Universidade Estadual de Campinas

Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação

Departamento de Sistemas e Controle de Energia

DSCE-FEEC-UNICAMP

O CONTROLADOR COMPLEXO APLICADO AO CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO

Autor: Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho

Orientador: Prof. Dr. Edson Bim

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de

Mestre em Engenharia Elétrica

Comissão Julgadora:

Prof. Dr. Edson Bim - DSCE/FEEC/UNICAMP

Prof. Dr. Zanoni Dueire Lins - DEESP/UFPE

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho - DSCE/FEEC/UNICAMP

Campinas, 7 de agosto de 2007

FICHA CATALOGRÁFICA ELABORADA PELA
BIBLIOTECA DA ÁREA DE ENGENHARIA E ARQUITETURA - BAE - UNICAMP

	Sguarezi Filho, Alfeu Joãozinho
Sg71c	O controlador complexo aplicado ao controle vetorial do motor de indução / Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho. -- Campinas, SP: [s.n.], 2007.
	Orientador: Edson Bim Dissertação (Mestrado) - Universidade Estadual de Campinas, Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação.
	1. Motores elétricos de indução. 2. Controle vetorial. 3. Acionamento elétrico. 4. Controle em tempo real. 5. Controle automático. I. Bim, Edson. II. Universidade Estadual de Campinas. Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação. III. Título.

Título em Inglês: The complex controller applied to the induction motor vector control.
Palavras-chave em Inglês: Induction motor, Vector control, Field orientation control, Direct torque control, Complex transfer function
Área de concentração: Energia Elétrica
Titulação: Mestre em Engenharia Elétrica
Banca examinadora: Zanoni Dueire Lins, Akebo Yamakami e Ernesto Ruppert Filho.
Data da defesa: 19/07/2007
Programa de Pós-Graduação: Engenharia Elétrica

O CONTROLADOR COMPLEXO APLICADO AO CONTROLE VETORIAL DO MOTOR DE INDUÇÃO

Autor: Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho
Orientador: Prof. Dr. Edson Bim

Dissertação submetida à Faculdade de Engenharia Elétrica e de Computação da Universidade Estadual de Campinas, como parte dos requisitos exigidos para obtenção do título de

Mestre em Engenharia Elétrica

Campinas, 7 de agosto de 2007

COMISSÃO JULGADORA - TESE DE MESTRADO

Candidato: Alfeu Joãozinho Sguarezi Filho

Data da Defesa: 19 de julho de 2007

Título da Tese: "O Controlador Complexo Aplicado ao Controle Vetorial do Motor de Indução"

Prof. Dr. Edson Bim (Presidente): ______________________________

Prof. Dr. Zanoni Dueire Lins: ______________________________

Prof. Dr. Ernesto Ruppert Filho: ______________________________

"Existem os que criticam e os que fazem,

eu sou dos que fazem."

Paulo Autran

Aos meus pais Alfeu e Vilma

Resumo

Este trabalho visa o estudo de métodos de projeto de controladores mediante o emprego da função de transferência complexa; o controle em baixas velocidades de um motor de indução trifásico orientado no fluxo do rotor, bem como no do estator, é o objetivo a ser alcançado. A formulação do modelo vetorial do motor de indução com emprego da função de transferência complexa e do controle vetorial são apresentados. Para validar a proposta, um controlador de ganho proporcional complexo é realizado. Resultados de simulação e de experimentos são obtidos.

Palavras-chave: Motor de indução, controle vetorial, controle por orientação de fluxo, controle direto de torque, função de transferência complexa.

Abstract

This work aims the study of tunning methods for controllers on vector control using the complex transfer function; low speed control by using the rotor or stator flux orientation on the induction motor is the objetctive. The complex transfer function formulation, its aplication on induction machine model and vector control are presented. To validate the proposal, a proportional complex gains is proposed. Simulation and experimentally results are presented.

Key-words: Induction motor, vector control, field orientation control, direct torque control, complex transfer function.

Agradecimentos

Aos meus pais Alfeu e Vilma, pelo incentivo, carinho, e por sempre estarem ao meu lado no decorrer da vida;

Ao Prof. Dr. Edson Bim pela oportunidade da realização desse trabalho e pela orientação;

Ao irmão Pedro, minha prima Tainá e familiares pela amizade, companherismo e consideração;

A *CAPES* e à *UNICAMP* pelo suporte financeiro e pela estrutura técnica, respectivamente;

A Waslon T. A. Lopes e Marcelo M. Cad por acreditarem na minha capacidade, incentivo e pela amizade;

A André Távora, Álvaro Medeiros, Alexandre Morais, Alexandre Silva, Arismar Sodré Jr., Carlos Capovilla, Divanilson, Donato Manzan, Daniel Benevides, Duvier, Eudemario S. de Santana, Eduardo Silva, Fabrício Oliveira, Irênio Jr., José Cândido, Leonardo Araújo, Leandro Bertonha, Marcelo Villalva, Milton Filho, Rodolfo Martinez, Rogério Vani, Ulisses e Ugo pela amizade, ajuda, valorosas discussões e sugestões para o aperfeiçoamento do trabalho;

A Torrico Altuna e Zanone Lins pela ajuda nas dúvidas referentes à implementação experimental;

Aos amigos que estão na Bahia;

E a todas as pessoas que contribuiram de forma direta ou indireta no desenvolvimento desse trabalho.

Sumário

Lista de Figuras

Lista de Tabelas

Lista de Símbolos

$\vec{v}$ - Vetor tensão

$\vec{i}$ - Vetor corrente

$\vec{\lambda}$ - Vetor fluxo concatenado

R - Resistência

L - Indutância

L_M - Indutância de magnetização

σ - Coeficiente de dispersão global

T_e - Torque eletromagnético

J - Momento de inércia

B - Coeficiente de atrito viscoso

T_L - Torque de carga

λ_1, $|\lambda_1|$ - Módulo do vetor fluxo do estator

λ_2 - Módulo do vetor fluxo do rotor

f - Freqüência

s - Operador de Laplace

t_k - Amostra atual

t_{k+1} - Próxima amostra

Δ - Variação da variável entre os instantes t_k e t_{k+1}

ω - Velocidade síncrona

δ - Posição espacial

Sobrescritos:

"*" - Complexo conjugado

k - Valor no instante t_k

Subescritos:

1,s - Referentes ao estator

2,r - Referentes ao rotor

$\alpha\beta$ - Referente ao sistema de coordenadas estacionário

dq - Referente ao sistema de coordenadas síncrono

K - Referente ao sistema de coordenadas arbitrário

mec - Referente à velocidade do rotor

sl - Referente ao escorregamento

Subsubescrito:

ref - Referência

Lista de Abreviaturas

PI *Proporcional-Integral*

MI *Motor de Indução*

DSC *Direc Self Control*

CDT *Controle Direto de Torque*

SVM *Space Vector Modulation*

VSI *Voltage Source Inverter*

DSP *Digital Signal Processor*

PWM *Pulse Width Modulation*

CMPR1 *Compare Register 1*

CMPR2 *Compare Register 2*

CMPR3 *Compare Register 3*

Capítulo 1

Introdução

O motor de indução (MI) trifásico, por possuir maior robustez, menor custo de manutenção e construção em relação ao motor DC, tem sido o motor mais empregado pela indústria em acionamentos elétricos apesar de não ser aplicado em acionamentos de velocidade variável de alto desempenho. A partir da década de 80, com à evolução das teorias de controle até o controle vetorial e das tecnologias dos semicondutores tornou-se possível o controle de velocidade através de tensões ou correntes com freqüência variável com o emprego eletrônica de potência.

Inicialmente, os esquemas empregavam o controle vetorial no controle das correntes através da técnica controle por orientação de campo, a qual permite o controle separadamente do torque e do fluxo do motor de indução. Muitos esquemas foram propostos, tanto no que diz respeito às técnicas de orientação, aos controladores, aos estimadores ou observadores, o que possibilitou boa resposta dinâmica para as correntes e velocidade para o MI; mesmo assim, o controle em baixas velocidades apresenta alguns problemas devido a variação dos parâmetros do MI, ao valor da quede te tensão causada pela resistência de estator tornar-se significativo e aos métodos empregados na estimação do fluxo.

O controle direto de torque foi proposto como uma alternativa às técnicas de controle de corrente por orientação de campo existentes e consiste no controle do torque e fluxo sem malha de controle de corrente. Essa técnica de acionamento possibilita rápidas respostas de torque associadas a reduzidas oscilações do fluxo de estator, mesmo durante transitórios apesar do torque apresentar oscilações na sua magnitude em regime permanente. Da mesma maneira, que o controle de orientação de campo, o controle em baixas velocidades apresenta alguns problemas devido a variação dos parâmetros do MI e dos métodos empregados na estimação do fluxo.

Na literatura existem trabalhos que aplicam a função de transferência complexa ao MI com objetivo de projetar controladores e ou analisar o comportamento dinâmico do MI. Os trabalhos que aplicam a função de transferência são recentes e apenas trabalham com as técnicas de controle de corrente por orientação de campo. Um outro problema que também não é levado em consideração nesses trabalhos é o controle em baixas velocidades do MI. Dessa maneira, essa fatos motivaram a realização desse trabalho que abrange o modelo do MI com o emprego da função de transferência complexa e sua aplicação às técnicas de controle vetorial existentes para o controle em baixas velocidades.

1.1 Organização do Trabalho

O Capítulo 2 apresenta um breve histórico da evolução das técnicas de modelagem do MI, assim como, a evolução das técnicas de controle vetorial que são: controle por orientação de fluxo e controle direto de torque. Faz ainda o modelo vetorial complexo do MI para os referências estacionário e síncrono e descreve o método das duas técnicas de controle vetorial citadas.

O método direto de orientação e o projeto de um controlador de ganho complexo projetado, com o método diagrama de Bode, a partir do sistema controlador-MI representado com o emprego da notação vetorial complexa são apresentados no Capítulo 3. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar o método.

O Capítulo 4 apresenta a técnica de controle direto de torque e o projeto de um controlador de ganho complexo projetado, com o método diagrama de Bode, a partir do sistema controlador-MI representado com o emprego da notação vetorial complexa, assim como o projeto de um controlador PI. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar o método.

As conclusões e sugestões para trabalhos futuros são apresentados no Capítulo 5.

O Apêndice A apresenta os dados do MI empregado no experimento.

A descrição sistema implementado com o emprego do processador digital de sinais é apresentado no Apêndice B.

O Apêndice C apresenta a implementação da modulação por vetores espacias.

Capítulo 2

Função de Transferência Complexa e Controle Vetorial

2.1 Introdução

Nesse capítulo comentam-se alguns procedimentos clássicos para a modelagem do motor de indução trifásico e também os principais esquemas de controle vetorial, que é a técnica de controle empregada no controle do motor. Este Capítulo está dividido em três partes: 1) Modelagem Matemática do Motor de Indução, 2) Controle por orientação de campo e 3) Controle Direto de Torque.

2.2 Modelo do Motor de Indução

A evolução das técnicas de representação matemática do comportamento dinâmico do MI evoluiram até a notação vetorial complexa. A seguir, são comentados alguns trabalhos com objetivo de apresentar de forma sucinta as suas contribuições ao modelo matemático do motor.

Kovács e Rácz (1984) sistematizaram os fundamentos do vetor espacial aplicado ao motor de indução trifásico. As grandezas de tensão, corrente e fluxo magnético concatenado são representadas por números complexos, tornando o modelo do MI mais compacto.

A função de transferência complexa que é obtida ao se aplicar a transformada de Laplace em equações diferenciais que contenham variáveis e ou coeficientes complexos foi empregada por Novotny e Wouterse (1976) na análise do comportamento do motor no domínio do tempo e apresenta seu comportamento com o emprego do lugar das raízes em algumas situações, como por exemplo, a motor fucionando com baixo escorregamento.

A teoria espiral proposta por Yamamura (1992) , baseada no comportamento transitório do motor de indução à entrada degrau, é diretamente relacionada com os conceitos da função de transferência complexa, pois utiliza o conceito do vetor espacial na representação das grandezas do MI e recebe essa denominação devido à trajetória em forma de espiral que a corrente e ou fluxo concatenado apresentam em transitórios. Essa teoria permitiu a Yamamura propor um esquema de controle para o motor de indução com rápidas respostas dinâmicas sem utilizar as técnicas de controle vetorial existentes.

Holtz (1995) representa o motor com o emprego do conceito de função de transferência complexa e fez a análise do seu comportamento dinâmico com o emprego do lugar das raízes e da função de transferência complexa.

Baseado na proposta de Holtz, Cad (2000) modela o MI para as variáveis de estado corrente de estator e rotor; e fluxo de estator e rotor. Apresenta resultados do seu comportamento dinâmico com emprego de simulação.

A análise e o projeto de controladores de corrente para uma carga RL passiva, através do conceito de função de transferência complexa, foi empregado por Gataric e Garrigan (1999). Para a determinação da tensão foi utilizado um controlador do tipo proporcional integral PI. O emprego da transformada de Laplace nas equações do motor permitiu a representação do seu comportamento através do diagrama de Bode.

2.2.1 ***Modelo do MI***

O modelo do MI representado com o emprego de variáveis complexas, para um referencial arbitrário ω_K, é definido por (Leonhard, 1985):

$$\vec{v}_1 = R_1\vec{i}_1 + \frac{d\vec{\lambda}_1}{dt} + j\omega_K\vec{\lambda}_1 \tag{2.1}$$

$$\vec{v}_2 = R_2\vec{i}_2 + \frac{d\vec{\lambda}_2}{dt} + j\left(\omega_K - P\omega_{mec}\right)\vec{\lambda}_1 \tag{2.2}$$

$$\begin{aligned} \vec{\lambda}_1 &= L_1\vec{i}_1 + L_M\vec{i}_2 \\ \vec{\lambda}_2 &= L_2\vec{i}_2 + L_M\vec{i}_1 \end{aligned} \tag{2.3}$$

O torque eletromagnético é dado por:

$$T_e = \frac{3}{2} P \mathcal{I}m(\vec{i}_1 \vec{\lambda}_1^*) \tag{2.4}$$

Sendo que $\vec{v}$, $\vec{i}$ e $\vec{\lambda}$ representam os vetores tensão, corrente e fluxo concatenado. L, R, L_M representam indutância, resistência e indutância de magnetização respectivamente. ω_{mec} e ω_K representam a velocidade do motor e velocidade do sistema de referencial genérico respectivamente, P representa o número de pares de pólos e o subscritos 1 e 2 representam as variáveis do estator e rotor respectivamente. O símbolo "*" indica que se tem o número complexo conjugado em questão.

A equação do movimento da máquina é definida por

$$J \frac{d\omega_{mec}}{dt} = T_e - T_L - B\omega_{mec} \tag{2.5}$$

sendo J, B e T_L o momento de inércia, o coeficiente de atrito viscoso e o torque de carga respectivamente.

A partir de combinações entre as Equações (2.1)- (2.5) obtém-se a representação matricial do MI dada por

$$\begin{bmatrix} \dfrac{d\vec{\lambda}_1}{dt} \\[2ex] \dfrac{d\vec{i}_1}{dt} \\[2ex] \dfrac{d\omega_{mec}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j\omega_K & -R_1 & 0 \\[2ex] \left(\dfrac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \dfrac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right) & -\left[\dfrac{R_1}{\sigma L_1} + \dfrac{R_2}{\sigma L_2} + j(\omega_K - P\omega_{mec})\right] & 0 \\[2ex] 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\lambda}_1 \\[2ex] \vec{i}_1 \\[2ex] \omega_{mec} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{T_e - T_L}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{v}_1 \\[2ex] \vec{v}_1 \\[2ex] 1 \end{bmatrix} \tag{2.6}$$

sendo $\sigma = 1 - \frac{L_m^2}{L_1 L_2}$.

2.2.2 Função de transferência complexa

O conceito de função de transferência complexa é obtido ao se aplicar a transformada de Laplace em equações diferenciais que contenham coeficientes complexos ou variáveis complexas (Yamamura, 1992; Cad, 2000; Holtz et al., 2004). Nesse caso todas as variáveis do sistema ou sinais devem ser representados por grandezas complexas. Uma característica da função de transferência complexa é a possibilidade de representar o comportamento transitório e em regime permanente de um sistema de segunda ordem real, com o emprego apenas de um sistema de primeira ordem complexo. Um sistema de primeira ordem complexo pode ser representado em termos gerais pela equação

$$\frac{d\vec{y}(t)}{dt} + (\delta + j\omega)\vec{y}(t) = \vec{u}(t) \tag{2.7}$$

na qual as variáveis $y(\vec{t})$ e $u(\vec{t})$ são números complexos.

Aplicando-se a transformada de Laplace na Equação (2.7) obtém-se

$$s\,\vec{y}(s) + (\delta + j\omega)\vec{y}(s) = \vec{u}(s) \tag{2.8}$$

que escrita de forma alternativa obtem-se a função de transferência complexa $H(s)$ dada por

$$H(s) = \frac{\vec{y}(s)}{\vec{u}(s)} = \frac{1}{s + \delta + j\omega} \tag{2.9}$$

e o seu correspondente diagrama de blocos está mostrado na Figura 2.1.

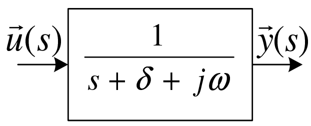

Figura 2.1: Função de Transferência Complexa

Uma outra forma de representação da função de transferência complexa da Equação (2.9) é em coordenada retangulares e está mostrada na Figura 2.2.

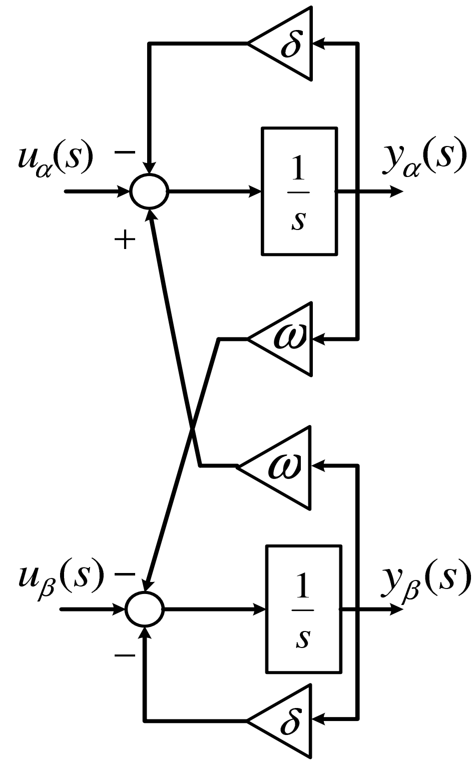

Figura 2.2: Função de Transferência Complexa desacoplada.

2.2.2.1 ***Sistema de Coordenadas Estacionário***

A Equação (2.6) escrita com o sistema de coordenadas no referencial estacionário ($\omega_K = 0$), ao se adotar atrito viscoso nulo, torna-se

$$\begin{bmatrix} \dfrac{d\vec{\lambda}_{1\alpha\beta}}{dt} \\ \\ \dfrac{d\vec{i}_{1\alpha\beta}}{dt} \\ \\ \dfrac{d\omega_{mec}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} 0 & -R_1 & 0 \\ \\ \left(\dfrac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \dfrac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right) & -\left(\dfrac{R_1}{\sigma L_1} + \dfrac{R_2}{\sigma L_2} - jP\omega_{mec}\right) & 0 \\ \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\lambda}_{1\alpha\beta} \\ \\ \vec{i}_{1\alpha\beta} \\ \\ \omega_{mec} \end{bmatrix}$$

$$+ \begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{T_e - T_L}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{v}_{1\alpha\beta} \\ \\ \vec{v}_{1\alpha\beta} \\ \\ 1 \end{bmatrix} \tag{2.10}$$

No sistema representado pela Equação (2.10) assume-se que a constante mecânica do MI é muito maior que suas constantes elétricas. Conseqüentemente ω_{mec} = constante é uma aproximação válida e a partir do emprego da transformada de Laplace possibilita-se a obtenção de suas funções de transferência complexa. O diagrama de blocos que representa a equação de estado (2.10) com o emprego do conceito de função de transferência complexa pode ser visto na Figura 2.3.

