na frequência de *ripple*.

A escolha das histereses de controle também influencia diretamente na precisão do controle do torque e do fluxo, e na potência dispersa na faixa de frequência, medida pela TDH.

Após a análise da influência da largura das histereses será proposta uma variação da técnica DTC que permite definir separadamente a frequência e a amplitude de *ripple*, facilitando o trabalho do projetista. Esta alternativa, que será chamada de DTC com Imposição de Frequência, elimina o acoplamento entre a frequência e a amplitude do *ripple* através da supressão das histereses dos relés de controle e da imposição de um sinal com frequência e amplitude pré-definidos.

Para a análise, foi implementada a técnica DTC tradicional sem realimentação de velocidade (Figura 5. 15), com os parâmetros do motor de indução apresentados na Tabela 5.1. As simulações foram realizadas variando-se os valores das larguras de histerese e avaliando as frequências de *ripple* resultantes nas variáveis do motor.

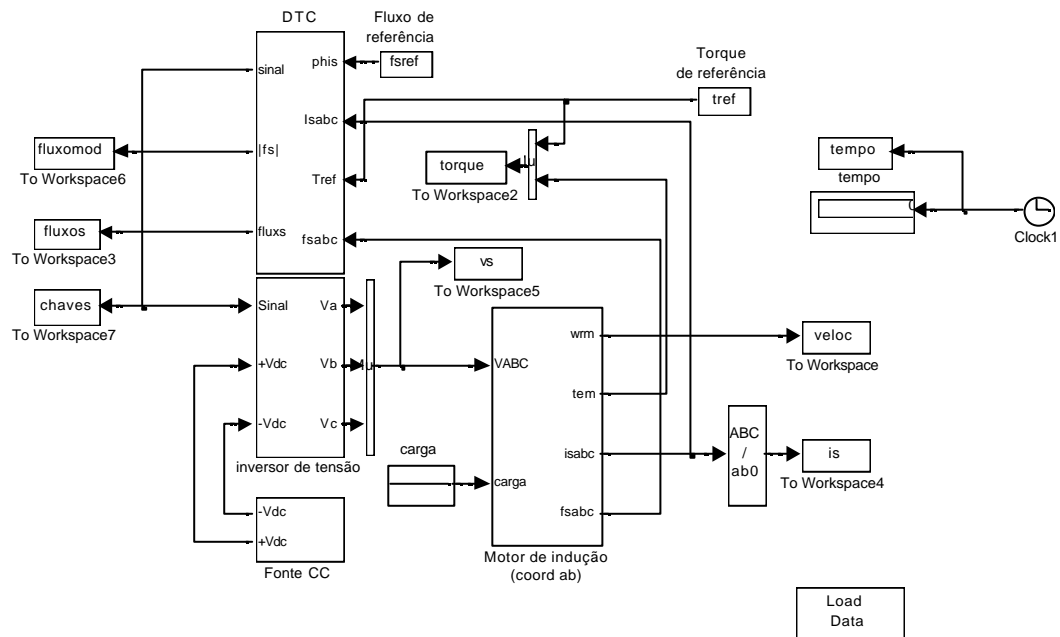


Figura 5. 15: Estratégia DTC sem controle de velocidade.

Uma vez que o enfoque desta análise é a distribuição de frequências e não o desempenho da estratégia DTC como um todo, foi utilizado o valor real do fluxo do estator na realimentação ao invés do valor estimado. É considerado como valor real, para efeito de simulação, o valor obtido através da integração das equações diferenciais do modelo dinâmico do motor.

5.3.1 Variação da frequência de *ripple* com as larguras de histerese de controle

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

Na Figura 5. 16, pode ser observada a variação da frequência de *ripple* de torque como função da largura de histerese normalizada pelo torque de referência.

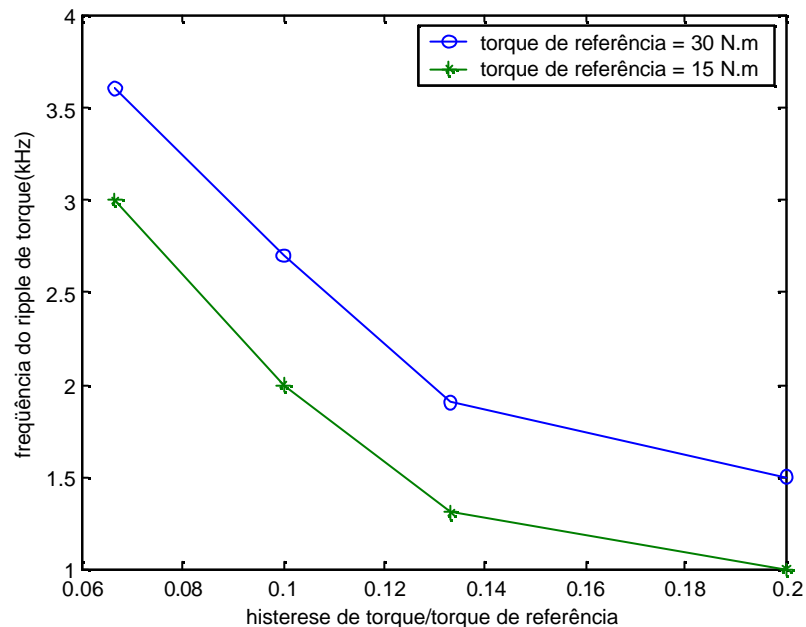


Figura 5. 16: Relação entre largura de histerese e frequência de *ripple* para o DTC funcionando em malha aberta com a Estratégia B.

A Figura 5. 17 mostra a dependência da frequência de *ripple* de fluxo com a histerese de fluxo.

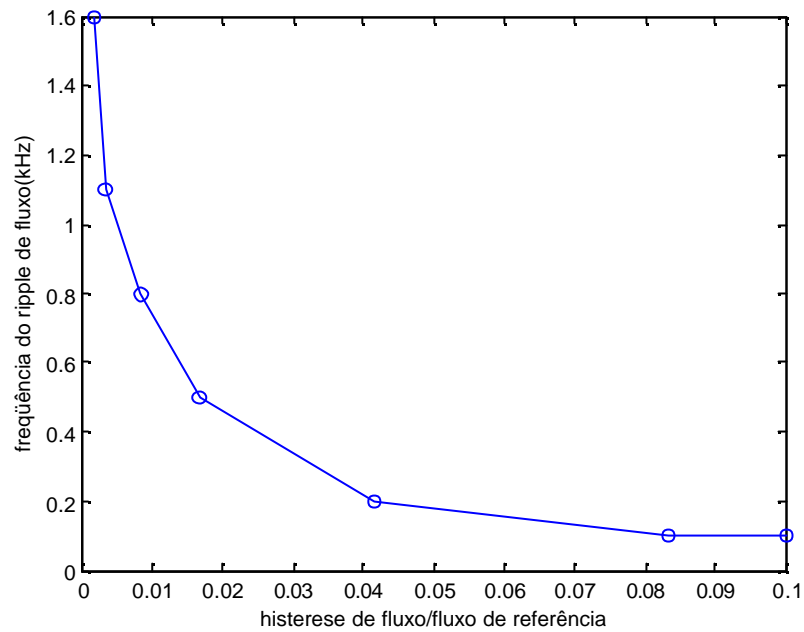


Figura 5. 17: Relação entre largura de histerese e frequência de *ripple* para o DTC funcionando em malha aberta com a Estratégia B.

Uma vez que a técnica utiliza duas malhas de controle independentes, a histerese envolvida em uma malha tem pouca influência sobre as variáveis da outra malha de controle. Por exemplo, a frequência e a amplitude do *ripple* de fluxo não variam com a largura da histerese de torque, o mesmo acontecendo com a variável torque com respeito à largura da histerese de fluxo.

5.3.2 Análise de frequência da estratégia DTC tradicional

O modelo do motor de indução estudado foi controlado utilizando a técnica DTC tradicional em malha aberta conforme apresentado na Figura 5. 15, com uma referência de torque de 30 N.m, carga igual a 10 N.m e Estratégia B, Tabela 3.4. A largura da histerese de fluxo foi fixada em 0,01 e a largura da histerese de torque em 2.

A fim de avaliar mais claramente o *ripple* resultante da implementação do DTC, foi realizada uma análise de frequência, cujos dados foram colhidos entre os instantes 0,05 e 0,1 s devido a condição aproximadamente estacionária com relação ao torque e ao fluxo, Figura 5. 18 e Figura 5. 19.

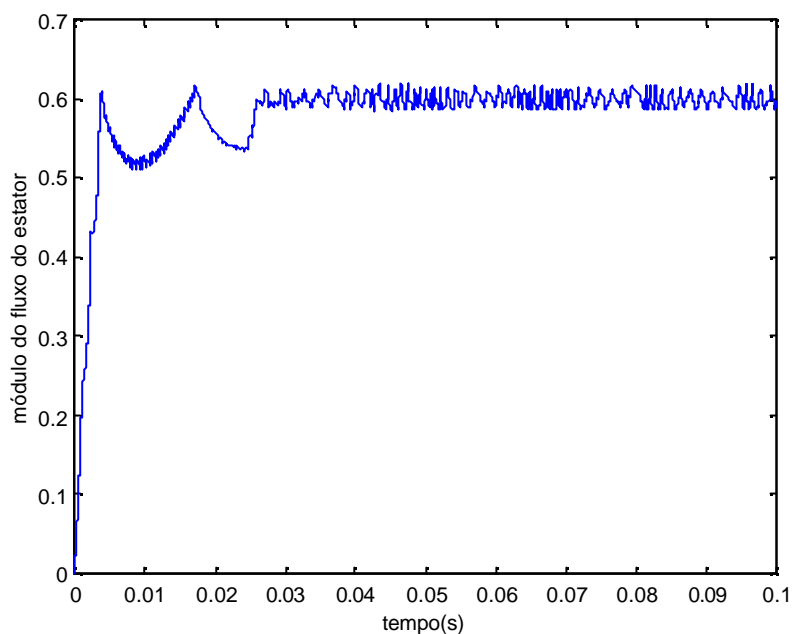


Figura 5. 18: Módulo do fluxo do estator - Estratégia B com largura da histerese de fluxo (LHF) = 0,01 e largura da histerese de torque (LHT) = 2.

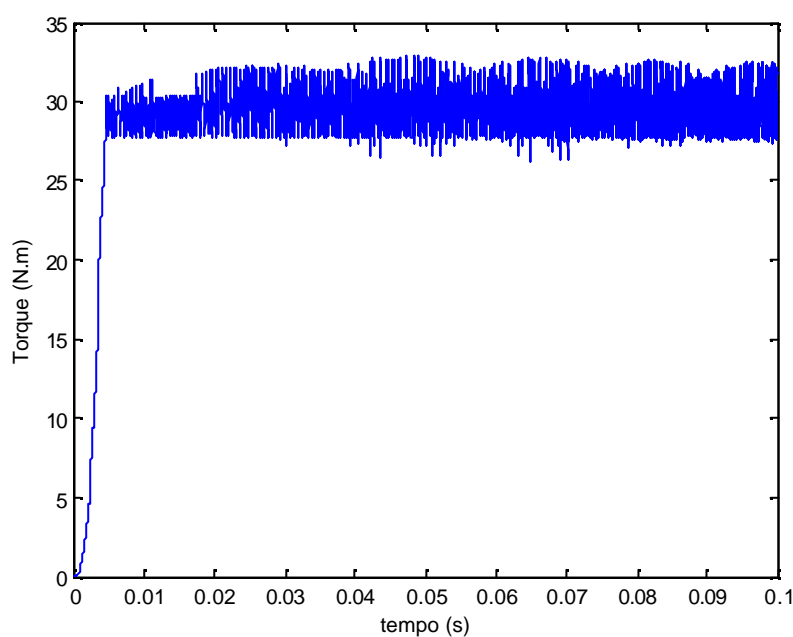


Figura 5. 19: Torque - Estratégia B com largura da histerese de fluxo (LHF) = 0,01 e largura da histerese de torque (LHT) = 2.

As distribuições de frequências do fluxo do estator, do torque elétrico e do chaveamento do inversor, obtidas através da estimativa da densidade espectral de potência (PSD) com janela de Hamming, são apresentadas a seguir, Figura 5. 20, Figura 5. 21 e Figura 5. 22.

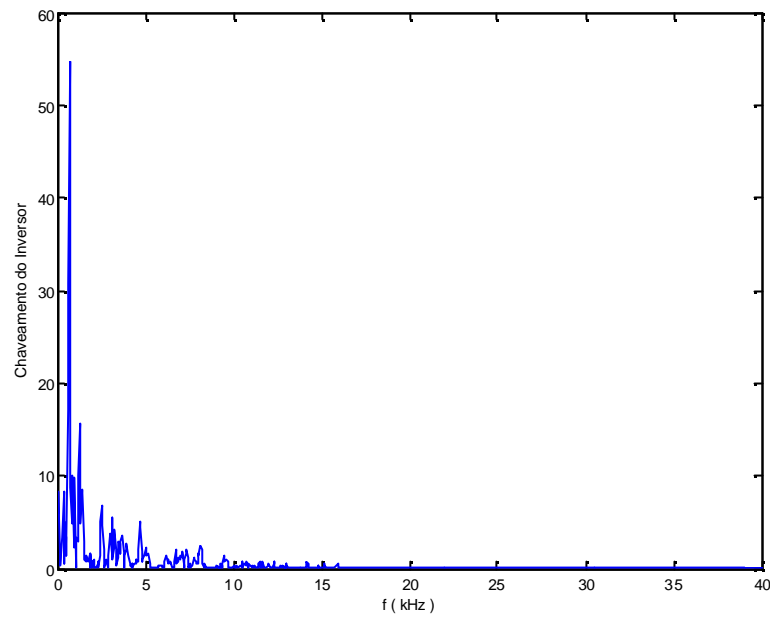


Figura 5. 20: Chaveamento do inversor– PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.

Na Figura 5. 21 e na Figura 5. 22, pode ser observado que há componentes harmônicas que destacam-se das demais. Tais componentes correspondem as frequências de *ripple* de fluxo e de torque. Além disso, pode ser observado que as frequências de *ripple* identificadas para os dois casos possuem valores diferentes. Isso se deve basicamente a existência das malhas de controle independentes com larguras de histerese diferentes.

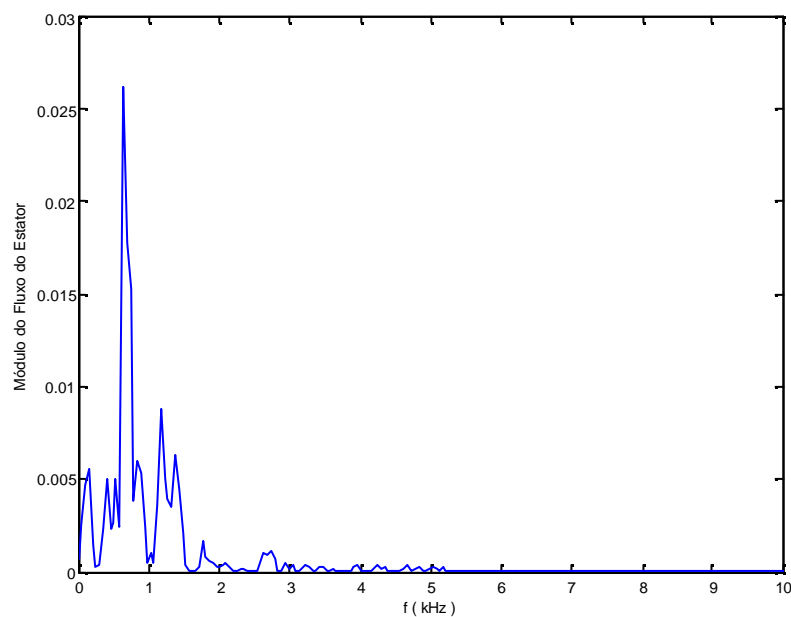


Figura 5. 21: Fluxo do estator – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.

