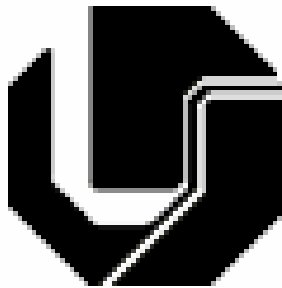


UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA



**CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO DO MOTOR DE INDUÇÃO
TRIFÁSICO ATRAVÉS DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO DISCRETA
DE VETORES ESPACIAIS.**

WESLEY JOSÉ DE CARVALHO

JULHO 2008

UNIVERSIDADE FEDERAL DE UBERLÂNDIA
FACULDADE DE ENGENHARIA ELÉTRICA
PÓS-GRADUAÇÃO EM ENGENHARIA ELÉTRICA

CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO DO MOTOR DE INDUÇÃO
ATRAVÉS DA TÉCNICA DE MODULAÇÃO DISCRETA DE VETORES
ESPACIAIS

Dissertação apresentada por **Wesley José de Carvalho** à
Universidade Federal de Uberlândia para a **obtenção do**
titulo de Mestre em Engenharia Elétrica aprovada em
24/07/2008 pela Banca Examinadora:

Prof. Dr. Darizon Alves de Andrade

Prof. Dr. Marcos Antônio Arantes de Freitas

Prof. Dr. Jose Roberto Camacho

Dados Internacionais de Catalogação na Publicação (CIP)

- C331c Carvalho, Wesley José de, 1980-
Controle direto de conjugado do motor de indução através da técnica de modulação discreta de vetores espaciais / Wesley José de Carvalho. - 2008.
114 f. : il.
- Orientador: Darizon Alves de Andrade.
Dissertação (mestrado) – Universidade Federal de Uberlândia, Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica.
Inclui bibliografia.
1. Motores elétricos de indução - Teses. I. Andrade, Darizon Alves de, 1956- II. Universidade Federal de Uberlândia. Programa de Pós-Graduação em Engenharia Elétrica. III. Título.

CDU: 621.311

DEDICATÓRIA

A minha família que me deram todo apoio para concluir este trabalho.

AGRADECIMENTOS

Agradeço ao professor Darizon pela oportunidade, pela atenção e pelas orientações durante o trabalho.

Agradeço a minha família pelo apoio que me deram e pela paciência que tiveram comigo durante todo este tempo.

Agradeço a Universidade Federal de Uberlândia pela estrutura oferecida para a realização do meu trabalho e à CAPES pelo apoio financeiro.

Agradeço aos meus colegas de laboratório pela amizade e ajuda.

Agradeço a Deus por ter forças e saúde para concluir este trabalho.

RESUMO

CARVALHO, W.J. “ Controle Direto de Conjugado do Motor de Indução Trifásico Através da Técnica de Modulação Discreta de Vetores Espaciais”, UFU, 2008.

Este trabalho apresenta a técnica de Controle Direto de Conjugado aplicado a motores de indução trifásico. Uma comparação entre duas estratégias de controle direto de conjugado é realizada, envolvendo as técnicas de controle direto de conjugado tradicional e modulação discreta de vetores espaciais. A filosofia de controle direto de conjugado é apresentada. Simulações digitais foram realizadas para o motor operando em diversas condições de operação. Um controle de velocidade sem sensor mecânico com controle direto de conjugado é realizado. O trabalho prático foi desenvolvido com base em técnicas digitais. Todas as estratégias de controle foram realizadas usando plataforma em ponto fixo DSP. Resultados de simulação e experimentais são apresentados e comparados.

Palavras Chave: Controle de Velocidade, Controle Direto de Conjugado, Modulação Vetorial, Motor de Indução.

ABSTRACT

CARVALHO, W,J. “ Direct Torque Control of Three-phase Induction Motors Using Discrete Space Vector Modulation”, UFU, 2008.

This work presents the Direct Torque Control technique applied to three-phase cage induction motors. A comparison of two strategies to achieve torque control is made, involving the traditional and discrete space vector modulation techniques. The philosophy of direct torque control is presented. Digital simulations were carried out for the motor operating in several different conditions. A sensorless speed control under direct torque control is achieved. Practical work was developed with basis on digital techniques. All the control strategies were carried out using a fixed point DSP platform. Experimental and simulation results are presented and compared.

Keywords: Speed Control, Direct Torque Control, Space Vector Modulation, Induction Motor

SUMÁRIO:

1	INTRODUÇÃO	1
1.1	Introdução geral	1
1.2	Objetivo do trabalho	6
1.3	Forma de apresentação do trabalho	7
2	FILOSOFIA DO CONTROLE DTC E ESTIMADOR DE FLUXO.....	8
2.1	Introdução	8
2.2	Equações do motor.....	8
2.3	Controle de fluxo estatórico e de conjugado.....	9
2.4	Estimador de fluxo estatórico.....	12
2.5	Considerações finais.....	17
3	CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO	18
3.1	Introdução	18
3.2	Estrutura do controle direto de conjugado – DTC tradicional.....	20
3.2.1	Histerese de fluxo e conjugado	21
3.2.1.1	Histerese de fluxo	21
3.2.1.2	Histerese de conjugado	22
3.2.2	Setor espacial	23
3.2.3	Inversor de tensão	25
3.2.4	Tabela de chaveamento	29
3.3	Modulação discreta de vetores espaciais	31
3.3.1	Diagrama de blocos	31

3.3.2	Histerese de conjugado.....	33
3.3.3	Níveis de velocidade	37
3.3.4	Tabelas de chaveamento.....	38
3.3.5	Considerações finais.....	42
4	SIMULAÇÕES DAS TÉCNICAS DE CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO ESTUDADAS.....	43
4.1	Introdução	43
4.2	Modelo matemático do motor de indução na simulação.....	44
4.3	Diagrama esquemático no Matlab/Simulink do controle DTC tradicional e DSVM	46
4.4	Resultados de simulação	48
4.5	Considerações finais	61
5	RESULTADOS EXPERIMENTAIS	63
5.1	Introdução	63
5.2	Bancada de testes experimentais	64
5.3	Conversor de potência com chaves IGBT's	65
5.4	Processador digital de sinais DSP.....	68
5.5	Montagem do protótipo	69
5.5.1	Kit eZdsp	69
5.5.2	Controle das saídas dos sinais PWM.....	70
5.5.3	Sensor de tensão	71
5.5.4	Sensor de corrente	72
5.5.5	Condicionamento de sinal	73
5.6	Programação do firmware	74
5.7	Resultados experimentais	77

5.8	Considerações finais	86
CONCLUSÃO		88
6.1	Conclusão final	88
6.2	Proposta para trabalhos futuros	91
REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS.....		92

LISTA DE FIGURAS

CAPÍTULO II

Figura 2.1 - Trajetória teórica do vetor fluxo de estator	9
Figura 2.2 - Variação do vetor fluxo de estator.....	10
Figura 2.3 - Vetores dos fluxos de estator e de rotor no plano dq	11
Figura 2.4 - Algoritmo observador de fluxo estatístico utilizando modelo de tensão e corrente.....	12

CAPÍTULO III

Figura 3.1 - Diagrama de blocos do controle direto de conjugado.....	21
Figura 3.2 - Histerese de fluxo.....	21
Figura 3.3 - Histerese de conjugado	23
Figura 3.4 - Distribuição dos setores espaciais	24
Figura 3.5 - Divisão dos setores em 6 níveis	25
Figura 3.6 - Inversor de tensão	26
Figura 3.7 - Vetores de tensão aplicados no esquema DTC	27
Figura 3.8 - Estados das chaves do inversor	28
Figura 3.9 - Diagrama de blocos do DSVM	32
Figura 3.10 - Comparador de histerese de 5 níveis.....	33

Figura 3.11 - Vetores de tensão obtidos pelo uso do DSVM com três intervalos por período de amostragem genérico.....	36
Figura 3.12 - Vetores de tensão obtidos pelo uso do DSVM com três intervalos por período de amostragem para setor igual a 1.	36
Figura 3.13 - Divisão dos setores em alta velocidade (pu).....	37
Figura 3.14 - Subdivisão do intervalo de velocidade.....	38
Figura 3.15 - Divisão dos níveis de velocidade	38

CAPÍTULO IV

Figura 4.1 - Diagrama esquemático DTC tradicional no simulink.....	47
Figura 4.2 - Diagrama esquemático DSVM no simulink.....	47
Figura 4.3 - Velocidade do motor a 18.8 [rad/s]	48
Figura 4.4 – Conjugado eletromagnético estimado [N.m].....	49
Figura 4.5 - Fluxo estimado.....	50
Figura 4.6 - Corrente de fase	50
Figura 4.7 – Trajetória do vetor fluxo de estator	51
Figura 4.8 - Velocidade do motor a 75 [rad/s]	51
Figura 4.9 – Conjugado estimado.....	52
Figura 4.10 - Fluxo estimado [Wb].....	52
Figura 4.11 - Corrente de fase.....	52
Figura 4.12 - Trajetória do vetor fluxo de estator.....	53
Figura 4.13 - Velocidade do motor	53
Figura 4.14 - Conjugado estimado.....	54
Figura 4.15 - Fluxo estimado [Wb].....	54

Figura 4.16 - Corrente de fase	54
Figura 4.17 - Trajetória do vetor fluxo de estator.....	55
Figura 4.18 - Mudança de referência de velocidade DTC tradicional.....	56
Figura 4.19 - Mudança de referência de velocidade DSVM	57
Figura 4.20 - Resposta ao degrau de carga DSVM.....	57
Figura 4.21 - Resposta a mudança de velocidade de referência de 150[rad/s] para 150[rad/s].....	58
Figura 4.22 - Fluxo dq	58
Figura 4.23 - Resposta de conjugado	59
Figura 4.24 - Controle de velocidade com DSVM	59
Figura 4.25 - Conjugado eletromagnético a uma velocidade de 150 [rad/s]	60
Figura 4.26 - Corrente de fase a uma velocidade 150 [rad/s].....	60
Figura 4.27 - Módulo fluxo estator, velocidade 150 [rad/s].	61

CAPITULO V

Figura 5.1 - Diagrama de blocos do sistema	64
Figura 5.2 - Bancada de testes experimentais.....	65
Figura 5.3 - Circuito de potência	66
Figura 5.4 – Foto do inversor de potência.....	67
Figura 5.5 - Kit <i>ezDSP F2812</i> da <i>Digital Spectrum</i>	69
Figura 5.6 - Circuito de controle de sinais PWM	71
Figura 5.7 - Circuito do sensor de tensão	72
Figura 5.8 - Circuito do sensor de corrente	72
Figura 5.9 - Condicionamento de sinais para o AD do DSP	74

Figura 5.10 - Representação completa do circuito de controle.....	74
Figura 5.11 - Fluxograma geral	76
Figura 5.12 - Divisão dos setores em 6 partes	78
Figura 5.13 - Conjugado em regime permanente a 0.1pu de velocidade.....	79
Figura 5.14 - Corrente de fase regime permanente a 0.1 pu de velocidade	79
Figura 5.15 - Conjugado em regime permanente a 0.4pu de velocidade.....	80
Figura 5.16 - Corrente de fase em regime permanente a 0.4 pu de velocidade.....	80
Figura 5.17 – Conjugado em regime permanente 0.8pu velocidade.....	82
Figura 5.18 - Corrente de fase em regime permanente 0.8 pu de velocidade	82
Figura 5.19 - Trajetória do vetor fluxo de estator.....	83
Figura 5.20 - Resposta de conjugado eletromagnético DSVM	83
Figura 5.21 - Velocidade do motor	84
Figura 5.22 - Inversão de velocidade	84
Figura 5.23 - Fluxo dq no momento da inversão de velocidade	85
Figura 5.24 - Resposta do conjugado de referência.....	85
Figura 5.25 - Atuação do controle DSVM para referências de velocidade 0.8 pu 0pu -0.8.....	86

LISTA DE TABELAS

CAPÍTULO III

Tabela 3.1 - Setores espaciais do fluxo de estator	23
Tabela 3.2 - Vetores de chaveamento	28
Tabela 3.3 - Tabela básica de chaveamento.....	29
Tabela 3.4 - Variação do fluxo de estator e conjugado devido a vetores espaciais de tensão aplicados pelo inversor.....	30
Tabela 3.5 - Tabela de chaveamento do DTC tradicional.....	30
Tabela 3.6 - Divisão dos Setores em Alta velocidade.....	37
Tabela 3.7 - Tabelas de chaveamento para Implementação do DSVM, sentido anti-horário	39
Tabela 3.8 - Tabelas de chaveamento para implementação do DSVM, sentido horário.....	39
Tabela 3.9 - Tabela de chaveamento para setor 1 sentido anti-horário.....	40
Tabela 3.10 - Tabela de chaveamento para setor 1 sentido horário.....	40

CAPÍTULO IV

Tabela 4.1 - Dados do motor	46
-----------------------------------	----

CAPÍTULO V

Tabela 5.1 - Características do inversor	67
Tabela 5.2 - Dados do motor	77

NOMENCLATURA

$\vec{V}_s$	Vetor de tensão
$\vec{i}_s$	Vetor corrente de estator
$\vec{i}_r$	Vetor corrente de rotor
r_s	Resistência do estator
r_r	Resistência do rotor
$\frac{d\vec{\lambda}_s}{dt}$	Derivada do vetor fluxo de estator
L_s	Indutância própria do estator
L_r	Indutância própria do rotor
L_m	Indutância mútua
ω_m	Velocidade angular do rotor em [rad/s]
γ	Diferença angular entre o vetor fluxo de estator e fluxo de rotor
$\vec{\lambda}_s$	Vetor fluxo concatenado de estator
$\vec{\lambda}_r$	Vetor fluxo concatenado de rotor.
λ_{sd}	Fluxo de estator no eixo d
λ_{sq}	Fluxo de estator no eixo q
p	Número de par de pólos
T_e	Conjugado eletromagnético

T_c	Conjugado de carga
J	Momento de inércia
B	Coeficiente de atrito
θ_r	Posição do rotor.
$\Delta \overrightarrow{\lambda_s}$	Variação de fluxo do vetor fluxo de estator.
θ	Valor do ângulo do fluxo de estator.
ΔT	Erro entre conjugado de referência e estimado
τ_r	Constante de tempo rotórica
τ_s	Constante de tempo estatórica.
k_p	Ganho proporcional.
k_i	Ganho integral.
c_φ	Nível de saída do comparador de histerese de fluxo
c_T	Nível de saída do comparador de histerese de conjugado
β_φ	Largura total da banda de histerese de fluxo
β_T	Largura total da banda de histerese de conjugado
T^*	Referência de conjugado
$\hat{T}$	Conjugado estimado
λ_s^*	Referência de fluxo de estator
$\hat{\lambda}_s$	Fluxo de estator estimado

CAPITULO I

INTRODUÇÃO

1.1 Introdução geral

O crescimento e a modernização industrial, tem exigido a cada dia, técnicas de controle de máquinas elétricas capazes de satisfazer as mais diversas condições de funcionamento requeridas nos processos de fabricação de produtos. A excelência de controle das máquinas, nesses processos, traduz-se em elevação de lucros e qualidade dos bens produzidos. Essas técnicas têm sofrido ao longo dos anos várias transformações, resultando numa grande evolução de tecnologias disponíveis para o acionamento das máquinas elétricas.

No passado os motores de corrente contínua foram bastante utilizados em aplicações onde a operação em velocidade variável é necessária, visto que o conjugado e o fluxo da máquina podem ser controlados através das correntes de campo e de armadura. O uso do motor CC com excitação independente foi muito requisitado por que apresentava facilidade de controle nos quatro quadrantes. No aspecto construtivo estas máquinas possuem várias dificuldades de utilização, tais como escovas, manutenção constante, não podiam ser usados em ambientes explosivos além de apresentar limitação de velocidade em altas tensões devido a presença do comutador. Estas limitações construtivas levaram os motores de corrente contínua a serem substituídos, com o tempo, pelos motores de corrente alternada. Em

particular, a robustez, a simplicidade construtiva, a alta confiabilidade e baixo custo das máquinas de indução as tornaram foco de vários estudos.

Apesar da simplicidade construtiva, as máquinas de indução possuem uma dinâmica não linear. Para a sua implementação na indústria foi necessário que técnicas de acionamento modernas surgissem, tornando o sistema complexo, mas ao mesmo tempo necessário.

Entre os motores de indução o de gaiola de esquilo é o que apresenta maiores vantagens, com menor custo, simplicidade construtiva, robustez e disponíveis em varias potências de saída. A sua utilização era limitada pela complexidade de hardware e de softwares necessários para tornarem o controle deste tipo de máquina eficiente para velocidades variáveis. Com o desenvolvimento da eletrônica de potência, e redução dos custos dos dispositivos semicondutores, técnicas modernas de controle do motor de indução começaram a ser implementadas.

As primeiras técnicas de controle moderno do MIT que surgiram foram denominadas como técnicas escalares, sendo que a mais utilizada caracteriza-se por manter a relação tensão – frequência constante V/f . Esta técnica é simples porque não permite controle do motor no mais alto desempenho. Com a evolução das pesquisas que abordam o controle do MIT (“*Motor de Indução Trifásico*”), surgiu o controle vetorial. O controle vetorial permite não somente controlar a amplitude da tensão e frequência, como nos métodos de controle escalar, mas também a posição instantânea da tensão, corrente e vetor fluxo. Isso resulta em uma melhora significativa no comportamento dinâmico do acionamento, porque estabelece o controle desacoplado de fluxo e conjugado. Diversos métodos de desacoplamento de fluxo e conjugado foram propostos, baseados em diferentes idéias e análises.

O primeiro método de controle vetorial de motor de indução foi o Controle por Orientação de Campo (*Field Oriented Control – FOC*), apresentado por *Blaschke* no início

dos anos 70. Este método foi investigado e discutido por muitos pesquisadores e hoje em dia tornou-se um padrão na indústria. Dessa forma, o controle utilizando o *MIT* tomou o espaço antes ocupado pelos motores *CC* em varias aplicações industriais onde eram exigidas respostas dinâmicas rápidas e precisas.

O controle vetorial pode ser realizado pela orientação do campo de estator, orientação de campo do rotor e orientação de campo de magnetização. Cada um destes tipos de controle apresenta suas particularidades e dificuldades, sendo que o mais utilizado é o controle pela orientação de campo do rotor.

Devido a complexidade dos controles por orientação de campo, novas técnicas de controles de alto desempenho começaram a ser estudas, e em meados dos anos 80, [1] e [2] apresentaram, o controle direto de conjugado (*Direct torque control – DTC*) e o (*Direct Self Control – DSC*), onde o fluxo e conjugado do *MIT* é controlado através da aplicação de vetores de tensão definidos a partir de uma tabela de chaveamento. O *DTC* e o *DSC*, podem ser considerados como controle do tipo “*sensorless*”. O esquema *DSC* é utilizado em aplicações de alta potência onde a baixa frequência de chaveamento, apresentada nesse tipo de controle, justifica as elevadas distorções harmônicas de correntes. Este controle apresenta alto desempenho e respostas rápidas e precisas a variações de carga, como o esquema *DTC* que é usado em aplicações de baixa e média potência. Em acionamentos por orientação de campo o controle decomposto de fluxo e conjugado é realizado atuando diretamente nas correntes de estator, enquanto que no *DTC*, é realizado indiretamente, através do controle do vetor fluxo de estator.

Dificuldades do controle *DTC*, como: controlar fluxo e conjugado em baixas velocidades, alta oscilações de fluxo e conjugado, elevado ruído em baixa velocidade,

freqüência de chaveamento variável e a falta de um controle direto de corrente, resultaram em inúmeras pesquisas apresentadas na literatura.

No controle *DTC*, os comparadores de fluxo e conjugado são do tipo histerese, e a amplitude das bandas de histerese exercem forte influência sobre o comportamento dinâmico do acionamento. Alterando a largura das histereses, diferentes valores de freqüência de chaveamento, taxas de distorção harmônica das correntes de estator e ripple de fluxo e conjugado são obtidos [3]. Para aperfeiçoar este sistema, [9] propôs um controle de largura de banda de histerese de forma a manter a freqüência de chaveamento fixa. Inconvenientes foram observados nesta proposta, onde nem sempre era possível obter largura de banda de histerese para conseguir a freqüência de chaveamento de valor desejado e constante. Em condições transitórias, o ajuste das bandas de histerese é lento, pois, depende de reguladores *PI*.

Buscando melhorar as oscilações (“*ripple*”) de fluxo e conjugado apresentadas pelo *DTC*, a modulação de vetores espaciais (“*Space Vector Modulation – SVM*”) foi investigada. O vetor de chaveamento gerado pelo *SVM* produz um vetor de tensão capaz de compensar exatamente os erros de fluxo e conjugado. As melhoras apresentadas nestes esquemas são produzidos ao custo de uma elevação na freqüência de chaveamento e esquemas mais complexos que o *DTC* tradicional. Enquanto no *DTC* tradicional, um único vetor de tensão é aplicado ao motor para manter fluxo e conjugado dentro dos limites de bandas de comparadores de histerese durante um período de amostragem, no *SVM*, seis vetores de tensão são aplicados em cada período de amostragem [7],[8],[12],[23],[24] e [25].

Uma comparação avaliando ripple de corrente, conjugado e respostas transitórias foi realizada em [6],[17], onde foram respeitadas as mesmas condições de operação. Em condições de regime permanente o esquema *FOC* apresenta melhores resultados que o *DTC* tradicional. Em regime transitório o esquema *DTC* apresenta melhores resultados em termos

de overshoot e tempo de acomodação. Esta diferença no comportamento dinâmico é devido a presença dos reguladores *PI* (*Proportional Integral*) nos esquemas *FOC*, que atrasa a resposta de conjugado.

Uma explanação entre técnicas de Controle direto de Conjugado mostrando conceitos básicos do inversor *PWM* e usando teoria *SVM* foi realizada [16],[19]. Os conceitos de controle por orientação de campo e controle *DTC*, mostrando diagrama de blocos foram realizados. Na estratégia de controle direto de conjugado a banda de histerese tem forte influência sobre a frequência de chaveamento e sobre o taxa de distorção harmônica das correntes de estator. Os vetores de tensão aplicados ao motor de indução causam diferentes variações no fluxo e conjugado, ou seja, um determinado vetor de tensão pode causar aumento de fluxo enquanto ao mesmo tempo diminuição de conjugado, ou vice-versa, dependendo do vetor de tensão aplicado.

Em acionamentos de motores de indução onde é utilizado controle de velocidade, a estimativa do fluxo de estator e a correspondente estimativa de velocidade devem ser precisas [12],[15]. Em aplicações de alto desempenho, especialmente em baixas velocidades a queda de tensão na resistência do estator gera resultados imprecisos de estimação de fluxo. A utilização do filtro de kalman é utilizada para estimar fluxo e velocidade [11]. Sua utilização apresenta um pequeno aumento no tempo computacional e aumento na complexidade do sistema, sendo mais indicado em aplicações de elevada potência. Em baixas velocidades, onde o ruído provocado pelo motor é predominante, o desempenho é melhorado devido a presença do filtro.

Uma análise realizada em [4], mostrou que um dado vetor de tensão apresenta diferentes variações de fluxo e conjugado em baixas e em altas velocidades. Sendo assim,

levando isto em consideração, bons resultados foram obtidos usando diferentes tabelas de chaveamento para baixas e altas velocidades [5].

Com as técnicas de controle *SVM* qualquer vetor de tensão pode ser produzido para compensar exatamente os erros de fluxo e conjugado atuando no tempo de atuação das chaves do conversor estático, durante um período de amostragem. Procurando desenvolver uma aproximação dos esquemas *SVM*, [14] propôs a Modulação Discreta de Vetores Espaciais (“*Discrete Space Vector Modulation – DSVM*”). Essa técnica de controle aplica vetores de tensão em intervalos de tempo prefixados dentro de um período de amostragem. A utilização desta técnica produz reduções das oscilações de fluxo e conjugado em relação ao DTC tradicional que aplica um único vetor de tensão por período de amostragem. Esta técnica de controle foi investigada por muitos pesquisadores como em [20] e [21].

1.2 Objetivo do trabalho

O objetivo deste trabalho é apresentar um estudo do comportamento do motor de indução trifásico acionado pela técnica de modulação discreta de vetores espaciais. Uma das características desta técnica é a aplicação de vetores de tensão em intervalos de tempo prefixados dentro de um período de amostragem e a utilização de diferentes tabelas de chaveamento selecionadas de acordo com a velocidade do motor. Isto contrasta do DTC tradicional que utiliza apenas uma tabela de chaveamento para qualquer velocidade de operação.

Para isso, simulações computacionais com o *Matlab/Simulink* e testes experimentais utilizando o processador digital de sinais (“*Digital Signal Processing – DSP*”) , o

TMS320F2812 da *Texas Instruments*, foram realizados para diferentes condições de operação.

1.3 Forma de apresentação do trabalho

O trabalho foi dividido em seis partes.

No capítulo I é apresentada uma introdução geral sobre o assunto a fim de colocar o leitor a par do objetivo do trabalho abordando algumas técnicas de controle de motores muito conhecidas na literatura e utilizadas na indústria.

No capítulo II foi realizado um estudo sobre a filosofia de controle direto de conjugado. Neste capítulo também é apresentado o estimador de fluxo estatórico e conjugado eletromagnético, utilizados nos testes experimentais.

No capítulo III são apresentados os conceitos do controle direto de conjugado e do *DSVM*, apresentando conceitos, tabelas de chaveamento e a forma como os vetores de tensão são aplicados para cada esquema de controle.

No capítulo IV são apresentadas simulações computacionais utilizando o software *MATLAB/SIMULINK*. As comparações entre as duas técnicas *DTC* tradicional e *DSVM* são discutidas destacando as vantagens e desvantagens de sua utilização.

No capítulo V todos os testes experimentais são mostrados através de gráficos obtidos através de osciloscópio. A bancada de testes experimentais é explicada e o uso do processador digital de sinais é discutido. As dificuldades de utilização de controladores do tipo histerese serão comentadas ao longo do capítulo.

No capítulo VI são apresentadas as considerações finais e propostas para trabalhos futuros.

CAPÍTULO II

FILOSOFIA DO CONTROLE DTC E ESTIMADOR DE FLUXO.

2.1 Introdução:

Contrário as técnicas de controle vetorial onde o controle de fluxo estatórico e de conjugado eletromagnético são realizados atuando diretamente na amplitude, fase e ângulo das correntes de estator, as técnicas de controle direto de conjugado realizam controle de fluxo estatórico e de conjugado eletromagnético atuando diretamente na orientação de vetor fluxo de estator. Esta orientação é realizada pela escolha de vetores de tensão que são impostos ao motor definidos a partir de um inversor *VSI* e, para isso, o conhecimento das equações do motor é de fundamental importância para a definição de qual vetor de tensão deve ser imposto ao motor para o controle das variáveis de fluxo de estator e de conjugado eletromagnético.

2.2 Equações do motor

O equacionamento a seguir é apresentado objetivando explicar os princípios do controle DTC. As equações que representam o comportamento dinâmico do motor de indução, no sistema de referencia estatorica, são mostradas abaixo.

$$\vec{V}_s = r_s \vec{i}_s + \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \quad (2.1)$$

$$0 = r_r \vec{i}_r + \frac{d\vec{\lambda}_r}{dt} - j\omega_m \vec{\lambda}_r \quad (2.2)$$

$$\vec{\lambda}_s = L_s \vec{i}_s + L_m \vec{i}_r \quad (2.3)$$

$$\vec{\lambda}_r = L_r \vec{i}_r + L_m \vec{i}_s \quad (2.4)$$

2.3 Controle de fluxo estático e de conjugado

Controle do fluxo estático:

A filosofia do controle direto de conjugado pode ser mostrada através da equação (2.1). Considerando a queda na resistência do estator muito pequena e desprezando este valor, pode-se considerar que a variação do vetor fluxo de estator é proporcional ao vetor de tensão aplicado ao motor, conforme a equação (2.5).

$$\vec{V}_s \cong \frac{d\vec{\lambda}_s}{dt} \quad (2.5)$$

Considerando o vetor de tensão aplicado com duração Δt , o vetor fluxo de estator varia na mesma direção que o vetor tensão (2.6).

$$\Delta t \vec{V}_s \cong \Delta \vec{\lambda}_s \quad (2.6)$$

Dessa forma o vetor fluxo de estator pode ser controlado em um caminho limitado pela largura da banda de histerese e pela escolha correta do vetor de tensão aplicado, [1].

Com base em um valor de fluxo de referência e limites superior e inferior do comparador de histerese, o vetor fluxo de estator assume uma trajetória circular, conforme a figura 2.1.

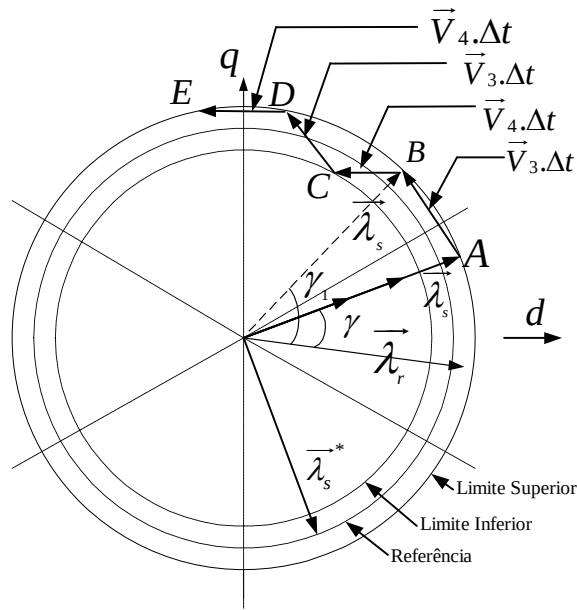


Figura 2.1 Trajetória teórica do vetor fluxo de estator .

O vetor fluxo concatenado de estator move na mesma direção do vetor tensão aplicado pelo inversor. No ponto A da figura 2.1 o vetor fluxo de estator ultrapassa o limite superior da banda de histerese, então o vetor $\vec{V}_3$ é aplicado por um período de tempo Δt para que o fluxo concatenado de estator volte a ficar dentro da banda de histerese. A duração do tempo que o vetor $\vec{V}_3$ é definido pelas saídas dos comparadores de histereses e pela posição angular do vetor fluxo de estator, determinando assim, uma frequência de chaveamento variável do inversor. No ponto B o vetor fluxo de estator ultrapassa novamente o limite superior da banda de histerese, então o vetor $\vec{V}_4$ é aplicado para o fluxo de estator voltar a ficar dentro dos limites superior e inferior da banda de histerese. A figura 2.2 mostra as variações de fluxo de estator em relação aos vetores de tensão aplicado ao motor. A definição de vetores de tensão e comparadores de histerese serão mostrados no próximo capítulo.