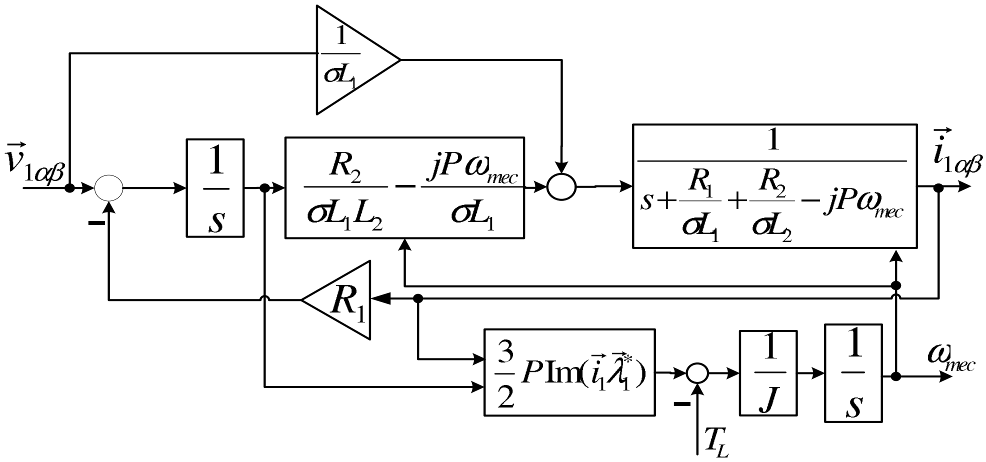

Figura 2.3: Diagrama do blocos do MI referencial estacionário.

A soma entre duas entradas é representada por um círculo.

2.2.2.2 *Sistema de Coordenadas Síncrono*

Para a obtenção do modelo do MI no referencial síncrono adotou-se o mesmo procedimento empregado na obtenção do modelo no referencial estacionário mas tornado $\omega_K = \omega_1$. Assim, a Equação (2.6), ao se adotar atrito viscoso nulo, torna-se

$$\begin{bmatrix} \dfrac{d\vec{\lambda}_{1dq}}{dt} \\ \\ \dfrac{d\vec{i}_{1dq}}{dt} \\ \\ \dfrac{d\omega_{mec}}{dt} \end{bmatrix} = \begin{bmatrix} -j\omega_1 & -R_1 & 0 \\ \\ \left(\dfrac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \dfrac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right) & -\left[\dfrac{R_1}{\sigma L_1} + \dfrac{R_2}{\sigma L_2} + j(\omega_1 - P\omega_{mec})\right] & 0 \\ \\ 0 & 0 & 0 \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{\lambda}_{1dq} \\ \\ \vec{i}_{1dq} \\ \\ \omega_{mec} \end{bmatrix}$$

$$+\begin{bmatrix} 1 & 0 & 0 \\ 0 & \dfrac{1}{\sigma L_1} & 0 \\ 0 & 0 & \dfrac{T_e - T_L}{J} \end{bmatrix} \begin{bmatrix} \vec{v}_{1dq} \\ \\ \vec{v}_{1dq} \\ \\ 1 \end{bmatrix} \tag{2.11}$$

Com as mesmas considerações feitas para a Equação (2.10) e através da aplicação da transformada de Laplace à Equação (2.11) obtém-se as suas funções de transferência complexa. O diagrama de blocos do MI no referencial síncrono que representa a equação de estado (2.11), com o emprego do conceito de função de transferência complexa, é apresentado na Figura 2.4.

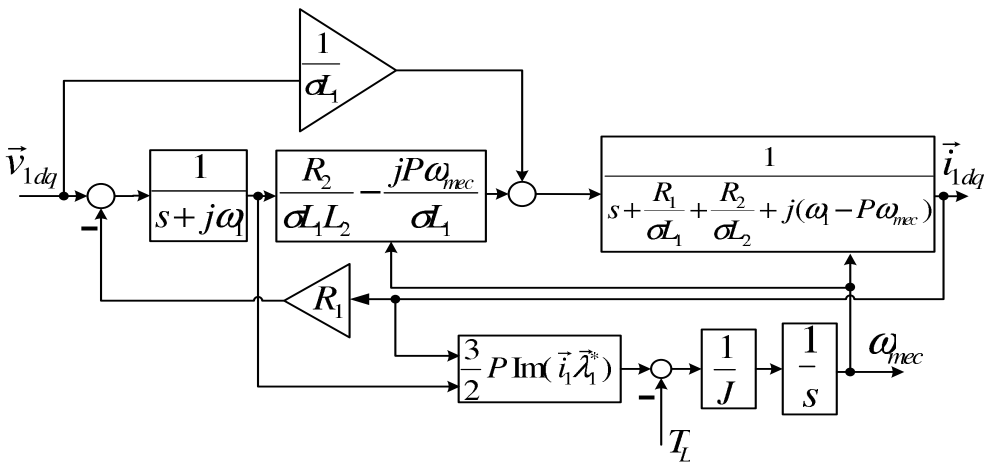

Figura 2.4: Diagrama de blocos do MI referencial síncrono.

2.3 Controle por Orientação de Fluxo

O surgimento do controle por orientação de campo apresentou-se como uma solução ao problema do acoplamento entre as variáveis do motor de indução, pois possibilita a obtenção do desacoplamento entre as variáveis fluxo e torque através do emprego da posição espacial do fluxo concatenado na transformação ($\alpha\beta \rightarrow dq$) das correntes do MI. A orientação pode ser realizada através do fluxo do rotor, estator ou entreferro. Dessa forma obtém-se uma corrente responsável pela magnetização e outra responsável pelo torque. O que resulta em um controle de rápida resposta dinâmica e bom desempenho em regime permanente.

O método direto de orientação foi introduzido por Blaschke (1977). Nesse método através de sensores de efeito Hall colocados no entreferro, mede-se o fluxo de entreferro, e a partir deste, calcula-se o vetor fluxo de rotor através das equações do MI, implementando desta maneira a orientação direta segundo o fluxo de rotor.

Xu et al. (1988) apresenta a implementação experimental do controle por orientação de campo através da estimação do fluxo a partir das correntes e tensões de estator. O método de integração empregado na estimação do fluxo possibilita bons resultados para velocidades maiores que 300 rpm.

Os métodos de controle por orientação direto e indireto são apresentados por Novotny e Lipo (1996). No método de orientação de campo indireto a posição do fluxo é estimado a partir do relação do escorregamento, que depende dos parâmetros do motor.

Briz et al. (2000) aplicou o conceito de função de transferência complexa no projeto de controladores de correntes para uma carga passiva RL e para o motor de indução. O projeto dos controladores foi realizado na sua forma separada em eixo direto e em quadratura. A saída dos controladores PI geram a tensão de controle em eixo direto e quadratura. Foi empregado o método lugar das raízes para a análise do comportamento da máquina assim como o diagrama de Bode para o projeto dos controladores. Resultados experimentais que empregam o método de orientação de fluxo validam a proposta, o controle de velocidade não foi realizado.

Ainda na linha de pesquisa de Briz, Holtz et al. (2004) projeta um controlador para a corrente de estator que é baseado nas funções de transferência complexa do MI e no controle por orientação de campo . Com o emprego de alocação de pólos e zeros é projetado o controlador. A partir de resultados experimentais mostra-se que o emprego do controlador complexo leva ao desacoplamento entre os componentes de eixos direto e quadratura da corrente de estator nos transitórios e em regime permanente, porém no artigo não é apresentado o controle de velocidade.

Observadores adaptativos para fluxo de rotor e velocidade foram estudados por Valdenebro (2001) . O controle da velocidade do motor de indução é realizado com o emprego do controle por orientação de campo com controladores PI. Apresenta bons resultados para velocidade maiores que 100 rpm.

Altuna (2002) estuda e implementa controladores PI de corrente e propõe um controlador “dead-beat”. O controlador “dead-beat”, com o emprego do controle por orientação de campo, calcula o próximo vetor tensão de referência para que o vetor corrente de estator alcance o vetor corrente de referência no próximo período de amostragem. Apresenta resultados para velocidades maiores que 300 rpm.

O algoritmo preditivo baseado em modelo para o controle de velocidade do MI é estudado por de Santana (2007). Nessa estratégia, o controlador que emprega o controle por orientação de campo calcula as variações nas tensões necessárias para atender as referências de fluxo, corrente e velocidade. A estimação do fluxo do rotor é baseada no filtro de Kalman que também foi implementado por Valdenebro. Apresenta resultados para velocidades maiores que 150 rpm.

2.3.1 ***Descrição do Método de Orientação pelo Fluxo do Rotor***

O princípio do controle por orientação de campo é baseado na analogia feita para o motor DC de exitação separada no qual pode-se controlar separadamente o fluxo e o torque (Novotny e Lipo, 1996). O algoritmo de controle pode ser implementado com o emprego, por exemplo, de controladores do tipo PI, "dead-beat", "fuzzy" etc.

O controle independente do fluxo e do torque do MI pode ser realizado quando o sistema de coordenadas síncrono está referenciado na posição espacial do fluxo de rotor. O sistema de coordenadas síncrono dq gira com a velocidade angular igual a velocidade de giro do vetor fluxo do rotor, definida por:

$$\omega_1 = \frac{d\delta_r}{dt} \tag{2.12}$$

O sistema de coordenadas é apresentado na Figura 2.5:

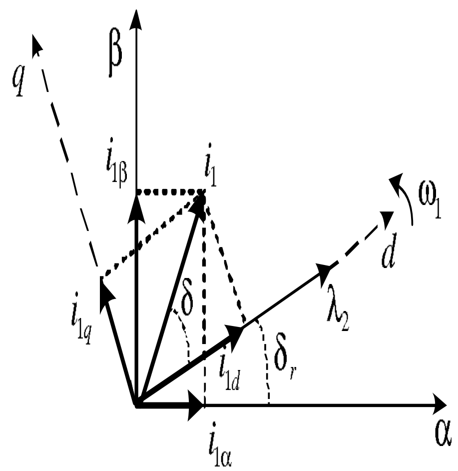

Figura 2.5: Diagrama vetorial do MI no referencial estacionário e síncrono.

As variáveis tensão, corrente e fluxo na notação vetorial complexa são representadas por

$$\vec{v}_{1dq} = v_{1d} + jv_{1q} \tag{2.13}$$

$$\vec{i}_{1dq} = i_{1d} + ji_{1q} \tag{2.14}$$

$$\vec{i}_{2dq} = i_{2d} + ji_{2q} \tag{2.15}$$

$$\vec{\lambda}_{1dq} = \lambda_{1d} + j\lambda_{1q} \tag{2.16}$$

$$\vec{\lambda}_{2dq} = \lambda_{2d} + j\lambda_{2q} \tag{2.17}$$

Em coordenadas dq o modelo do MI, na velocidade síncrona do rotor, é representado por

$$\vec{v}_{1dq} = R_1\vec{i}_{1dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{1dq}}{dt} + j\omega_1\vec{\lambda}_{1dq} \tag{2.18}$$

$$0 = R_2\vec{i}_{2dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{2dq}}{dt} + j\left(\omega_1 - P\omega_{mec}\right)\vec{\lambda}_{2dq} \tag{2.19}$$

$$\vec{\lambda}_{1dq} = L_1\vec{i}_{1dq} + L_M\vec{i}_{2dq} \tag{2.20}$$

$$\vec{\lambda}_{2dq} = L_M\vec{i}_{1dq} + L_2\vec{i}_{2dq} \tag{2.21}$$

O torque eletromagnético é expresso por:

$$T_e = -\frac{3}{2}P\left(\vec{i}_{1dq} \times \vec{\lambda}_{2dq}\right) \tag{2.22}$$

Sendo que L_M é a indutância de magnetização, ω_{mec} é a velocidade do motor. Como na posição espacial do fluxo de rotor δ_r, o valor de $\lambda_{2d} = \lambda_2$ e $\lambda_{2q} = 0$, então a Equação (2.21) torna-se

$$\lambda_2 = L_2 i_{2d} + L_M i_{1d} \tag{2.23}$$

$$0 = L_2 i_{2q} + L_M i_{1q} \tag{2.24}$$

Assim a Equação (2.19) torna-se

$$0 = R_2 \vec{i}_{2dq} + \frac{d\lambda_2}{dt} + j\left(\omega_1 - P\omega_{mec}\right)\lambda_2 \tag{2.25}$$

A partir da Equação (2.23) e da parte real da Equação (2.25) chega-se a expressão do fluxo de rotor expressa por

$$\frac{d\lambda_2}{dt} = \frac{R_2 L_M}{L_2} i_{1d} - \frac{R_2}{L_2}\lambda_2 \tag{2.26}$$

Em regime permanente λ_2 é expresso por

$$\lambda_2 = i_{1d} L_M \tag{2.27}$$

e indica que o valor do fluxo do rotor é diretamente proporcional à componente de eixo direto da corrente de estator.

Como $\lambda_{2q} = 0$, então a expressão do torque apresentada na Equação (2.22) torna-se

$$T_e = \frac{3L_M}{2L_2} P \lambda_2 i_{1q} \tag{2.28}$$

Assim, a dinâmica mecânica da máquina é definida por:

$$J\frac{d\omega_{mec}}{dt} = \frac{3L_M}{2L_2} P \lambda_2 i_{1q} - T_L \tag{2.29}$$

Sendo que J representa o momento de inércia e T_L a carga.

A característica principal do controle por orientação de campo é a transformação de coordenadas com o emprego da posição espacial do fluxo de rotor, dessa forma, consegue-se o desacoplamento entre o fluxo e o torque. O vetor corrente é mensurado em coordenadas estacionárias $\alpha\beta$. Assim, as correntes $i_{1\alpha}$ e $i_{1\beta}$ são transformados para o referencial síncrono dq. A correntes i_{1d} e i_{1q} serão comparadas com as correntes de referência $i_{1d_{ref}}$ e $i_{1q_{ref}}$ o resultado dessa comparação é a entrada de controladores do tipo PI que gera o sinal de tensão de referência $v_{1d_{ref}}$ e $v_{1q_{ref}}$, ou seja, um vetor tensão de referência $\vec{v}_{1dq_{ref}}$. Da mesma maneira que o vetor de corrente, o vetor de tensão de referência $\vec{v}_{1dq_{ref}}$ é transformado, nesse caso, para o referencial estacionário $\alpha\beta$. As transformações do referencial $\alpha\beta$ para dq e dq para $\alpha\beta$ dependem da posição espacial do fluxo do rotor δ_r. De acordo com a maneira calculada, o ângulo δ_r é determinado por dois tipos de métodos de orientação de campo que são: o Direto e o Indireto.

O controle de torque pode ser realizado através do método de orientação de campo pois o torque é controlado através da corrente da estator i_{1q} de acordo com a Equação (2.28). A partir da Figura 2.5 e da Equação (2.28) pode-se expressar o torque com o emprego do ângulo entre o vetor fluxo de rotor e corrente de estator δ por

$$T_e = \frac{3L_M}{2L_2} P\lambda_2 i_1 \mathrm{sen}\,(\delta) \tag{2.30}$$

2.3.1.1 ***Método Indireto de Orientação pelo Fluxo do Rotor***

No método a posição espacial do fluxo do rotor δ_r é encontrada a partir do escorregamento, que tem relação com as correntes de referência i_{1d} e i_{1q}, e a velocidade do MI. A velocidade angular do fluxo do rotor ω_1 é calculada através de

$$\omega_1 = \omega_{sl} + P\omega_{mec} \tag{2.31}$$

sendo que ω_{sl} é a freqüência do escorregamento e é calculado através das correntes e ω_{mec} é a velocidade.

A partir das Equações (2.12) e (2.31) encontra-se a posição espacial do rotor dada por

$$\delta_r = \int \omega_1 dt \tag{2.32}$$

A partir da Equação (2.24) e da parte imaginária da Equação (2.25) encontra-se o escorregamento ω_{sl} expresso por

$$\omega_{sl} = \frac{R_2}{L_2 i_{1d_{ref}}} i_{1q_{ref}} \tag{2.33}$$

A partir das Equações (2.27) e (2.28) as correntes de referência são expressas por

$$i_{1d_{ref}} = \frac{\lambda_{2_{ref}}}{L_M} \tag{2.34}$$

e

$$i_{1q_{ref}} = \frac{2L_2}{3PL_M\lambda_{2_{ref}}}T_{e_{ref}} \tag{2.35}$$

O diagrama de blocos para o método indireto de orientação de fluxo é apresentado na Figura 2.6

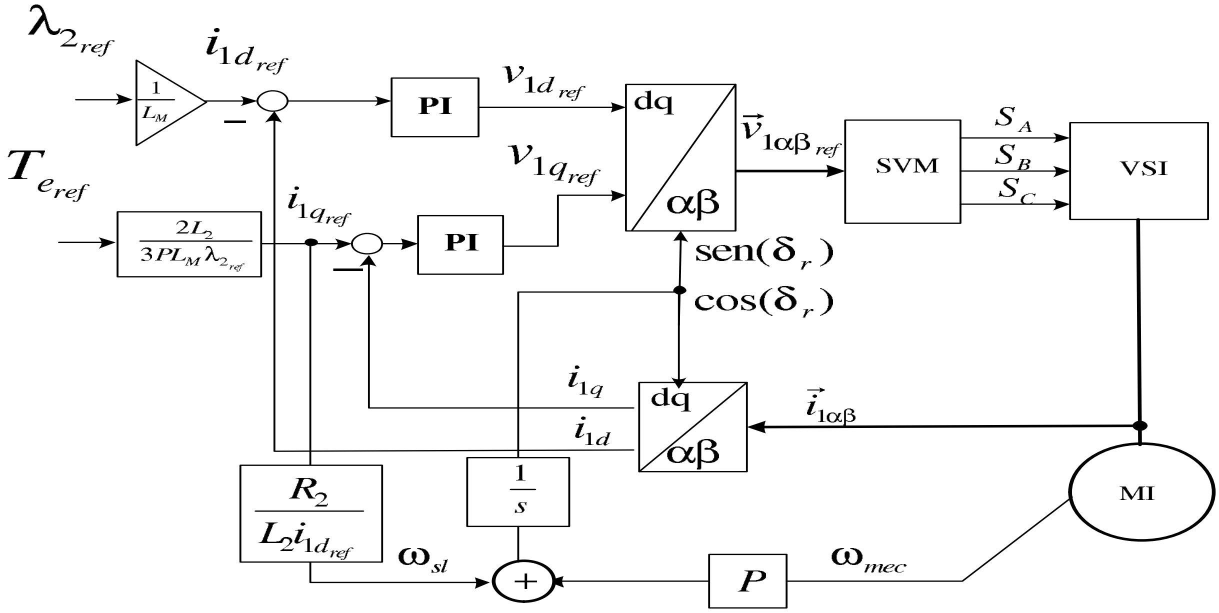

Figura 2.6: Diagrama de blocos do método indireto de orientação pelo fluxo do rotor.

2.3.1.2 Método Direto de Orientação pelo Fluxo do Rotor

Nesse método a posição espacial do fluxo do rotor δ_r é calculada através de estimadores baseados nas equações do MI ou através de observadores. No presente trabalho é estimado o fluxo do rotor através das equações do MI. A expressão para o cálculo do fluxo do rotor $\vec{\lambda}_{2\alpha\beta}$, que é encontrada a partir da Equação (2.4) e com o emprego da primeira linha da Equação (2.10), é dada por

$$\vec{\lambda}_{2\alpha\beta} = \frac{L_2}{L_M}\int\left(\vec{v}_{1\alpha\beta} - R_1\vec{i}_{1\alpha\beta}\right)dt + \frac{L_M^2 - L_1L_2}{L_M}\vec{i}_{1\alpha\beta} \tag{2.36}$$

A partir do fluxo do rotor apresentado na Equação (2.36) determina-se a sua posição espacial δ_r expressa por

$$\delta_r = \mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{\lambda_{2\beta}}{\lambda_{2\alpha}}\right) \tag{2.37}$$

As correntes de referência são calculadas através das Equações (2.34) e (2.35)

O diagrama de blocos do método direto por orientação de fluxo de rotor é apresentado na Figura 2.7.