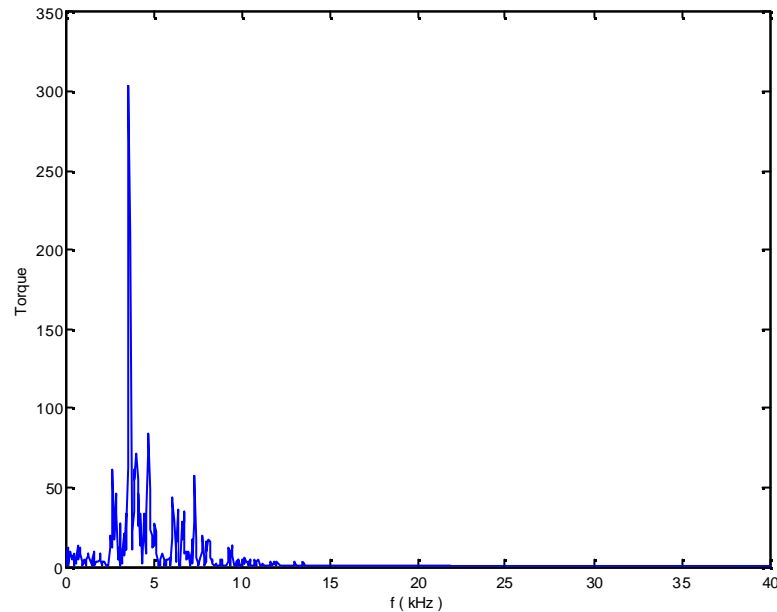


Figura 5. 22: Torque– PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.

5.3.3 Estratégia DTC com Imposição de Frequência

Na estratégia DTC tradicional, a escolha da largura das histereses deve estabelecer um compromisso entre as frequências de *ripple* de torque e fluxo resultantes e as amplitudes do *ripple*.

A escolha de uma largura de histerese pequena, diminui o erro de fluxo ou de torque, que está associado à amplitude da frequência de *ripple*. Em contrapartida, tal procedimento aumenta a frequência de *ripple* e, conseqüentemente, a frequência de chaveamento do inversor, o que vai de encontro às restrições de velocidade dos transistores do inversor, além de aumentar as perdas de chaveamento do mesmo.

Por outro lado, aumentando-se a largura da histerese, é ocasionado um chaveamento menos intenso no inversor e uma menor frequência de *ripple*, aumentando, em contrapartida, os erros de torque e fluxo.

Para resolver essa dificuldade de projeto, é proposta uma estratégia de implementação do DTC que se baseia na imposição das frequências de *ripple* e na eliminação das histereses de controle[34].

5.3.3.1 Estratégia DTC com frequências de *ripple* de torque e fluxo forçadas

A estratégia, denominada DTC com Imposição de Frequência 1, emprega um diagrama de blocos bastante similar ao DTC tradicional. As principais diferenças consistem na existência dos sinais de *Frequência Imposta 1* e 2, na utilização do relé de torque com apenas dois níveis e na utilização de ambos os relés sem histerese, conforme pode ser visto na Figura 5. 23. Devido ao emprego de relé de torque com dois níveis foi utilizada a estratégia C para a aplicação da lógica de chaveamento (Tabela 3.5).

No DTC com imposição de frequência, ao invés da frequência de *ripple* de fluxo e torque ser gerada em decorrência das larguras das histereses das respectivas malhas, ela é introduzida de forma aditiva, forçada, nos comparadores de torque e de fluxo. Assim, tanto a frequência, que está ligada ao chaveamento do inversor, como a amplitude do *ripple*, que está ligada ao nível de precisão pretendido em cada uma das malhas de controle, podem ser definidos antecipadamente.

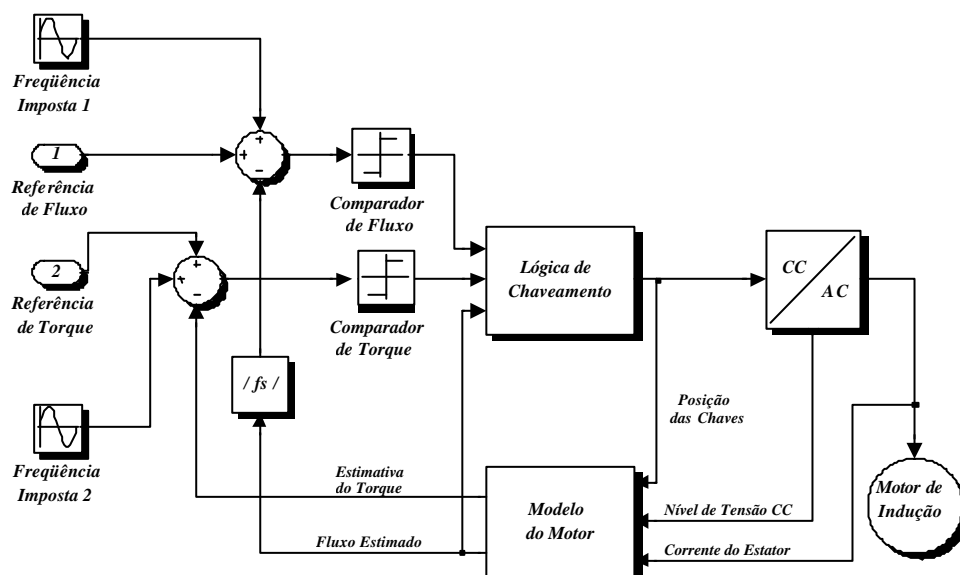


Figura 5. 23: Diagrama de Blocos da Estratégia DTC com Imposição de Frequência 1.

Como pode ser observado no diagrama de blocos, o sistema permanece com duas malhas independentes de controle, uma para o torque e a outra para o fluxo do estator.

A Figura 5. 24 apresenta a trajetória do módulo do fluxo do estator para a condição de frequência imposta. Como pode ser observado em comparação com a técnica DTC tradicional (Figura 5. 18) o fluxo do estator atinge a referência com muito mais rapidez. Isso se deve tão somente ao emprego de uma técnica de controle DTC com um relé de torque de dois níveis, empregando a Estratégia C, ao contrário da Estratégia B utilizada anteriormente. A Estratégia C não emprega vetores nulos, possibilitando uma resposta bem mais rápida em situações de transição brusca, mas com uma largura de *ripple* de torque maior (Figura 5. 25), além de um chaveamento mais intenso do inversor (Figura 5. 26).

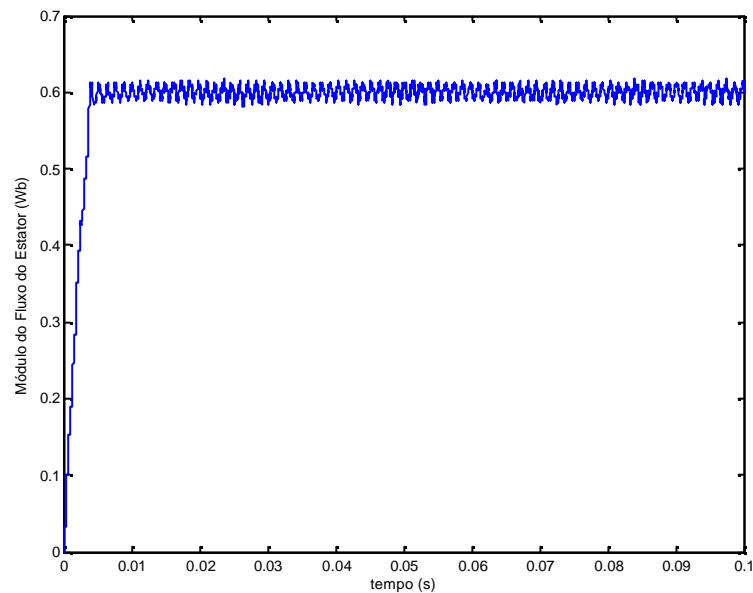


Figura 5. 24: Módulo do fluxo do estator com *ripple* de torque forçado (amplitude = 2 e frequência = 3,0 kHz) e fluxo (amplitude = 0,01 e frequência = 825 Hz).

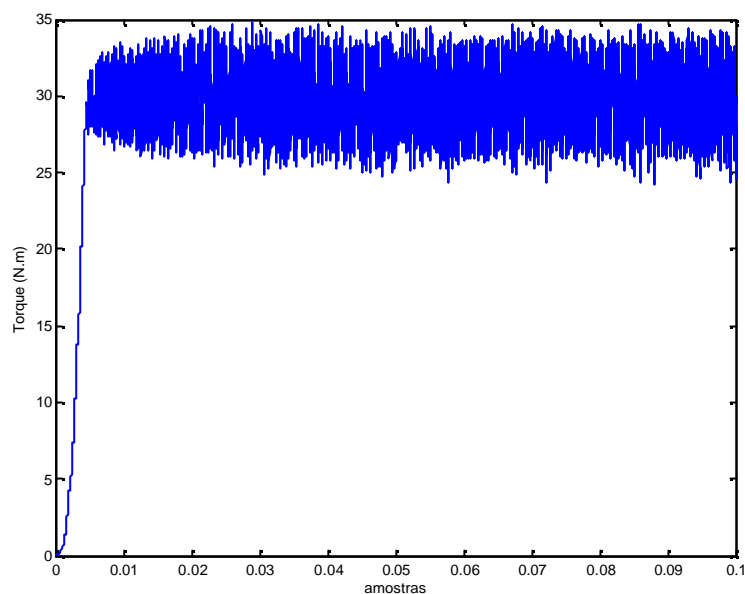


Figura 5. 25: Torque - *ripple* de torque forçado (amplitude = 2 e frequência=3,0 kHz) e fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz).

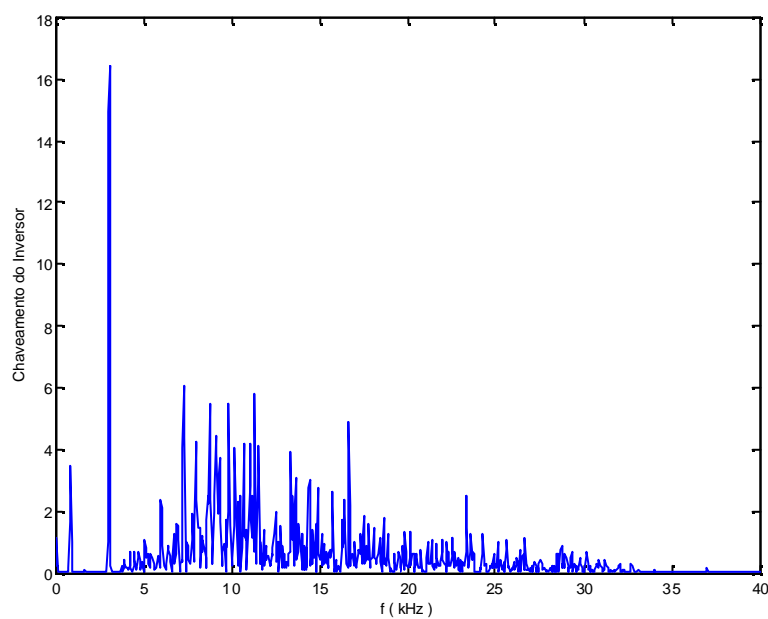


Figura 5. 26: Chaveamento do inversor – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.

O resultado desejado, ou seja, a imposição de frequência, pode ser observado na Figura 5. 27 e na Figura 5. 28 .

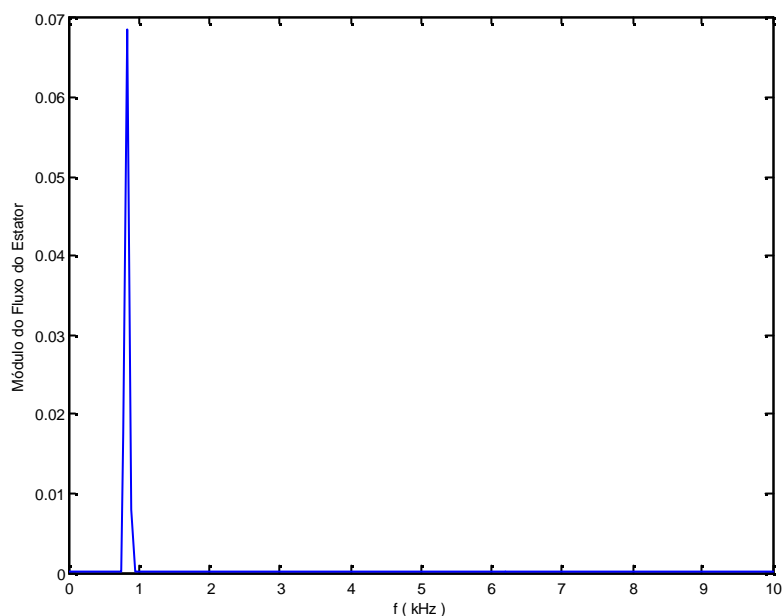


Figura 5. 27: Fluxo do estator - *ripple* de torque forçado (amplitude = 2 e frequência=3,0 kHz) e fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz) – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming..

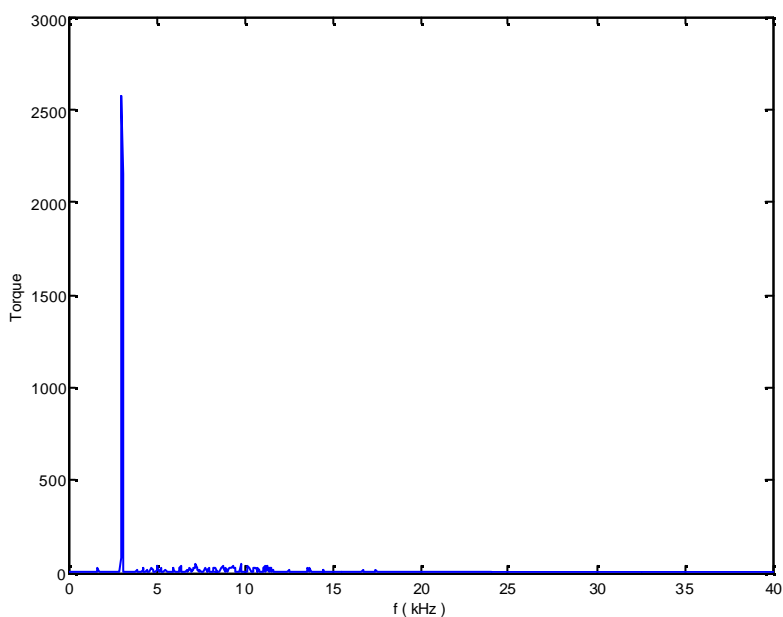


Figura 5. 28: Torque - *ripple* de torque forçado (amplitude = 2 e frequência=3,0 kHz) e fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz) – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.

A imposição de frequências de oscilação nas variáveis torque e fluxo independentes da amplitude das mesmas apresenta as seguintes vantagens:

- facilidade de projeto;

- distribuição “bem comportada” das freqüências envolvidas na malha de controle;
- obtenção de resultados tão precisos quanto a técnica DTC tradicional, em termos da resposta de velocidade;
- controle da freqüência principal de chaveamento do inversor.

Como principal desvantagem, destaca-se o aumento do chaveamento do inversor em virtude da não utilização de vetores nulos.

5.3.3.2 Estratégia DTC com freqüência de *ripple* de fluxo forçada

A estratégia DTC alternativa, apresentada no parágrafo 5.3.3.1, possui como principal desvantagem apenas permitir a implementação da estratégia de chaveamento C, que não possibilita a inclusão de vetores nulos no chaveamento do inversor, tornando-o mais intenso. Essa característica decorre da redução do relé com histerese de três níveis para dois níveis, como resultado da imposição da freqüência de *ripple* na variável torque.

Para eliminar essa desvantagem, é proposta uma alternativa com imposição de freqüência apenas no fluxo do estator. A partir dessa técnica, cujo diagrama de blocos está apresentado na Figura 5. 29, são refeitas as simulações para as condições anteriores.