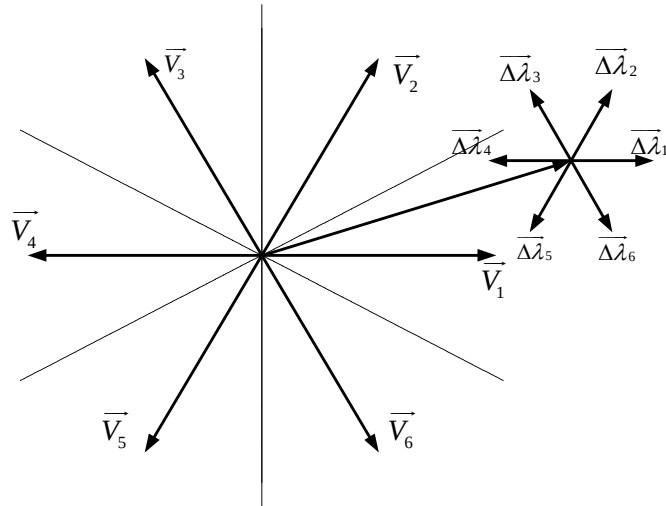


Figura 2.2 Variação do vetor fluxo de estator.

Controle de conjugado:

O controle do conjugado eletromagnético por ser mostrado pelo desenvolvimento da equação (2.7).

$$T = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \vec{\lambda}_s \cdot \vec{\lambda}_r \cdot \sin(\gamma) \quad (2.7).$$

$$T = \frac{3}{2} p \frac{L_m}{\sigma L_s L_r} \vec{\lambda}_s \cdot \vec{\lambda}_r \cdot \sin(\theta_{\lambda_s} - \theta_{\lambda_r}) \quad (2.8)$$

Sendo que $\gamma = \theta_{\lambda_s} - \theta_{\lambda_r}$; diferença angular entre os vetores de fluxo de estator e fluxo de rotor.

Com a aplicação do vetor tensão, o vetor fluxo de estator muda rapidamente, com isso o ângulo γ varia, conforme figura 2.3. A razão disso é que o vetor fluxo do rotor varia mais lentamente do que o vetor fluxo de estator devido a sua constante de tempo rotórica ($\tau_r = L_r/R_r$) ser muito grande comparado a constante de tempo do estator ($\tau_s = L_s/R_s$). Como o conjugado é proporcional ao $\sin(\gamma)$, rápidas respostas de conjugado podem ser

conseguidas atuando diretamente no vetor fluxo de estator. A figura 2.3 mostra o deslocamento do ângulo γ quando o vetor fluxo de estator $\vec{\lambda}_s$ se desloca, [27],[28].

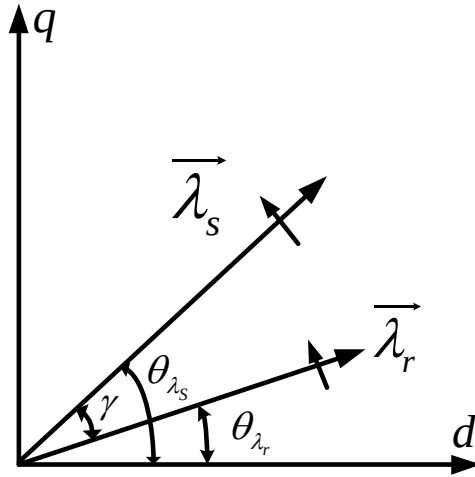


Figura 2.3 Vetores dos fluxos de estator e de rotor no plano dq

2.4 Estimador de fluxo estatórico

A estimativa de fluxo no controle DTC é muito importante, pois, com base na amplitude e ângulo do fluxo de estator, todo o controle se desenvolve. Então, estimar o fluxo do motor de indução com boa precisão é fundamental para projetar um controle de alto desempenho transitório e em regime permanente. A utilização de sensores que permitam medir o fluxo diretamente sem necessidade de estimação do mesmo não é a solução mais conveniente, porque estes sensores elevam o custo do sistema e necessitam serem instalados na carcaça do motor mudando o projeto do mesmo, e por conseqüência, as características intrínsecas da máquina, além disso, os sensores de fluxo são sensíveis às condições de temperatura e ruído do ambiente em que o motor opera.

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

A grande maioria de estimadores de fluxo de motores de indução encontrados na literatura usam o modelo de tensão, ou o modelo de corrente. O maior motivo para esta escolha é que os algoritmos baseados no modelo de corrente necessitam da velocidade do rotor como parâmetro de entrada, tornando-se necessário a utilização de encoder. Os algoritmos que utilizam o modelo de tensão para estimar fluxo, não necessitam da utilização de encoder, isso faz com que eles se tornem mais baratos e viáveis. No modelo de tensão, o único parâmetro da máquina necessário como dado de entrada é a resistência estatórica, que varia pouco e é fácil de ser medida através de ensaios com o motor de indução. O modelo apresenta melhores resultados na estimação de fluxo quando opera em altas velocidades. Já no modelo de corrente são necessários mais parâmetros da máquina incluindo a resistência do rotor, que varia muito, necessitando de ser estimada paralelamente ao estimador de fluxo. O modelo de corrente apresenta melhores resultados em velocidades mais baixas, devido a resistência do rotor variar menos nesta velocidade.

O estimador de fluxo utilizado neste trabalho foi proposto por [12] e apresentado conforme a figura 2.4. Este algoritmo estimador utiliza tanto o modelo de tensão quando o modelo de corrente. Com as tensões e correntes estatóricas no eixo dq e parâmetros do motor de indução, que servem como dados de entrada para o algoritmo de estimação, o estimador

pode calcular o fluxo estatórico λ_s e rotórico λ_r , o conjugado eletromagnético T_e e a velocidade do rotor ω_r .

$$V_s = R_s i_s + s \lambda_s + j \omega \lambda_s \quad (2.9)$$

$$R_r i_r + s \lambda_r + j(\omega - \omega_r) \lambda_r = 0 \quad (2.10)$$

$$\lambda_s = L_s i_s + L_m i_r \quad (2.11)$$

$$\lambda_r = L_r i_r + L_m i_s \quad (2.12)$$

$$T_e = \frac{3}{2} p (\lambda_{sd} i_{sq} - \lambda_{sq} i_{sd}) \quad (2.13)$$

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

Os parâmetros de entrada para o estimador são os vetores das tensões e correntes estatóricas dq no referencial estatórico,

O estimador de fluxo rotórico baseado no modelo de corrente pode ser equacionado como a equação (2.14).

$$\lambda_{rdq} = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sdq} - j \frac{\omega_{\lambda_r} - \omega_r}{1 + sT_r} \lambda_{rdq} \quad (2.14)$$

As componentes d e q do fluxo do rotor são

$$\lambda_{rd} = \frac{L_m}{1 + sT_r} i_{sd} ; \lambda_{rq} = 0 \quad (2.15)$$

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

$$\lambda_s^i = \frac{Lm}{L_r} \lambda_r^i + \frac{L_s L_r - Lm^2}{L_r} i_s \quad (2.16)$$

Onde λ_r^i é o fluxo rotórico estimado pelas equações (2.15) no referencial estacionário.

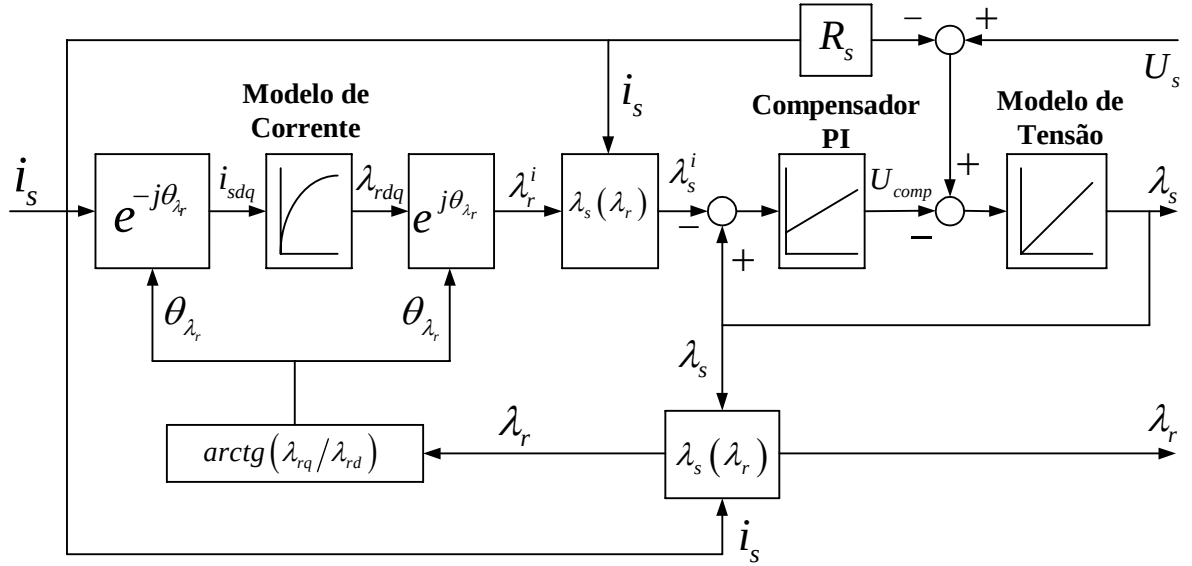


Figura 2.4 Algoritmo observador de fluxo estático utilizando modelo de tensão e corrente.

O modelo de tensão é baseado em (2.9) e usa como entrada para estimar fluxo estático, as correntes e tensões obtidas através de sensores ligados às fases do motor. Na referência estática o fluxo estático pode ser escrito como a equação (2.17):

$$\lambda_s = \frac{1}{s} (U_s - R_s i_s - U_{comp}) \quad (2.17)$$

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

$$U_{comp} = \left(k_p + k_i \frac{1}{s} \right) (\lambda_s - \lambda_s^i) \quad (2.18)$$

O fluxo do rotor pode ser estimado em um sistema de referência estacionária por (2.19);

$$\lambda_r^i = \frac{L_r}{L_m} \lambda_s + \frac{L_s L_r - L_m^2}{L_m} i_s \quad (2.19)$$

A velocidade síncrona é estimada derivando o ângulo do fluxo rotórico estimado, conforme descrito pela equação (2.20).

$$\omega_e = \frac{d\theta_{\lambda_r}}{dt} = \omega_r + \frac{1}{(\lambda_r^2)^2} \frac{Lm}{T_r} (\lambda_{dr}^s i_{qs}^s - \lambda_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (2.20)$$

A Velocidade angular rotórica é estimada em malha aberta pela equação (2.21), onde o segundo termo do lado direito da expressão é a velocidade de escorregamento, que é proporcional ao torque eletromagnético quando a magnitude do fluxo rotórico é mantida constante.

$$\omega_r = \omega_e - \frac{1}{(\lambda_r^2)^2} \frac{Lm}{T_r} (\lambda_{dr}^s i_{qs}^s - \lambda_{qr}^s i_{ds}^s) \quad (2.21)$$

Este algoritmo estima a velocidade do motor de indução em malha aberta para uma ampla faixa de operação do motor, apresentando grandes distorções apenas no transitório de partida do MIT.

Com base nas correntes de estator nos eixos dq e os fluxos nos eixos dq, o cálculo do conjugado eletromagnético pode ser obtido através da equação (2.22).

$$T_e = \frac{3}{2} \frac{P}{2} \frac{L_m}{\sigma L_r L_s} (i_{qs} \lambda_{ds} - i_{ds} \lambda_{qs}) \quad (2.22)$$

2.5 Considerações Finais.

Nesse capítulo, as equações do motor de indução trifásico necessárias para explicação da filosofia do controle direto de conjugado foram apresentadas. Conforme pode ser vista, desconsiderando a queda de tensão na resistência de estator o vetor fluxo de estator move-se na mesma direção que o vetor tensão aplicado durante um período de tempo Δt . Esses vetores de tensão são aplicados de forma que a trajetória do vetor fluxo de estator, no plano dq seja circular. A alteração do ângulo entre o fluxo de estator e fluxo de rotor resulta em um novo valor de conjugado eletromagnético.

A estimativa de fluxo utiliza o modelo de corrente e tensão, sendo por isso chamado de estimador híbrido. Este estimador é eficiente em um amplo intervalo de velocidade [12]. Os fluxos estimados juntamente com os valores de corrente de fase, são usados para o cálculo de velocidade e conjugado eletromagnético.

CAPÍTULO III

CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO

3.1 – Introdução:

O controle direto de conjugado é realizado pela seleção e aplicação de vetores de tensão, gerados por um conversor *VSI* a fim de manter fluxo e conjugado dentro dos limites de das bandas de histerese. A correta aplicação deste princípio permite um controle desacoplado de fluxo e conjugado. No entanto, a presença dos comparadores do tipo histerese leva à uma frequência de chaveamento variável para o inversor [1],[3],[7]e [39]. A necessidade de discretização das equações devido a implementação digital torna o número de vetores de tensão limitados determinando a presença de oscilações (“*ripples*”) de fluxo e conjugado.

O esquema como o próprio nome diz é o controle direto do fluxo de estator e do conjugado eletromagnético através da imposição de vetores espaciais de tensão selecionados a partir de uma tabela de chaveamento. A escolha do vetor é realizada com base nos erros resultantes da comparação entre os valores estimados e valores de referência de fluxo e conjugado e do setor espacial onde o vetor fluxo de estator está posicionado.

As principais características de funcionamento do controle DTC são:

-
- Controle direto de fluxo e conjugado (pela seleção ótima dos vetores de chaveamento do inversor).
 - Controle indireto das correntes e tensões do estator.
 - Correntes de estator e fluxo de estator aproximadamente senoidais.
 - As oscilações de conjugado dependem do intervalo de tempo que o vetor de tensão é aplicado.
 - Alto desempenho dinâmico.
 - Frequência de chaveamento do inversor depende das larguras das bandas de histerese de fluxo e conjugado.

As principais vantagens do controle direto de conjugado:

- Ausência de transformação de coordenadas (que são requeridas na maioria dos controles vetoriais).
- Ausência de bloco independente de modulação da tensão (PWM).

Entretanto as principais desvantagens do controle DTC tradicional são:

- Problemas durante a partida e operação em baixas velocidades e também durante variações na referência de conjugado.
- Necessidade de estimadores de fluxo e conjugado.
- Frequência de chaveamento variável.
- Alta oscilação de fluxo e conjugado eletromagnético em aplicações de controle digital.

3.2 - Estrutura do controle Direto de conjugado – DTC tradicional

O diagrama de blocos do controle direto de conjugado é mostrado na figura 3.1. Nos terminais da máquina são obtidos os valores de correntes I_{abc} , de tensão do *elo* V_{cc} e da função de chaveamento do conversor. Essa função de chaveamento é usada para o cálculo das tensões V_{abc} . Obtidos os sinais de corrente e tensão eles são transformados para o sistema de coordenadas de dois eixos V_{dq} , I_{dq} . Esses valores são as variáveis de entrada para o estimador de fluxo, conjugado e velocidade. A velocidade estimada é comparada com a velocidade de referência. O erro gerado é levado a um controlador PI que gera um valor de conjugado de referência que é comparado com o conjugado eletromagnético estimado do motor. O erro é o sinal de entrada do comparador de histerese de conjugado de três níveis de saída, -1, 0 e +1. Por outro lado o fluxo estatórico de referência é comparado com o fluxo estimado. O erro é o sinal de entrada do comparador de histerese de fluxo de dois níveis de saída, -1 ou +1. Com base nos níveis de fluxo e conjugado e do setor onde o vetor fluxo de estator está posicionado, o vetor de chaveamento é definido na tabela de chaveamento para manter o fluxo e o conjugado dentro dos limites das bandas de histerese e conseqüentemente, próximos aos valores de referência dados.

A técnica de controle direto de conjugado produz respostas rápidas e precisas de conjugado. Em relação a outros controles como, por exemplo, o controle por orientação de campo, o DTC produz respostas mais rápidas e precisas em condições transitórias [6].

O diagrama esquemático apresentado na figura 3.1 será explicado no decorrer do capítulo e a análise do sistema de controle é iniciada pelos comparadores de histerese de fluxo e conjugado.

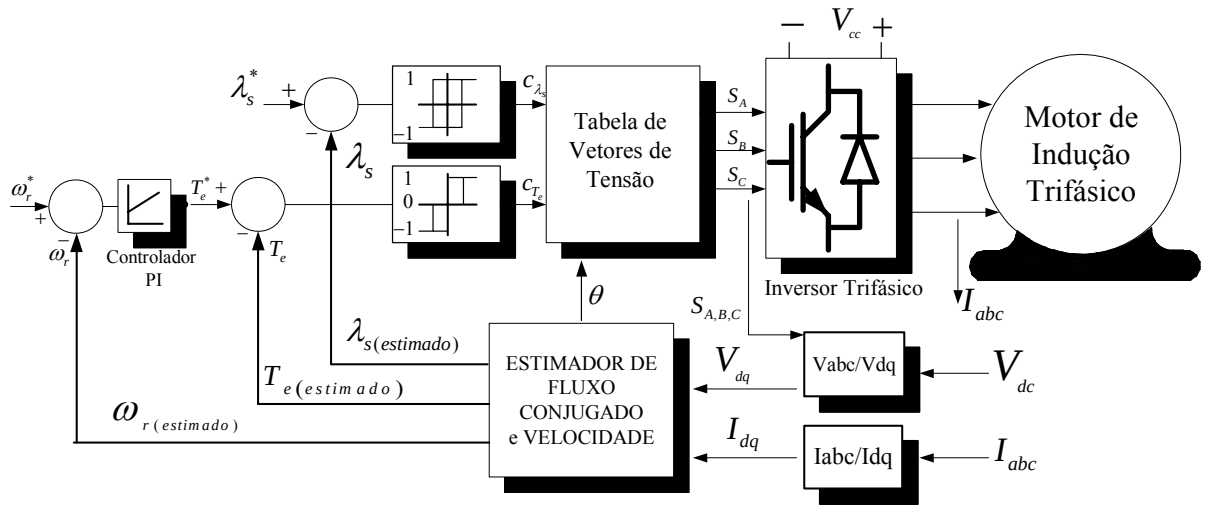


Figura 3.1 Diagrama de blocos do controle direto de conjugado.

3.2.1 Histerese de Fluxo e Conjugado.

3.2.1.1 Histerese de fluxo

Conforme mencionado anteriormente a largura da banda de histerese, exerce forte influência sobre as oscilações de fluxo de estator, conjugado eletromagnético e na frequência de chaveamento. Dessa forma, uma banda de histerese pequena resulta em menos oscilações de fluxo e conjugado e alta frequência de chaveamento. Por outro lado, largura de bandas de histerese maiores resulta em grandes oscilações de fluxo e conjugado devido a baixa frequência de chaveamento. Sendo c_φ , o nível de saída, $\Delta\varphi_s$ o erro entre o fluxo de referência e o fluxo estimado, o comparador de histerese de fluxo de dois níveis é mostrado na figura 3.2.

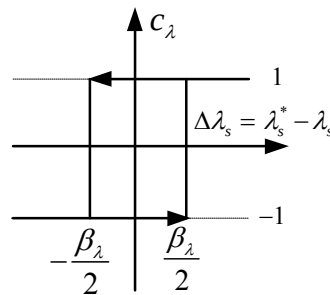


Figura 3.2 Histerese de fluxo.

$$c_\lambda = +1 \text{ para } \Delta\lambda_s \geq \frac{\beta_\lambda}{2} \quad (3.1)$$

$$c_\lambda = -1 \text{ para } \Delta\lambda_s \leq -\frac{\beta_\lambda}{2} \quad (2.2)$$

Onde: β_λ é a largura total da banda de histerese do controlador de fluxo

Para $c_\lambda = +1$, o erro calculado por $\Delta\lambda_s$, deve ser maior que $\frac{\beta_\lambda}{2}$, enquanto que para $c_\lambda = -1$, a variação de $\Delta\lambda_s$ deve ser menor que $-\frac{\beta_\lambda}{2}$. Quando o erro estiver entre $-\frac{\beta_\lambda}{2}$ e $\frac{\beta_\lambda}{2}$, c_λ é o nível anterior.

A estrutura de controle do comparador de histerese de fluxo é diferente do comparador de histerese de conjugado, conforme será mostrado na sessão seguinte.

3.2.1.2 Histerese de Conjugado

O comparador de histerese de conjugado utilizado no DTC tradicional é de três níveis por possibilitar uma menor frequência de chaveamento do inversor. Na figura 3.3, c_T é o nível de saída da histerese, enquanto que ΔT é a diferença entre o conjugado de referência e do conjugado eletromagnético estimado. O nível de saída do comparador de conjugado depende do sentido de rotação em que o motor está girando. Considerando a máquina girando no sentido anti-horário, os níveis 1 e 0 são selecionados e no sentido oposto, os níveis -1 e 0 são selecionados. O uso do comparador de conjugado de três níveis possibilita diminuir, manter ou aumentar o conjugado do motor conforme a configuração do controle.

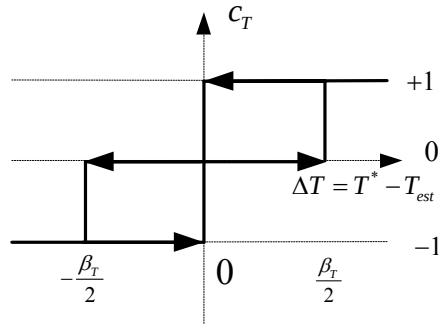


Figura 3.3 Histerese de conjugado.

Na figura 3.3, β_T é a largura total de banda de histerese.

Para o sentido horário de rotação

$$\begin{cases} c_T = 1 & \text{para } \Delta T \geq \frac{\beta_T}{2} \\ c_T = 0 & \text{para } \Delta T \geq 0 \text{ e } c_T \neq 1 \end{cases} \quad (3.3)$$

Para o sentido anti-horário de rotação

$$\begin{cases} c_T = -1 & \text{para } \Delta T \leq -\frac{\beta_T}{2} \\ c_T = 0 & \text{para } \Delta T < 0 \text{ e } c_T \neq -1 \end{cases} \quad (3.4)$$

Deve ser observado que para o nível c_T tornar-se igual a zero é necessário que a condição seja satisfeita e que o valor anterior c_T seja diferente dos níveis -1 e +1. Esta condição é devido a memória que estes comparadores apresentam.

Outro dado muito importante que, juntamente com as histereses de fluxo e conjugado, é usado para a definição do vetor na tabela de chaveamento é conhecer a posição espacial que o vetor fluxo de estator está ocupando no momento.

3.2.2 Setor espacial:

O setor espacial é o local onde o vetor fluxo de estator está posicionado no plano dq em cada período de amostragem. Os setores no plano dq são divididos em 6 partes igualmente espaçadas, cada um com uma faixa de 60° elétricos. Os setores são numerados de 1 a 6 e em

cada setor contém um único vetor de tensão. O cálculo do ângulo do fluxo de estator pode ser realizado através da equação (3.5)

$$\theta_{\lambda_s} = \arctan g \left(\frac{\lambda_{q_s}}{\lambda_{d_s}} \right) \quad (3.5)$$

Sendo θ , o ângulo do fluxo de estator.

O ângulo do fluxo de estator varia de -180° a $+180^\circ$ elétricos. Dessa forma, o intervalo de ângulo para cada setor é mostrado na tabela 3.1.

Tabela 3.1 Setores espaciais do fluxo de estator

Ângulo	Setor n
$-30^\circ < \theta \leq 30^\circ$	1
$30^\circ < \theta \leq 90^\circ$	2
$90^\circ < \theta \leq 150^\circ$	3
$150^\circ < \theta \leq -150^\circ$	4
$-150^\circ < \theta \leq -90^\circ$	5
$-90^\circ < \theta \leq -30^\circ$	6

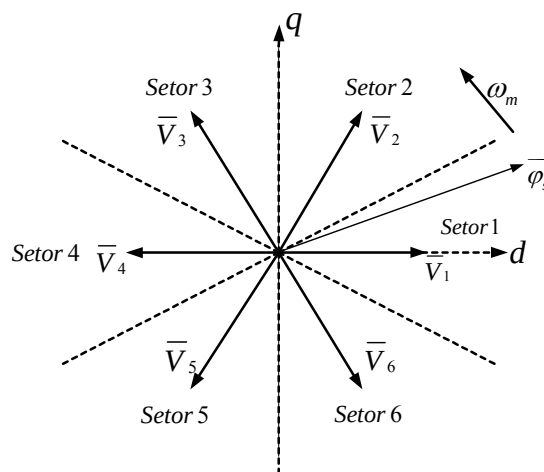


Figura 3.4 Distribuição dos setores espaciais

A figura 3.4 mostra a distribuição de cada setor no plano dq . O vetor $\bar{V}_1$ está presente no setor 1, e o vetor $\bar{V}_2$ presente no setor 2 e assim por diante. Os vetores $\bar{V}_0$ e $\bar{V}_7$ estão

presentes na origem do plano dq e são de fundamental importância para o controle DTC estudado. A figura 3.5 mostra a divisão dos setores propriamente dita obtido através de simulação, conforme as figuras 3.5(a) e 3.5(b).

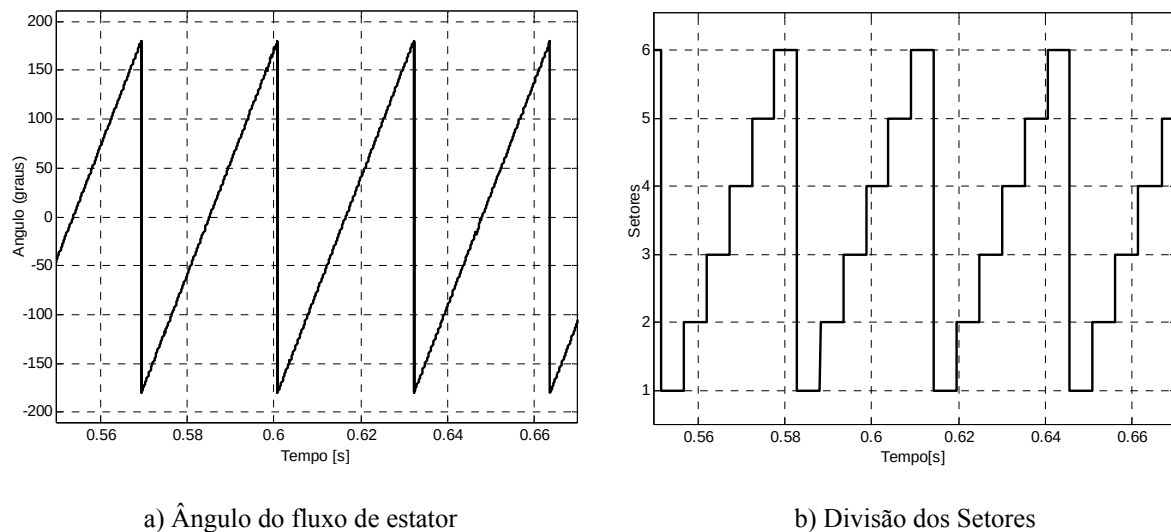


Figura 3.5 Divisão dos setores em 6 níveis

O vetor de chaveamento é definido por uma tabela com base nos níveis de fluxo, níveis de histerese de conjugado e o setor espacial. Os vetores de tensão escolhidos são impostos ao inversor durante um período de tempo Δt . As equações relativas ao conversor VSI (“Voltage Source Inverter”) usado são mostradas a seguir.

3.2.3 Inversor de Tensão:

A alimentação do motor de indução trifásico é realizada através de um inversor de tensão trifásico. As chaves utilizadas são os transistores do tipo IGBT (“Insulated Gate Bipolar Transistor”) e diodos, por satisfazer as necessidades de potência requeridas nos testes experimentais.

O inversor de tensão pode ser representado como na Figura 3.6, onde V_{cc} é a tensão no elo CC e S_a , S_b e S_c são os estados das chaves superiores. A condição $S=1$ significa que

a chave esta fechada e $S=0$, chave aberta. Os estados das chaves inferiores são o oposto das chaves superiores, prevenindo dessa forma, o curto circuito do *elo CC*. Portanto são possíveis $2^3 = 8$ configurações diferentes de chaveamento do inversor.

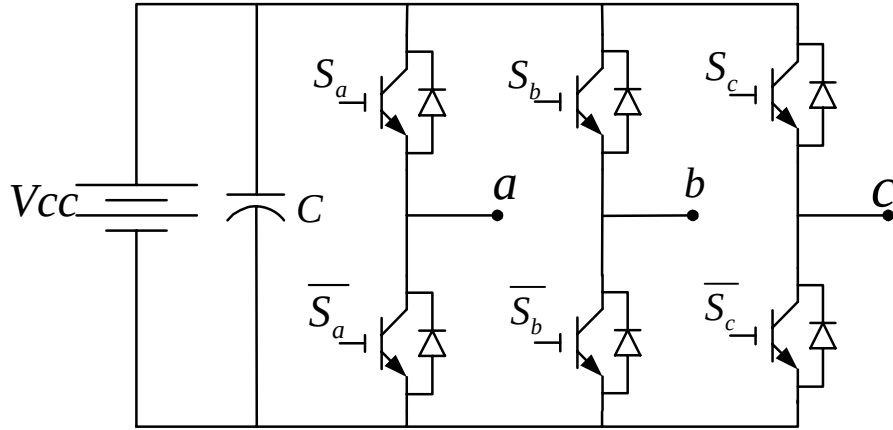


Figura 3.6 Inversor de tensão.