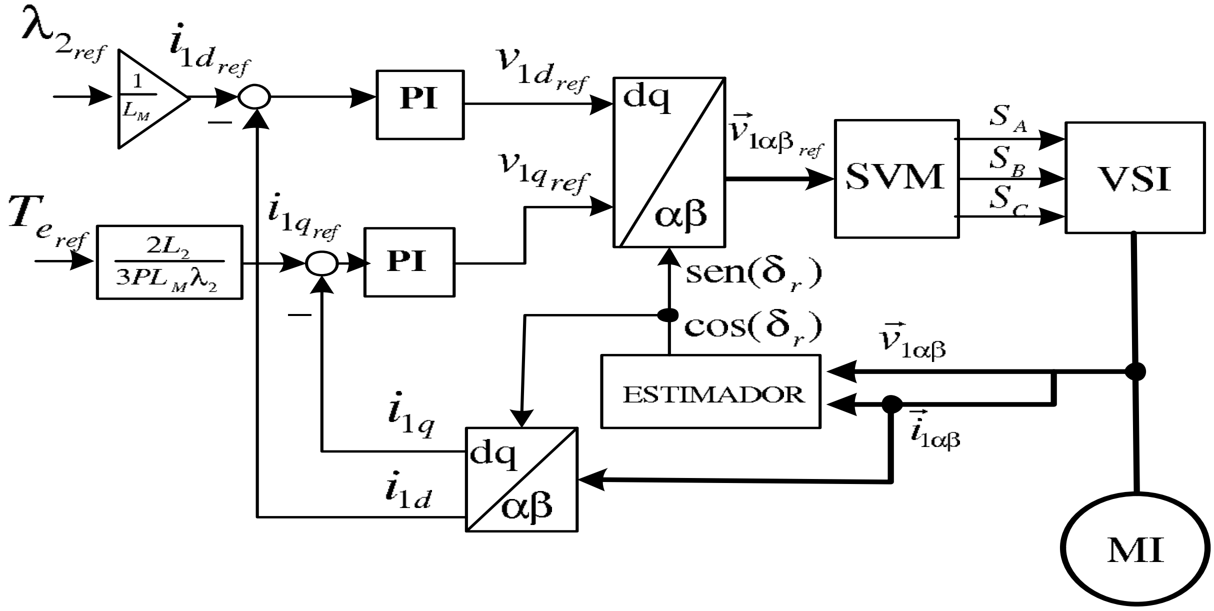

Figura 2.7: Diagrama de blocos do método direto de orientação pelo fluxo de rotor.

2.4 Controle Direto de Torque

As técnicas de controle direto de torque representam uma alternativa à técnica de controle por orientação de fluxo. As primeiras técnicas de controle direto de torque utilizaram freqüência variável para o chaveamento do inversor, mas evoluiram para o chaveamento de freqüência fixa através da modulação por vetores espaciais.

Os acionamentos que empregam o controle direto de torque foram inicialmente estudados e implementados por Takahashi e Noguchi (1986), que realiza o controle direto do vetor fluxo de estator e do torque eletromagnético através de dois controladores de histerese. Através dos sinais das saídas dos controladores e a partir da posição espacial do vetor fluxo de estator define-se o vetor de tensão obtido a partir do emprego de uma tabela de chaveamento. Uma desvantagem nesse tipo de controlador é a freqüência de chaveamento variável. O esquema de controle direto de torque é apresentado na Figura 2.8.

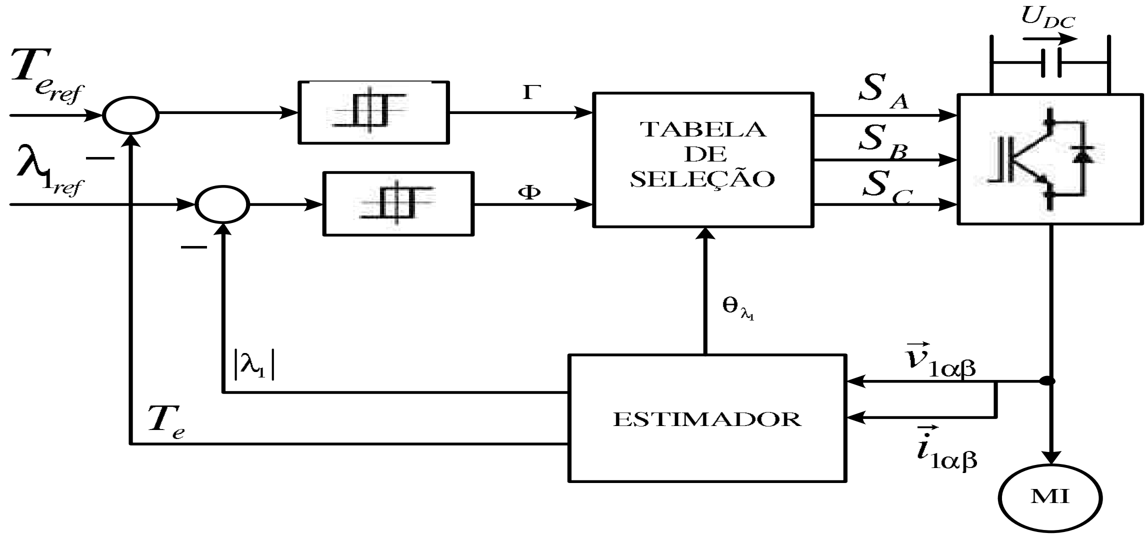

Figura 2.8: Esquema de controle de torque Takahashi

Com objetivo de diminuir a freqüência de chaveamento em acionamentos elétricos de alta potência e como uma opção para o esquema proposto por Takahashi, outro método de controle direto de torque chamado de "Direct Self Control" - DSC foi proposto por Depenbrock (1988). A estrutura é similar ao esquema proposto por Takahashi e Noguchi (1986), mas nesse caso, o controlador utiliza o fluxo produzido por cada uma das fases para alimentar três controladores por histerese. Os resultados desses controladores em conjunto com o obtido do controlador por histerese de torque definem o vetor tensão a ser aplicado de acordo com a tabela de chaveamento. O esquema de "DSC" é apresentado na Figura 2.9.

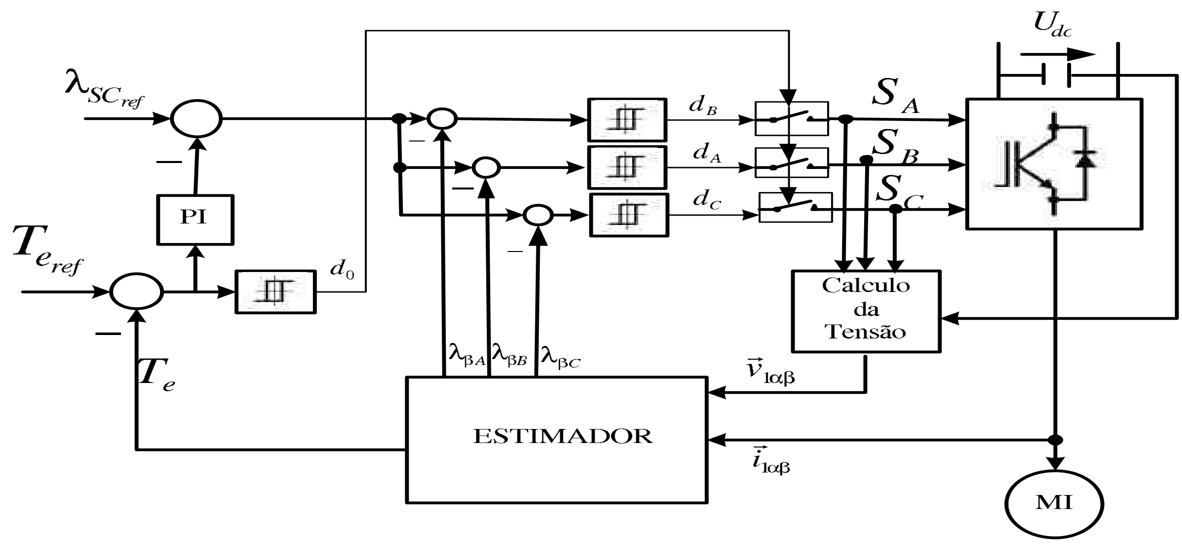

Figura 2.9: Esquema de controle de torque Deprenbrock

Com objetivo de utilizar freqüência de chaveamento fixa, Xue et al. (1990) propôs um esquema de controle de torque que utiliza controladores do tipo PI para gerar a tensão de referência do estator do eixo direto e em quadratura a partir do erro fluxo de estator e erro de torque respectivamente. A estratégia tem boa resposta de torque mas resultados experimentais com controle de velocidade não foram apresentados.

Ainda com o emprego de freqüência de chaveamento fixa, Buja et al. (1999) propôs um esquema de controle direto de torque com o emprego da estratégia "deadbeat" para o torque e fluxo magnético do estator de referência. Com esse esquema consegue-se calcular em tempo real a tensão de estator necessária para que o fluxo de estator e o torque eletromagnético sigam as referências. Baseado na proposta de Buja, que apenas apresenta resultados de simulação, Lins (2001) realizou testes experimentais verificando também, a validade dos resultados de simulação e apresenta resultados para velocidades maiores que 600 rpm.

Stojic e Vukosavic (2005) propuseram um esquema de controle direto de torque para o toque eletromagnético e fluxo magnético de rotor de referência. Nesse esquema o sinal erro do torque gera a velocidade síncrona através de um controlador PI e com o emprego do fluxo magnético de rotor de referência e do torque de referência calcula-se o fluxo magnético de estator que gerará o vetor tensão a ser aplicado no motor no referencial estacionário. O fluxo do estator estimado é corrigido através da diferença entre os fluxo de rotor de referência e o medido o que possibilita a operação em velocidades de até 60 rpm.

2.5 Descrição geral do método para orientação segundo o fluxo do rotor

O controle direto de torque surgiu como uma alternativa para as estratégias de orientação de campo para acionamentos de alto desempenho. A estratégia emprega o controle direto do vetor fluxo de estator e torque. As equações que representam o MI quando transformadas para a posição espacial do vetor fluxo de rotor λ_2 são apresentadas na seção 2.3.1 através da Equação (2.18) até a Equação (2.24) e o torque é representado pela Equação (2.28).

Com o objetivo de encontrar um expressão de i_{1q} em função do escorregamento ω_{sl}, a partir da Equação (2.24) encontra-se a relação

$$i_{2q} = -\frac{L_m}{L_2} i_{1q} \tag{2.38}$$

que é substituída na parte imaginária da Equação (2.19)e encontra-se uma expressão para o escorregamento expressa por

$$\omega_{sl} = \frac{R_2 L_M}{L_2 \lambda_2} i_{1q} \tag{2.39}$$

Isolando-se i_{1q} da Equação (2.39) e substituindo em (2.28), encontra-se um expressão para o torque em função do escorregamento expressa por

$$T_e = \frac{3}{2R_2} P \lambda_2^2 \omega_{sl} \tag{2.40}$$

Para encontrar uma expressão para o escorregamento ω_{sl} em função de λ_{1q}, para substitui-lo na Equação (2.40), encontra-se a partir das expressões (2.20), (2.23) e (2.24) uma equação para a corrente de rotor i_{2q} em função do fluxo de estator λ_{1q} dada por

$$i_{2q} = \frac{-L_M}{\sigma L_1 L_2} \lambda_{1q} \tag{2.41}$$

que é substituída na parte imaginária da Equação (2.19). Assim, encontra-se uma nova expressão para o escorregamento ω_{sl} expressa por

$$\omega_{sl} = \frac{R_2 L_M}{\sigma L_1 L_2 \lambda_2} \lambda_{1q} \tag{2.42}$$

Substituindo o fluxo de estator $\lambda_{1q} = \lambda_1 \text{sen}(\delta_\lambda)$ e a Equação (2.42) na Equação (2.40), encontra-se expressão para o torque expressa por

$$T_e = \frac{3L_M}{2\sigma L_1 L_2} P \lambda_2 \lambda_1 \text{sen}(\delta_\lambda) \tag{2.43}$$

sendo que δ_λ é o ângulo entre o vetor fluxo de rotor e vetor fluxo de estator.

Um diagrama vetorial representativo é apresentado na Figura 2.10.

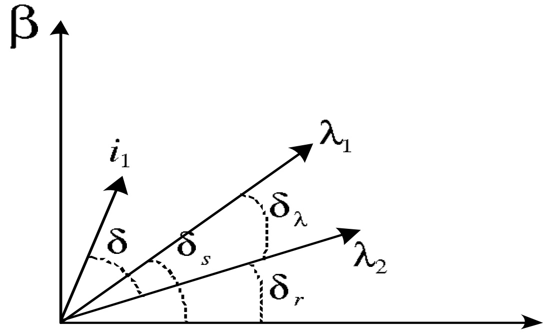

Figura 2.10: Diagrama vetorial

Um outra maneira para encontrar expressão (2.43) é a partir da expressão do torque calculado a partir do vetor fluxo de estator $\vec{\lambda}_{1\alpha\beta}$ e rotor $\vec{\lambda}_{2\alpha\beta}$ dada por

$$T_e = \frac{-3L_M}{2\sigma L_1 L_2} P \left(\vec{\lambda}_{1\alpha\beta} \times \vec{\lambda}_{2\alpha\beta} \right) \tag{2.44}$$

e pelo diagrama apresentado na Figura 2.10. Dessa forma a expressão (2.44) torna-se

$$T_e = \frac{3L_M}{2\sigma L_1 L_2} P \lambda_1 \lambda_2 \mathrm{sen}\left(\delta_s - \delta_r\right) \tag{2.45}$$

$$T_e = \frac{3L_M}{2\sigma L_1 L_2} P \lambda_1 \lambda_2 \mathrm{sen}\left(\delta_\lambda\right) \tag{2.46}$$

A patir da expressão da tensão de estator no referencial estacionário

$$\vec{v}_{1\alpha\beta} = R_1 \vec{i}_{1\alpha\beta} + \frac{d\vec{\lambda}_{1\alpha\beta}}{dt} \tag{2.47}$$

e desconsiderando-se a queda de tensão na resistência de estator $R_1 \vec{i}_{1\alpha\beta} = 0$ encontra-se um expressão para o vetor tensão de estator a partir da variação do fluxo de estator dada por

$$\frac{d\vec{\lambda}_{1\alpha\beta}}{dt} = \vec{v}_{1\alpha\beta} \tag{2.48}$$

Como no MI o fluxo de rotor move-se vagarosamente enquanto que o fluxo de estator pode ser alterado instantaneamente, no controle direto de torque o ângulo entre o fluxo de estator e fluxo de rotor δ_λ pode ser empregado como variável. Dessa forma, o vetor fluxo de estator é ajustado de acordo com a tensão aplicada no estator (Equação (2.48)), assim como o ângulo δ_λ e o torque graças ao correto vetor de tensão aplicado.

2.6 Proposta de Dissertação de Mestrado

São objetivos desta dissertação o estudo e a implementação de métodos de controle de torque no MI com o emprego da sua função de transferência complexa no projeto de controladores. As estratégias empregadas são o controle direto de torque e controle por orientação de campo. Objetiva-se o controle do MI em velocidades baixas. Para a estimação do fluxo do estator, obtido através das equações do MI, é empregado um método de integração o qual se comporta como um integrador simples.

A primeira estratégia a ser estudada é o controle de torque com o emprego do controle por orientação: pelo fluxo de estator. A função de transferência complexa é empregada no modelo do MI para o projeto de um controlador de ganho proporcional complexo a partir da resposta em freqüência do sistema controlador-MI. Resultados de simulação e experimentais são apresentados para validar o controlador proposto.

As estratégias propostas por Buja e Stojic são analisadas através de simulação afim de verificar seu potencial.

Na outra estratégia de controle estudada, inicialmente feita por Xue, o modelo do MI com a função de transferência complexa é empregado no projeto dos controladores, de torque e fluxo, PI e ganho proporcional a partir do diagrama de bode do sistema controlador-MI. Apresenta-se a comparação entre os dois controladores através da análise de resultados de simulação e experimentais.

Capítulo 3

Método Direto de Orientação para o Motor de Indução

Neste Capítulo são apresentados os métodos direto de orientação: 1) pelo fluxo de rotor e 2) pelo fluxo de estator empregados no controle de torque do MI e a prosposta de um controlador de ganho complexo. Algumas características de cada estratégia de controle, resultados de simulação e experimentais são apresentadas.

3.1 O Controlador Complexo

O emprego do função de transferência complexa no modelo do MI propicia um modelo mais compacto e também permite encontrar a sua função de transferência em malha fechada e a partir desta com o emprego de técnicas de controle clássico projetar ganhos de controladores PI (Briz et al., 2000; Holtz et al., 2004).

Esta seção apresenta uma nova ferramenta para o controle do MI: o controlador complexo. O controlador é caracterizado por um ganho proporcional complexo que atua no erro entre a referência e o sinal medido. Esse controlador é projetado com o emprego do diagrama de bode ou do lugar das raízes da função de transferência do sistema controlador-MI (Ogata, 2000; Phillips, 2000).

3.1.1 Função de transferência do MI

A função de transferência $H(s) = \dfrac{\vec{i}_{1dq}}{\vec{v}_{1dq}}$ do MI é encontrada através do emprego da álgebra de blocos para o modelo dinâmico do MI no referencial síncrono desconsiderando-se o cálculo do torque eletromagnético e da velocidade que é apresentado na Figura 3.1 .

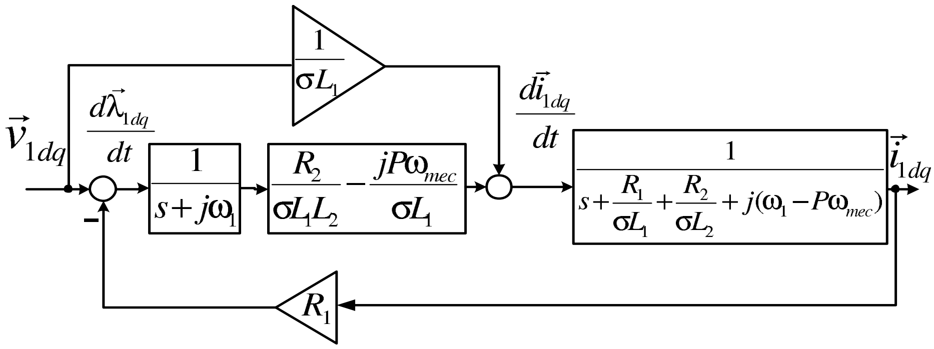

Figura 3.1: Diagrama de blocos do MI referencial síncrono.

Para o cálculo da função de transferência foi considerado que o MI está à vazio e em regime permanente o escorregamento é aproximadamente nulo, $\omega_{sl} \approx \omega_1 - P\omega_{mec} = 0$. Conseqüentemente, a função de transferência $H(s) = \dfrac{\vec{i}_{1dq}}{\vec{v}_{1dq}}$ é de segunda ordem complexa e é expressa por

$$H(s) = \frac{\dfrac{(s+j\omega_1)}{\sigma L_1} + \dfrac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \dfrac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}}{(s+j\omega_1)\left(s + \dfrac{R_1}{\sigma L_1} + \dfrac{R_2}{\sigma L_2}\right) + \dfrac{R_1 R_2}{\sigma L_1 L_2} - jP\omega_{mec}\dfrac{R_1}{\sigma L_1}} \tag{3.1}$$

O diagrama de Bode da função de transferência $H(s)$ para diferentes velocidades é apresentado na Figura 3.2. Observa-se para diferentes freqüências de operação a relação entre o vetor tensão de estator e o vetor corrente de estator; e a atenuação ocorre pois as tensões são muito maiores que as correntes no MI.