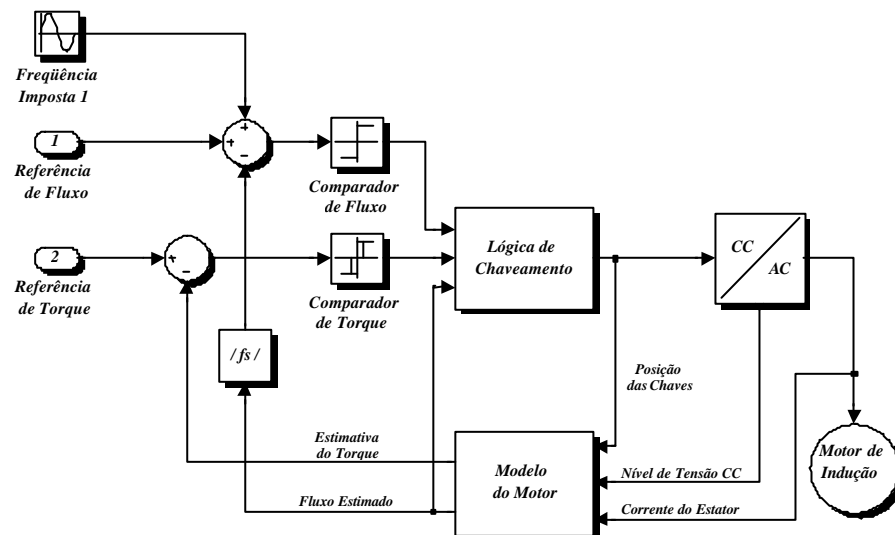


Figura 5. 29: Diagrama de blocos da estratégia DTC com Imposição de Freqüência 2.

Nas figuras apresentadas a seguir, Figura 5. 30 a Figura 5. 34, pode-se observar os resultados obtidos através da técnica DTC implementada com frequência de *ripple* forçada no fluxo do estator.

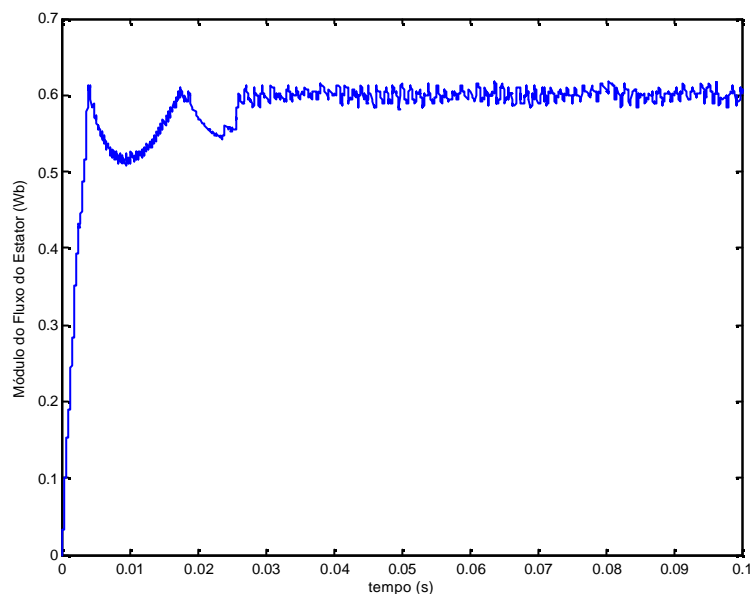


Figura 5. 30: Módulo do fluxo do estator – *ripple* de fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz) e largura da histerese de torque (LHT) = 2 .

Na Figura 5. 31 pode-se observar um melhor controle do erro de torque como decorrência da aplicação da estratégia de chaveamento B.

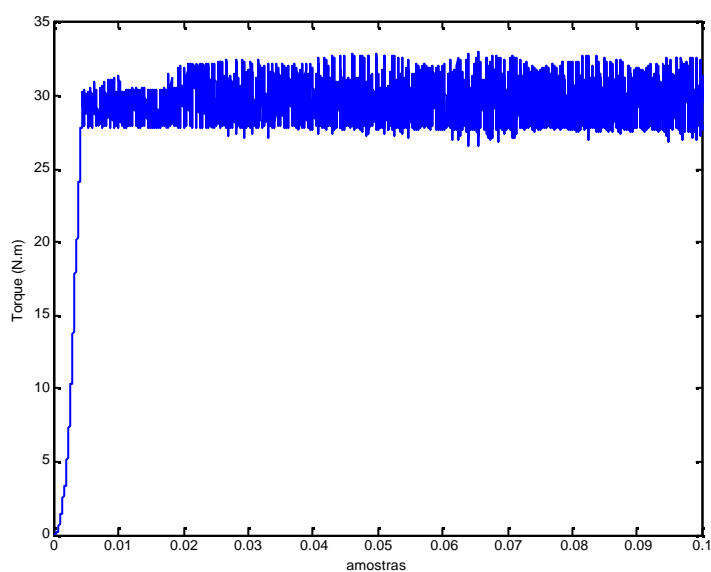


Figura 5. 31: Torque – *ripple* de fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência = 825 Hz) e LHT = 2.

O espectro de frequências do fluxo do estator é semelhante ao obtido com a estratégia forçada anterior, Figura 5. 27 e Figura 5. 32. A diferença entre as curvas de regulação do fluxo do estator obtidas com as essas estratégias consiste nas diferentes estratégias de chaveamento empregadas.

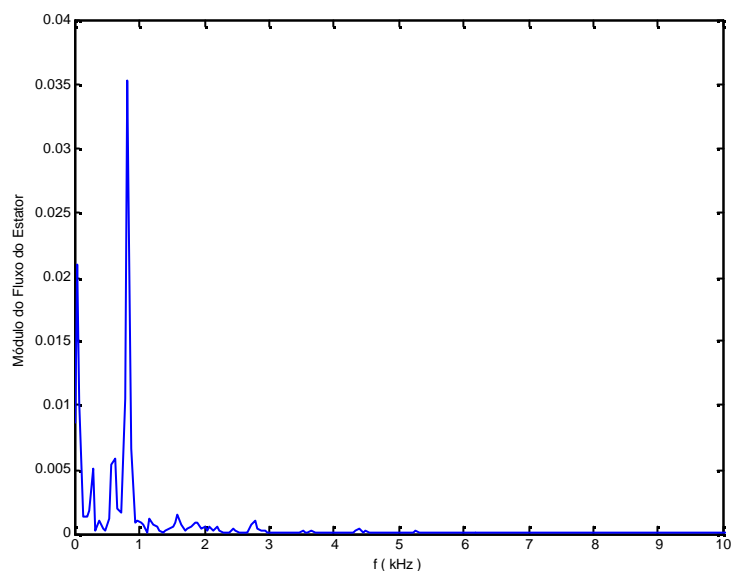


Figura 5. 32: Módulo do fluxo do estator – *ripple* de fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz) e largura da histerese de torque (LHT) = 2 – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming.

Comparando-se a PSD do torque, dada pela Figura 5. 33, com a obtida pelo emprego da estratégia anterior (Figura 5. 28), pode-se perceber claramente que não houve imposição de frequência. Por outro lado, a curva da resposta de torque apresenta um formato mais comportado, com os intervalos-limite da histerese bem definidos.

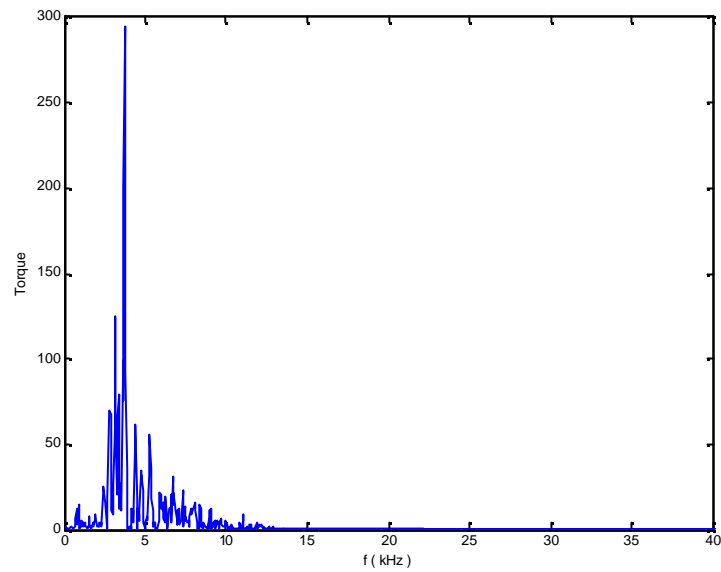


Figura 5. 33: Torque - *ripple* de fluxo forçado (amplitude = 0,01 e frequência=825 Hz) e LHT = 2 – PSD de 4096 pontos com janela de Hamming..

Uma vantagem dessa alternativa DTC pode ser visualizada através da Figura 5. 34 em comparação com a Figura 5. 26. O chaveamento do inversor é reduzido devido à aplicação da Estratégia B.

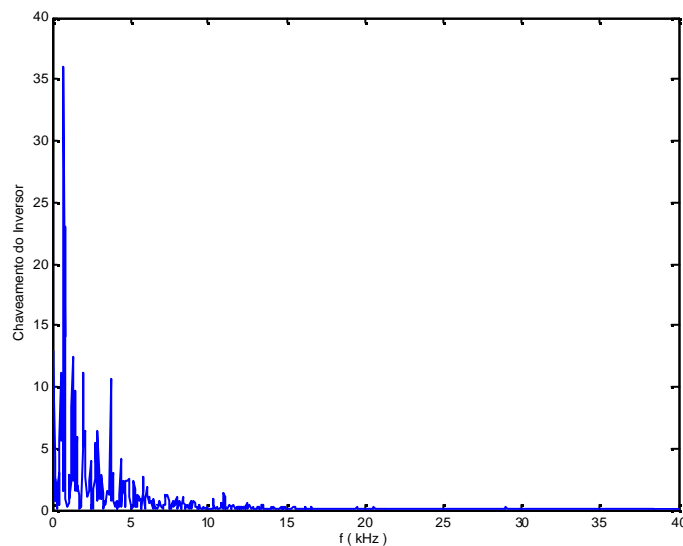


Figura 5. 34: Chaveamento do inversor para a estratégia de *ripple* de fluxo forçado.

5.4 Análise de TDH

Como foi observado no Capítulo 4, a função desenvolvida em Matlab para o cálculo da TDH apresenta um resultado satisfatório. Naquele capítulo, foi determinada a TDH para

a onda quadrada, sendo confrontada com o resultado teórico da curva. Esse algoritmo será usado na análise desenvolvida a seguir.

Para esta análise, foi fechada a malha de controle de velocidade com uma referência de velocidade mecânica de 200 rad/s. O diagrama de blocos implementado em Simulink pode ser observado na Figura 5. 35.

Os pontos considerados na análise da TDH foram obtidos após a velocidade ter atingido o nível de controle de 200 rad/s. A TDH considerada é a taxa de distorção harmônica da corrente do estator.

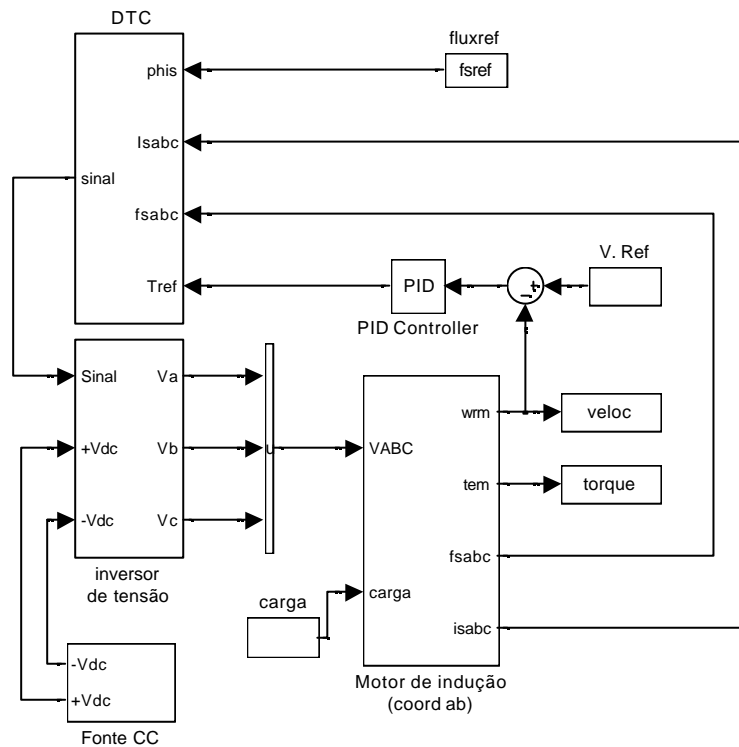


Figura 5. 35: Diagrama de blocos do DTC Tradicional com controle de velocidade.

5.4.1 Influência da largura das histereses na TDH

Com esses parâmetros de simulação, e variando os valores de histerese de torque e de fluxo, podemos estudar a variação da taxa de distorção harmônica com as histereses. Esses resultados são apresentados na Figura 5. 36 e na Figura 5. 37. Através das figuras, pode ser observado, quando se considera uma situação fora do regime transiente, que a histerese de fluxo tem grande influência na TDH, ao contrário da histerese de torque, o que está de acordo com [26].

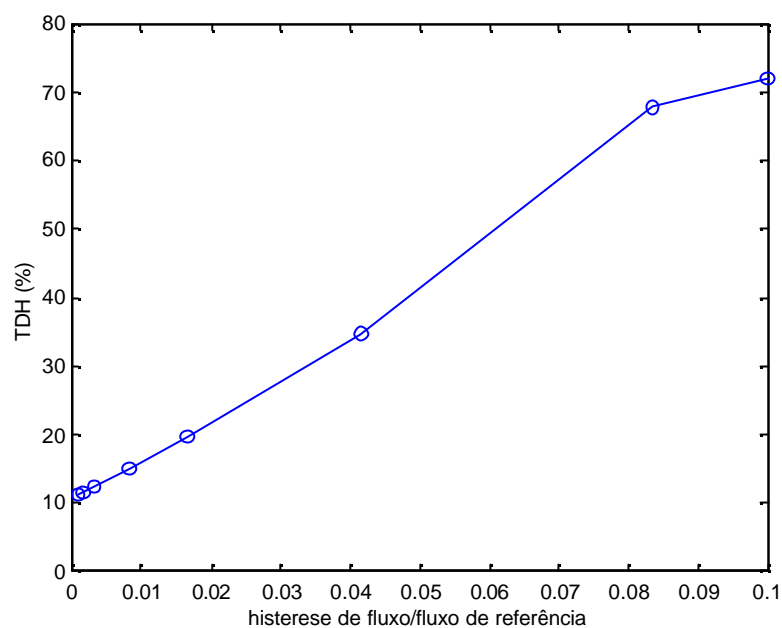


Figura 5. 36: Influência da histerese de fluxo na TDH para LHT = 1.

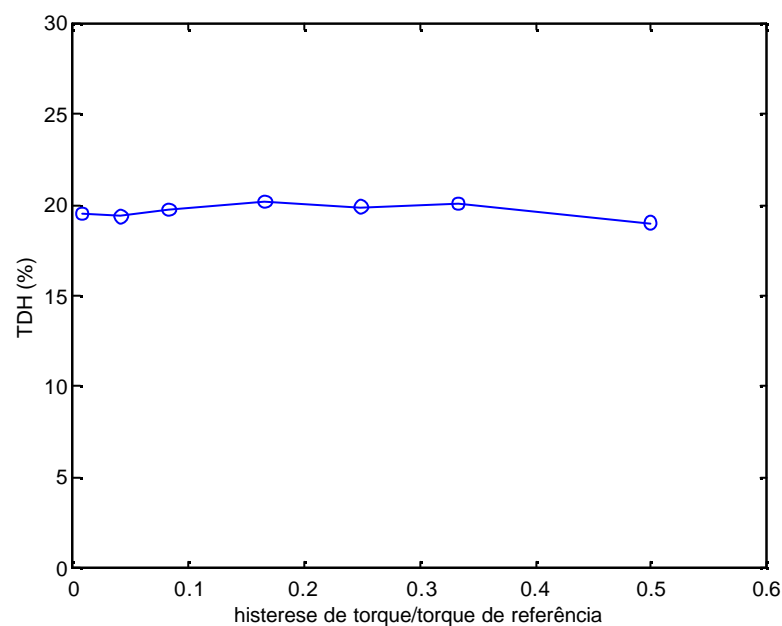


Figura 5. 37: Influência da histerese de torque na TDH.

5.4.2 Influência da estratégia de chaveamento na TDH

Foi feita uma comparação entre as taxas de distorção harmônica para as três estratégias de chaveamento utilizadas: A, B e C. Para tanto, foi utilizado o modelo apresentado na Figura 5. 35, com referência de velocidade de 200 rad/s, referência de

fluxo = 0,6 Wb, referência de torque = 30 N.m, largura da histerese de fluxo = 0,01 Wb e largura da histerese de torque = 1 N.m. O resultado obtido encontra-se na Tabela 5.2.