Considerando que o fornecimento de energia ao motor seja equilibrada, a soma entre as tensões de entrada é igual a zero, conforme a equação (3.6).

$$v_{as} + v_{bs} + v_{cs} = 0 \quad (3.6)$$

E em termos de S_a , S_b e S_c as tensões de fases do estator podem representadas como em (3.7):

$$\begin{aligned} v_{as} &= \frac{2S_a - S_b - S_c}{3} V_{cc} \\ v_{bs} &= \frac{-S_a + 2S_b - S_c}{3} V_{cc} \\ v_{cs} &= \frac{-S_a - S_b + 2S_c}{3} V_{cc} \end{aligned} \quad (3.7)$$

O vetor espacial de tensão aplicado ao motor no sistema de referência estatórico é representado conforme equação (3.8);

$$\vec{v}_s = \frac{2}{3} V_{cc} \left(S_a + S_b e^{j\frac{2\pi}{3}} + S_c e^{j\frac{4\pi}{3}} \right) \quad (3.8)$$

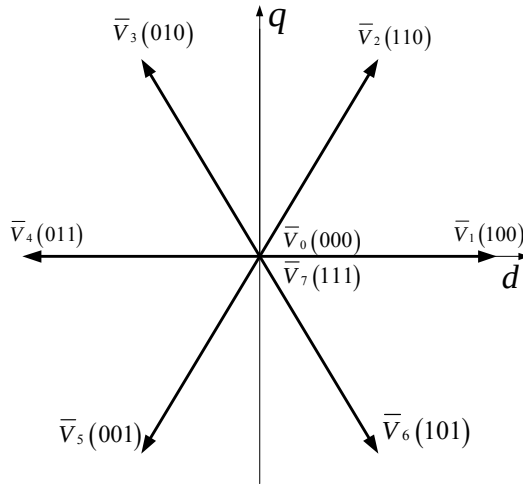


Figura 3.7 Vetores de tensão aplicados no esquema DTC.

São 8 combinações de vetores de tensão disponíveis, conforme a Figura 3.7. Eles são chamados vetores espaciais do inversor. São 6 vetores de tensão ativos ($\vec{V}_1$ a $\vec{V}_6$) com amplitudes iguais, dada por $(2/3)V_{dc}$, e dois vetores de chaveamento nulos com tensão zero ($\vec{V}_0$ e $\vec{V}_7$).

A representação dos estados das chaves do inversor são mostradas na figura 3.8, e a tabela 3.2 mostra esses estados em forma de tabela.

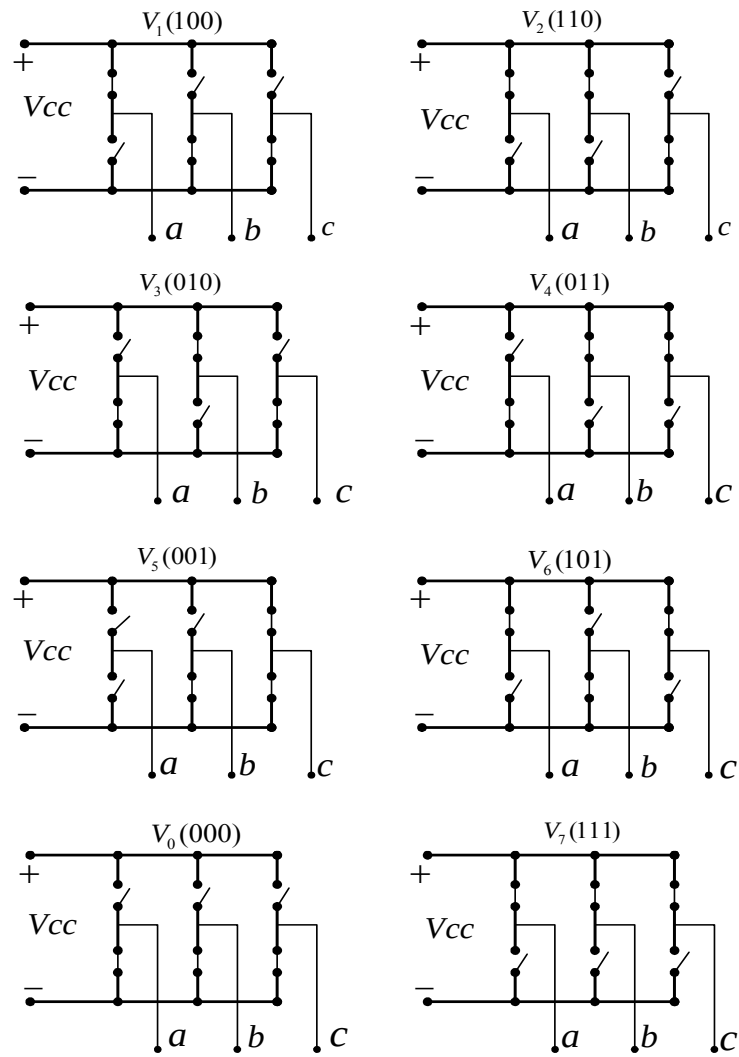


Figura 3.8. Estado das chaves do inversor.

Tabela 3.2 Vetores de chaveamento

S_a	S_b	S_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	$\vec{V}_7$

3.2.4 Tabela de chaveamento

Conforme mencionado anteriormente a escolha do vetor tensão é feita a partir de uma tabela cujas entradas são: saída do comparador de fluxo, saída do comparador de conjugado e setor espacial.

Na literatura, existem várias tabelas de chaveamento utilizadas no controle DTC. A tabela implementada neste trabalho realiza o acionamento do motor de indução nos quatro quadrantes.

Na tabela 3.3 a variável n representa o setor espacial do vetor fluxo de estator. A variável Z indica a aplicação de um vetor de chaveamento com amplitude zero, V_0 ou V_7 . A escolha desse vetor é realizada de forma a minimizar a frequência de chaveamento do inversor e reduzir as oscilações de fluxo e conjugado.

Tabela 3.3 Tabela básica de chaveamento

	$C_{T_E} = +1$	$C_{T_E} = 0$	$C_{T_E} = -1$
$C_\varphi = 1$	$n + 1$	Z	$n - 1$
$C_\varphi = -1$	$n + 2$	Z	$n - 2$

A Tabela 3.4 resume a ação combinada de contribuição de cada vetor espacial de tensão do inversor tanto para a amplitude de fluxo de estator como para o conjugado eletromagnético do motor. Uma simples linha significa uma pequena variação e duas linhas significam uma grande variação no vetor fluxo de estator e conjugado. Como pode ser visto, um aumento no conjugado ($\uparrow$) é obtido aplicando os vetores V_{n+1} e V_{n+2} . De modo inverso, uma redução de conjugado ($\downarrow$) é obtido aplicando V_{n-1} e V_{n-2} . Os vetores espaciais V_n e

V_{n+3} , e os vetores espaciais de tensão zero modificam o conjugado de acordo com o sentido de rotação do motor. Para cada condição de operação é possível encontrar um único vetor capaz de reduzir os erros de fluxo e conjugado eletromagnético.

Tabela 3.4. Variação do fluxo de estator e conjugado devido a vetores espaciais de tensão aplicados pelo inversor.

	V_{n-2}	V_{n-1}	V_n	V_{n+1}	V_{n+2}	V_{n+3}	V_0V_7
φ_s	↓	↑	↑↑	↑	↓	↓↓	↑↓
$T(w > 0)$	↓↓	↓↓	↓	↑	↑	↓	↓
$T(w < 0)$	↓	↓	↑	↑↑	↑↑	↑	↑

Tabela 3.5 Tabela de chaveamento do DTC tradicional

		n = 1	n = 2	n = 3	n = 4	n = 5	n = 6
	$C_{T_E} = +1$	V2	V3	V4	V5	V6	V1
$C_\varphi = 1$	$C_{T_E} = 0$	V7	V0	V7	V0	V7	V0
	$C_{T_E} = -1$	V6	V1	V2	V3	V4	V5
	$C_{T_E} = +1$	V3	V4	V5	V6	V1	V2
$C_\varphi = -1$	$C_{T_E} = 0$	V0	V7	V0	V7	V0	V7
	$C_{T_E} = -1$	V5	V6	V1	V2	V3	V4

A tabela 3.5 foi utilizada na implementação da técnica DTC tradicional no presente trabalho. Resultados de simulação e experimentais serão apresentados nos próximos capítulos. Conforme mencionado o DTC tradicional apresenta algumas características indesejáveis. Objetivando sanar esses problemas é estudada a seguir a técnica DSVM - Discrete Space Vector Modulation.

3.3 Modulação Discreta de Vetores Espaciais

A aplicação do controle direto de conjugado no acionamento do motor de indução trifásico apresenta algumas características desvantajas como, por exemplo, a frequência de chaveamento variável e elevadas oscilações de fluxo e conjugado. Uma alternativa para diminuir essas desvantagens é aumentar o número de vetores de tensão impostos à máquina durante um período de amostragem. Uma substancial redução de oscilações de fluxo e conjugado pode ser obtido usando uma técnica para o cálculo da variação do vetor fluxo de estator necessário para compensar exatamente os erros de fluxo e conjugado. A fim de aplicar este princípio, o sistema de controle deve ser capaz de gerar, em cada período de amostragem qualquer vetor de tensão usando (*Space Vector Modulation –SVM*). Essas técnicas são mais complexas que o DTC tradicional e exigem um maior tempo de processamento computacional. O desempenho do DTC pode ser melhorado usando um tipo de modulação discreta de vetores espaciais (*Discrete Space Vector Modulation-DSVM*). O esquema DSVM, fornece um número maior de vetores de tensão que o DTC tradicional através da imposição de vetores de tensão por intervalos de tempo prefixados. O aumento do número de vetores de tensão permite a definição de tabelas de chaveamento mais precisas. São usadas quatro tabelas de chaveamento para cada sentido de rotação, selecionadas de acordo com a velocidade do motor.

3.3.1 Diagrama de Blocos

Na figura 3.9, é apresentado o diagrama de blocos do DSVM. Observa-se que é usado um comparador de histerese de conjugado de cinco níveis, para aumentar o número de possibilidades de geração de novos vetores de chaveamento. O diagrama de blocos é muito

parecido com o DTC tradicional, diferenciando apenas na histerese de conjugado de cinco níveis e as tabelas de chaveamento. Inicialmente para a estimação de fluxo e conjugado é realizada a leitura dos sinais de tensão do link DC e corrente de estator e são transformadas para o sistema em coordenadas de dois eixos. O conjugado e o fluxo estimados são comparados com seus respectivos valores de referência. O erro gerado é a entrada dos comparadores de histereses. Os níveis dos comparadores de fluxo e conjugado, juntamente com a divisão dos setores em 6 e 12 partes e o nível de velocidade, são parâmetros de entrada para a escolha da posição do vetor na tabela de chaveamento. Cada posição da tabela possui 3 vetores, cada vetor de chaveamento é imposto ao motor durante um terço do período de amostragem. O vetor de tensão gerado mantém fluxo e conjugado dentro do limite das bandas de histerese.

Para a compreensão do diagrama de blocos da figura 3.9, a seguir, o comparador de histerese de cinco níveis será explicado.

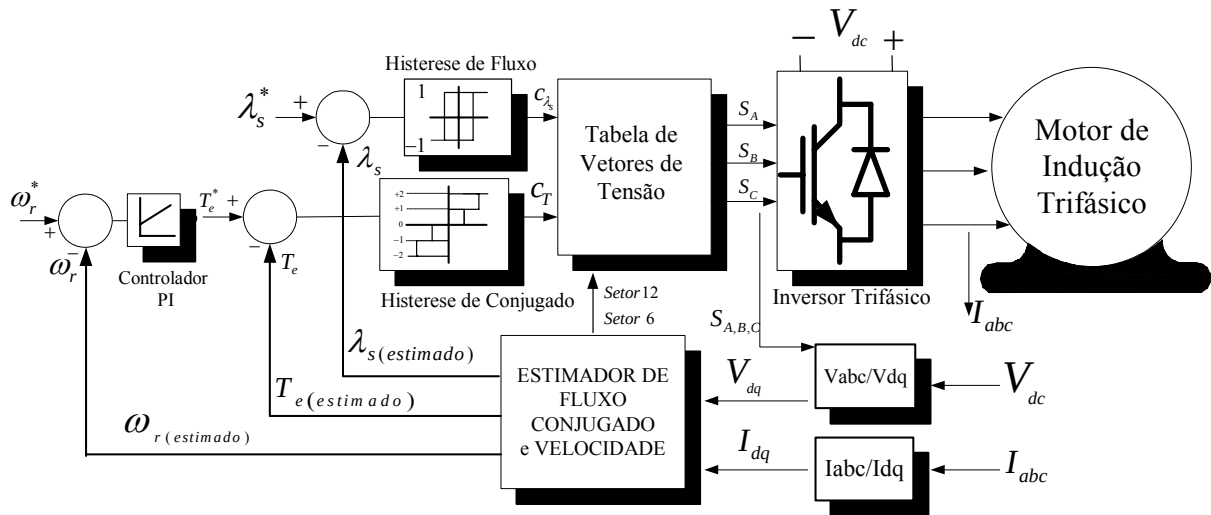


Figura 3.9 Diagrama de blocos do DSVM.

3.3.2 Histerese de conjugado.

Conforme já mencionado o comparador de histerese de conjugado mostrado na figura 3.10 é de 5 níveis de saída, -2, -1,0,1 e 2, onde c_T representa o nível de saída, B_T representa a largura total da banda de histerese e ΔT o erro da comparação entre o conjugado de referência e conjugado estimado. Quando usado controle de velocidade o conjugado de referência é gerado por um controlador do tipo PI. A definição dos níveis de histerese se dá da seguinte forma.

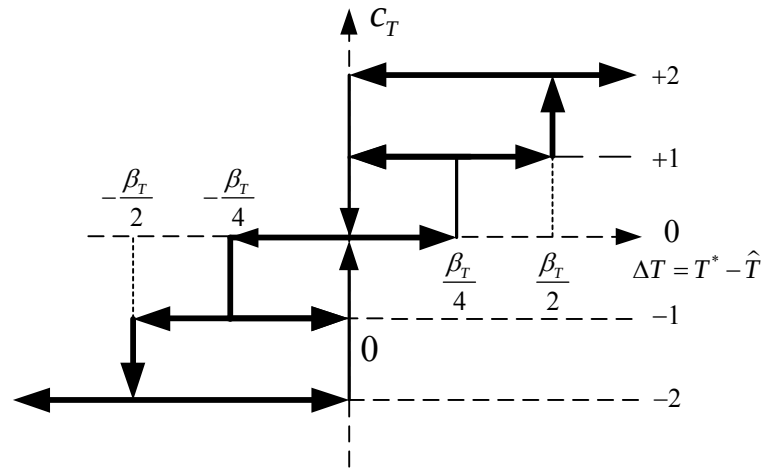


Figura 3.10 Histerese de 5 níveis.

A saída $c_T = +2$, quando o erro for maior que a metade da largura da banda de histerese $\Delta T \geq \frac{\beta_T}{2}$, conforme a expressão (3.9).

$$\left\{ c_T = +2, \Delta T \geq \frac{\beta_T}{2} \right. \quad (3.9)$$

A saída $c_T = +1$, quando o erro $\Delta T \geq \frac{\beta_T}{2}$, conforme a expressão (3.10). Nesse caso deve ser observado o valor anterior de c_T , se for diferente de 2, a condição é satisfeita, caso não seja o nível $c_T = +2$ continuará.

$$\begin{cases} c_T = +1, \Delta T \geq \frac{\beta_T}{4} \text{ e } \Delta t \leq \frac{\beta_T}{2} \\ \text{se } c_T \neq +2 \end{cases} \quad (3.10)$$

A saída $c_T = 0$, quando o erro $\Delta T \geq 0$, conforme a expressão (3.11). Nesse caso deve ser observado o valor anterior de c_T , se for diferente de +2 e diferente de +1, a condição é satisfeita, caso não seja diferente de $c_T \neq +2$ o nível +2 continuará e caso não seja diferente $c_T \neq +1$ o nível +1 continuará no período de amostragem.

$$\begin{cases} c_T = 0, \Delta T \geq 0 \text{ e } \Delta t \leq \frac{\beta_T}{4} \\ \text{se } c_T \neq +2 \text{ e } c_T \neq +1 \end{cases} \quad (3.11)$$

De modo inverso, a saída é $c_T = 0$, quando o erro $\Delta T \leq 0$, conforme a expressão (3.12). Nesse caso deve ser observado o valor anterior de c_T , se for diferente de -2 e diferente de -1, a condição é satisfeita, caso não seja diferente de $c_T \neq -2$ o nível -2 continuará e caso não seja diferente $c_T \neq -1$ o nível -1 continuará no período de amostragem.

$$\begin{cases} c_T = 0, \Delta T \leq 0 \text{ e } \Delta t \geq -\frac{\beta_T}{4} \\ \text{se } c_T \neq -2 \text{ e } c_T \neq -1 \end{cases} \quad (3.12)$$

A saída $c_T = -1$, quando o erro $\Delta T \leq -\frac{\beta_T}{4}$, conforme a expressão (3.13). Nesse caso deve ser observado o valor anterior de c_T , se for diferente de -2, a condição é satisfeita, caso não seja o nível $c_T \neq -2$ continuará.

$$\begin{cases} c_T = -1, \Delta T \leq -\frac{\beta_T}{4} \text{ e } \Delta T \geq \frac{\beta_T}{2} \\ \text{se } c_T \neq -2 \end{cases} \quad (3.13)$$

A saída $c_T = -2$, quando o erro for menor que a metade da largura da banda de histerese $\Delta T \leq -\frac{\beta_T}{2}$, conforme a expressão (3.14).

$$\begin{cases} c_T = -2, \Delta T \leq -\frac{\beta_T}{2} \end{cases} \quad (3.14)$$

Os níveis -1, 0 e +1 são selecionados em condições de regime permanente, onde a demanda de variação de conjugado é pequena, e os níveis -2 e +2 são utilizados em condições de transitórios de carga. A correta aplicação do comparador de histerese de conjugado de cinco níveis permite um controle de alto desempenho do motor de indução.

No esquema DTC tradicional, assumindo o vetor fluxo de estator pertencente ao setor 1, cinco vetores de chaveamento são normalmente empregados para compensar os erros de fluxo e conjugado. Usando a técnica DSVM, com três intervalos de tempo prefixados, 19 vetores de chaveamento são possíveis de serem aplicados ao motor em cada setor. Para o vetor fluxo de estator posicionado no setor n , os vetores de tensão são definidos como na figura 3.11.

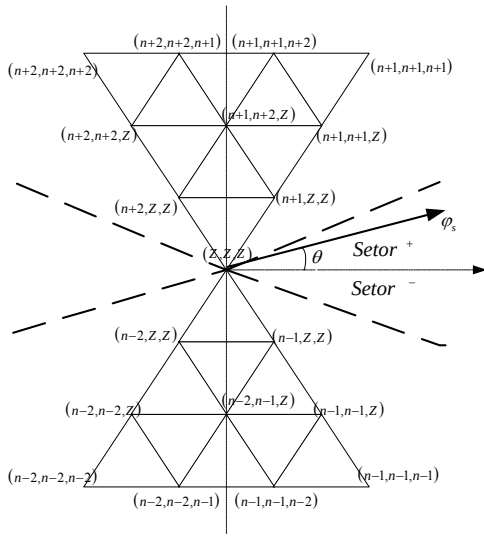


Figura 3.11 Vetores de tensão obtidos pelo uso do DSVM com três intervalos por período de amostragem genérico

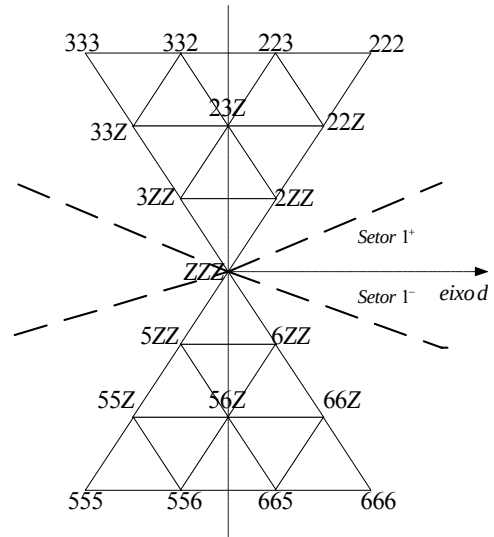


Figura 3.12 Vetores de tensão obtidos pelo uso do DSVM com três intervalos por período de amostragem para setor igual a 1.

Supondo que o vetor fluxo de estator esteja posicionado no setor 1, todos os vetores mostrados na figura 3.12 estão disponíveis a serem aplicados ao motor. Como exemplo, o ponto “223” mostra o vetor tensão sintetizado pela aplicação dos vetores $\vec{V}_2, \vec{V}_2, \vec{V}_3$, cada um aplicado durante um terço do período de amostragem. Dessa forma um vetor resultante de tensão será formado e aplicado à máquina ao final do período de amostragem. Na figura o "Z" significa aplicação de vetores nulos, $\vec{V}_0$ ou $\vec{V}_7$ independentemente do setor que o fluxo de estator esteja presente. Para cada setor todos os 19 vetores de tensão são utilizados, dependendo apenas do nível de velocidade e das variáveis de controle.

Em altas velocidades o ângulo do fluxo de estator é dividido em 12 setores conforme a tabela 3.6. Cada setor é nomeado positivo ou negativo. Essa diferenciação é devido ao uso de duas tabelas de chaveamento em altas velocidades. Na figura 3.13(a), 3.13 (b) os setores foram divididos em doze partes e separados em setor de sinal “+” como sendo o valor 1 e o valor 2 significa no controle sinal “-”, conforme figura 3.13(c).

Tabela 3.6 Divisão dos Setores em Alta velocidade

Ângulo	Setor Alta ω_m	Sinal Setor
$0^\circ < \theta \leq 30^\circ$	1	(+)
$30^\circ < \theta \leq 60^\circ$	2	(-)
$60^\circ < \theta \leq 90^\circ$	3	(+)
$90^\circ < \theta \leq 120^\circ$	4	(-)
$120^\circ < \theta \leq 150^\circ$	5	(+)
$150^\circ < \theta \leq 180^\circ$	6	(-)
$180^\circ < \theta \leq -150^\circ$	7	(+)
$-150^\circ < \theta \leq -120^\circ$	8	(-)
$-120^\circ < \theta \leq -90^\circ$	9	(+)
$-90^\circ < \theta \leq -60^\circ$	10	(-)
$-60^\circ < \theta \leq -30^\circ$	11	(+)
$-30^\circ < \theta \leq 0^\circ$	12	(-)

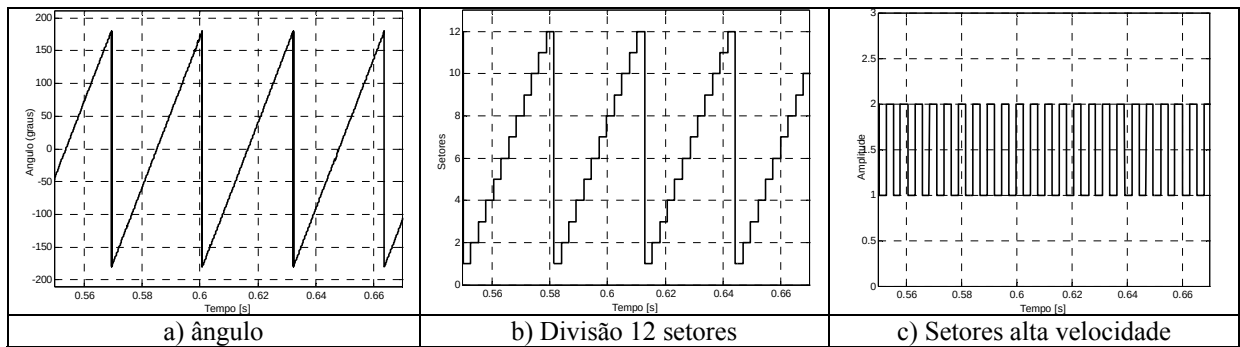


Figura 3.13 Divisão dos Setores em alta velocidade.

A divisão do ângulo do fluxo de estator em 6 partes é para definição dos vetores nas tabelas de DTC tradicional e DSVM, e em 12 partes é realizada apenas pelo DSVM para definir a tabela de chaveamento de alta velocidade

3.3.3 Níveis de Velocidade

Conforme mencionado anteriormente a escolha da tabela de chaveamento é definida de acordo com a velocidade do motor de indução. Uma justificativa é que um dado vetor de tensão apresenta efeitos diferentes sobre o fluxo e conjugado em diferentes velocidades conforme estudado em [4].

No DSVM a velocidade é dividida em três intervalos, baixa, média e alta. No sentido anti-horário a baixa velocidade é representada de 0 a $1/6$, a média de $1/6$ a $1/2$, e alta de $1/2$ a 1 em p.u de velocidade, conforme as figuras 3.14, 3.15(a) e 3.15(b). Estas grandezas juntamente com as saídas dos comparadores de fluxo e conjugado e o ângulo do vetor fluxo de estator, são as variáveis de entrada para a tabela de chaveamento.

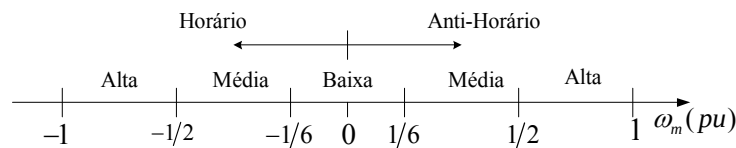
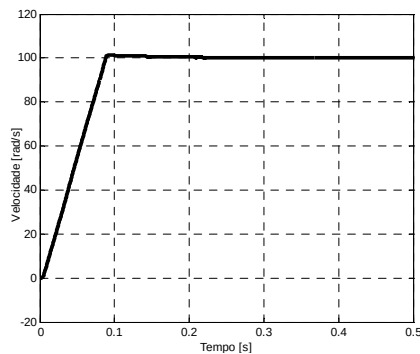
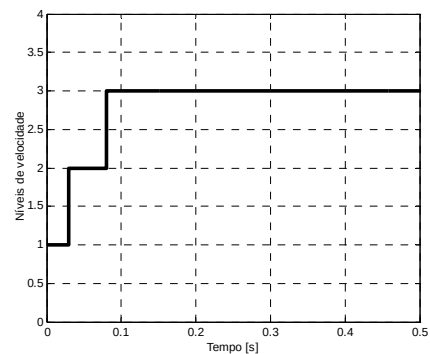


Figura 3.14 . Subdivisão do intervalo de velocidade por unidade (pu)



a) Velocidade do motor



b) Níveis de Velocidade

Figura 3.15 Divisão dos níveis de velocidade.

3.3.4 Tabelas de Chaveamento

A definição das tabelas de chaveamento é muito importante para o melhor desempenho do controle e todas as variáveis de controle devem ser definidas com precisão. Considerando o motor operando nos quatro quadrantes sete tabelas de chaveamento são necessárias de acordo com a faixa de velocidade do motor e o sentido de rotação. A tabela de baixa velocidade é comum para os sentidos de rotação anti-horária e horária. As tabelas 3.7 e

3.8 são uma representação genérica para qualquer setor que o vetor fluxo de estator esteja posicionado. Onde N representa o setor de (1,2,3,4,5,6).

Tabela 3.7 Tabelas de chaveamento para Implementação do DSVM, sentido anti-horário

BAIXA VELOCIDADE - Setor + e Setor -					
	$C_{T_E} = 2$	$C_{T_E} = 1$	$C_{T_E} = 0$	$C_{T_E} = -1$	$C_{T_E} = -2$
$C_\phi = 1$	N+1,N+1,N+1	N+1,Z,Z	Z,Z,Z	N-1,Z,Z	N-1,N-1,N-1
$C_\phi = -1$	N+2,N+2,N+2	N+2,Z,Z	Z,Z,Z	N-2,Z,Z	N-2,N-2,N-2

MÉDIA VELOCIDADE - Setor + e Setor -					
	$C_{T_E} = 2$	$C_{T_E} = 1$	$C_{T_E} = 0$	$C_{T_E} = -1$	$C_{T_E} = -2$
$C_\phi = 1$	N+1,N+1,N+1	N+1,N+1,Z	N+1,Z,Z	Z,Z,Z	N-1,N-1,N-1
$C_\phi = -1$	N+2,N+2,N+2	N+2,N+2,Z	N+2,Z,Z	Z,Z,Z	N-2,N-2,N-2

ALTA VELOCIDADE setor +					
	$C_{T_E} = 2$	$C_{T_E} = 1$	$C_{T_E} = 0$	$C_{T_E} = -1$	$C_{T_E} = -2$
$C_\phi = 1$	N+1,N+1,N+1	N+1,N+1,N+2	N+1,N+2,Z	N+1,Z,Z	N-1,N-1,N-1
$C_\phi = -1$	N+2,N+2,N+2	N+2,N+2,N+2	N+2,N+2,Z	N+2,Z,Z	N-2,N-2,N-2

ALTA VELOCIDADE setor -					
	$C_{T_E} = 2$	$C_{T_E} = 1$	$C_{T_E} = 0$	$C_{T_E} = -1$	$C_{T_E} = -2$
$C_\phi = 1$	N+1,N+1,N+1	N+1,N+1,N+1	N+1,N+1,Z	N+1,Z,Z	N-1,N-1,N-1
$C_\phi = -1$	N+2,N+2,N+2	N+2,N+2,N+1	N+1,N+2,Z	N+2,Z,Z	N-2,N-2,N-2

Tabela 3.8 Tabelas de chaveamento para Implementação do DSVM, sentido horário.

BAIXA VELOCIDADE - Setor + e Setor -					
	$C_{T_E} = 2$	$C_{T_E} = 1$	$C_{T_E} = 0$	$C_{T_E} = -1$	$C_{T_E} = -2$
$C_\phi = 1$	N+1,N+1,N+1	N+1,Z,Z	Z,Z,Z	N-1,Z,Z	N-1,N-1,N-1
$C_\phi = -1$	N+2,N+2,N+2	N+2,Z,Z	Z,Z,Z	N-2,Z,Z	N-2,N-2,N-2

MÉDIA VELOCIDADE - Setor + e Setor -					
	$C_{T_E} = 2$	$C_{T_E} = 1$	$C_{T_E} = 0$	$C_{T_E} = -1$	$C_{T_E} = -2$
$C_\phi = 1$	N+1,N+1,N+1	Z,Z,Z	N-1,Z,Z	N-1,N-1,Z	N-1,N-1,N-1
$C_\phi = -1$	N+2,N+2,N+2	Z,Z,Z	N-2,Z,Z	N-2,N-2,Z	N-2,N-2,N-2

ALTA VELOCIDADE setor +					
	$C_{T_E} = 2$	$C_{T_E} = 1$	$C_{T_E} = 0$	$C_{T_E} = -1$	$C_{T_E} = -2$
$C_\phi = 1$	N+1,N+1,N+1	N-1,Z,Z	N-1,N-1,Z	N-1,N-1,N-1	N-1,N-1,N-1
$C_\phi = -1$	N+2,N+2,N+2	N-2,Z,Z	N-1,N-2,Z	N-2,N-2,N-1	N-2,N-2,N-2

ALTA VELOCIDADE setor -					
	$C_{T_E} = 2$	$C_{T_E} = 1$	$C_{T_E} = 0$	$C_{T_E} = -1$	$C_{T_E} = -2$
$C_\varphi = 1$	N+1,N+1,N+1	N-1,Z,Z	N-1,N-2,Z	N-1,N-1,N-2	N-1,N-1,N-1
$C_\varphi = -1$	N+2,N+2,N+2	N-2,Z,Z	N-2,N-2,Z	N-2,N-2,N-2	N-2,N-2,N-2

Com as tabelas de chaveamento genéricas mostradas nas figuras 3.7 e 3.8, podem ser definidos vetores de tensão para qualquer setor espacial. Considerando que o vetor fluxo de estator esteja presente no setor 1, podemos definir as tabelas 3.9 e 3.10 para operação nos quatro quadrantes.