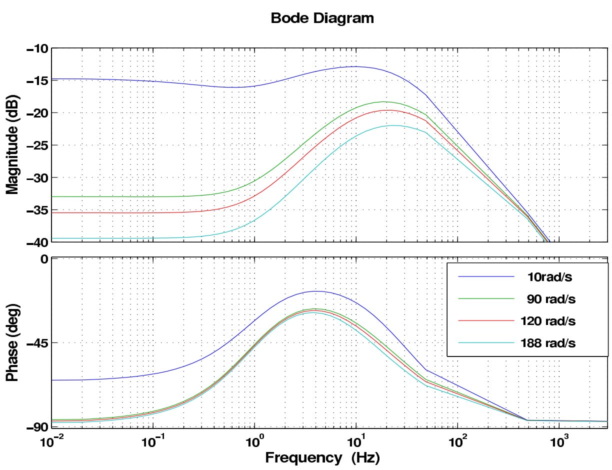

Figura 3.2: Diagrama de Bode do MI referencial síncrono.

3.1.2 *Projeto do Controlador Complexo*

No projeto do controlador é empregada a função de transferência da malha fechada do sistema controlador-MI com o objetivo de controlar o vetor corrente $\vec{i}_{1dq}$. A função de transferência do MI em coordenadas síncronas é dada pela Equação (3.1) e como a velocidade síncrona é a velocidade dos fluxo do rotor e de estator o mesmo projeto pode ser empregado. Dessa forma, o controlador k atuará no sinal erro $\vec{\varepsilon}_i$ que é a diferença entre a referência $\vec{i}_{1dq_{ref}}$ e o vetor medido $\vec{i}_{1dq}$. O diagrama de blocos em malha fechada empregado no projeto do controlador é apresentado na Figura 3.3 e o controlador é representado pela letra k.

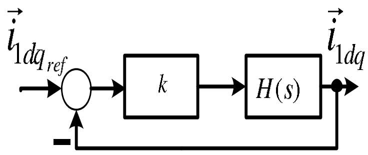

Figura 3.3: Diagrama de blocos para o projeto do controlador complexo.

A função de transferência que representa a malha fechada da Figura 3.3 é expressa por

$$C(s) = \frac{\vec{i}_{1dq}}{\vec{i}_{1dq_{ref}}} = \frac{kH(s)}{1 + kH(s)} \tag{3.2}$$

substituindo $H(s)$ da Equação (3.1) na Equação (3.2) encontra-se

$$C(s) = \frac{\left[\dfrac{(s + j\omega_1)}{\sigma L_1} + \dfrac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \dfrac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right] k}{a\left(s\right) + \dfrac{R_1 R_2}{\sigma L_1 L_2} - jP\omega_{mec}\dfrac{R_1}{\sigma L_1} + b\left(s\right) k} \tag{3.3}$$

sendo

$$a(s) = (s + j\omega_1)\left(s + \frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_2}\right) \tag{3.4}$$

e

$$b(s) = \left[\frac{(s + j\omega_1)}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \frac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right]. \tag{3.5}$$

De acordo com o método do lugar das raízes (Phillips, 2000), empregado no projeto de controladores, para o sistema ser estável a equação característica deve ser igual a zero. Assim, o controlador deve ser projetado de maneira que o sistema fique estável e se obtenha a resposta desejada.

Com o emprego do método do lugar das raízes, a partir da equação característica da função $C(s)$, encontra-se uma expressão para o projeto da controlador k.

$$k = \frac{(-1)\left[(s+j\omega_1)\left(s+\frac{R_1}{\sigma L_1}+\frac{R_2}{\sigma L_2}\right)+\frac{R_1R_2}{\sigma L_1 L_2}-jP\omega_{mec}\frac{R_1}{\sigma L_1}\right]}{\frac{(s+j\omega_1)}{\sigma L_1}+\frac{R_2}{\sigma L_1 L_2}-\frac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}} \tag{3.6}$$

Para o projeto do controlador s deve ser escolhido de forma que o sistema responda como desejado e obedeça a condição de estabilidade, ou seja, s deve ser menor que zero.

Observa-se na Equação (3.6) que o ganho k pode ser representado por um número complexo devido à natureza da função. Conseqüentemente, o ganho k é representado por $k = a + jb$. Assim a nova expressão para a função $C(s)$ com o ganho complexo k é

$$C(s) = \frac{\left[\frac{(s+j\omega_1)}{\sigma L_1}+\frac{R_2}{\sigma L_1 L_2}-\frac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right](a+jb)}{a\,(s)+\frac{R_1R_2}{\sigma L_1 L_2}-jP\omega_{mec}\frac{R_1}{\sigma L_1}+b\,(s)\,(a+jb)} \tag{3.7}$$

Devido à dificuldade de encontrar um valor exato para a variável s para que o sistema responda da maneira desejada para o projeto do controlador é utilizado o Diagrama de Bode.

No projeto de controladores com o emprego do diagrama de Bode, para um sistema ser estável em uma determinada freqüência seu ganho deve ser igual a zero dB e sua fase não deve ultrapassar 180°. Baseado nesse conceito o ganho complexo k é projetado e como o vetor $\vec{i}_{1dq}$ é um sinal contínuo não é considerado no projeto a defasagem de 180°.

Para o projeto do controlador escolheu-se a velocidade de $\omega_{mec} = 70\ rad/s$, corresponde aproximadamente a freqüência de $f = 22,3\ Hz$ e $\omega_1 = 2\pi f$. A partir desses valores ajustou-se o ganho k necessário para que, na freqüência de $22,3\ Hz$, o ganho do sistema seja unitário com o emprego da função $C(s)$ apresentada na Equação (3.7). O diagrama de Bode para o sistema apresentado na Figura 3.3 e com ganho complexo igual a $k = 75 - j25$ é apresentado na Figura 3.4.

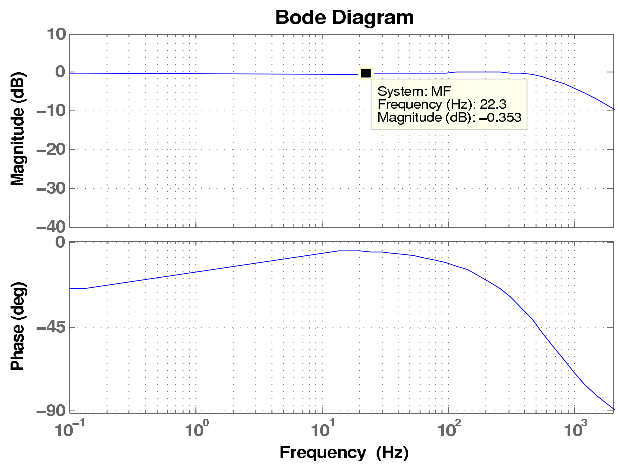

Figura 3.4: Diagrama de Bode do MI com controlador complexo para freqüência $f = 22,3Hz$.

Observa-se que o valor do ganho na freqüência do projeto é de zero dB comprovando a estabilidade do sistema.

3.2 Método Direto de Orientação pelo Fluxo do Estator

Nesse método a posição espacial do fluxo do estator δ_s e o fluxo do estator são calculados com o emprego das equações do MI. Como o vetor fluxo de estator está alinhado no eixo d, o módulo do fluxo do estator é $|\vec{\lambda_{1dq}}| = \lambda_{1d}$.

A expressão para o cálculo do fluxo do estator $\vec{\lambda}_{1_{\alpha\beta}}$, encontrada a partir da primeira linha da Equação (2.10), é dada por

$$\vec{\lambda}_{1\alpha\beta} = \int \left(\vec{v}_{1\alpha\beta} - R_1 \vec{i}_{1\alpha\beta} \right) dt \tag{3.8}$$

A partir da Equação (3.8) encontra-se a posição espacial do fluxo do estator δ_s é expressa por

$$\delta_s = \mathrm{tg}^{-1} \left(\frac{\lambda_{1\beta}}{\lambda_{1\alpha}} \right) \tag{3.9}$$

O torque é expresso por

$$T_e = \frac{3}{2} P \mathcal{I}m(\vec{i}_{1dq}\, \vec{\lambda}^*_{1dq}) \tag{3.10}$$

e com a orientação do vetor fluxo de estator o torque torna-se

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_1 i_{1q} \tag{3.11}$$

A corrente de referência $i_{1q_{ref}}$, encontrada a partir da Equação (3.11), é dada por

$$i_{1q_{ref}} = \frac{2}{3P\lambda_1} T_{e_{ref}} \tag{3.12}$$

O diagrama de blocos do método direto de orientação pelo fluxo do estator é apresentado na Figura 3.5.

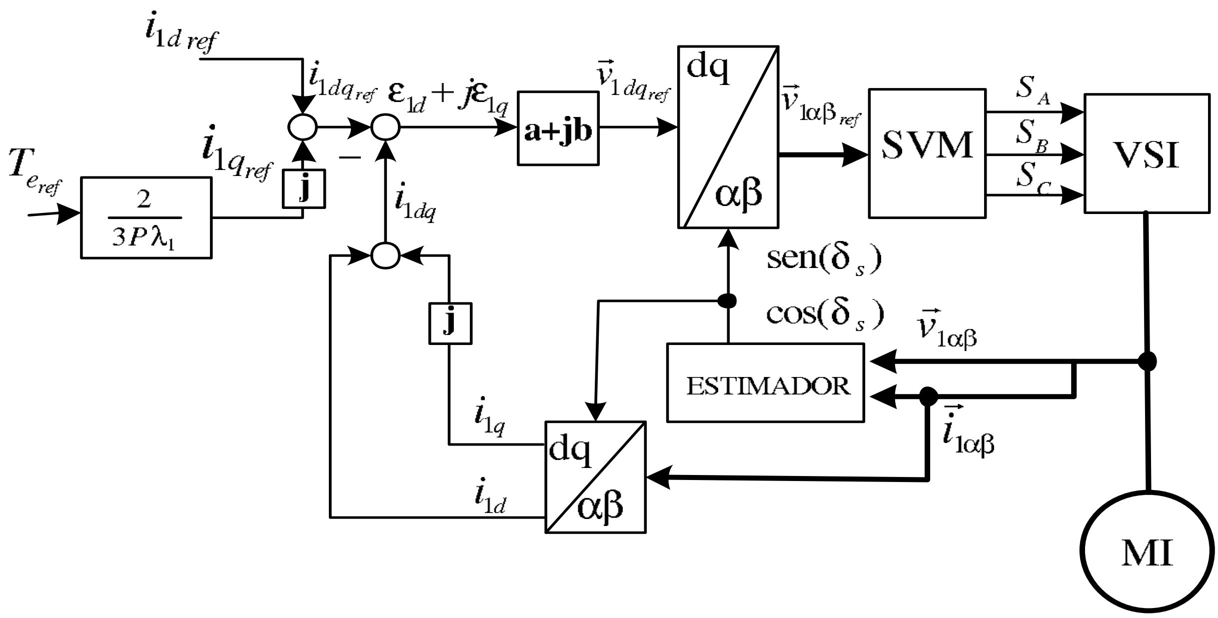

Figura 3.5: Diagrama de blocos do método direto de orientação para o MI.

Da mesma forma que o método direto de orientação pelo fluxo do rotor, tensão de referência é dada por

$$\vec{v}_{1dq_{ref}} = (a + jb)\,(\varepsilon_{1d} + j\varepsilon_{1q}) \tag{3.13}$$

o que significa

$$v_{1d_{ref}} = (a\,\varepsilon_{1d} - b\,\varepsilon_{1q}) \tag{3.14}$$

$$v_{1q_{ref}} = (b\,\varepsilon_{1d} + a\,\varepsilon_{1q}) \tag{3.15}$$

sendo que ε_{1d} é o sinal erro entre a corrente de referência $i_{1d_{ref}}$ e a corrente i_{1d} e ε_{1q} é o sinal erro entre a corrente de referência $i_{1q_{ref}}$ e a corrente i_{1q}. Observa-se nas Equações (3.14) e (3.15) que o ganho complexo atua tanto na magnitude como na fase do vetor $\vec{v}_{1dq_{ref}}$.

Obtém-se o vetor tensão $\vec{v}_{1\alpha\beta_{ref}}$ a partir da transformação $dq \rightarrow \alpha\beta$ do vetor tensão de referência $\vec{v}_{1dq_{ref}}$ com o emprego da posição espacial do fluxo do estator apresentado pela Equação (3.9).

3.2.1 ***Resultados de Simulação do Controlador Proposto***

O modelo simulado para o método direto de orientação pelo fluxo de estator é apresentado na Figura 3.6.

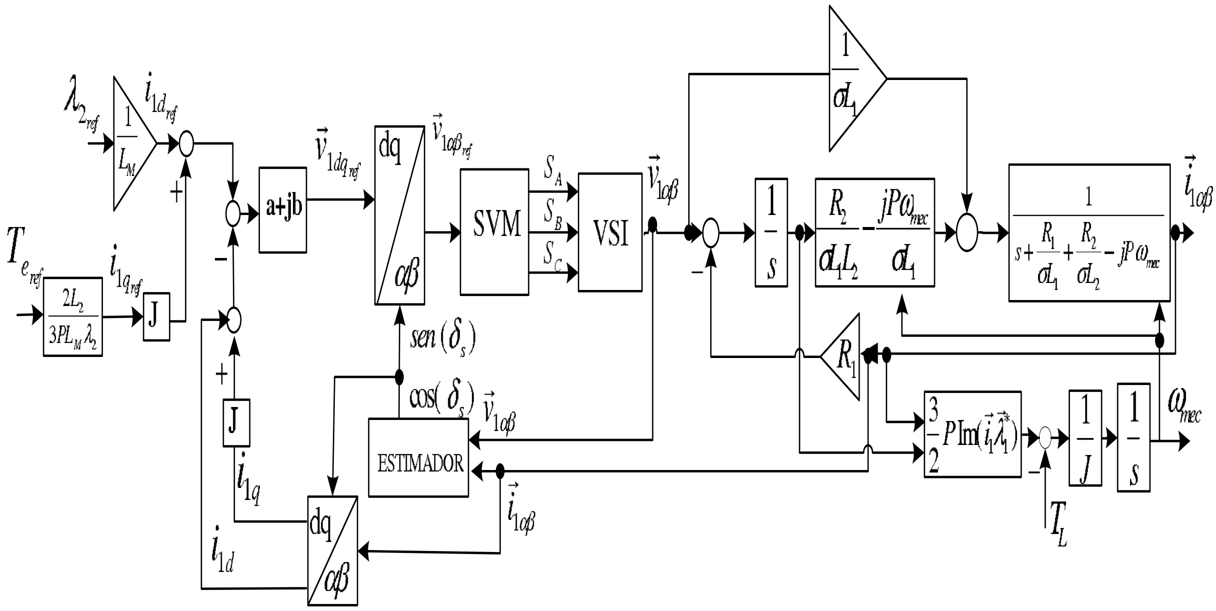

Figura 3.6: Diagrama de blocos do método direto de orientação para o MI com o controlador complexo.

Os resultados apresentados mostram o comportamento transitório e em regime permanente das correntes de estator, torque e velocidade com valor do momento de inércia igual a $J_{mov} = 28\,J$ para simular o acoplamento do rotor do MI com o rotor do gerador de corrente contínua para posterior comparação com os resultados experimentais.

Inicialmente realizou-se o teste degrau de torque de referência $T_{e_{ref}}$ que gera, a partir da Equação (3.12), uma referência degrau de corrente $i_{1q_{ref}}$ para o sistema apresentado na Figura 3.6 com o MI sem carga . O teste consiste em um onda quadrada de torque de referência de $12.2\,N \cdot m$ com duração de $100\,ms$. O resultado do teste é apresentado na Figura 3.7.

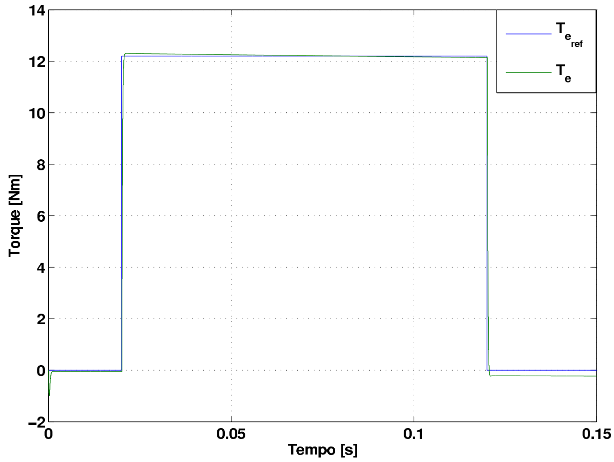

Figura 3.7: Teste degrau de torque com motor à vazio.

O comportamento das correntes i_{1d} e i_{1q} são apresentados respectivamente na Figuras 3.8 e 3.9

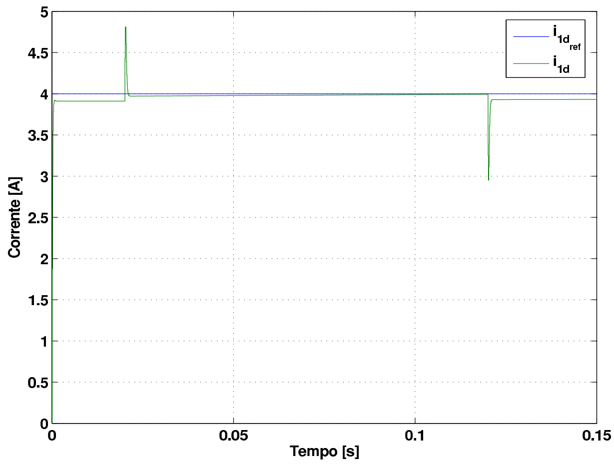

Figura 3.8: Corrente de estator i_{1d}.

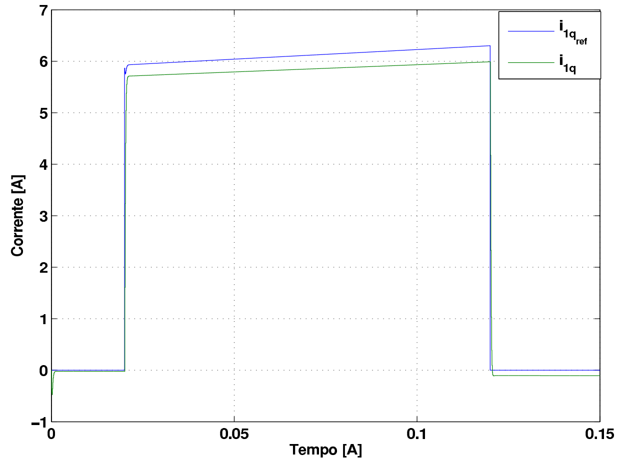

Figura 3.9: Corrente de estator i_{1q}.

Obseva-se o bom desempenho do controlador em regime permanente apesar de um pequeno erro na corrente i_{1q}.

Para realização dos testes com referência de velocidade foi utilizado um regulador do tipo PI para gerar o torque de referência $T_{e_{ref}}$ a partir do erro entre a velocidade de referência $\omega_{mec_{ref}}$ e a velocidade medida ω_{mec}. Com o emprego do $T_{e_{ref}}$ e da Equação (3.12) encontra-se a corrente $i_{1q_{ref}}$.

Os perfis de velocidade testados foram: reversão em rampa no qual a velocidade varia de 13 rad/s (125 rpm) a -13 rad/s (-125 rpm), trapezoidal de velocidade na qual a velocidade de regime é de 70 rad/s (669 rpm) e onda quadrada de velocidade na qual a velocidade varia entre 6.28 rad/s e -6.28 rad/s. Os testes e suas respectivas correntes de estator estão apresentados nas Figuras 3.10 e 3.11 para a reversão em rampa, Figuras 3.12 e 3.13 para o perfil trapezoidal e Figuras 3.14 e 3.15 para a onda quadrada de velocidade.