Tabela 5.2: Comparação entre as Estratégias de Chaveamento

	Estratégia A	Estratégia B	Estratégia C
TDH	0,1886	0,1968	0,1912

Na tabela, pode ser observado que a Estratégia A é a que ocasiona menor distorção harmônica na corrente do estator.

5.4.3 Influência da imposição de frequência na TDH

A fim de avaliar o impacto da imposição de frequências foi medida a TDH para a estratégia DTC tradicional e para as duas estratégias de imposição de frequência.

Para possibilitar uma melhor comparação, as frequências de *ripple* impostas são exatamente as resultantes da aplicação da estratégia DTC tradicional. Ou seja, para o fluxo do estator: amplitude do *ripple* igual a 0,01 Wb e frequência igual 3,15kHz; e para o torque: amplitude do *ripple* igual a 1 N e frequência igual a 4,3 kHz.

A Tabela 5.3 apresenta uma comparação entre a técnica DTC tradicional e as variações propostas, com relação ao parâmetro TDH.

Tabela 5.3: Comparação entre as variações da técnica DTC

	DTC tradicional	Imposição de frequência	
	Estratégia B	Estratégia B	Estratégia C
TDH	0,1886	0,1830	0,1906

A estratégia de imposição de frequência 1 (Seção 5.3.3.1) apresenta uma taxa de distorção harmônica maior por utilizar a estratégia de chaveamento C, como sugere a comparação da Tabela 5.2 com a Tabela 5.3.

Nos três casos, o desempenho do sistema em termos de velocidade e torque, permanece praticamente inalterado às custas de um aumento ou diminuição do chaveamento, o que pode ser observado através da Figura 5. 38 e da Figura 5. 39.

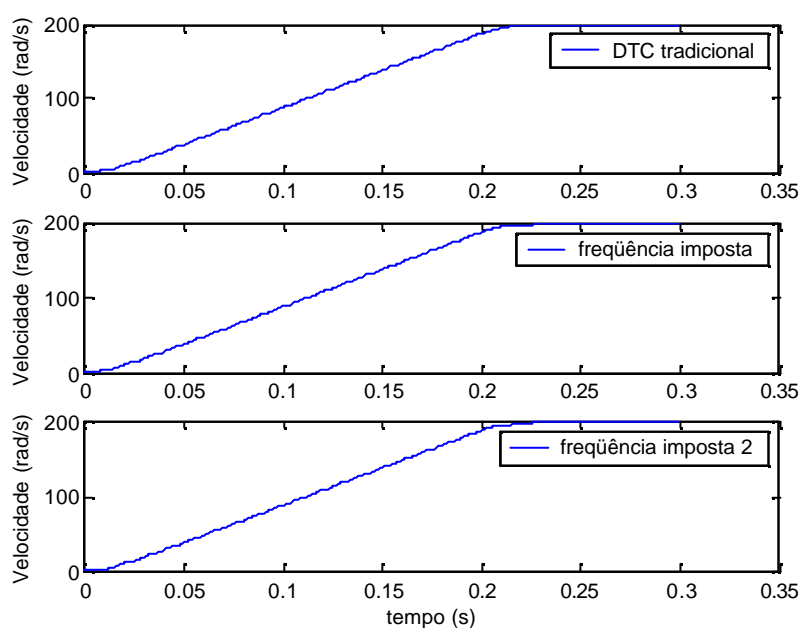


Figura 5. 38:Curvas de velocidade obtidas com as estratégias DTC estudadas

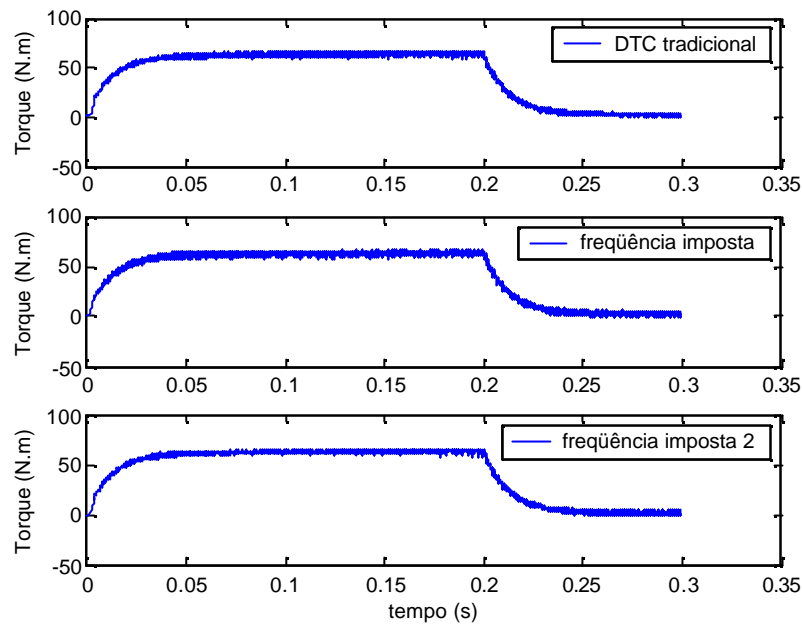


Figura 5. 39: Curvas de torque obtidas com as estratégias DTC estudadas

5.5 Considerações finais

No presente capítulo, foram apresentados resultados de simulação utilizando o ambiente adaptado para o caso do DTC. Inicialmente, através de simulação, foram observadas algumas características da técnica DTC, tais como: a orientação de campo do estator, que é inerente à estratégia; presença de oscilações de *ripple* nas variáveis de controle, que dependem da largura das histereses de torque e fluxo; e rápida imposição de fluxo e torque. As oscilações de *ripple* são caracterizadas por uma amplitude e frequência que dependem das histereses de controle, afetando diretamente o erro das malhas de controle de torque e fluxo, a taxa de distorção harmônica da corrente do estator, e o chaveamento do inversor. Dessa forma, tornam-se uma dificuldade inicial no projeto do sistema.

Neste capítulo, foram propostas duas estratégias alternativas com imposição de frequência, visando simplificar o trabalho de projeto das histereses de controle. As curvas de distribuição espectral de potência das variáveis torque e fluxo do estator mostraram, de forma qualitativa, que a imposição de frequência foi efetiva em ambas as malhas. A estratégia de imposição de frequência de torque e fluxo, entretanto, mostrou-se inadequada por aumentar excessivamente o chaveamento de inversor e a taxa de distorção harmônica devido a empregar um relé de torque de dois níveis,. A estratégia de imposição de

freqüência de *ripple* de fluxo, embora não resolva totalmente o problema de projeto das histereses de torque, contribui para a diminuição da TDH e do chaveamento do inversor, assegurando um melhor controle da freqüência e da amplitude do *ripple* de fluxo.

Capítulo 6

Dispositivos de *Hardware* Reconfigurável

6.1 Introdução

Muitas aplicações computacionais necessitam de alteração freqüente de sua funcionalidade ou grande flexibilidade de comportamento. Isto é atualmente possível, não apenas via implementação em *software*, mas também em *hardware*, graças à existência de dispositivos de *hardware* reconfigurável [35].

No caso de implementações em *software* existe um *hardware* subjacente normalmente composto por um processador de conjunto de instruções (em inglês, *instruction set processor* ou ISP) associado a uma memória. ISPs podem ser programados para executar uma ou mais aplicações específicas preenchendo a memória de instruções com um *software* que implementa as aplicações.

No caso de implementação em *hardware*, as aplicações flexíveis são obtidas principalmente através de uso de dispositivos tais como FPGAs. De fato, os FPGAs modificaram a tradicional distinção entre *hardware* e *software*, visto que sua funcionalidade em *hardware* pode ser alterada de forma total ou parcial, de forma fixa ou dinâmica.

A arquitetura genérica de FPGAs, ilustrada pela Figura 6. 1, consiste em uma matriz de elementos agrupados em *blocos lógicos* configuráveis, que podem ser interconectados por *barramentos de interconexão* configuráveis. Semelhante a uma PAL (*Programmable Array Logic*), as interconexões entre os elementos são implementadas por *blocos de chaves* configuráveis pelo usuário. Através de *blocos de entrada/saída* configuráveis é realizado o interfaceamento com o mundo externo. Os FPGAs foram introduzidos em 1985 pela empresa Xilinx. Desde então, grande variedade de FPGAs foi desenvolvida por várias outras companhias, entre elas: Actel, Altera, Atmel, Plessey, Plus Logic, Advanced Micro Devices (AMD), Quicklogic, Algotronix, Concurrent Logic, e Crosspoint Solutions.

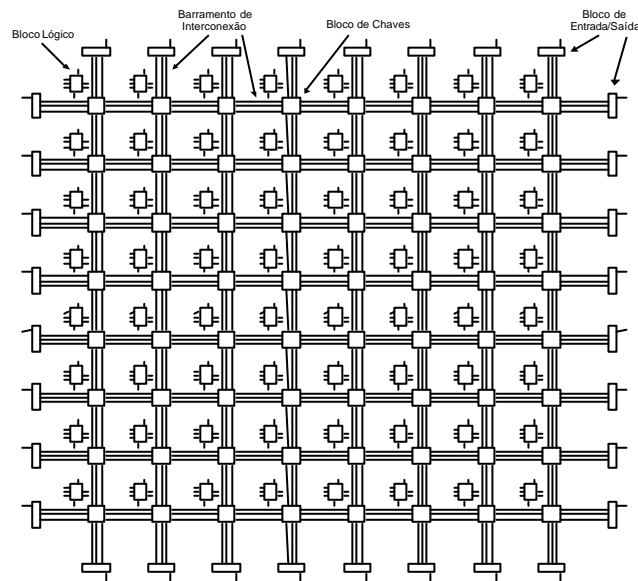


Figura 6. 1- Arquitetura de um FPGA genérico (Fonte: [35]).

Em um FPGA, a matriz de blocos lógicos é configurada e interconectada eletricamente através de chaves eletrônicas configuráveis. As propriedades destas chaves, tais como o tamanho, a resistência e a capacitância, delimitam as características elétricas destes circuitos integrados.

A arquitetura do FPGA é composta por um número variável de blocos lógicos, contendo vários circuitos combinacionais de múltiplas entradas e uma ou mais saídas. A

maioria dos blocos lógicos também contém algum tipo de dispositivo de armazenamento para viabilizar a implementação de circuitos seqüenciais.

6.2 Implementação da estratégia DTC

O DTC tem sido tradicionalmente implementado utilizando-se processadores DSP juntamente com componentes de tecnologia ASIC ([7]-[8],[17]-[23]). Os DSP's são empregados na execução dos cálculos necessários ao algoritmo, tais como a estimação de fluxo e torque, normalmente em ponto flutuante. Os chips ASIC são empregados na implementação das tabelas de conversões e na leitura dos A/D's, que são realizadas de forma paralela, aumentando a velocidade do processo de aquisição. A escolha dessa estratégia híbrida de implementação deveu-se a incapacidade dos processadores DSP e dos chips ASIC em realizar todos os blocos componentes da estrutura DTC quando do desenvolvimento e implementação dos primeiros *drives*.

A recente evolução na tecnologia ASIC, viabiliza a implementação do DTC em um único CHIP ([36]-[40]), simplificando o desenvolvimento do algoritmo e melhorando a qualidade final do produto.

A presente implementação da técnica DTC é realizada em FPGA[41], empregando aritmética de ponto-fixo, com palavras de comprimento variável. Essa estratégia é apresentada como alternativa à trabalhos anteriores, que utilizaram palavras de comprimento fixo, reduzindo a precisão dos cálculos devido ao truncamento de valores durante os processos de multiplicação ([36]-[40]). A separação do algoritmo em blocos funcionais é utilizada de forma a simplificar o processo de validação que é realizado em comparação com os resultados obtidos em Ambiente de Simulação Matlab/SIMULINK.

6.2.1 Algoritmo

A Figura 6. 2 reapresenta o diagrama de blocos da estratégia DTC, conforme foi visto no Capítulo 3.

O bloco Modelo do Motor em FPGA foi implementado utilizando as equações apresentadas na Figura 6. 3, provenientes do Capítulo 2.

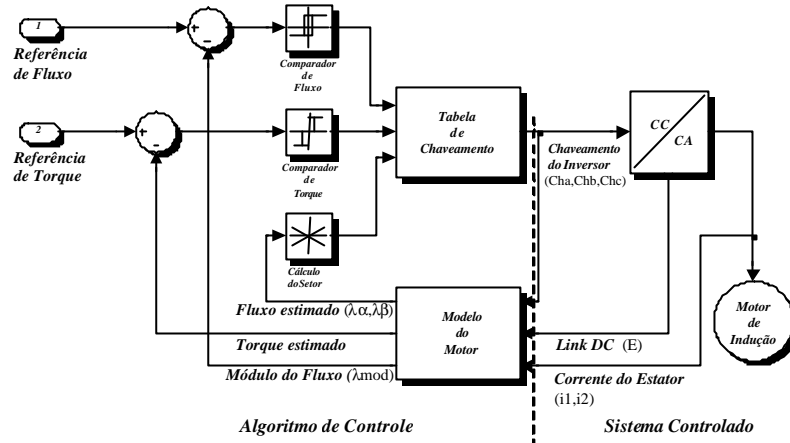


Figura 6. 2. Diagrama de blocos do DTC utilizado na implementação em FPGA.

- | |
|--|
| <p>1. Tensão do Estator em coordenadas $\alpha\beta$
 $V_\alpha = E/3 \cdot (2 \cdot Cha - Chb - Chc);$
 $V_\beta = \sqrt{3}/3 \cdot E \cdot (Chb - Chc);$</p> <p>2. Corrente do Estator em coordenadas $\alpha\beta$
 $i_\alpha = i_1;$
 $i_\beta = \sqrt{3}/3 \cdot (i_1 + 2 \cdot i_2);$</p> <p>3. Estimativa de Fluxo do Estator
 $\lambda_\alpha = \lambda_{\alpha_{OLD}} + Ts \cdot (V_\alpha - Rs \cdot i_\alpha);$
 $\lambda_\beta = \lambda_{\beta_{OLD}} + Ts \cdot (V_\beta - Rs \cdot i_\beta);$</p> <p>4. Torque estimado
 $torque = 3/4 \cdot P \cdot (i_\beta \cdot \lambda_\alpha - i_\alpha \cdot \lambda_\beta);$</p> <p>5. Cálculo do módulo do Fluxo do Estator
 $\lambda_{mod} = \sqrt{\lambda_\alpha^2 + \lambda_\beta^2};$</p> |
|--|

Figura 6. 3. Equações do modelo do motor.

Na Figura 6. 3, V_α , V_β , i_α , i_β , λ_α , λ_β são as componentes da Tensão, Corrente e Fluxo do Estator em coordenadas $\alpha\beta$, respectivamente; $\lambda_{\alpha_{OLD}}$ e $\lambda_{\beta_{OLD}}$ são os valores do Fluxo do Estator calculados no instante de amostragem anterior. E é a tensão do *Link CC* que alimenta o inversor; i_1 e i_2 são duas componentes trifásicas das correntes do estator, medidas diretamente na alimentação do motor; Cha , Chb e Chc são os comandos para o chaveamento do inversor, aplicados no instante de amostragem anterior; R_s é a resistência do estator, estimada previamente (*off-line*); T_s é a taxa de amostragem do conversor A/D.

As equações 1 e 2 transformam as componentes de corrente e tensão medidas em 16 bits pelos conversores A/D, em componentes coordenadas $\alpha\beta$, que são adequadas à implementação do algoritmo DTC. O cálculo das componentes de tensão necessita da informação dos comandos do inversor aplicados no instante de amostragem anterior. O item 3, descrito na Figura 6. 3 corresponde à estimativa do fluxo do estator usando o modelo de tensão, com integração através do método de Euler. A precisão da taxa de amostragem (T_s) é crítica para a implementação do DTC uma vez que ela influencia

diretamente a qualidade da estimativa de fluxo. O item 4 é empregado para estimar o torque elétrico, diretamente controlado na estratégia DTC. A relação apresentada no item 5 calcula a magnitude do fluxo, utilizada na malha de controle de fluxo.