Tabela 3.9. Tabela de chaveamento para setor 1 sentido anti-horário.

Velocidade Baixa - Setor + e Setor -					
	$c_\tau = +2$	$c_\tau = +1$	$c_\tau = 0$	$c_\tau = -1$	$c_\tau = -2$
$c_\varphi = +1$	(2, 2, 2)	(2, Z, Z)	(Z, Z, Z)	(6, Z, Z)	(6, 6, 6)
$c_\varphi = -1$	(3, 3, 3)	(3, Z, Z)	(Z, Z, Z)	(5, Z, Z)	(5, 5, 5)

Velocidade Média - Setor + e Setor -					
	$c_\tau = +2$	$c_\tau = +1$	$c_\tau = 0$	$c_\tau = -1$	$c_\tau = -2$
$c_\varphi = +1$	(2, 2, 2)	(2, 2, Z)	(2, Z, Z)	(Z, Z, Z)	(6, 6, 6)
$c_\varphi = -1$	(3, 3, 3)	(3, 3, Z)	(3, Z, Z)	(Z, Z, Z)	(5, 5, 5)

Velocidade Alta - Setor +					
	$c_\tau = +2$	$c_\tau = +1$	$c_\tau = 0$	$c_\tau = -1$	$c_\tau = -2$
$c_\varphi = +1$	(2, 2, 2)	(2, 2, 3)	(2, 3, Z)	(2, Z, Z)	(6, 6, 6)
$c_\varphi = -1$	(3, 3, 3)	(3, 3, 3)	(3, 3, Z)	(3, Z, Z)	(5, 5, 5)

Velocidade Alta - Setor -					
	$c_\tau = +2$	$c_\tau = +1$	$c_\tau = 0$	$c_\tau = -1$	$c_\tau = -2$
$c_\varphi = +1$	(2, 2, 2)	(2, 2, 2)	(2, 2, Z)	(2, Z, Z)	(6, 6, 6)
$c_\varphi = -1$	(3, 3, 3)	(3, 3, 2)	(2, 3, Z)	(3, Z, Z)	(5, 5, 5)

Tabela 3.10. Tabela de chaveamento para setor 1 sentido horário.

Velocidade Baixa - Setor + e Setor -					
	$c_\tau = +2$	$c_\tau = +1$	$c_\tau = 0$	$c_\tau = -1$	$c_\tau = -2$
$c_\varphi = +1$	(2, 2, 2)	(Z, Z, Z)	(6, Z, Z)	(6, 6, Z)	(6, 6, 6)
$c_\varphi = -1$	(3, 3, 3)	(Z, Z, Z)	(5, Z, Z)	(5, 5, Z)	(5, 5, 5)

Velocidade Média - Setor + e Setor -

	$c_r = +2$	$c_r = +1$	$c_r = 0$	$c_r = -1$	$c_r = -2$
$c_\phi = +1$	(2, 2, 2)	(2, 2, Z)	(2, Z, Z)	(Z, Z, Z)	(6, 6, 6)
$c_\phi = -1$	(3, 3, 3)	(3, 3, Z)	(3, Z, Z)	(Z, Z, Z)	(5, 5, 5)

Velocidade Alta - Setor +

	$c_r = +2$	$c_r = +1$	$c_r = 0$	$c_r = -1$	$c_r = -2$
$c_\phi = +1$	(2, 2, 2)	(6, Z, Z)	(6, 6, Z)	(6, 6, 6)	(6, 6, 6)
$c_\phi = -1$	(3, 3, 3)	(5, Z, Z)	(6, 5, Z)	(5, 5, 6)	(5, 5, 5)

Velocidade Alta - Setor -

	$c_r = +2$	$c_r = +1$	$c_r = 0$	$c_r = -1$	$c_r = -2$
$c_\phi = +1$	(2, 2, 2)	(6, Z, Z)	(6, 5, Z)	(6, 6, 5)	(6, 6, 6)
$c_\phi = -1$	(3, 3, 3)	(5, Z, Z)	(5, 5, Z)	(5, 5, 5)	(5, 5, 5)

Na faixa de alta velocidade duas tabelas foram definidas, cada uma válida para metade de um setor (1^+ e 1^-). Dessa forma o vetor fluxo do estator deve ser estimado com uma resolução de $\pi/6$, correspondente a uma representação angular de 12 setores. Duas tabelas de chaveamento são necessárias em alta velocidade para utilizar completamente os vetores de tensão disponíveis. Para explicar como os vetores de tensão são selecionados em alta velocidade, assumimos que a máquina esteja no sentido anti-horário de rotação e uma demanda de conjugado crescente.

Para explicar a definição dos vetores em alta velocidade são empregados 4 vetores de tensão que são: “333”, “332”, “223” e “222”. Dependendo se o fluxo de estator será reduzido ou aumentado os primeiros dois vetores ou últimos dois vetores respectivamente serão selecionados. Assim, para forçar o fluxo a reduzir deve-se escolher entre “333” e “332”. Observando a posição do vetor fluxo de estator, Se o fluxo esta no setor 1^+ o vetor “333” é selecionado, enquanto que o fluxo no setor 1^- o vetor selecionado é o “332”. Deve ser observado que não é possível aplicar esta seleção de vetores na faixa de média e baixa velocidade porque o número de vetores de tensão disponíveis não é suficiente.

3.3.5 Considerações Finais.

Este capítulo teve por objetivo apresentar a técnica de controle direto de conjugado e abordar os conceitos básicos para a sua implementação

O controle DTC tradicional foi explicado passo a passo, de forma a possibilitar uma boa compreensão dos mecanismos de controle de fluxo e conjugado, da utilização dos comparadores de histerese e do cálculo do setor espacial.

A tabela de chaveamento usada no controle DTC tradicional em aplicações digitais resulta em uma série de dificuldades de controle, devido principalmente a atuação dos comparadores de histerese. Nessas aplicações a atuação no sistema de controle é realizada em intervalos de tempo Δt fixo. O uso do DSVM resulta em uma melhora no controle em termos de oscilações de fluxo e conjugado. Para isso, novas tabelas de chaveamento são apresentadas das quais são utilizadas conforme a velocidade do motor. Particularidades com relação a definição do nível de velocidade, setores espaciais e sinal de velocidade são requeridas nesse controle e explicados no decorrer do texto. Enquanto no DTC tradicional um único vetor de tensão é imposto ao motor durante um período de amostragem Δt , enquanto que no DSVM são três vetores impostos ao motor durante um período de amostragem.

CAPÍTULO IV

SIMULAÇÕES DAS TÉCNICAS DE CONTROLE DIRETO DE CONJUGADO ESTUDADAS.

4.1 Introdução

Este capítulo faz um estudo sobre o comportamento dinâmico do motor de indução trifásico tendo como mecanismo de acionamento os dois esquemas de controle estudados, o DTC tradicional e o DSVM, foram realizadas simulações computacionais utilizando o software MATLAB/SIMULINK[®]. O foco destas simulações é analisar as oscilações de fluxo e conjugado apresentadas pelo controle DTC tradicional e as melhoras apresentadas com o uso do esquema DSVM. Para tanto, os controles foram testados em diferentes faixas de velocidade em malha fechada com controle de velocidade. Nas simulações, o modelo matemático *ABC* linear do motor de indução foi utilizado.

Atenção especial foi dada a escolha do período de amostragem, pois é ele quem determina a máxima frequência de chaveamento do inversor. Dessa forma, em cada período de amostragem os níveis de saída das histereses de fluxo e conjugado, velocidade e setor do ângulo do fluxo de estator são lidos e o vetor de chaveamento é definido. Como mostrado, a largura das bandas de histerese influencia substancialmente na frequência de chaveamento. Então, foram escolhidos valores de larguras de histerese que adequasse ao tempo de cálculo das equações e ao período de amostragem.

4.2 Modelo matemático do motor de indução adotado na simulação

O modelo matemático do motor de indução foi utilizado visando obter resultados mais com aqueles obtidos experimentalmente, [10],[14]. Inicialmente, considerando i uma fase genérica que representa as fases “abc” do estator ou “ABC” do rotor, a equação genérica que representa a tensão terminal ($\bar{V}_i$) da máquina é mostrada na equação 4.1

$$V_i = R_i i_i + \frac{d\lambda_i}{dt} \quad (4.1)$$

Assumindo o fluxo de dispersão linear, o fluxo concatenado total por fase λ_i é calculado pela soma da parcela de dispersão com a parcela de magnetização. De posse desta, obtém-se a equação de corrente que relaciona o fluxo concatenado por fase com o fluxo de magnetização λ_{mi} conforme a equação 4.2.

$$\lambda_i = L_i i_i + \lambda_{mi} \Rightarrow i_i = \frac{\lambda_i - \lambda_{mi}}{L_i} \quad (4.2)$$

Na Equação 4.2, é necessário o conhecimento do fluxo de magnetização por fase λ_{mi} . Para uma máquina simétrica, os enrolamentos das fases “abc” do estator e “ABC” do rotor são iguais, de forma que: $L_a = L_b = L_c = L_s$ e $L_A = L_B = L_C = L_r$. Lembrando que para o estator e rotor teremos os seguintes ângulos de deslocamento entre as fases: $\theta_a = 0^\circ$; $\theta_b = -120^\circ$; $\theta_c = 120^\circ$; $\theta_A = \theta_r$; $\theta_B = \theta_r - 120^\circ$; $\theta_C = \theta_r + 120^\circ$.

$$f_R(\lambda) = \sum_{i=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_i}{L_i} \cos(\theta_i) \quad (4.3)$$

$$f_I(\lambda) = \sum_{i=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_i}{L_i} \sin(\theta_i) \quad (4.4)$$

$$\lambda_{mR} = \sum_{i=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_{mi}}{L_i} \cos(\theta_i) \quad (4.5)$$

$$\lambda_{mi} = \sum_{i=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_{mi}}{L_i} \text{sen}(\theta_i) \quad (4.6)$$

À partir das equações (4.3), (4.4), (4.5) e (4.6) obtemos a componente real (FR) e imaginária (FI) do concatenamento de fluxo magnetizante, da forma.

$$FR = f_R(\lambda) - \lambda_{mR} \quad (4.7)$$

$$FI = f_I(\lambda) - \lambda_{mI} \quad (4.8)$$

$$FR - jFI = \sum_{i=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_i - \lambda_{mi}}{L_i} \cos(\theta_i) - j \sum_{i=a,b,c,A,B,C} \frac{\lambda_i - \lambda_{mi}}{L_i} \text{sen}(\theta_i) \quad (4.9)$$

$$FM = \frac{\text{Fluxo}}{(1 + A_s * Lm)} \quad (4.10)$$

$$FFM = Lm * FM \quad (4.11)$$

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

A dinâmica das variáveis mecânicas do motor de indução é descrita pela equação diferencial do movimento do sistema rotor e carga acoplada. O movimento da carga é ocasionado pelo conjugado resultante e é afetado por fatores como atrito e inércia do sistema. A equação do movimento é apresentada em (4.12).

$$T_e = T_c + J \frac{d\omega_{mec}}{dt} + B\omega_{mec} \quad (4.12)$$

Onde

$$\omega_{mec} = \frac{d\theta_{mec}}{dt} \quad (4.13)$$

As equações descritas anteriormente, formam o modelo matemático completo do motor de indução trifásico utilizado para as simulações computacionais e ainda podem ser representadas matricialmente na forma de equação de estado, como apresentado na expressão 4.14.

$$\begin{bmatrix} \dot{\lambda}_a \\ \dot{\lambda}_b \\ \dot{\lambda}_c \\ \dot{\lambda}_A \\ \dot{\lambda}_B \\ \dot{\lambda}_C \\ \dot{\omega}_{mec} \\ \dot{\theta}_{mec} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -R_s/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & -R_s/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & -R_s/L_s & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & -R_r/L_r & 0 & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & -R_r/L_r & 0 & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -R_r/L_r & 0 & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & -B/J & 0 \\ 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & 0 & P/2 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \lambda_a \\ \lambda_b \\ \lambda_c \\ \lambda_A \\ \lambda_B \\ \lambda_C \\ \omega_{mec} \\ \theta_{mec} \end{bmatrix} + \begin{bmatrix} V_{ab} + R_s/L_s \lambda_{mab} \\ V_{bc} + R_s/L_s \lambda_{mbc} \\ V_{ca} + R_s/L_s \lambda_{mca} \\ V_A + R_r/L_r \lambda_{mA} \\ V_B + R_r/L_r \lambda_{mB} \\ V_C + R_r/L_r \lambda_{mC} \\ (T_m - T_c)/J \\ 0 \end{bmatrix} \quad (4.14)$$

4.3 Diagrama Esquemático no Matlab/Simulink do controle DTC tradicional e DSVM

Os esquemas de controle DTC tradicional e DSVM foram implementados no Matlab/Simulink de forma que as características de funcionamento do motor de indução de indução onde será realizado os testes experimentais fossem empregadas.

O modelo do motor de indução foi configurado de acordo com os parâmetros do motor de indução gaiola de esquilo apresentados na tabela 4.1.

Tabela 4.1 Dados do Motor.

Dados do motor de indução trifásico gaiola de esquilo	
Potência [CV / W]	3 / 2208
Velocidade Nominal [RPM]	1710
Alimentação [V]	220 / 380
Corrente Nominal [A]	8,59 / 4,97
Número de Pólos	4
Resistência de Estator [Ω]	2,85
Resistência de Rotor [Ω]	2,6381
Indutância de Dispersão Estator [mH]	6,9451
Indutância de Dispersão Rotor [mH]	6,9451
Indutância de magnetização [mH]	142,1318

Na figura 4.1 é mostrado o diagrama esquemático do esquema DTC tradicional. A alimentação do bloco de inversor é realizado por uma fonte senoidal de 380V. A cada período de amostragem os dados de entrada são lidos e os vetores de chaveamento definidos

no bloco DTC tradicional. O bloco definição de níveis e setores possuem toda a estrutura apresentada teoricamente.

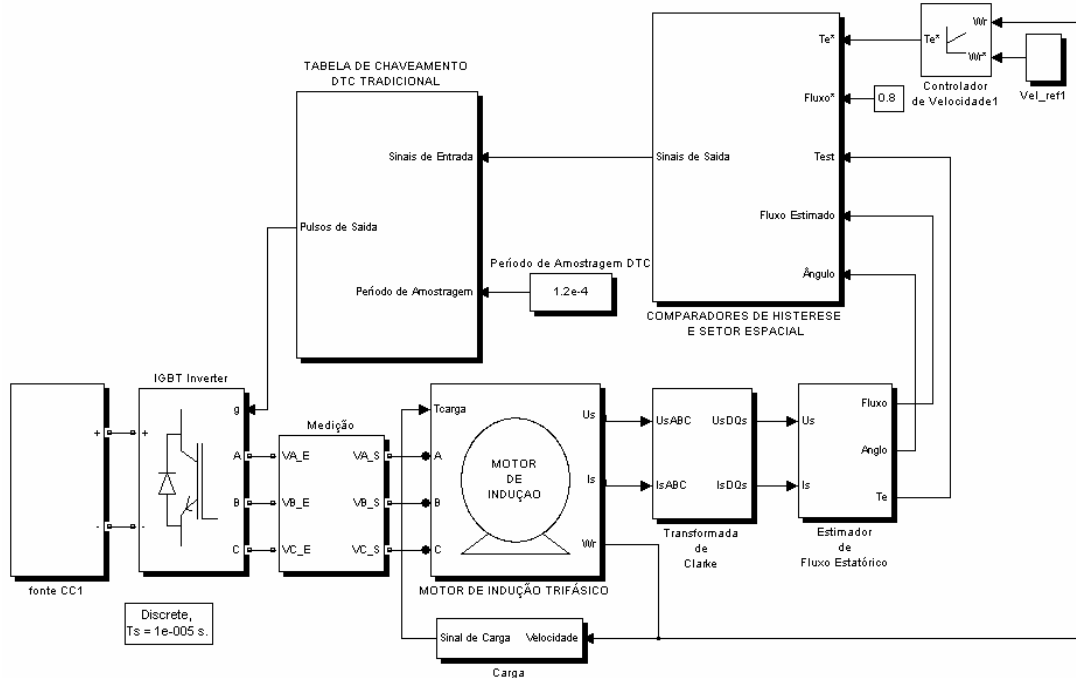


Figura 4.1 Diagrama esquemático DTC tradicional no Simulink.

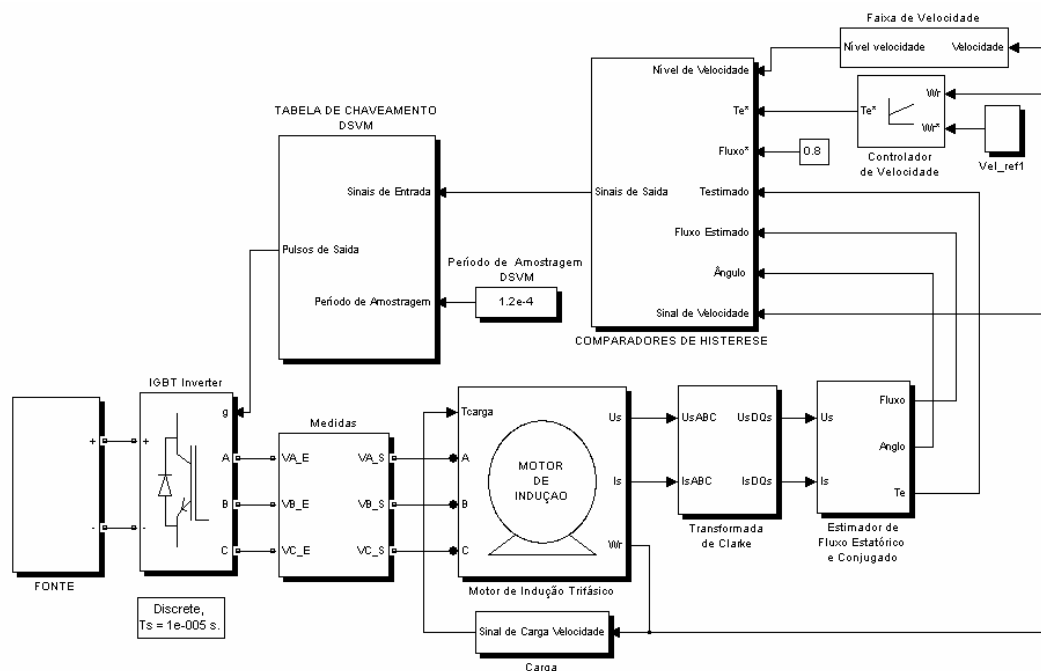


Figura 4.2 Diagrama esquemático DSVM no simulink.

A diferença entre os dois esquemas é que o esquema DSVM, da figura 4.2, utiliza como parâmetro de entrada o sinal sentido de velocidade e o nível de velocidade. No DSVM um comparador de histerese de cinco níveis para o conjugado e a divisão do ângulo do fluxo de estator em 12 setores classificados em setores negativos e positivos são utilizados para as tabelas de chaveamento do DSVM.

Com base nestes dois diagramas esquemáticos as simulações foram realizadas conforme mostradas na próxima seção.

4.4 Resultados de simulação

O passo de integração usado foi de $10\mu s$ e o período de amostragem para ambos os esquemas de $120\mu s$. A cada passo de integração todas as equações do modelo do motor são calculadas e a cada período de amostragem o programa faz a leitura dos níveis de fluxo e conjugado, setores do fluxo de estator, nível de velocidade e define o vetor de chaveamento aplicado ao inversor.

As primeiras simulações foram realizadas para velocidade do motor em 18.8 [rad/s], conforme a figura 4.3. A carga aplicada ao eixo do motor é proporcional à velocidade. Dessa forma, o valor máximo de conjugado para velocidade nominal é limitada em 6 [N.m].

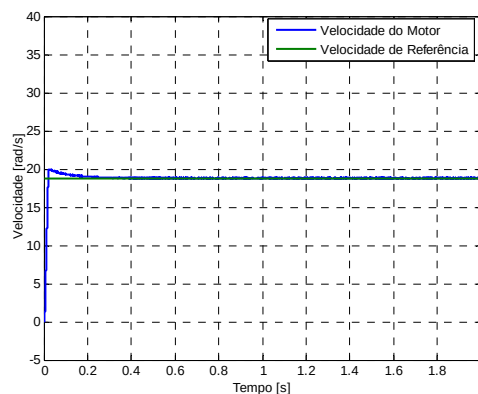


Figura 4.3 Velocidade do motor a 18.8 [rad/s]

O conjugado de referência é gerado por um controlador PI com ganhos de $K_p = 20$ e $K_i = 200$, e conjugado máximo limitado em 25[N.m]. Estes ganhos foram escolhidos por apresentarem resultados satisfatórios no controle de velocidade. A largura de banda de histerese do DTC tradicional foi definida em 8 [N.m] para o conjugado e 0,02 [Wb] para o fluxo e para o DSVM a largura total das bandas de histerese foram 12 [N.m] para o conjugado e 0.01 [Wb] para o fluxo. A presença dos comparadores de histerese torna comum um único vetor de chaveamento ser aplicado durante vários ciclos de amostragem em algumas condições de operações.

A figura 4.4 mostra o conjugado estimado em função do tempo. Observa-se que as oscilações no controle de conjugado do DTC tradicional são mais evidentes que no DSVM, onde o nível de oscilação ficou em torno de -2 a 3 [N.m]

A figura 4.5 apresenta o módulo do fluxo de estator em relação ao fluxo de referência. As oscilações presentes no DTC tradicional também são mais evidentes que no DSVM. Isso é devido a aplicação de um pequeno número de vetores de tensão dentro de um período de amostragem imposto pelo DTC tradicional.

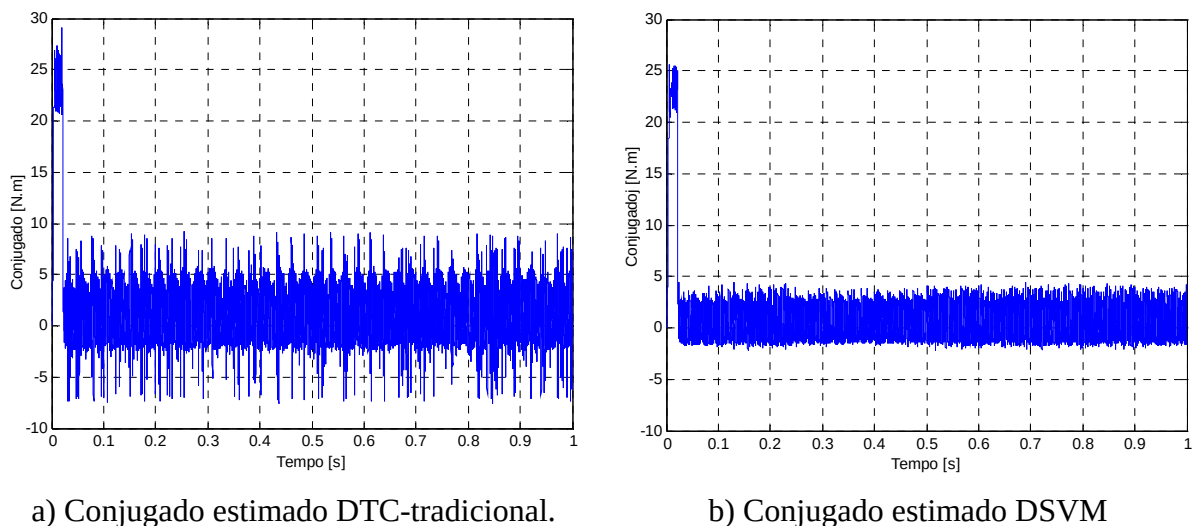
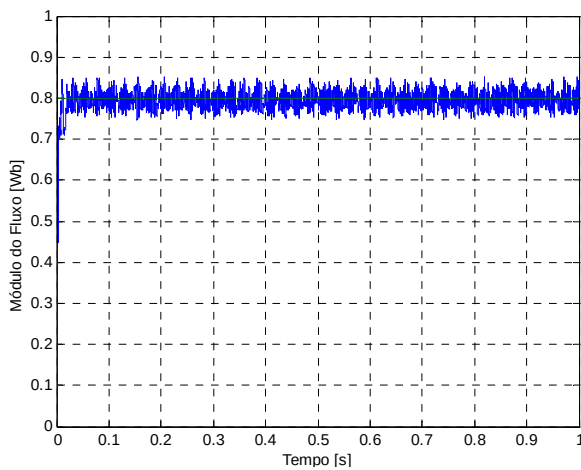
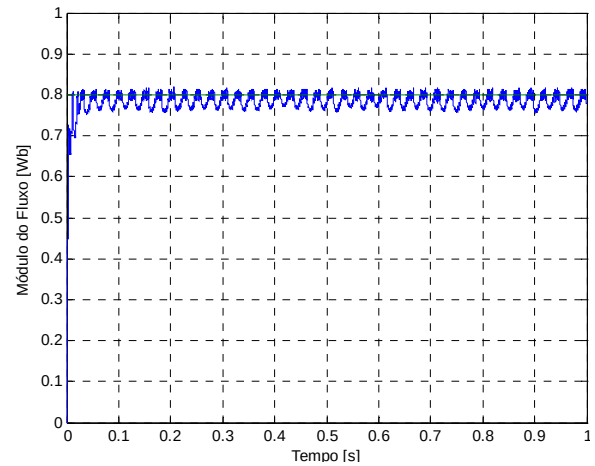


Figura 4.4 Conjugado eletromagnético estimado.

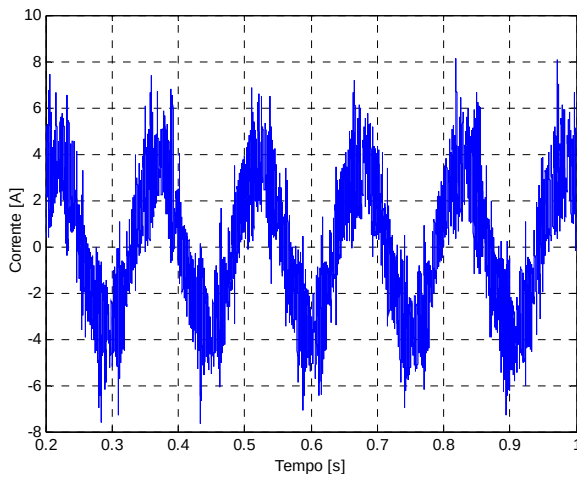


a) Fluxo estimado DTC tradicional

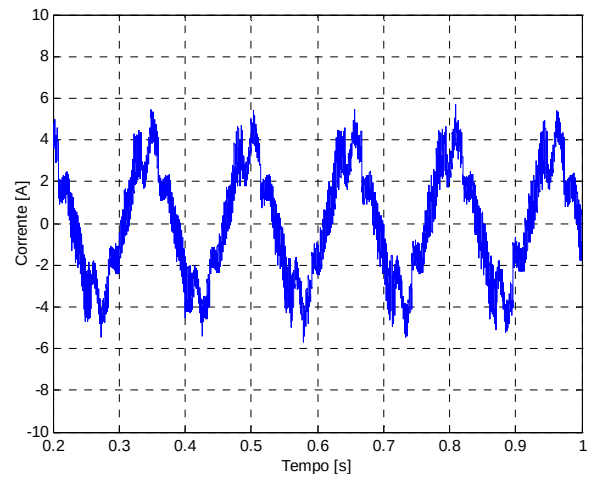


b) Fluxo estimado DSVN.

Figura 4.5 Fluxo estimado.



a) Corrente de Fase DTC tradicional

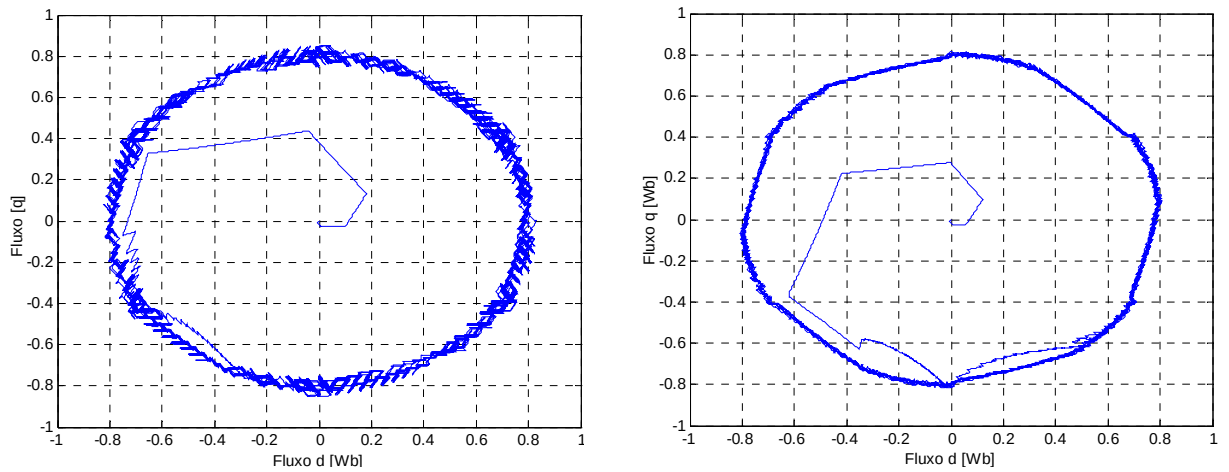


b) Corrente de Fase DSVN

Figura 4.6 Corrente de fase.

Na figura 4.6, as oscilações nas correntes de estator são reflexo da largura das bandas de histerese e do período de amostragem. As oscilações presentes na figura 4.7(a) são mais evidentes que na figura 4.7(b), refletindo numa maior taxa de distorção harmônica.

Na figura 4.7, a trajetória circular do fluxo de estator confirma a forma de onda esperada pela análise teórica. Um dos motivos de uma maior oscilação no fluxo de estator é o período de amostragem ser grande comparado as exigências dos níveis de fluxo.



a) Caminho do Fluxo estator DTC tradicional b) Caminho do Vetor Fluxo de estator DSVM.