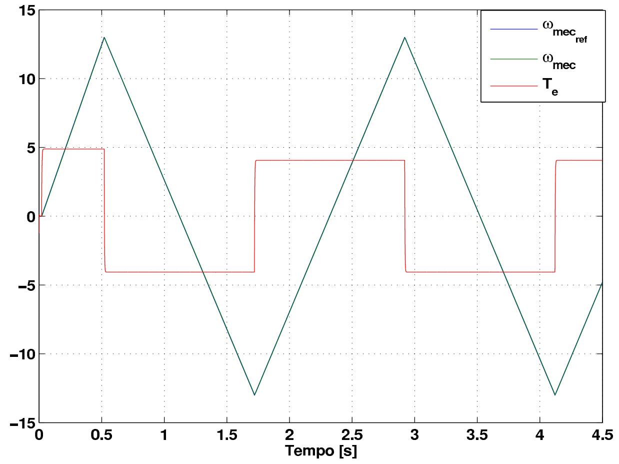

Figura 3.10: Reversão em rampa de velocidade com motor à vazio.

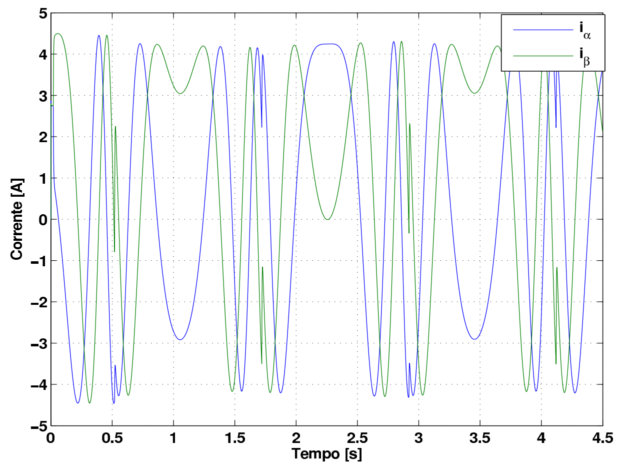

Figura 3.11: Correntes de estator do motor à vazio.

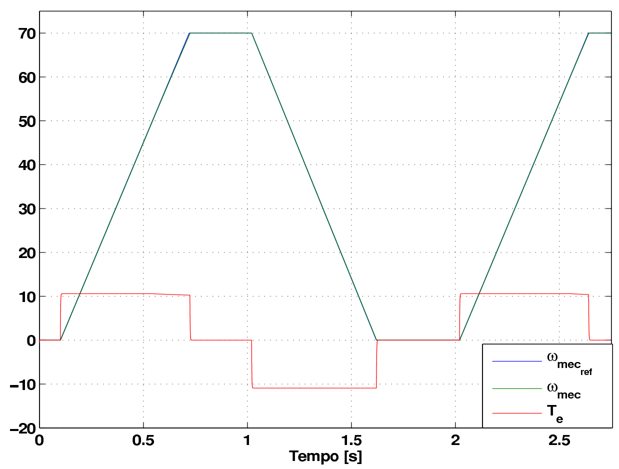

Figura 3.12: Perfil trapezoidal de velocidade com motor à vazio.

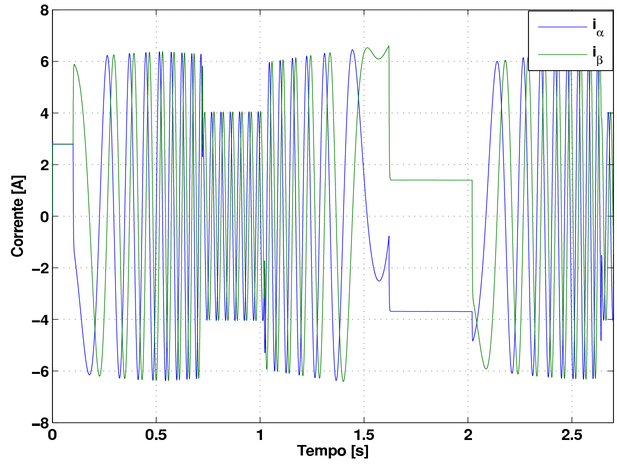

Figura 3.13: Correntes de estator.

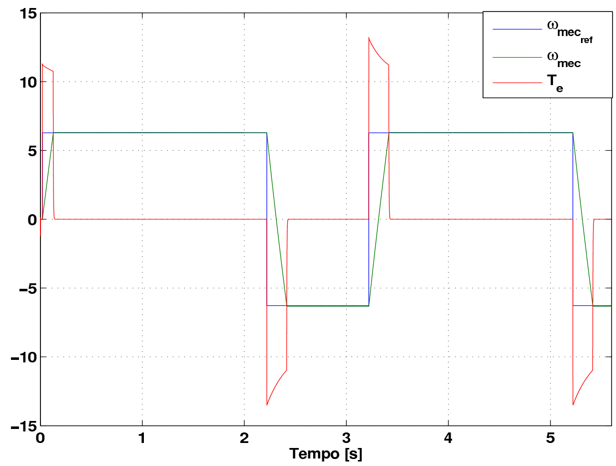

Figura 3.14: Perfil onda quadrada de velocidade com motor à vazio.

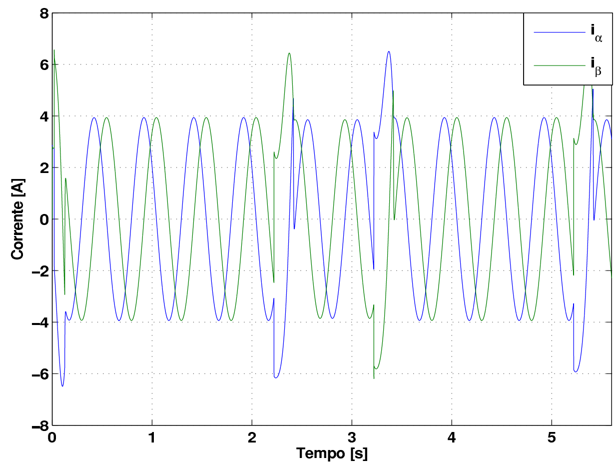

Figura 3.15: Correntes de estator instantâneas.

Observa-se o bom desempenho do controlador nos transitórios e em regime permanente, assim como, a inversão de fase das correntes de estator quando a velocidade é revertida.

3.2.2 ***Resultados Experimentais do Controlador Proposto***

O método direto de orientação foi testado experimentalmente com freqüência de controle do modulador de vetores espaciais (SVM) estabelecida em 2.5 kHz. Nestes testes, o motor de indução trabalha com os valores nominais de fluxo e torque. O valor do fluxo nominal é de $\lambda_1 = 0.778\ Wb - espira$ e do torque é de 12.2 $N \cdot m$. Devido às limitações existentes em laboratório e para evitar sobrecorrentes foi utilizado um nível de tensão no link DC de V_{DC} =226 V.

Os testes foram realizados com o eixo do motor de indução acoplado ao eixo gerador CC sem carga; Realizou-se os seguintes testes à vazio: degrau de torque de referência, perfil de velocidade trapezoidal, reversão em rampa e onda quadrada.

O teste degrau de i_{1q} consiste em uma onda quadrada de torque de referência $T_{e_{ref}}$ de 12.2 $N \cdot m$ que gera, a partir da Equação (3.12), uma referência $i_{1q_{ref}}$ de 5.8 A que permanece durante 200 ms. O resultado do teste é apresentado na Figura 3.16 e observa-se que a corrente responde satisfatoriamente à solicitação da referência, apresenta o tempo de resposta de 20 ms e a oscilação ocorre devido a variação do nível DC nos sensores de tensão e corrente.

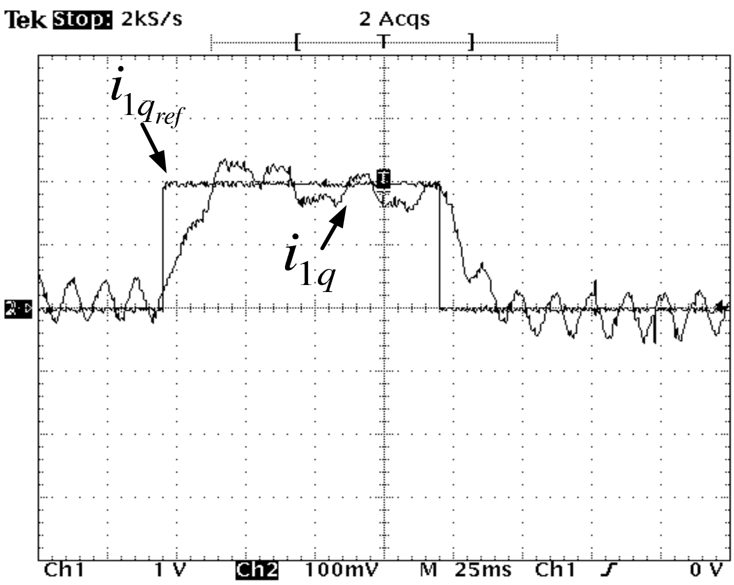

Figura 3.16: Teste degrau de i_{iq} (2.9 A/div).

No controle de velocidade do MI, o sinal de referência de torque eletromagnético $T_{e_{ref}}$ é gerado através de um controlador do tipo PI que atua no erro entre a referência $\omega_{mec_{ref}}$ e a velocidade medida ω_{mec}. Com o emprego da Equação (3.12) e do $T_{e_{ref}}$ encontra-se a referência de corrente $i_{1q_{ref}}$.

No teste de perfil trapezoidal de referência aplicou-se perfis os quais a variação da velocidade de 70 rad/s (669 rpm) à 0 rad/s (0 rpm) ocorre em 600 ms. O resultado está apresentada na Figura 3.17.

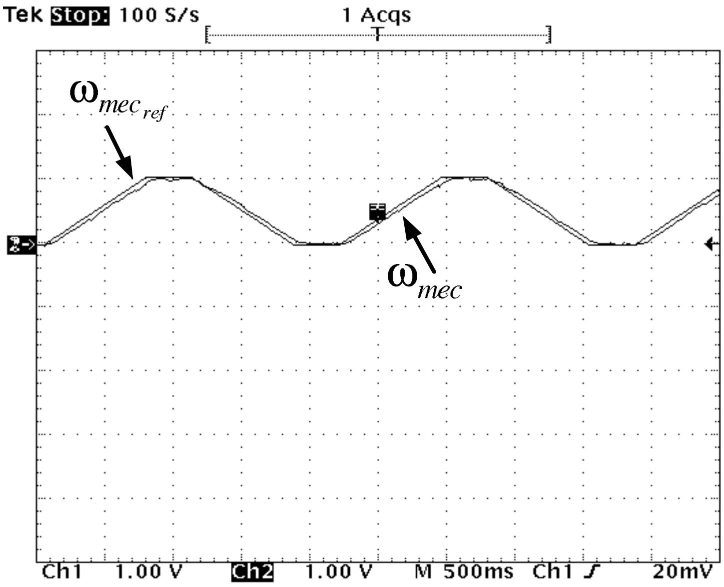

Figura 3.17: Perfil trapezoidal com reversão (669 rpm/div) com motor à vazio.

É observado que a referência de velocidade foi atendida satisfatoriamente.

As Figuras 3.18 e 3.19 apresentam os testes de perfil trapezoidal de referência para baixas velocidades. Aplicou-se as seguintes variações da velocidade: de 13 rad/s (125 rpm) à -13 rad/s (-125 rpm) apresentado na Figura 3.18 e 6.28 rad/s (60 rpm) à 18.85 rad/s (180 rpm) apresentado na Figura 3.19.

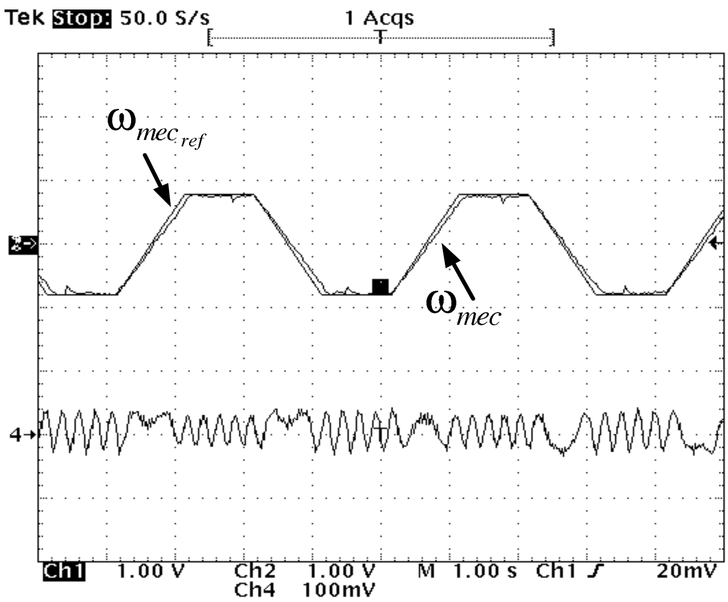

Figura 3.18: Perfil trapezoidal com reversão em baixa velocidade (146.25 rpm/div) com motor à vazio e corrente da fase a (10 A/div).

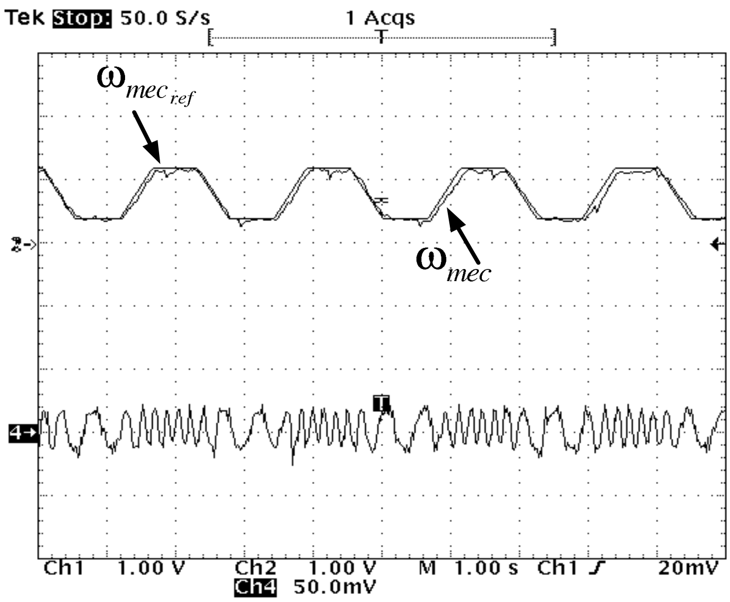

Figura 3.19: Perfil trapezoidal em baixa velocidade (150 rpm/div) com motor à vazio e corrente da fase a (10 A/div).

Observa-se o bom desempenho do controlador.

A Figura 3.20 apresenta o teste de reversão em rampa e aplicou-se o perfil o qual a variação da velocidade é de 13 rad/s (125 rpm) à -13 rad/s(-125 rpm) ocorrendo em 1.2s.

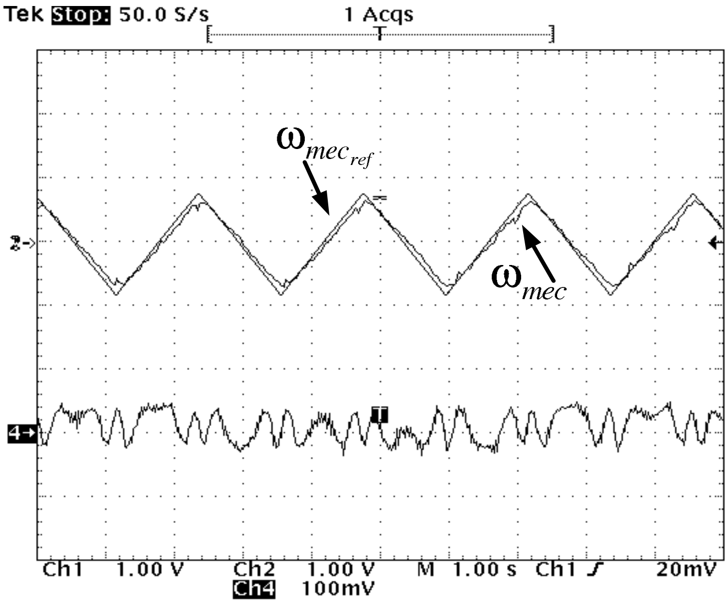

Figura 3.20: Reversão em rampa (146.25 rpm/div) com motor à vazio e corrente da fase a (10 A/div).

É observado que a referência de velocidade é atendida satisfatoriamente.

No teste de onda quadrada de referência aplicou-se a variação da velocidade de 6.28 rad/s (60 rpm) a -6.28 rad/s (-60 rpm) que está apresentado na Figura 3.21.

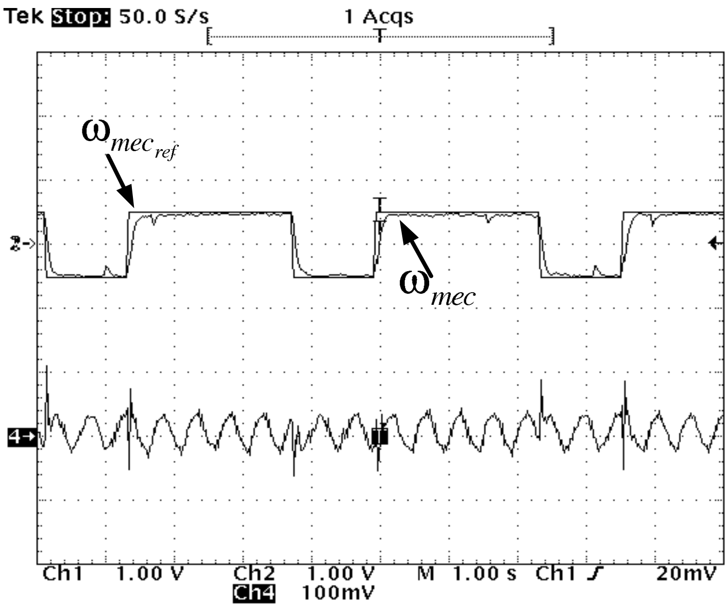

Figura 3.21: Onda quadrada de velocidade (120 rpm/div) com motor à vazio e corrente da fase a (10 A/div).

Observa-se que a referência de velocidade foi atendida satisfatoriamente.

Para a realização de testes com carga foi realizado o mesmo procedimento da seção 3.2.2.

As Figuras 3.22 e 3.23 apresentam os testes de degrau de carga realizados no MI em regime permanente com velocidades de 700 rpm e 500 rpm respectivamente. O torque de carga é de 6,54 $N \cdot m$ para 700 rpm e 5.2 $N \cdot m$ para 500 rpm nos testes. Observa-se que o MI atende ao torque de carga solicitado, com erro de regime aproximadamente de 8% para velocidade de 700 rpm e nulo para velocidade de 500 rpm. Para o caso em que a velocidade é de 700 rpm, o erro de regime não é próximo ao nulo pois o controlador é projetado com o MI à vazio e nesse caso necessita-se alterar os valores dos ganhos de forma que a velocidade do MI com carga tenha um erro de regime menor que o alcançado com os ganhos projetados.

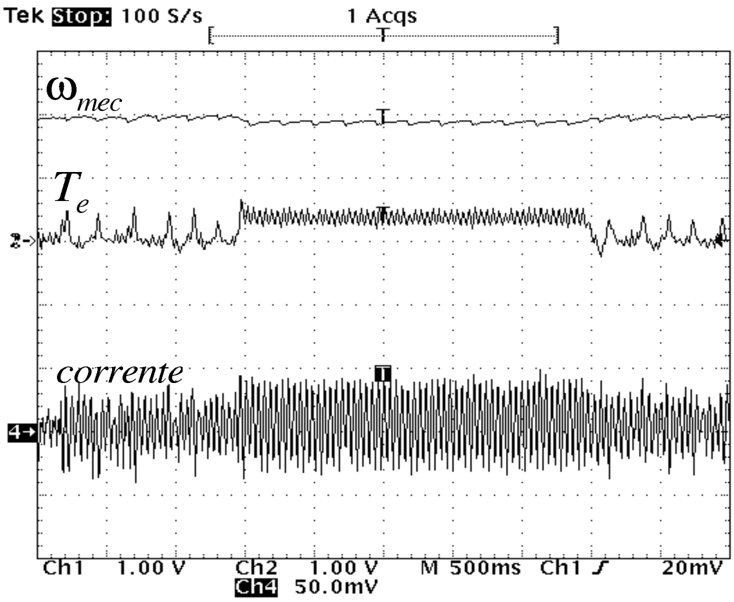

Figura 3.22: Teste degrau de carga para velocidade de 700 rpm (350 rpm/div), torque (11 $N \cdot m$/div) e corrente da fase a (10 A/div) .