6.2.2 Arquitetura da estratégia DTC

O algoritmo DTC foi implementado em uma arquitetura composta por cinco blocos principais: modelo do motor, comparador de fluxo, setor espacial, comparador de torque e tabela de chaveamento (Figura 6. 4). O início da execução de cada bloco é comandado por uma Máquina de Estados Finitos que, além disso, controla a operação dos conversores A/D e D/A.

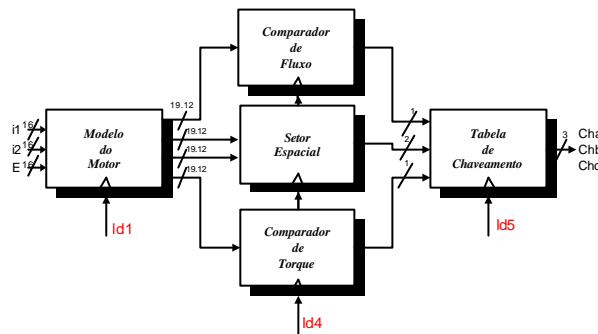


Figura 6. 4. Arquitetura DTC.

O tempo de processamento do algoritmo é determinado pelos conversores A/D utilizados, que demoram 25 μ s entre uma conversão e a próxima. O algoritmo foi desenvolvido de forma a utilizar preferencialmente operações aritméticas seriais de forma a reduzir a área de implementação. Tal direcionamento ocasiona um aumento do tempo total de processamento que não é crítico uma vez que são utilizados conversores A/D que apresentam baixa velocidade em comparação com as operações realizadas na FPGA. O processamento dos sinais é realizado utilizando uma estrutura do tipo *pipeline*. O início das operações de cada bloco é determinado pelos comandos ld1, ld2, ld3, ld4 e ld5.

As equações que modelam o comportamento do motor estão implementadas de acordo com a arquitetura apresentada na Figura 6. 5. O bloco modelo do motor tem três entradas de 16 bits provenientes dos conversores A/D: i1, i2 e E; e possui como saída quatro valores: torque, $\lambda\alpha$, $\lambda\beta$ e λ_{mod} . São utilizados os intervalos de tempo 1, 2 e 3. No primeiro intervalo de tempo (ld1), são calculadas as correntes e tensões, equações 1 e 2 da

Figura 6. 3, utilizando as amostras de 16 bits provenientes dos conversores A/D, que são lidas em paralelo. No segundo intervalo de tempo (ld2), são calculados os fluxos do estator. No terceiro intervalo de tempo (ld3), são calculados o módulo do fluxo do estator e o torque eletromagnético. O comparador de fluxo, o setor espacial e o comparador de torque são executados em paralelo no quarto intervalo de tempo. No quinto e último intervalo de tempo, o resultado do chaveamento (Cha, Chb, Chc) é calculado utilizando os dados colhidos no instante anterior e fornecido nos pinos de saída.

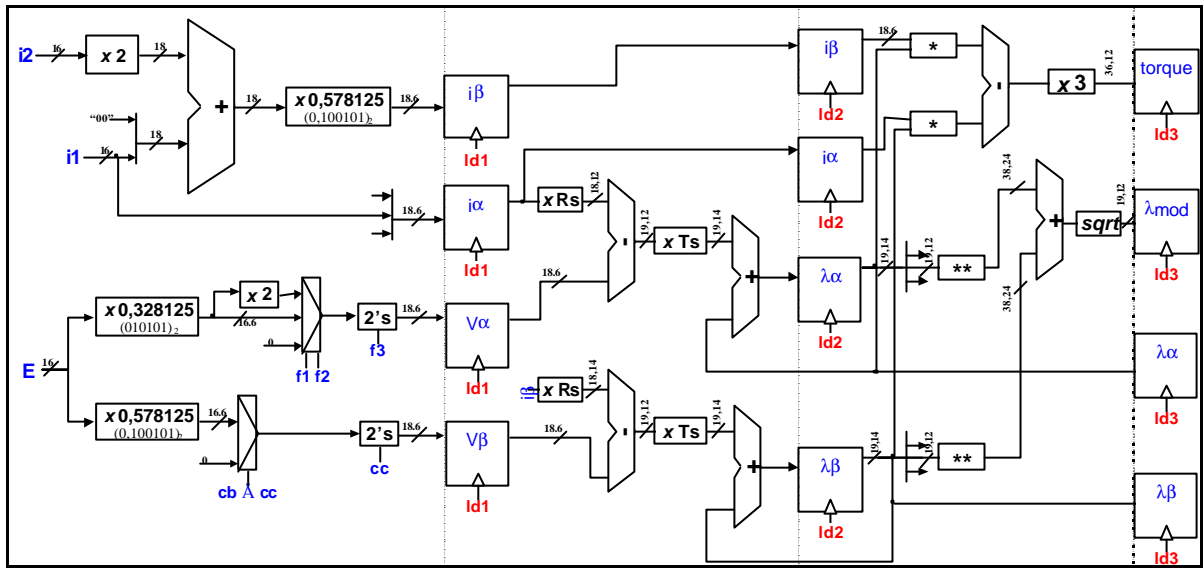


Figura 6. 5. Arquitetura de *hardware* que implementa o modelo do motor.

Na Figura 6. 5, $f1 = ca \oplus (cb \cdot cc)$, $f2 = cb \oplus cc$ e $f3 = \text{not}(ca) \cdot (cb + cc)$.

No modelo do motor são executadas operações matemáticas: multiplicações e uma raiz quadrada. Estas operações são implementadas utilizando algoritmos seriais de forma a reduzir a área de implementação. Entre o segundo e o terceiro intervalos de tempo (ld2 e ld3), quatro multiplicações são executadas em paralelo. Tal paralelismo é inerente a implementações em *hardware*, ilustrando o desempenho superior das soluções de *hardware* sobre as aplicações de *software*.

Os comparadores de Fluxo e de Torque são relés de dois e três níveis com histerese, usando instruções do tipo *if-then-else*. O módulo do fluxo e o torque, provenientes do bloco Modelo do Motor, são truncados em 31 bits antes de serem comparados com valores previamente armazenados.

O bloco Setor Espacial recebe os componentes do fluxo do estator e calcula a posição em que o fluxo se encontra em um plano estacionário dividido em seis setores

denominados setor 1, setor 2, ... setor 6. Para determinar a posição do fluxo do estator, seu módulo é comparado com as projeções sobre os eixos α e β (ver seção 3.5.3).

Na implementação do algoritmo, muitas propriedades digitais são levadas em consideração. Características, tais como: quantização, amostragem, e formato binário adotado para a representação dos números são essenciais para o adequado funcionamento do algoritmo.

6.2.2.1 Quantização

Na implementação em FPGA, o tamanho da palavra é crítico. Palavras de maior comprimento reduzem os efeitos de quantização, aumentando a área utilizada na FPGA e aumentando também o custo. Palavras de menor comprimento, por outro lado, reduzem a precisão, aumentando o erro de controle, além de instabilizarem o sistema. Além disso, uma excessiva área de implementação pode implicar em limitações tecnológicas.

O problema da quantização no DTC já foi previamente estudado por Chapuis (1998) [40]. De acordo com ele, recentes implementações de *drives* para motores assíncronos em DSP usam 32 bits de representação em ponto fixo para representar as grandezas, sendo que 16 bits não são suficientes para se obterem bons resultados. Uma alternativa diferente foi empregada neste trabalho: representação em ponto fixo com palavras de comprimento variável. A arquitetura foi implementada com palavras iniciando com 16 bits e aumentando de acordo com as operações matemáticas realizadas de forma a não reduzir a precisão.

A Figura 6. 6 é uma parte do diagrama de blocos do Modelo do Motor (Figura 6. 5) que contém apenas a segunda equação (cálculo de $i\beta$). Na figura, o processo de variação do comprimento das palavras pode ser facilmente observado. Por exemplo, $i2$ inicia com 16 bits e é multiplicado por 2 em uma operação de deslocamento à esquerda. A fim de evitar o *overflow* na operação de adição, o resultado do deslocamento é estendido para 18 bits. A seguir, o resultado é adicionado a $i1$, também estendido para 18 bits, e multiplicado por $\sqrt{3}/3$ ($\approx 0,578125_{10}$, $\approx 0,100101_2$), resultando em uma palavra de 18,6 bits (parte inteira de 18 bits e parte fracionária de 6 bits). Neste caso, os seis bits da parte fracionária não são descartados para evitar a perda de precisão, resultando em uma palavra de comprimento total igual a 24 bits. No código pode se observar que a multiplicação pela constante $0,100101_2$ é composta pela adição de três parcelas com deslocamentos (zeros à direita) correspondentes à posição dos multiplicadores diferentes de zero da palavra

binária. No código, $sm(17)$ corresponde a extensão de sinal do multiplicando, necessário para possibilitar a multiplicação por números negativos.

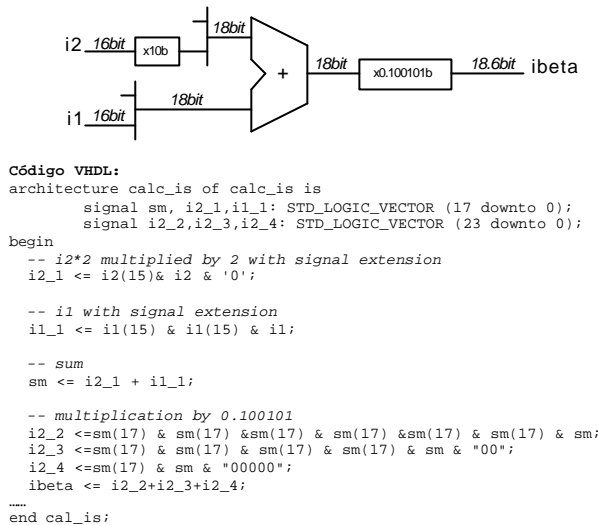


Figura 6. 6. Exemplo da implementação da aritmética com comprimento variável.

O ponto mais crítico do algoritmo é o cálculo $\lambda\alpha$ e $\lambda\beta$ uma vez que ele envolve uma integração, havendo acumulação com os resultados obtidos na amostragem anterior. A operação de integração numérica pode ocasionar erros ou *overflow* se a taxa de amostragem (T_s) não for representada com a precisão adequada ou não for escalonada corretamente. O fator de escala é necessário uma vez que a representação adequada de 25 μs necessitaria de pelo menos 24 bits que seriam adicionados ao comprimento da variável fluxo do estator, com um desnecessário aumento da área de implementação em FPGA. Inicialmente, T_s foi tomado como $0,01_2$ (igual a $0,25_{10}$), que é 10000 vezes maior que o valor correto. Este fator de escala se mostrou inadequado, ocasionando *overflow* durante o processo de integração. Dessa forma, foi adotado um novo fator (1000 vezes), $T_s = 0,025$.

A Figura 6. 7 realiza uma comparação das estimativas de fluxo usando precisões diferentes para a representação da taxa de amostragem, ilustrando o efeito da precisão de T_s na estimação do fluxo. Nas figuras (B) e (C), os valores $T_s=0,0251464844375$ (0,000001100110) e $T_s=0,02499961853027$ (0,0000011001100110011) são comparados com os resultados obtidos utilizando o Matlab operando com precisão dupla e ponto flutuante na realização dos cálculos. Após a acumulação, os resultados são truncados para 33 bits (19,14b) para evitar um desnecessário aumento na precisão.

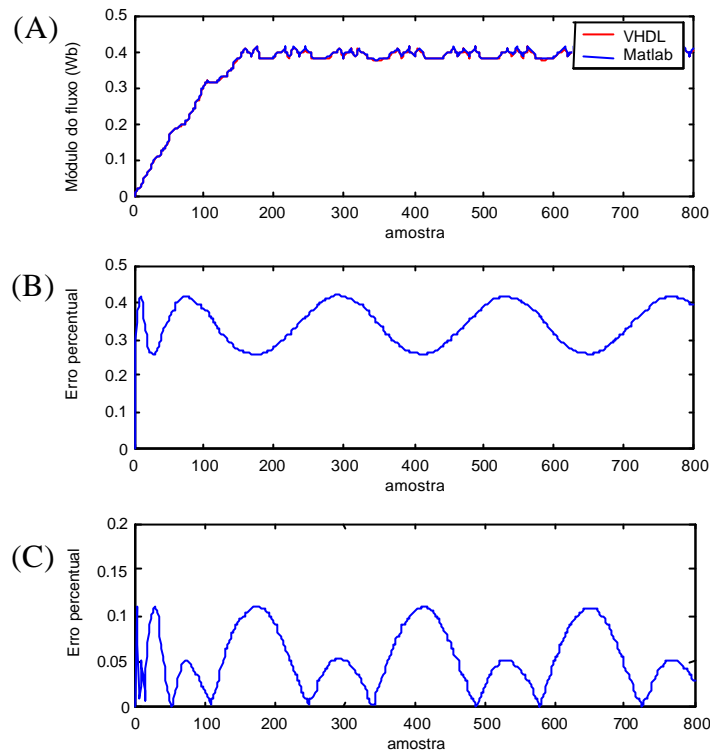


Figura 6. 7. (A) Módulo do fluxo do estator; (B) erro com $T_s=0,000001100110_2$; (C) erro com $T_s=0,0000011001100110011_2$.

6.2.2.2 Amostragem

De acordo com [5][6], período de amostragem (T_s) é de suma importante para o funcionamento do algoritmo DTC, especialmente com relação ao processo de estimação de fluxo. O período de amostragem foi limitado a 25 μs devido às características dos conversores A/D empregados. Todas as operações matemáticas envolvidas no modelo são executadas dentro deste período de amostragem.

6.2.2.3 Formato numérico

Foi escolhida a representação em complemento de dois, ponto fixo, por simplificar a implementação de operações como a soma, subtração e multiplicação por escalar.

6.2.3 Validação dos blocos implementados em VHDL

A validação dos blocos implementados em VHDL foi realizada através da comparação de resultados obtidos em simulação usando o *software* Active HDL da

empresa Aldec, com resultados obtidos utilizando o Ambiente de Simulação desenvolvido em Matlab/Simulink e apresentado no Capítulo 5.

Inicialmente, foram realizadas simulações usando o Simulink (64 bits em ponto flutuante) para determinadas condições de operação, usando os parâmetros do motor e inversor de tensão. As entradas do algoritmo DTC, ou seja, i_1 , i_2 , E , Ch_a , Ch_b e Ch_c , foram gravados em arquivo texto juntamente com os resultados de simulação. A seguir, os arquivos de resultados foram lidos utilizando o *software* de simulação de VHDL, processados e novamente gravados em arquivos de resultados para serem, posteriormente, comparados com os resultados do Simulink.

As figuras a seguir (Figura 6. 8 à Figura 6. 11), apresentam uma comparação entre os gráficos de erro, considerando os resultados do Simulink como corretos. Os picos de erro que aparecem nos gráficos de fluxo e torque estimado são ocasionados pela presença de valores pequenos no denominador e não pelo aumento do erro propriamente dito. Mesmo no caso dos picos de erro, estes não excedem 0,3 % dos valores obtidos com o modelo completo em Simulink®, mostrando que a representação numérica utilizada em VHDL é adequada.

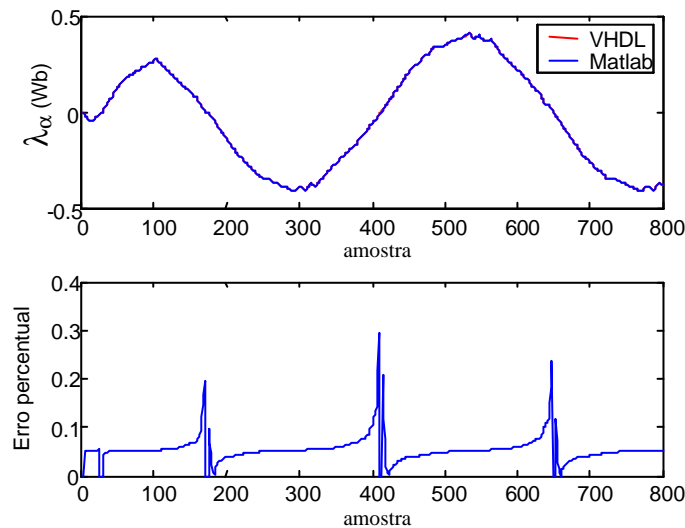


Figura 6. 8. Comparação entre I_a obtido com o Matlab (64 bits ponto-flutuante) e VHDL (ponto-fixe com comprimento variável).