Figura 4.7 Trajetória do vetor fluxo de estator.

Simulações em condições de regime permanente para uma velocidade de 75 [rad/s] também foram realizadas, conforme a figura 4.8. Com esta velocidade o DSVM utiliza a tabela de média velocidade.

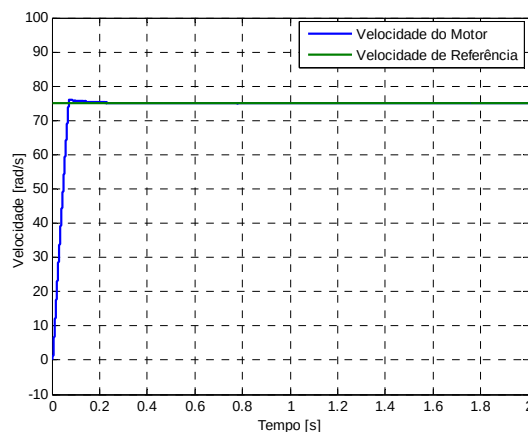
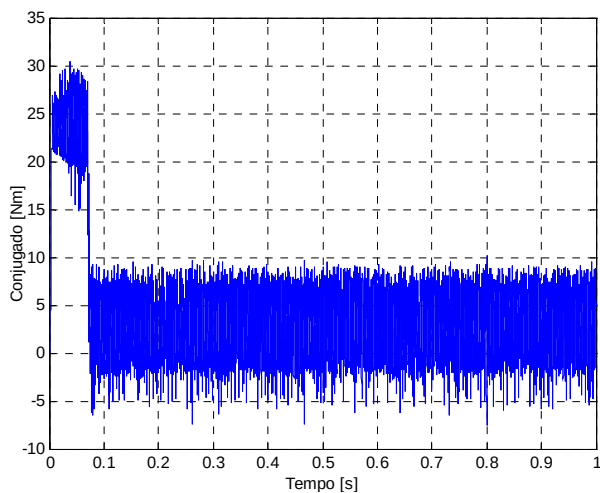
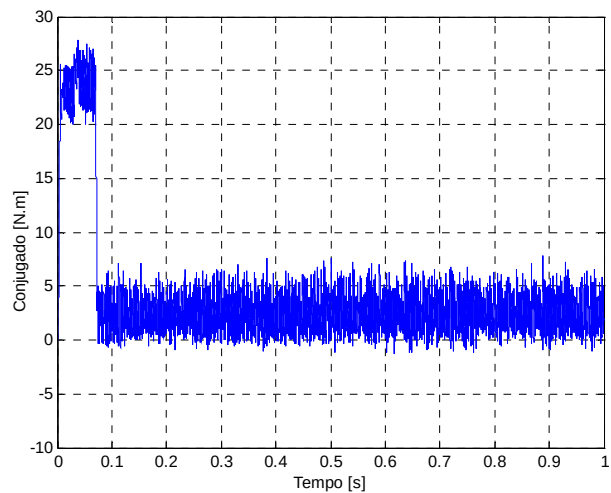


Figura 4.8 Velocidade do Motor a 75 [rad/s]

Com o uso do DSVM, as oscilações de fluxo, conjugado e corrente mostrados nas figuras 4.9 – 4.12 foram reduzidos. O conjugado eletromagnético oscilando em torno da carga, o módulo de fluxo de estator com valores próximos de 0.8 [Wb] e a corrente nominal com menores oscilações mostram melhoras com o DSVM em média velocidade.

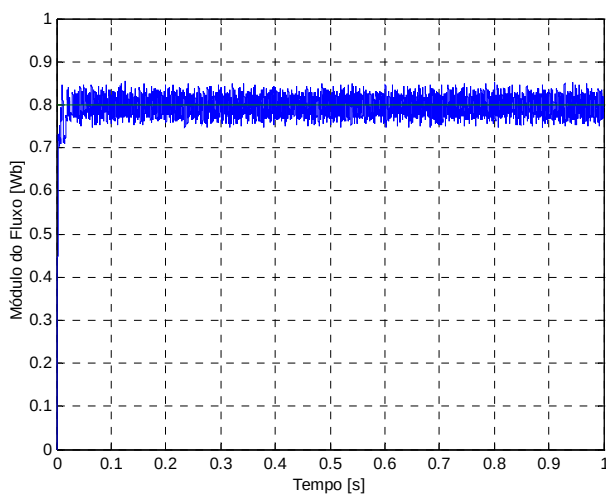


a) Conjugado estimado DTC-tradicional.

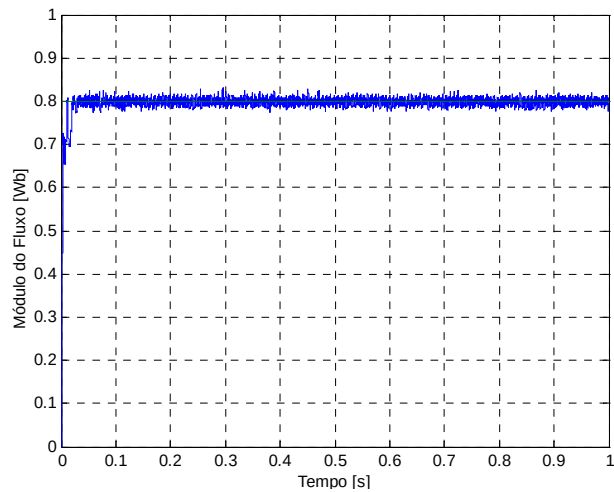


b) Conjugado estimado DSVM

Figura 4.9 Conjugado estimado.

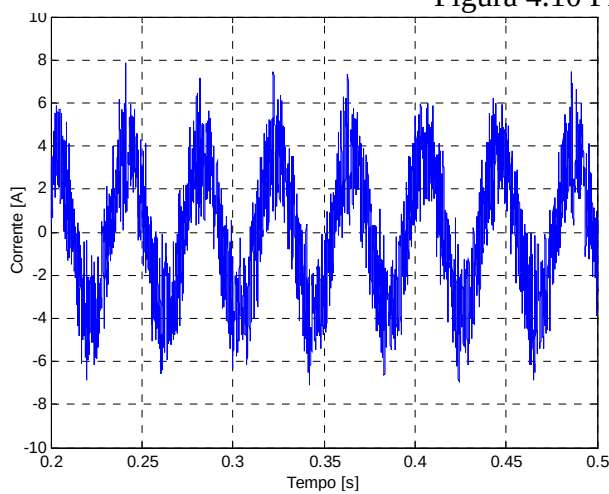


a) Fluxo estimado DTC tradicional

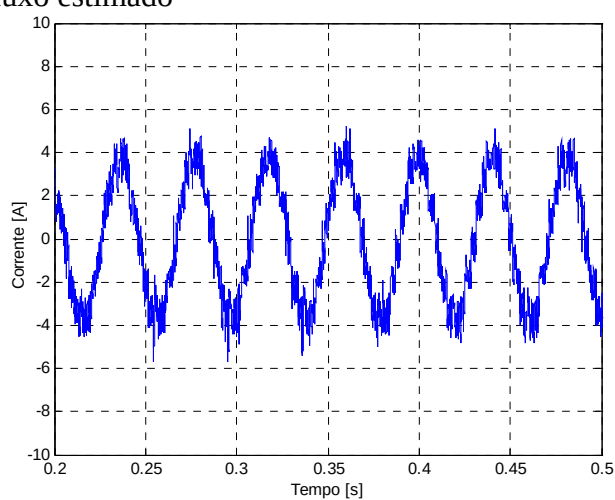


b) Fluxo estimado DSVM.

Figura 4.10 Fluxo estimado



a) Corrente de Fase DTC tradicional



b) Corrente de Fase DSVM

Figura 4.11 Corrente de fase.

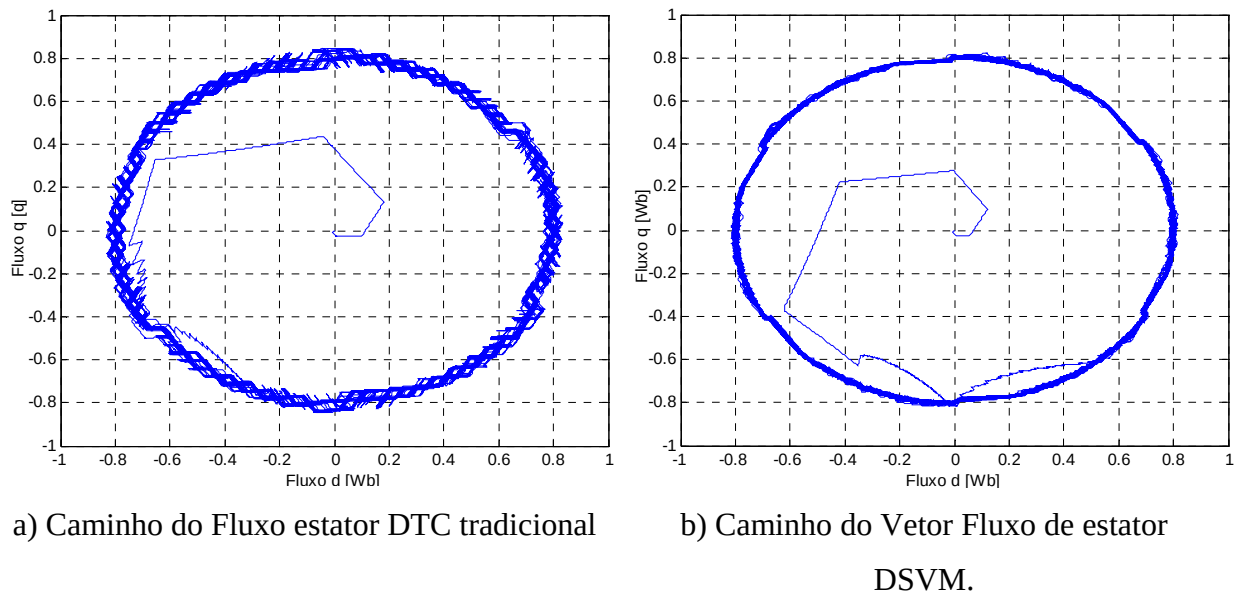


Figura 4.12 Trajetória do vetor fluxo de estator

Também foram realizadas simulações com controle de velocidade em 150 [rad/s] conforme a figura 4.13. O intuito é comparar os dois esquemas DTC utilizando as tabelas de alta velocidade do DSVM. Todas as simulações mostraram que o DSVM apresenta melhores resultados em termos de oscilações de fluxo e conjugado, conforme 4.14 a 4.17.

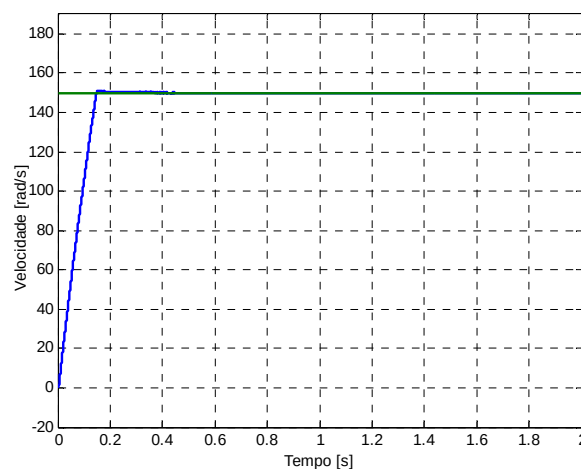
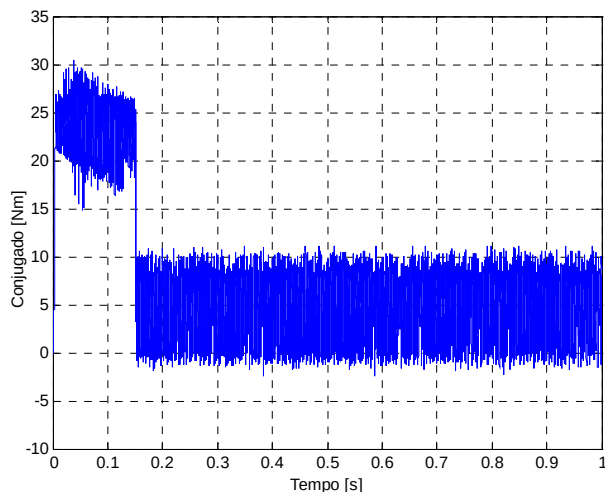
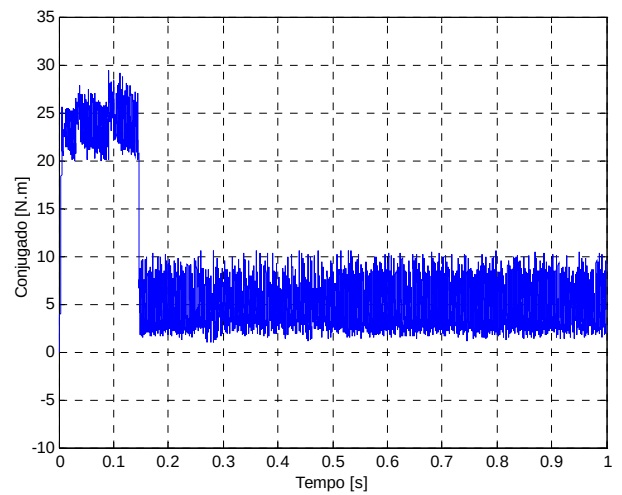


Figura 4.13 Velocidade do Motor

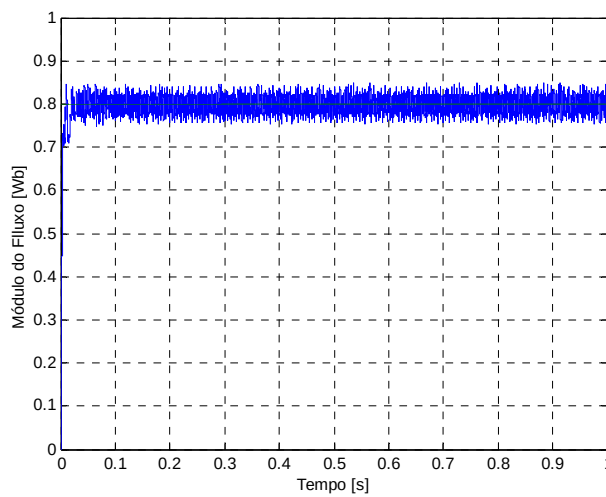


a) Conjugado estimado DTC-tradicional.

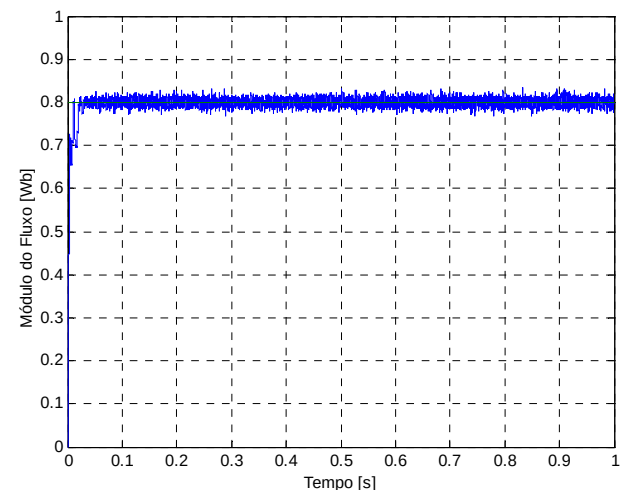


b) Conjugado estimado DSVM

Figura 4.14 Conjugado estimado.

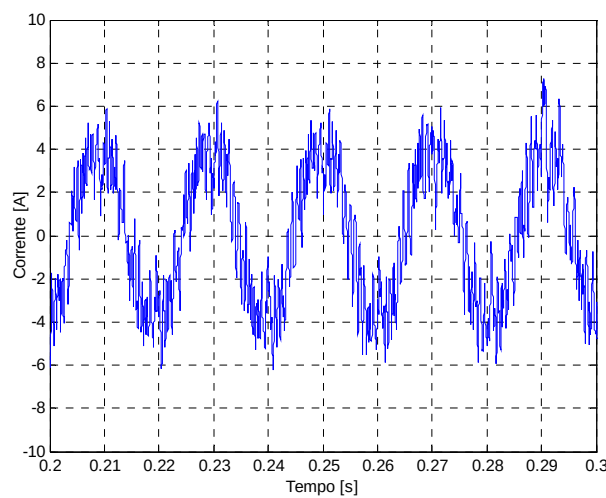


a) Fluxo estimado DTC tradicional

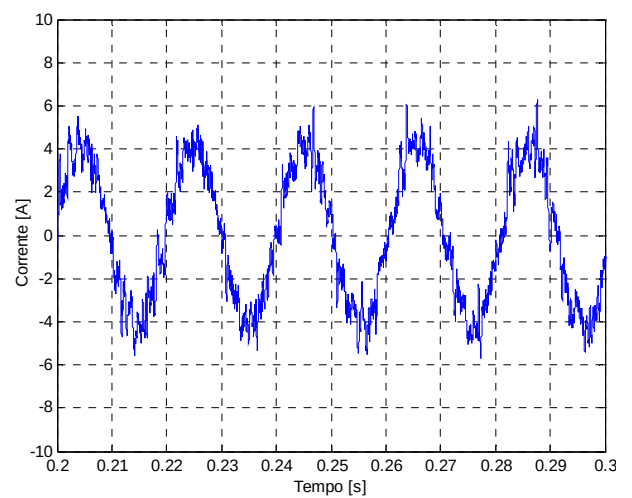


b) Fluxo estimado DSVM.

Figura 4.15 Fluxo estimado.

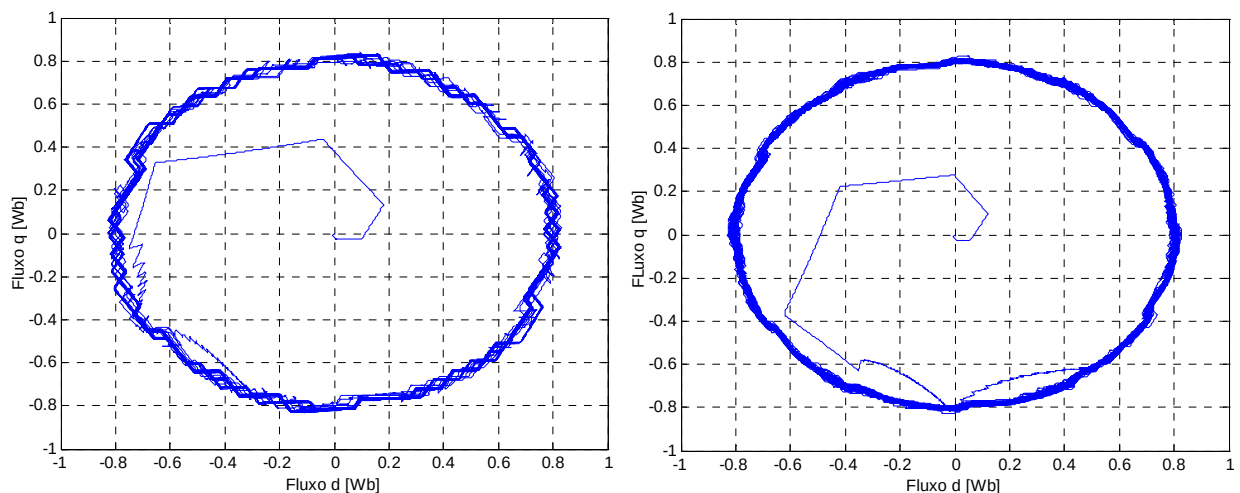


a) Corrente de Fase DTC tradicional



b) Corrente de Fase DSVM

Figura 4.16 Corrente de fase.



a) Caminho do Fluxo estator DTC tradicional

b) Caminho do Vetor Fluxo de estator
DSVM.

Figura 4.17 Trajetória do vetor fluxo de estator

A escolha dos vetores $\vec{V}_0$ e $\vec{V}_7$ são definidas quando reduções do conjugado são desejadas. A presença desses vetores geram reduções significativas no conjugado enquanto mantém o fluxo constante. As reduções de conjugado com a utilização dos vetores zero são mais significativas em altas velocidades.

Simulações com variações de velocidade de referência foram realizadas afim de testar os dois esquemas de controle. Quando a velocidade de referência muda de valor, um elevado conjugado é imposto para que máquina acelere. Ao chegar em regime permanente o conjugado diminuiu para suprir as perdas internas e a carga. Como pode ser visto a carga é proporcional a velocidade.

Até aqui o mesmo período de amostragem foi utilizado para o esquema DTC tradicional e o esquema DSVF. Sendo assim uma frequência de chaveamento mais elevada é realizada pelo DSVF, visto que, dentro do período de amostragem 3 vetores de tensão são escolhidos enquanto no DTC tradicional apenas 1. Melhoras significativas foram observadas em termos de oscilações de fluxo, corrente e conjugado eletromagnético. Para uma

comparação em que a frequência de chaveamento entre um esquema e outro possam ser próximas [14] propôs que o período de amostragem do DSVM seja o dobro do período de amostragem do DTC tradicional. As próximas simulações serão realizadas com o período de amostragem do DSVM de $180\mu s$ e para o DTC tradicional de $90\mu s$. Uma análise sobre o controle de velocidade será realizada para condições de inversão de velocidade. A largura das bandas de histerese foi mantida igual às simulações anteriores.

O esquema DTC tradicional apresenta bons resultados no controle de velocidade conforme a figura 4.18. A mesma simulação, envolvendo mudança de velocidade de referência foi realizada utilizando a esquema DSVM, conforme a figura 4.19.

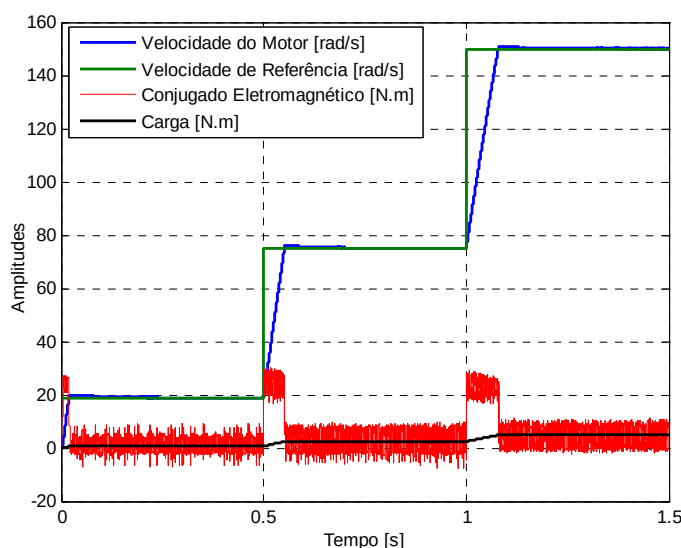


Figura 4.18. Mudança de velocidade de referência
DTC tradicional.

Foram realizadas simulações com transitórios de carga. Os esquemas DTC apresentam respostas rápidas e precisas de conjugado eletromagnético nestas condições. Quando uma solicitação maior de carga é exigida no eixo do motor o erro entre a velocidade de referência e velocidade estimada usado na entrada do controlador PI gera um conjugado referência capaz de gerar erros em relação ao conjugado estimado que resulta em níveis de saída do

comparador de histerese para a geração de um vetor de tensão capaz de responder a solicitação exigida, conforme as figura 4.20(a) e 4.20(b).

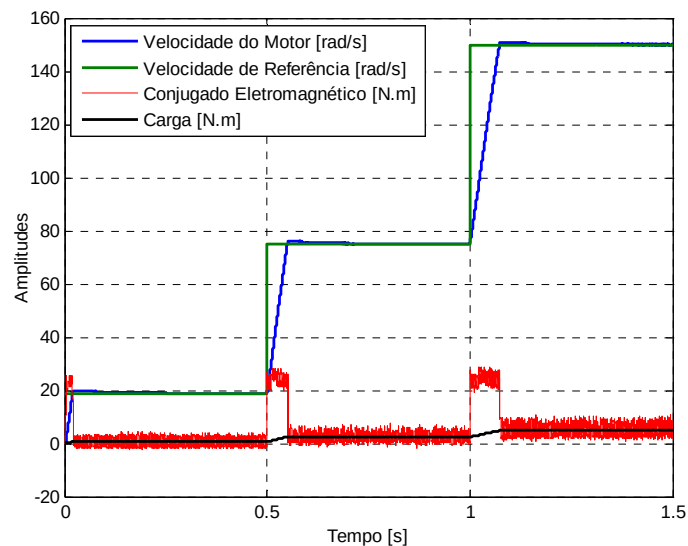


Figura 4.19. Mudança de referência de velocidade DSVM.

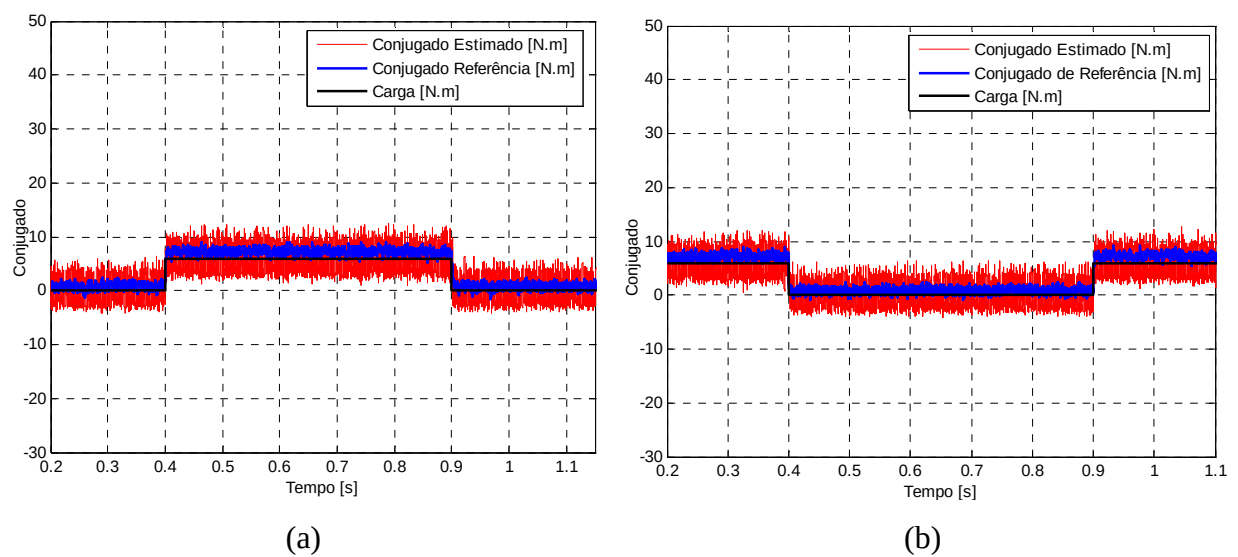


Figura 4.20 Reposta ao degrau de carga DSVM.

Utilizando o esquema DSVM, um teste realizando inversão na referência de velocidade foi realizado e os gráficos de velocidade, fluxo e conjugado são amostrados, conforme as figuras 4.21, 4.22 e 4.23.

Ainda sobre a figura 4.21, foi realizado um teste com um conjugado de carga resistente fixo de 6 [N.m]. Na frenagem a inclinação da reta de velocidade é mais acentuada devido a atuação do controle em exercer um conjugado máximo negativo a fim de reduzir a velocidade. Na aceleração no sentido contrário, a inclinação da reta de velocidade foi menor até o motor atingir a velocidade de referência de -150[rad/s].

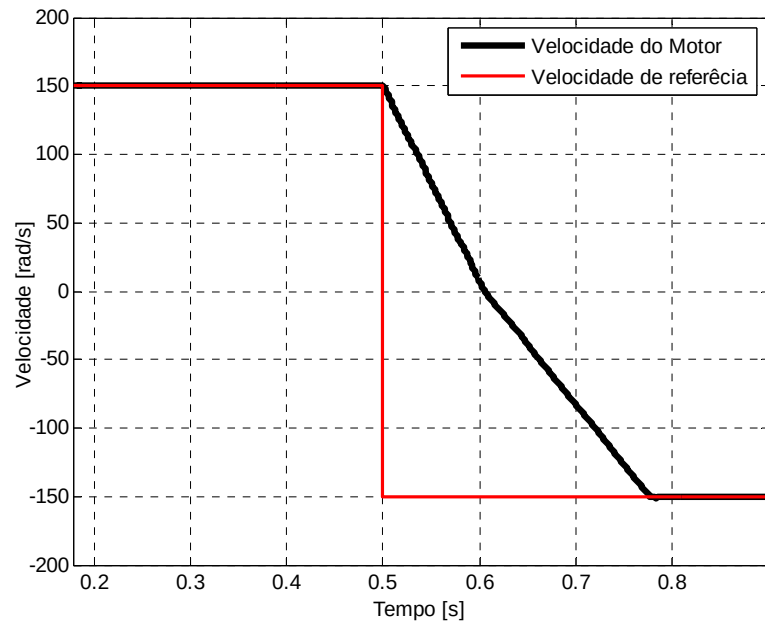


Figura 4.21 Resposta a mudança de velocidade de referência de 150[rad/s] para -150[rad/s].

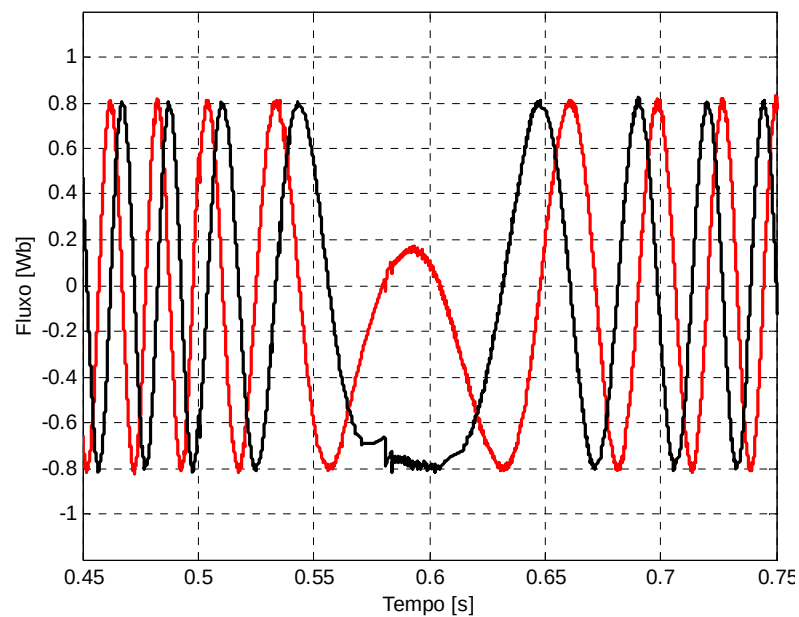


Figura 4.22 Fluxo dq.