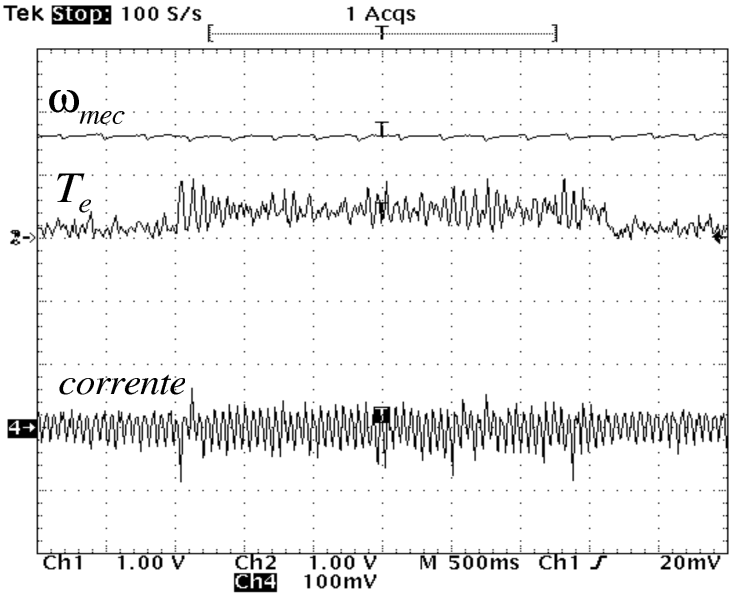

Figura 3.23: Teste degrau de carga para velocidade de 500 rpm (312.5 rpm/div), torque (11 $N \cdot m$/div) e corrente da fase a (10 A/div)

Capítulo 4

Controle Direto de Torque para o MI

Neste capítulo são apresentados alguns métodos de controle direto de torque empregados no controle de velocidade do MI. Apresenta-se a teoria, resultados de simulação e experimentais de cada estratégia de controle

4.1 Controle Direto de Torque Buja

A estratégia do controle direto de torque (CDT) é caracterizada pelo controle direto do vetor fluxo de estator e do torque eletromagnético. Esse esquema de CDT utiliza a estratégia "dead-beat" para o torque eletromagnético e fluxo de referência de estator em conjunto com a técnica de modulação por vetores espaciais. Assim, calcula-se em tempo real a tensão de estator necessária para que o fluxo de estator e o torque eletromagnético sigam suas respectivas referências (Buja et al., 1999; Lins, 2001). O CDT-Buja apresenta respostas rápidas de torque eletromagnético e não requer grande número de operações matemáticas para a obtenção do valor da tensão de estator demandada; em cada ponto de operação, devido ao estabelecimento da orientação de fluxo de estator, a tensão demandada é aplicada através da técnica de modulação por vetores espaciais. O esquema CDT-Buja é apresentado nas Figuras 4.1 e 4.2.

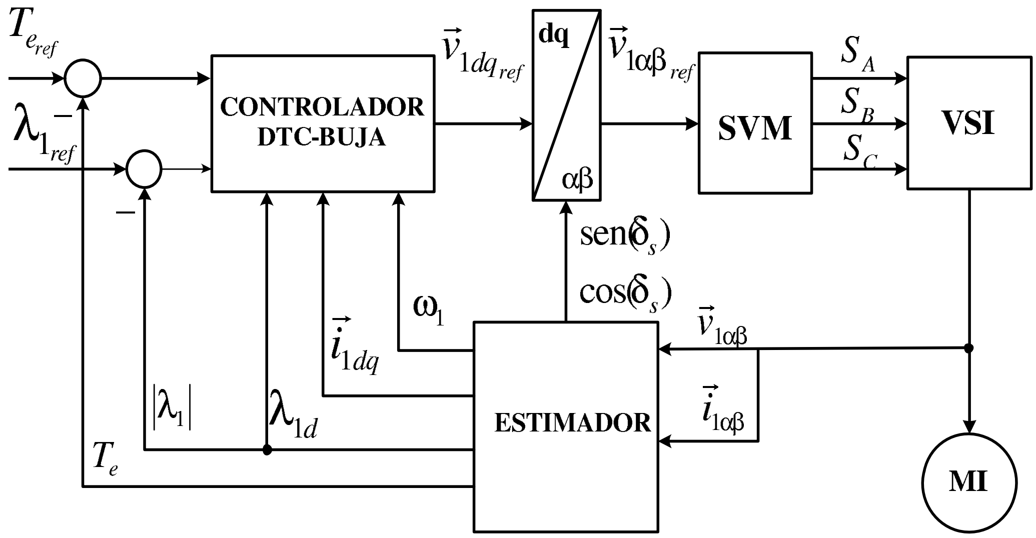

Figura 4.1: Diagrama de blocos do esquema de CDT.

A estrutura interna do controlador CDT-Buja, apresentada na Figura 4.2, é dividida em três partes: alimentação "feedforward" (bloco FF), o bloco P proporcional e o bloco I integrador, que têm a função de gerar o vetor tensão de referência síncrona $\vec{v}_{1dq_{ref}}$. As entradas do controlado CDT-Buja são os erros de fluxo ε_λ e de torque eletromagnético ε_T, a componente síncrona do fluxo de estator λ_{1d}, a velocidade síncrona do fluxo de estator ω_1 e o vetor corrente de estator $\vec{i}_{1dq}$.

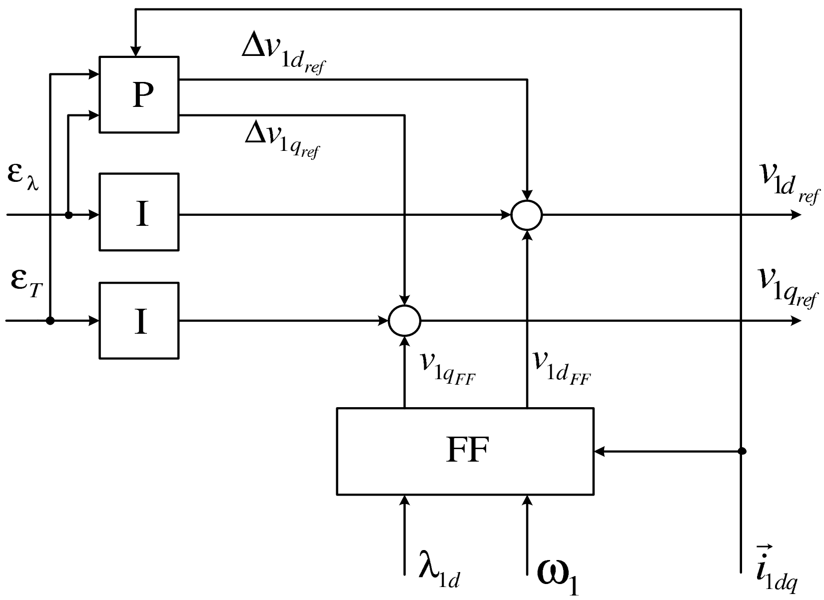

Figura 4.2: Controlador Buja

A referência de tensão gerada $\vec{v}_{1dq_{ref}}$ pelo controlador Buja é rotacionada pelo ângulo espacial do fluxo de estator δ_s, para a obtenção do vetor de tensão de estator nas coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ que é a entrada do modulador por vetores espaciais.

Para o a estratégia CDT-Buja o modelo empregado para representar o MI, expresso na velocidade síncrona do estator, é dado por

$$\vec{v}_{1dq} = R_1\vec{i}_{1dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{1dq}}{dt} + j\omega_1\vec{\lambda}_{1dq} \tag{4.1}$$

$$\vec{v}_{2dq} = R_2\vec{i}_{2dq} + \frac{d\vec{\lambda}_{2dq}}{dt} + j\left(\omega_1 - P\omega_{mec}\right)\vec{\lambda}_{2dq} \tag{4.2}$$

$$\vec{\lambda}_{1dq} = L_1\vec{i}_{1dq} + L_M\vec{i}_{2dq} \tag{4.3}$$

$$\vec{\lambda}_{2dq} = L_2\vec{i}_{2dq} + L_M\vec{i}_{1dq} \tag{4.4}$$

O torque eletromagnético é dado por

$$T_e = \frac{3}{2}P\mathcal{I}m(\vec{i}_1\vec{\lambda}_1^*) \tag{4.5}$$

sendo que o símbolo "*" representa o número complexo conjugado.

A dinâmica mecânica da máquina é descrita pela equação

$$J\frac{d\omega_{mec}}{dt} = T_e - T_L \tag{4.6}$$

Sendo J o momento de inércia e T_L o torque de carga.

4.1.1 ***Bloco de Estimação***

O Bloco de estimação calcula o vetor corrente do estator no referencial síncrono $\vec{i}_{1dq}$ através da transformação para o referencial síncrono utilizando a posição espacial do fluxo do estator. O fluxo do estator é expresso por

$$\vec{\lambda}_{1\alpha\beta}^k = \int\left(\vec{v}_{1\alpha\beta}^k - R_1\vec{i}_{1\alpha\beta}^k\right)dt \tag{4.7}$$

e sua posição espacial é dada por

$$\delta_s^k = \mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{\lambda_{1\beta}^k}{\lambda_{1\alpha}^k}\right) \tag{4.8}$$

O índice sobrescrito k indica os valores de cada variável no instante t_k. A velocidade síncrona ω_1 é determinada a partir da seguinte relação

$$\omega_1 = \frac{d\delta_s}{dt} = \frac{d}{dt}tg^{-1}\left(\frac{\lambda_{1\beta}}{\lambda_{1\alpha}}\right) \tag{4.9}$$

que combinada com a Equação (4.8) resulta em

$$\omega_1^k = \frac{\left(v_{1\beta}^k - R_1 i_{1\beta}^k\right)\lambda_{1\alpha}^k - \left(v_{1\alpha}^k - R_1 i_{1\alpha}^k\right)\lambda_{1\beta}^k}{(\lambda_{1\alpha}^k)^2 + (\lambda_{1\beta}^k)^2} \tag{4.10}$$

Para uma melhor estimação da velocidade síncrona ω_1^k, visto que devido ao chaveamento as correntes e as tensões de estator apresentam elevado "ripple", é implementada a Equação (4.10) de acordo com o esquema da Figura 4.3.

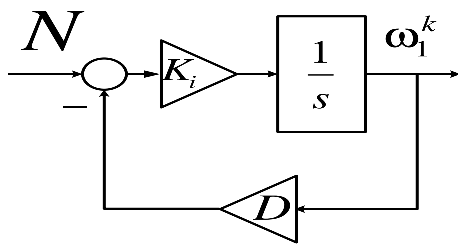

Figura 4.3: Estimação de velocidade síncrona

Nesta figura, N e D são o numerador e o denominador da Equação (4.10), respectivamente, e K_i é uma constante do bloco integrador.

4.1.2 ***Controlador do CDT-Buja***

O bloco do " Controlador do CDT-Buja" é projetado com a orientação do fluxo de estator, ou seja, $\vec{\lambda}_{1dq} = |\lambda_1| = \lambda_{1d}$. Assim, a representação do MI apresentado na Equação (4.1), em regime permanente, torna-se

$$\vec{v}_{1dq_{FF}}^k = R_1\ \vec{i}_{1dq}^k\ +\ \omega_1^k\lambda_{1d}^k \tag{4.11}$$

e o torque, dado pela Equação (4.5), torna-se

$$T_e^k = \frac{3}{2}P(\lambda_{1d}^k i_{1q}^k - \lambda_{1q}^k i_{1d}^k) = \frac{3}{2}P(\lambda_{1d}^k i_{1q}^k) \tag{4.12}$$

A estrutura interna do " Controlador do CDT-Buja" é mostrada na Figura 4.2.

O bloco FF representa as equações do vetor tensão de referência sícrona $\vec{v}_{1dq_{FF}}$ considerando a máquina em regime permanente e com fluxo do estator orientado. Conseqüentemente, a Equação (4.1) referenciada na posição espacial do fluxo de estator é representada pela Equação (4.11).

Para a determinação da componente orientada do eixo direto do fluxo de estator λ_{1d} no referencial síncrono faz-se necessária a estimação do fluxo de estator e da sua posição espacial, apresentadas nas Equações (4.7) e (4.8), com o emprego do vetor tensão e o vetor corrente do estator amostradas no instante t_k.

Então, através da transformação para o referencial síncrono do fluxo de estator, utilizando a posição espacial do próprio fluxo do estator, encontra-se a componente síncrona λ_{1d} orientada.

O bloco P é um controlador do tipo proporcional que provê, baseado na estratégia "deadbeat", os componentes transitórios do vetor tensão síncrono devido aos erros de fluxo ε_{λ_1} e do torque eletromagnético ε_T em relação aos seus valores de referência. No projeto do bloco P são obtidas as variações entre os instantes t_k e t_{k+1} das equações discretizadas da máquina no sistema de referência síncrono. Nesse caso a amostra no instante t_k representa o instante de aquisição de sinais enquanto que t_{k+1} representa o instante final para que as variáveis sujeitas ao controle "deadbeat" atinjam os valores de referência. Nesse controlador, considera-se que o período entre os instantes inicial e final seja pequeno e igual ao período da modulação do vetor tensão T_{SVM}. Assim, as variações das referências dos componentes sícronos da tensão de estator e do torque eletromagnético são de acordo com as seguintes expressões

$$\Delta\vec{v}_{1dq_{ref}} = R_1\Delta\vec{i}_{1dq} + \frac{\Delta\vec{\lambda}_{1dq}}{T_{SVM}} - j\omega_1^k\Delta\vec{\lambda}_{1dq} \tag{4.13}$$

$$\Delta T_e^k = \frac{3}{2}P\left(\Delta\lambda_{1d}i_{1q}^k + \lambda_{1_{ref}}\Delta i_{1q} - \Delta\lambda_{1q}i_{1d}^k\right) \tag{4.14}$$

os símbolos Δ e $\Delta T_e^k = T_{e_{ref}} - T_e^k$ representam a variação da variável entre os instantes t_k e t_{k+1}, $\lambda_{1_{ref}}$ é referência do fluxo e $T_{e_{ref}}$ é a referência de torque. Considerando o período de modulação do vetor de tensão T_{SVM} seja pequeno, as variações no fluxo de estator são ocasionadas basicamente pelas variações das correntes de estator, haja vista, que o fluxo de rotor concatenado não varia aprecialvelmente durante este intervalo de tempo. Dessa maneira, as variações do fluxo de estator em coordenadas síncronas são representadas aproximadamente de acordo com as seguintes expressões

$$\Delta\lambda_{1d} \cong \sigma L_1 \Delta i_{1d} \tag{4.15}$$

$$\Delta\lambda_{1q} \cong \sigma L_1 \Delta i_{1q} \tag{4.16}$$

Substituindo as Equações (4.15) e (4.16) na Equação da variação do torque eletromagnético (4.14) após manipulações, tem-se a variação da componente da corrente de estator

$$\Delta i_{1q} = \frac{\Delta T_e \frac{2}{3P} - i_{1q}^k \Delta\lambda_1}{\lambda_{1_{ref}} - \sigma L_1 i_{1d}^k} \tag{4.17}$$

sendo que, $\lambda_{1_{ref}}$ é fluxo de estator de referência. A variação da corrente de estator Δi_{1d} é obtida através da Equação (4.15). Assim, tem-se

$$\Delta i_{1d} = \frac{\lambda_{1_{ref}} - \lambda_{1d}^k}{\sigma L_1} \tag{4.18}$$

As variações das referências dos componentes síncronos dq do vetor tensão do estator $\Delta v_{1dq_{ref}}$ é apresentado na Equação (4.13) e reescrita considerando-se as Equações (4.15), (4.16), (4.17) e (4.18), a partir, de manipulações obtém-se as variações das referências das componentes síncronas da tensão de estator da seguinte forma

$$\Delta\vec{v}_{1dq_{ref}} = R_1\Delta\vec{i}_{1dq} + \frac{\sigma L_1 \Delta\vec{i}_{1dq}}{T_{SVM}} + j\omega_1^k \sigma L_1 \Delta\vec{i}_{1dq} \tag{4.19}$$

sendo T_{SVM} igual a $100\,\mu\,s$. Assim, calcula-se as variações de tensões de estator em coordenadas dq que devem ser impostas à máquina para que a mesma atinja no instante t_{k+1} os valores de referência de torque eletromagnético e fluxo de estator.

Devido aos erros dos parâmetros do motor, os blocos I que são blocos integradores tem a função de minimizar as imprecisões do blocos P e FF.

4.1.3 Resultados de Simulação

Os resultados apresentados referem-se ao comportamento transitório e de regime permanente das correntes, do torque, do fluxo magnético e da velocidade do motor, para uma carga de torque constante igual a 70% do torque nominal do motor e magnitude do fluxo de estator igual a $\lambda_{1_{ref}} = 0.778\,Wb - espira$. O diagrama de blocos do sistema de acionamento esta mostrado na Figura 4.4.

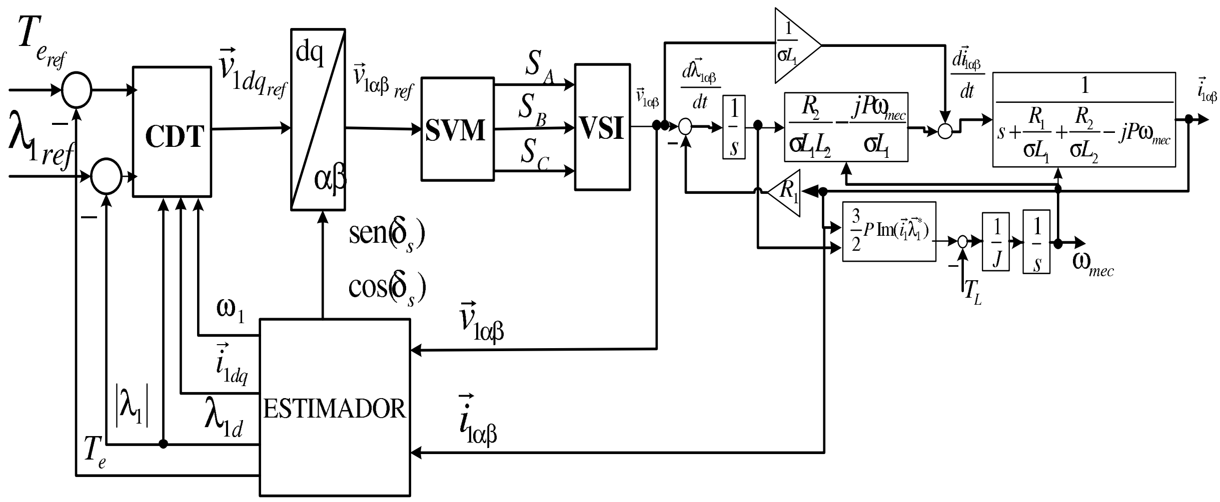

Figura 4.4: Diagrama de blocos para simulação.

Inicialmente realizou-se o teste de reversão de torque para o sistema apresentado na Figura 4.4 com o MI sem carga. O teste consiste em um onda quadrada de torque de referência que varia entre 12 $N \cdot m$ e -12 $N \cdot m$ mantendo-se nesses valores por 100 ms. O resultado do teste é apresentado na Figura 4.5 e mostra que o controlador responde bem às exigências da referência.