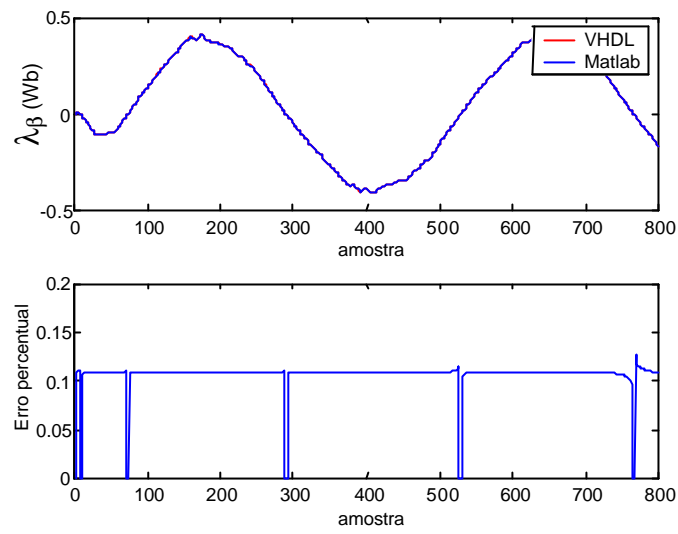


Figura 6. 9. Comparação entre I_b obtido com o Matlab (64 bits ponto-flutuante) e VHDL (ponto-fixe com comprimento variável).

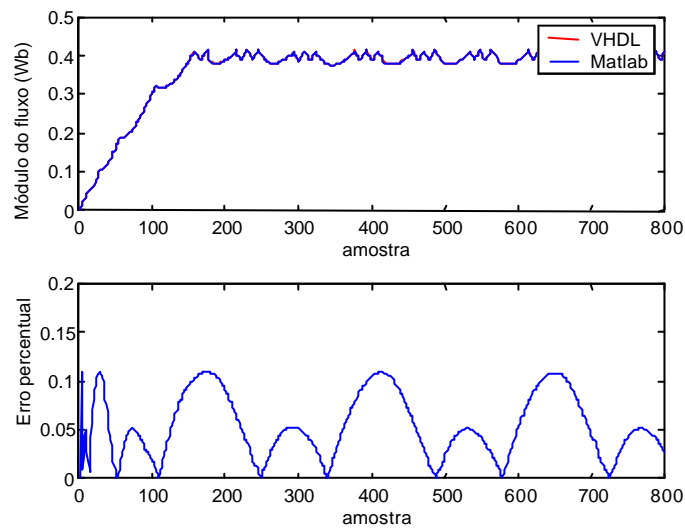


Figura 6. 10: Comparação entre o módulo do fluxo do estator obtido com o Matlab (64 bits ponto-flutuante) e VHDL (ponto-fixe com comprimento variável).

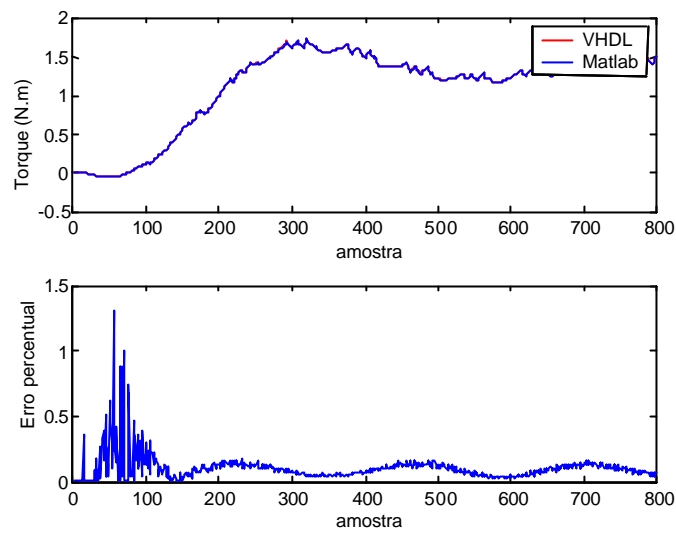
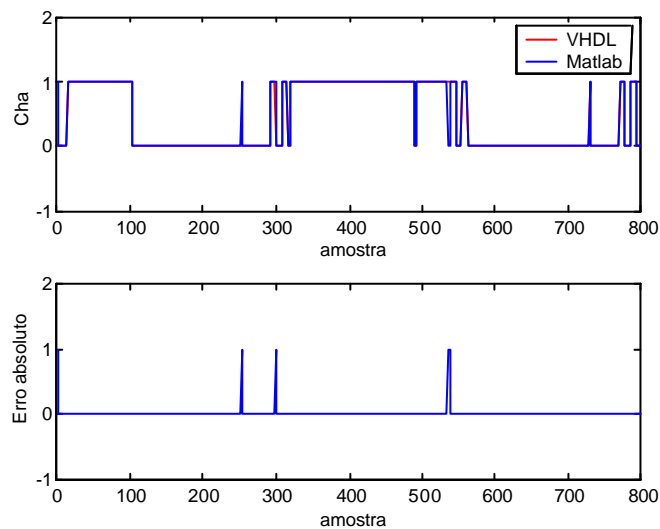


Figura 6. 11. Comparação entre torque obtido com o Matlab (64 bits ponto-flutuante) e VHDL (ponto-fixe com comprimento variável).

As figuras a seguir apresentam as saídas do algoritmo DTC, ou seja, o chaveamento calculado pelo algoritmo que será aplicado ao inversor no instante posterior. O erro



absoluto mostra a grande aproximação existente entre os resultados do Matlab e do VHDL.

Figura 6. 12. Erro na estimativa do comando Cha.

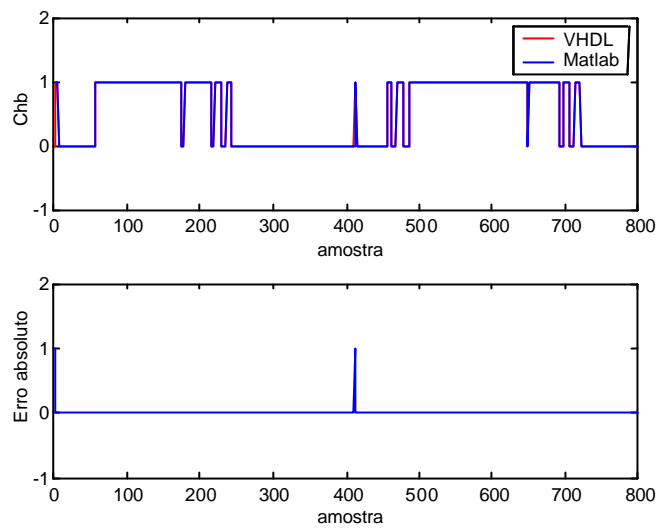


Figura 6. 13. Erro na estimativa do comando Chb.

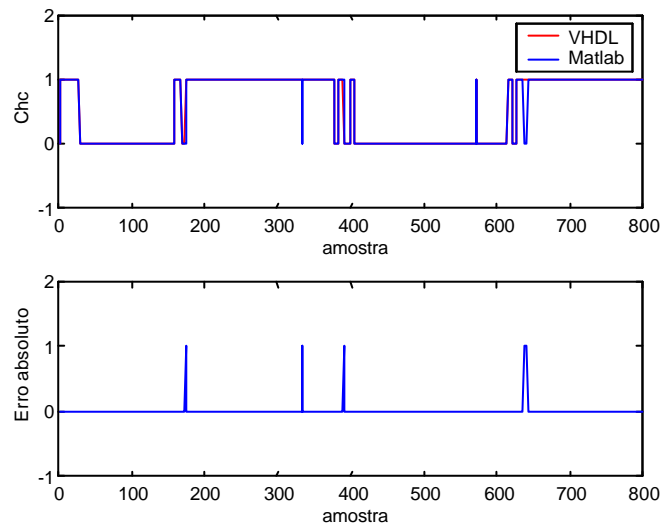


Figura 6. 14. Erro na estimativa do comando Chc.

6.3 Considerações finais

A implementação da técnica DTC diretamente em *hardware* programável apresenta as seguintes vantagens:

- maior desempenho que processadores DSP, pois o processamento em *hardware* permite efetuar operações em paralelo;

- menor custo do que ASICs dedicados;
- flexibilidade em alterar os algoritmos sem a necessidade de mudar o dispositivo programável.

Essas características fazem com que o *hardware* passe a ter o mesmo comportamento que o *software*.

A comparação dos resultados obtidos com o código VHDL frente a um Ambiente de Simulação em Matlab/Simulink simplifica o processo de validação dos blocos funcionais. Através dessa validação, pode-se perceber que a utilização de representação em ponto fixo frente ao ponto flutuante não compromete a precisão dos dados se for utilizada a técnica de variação do comprimento numérico de acordo com as operações matemáticas envolvidas.

Capítulo 7

Resultados da implementação em FPGA

7.1 Introdução

A implementação das estratégias estudadas foi realizada totalmente em *hardware* através da utilização de um *kit* de desenvolvimento em FPGA da Altera. Tal escolha objetivou o aproveitamento das características de processamento de operações matemáticas simultâneas inerentes à implementação em *hardware*, viabilizando a obtenção de um produto final em um único dispositivo e com um melhor desempenho.

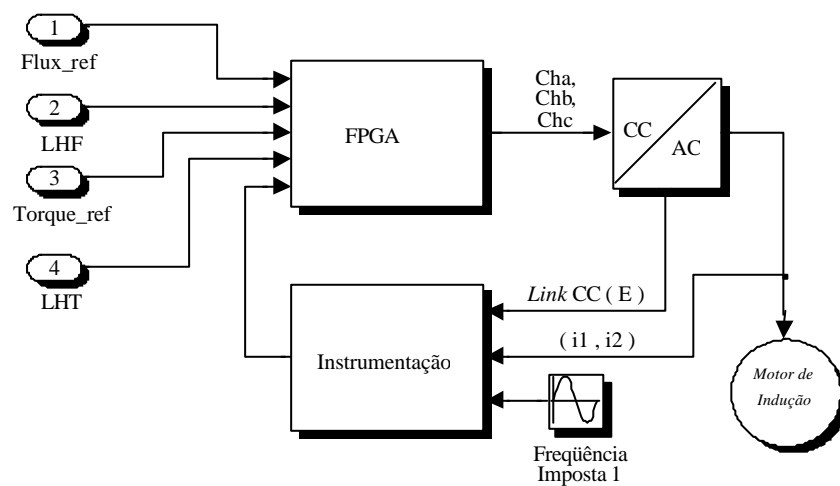
7.2 Implementação da plataforma

O código VHDL estudado e validado no Capítulo 6 foi implementado utilizando um *kit* de desenvolvimento em FPGA, o Sistema de Prototipação Excalibur da Altera, que utiliza o PLD (*Programmable Logic Device*) APEX EP20K200E, que foi adequadamente instrumentado para o acionamento de um inversor de tensão e de um motor comerciais. A montagem seguiu o diagrama de blocos apresentado na Figura 7. 1.

Na Figura 7. 1, Flux_ref e Torque_ref são as referências de fluxo do estator e torque impostas. LHF e LHT são as larguras das histereses de controle de fluxo e torque.

Figura 7. 1: Diagrama de blocos utilizado na implementação do DTC.

Na Figura 7. 2 podem ser observados os blocos da técnica DTC,



cuja implementação em VHDL foi apresentada na seção 6.2.2.

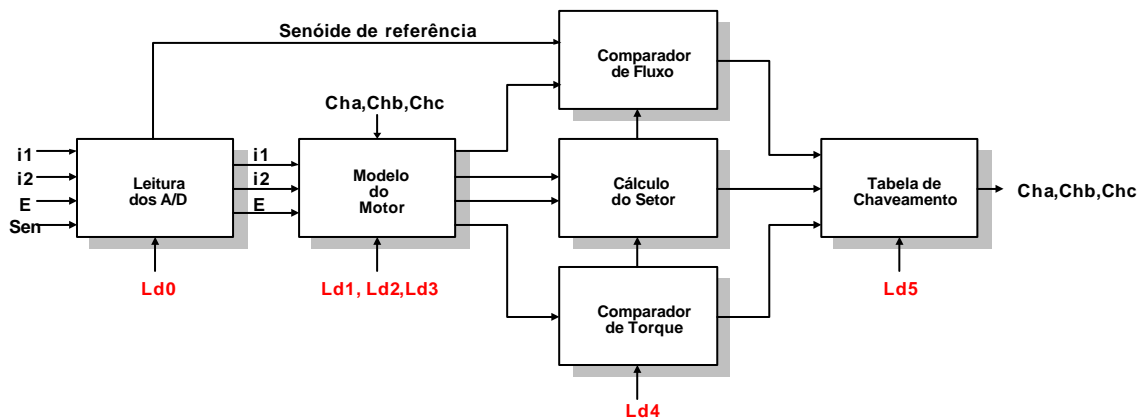


Figura 7. 2: Diagrama de blocos implementado em FPGA.

7.2.1 Descrição do *Hardware*

7.2.1.1 Sistema de Prototipação Excalibur da Altera

O sistema de Prototipação Excalibur da altera é utilizado para implementação de algoritmos em VHDL e Verilog, possuindo ainda blocos funcionais, tais como, *flip-flops*, registradores de deslocamento e multiplicadores disponíveis para implementação em ambiente esquemático.

A plataforma se caracteriza por possuir um oscilador de 33,333 MHz, pinos de expansão, dois displays de sete segmentos, chaves *dip-switches* e *push-buttons*. O PLD APEX EP20K200E possui 211 mil portas lógicas.

A Figura 7. 3 apresenta uma foto da placa Excalibur, com os conversores A/D, ADS7614, da Burr-Brown®, e o conversor D/A, DAC0808, da National Semiconductor®, instrumentados.

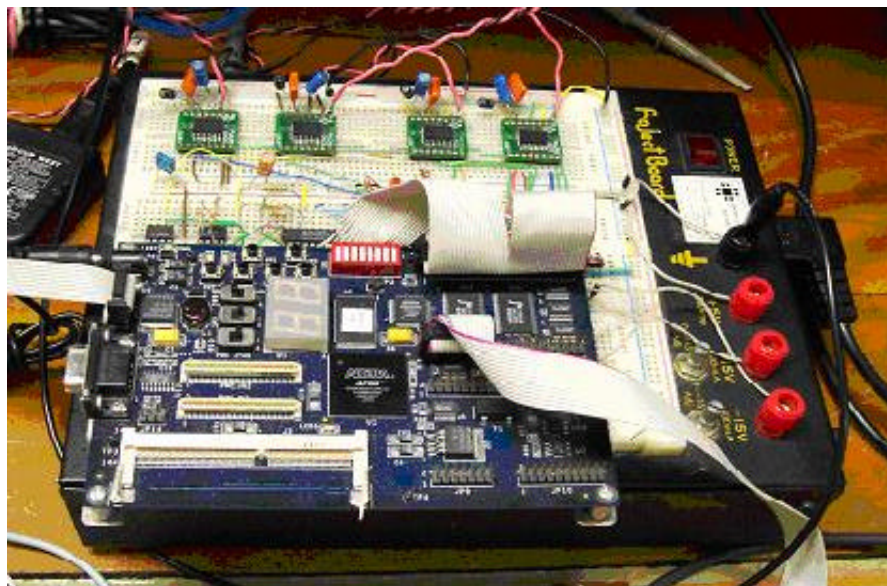


Figura 7. 3: Placa Excalibur.

O conversor ADS7614 é um conversor analógico/digital serial, que permite uma taxa de conversão de até 40 kHz, tempo de conversão de 25 μ s, operando em 16 bits com complemento de 2, configurado para uma entrada de -10V até +10V. Os quatro conversores A/D são lidos simultaneamente utilizando uma rotina específica desenvolvida em VHDL, de forma a agilizar o processo de aquisição de dados. Na leitura dos dados de corrente, devido aos ajustes de escala, 25 A correspondem a 10V, que pela leitura do A/D correspondem a 32767. Na leitura do *link* CC, 400V correspondem a 4V, que é lido em

complemento de dois, sendo corrigido para um valor absoluto com o resultado 200V igual a 32767.