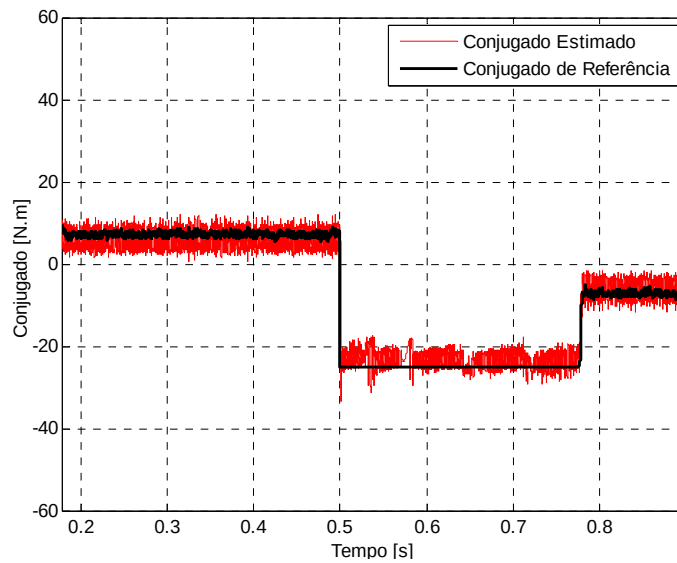


Figura 4.23 Resposta de conjugado.

Como pode ser visto na figura 4.23 no instante 0.5s na inversão de velocidade, um conjugado negativo foi imposto ao motor para frear e girar no sentido oposto. O controle de velocidade utilizando a estratégia DSVM, apresenta rápidas respostas de conjugado e de mudança de velocidade de referência.

Na figura 4.24 uma simulação com mudança de referências de velocidade de 150[rad/s], 0[rad/s] e -150[rad/s] foram realizadas. Observa-se que o controle atuou de forma bastante efetiva mesmo em referência de velocidade zero.

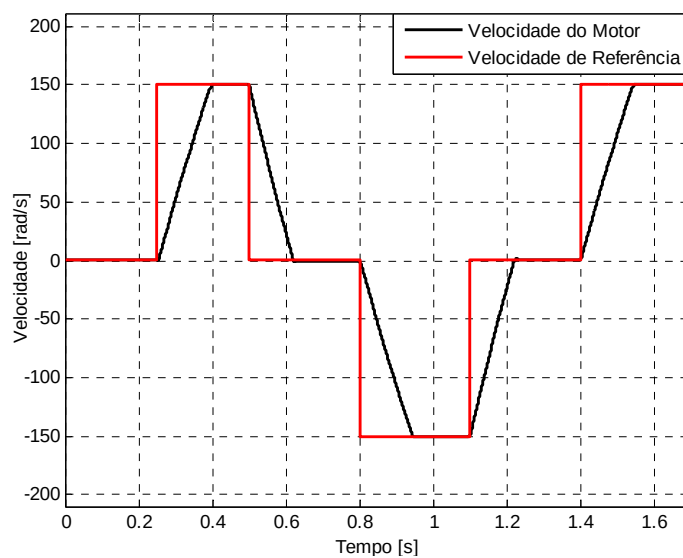


Figura 4.24 Controle de Velocidade com DSVM.

A figura 4.25 mostra as oscilações de conjugado eletromagnético para os dois esquemas. Na figura 4.26, mostra uma maior oscilação de corrente do DTC tradicional. A amplitude máxima das correntes foi em torno de 5 [A]. Estes resultados foram obtidos em condições de regime permanente com carga.

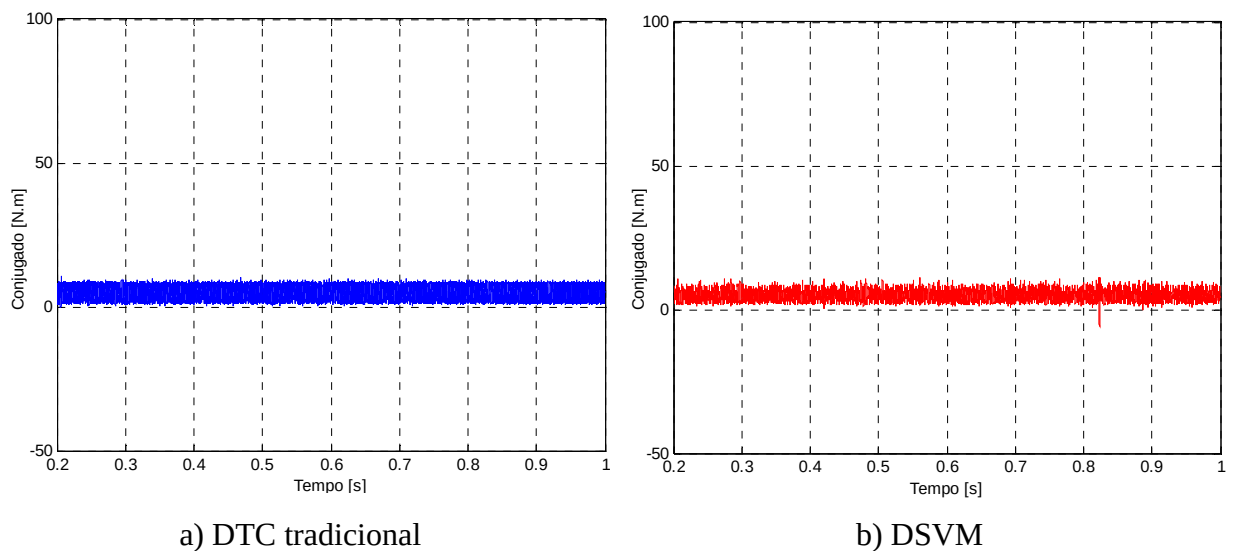


Figura 4.25 Conjugado eletromagnético a uma velocidade de 150 [rad/s]

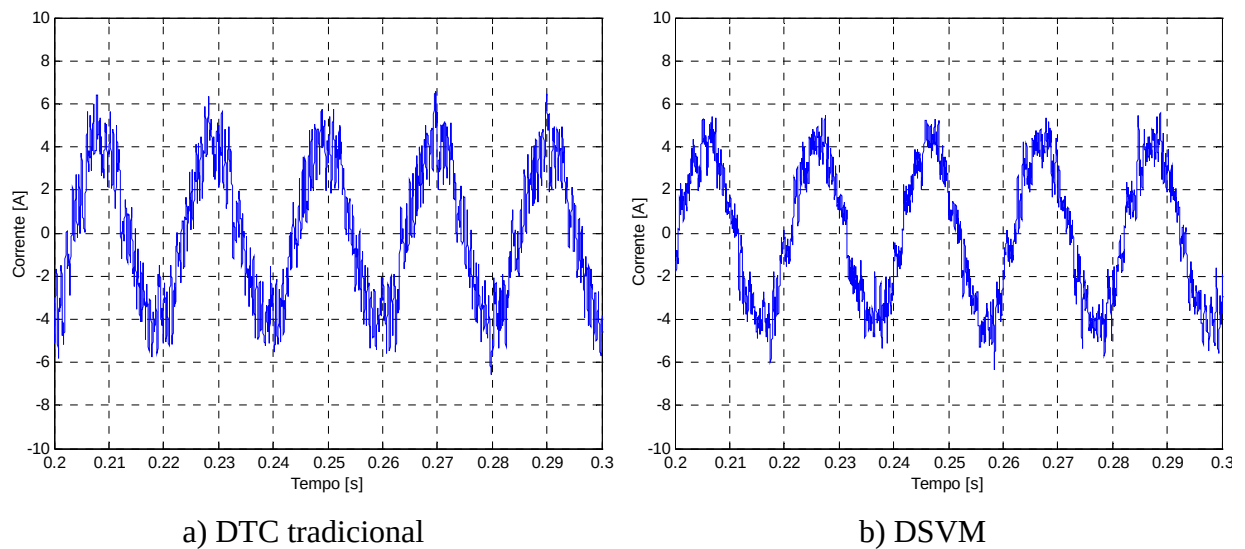


Figura 4.26 Corrente de fase a uma velocidade de 150 [rad/s]

Em todas as simulações realizadas o fluxo nominal de estator ficou em torno de 0.8 [Wb]. Isso mostra a eficiência do controle, resultado da aplicação correta dos vetores de

tensão do inversor. Como mostrado na figura 4.27 as oscilações de fluxo do DSVM foram menores que o DTC tradicional.

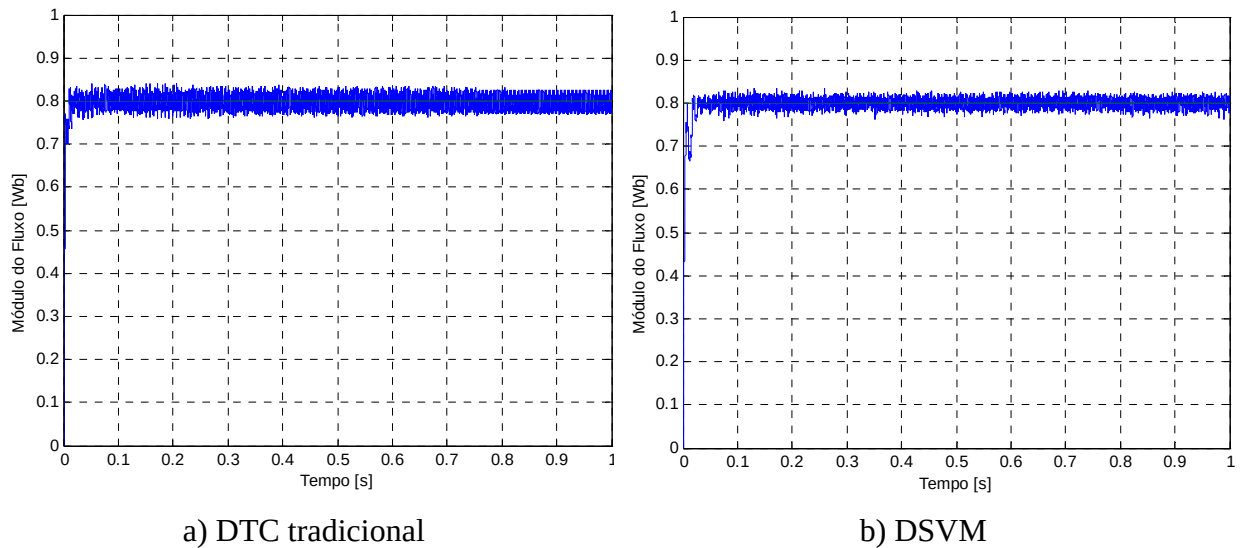


Figura 4.27 Módulo do fluxo de estator a velocidade 150 [rad/s].

4.5 Considerações Finais.

Neste capítulo, os esquemas de controle direto de conjugado, o DTC tradicional e o DSVM, foram testados através de simulações computacionais utilizando o MATLAB/SIMULINK. Os dois esquemas foram investigados utilizando o modelo do motor de indução com os mesmos parâmetros. A largura das bandas de histerese, foram escolhidas para propiciarem uma comparação entre os dois esquemas.

Conforme pode ser visto em todas as simulações a atuação do controle DSVM reduz as oscilações de corrente e conjugado atuando de maneira mais efetiva para reduzir os erros de fluxo e conjugado em relação aos valores de referência para uma ampla faixa de velocidade.

A atuação do controle DSVM em condições transitórias de carga foram analisadas. O esquema atua com respostas de conjugado rápidas e precisas pela imposição de três vetores de tensão dentro de um período de amostragem.

O controle de velocidade do motor de indução também foi testado e o esquema DSVM atua com respostas precisas em operação com velocidade variável.

CAPÍTULO V

RESULTADOS EXPERIMENTAIS

5.1 Introdução

Neste capítulo serão apresentados resultados experimentais das duas técnicas de controle direto de conjugado estudadas, o DTC tradicional e o DSVM. Foi construído um protótipo utilizando o processador digital de sinais, o *TMS320F2812* da *Texas Instruments*.

O sistema completo, constituído pela alimentação trifásica juntamente com varivolt trifásico, conversores de potência fabricado pela *Semikron*, *SEMISTACK* com transistores *IGBT*, tipo *SKS 35F B6U+E1CI 21 V12*, sistema de controle com placa de condicionamento de sinal e a placa de interface com o inversor é mostrado na figura 5.1.

Todas as partes do circuito serão mostradas e discutidas no decorrer do capítulo, além de apresentação de resultados experimentais para os dois esquemas de controle em malha fechada com controle de velocidade. As dificuldades encontradas serão comentadas e discutidas, visto que o sistema de controle envolve comparadores de histerese de fluxo e conjugado em implementação digital.

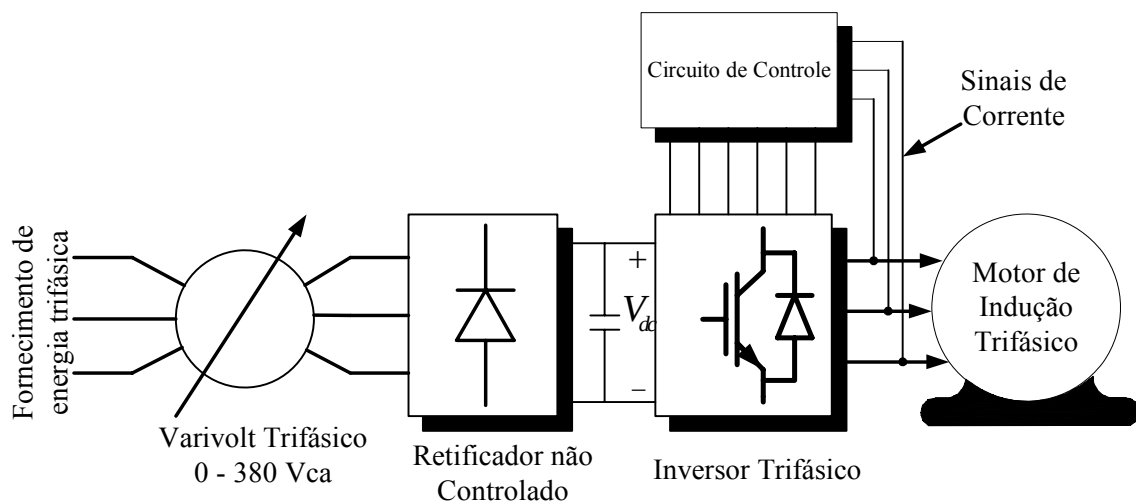


Figura 5.1. Diagrama de blocos do Sistema

5.2 Bancada de Testes Experimentais

A bancada de testes experimentais é composta por um motor de indução trifásico 220/380 V, 4 pólos, 3CV, 60Hz, acoplado ao eixo de um gerador cc, com excitação independente e alimentação de campo de 200 Vcc utilizado como carga, acionando um banco de resistores em paralelo com uma resistência fixa de 18Ω , conforme a figura 5.2.

Os degraus de carga foram realizados utilizando uma chave. A carga é linear, dessa forma, para velocidade elevadas em torno da velocidade nominal do motor de indução a carga também é grande. Para velocidades baixas, não importando o valor da tensão de campo no gerador cc, a carga também será pequena.

Algumas fontes de ruídos e vibrações mecânicas foram observadas, das quais, se transformaram em ruídos elétricos no sistema de condicionamento de sinal, sem, no entanto, comprometer a ação do sistema digital de controle.

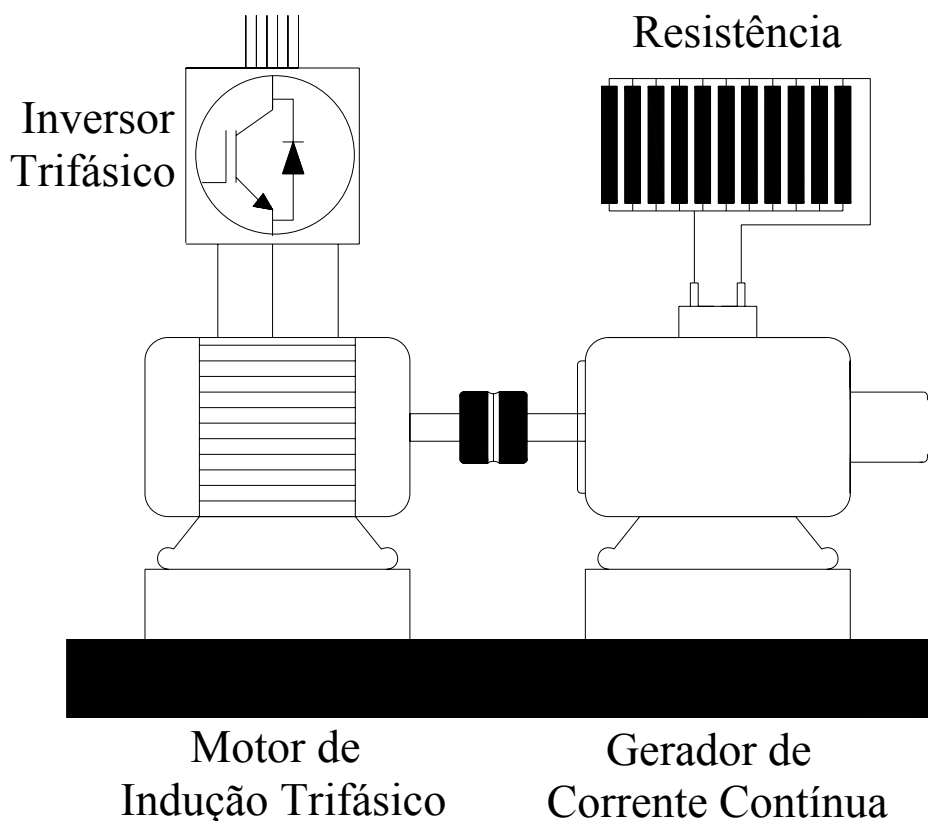


Figura 5.2. Bancada de testes experimentais.

5.3 O conversor de potência com chaves IGBTs.

O conversor de potência utilizado foi construído pela *Semikron*, *SEMISTACK* com transistores *IGBT*, tipo *SKS 35F B6U+E1CI 21 V12*. O conversor é projetado para fornecer uma corrente de até $35 A_{rms}$ e uma tensão de até 600V no *elo cc*. O conversor foi projetado para operar com uma frequência de até 15 kHz, sendo que os testes foram também realizados para frequências de chaveamento mais baixas. O conversor também possui circuitos de proteção contra curto-circuito e sobretensão.

O desenho esquemático do conversor é mostrado na figura 5.3 e suas características básicas são apresentadas na Tabela 5.1. O resistor de *frenagem* (“*brake*”) dissipa a energia gerada pelo motor durante as frenagens. Para este resistor foram associados 12 resistores de

220 Ω / 10 W em paralelo, dando uma resistência equivalente de 18,33 Ω / 120 W. Esta associação foi suficiente para dissipar toda a energia gerada durante as frenagens.

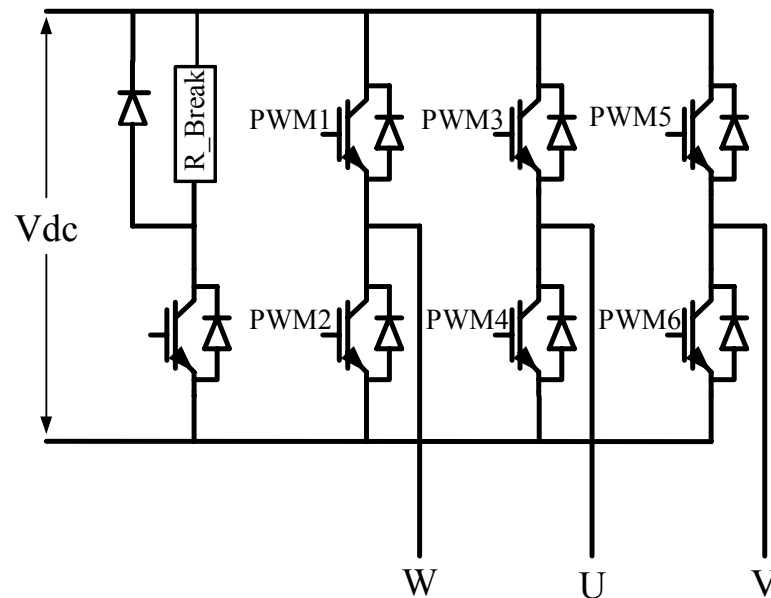


Figura 5.3 Circuito de potência.

A foto do esquema do conversor é apresentada na Figura 5.4. A figura 5.4(a) mostra os conectores de comando externos, controle cooler, o controle de tensão *in-rush* e o controle *brake*. Também são mostrados, os bornes para conexão dos circuitos de potência, tanto da linha *ca*, como das saídas para as fases do motor, e o *elo cc* e o borne de conexão do resistor de *frenagem*. A figura 5.4(b) mostra os circuitos de potência do inversor, as chaves, os *gates-drives*, o banco de capacitores e os dois sensores de efeito *hall* que já vêm embutidos dentro do inversor, e disponibilizam as correntes das fases *U* e *V*. As principais características do inversor podem ser observados na Tabela 5.1.



(a) Fechado com indicação nos bornes



(b) Aberto com circuitos a mostra.

Figura 5.4 Inversor de potência

Tabela 5.1 – Características do Inversor

Circuito	I_{rms}	V_{ac} (V_{dc})	Tipos
B6CI	35	380 750	SKS 35F B6U+E1CIF+B6CI 21 V12

Símbolo	Condições	Valores	Unidades
I_{rms} max	Sem sobrecarga; 10 kHz	35	A
$T_{amb}=35^{\circ}C$	150% de sobrecarga, 60s a cada 10 min (I_{ov}/I_N)	42/48	A
	200% de sobrecarga, 10s a cada 10 min (I_{ov}/I_N)	48/24	A
V_{ce} max		1200	V
f_{sw} max	Frequência de chaveamento absoluta máxima	15	kHz
f_{sw} max Csl	Frequência de chaveamento máxima aconselhada	10	kHz
C	Tipo EPCOS B43303A0687	680/400	$\mu F/V$
C_{eqvl}	Banco de capacitores equivalente	2040/800	$\mu F/V$
$T_{ds\%}$	Tempo de descarga do banco de capacitores	-	s
V_{DC} max	Tensão DC máxima aplicada ao banco de capacitores	750	V
Retificador	Tensão máxima da rede (lado AC)	380	V_{ac}
V_{net} max		-20%/+15%	
T_{vj}	Temperatura da junção para operação contínua sem a necessidade de alteração dos capacitores.	-40 ... +125	$^{\circ}C$
T_{stg}		-20 ... +40	$^{\circ}C$
T_{amb}		-20 ... +55	$^{\circ}C$
V_{isol}	60Hz/1min	2500	V

5.4 Processador digital de sinais – DSP

O conversor da *SEMIKRON* não apresenta circuitos de controle e nem de geração de pulsos para acionar as chaves estáticas. Sendo assim, foi projetado e implementado um circuito de ataque de gatilho para os *IGBTs* utilizando um processador digital de sinais em ponto fixo de 32 bits, projetado para controlar sistemas em tempo real. O DSP utilizado opera a uma frequência de 150 MHz, mas de acordo com a necessidade pode ser configurado para trabalhar em frequências mais baixas.

O processador digital de sinais TMS320F2812 apresenta um conjunto de periféricos e um amplo conjunto de instruções capaz de aproveitar os diversos recursos de CPU disponíveis.

Abaixo são citados as principais características e os periféricos principais do *DSP* utilizado.

- Frequência de *clock* de 150 MHz;
- Conversor Analógico-Digital (*ADC*) com 16 entradas analógicas multiplexadas com tempo de conversão em torno de 80 ns;
- 2 gerenciadores de eventos independentes (*EVA e EVB*);
- 56 Portas de I/O digitais com dupla função;
- Memória de programa *on-chip* (*SARAM, DARAM e Flash EPROM*);
- Interface de comunicação serial (*SCI*);
- Interface serial com periféricos (*SPI*);
- Controlador de rede (*CAN*);
- *PLL-based clock*;
- Temporizador *watch-dog*;
- Registradores de soma e produto de 32 e 64 bits;

- Instruções apropriadas à implementação de rotinas matemáticas e compensadores;
- Estrutura de processamento tipo *pipeline*;

5.5 Montagem do protótipo

5.5.1 Kit eZdsp

O *DSP* é uma ferramenta muito poderosa e possui uma série de periféricos especialmente projetados para o uso em controle de conversores, mas, no entanto, não possui uma interface entre o *DSP* e a placa de controle para o acionamento do motor. Para realizar este interface foi adquirido um Kit de desenvolvimento conhecido como *Kit eZdsp* conforme a figura 5.5. O kit de desenvolvimento providencia comunicação entre o computador e o *DSP* através de uma interface *PPI* conectada à porta paralela, acesso a alguns periféricos do *DSP* e acesso a alguns dos pinos de entrada/saída ou também chamados de pinos de *I/O*.

A figura 5.5 mostra a foto do kit de desenvolvimento utilizada neste trabalho, o *ezDSP F2812*.

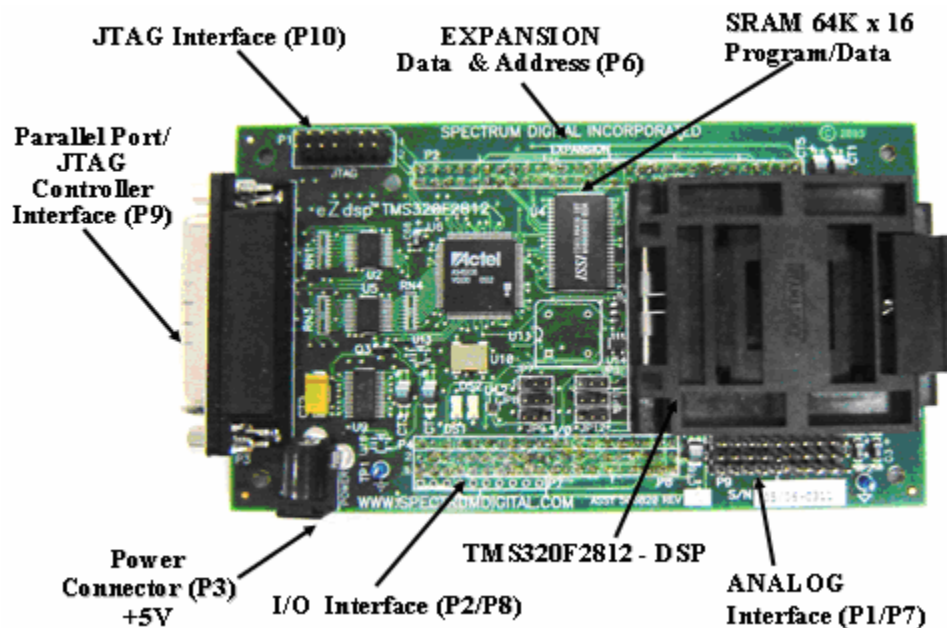


Figura 5.5 Kit ezDSP F2812 da Digital Spectrum.

Para operação com o *Kit eZdsp* foi necessário a montagem de duas interfaces para o fechamento da malha de controle. A primeira, a interface digital conecta os pinos de controle do *DSP* de 0 a 3.3 V aos circuitos de ataque de gatilho do inversor de 0 a 15 V. A segunda, conecta os sinais analógicos de tensão DC, 0 a 600 V, e as correntes de linha do motor, -20 a 20 A, com a entrada analógica do *DSP*, que é projetada para sinais de entrada de 0 a 3.3 V.

Foram encontradas algumas dificuldades nessa fase para se ajustar os ganhos do circuito de sensoriamento e de condicionamento de sinais da parte analógica, pois, os resistores usados não foram de precisão, não havendo entretanto comprometimento da relação sinal/ruído.

5.5.2 Controle das saídas de sinais PWM

A figura 5.6 apresenta o esquema da interface digital para os pulsos *PWM*. O pino *GPIOB11*, presente no *kit eZdsp*, é o pino de controle, ativado em nível lógico alto, para comandar os pinos *PWM*, que são gerenciados pelo *EVA*, e comandados pelo *timer T1PWM*. Deste modo, esta interface recebe os sete sinais do *DSP* com níveis de 0 e 3.3V e os condiciona a 15V na saída para o inversor. Este circuito foi projetado dessa forma devido a alguns inconvenientes. No projeto original, pretendia-se separar os terras do *DSP* e do inversor utilizando um isolador óptico na saída *PWM* do *DSP*, mas este não foi possível, devido a velocidade de resposta do componente disponível ser lenta, e devido a questão do tempo em montar outra placa de controle de sinal *PWM*. Dessa forma o terra do gate drive do inversor ficou sendo comum ao terra da saída digital do *DSP*.