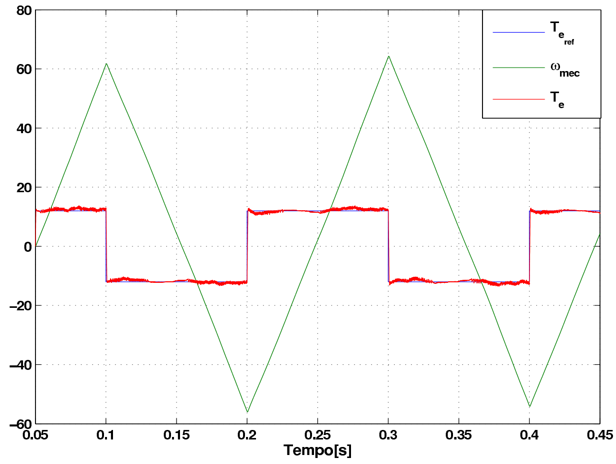

Figura 4.5: Teste reversão de torque.

O comportamento instantâneo das correntes é apresentado na Figura 4.6 e destaca-se a inversão de fase no momento em que a velocidade é revertida.

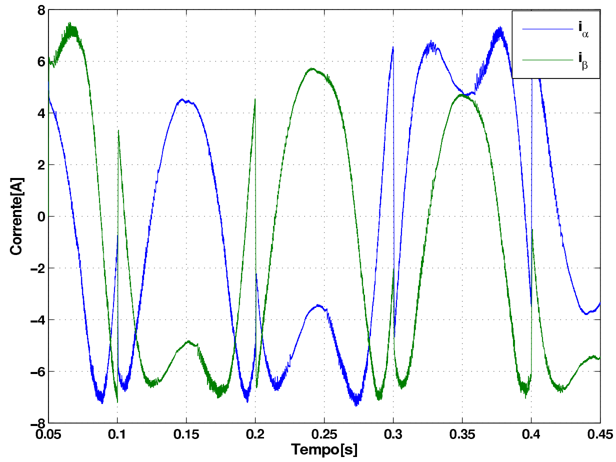

Figura 4.6: Corrente de estator .

O Fluxo magnético é mantido no seu valor nominal conforme apresentado na Figura 4.7 e destaca-se a inversão de fase quando a velocidade é invertida na Figura 4.8 .

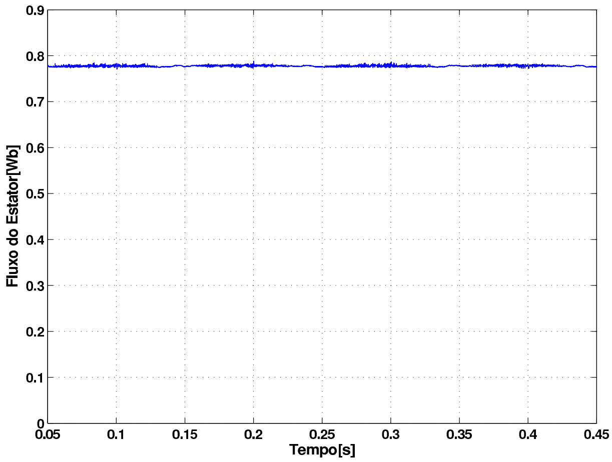

Figura 4.7: Módulo do fluxo do estator.

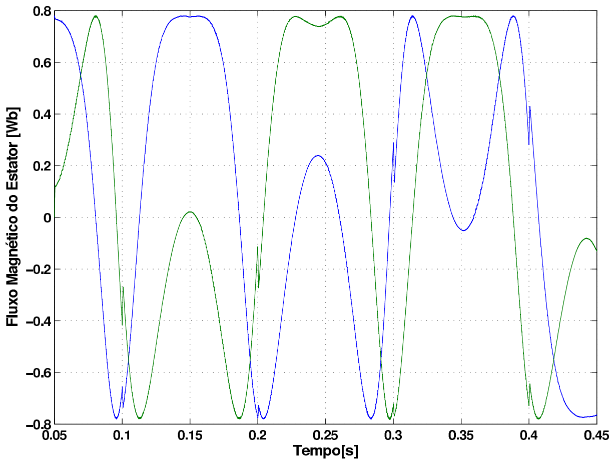

Figura 4.8: Fluxo do estator.

Para o controle de velocidade do MI o sinal de referência de torque eletromagnético $T_{e_{ref}}$ é gerado por um controlador "deadbeat", a partir da Equação da dinâmica mecânica (4.6) desconsiderando o torque de carga, expressa por

$$T_{e_{ref}} = J\frac{\Delta\omega_{mec}}{T_{SVM}} = J\frac{\omega_{mec_{ref}} - \omega_{mec}}{T_{SVM}} \tag{4.20}$$

sendo $\omega_{mec_{ref}}$ é a velocidade de referência e ω_{mec} é a velocidade medida.

Os testes realizados para dois perfis de referência de velocidade foram: trapezoidal no qual a velocidade de regime é de 70 rad/s (669 rpm) e reversão em rampa no qual a velocidade de referência varia de 60 rad/s (573 rpm) a -60 rad/s (573 rpm). Os testes assim como suas correntes de estator e magnitude do fluxo são apresentados nas Figuras 4.9 ,4.10 ,4.11 para perfil trapezoidal e nas Figuras 4.12 ,4.13 e 4.14 para reversão em rampa respectivamente. Ressalta-se ainda que fluxo de referência é mantido constante no seu valor nominal.

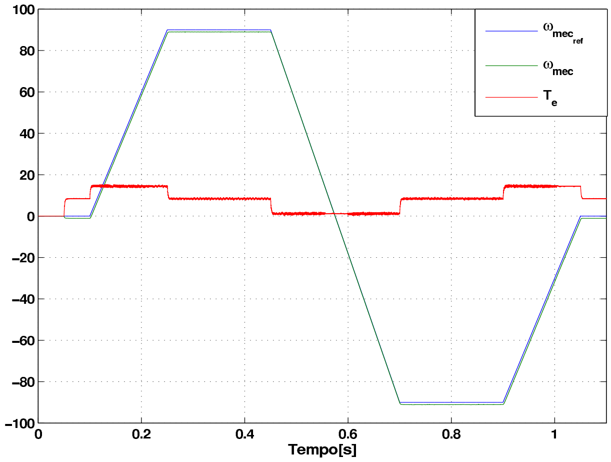

Figura 4.9: Perfil de velocidade trapezoidal e Torque.

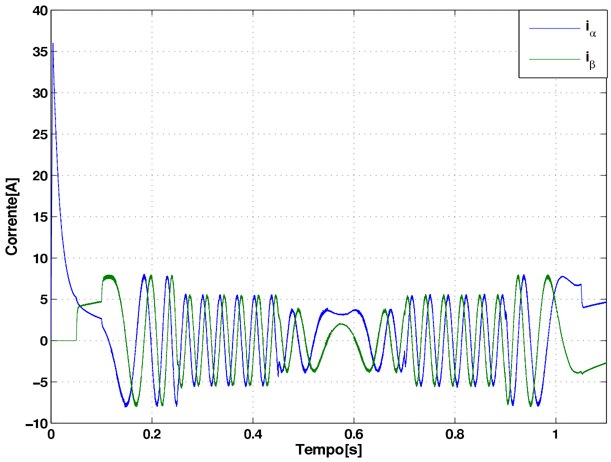

Figura 4.10: Correntes do estator do motor.

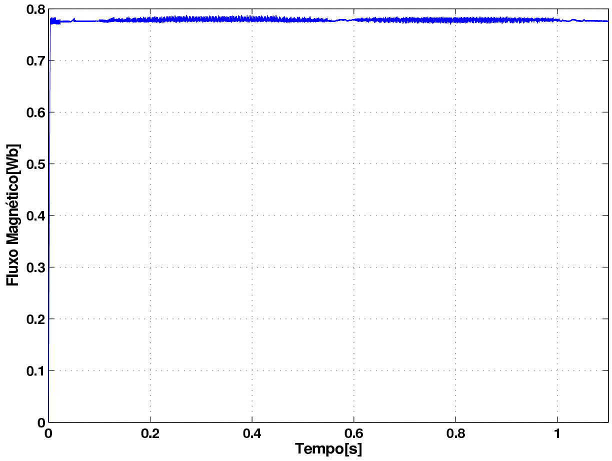

Figura 4.11: Fluxo magnético do estator.

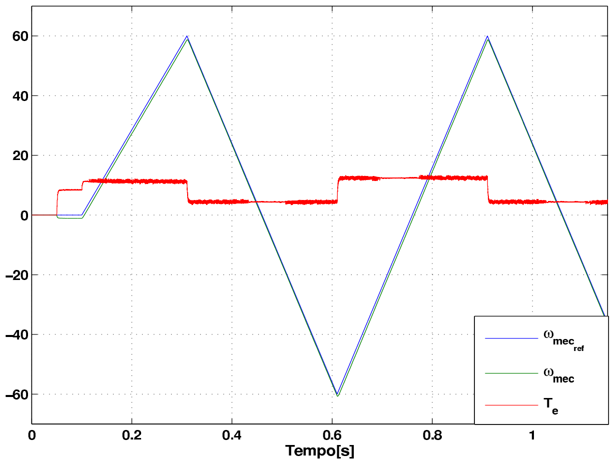

Figura 4.12: Reversão em rampa da velocidade e Torque.

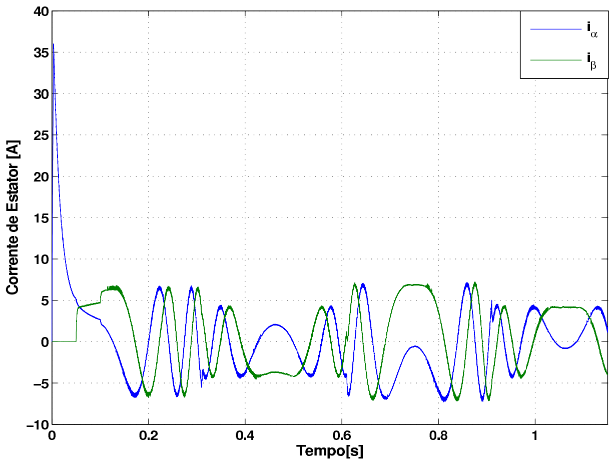

Figura 4.13: Correntes de estator do motor.

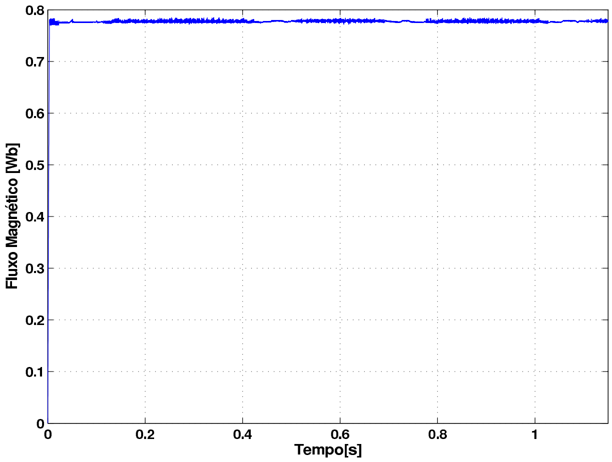

Figura 4.14: Fluxo magnético do estator do motor.

Observa-se o que o controlador atendem bem às exigências das referências de velocidade, tendo um erro de regime de aproximadamente 1% na Figura 4.9, a inversão da fase das correntes quando a velocidade é invertida e que a magnitude do fluxo é mantida no seu valor de referência.

4.2 CDT-Stojic

Outro método proposto para uma obtenção de uma resposta de torque rápida foi formulado por Stojic e Vukosavic (2005) que utiliza como referência o torque e fluxo de rotor. O esquema é mostrado na Figura 4.15. A malha exterior representa o controle de torque, que determina o valor da velocidade síncrona do fluxo de rotor ω_1. Essa velocidade é determinada através de um controlador PI. A manipulação direta do velocidade ω_1 através do malha de torque melhora a estabilidade do acionamento. A amplitude do fluxo de estator de referência $\vec{\lambda}_{1\alpha\beta_{ref}}$ é calculada através do fluxo de rotor de referência $\lambda_{2_{ref}}$ para permitir o modo de operação de fluxo do rotor e o torque constantes. A malha de controle dentro do retângulo pontilhado representa a malha de controle do fluxo de estator (controlador de fluxo de estator), a qual é realizada no referencial estacionário com erro de regime nulo. A malha produz a tensão de referência do estator $\alpha\beta$ que é a entrada do modulador por vetores espaciais.

4.2.1 ***Descrição do funcionamento do CDT-Stojic***

Como pode ser visto na Figura 4.15, o controlador é composto pelo controlador de fluxo de estator e controlador de torque.

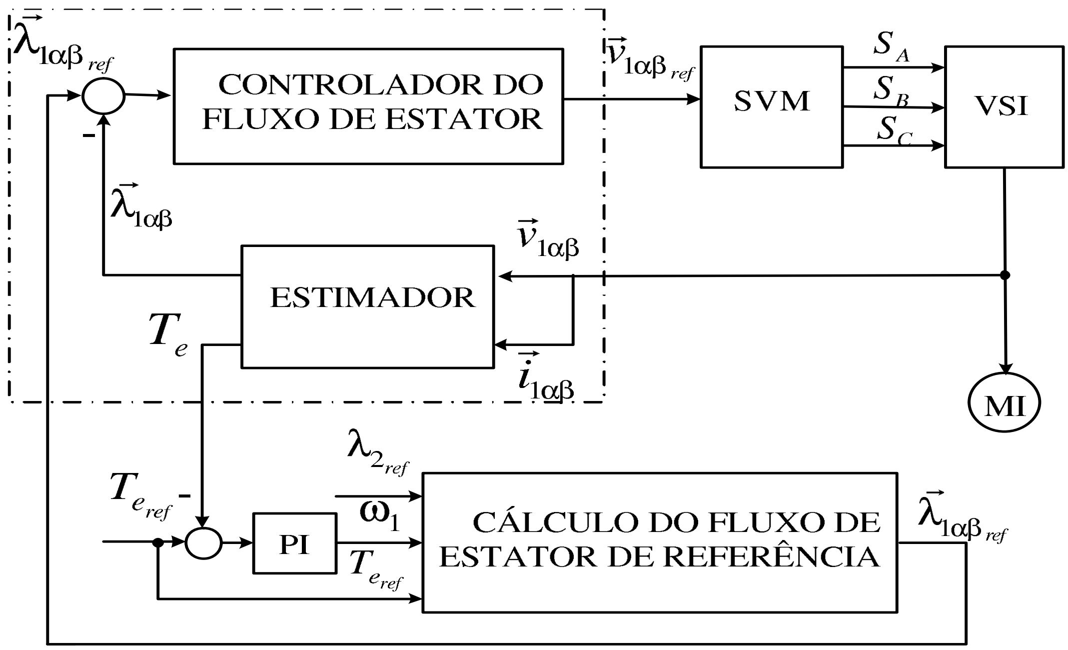

Figura 4.15: Esquema do DTC-Stojic.

O bloco de *Estimador* calcula o fluxo estimado do estator . A estimação do fluxo de estator no referencial estacionário $\alpha\beta$ é expresso por

$$\vec{\lambda}_{1\alpha\beta} = \int \left(\vec{v}_{1\alpha\beta} - R_1\vec{i}_{1\alpha\beta}\right)dt \tag{4.21}$$

e o fluxo de rotor $\vec{\lambda}_{2\alpha\beta}$, que é calculado com o emprego do fluxo de estator e a corrente de estator, é dado por

$$\vec{\lambda}_{2\alpha\beta} = \frac{L_2}{L_M}\vec{\lambda}_{1\alpha\beta} - \frac{\sigma L_1 L_2}{L_M}\vec{i}_{1\alpha\beta} \tag{4.22}$$

Para a regulação do torque, o torque estimado é expresso por

$$T_e = \frac{3}{2}P\mathcal{I}m(\vec{i}_1\vec{\lambda}_1^*) \tag{4.23}$$

Desde que em regime permanente a velocidade de campo do motor de indução depende dos valores de referência de torque e da velocidade do rotor, para se obter um erro de torque nulo, é utilizado um controlador PI. O sinal erro de torque alimenta o controlador PI e sua saída é utilizada como valor da velocidade síncrona ω_1.

Para o cálculo da referência de fluxo de estator em coordenadas $\alpha\beta$, no controlador do fluxo de estator, considera-se que a velocidade síncrona ω_1 é a velocidade do vetor fluxo de rotor que está alinhado no eixo direto d, dessa forma, $\lambda_{2d} = \lambda_2$ e $\lambda_{2q} = 0$. A partir da referência de fluxo de rotor $\lambda_{2_{ref}}$ e da referência de torque $T_{e_{ref}}$, calcula-se as referências de corrente de estator no referencial síncrono dadas por

$$i_{1q_{ref}} = \frac{2L_2 T_{e_{ref}}}{3PL_M\lambda_{2_{ref}}} \tag{4.24}$$

$$i_{1d_{ref}} = \frac{\lambda_{2_{ref}}}{L_M} \tag{4.25}$$

Através da transformação das Equações (4.24) ,(4.25) e do fluxo de rotor $\lambda_{2_{ref}}$ escritas no referencial estacionário com o emprego da posição espacial do fluxo de rotor $\delta_r = \int \omega_1 dt$ encontra-se uma expressão para o cálculo do fluxo estator de referência, a partir da Equação (4.22), dada por

$$\vec{\lambda}_{1\alpha\beta_{ref}} = \frac{L_M}{L_2}\vec{\lambda}_{2\alpha\beta_{ref}} + \sigma L_1 \vec{i}_{1\alpha\beta_{ref}} \tag{4.26}$$

O controlador do fluxo de estator determina a tensão de estator de referência nas coordenadas $\alpha\beta$ que mantém o fluxo de estator $\alpha\beta$ igual ao vetor de referência de fluxo de estator $\vec{\lambda}_{1\alpha\beta_{ref}}$. O controlador é projetado no referencial estacionário $\alpha\beta$, com referência senoidal e freqüência variável. Então faz-se necessário o projeto de uma estrutura de controle que garanta que no regime permanente não exista erro de fluxo de estator e, com essa finalidade, implementa-se uma estrutura de injeção direta de corrente e de fluxo de estator como poder ser vista na Figura 4.16.

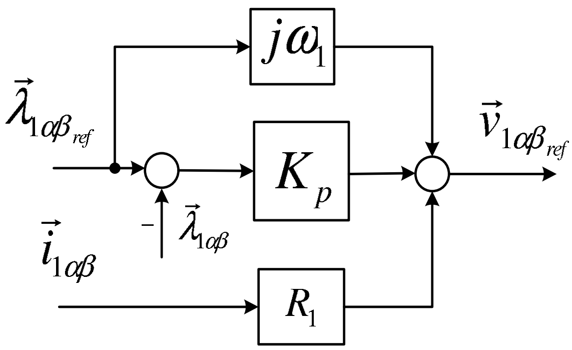

Figura 4.16: Esquema do controlador de fluxo.

Assim a expressão da tensão de referência do estator $\alpha\beta$ é definda por:

$$\vec{v}_{1\alpha\beta_{ref}} = R_1\vec{i}_{1\alpha\beta} + j\omega_1\vec{\lambda}_{1\alpha\beta_{ref}} + K_{kp}\left(\vec{\lambda}_{1\alpha\beta_{ref}} - \vec{\lambda}_{1\alpha\beta}\right) \tag{4.27}$$

A injeção direta é representada pelos dois primeiros termos da Equação (4.27) e ela compensa a queda de tensão do estator. Essa ação determina a entrada em regime da tensão de estator e garante erro zero de fluxo de estator. A constante K_p é o ganho proporcional do controlador e permite a correção estabelecida pelo controle no transitório.

4.2.2 ***Resultados de Simulação***

Os resultados apresentados mostram o comportamento transitório e em regime paras as correntes, torque, fluxo magnético e velocidade do motor, para uma carga de torque constante igual a 70% do torque nominal do motor e magnitude do fluxo de estator igual a $\lambda_{2_{ref}} = 0.778Wb{-}espira$. O diagrama de blocos do sistema de acionamento esta mostrado na Figura 4.17.