O conversor DAC0808 é um conversor digital-analógico de 8 bits. O conversor é utilizado para fornecer uma saída analógica para a FPGA, permitindo que sejam lidas variáveis internas do algoritmo em tempo de execução, possibilitando um melhor acompanhamento das etapas intermediárias do algoritmo de controle.

A programação da FPGA foi feita usando cabo serial, utilizando o ambiente de simulação e programação Quartus II (Figura 7. 4).

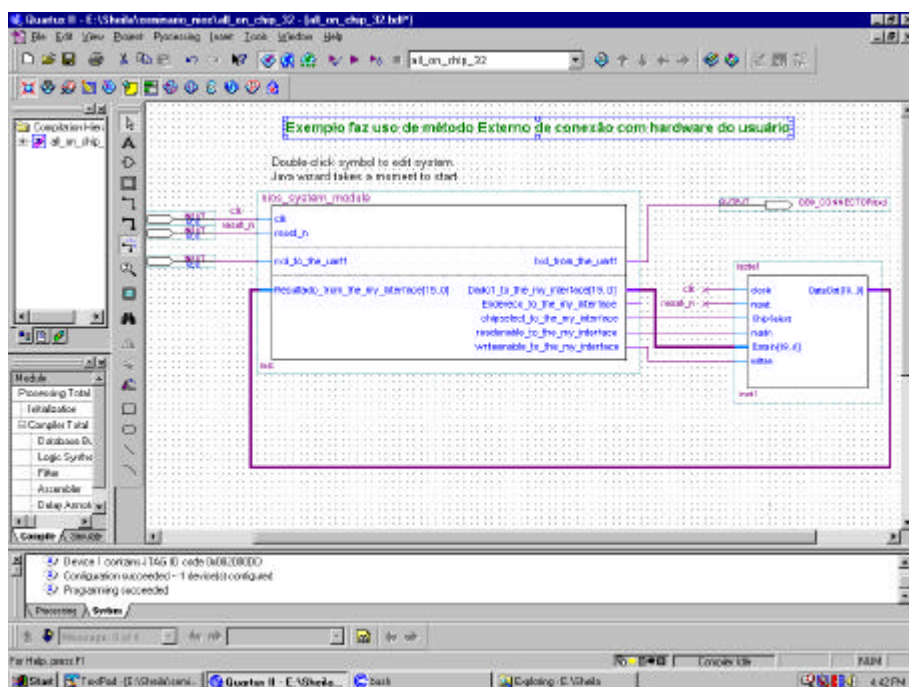


Figura 7. 4: Ambiente de simulação e programação Quartus II.

7.2.1.2 Inversor de tensão

O inversor de tensão utilizado neste trabalho é um inversor de tensão trifásico de 10 kVA de potência, produzido pela Empresa SEMIKRON. É composto por módulos IGBT, modelo SKM 75GDL123, capazes de chavear cargas de até 10 kVA, com uma frequência de chaveamento de até 100kHz (Figura 7. 5).

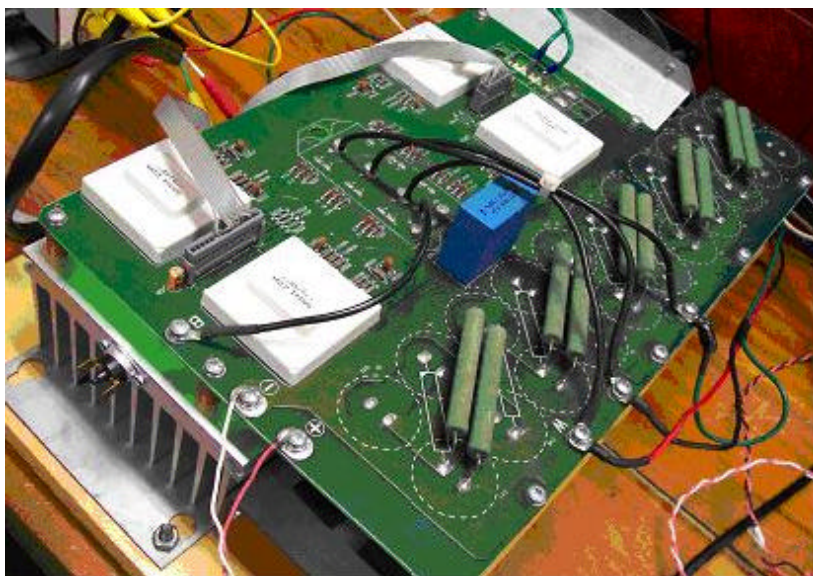


Figura 7. 5: Inversor de tensão utilizado.

7.2.1.3 Sensores

Os sensores utilizados na medição das correntes do estator e o sensor de tensão utilizado para a medição do *link* CC são ambos da Empresa LEM®: LA-55-P e L25-P, apresentados na Figura 7. 6.

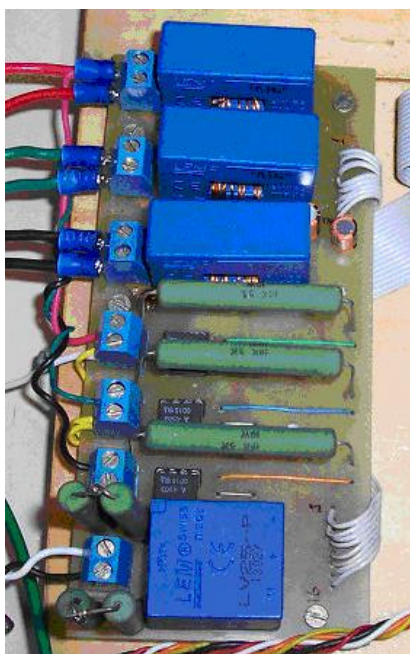


Figura 7. 6: Placa de instrumentação dos sensores.

7.3 Técnica DTC tradicional

As simulações foram refeitas para os parâmetros do motor real utilizado na implementação, WEG MOD-71. Os parâmetros do motor se encontram na Tabela 7.1.

Os dados implementados em FPGA e considerados na simulação foram os seguintes:

- referência de fluxo igual a 0,4 Wb;
- referência de torque igual a 1 N.m;
- largura da histerese de fluxo igual a 0,02 Wb;
- largura da histerese de torque igual a 0,1 N.m; e
- estratégia de chaveamento B.

Tabela 7.1: Parâmetros do eletromecânicos do motor [9]

Parâmetros eletromecânicos	
Resistência do Estator	14,5 W
Resistência do Rotor	15,6 W
Indutância do Estator	0,72 H
Indutância do Rotor	0,72 H
Indutância Mútua	0,6738 H
Número de pólos	4
Inércia do Sistema	$7,6 \cdot 10^{-4} \text{ kg.m}^2$
Atrito Viscoso (motor +carga)	$1 \times 10^{-5} \text{ N.m.s/rad}$
Potência de Entrada	0,375 kW

Os resultados da implementação foram obtidos utilizando o osciloscópio Tektronix modelo: THS720P com ponteira de corrente. O ganho da ponteira de corrente foi ajustado para 1V/A. As saídas de torque, fluxo do estator e tensão de fase foram obtidas através de

uma saída D/A implementada na placa com uma amplitude 0 a 10 V, correspondendo o ponto 5V ao valor zero da escala para os sinais em complemento de dois.

A Figura 7.7 mostra a curva de torque durante a transição de referência de -1 N.m para 1 N.m. Pode ser observado que o tempo que o motor demora para atingir o regime, caracterizado pelo tempo que o torque eletromagnético vai a zero, é aproximadamente o mesmo na simulação e no resultado experimental.

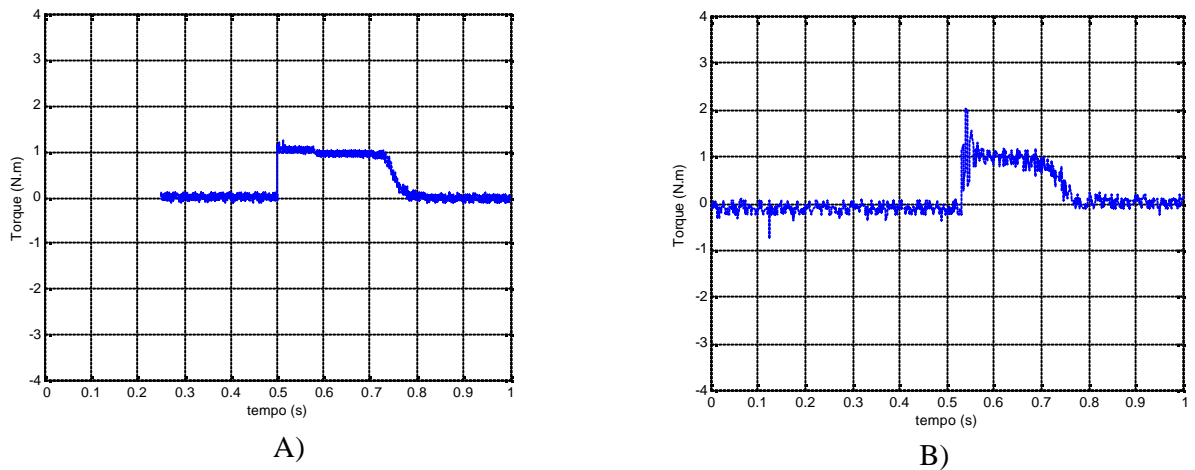


Figura 7. 7: Torque eletromagnético - A) Simulação; B) Resultado experimental.

A Figura 7.8 mostra os resultados obtidos na regulação do fluxo do estator, simulados e experimentais. Como pode ser observado, a imposição da referência de fluxo 0,4 Wb foi efetiva nos dois casos.

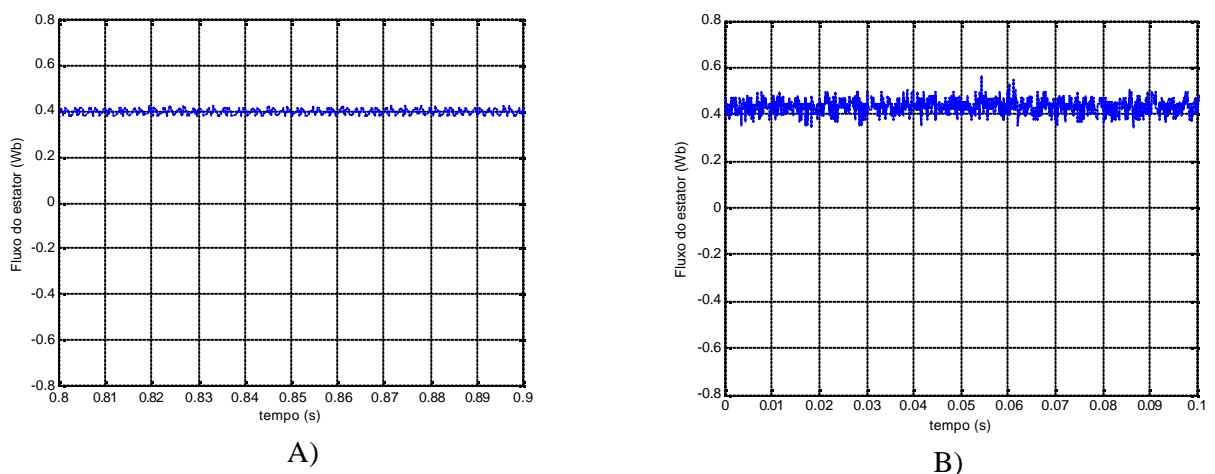
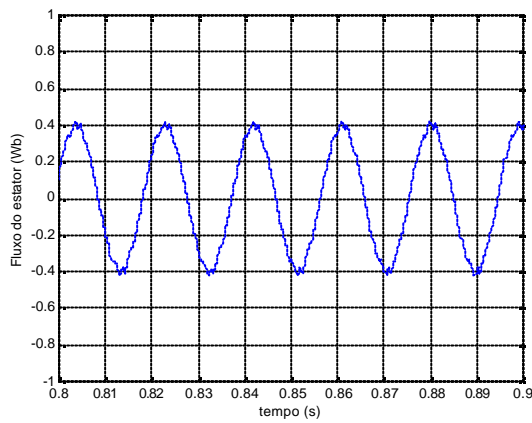
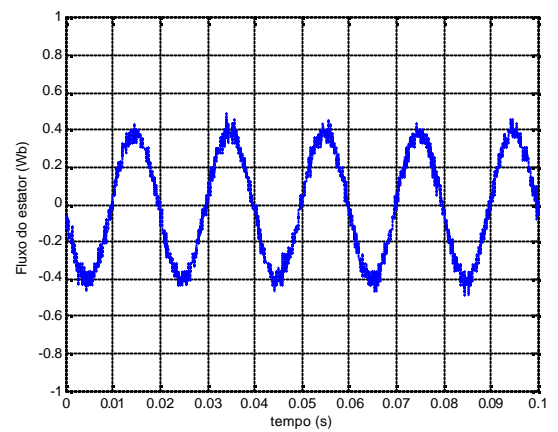


Figura 7. 8: Módulo do fluxo do estator - A) Resultado da simulação em Matlab; B) Resultado experimental.

A componente alfa do fluxo do estator é apresentada na Figura 7.9. A amplitude pico-a-pico observada para ambos os casos é de aproximadamente 0,8 Wb. Além disso, o período da senóide observada é aproximadamente igual a 20 ms nos dois casos.



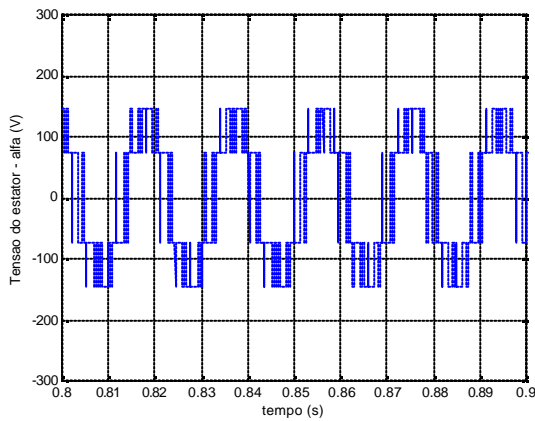
A)



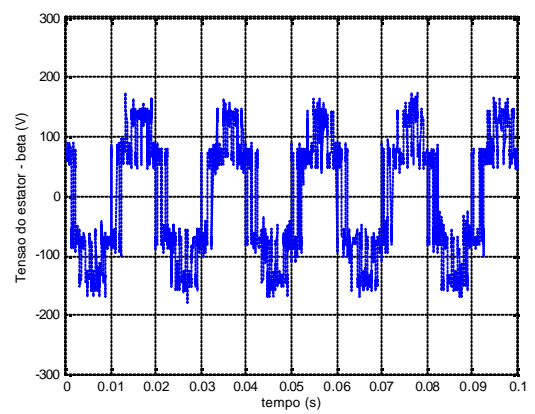
B)

Figura 7. 9: Fluxo do estator – componente alfa - A) Resultado da simulação em Matlab;
B) Resultado experimental.

As curvas apresentadas na Figura 7. 10 e Figura 7. 11 correspondem às tensões do estator em coordenadas $\alpha\beta$. 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 sequência de chaveamento está correta. Esse resultado, juntamente com a regulação da curva de torque e da curva de fluxo comprovam o funcionamento do algoritmo DTC implementado.



A)



B)

Figura 7. 10: Tensão do estator- componente alfa ($V_s\alpha$) - A) Resultado da simulação em Matlab; B) Resultado experimental.