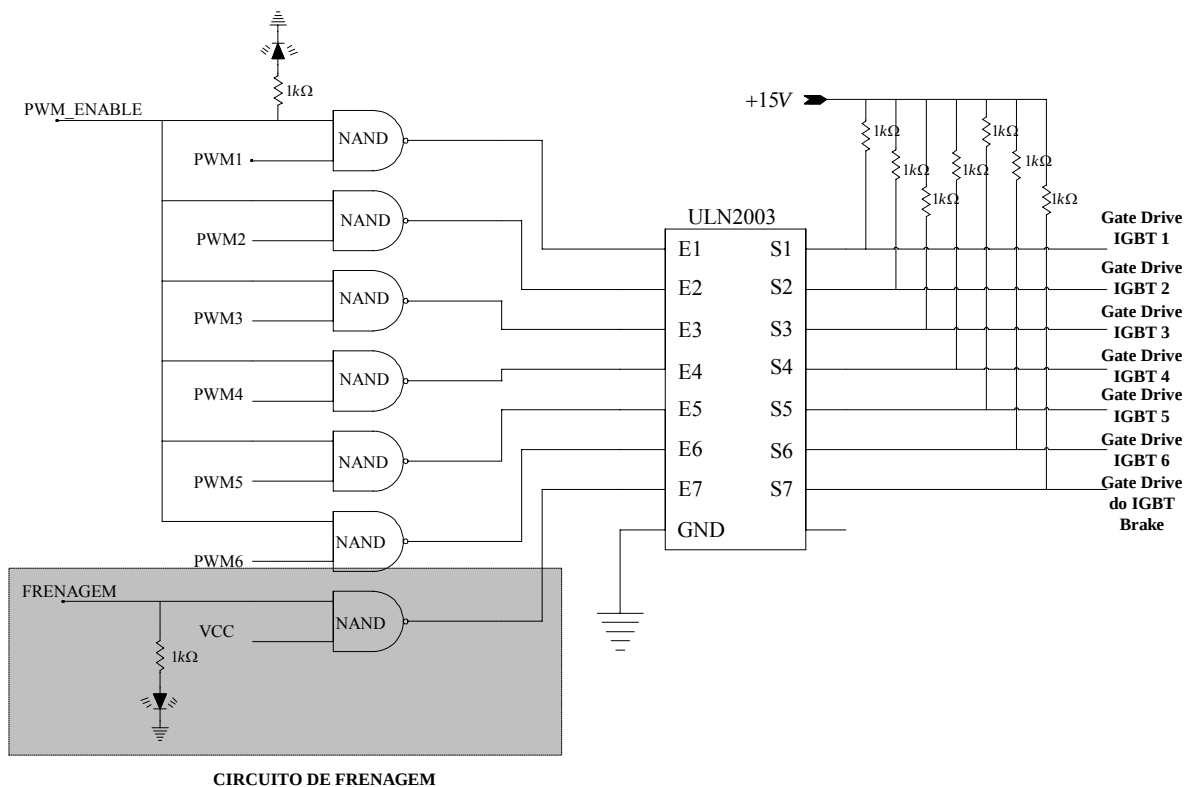


Figura 5.6. Circuito de controle de sinais PWM.

A figura 5.6 apresenta também o circuito de controle de frenagem. O *DSP*, através da comparação da tensão do *elo cc* com a referência impõe, através do pino *GPIOB12*, a abertura ou fechamento da chave do resistor de frenagem, controlando assim a tensão máxima no *elo cc*. A energia, acima da tensão de referência, é dissipada no resistor de frenagem. O fechamento da chave se dá em nível lógico alto.

5.5.3 Sensor de Tensão

Na figura 5.7 é mostrado o circuito do sensor de tensão montado com o uso de amplificadores operacionais. A eficiência do circuito se mostrou satisfatório visto que a isolamento galvânica possibilita uma proteção em caso de falhas do contato do *elo cc* com o circuito de aquisição.

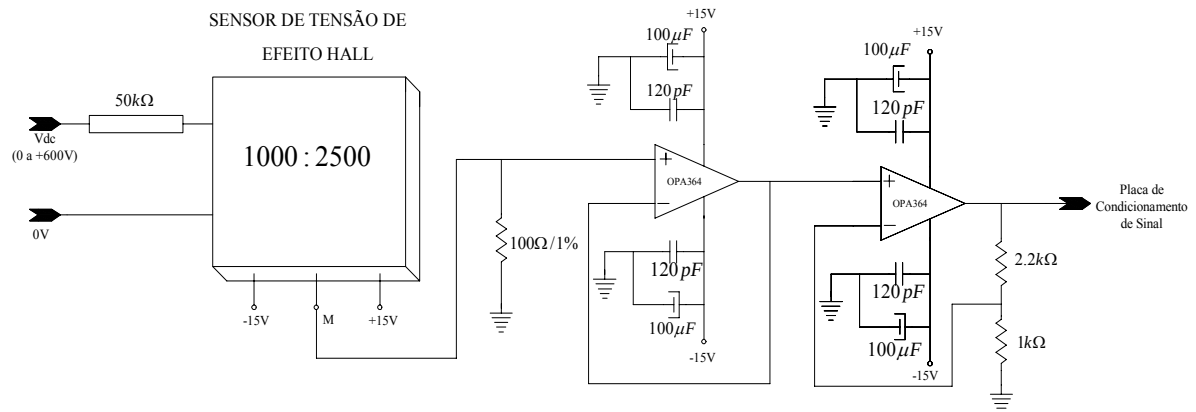


Figura 5.7 Circuito do sensor de tensão.

Para uma tensão de 600V no *elo cc* a saída será $600 \times 0.016 = 9.6V$ a saída para a placa de condicionamento de sinal varia de 0 a 9.6V .

5.5.4 Sensor de Corrente.

A figura 5.8 mostra o sistema para a leitura das correntes de estator. Foram realizadas leituras das correntes de duas fases, sendo a terceira é calculada. Neste caso, cada corrente do motor é lida por um sensor de efeito *hall* e depois do circuito de acomodação, a tensão na entrada do circuito de condicionamento de sinal é dada pela multiplicação do fator 0,5 V/A pela corrente na fase do motor.

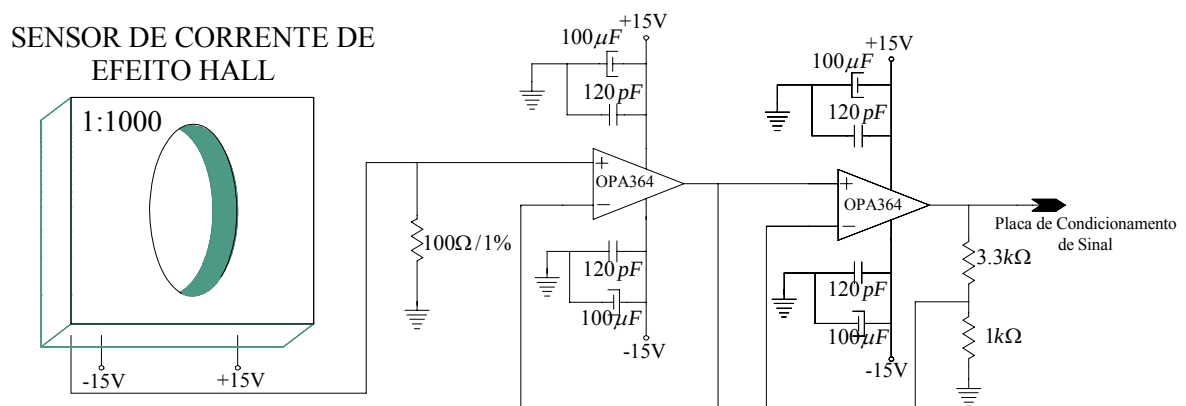


Figura 5.8 Circuito do sensor de corrente.

Para uma corrente de máxima de 20A a saída seria $20 \times 0.5 = 10V$ para o circuito de condicionamento de sinal para entrada AD do DSP.

Os dois circuitos de sensoriamento de corrente e tensão fornecem em sua saídas valores de 0 a 10V para a tensão e -10V a +10V para a corrente. Estes sinais são utilizados como dados de entrada para o circuito de condicionamento de sinal para o AD do DSP. Os sinais são condicionados no circuito da figura 5.9 que produz na saída níveis de tensão entre 0 e 3.3 V. O amplificador operacional OPA335 é usado no circuito de geração da tensão de 1.65V de referência. A tensão de referência é usada para deslocar os sinais a fim de adequá-los a valores de entrada do AD do dsp. Na saída os sinais de tensão entre 0 e 1.65V correspondem ao semi-ciclo negativo do sinal obtido pelos sensores e de 1.65V a 3.3 V correspondem a semi-ciclo positivo destes sinais.

5.5.5 Condicionamento de Sinal

Conforme mencionado anteriormente, os sinais de entrada do circuito de acomodação de sinal, mostrado na figura 5.9 são resultados da saída dos circuitos de sensoriamento de tensão e corrente.

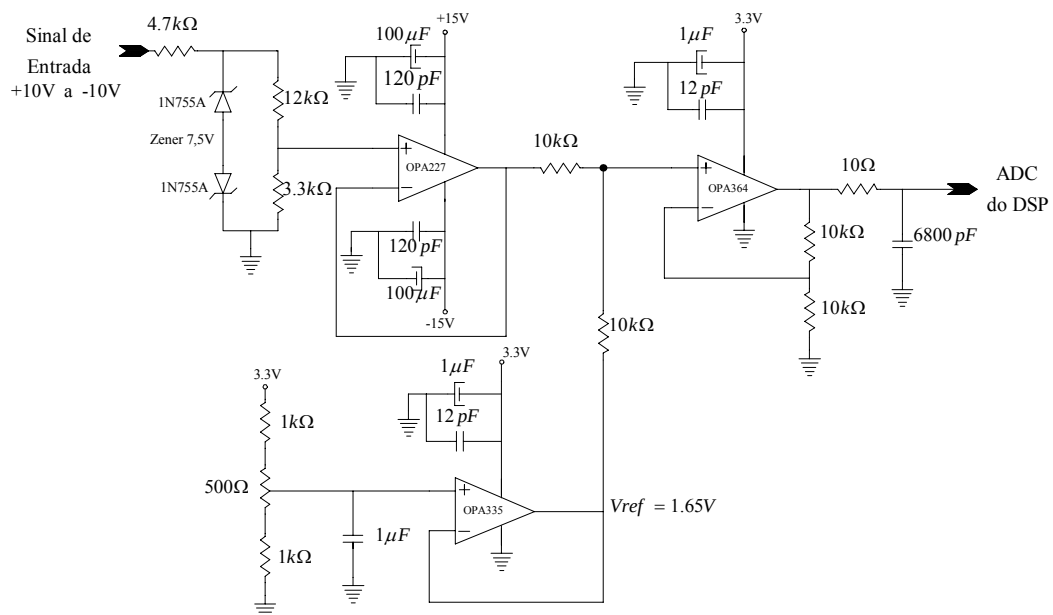


Figura 5.9 Condicionamento de sinais para o AD do DSP.

Foram construídos 8 circuitos, sendo que foram utilizados apenas três, 1 para cada canal *ADC* do gerenciador de eventos *Event Manager A* do *DSP*. Os canais extras podem ser aproveitados para aplicações onde a utilização de mais canais se faz necessário. Os amplificadores operacionais (*AO's*) de precisão utilizados, *OPA227*, *OPA335* e *OPA364* são *rail-to-rail input/output*, sendo que os *AO's OPA3x* são especialmente projetados para trabalhar com níveis de tensão entre 1,8 a 5,4 V. Estes amplificadores operacionais foram cedidos pela *Texas Instruments (TI)* através de amostras, conforme a figura 5.9.

A aquisição dos sinais foi realizada utilizando um Osciloscópio *THD720A* da *Tektronics*. O esquema completo com conexões entre o computador, o *DSP*, a placa de aquisição e o inversor com o motor são mostrados na figura 5.10.

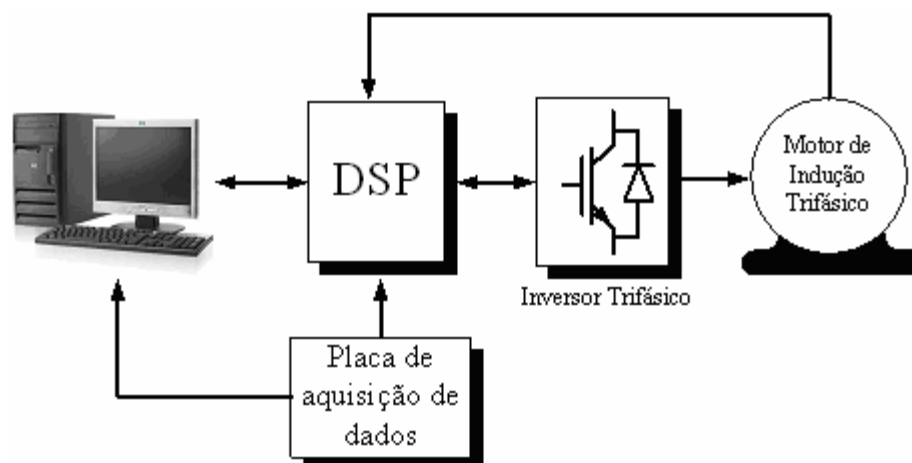


Figura 5.10. Representação completa do circuito de controle.

Para o entendimento do funcionamento do programa foi montado um fluxograma, afim de, comentar cada etapa da realização dos cálculos no programa.

5.6 Programação do firmware

O programa foi desenvolvido em linguagem de programação *C* e foi utilizado o sistema de representação em ponto fixo. No *DSP F2812*, as variáveis inteiras são definidas

em 32 bits e a representação para valores máximos e mínimos de variáveis do programa foi escolhido o formato Q24, sendo possível, portanto representar números de -128 a $128 - 2^{-24}$, garantindo uma boa representação numérica. O formato Q24 possui 24 bits para representação fracionária e 7 bits para representar números inteiros e 1 bit de sinal. Todas as variáveis do programa estão representadas em PU(“*Por unidade*”), dessa forma, as grandezas não ultrapassam os limites máximos e mínimos.

O programa dentro do laço de interrupção se inicia com a leitura dos sinais de correntes e tensão do *elo cc*. Esses sinais são obtidos pelo conversor AD do DSP. A função de chaveamento do inversor é também obtido para o cálculo das tensões e o terceiro sinal de corrente é calculado. Logo após é realizada a transformação da representação das correntes e tensões de 3 eixos para 2 eixos. Em seguida, fluxo, conjugado e velocidade são estimados e o cálculo do controlador PI de velocidade é realizado. O controlador PI obtém como sinal de entrada o erro proveniente da comparação entre a velocidade de referência e a velocidade estimada. O resultado é um valor de referência de conjugado que é usado na comparação com o conjugado estimado, conforme mostrado no fluxograma da figura 5.11.

Como a frequência de chaveamento é variável, dependendo do nível das histereses e dos setores, a máxima frequência de chaveamento fica limitada pelo tempo de interrupção para cálculo e definição dos vetores.

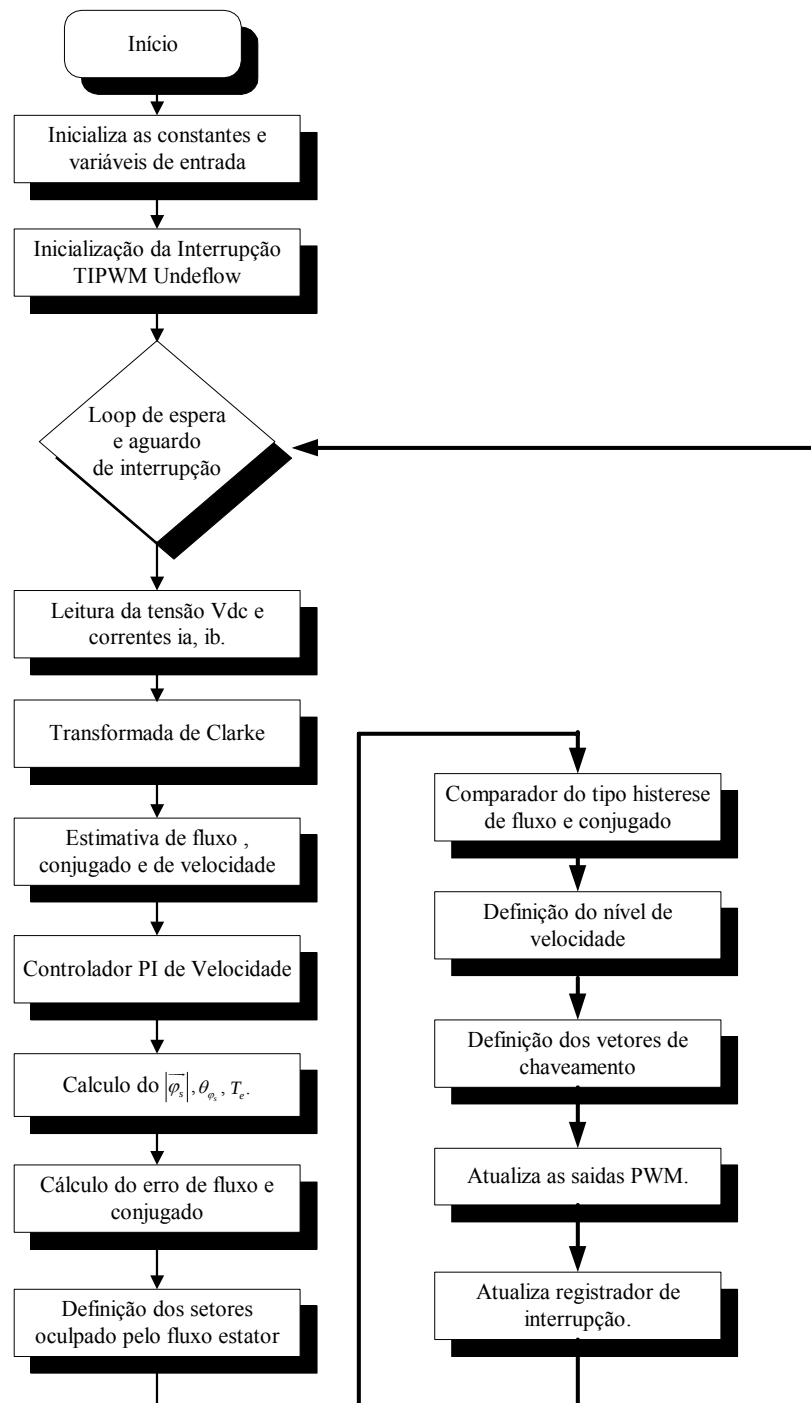


Figura 5.11 Fluxograma geral.

Após ser comentado um pouco das características do *hardware* e do *software* utilizado, os testes experimentais foram realizados e os resultados serão mostrados e discutidos na seção seguinte.

5.7 Resultados experimentais

Os testes experimentais foram obtidos a fim de testar os esquemas DTC – Tradicional e o DSVM. As características do motor de indução são apresentadas na tabela 5.2. No programa todas as variáveis são tratadas em PU. Dessa forma, o valor de 1 pu de velocidade é 188,8[rad/s], 18.75 [N.m] correspondente a 1PU de conjugado e 7.07[A], a 1PU de corrente. Condições transitórias de carga foram obtidas com uma chave que aplicava e retirava carga no momento desejado. Foram realizados também transitórios com alteração da velocidade de referência, onde o erro gerado em relação a velocidade do motor resultava em um valor de conjugado de referência para o controle.

Tabela 5.2 Dados do Motor.

Dados do motor de indução trifásico gaiola de esquilo	
Potência [CV / W]	3 / 2208
Velocidade Nominal [RPM]	1710
Alimentação [V]	220 / 380
Corrente Nominal [A]	8,59 / 4,97
Número de Pólos	4
Resistência de Estator [Ω]	2,85
Resistência de Rotor [Ω]	2,6381
Indutância de Dispersão Estator [mH]	6,9451
Indutância de Dispersão Rotor [mH]	6,9451
Indutância de magnetização [mH]	142,1318

Os gráficos foram obtidos utilizando um Osciloscópio *THS720* da *Tektronics* posicionando as ponteiros diretamente em pontos específicos da placa de sensoriamento de corrente e tensão. Os sinais como fluxo estatórico, conjugado eletromagnético, velocidade do motor, foram obtidos através das saídas PWM do *KitZdsp*. Foi utilizado um filtro RC com frequência de corte de 2.2kHz nas três saídas existentes. No programa cada interrupção realiza a leitura dos sinais de entrada, o cálculo dos estimadores e a definição dos vetores de chaveamento. O teste com o esquema DTC tradicional foi programado para uma interrupção a cada 100 μ s, sendo que o tempo para os cálculos são de 18 μ s. A cada interrupção, um único

vetor de chaveamento é definido. Já no DSVM os vetores de chaveamento são aplicados a cada interrupção de $66\mu s$, sendo que a definição dos três vetores de chaveamento do inversor acontece a cada período de amostragem de $200\mu s$. Esses vetores são aplicados ao inversor da seguinte forma. Na primeira interrupção de programa acontece a definição dos três vetores de chaveamento, como por exemplo $\vec{V}_2, \vec{V}_3, \vec{V}_0$ e o vetor $\vec{V}_2$ é aplicado ao inversor durante um terço do período de amostragem. Na interrupção seguinte, $66\mu s$ após a primeira interrupção, o programa não define vetor apenas sai com vetor $\vec{V}_3$ e após $66\mu s$ há uma nova interrupção onde o vetor $\vec{V}_0$ é aplicado ao inversor. Aplicados os três vetores o programa define novamente os próximos vetores de chaveamento na próxima interrupção. Dessa forma, um vetor de chaveamento no DSVM é definido a cada $200\mu s$, sendo o dobro do DTC tradicional. Neste trabalho, a frequência de chaveamento de 10kHz para o DTC tradicional e de 15kHz para o DSVM são máximas, pois, é definida de acordo com o período de amostragem. A largura total das bandas de histerese de fluxo e conjugado são de 0.02 [Wb] e 8 [N.m] para o DTC tradicional e de 0.01 [Wb] e 8 [N.m] para o DSVM.

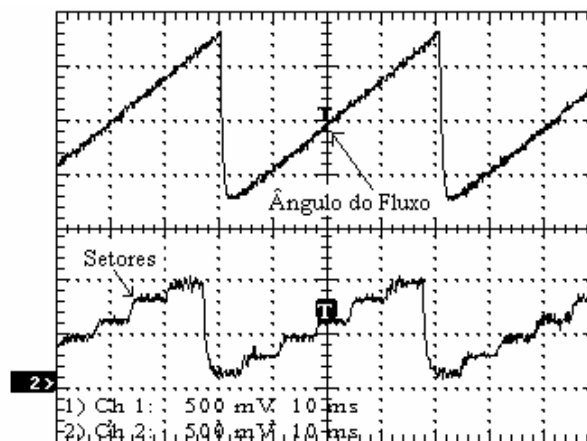


Figura 5.12 Divisão dos Setores em 6 partes

Na figura 5.12 é mostrado a divisão dos setores do ângulo do fluxo de estator em seis partes. Cada setor ocupa 60° e é determinante na escolha dos vetores de tensão. Um problema encontrado foi a flutuação de setores na transição. Isso gerava elevados ruídos de conjugado e

corrente, pois, alguns vetores de tensão eram definidos em setores não permitidos. Este problema foi superado utilizando o mesmo princípio de histerese, onde uma vez assumido o setor seguinte não mais voltava ao anterior a não ser se reduzisse a largura da banda estipulada.

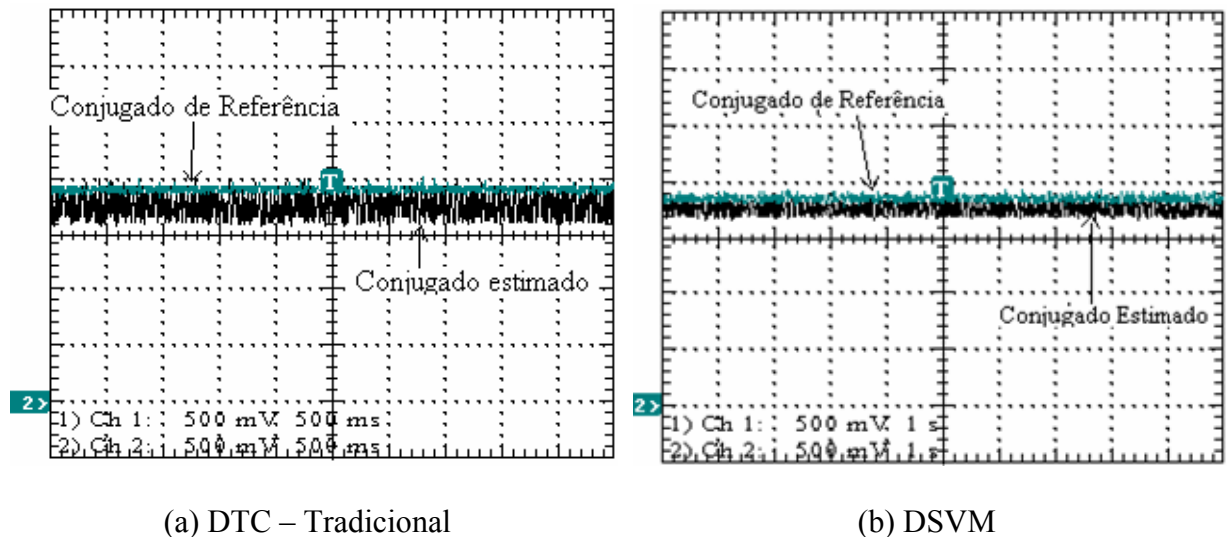


Figura 5.13. Conjugado em regime permanente a 0.1pu Velocidade

Na figura 5.13 é mostrado o conjugado eletromagnético e o conjugado de referência em regime permanente para o motor operando a 0.1pu de velocidade o que equivale a 18.8[rad/s]. A menor oscilação do conjugado no DTC tradicional é reflexo de menores oscilações da corrente de estator, conforme a figura 5.14.

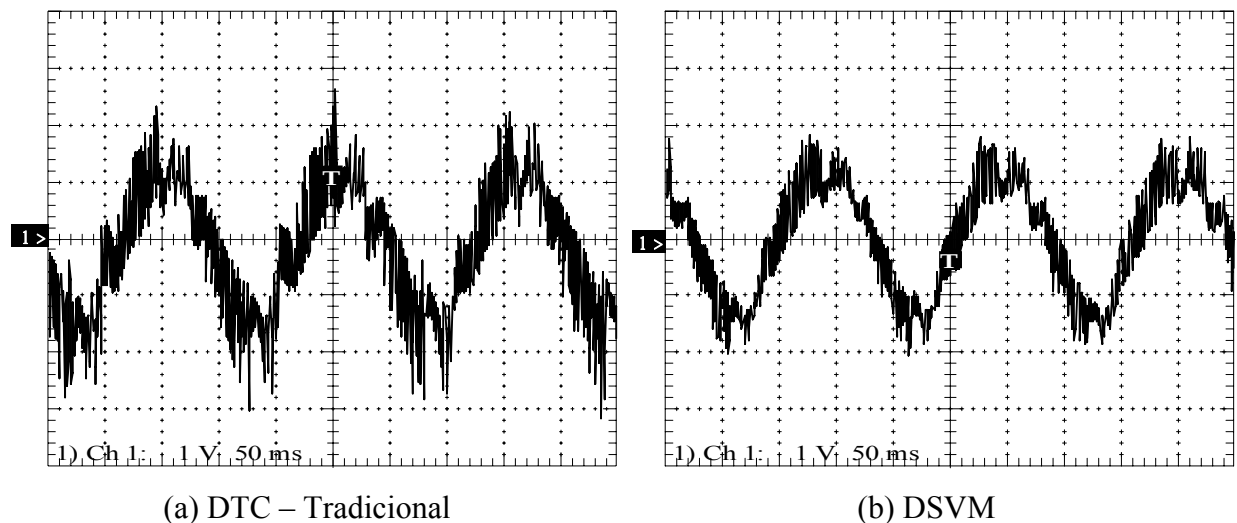
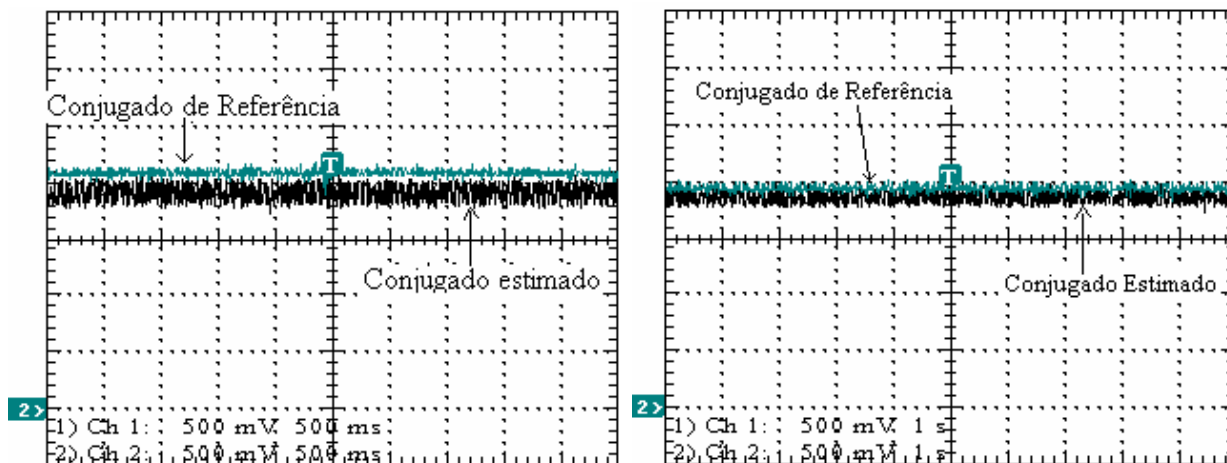


Figura 5.14 Corrente de fase em regime permanente a 0.1 pu de Velocidade

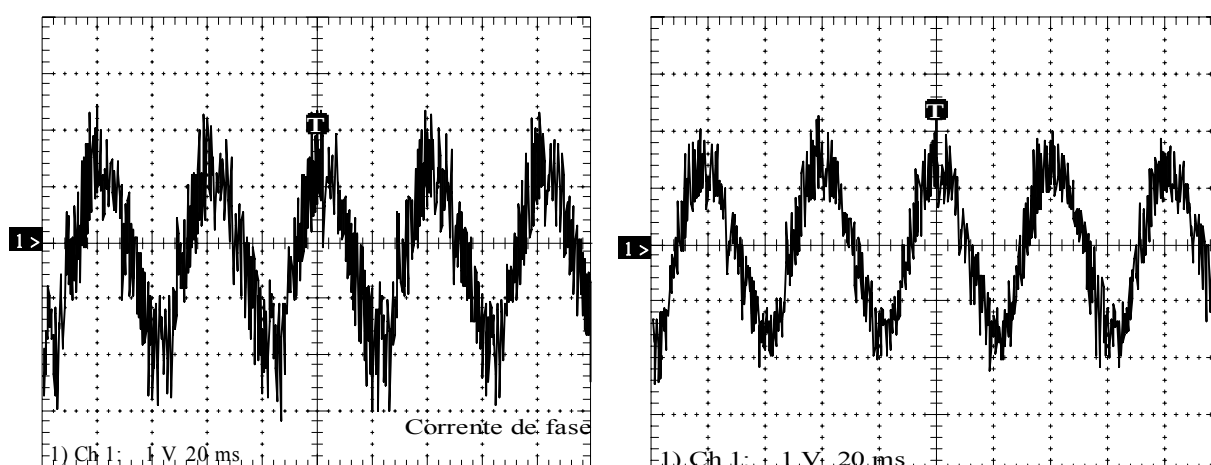


(a) DTC – Tradicional

(b) DSVM

Figura 5.15 Conjugado em regime permanente a 0.4pu Velocidade.