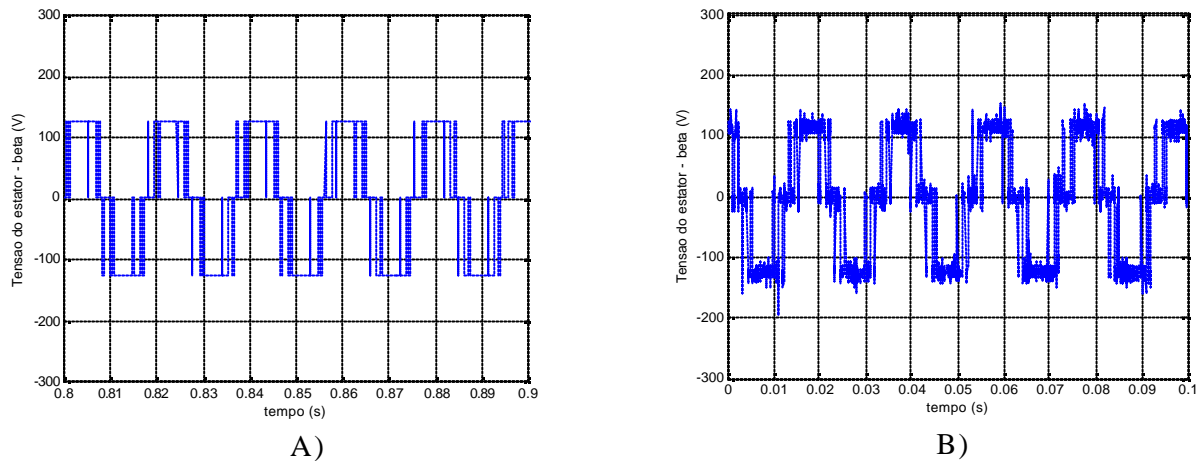


Figura 7. 11: Tensão do estator – componente beta ($V_s\beta$) – A) Resultado da simulação em Matlab; B) Resultado experimental.

A Figura 7. 12 mostra o valor medido do *link* CC durante uma inversão no sentido de rotação do motor. Pode-se observar que o *link* CC abaixa aproximadamente 20V a cada reversão, devido às condições drásticas impostas no chaveamento.

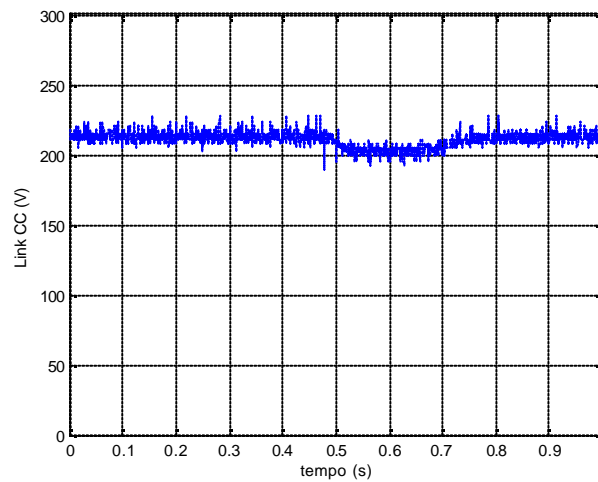


Figura 7. 12: Link CC – Resultado experimental.

7.4 Considerações finais

Neste capítulo, foi realizada uma comparação entre os resultados obtidos em simulação e os resultados obtidos experimentalmente utilizando a plataforma desenvolvida, com o algoritmo implementado em FPGA. A área ocupada na FPGA foi de 4200 unidades lógicas, ou seja, 55% da capacidade do componente utilizado. Houve concordância das amplitudes e frequências envolvidas das variáveis de estado analisadas.

O abaixamento que observado no *link* CC é crítico e deve ser modelado para uma melhor simulação do comportamento do inversor de tensão frente aos algoritmos de controle em estudo. A concordância de resultados apresentada entre os gráficos de tensão indica que o chaveamento calculado pelo algoritmo está correto.

Capítulo 8

Conclusões

8.1 Considerações finais

Este trabalho apresentou a técnica DTC, estudando detalhadamente o mecanismo de imposição de torque e orientação de campo. O estudo da técnica DTC foi realizado utilizando-se como ferramenta principal um ambiente desenvolvido por Haffner [4] em MATLAB/SIMULINK. Este ambiente propicia a simulação de técnicas de acionamento de motores, que podem ser analisadas com a utilização de funções inerentes ao ambiente do MATLAB. O ambiente foi aperfeiçoado através da adição do bloco DTC. Foram estudadas duas topologias de estimadores de fluxo do estator, com suas vantagens e desvantagens. O estimador de tensão mostrou-se mais estável com relação à variação de parâmetros do motor sendo influenciado principalmente pela resistência do estator. Além disso, ele não necessita da informação de velocidade ou posição, sendo por esse motivo escolhido para a implementação. Foram estudadas três diferentes estratégias de chaveamento do inversor. A Estratégia B foi escolhida por possibilitar uma operação nos quatro quadrantes com um menor chaveamento do inversor.

Foi observado que as larguras das histereses de torque e fluxo influenciam diretamente na frequência de *ripple* e na taxa de distorção harmônica, afetando ainda o

erro das malhas de controle de torque e fluxo. A análise da influência da largura das histereses foi realizada utilizando-se como principal ferramenta, a função PSD do MATLAB, que calcula a distribuição espectral de potência. Foi desenvolvida e testada satisfatoriamente, uma função denominada TDH, que calcula a taxa de distorção harmônica de um conjunto de dados, sendo também utilizada nesta análise. Em virtude da dificuldade de projeto da largura das histereses, foram propostas duas variações sobre a técnica DTC tradicional, que impõem diretamente a frequência de *ripple* e a amplitude de oscilação nas malhas de torque e fluxo através da adição de um sinal senoidal nos comparadores de torque e fluxo. Essas estratégias foram comparadas entre si, concluindo-se que a estratégia que realiza a imposição de frequência apenas na malha de fluxo é mais vantajosa, pois, usando comparador de torque com três níveis, ocasiona um menor chaveamento do inversor e uma menor distorção harmônica na corrente do estator.

As técnicas DTC estudadas foram implementadas totalmente em *hardware*, com a prototipação do algoritmo em *hardware* programável, utilizando um *kit* de desenvolvimento em FPGA, Excalibur da Altera, que foi instrumentado para esse fim. Dessa forma, o presente trabalho inicia uma nova linha de pesquisa no Grupo de Automação e Controle de Sistemas da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul, com a implementação de algoritmos totalmente em *hardware*. Tal implementação viabiliza o processamento de operações, matemáticas ou não, em paralelo, aumentando a velocidade de processamento; apresenta um menor custo do que componentes ASIC dedicados; e permite a alteração de algoritmos sem a necessidade de alterar componentes do *hardware*, conferindo uma característica de *software* ao sistema *hardware*. As técnicas DTC foram implementadas de forma modular, com seus componentes básicos testados e validados separadamente em comparação com resultados obtidos no Ambiente de Simulação. As operações matemáticas foram implementadas de forma serial, possibilitando a ocupação de uma menor área da FPGA, com cerca de 4200 unidades lógicas, o que corresponde a aproximadamente 55% das 200 mil portas lógicas disponíveis no componente.

Os resultados da implementação em *hardware* foram comparados com os resultados obtidos no Ambiente de Simulação, demonstrando claramente a eficácia do Ambiente de Simulação no projeto de sistemas desse tipo, além de atestar o funcionamento do algoritmo implementado.

8.2 Trabalhos Futuros

Este Trabalho inicia uma linha de pesquisa na área de Controle Direto do Torque junto ao Grupo de Automação e Controle de Sistemas da Pontifícia Universidade Católica do Rio Grande do Sul. 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 do desempenho da técnica DTC com relação à técnica DTC com frequência imposta e com relação às técnicas de Orientação de Campo;
- Estudo do comportamento da técnica DTC em malha fechada e submetida a distúrbios de carga;
- Implementação de outras técnicas vetoriais em FPGA;
- Estudo de outros algoritmos de estimação de fluxo totalmente implementados em *hardware*.

Referências

- [1] “British Library Cataloguing in Publication Data “Times” Atlas of World History”, Quarta Edição revisada, Times Books, 1993.
- [2] Leonard, W., “30 Years Space Vectors, 20 Years Field Orientation, 10 Years Digital Signal Processing with Controlled AC-Drives, a Review”, EPE Journal, Vol.1, Nº 1.
- [3] Menezes, B. R., Silva, S. R., Caminhas, W. M., Santos, M. E. S., “Controle Vetorial do Motor de Indução pelo Método Indireto de Orientação de Campo”, Revista Eletricidade Moderna, Brasil, Outubro de 1991, P. 45-53.
- [4] Haffner, J. F., “Análise de Estimadores de Fluxo para Implementação de Técnicas de Controle por Campo Orientado Direto em Máquinas de Indução”, Dissertação de Mestrado, PUCRS, Porto Alegre, Brasil, Dezembro de 1998.
- [5] Takahashi, I., Noguchi, T., “A New Quick Response And High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor”, IEEE IAS Ann. Mtg., 1985, P. 496–502.
- [6] 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, P. 581-588.

- [7] Nash, J. N., “Direct Torque Control, Induction Motor Vector Control Without an Encoder”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 33, N.º 2, March/April 1997, P. 333-341.
- [8] “[http://www.abb-drives.com/StdDrives/RestrictedPages/Marketing/Documentation/ files/PRoducts/DTC TechGuide1.pdf](http://www.abb-drives.com/StdDrives/RestrictedPages/Marketing/Documentation/files/PRoducts/DTC TechGuide1.pdf)”, 17/01/2004.
- [9] Spiller, P. A., “Plataforma para Simulação e Implementação em Tempo Real de Técnicas de Acionamento e Controle em Máquinas de Indução Utilizando Matlab/Simulink®”, Dissertação de Mestrado, PUCRS, Porto Alegre, Brasil, Dezembro de 2001.
- [10] Bose, B. K., et alli. “Power Electronics and Variable Frequency Drives”, IEEE Press, New Jersey, 1996.
- [11] Barbi, I., “Teoria Fundamental do Motor de Indução”, Editora da UFSC, Florianópolis, 1985.
- [12] Jansen, P. L., and Lorenz, R. D., “A Physically Insightful Approach to The Design and Accuracy Assessment of Flux Observer for Field Oriented Induction Drives”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, N.º 1, January/February 1994, P. 101-109.
- [13] Jansen, P. L., and Lorenz, R. D., Novotny, D. W., “Observer-Based Direct Field Orientation: Analysis and Comparison of Alternative Methods”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 30, N.º 4, July/August 1994, P. 945-953.
- [14] Luiz, A. A., Silva, S. R., Menezes, B. R. “Estudo de Observadores de Fluxo para Máquinas de Indução”, COBEP, 1997.
- [15] Ferreira, S. B., Haffner, J. F., Pereira, L. F. A., “Use of an Alternative Technique for Estimating Stator Flux in the Direct Torque Control of Induction Motors”, Proceedings of the IV Industry Applications Conference – INDUSCON 2000, Vol. 1, November 2000, P. 87-92.
- [16] Xu., X, Doncker, R., Novotny, D. W., “A Stator Flux Oriented Induction Machine Drive”, IEEE Power Electronics Specialists Conf., 1988, P. 870-876.

- [17] Tiitinen, P., Pohjalainen, P., Lalu, J., “The Next Generation Motor Control Method: Direct Torque Control (DTC)”, in Proc. EPE Chapter Symp., Lausanne, Switzerland, 1994.
- [18] VAS, P., “Sensorless Vector and Direct Torque Control”, Oxford University Press, 1998.
- [19] Faiz, J., Hossieni, S. H., Ghaneei, M., Keyhani, A., Proca, A., “Direct Torque Control of Induction Motors for Electric Propulsion Systems”, Electric Power Systems Research, 1999, P. 95-101.
- [20] Buja, G., Casadei, D., Serra, G., “DTC – Based Strategies for Induction Motor Drives”, in Conf. Proc. of IECON’97, P. 1506-1516.
- [21] Martins, C. A., “Contrôle Direct de Couple d’une Machine Asynchrone Alimentée par un Onduleur de Tension Multiniveaux à Fréquence Imposée”, 4ème Conférence des Jeunes Chercheur en Génie Électrique; ENS-Cadian LESIR, Paris 1998.
- [22] Habetler, T. G., Profumo, F., Pastorelli, M., Tolbert, L., “Direct Torque Control of Induction Machines using Space Vector modulation”, IEEE-IAS. Vol.28 No 25 Sept./Oct. 1992, P. 1045-1053.
- [23] Noguchi, T., Yamamoto, M., Kondo, S., Takahashi, I., “Enlarging Switching Frequency in Direct Torque-Controlled Inverter by Means of Dithering”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol.35, N°. 6, Nov/Dec., 1999, P. 1358-1366.
- [24] Takahashi, I., Ohmori, Y., “High-Performance Direct Torque Control of an Induction Motor” , IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 25, N°. 2, Mar/ Apr, 1989, P.257-264.
- [25] Casadei, D., Serra, G., Tani, A., “Analytical Investigation of Torque and Flux Ripple in DTC Schemes for Induction Motors”, in Conf. Proc. of IECON’97, Vol. 2, Nov. 1997, P. 552-556.
- [26] Buja, G., Casadei, D., “Tutorial 2: The Direct Torque Control of Induction Motor Drives”, ISIE, 1997.

- [27] Chakrabarti, S., Ramamoorthy, M., Kanetkar, V. R., “Reduction of Torque Ripple in Direct Torque Control of Induction Motor Drives Using Space Vector Modulation Based Pulse Width Modulation”, in Conf. Proc. of Power Electronics and Drive Systems, 1997, Vol. 1 , May 1997, P.117-121.
- [28] Casadei, D., Grandi, G., Serra, G., Tani, A., “Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque Control of Induction Machines”, in Conf. Proc. of IECON’94, Vol. 1 , Sept. 1994, P.299-304.
- [29] Smith, W. S. “The Scientist and Engineer’s Guide to Digital Signal Processing”, California Technical Publishing, Second Edition, 1999.
- [30] Press, W. H., Flannery, B. P., Teukolsky, S. A., Vetterling, W. T., “Numerical Recipes in C – The Art of Scientific Computing”, Cambridge University Press, 1992.
- [31] Help Desk do Matlab 5.3.
- [32] Taylor, F., Mellot, J., “Hands-on Digital Signal Processing”, Ed. McGraw-Hill, 1998.
- [33] Cooley, J. W., and Tukey, J. W., “An algorithm for Machine Calculation of Complex Fourier Series.”, Mathematics of Computation (American Mathematical Society), Vol 19, N°. 90, 1965.
- [34] Ferreira, S. B., Haffner, L. F., Moraes, F. G., J. F., Pereira, “Direct Torque Control with Stator Ripple Frequency Imposed by Dithering”, In: 7th Brazilian Power Electronics Conference - COBEP’2003, Fortaleza - September 2003.
- [35] TOROK, D. L., “Projeto Visando a Prototipação do Protocolo de Acesso ao Meio em Redes Ethernet.”, Dissertação de Mestrado, PUCRS, Porto Alegre, Brasil, Agosto de 2001.
- [36] Aubépart, F., Poure, P., Girerd, C., Chapuis, Y. A., Braun, F., “Design and Simulation of ASIC-Based System Control: Application to Direct Torque Control of Induction Machine”, ISIE’99 - Bled, Slovenia, 1999, P. 1250-1255.
- [37] Poure, P., Aubépart, F., Braun, F., “A Design Methodology for Hardware Prototyping of Integrated AC Drive Control: Application to Direct Torque Control

- of an Induction Machine”, Proceedings. 11th International Workshop on Rapid System Prototyping, 2000. RSP 2000, P. 90-95.
- [38] Se Jim Kim, Ho Jae Lee, Sang Koon Kim, Young Ahn Kwon, “ASIC Design for DTC Based Speed Control of Induction Motor”, ISIE'01 - Pusan, Korea, 2001, P. 956-961.
- [39] Aubépart, F., Poure, P., Braun, F., “VLSI Design Approach of Complex Motor Control, Case of Direct Torque Control of AC Machine”, The 7th IEEE International Conference on Electronics, Circuits and Systems, ICECS 2000., Volume: 2, 2000, P. 814-817.
- [40] Chapuis, Y. A., Girerd, C., Aubépart, F., Blondé, J. P., Braun, F., “Quantization Problem Analysis on ASIC-Based Direct Torque Control of an Induction Machine”, IECON '98. Volume: 3, 1998, P. 1527-1532.
- [41] Ferreira, S. B., Haffner, J. F., Pereira, L. F., Moraes, F. G., “Design and Prototyping of Direct Torque Control of Induction Motors in FPGAs”, In: 16th Symposium on Integrated Circuits and System Design, 2003 – SBCCI 2003, IEEE Computer Society, 2003, São Paulo, P. 105-110.