A análise realizada em média velocidade mostrou que as oscilações de conjugado do DSVM são menores que no DTC tradicional, conforme a figura 5.15. Isso é devido a corrente de estator apresentar menores oscilações que o DTC tradicional, conforme a figura 5.16. Esta análise se estende para a alta velocidade conforme as figuras 5.17 e 5.18. As tabelas utilizadas para todas as faixas de velocidades são válidas e apresentam melhores resultados que o DTC tradicional onde apenas uma tabela de chaveamento é usada.



(a) DTC – Tradicional

(b) DSVM

Figura 5.16 Corrente de fase em regime permanente a 0.4 pu de Velocidade

A largura das bandas de histerese exerce forte influência nas oscilações de fluxo e conjugado. Uma maior largura de banda de histerese causa elevadas oscilações de corrente, fluxo e conjugado, determinando portanto, baixa frequência de chaveamento e uma alta taxa de distorção harmônica. Em contrapartida, larguras pequenas de bandas de histerese, determinam baixas oscilações de fluxo, corrente e conjugado, diminuindo assim a taxa de distorção harmônica ao custo de uma elevação na frequência de chaveamento. A definição da largura de histerese em implementações digitais, deve ser cuidadosamente definida. Um problema comum é o fato do limite da banda de histerese ser ultrapassado e o controle não poder ser executado, devido ao tempo de interrupção do programa. Quando isso ocorre, os erros resultantes entre os valores de referência e os valores estimados podem ser grandes, resultando em maiores oscilações do que implementações analógicas onde as fronteiras das histereses exercem maior autonomia no controle. Um outro fator importante é devido ao tempo de processamento. Uma vez realizada a leitura dos sinais de entrada, o controle só vai gerar um sinal de controle depois do tempo de processamento. O vetor de tensão gerado pode não ser capaz de satisfazer os erros de fluxo e conjugado em tempo real. Isso é mais comum quando a leitura é realizada nas fronteiras dos setores e dos níveis de histerese.

O gráfico de corrente da figura 5.18 mostra a corrente de fase em regime permanente a 0.8 pu de velocidade. Observa-se que as correntes apresentam oscilações muito parecidas. Isso deve-se ao fato de que em altas velocidades a frequência de chaveamento por ciclo de corrente é reduzido em comparação a velocidades mais baixas. Mesmo com esse perfil de corrente o conjugado do DSVM apresentou melhores resultados que o DTC tradicional.

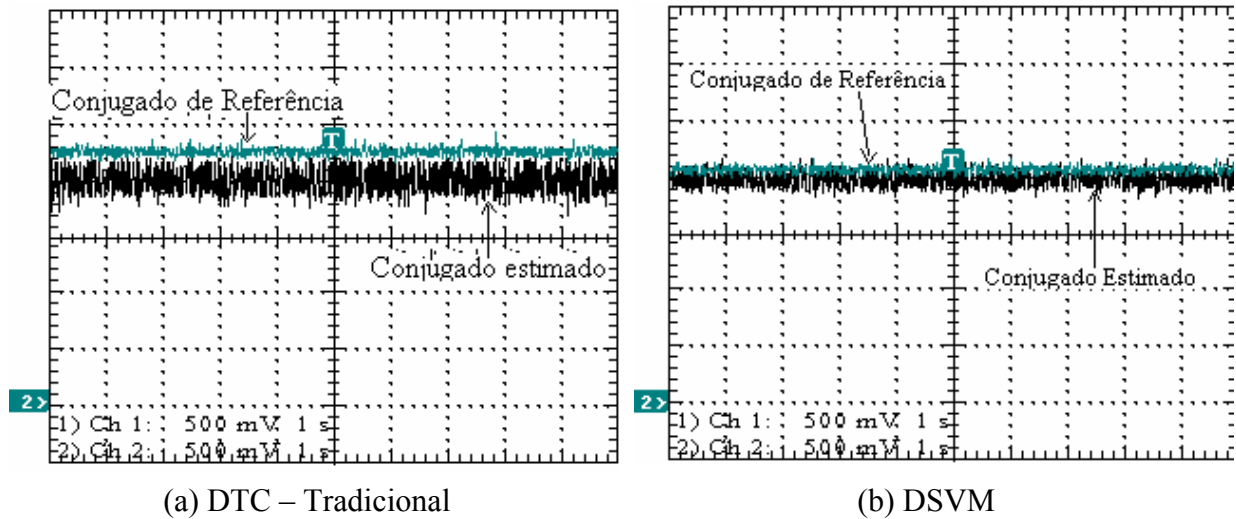


Figura 5.17 Conjugado em regime permanente a 0.8pu Velocidade

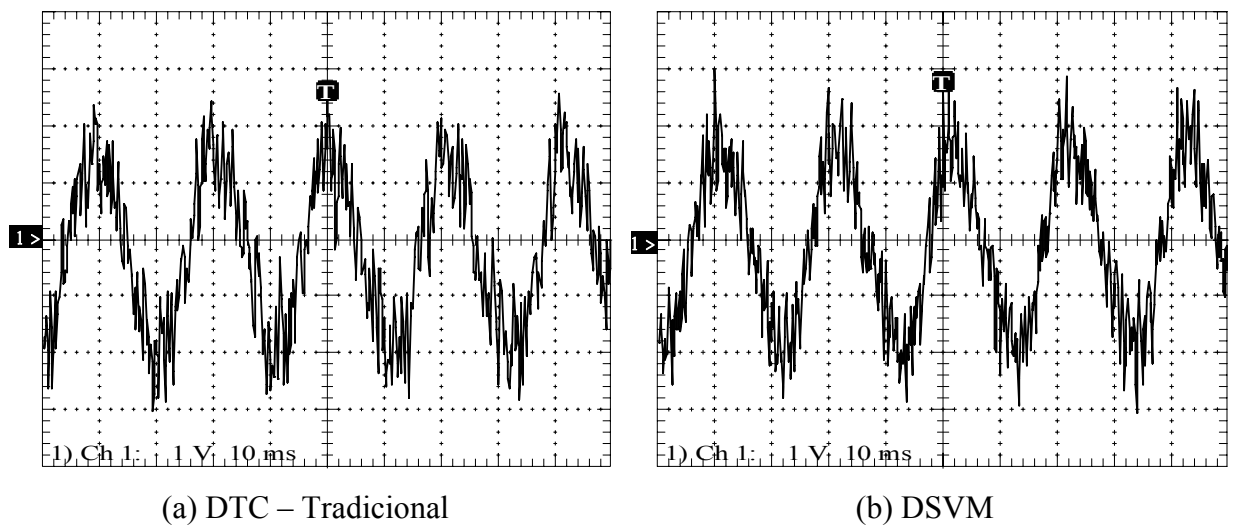


Figura 5.18 Corrente de fase em regime permanente a 0.8 pu de Velocidade

Uma análise sobre trajetória do vetor fluxo de estator também foi realizada. Todos os gráficos obtidos nos testes experimentais, apresentaram resultados semelhantes em termos de oscilações de fluxo. O gráfico da trajetória do vetor fluxo de estator no plano dq é mostrado na figura 5.19. O fluxo está variando em torno do valor nominal de $0.8[W.b]$. Este gráfico foi obtido em condições de regime permanente com o motor operando com carga.

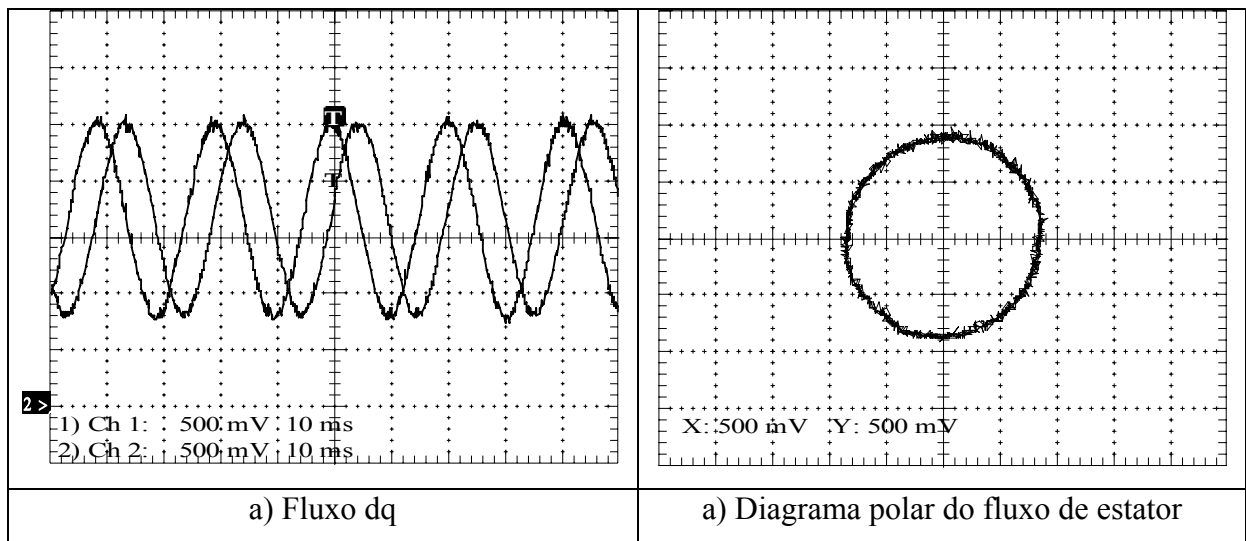


Figura 5.19 Trajetória do vetor fluxo de estator

O comportamento dos esquemas de controle direto de conjugado adotadas, utilizando controle de velocidade em malha fechada, foram avaliadas sobre várias condições de operação.

Diante de uma condição de degrau de carga o erro gerado entre a velocidade de referência e velocidade estimada gera um sinal de comando de conjugado. Este sinal posteriormente gera um erro em relação ao conjugado estimado que produz um nível de saída do comparador de histerese que selecionará um vetor de tensão capaz de responder as solicitações de carga, conforme pode ser visto na figura 5.20 (a) e (b).

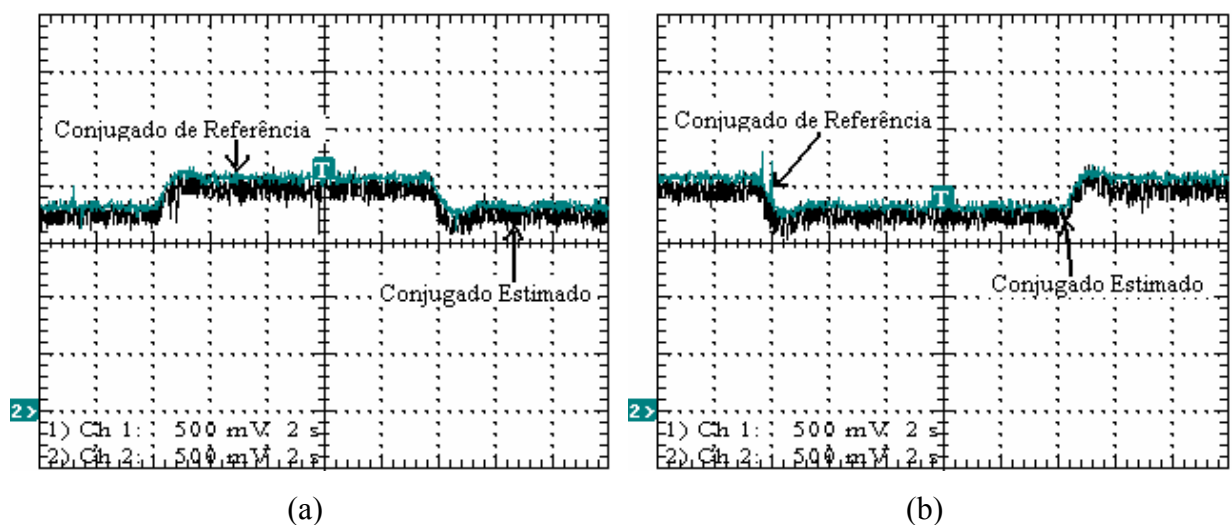


Figura 5.20 Resposta de conjugado eletromagnético DSVM

A figura 5.21, mostra a resposta da velocidade do motor a uma alteração na velocidade de referência. Observa-se que o controlador PI atuou de maneira eficaz. A instabilidade ocorrida nas ultrapassagens das referências de velocidade, foram rapidamente corrigidas pelo controle e a velocidade do motor se estabilizou em torno do valor desejado.

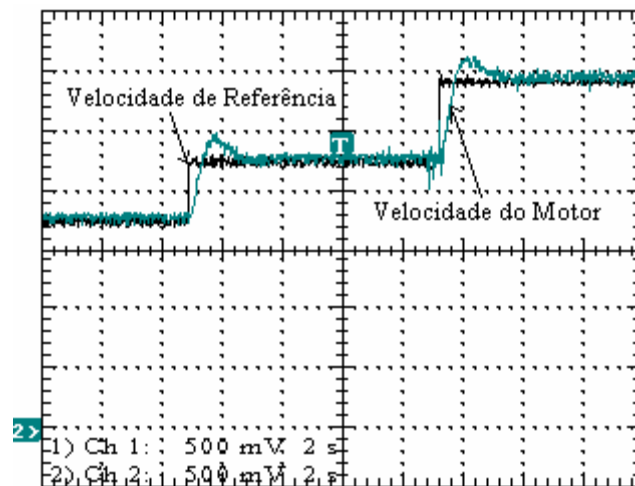


Figura 5.21. Velocidade do motor

Uma inversão de velocidade mostrou a eficiência do controle para atuar rapidamente nas repostas à alteração de velocidade de referência com inversão de velocidade, conforme a figura 5.22. Na figura 5.23 o fluxo de estator nos eixos dq mostra o momento exato da inversão da velocidade.

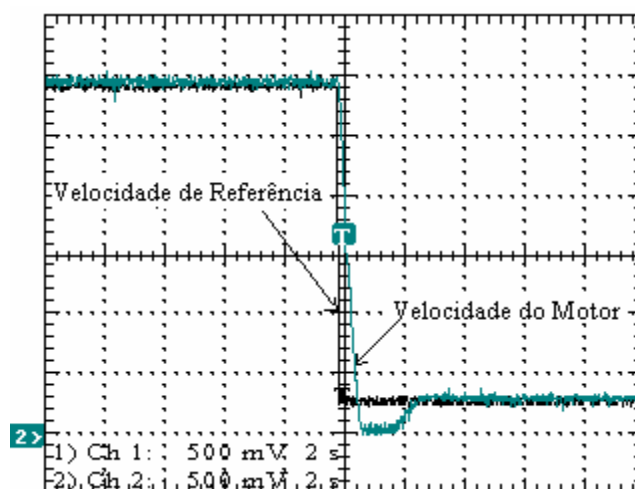


Figura 5.22 Inversão de velocidade

A figura 5.24, mostra claramente a atuação de controle. O conjugado de referência se inverteu no momento de inversão de velocidade produzindo um conjugado que freia o motor e produz conjugado para acelerar no sentido oposto. Quando a velocidade de referência foi atingida o conjugado caiu para suprir, apenas, a demanda de carga e perdas internas.

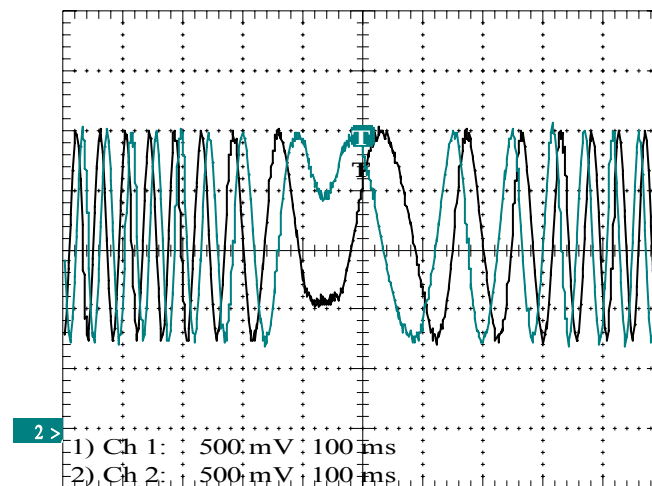


Figura 5.23 Fluxo dq no momento da inversão de velocidade.

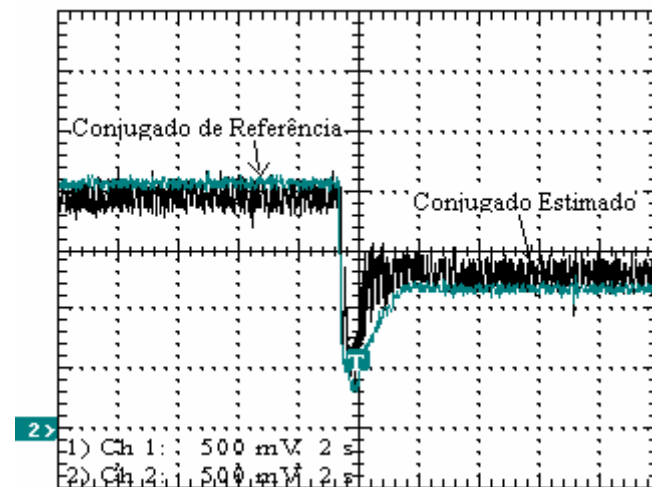


Figura 5.24 Resposta do conjugado de referência

Na figura 5.25, a atuação do controle do DSVM atuou de maneira eficaz no controle de velocidade. Os valores de referência de velocidade estão variando em torno de 0,8pu, 0,0pu e -0.8pu. Quando houve uma mudança de referência de velocidade no instante 7,0s de 0,0pu a 0.8pu de velocidade o controle atuou de forma rápida fazendo o motor trabalhar com a velocidade imposta. O *overshoot* presente na resposta de velocidade é devido a escolha dos

ganhos do controlador PI. Conforme pode ser visto em 0,0 pu de velocidade muitas oscilações de velocidade foram apresentadas. Estes valores não foram otimizados devido a não ser o foco do presente trabalho.

O sistema esta em evolução, de modo que, a cada ação no controle do acionamento melhoras são conseguidas.

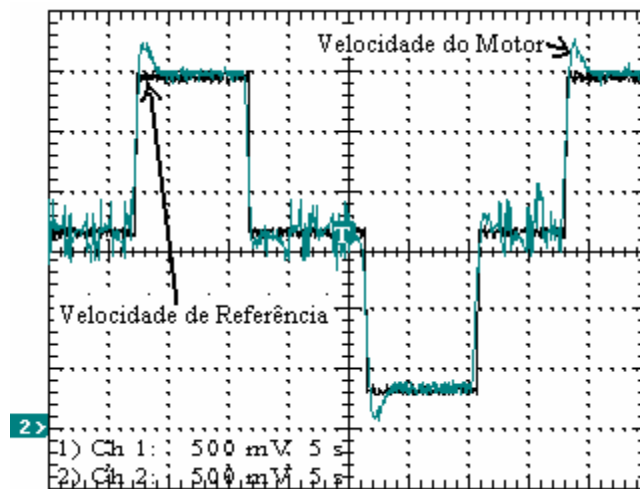


Figura 5.25. Atuação do controle DSVM para referências de velocidade 0.8 pu, 0pu -0.8.

5.8 Considerações Finais:

Neste capítulo os esquemas de controle direto de conjugado estudados foram avaliados experimentalmente sob diversas condições de operação. Um protótipo utilizando um processador digital de sinais foi utilizado. Para isso, uma placa de circuito impresso foi montada para interface entre o circuito de sensoriamento e acomodação de sinal e o kit eZdp que realiza a comunicação com o DSP. Este kit também realiza interface entre o computador e o DSP.

Os testes foram realizados usando uma carga linear. As mudanças de velocidade de referência foram realizadas em tempo real, atuando diretamente no programa. Os resultados

mostram que a atuação do controle DTC tradicional através da imposição de um único vetor de chaveamento durante um período de amostragem, elevadas oscilações de fluxo e conjugado. Estes resultados puderam ser melhorados com o uso do DSVM, onde três vetores de tensão são impostos ao motor durante cada período de amostragem.

Os gráficos de fluxo de estator, nos testes, ficaram muito parecidos não sendo possível portanto verificar uma diferença no controle do fluxo nos dois esquemas. Sendo assim, apenas um gráfico mostrando a trajetória do vetor fluxo de estator foi apresentado.

CAPÍTULO VI

CONCLUSÃO

6.1 Conclusão Final

Este trabalho teve o objetivo de abordar a técnica de controle direto de conjugado dando uma ênfase maior ao DSVM em relação ao DTC tradicional. A comparação entre essas duas técnicas foi realizada com base na análise das oscilações de corrente, fluxo e conjugado eletromagnético do MIT. Foi desenvolvido também um controle de velocidade do tipo “sensorless”.

Inicialmente foi abordada a filosofia do controle direto de conjugado. Ao contrário das técnicas por orientação de campo, onde o controle de fluxo e de conjugado é conseguido atuando diretamente nas correntes de estator, a estratégia do DTC realiza o controle de fluxo e conjugado atuando diretamente no vetor fluxo de estator através de vetores de tensão obtidos por uma tabela de chaveamento. Para a definição dos vetores de chaveamento são considerados os níveis de saída dos comparadores de histerese, de fluxo e de conjugado, e a posição do vetor fluxo de estator. A correta aplicação dos vetores de tensão leva duas características necessárias e suficientes ao controle DTC: a primeira é que o vetor fluxo de estator assume um lugar geométrico circular de amplitude igual ao fluxo de referência adotado; a segunda é que há uma imposição de conjugado eletromagnético através da variação do ângulo espacial entre os vetores fluxo de estator e fluxo de rotor.

As simulações computacionais foram realizadas utilizando o software MATLAB/SIMULINK, onde o modelo matemático ABC do MIT foi implementado visando obter resultados mais realísticos e precisos. O período de amostragem foi escolhido de forma a possibilitar uma comparação entre os dois esquemas de controle. Todas as simulações foram realizadas com controle PI de velocidade que gera um sinal de saída, utilizado como sinal de referência de conjugado. Os resultados mostraram que o controle apresenta respostas rápidas quando submetidas a transitórios de carga e mudança nos referenciais de entrada tanto de fluxo quanto de conjugado e velocidade. As tabelas do DSVM foram testadas em operação nos quatro quadrantes e se mostraram robustas e confiáveis para serem implementadas experimentalmente. As oscilações de fluxo, corrente e conjugado, apresentadas pelo controle DSVM foram menores que o DTC tradicional, resultado em um ganho de desempenho do motor.

Os testes experimentais foram realizados utilizando um processador digital de sinais, o TMS320F2812 da *Texas Instruments*. Foi necessário construir uma placa de circuito impresso para a comunicação com o *kit eZdsp*, onde o processador estava inserido. A placa é composta de um circuito de sensoriamento e acomodação de sinal para as entradas AD do DSP e um circuito de ataque de gatilho para comandar as chaves IGBTs do inversor. Foi utilizado como carga um gerador de corrente contínua acoplado ao eixo do MIT. Os resultados mostram que a teoria do controle direto de conjugado foi comprovada experimentalmente para várias condições de operação, apresentando robustez e confiabilidade. O controle de velocidade utilizado é do tipo “sensorless”, e apresentou respostas rápidas e satisfatórias ao degrau de velocidade. Os estimadores de fluxo e de conjugado apresentaram bom desempenho para uma ampla faixa de velocidades. As oscilações de fluxo e conjugado, apresentadas pelo DTC tradicional são maiores quando comparadas a aquelas apresentadas no controle DSVM. Estes resultados mostram que o controle DTC usando DSVM é confiável e apresenta melhores

resultados que a técnica DTC tradicional, ao custo de uma elevação do número de vetores de tensão e aumento das tabelas de chaveamento.

6.2 Propostas para trabalhos futuros.

Fazer uma comparação entre o controle DSVM e o controle por orientação de campo.

Implementar o DTC e o DSVM aplicado à tração elétrica.

Implementar técnicas mais robustas para estimação de fluxo e velocidade para o controle direto de conjugado.

REFERÊNCIAS BIBLIOGRÁFICAS:

- [1] TAKAHASHI I., NOGUCHI T.,” *A New Quick-Response and High-Efficiency Control Strategy of an Induction Motor*”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. IA-22, nº 5, pp. 820-827 September/October 1986,
- [2] DEPENDBROCK, M. “*Direct Self-Control (DSC) of Inverter-Fed Induction Machine*”, IEEE Transactions on Power Electronics, vol. 3, nº 4, pp. 420 – 429, October 1988.
- [3] CASADEI, D. GRANDI G. SERRA, G. TANI. A., “*Effects of Flux and Torque Hysteresis Band Amplitude in Direct Torque of Induction Machines*”, Conf. Rec. IEEE-IAS, pp. 299-304,1994.
- [4] CASADEI, D. SERRA,G. TANI, A.,” *Analytical Investigation of Torque And Flux Ripple In DTC Schemes for Induction Motors*”, IECON, 23 rd International Conference, Vol. 2 , Pag. 552 – 556. 1997.
- [5] CASADEI,D. GRANDI, G. SERRA G. and TANI, A.” *Switching Strategies in Direct Torque Control of Induction Machines*”, in Proc. ICEM’94, Paris, France, pp 204-209 Sept. 5-8, 1994.
- [6] CASADEI,D. PROFUMO,F. SERRA, G. TANI, A. “*FOC and DTC: Two Viable Schemes for Induction Motors Torque Control*”, IEEE Transactions on Power Electronics. Vol. 17,nº. 5, pp. 779 – 786, September 2002.

-
- [7] ZELECHOWSKI, M. KAZMIERKOWSKI, M.P. BLAABJERG, F. “*Controller Design for Direct Torque Controlled Space Vector Modulated (DTC-SVM) Induction Motor Drive*”, IEEE, , June 20-23, Dubrovnik, Croatia, pp. 951 a 956, ISIE 2005.
- [8] HABETLER, T.G. PROFUMO, F. PASTORELLI, M. TOLBERT L. M. “*Direct Torque Control of Induction Machines Using Space Vector Modulation*”, IEEE Transactions on Industry Applications, vol. 28. nº 5, pp. 1045-1053, September/October 1992
- [9] KANG J. K. CHUNG, D. W. SUL, S. K. “*Direct Torque Control of Induction Machine with Variable Amplitude Control of Flux and Torque Hysteresis Bands*”, School of Electrical Engineering, Seoul National University, 0-7803-5293-9/99, IEEE, 1999.
- [10] FREITAS, M. A.A. “*Efeitos da Saturação Magnética em Motores de Indução Acionados por Conversores e Proposta de um Estimador de Fluxo Rotórico*” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Agosto, 2002.
- [11] DINESH, Pai, A. UMANAND, L. RAO, NJ “*Direct Torque Control of Induction Motor with Extended Kalman Filter*”. In Proceedings The Third International Power Electronics and Motion Control Conference, pages Vol.1, 132 -137, Beijing, China, PIEMC 2000.
- [12] LASCU, C. BOLDEA, I. BLAABJERG, F. “*A Modified Direct Torque Control (DTC) for Induction Motor Sensorless Drive*”, IEEE, Vol. 36, NO. 1, pg 122 a 130 Janeiro 2000.
- [13] RESENDE, J. T. “*Modelagem da Máquina de Indução Trifásica Incluindo a Saturação Magnética – Análise Dinâmica do Gerador de Indução Auto-Excitado*” Tese de Doutorado, Universidade Federal de Uberlândia, Maio, 1999.

-
- [14] CASADEI, D, SERRA, G. e TANI, A., “*Improvement of Direct Torque Control Performance by Using a Discrete SVM Techinique*”, in Proc, Of. Conf. Rec. IEEE-IAS, pp. 997-1003, 1998.
- [15] SILVEIRA, A.W.F.V, “*Estudo Comparativo de Técnicas de Estimativa de Fluxo Estatístico de MIT*”, Dissertação de Mestrado, Março, 2007.
- [16] BUJA,G. CASADEI,D. SERRA,G.” *Direct Torque Control of Induction Motor Drives*”, pp TU2 – TU8. , IEEE, ISIE 1997.
- [17] FRANCCIA, M. MARCHESONI, M. “*Direct Self Control Versus Field Orientation In High Power Induction Motor Drives*”, pp. 115 – 118, IEEE 1992.
- [18] GRABOWSKI ,P. Z. KAZMIERKOWSKI, M. P. “ *Design and Investigation of the Direct Torque Neuro-Fuzzy Controller for PWM Inverter-Fed IM Drives*”, ISIE’99: International Symposium on Industrial Eletronics, Bled-Slovenia, pp. 568-573, july 1999.
- [19] MARINO, P. INCECCO, M. D’, VISCIANO, N.” *A Comparison of Direct Torque Control Methodologies for Induction Motor,*” IEEE, September, 2001.
- [20] KEYHANI, H.R. ZOLGHADRI, M.R. HOMAIFAR. A. “*An Extended and Improved Discrete Space Vector Modulation Direct Torque Control for Induction Motors*” IEE, Germany, 2004.
- [21] OCEN, K. ROMERAL, L. ORTEGA, J. A. CUSIDO, J. GARCIA, A. “*Discrete Space Vector Modution Apllied on a PMSM Motor.*
- [22] ZIDANI, F. SAID, R.N. “ *Direct Torque Control of Induction Motor With Fuzzy Minimization Torque Ripple*” Journal of Electrical Engineering, Vol. 56, NO, 7-8, 183-1882005.

-
- [23] TANG, L. RAHMAN M.F. “*A New Direct Torque Control Strategy for Flux and Torque Ripple Reduction for Induction Motors Drive by Using Space Vector Modulation*”, IEEE, 2001.
- [24] CASADEI, D. SERRA, G. TONI, A. ZARRI, L. PROFUMO, F. “*Performance Analysis of a Speed – Sensorless Induction Motor Drive Based on a Constant – Switching – Frequency DTC Scheme*”, IEEE Transactions on Industry Applications, Vol. 39, NO. 2, March/April. 2003.
- [25] CASADEI, D. SERRA, G. TANI, A. ZARRI, L. “*Assessment of Direct Torque Control for Induction Motor Drives*”, Bulletin of the Polish Academy of Sciences Technical Sciences, Vol. 54, No. 3, pp 237 - 254, 2006.
- [26] BUJA, G. CASADEI, D. SERRA, G. “*DTC – Based Strategies for Induction Motor Drives*” pp 1506 – 1516.
- [27] PETER VAS “*Sensorless Vector and Direct Torque Control*”, Oxford University Press, 1998.
- [28] BIMAL K.B. “*Modern Power Eletronics and AC Drives*” Prentice Hall, 2002.
- [29] ZANONE, D. L. “*Controle Direto de Torque para Motores de Indução – Estudo e Implementação*” Tese de Doutorado, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação, UNICAMP, 2001.