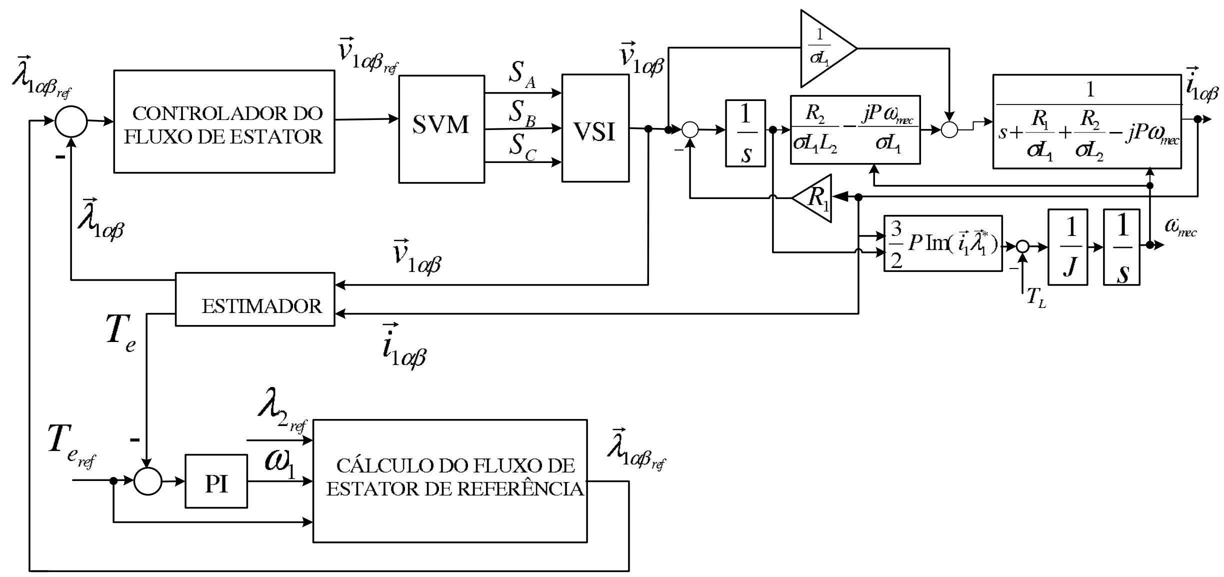

Figura 4.17: Diagrama de blocos para simulação.

Inicialmente realizou-se o teste de reversão de torque para o sistema apresentado na Figura 4.17 com o MI sem carga. O teste consiste em um onda quadrada de torque de referência que varia entre 12$N\cdot m$ e -12$N\cdot m$ com periodo de 100ms na referência. O resultado do teste é apresentado na Figura 4.18 e mostra que o controlador responde bem às exigências da referência.

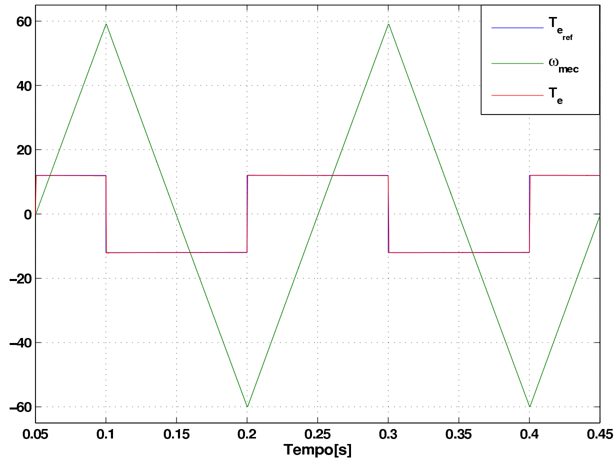

Figura 4.18: Teste reversão de torque.

O comportamento instantâneo do fluxo de estator que é apresentado nas Figuras 4.19 e 4.20 e mostra que o fluxo segue sua referência, destaca-se ainda a inversão de fase no momento em que a velocidade é invertida.

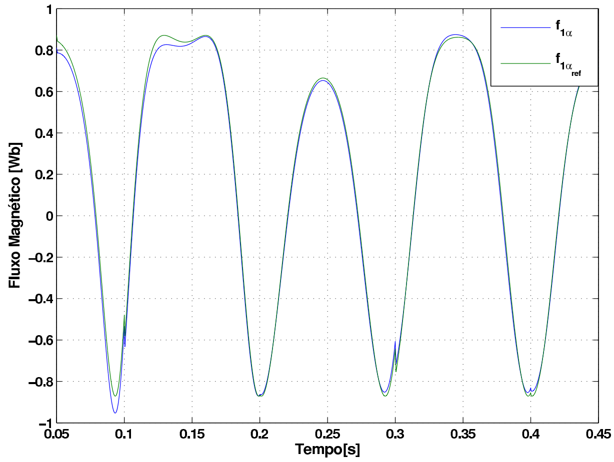

Figura 4.19: Fluxo do estator .

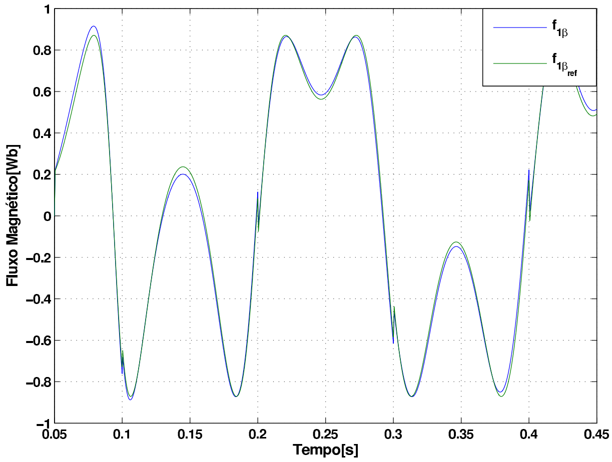

Figura 4.20: Fluxo do estator.

Para o controle de velocidade do MI o sinal de referência de torque eletromagnético $T_{e_{ref}}$ é gerado através de um controlador do tipo PI que atua no erro entre a referência $\omega_{mec_{ref}}$ e a velocidade medida ω_{mec}.

Foram realizados testes para dois perfis de referência de velocidade: trapezoidal no qual a velocidade de regime é de 70 rad/s (669 rpm) e reversão em rampa no qual a velocidade de referência varia de 60 rad/s (573 rpm) a -60 rad/s (-573 rpm). Os testes, assim como, fluxo de estator e suas correntes de estator são apresentados nas Figuras 4.21,4.22, 4.23, 4.24 para perfil trapezoidal e nas Figuras 4.25,4.26 e 4.27 para reversão em rampa respectivamente. Ressalta-se ainda que fluxo de referência é mantido constante no seu valor nominal.

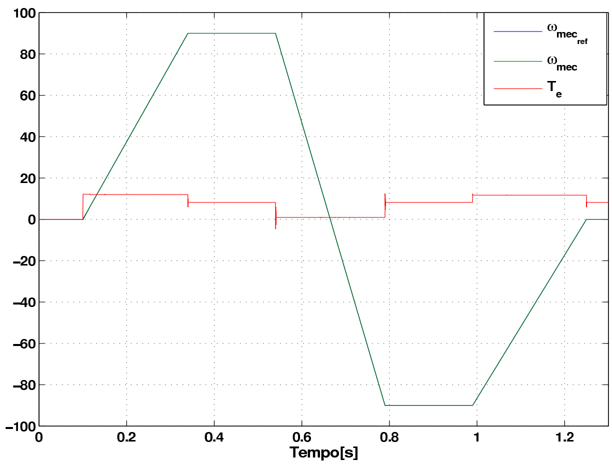

Figura 4.21: Perfil de velocidade trapezoidal e Torque.

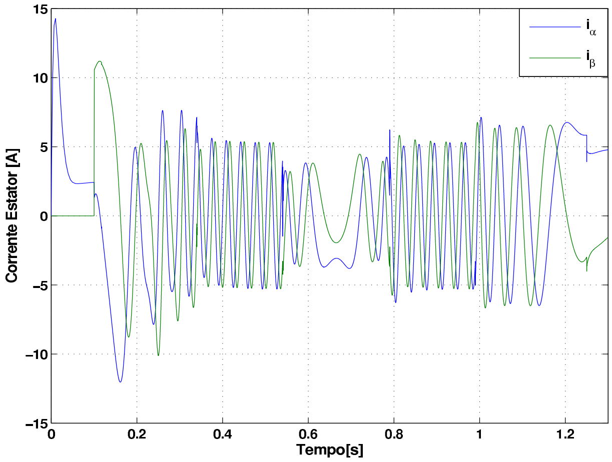

Figura 4.22: Correntes do estator do motor.

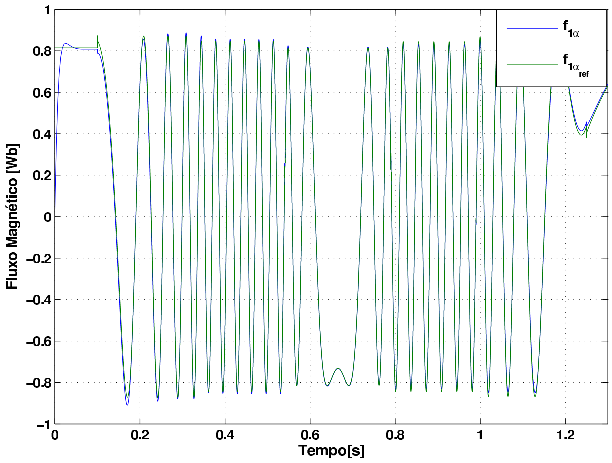

Figura 4.23: Fluxo magnético do estator.

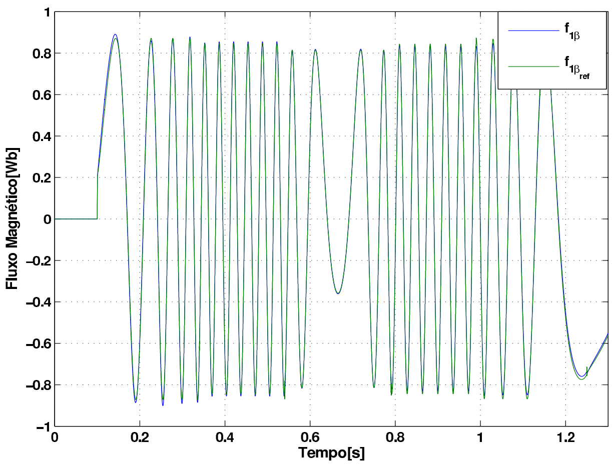

Figura 4.24: Fluxo magnético do estator.

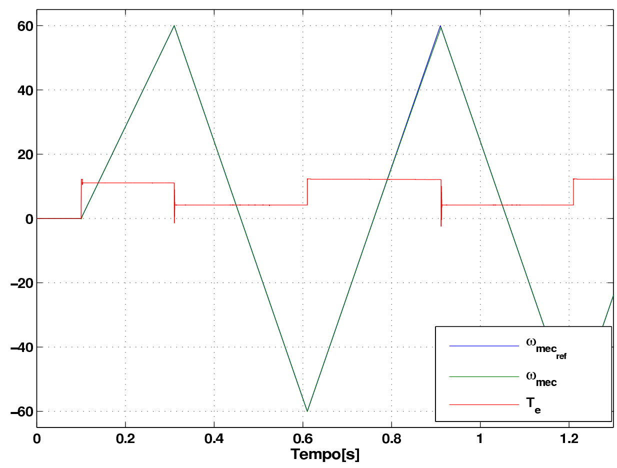

Figura 4.25: Reversão em rampa da velocidade e Torque.

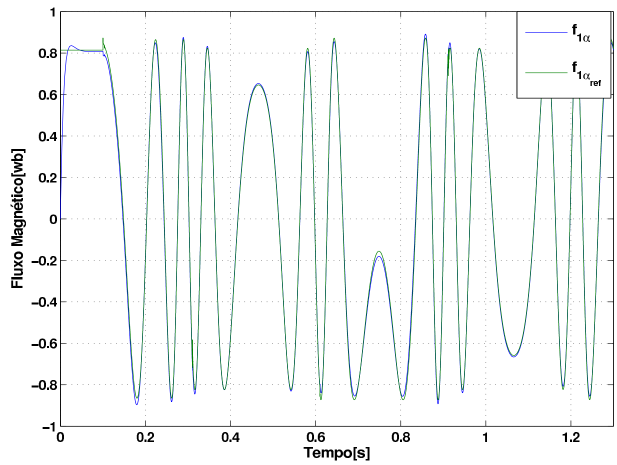

Figura 4.26: Fluxo magnético do estator.

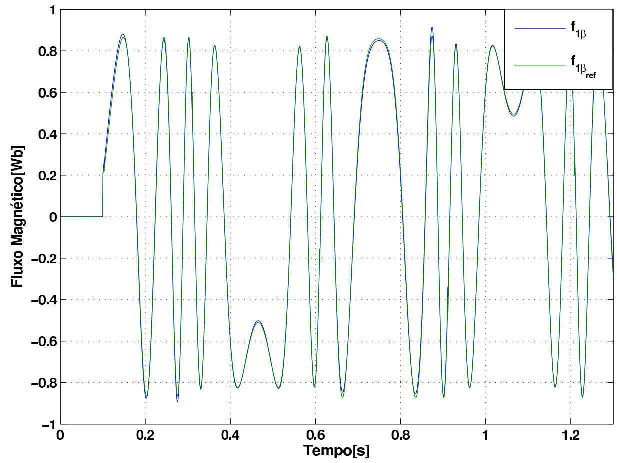

Figura 4.27: Fluxo magnético do estator.

Observa-se o bom desempenho do controlador atendendo sua referência de velocidade, fluxo de estator e a inversão de fase das correntes quando a velocidade é invertida.

4.3 CDT com o emprego de controladores do tipo PI

Um outro esquema que permite utilizar freqüência de chaveamento fixa mas com o emprego de controladores PI para gerar a tensão de referência do eixo direto e em quadratura é o CDT com controladores PI (Xue et al., 1990), (Buja e Kazmierkowski, 2004).

A estratégia consiste em utilizar dois controladores do tipo PI, um atua no erro entre o fluxo de referência do estator $\lambda_{1_{ref}}$ e a magnitude do fluxo de estator λ_1 para gerar a tensão de eixo direto $v_{1d_{ref}}$, e o outro controlador PI atua no erro entre do torque de referência $T_{e_{ref}}$ e o torque T_e para gerar a tensão de eixo em quadratura $v_{1q_{ref}}$ A estrutura do esquema CDT é mostrada na Figura 4.28.

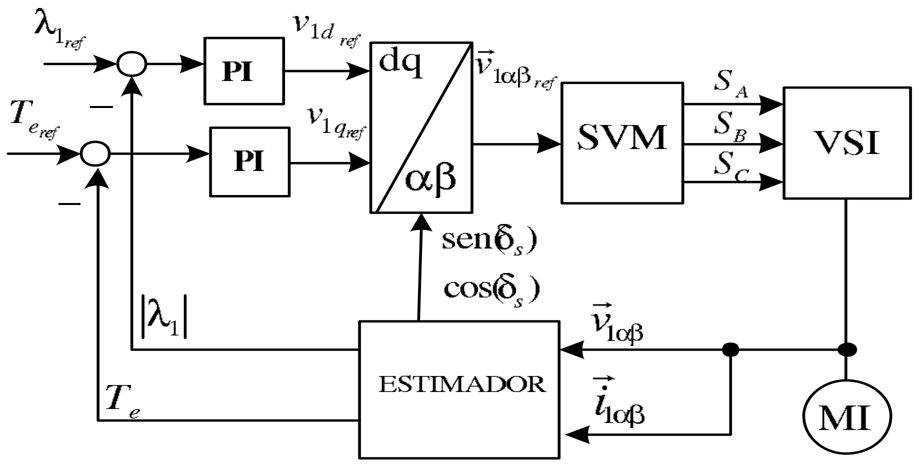

Figura 4.28: Esquema de CDT.

No esquema apresentado na Figura 4.28 nota-se que os controladores PI geram o vetor tensão de referencia de estador síncrono $\vec{v}_{1dq_{ref}}$ que é expresso por

$$v_{1d_{ref}} = \varepsilon_\lambda \left(k_p + \frac{k}{s}\right) \tag{4.28}$$

e

$$v_{1q_{ref}} = \varepsilon_T \left(k_p + \frac{k}{s}\right) \tag{4.29}$$

sendo k_p é o ganho proporcional, k é o ganho integral dos controladores PI e ε_λ e ε_T são os sinais erro de fluxo e torque, respectivamente.

A referência de tensão $\vec{v}_{1dq_{ref}}$ gerada pelos controladores PI é transformada para as coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ com o emprego do ângulo espacial do fluxo de estator δ_s. Dessa forma, obtem-se o vetor de tensão de estator que é a entrada do modulador por vetores espaciais.

4.3.1 ***Bloco de Estimação***

O bloco de estimação calcula o módulo do fluxo de estator λ_1 e o torque T_e do MI. Para a determinação da magnitude do fluxo de estator λ_1 faz-se necessária sua estimação com o emprego da equação

$$\vec{\lambda}_{1\alpha\beta} = \int (\vec{v}_{1\alpha\beta} - R_1\vec{i}_{1\alpha\beta})dt \tag{4.30}$$

um vez determinado o vetor, sua magnitude é dada por

$$\lambda_1 = \sqrt{\lambda_{1\alpha}^2 + \lambda_{1\beta}^2} \tag{4.31}$$

a posição espacial do fluxo do estator é dada por

$$\delta_s = \mathrm{tg}^{-1}\left(\frac{\lambda_{1\beta}}{\lambda_{1\alpha}}\right) \tag{4.32}$$

O torque eletromagnético é estimado através da seguinte expressão

$$T_e = \frac{3}{2}P\mathcal{I}m(\vec{i}_1\vec{\lambda}_1^*) \tag{4.33}$$

4.3.2 ***Projeto dos controladores*** *PI*

Com o objetivo de projetar os ganhos dos controladores PI no sistema, a partir da função de transferência do MI apresentada na seção 3.1.1, foi considerado que o fluxo do estator de referência $\lambda_{1_{ref}}$ e o torque de referência $T_{e_{ref}}$ fazem parte de um número complexo onde: o fluxo do estator $\lambda_{1_{ref}}$ é o componente real e a torque $T_{e_{ref}}$ o componente imaginário. Da mesma maneira considera-se um número complexo composto pelo fluxo do estator λ_1 e pelo torque T_e estimados, conseqüentemente o sinal erro também é um número complexo. Na Figura 4.29 está apresentado o esquema CDT.

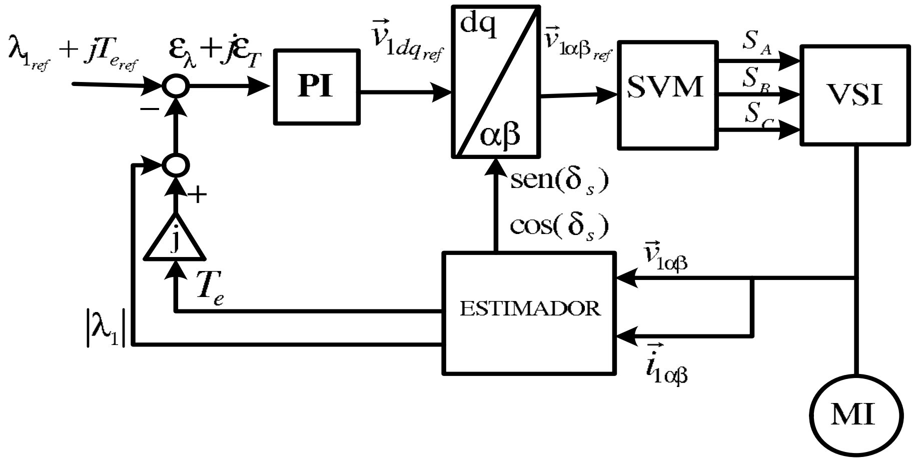

Figura 4.29: Controle direto de torque com controlador PI .

A função de transferência do MI no referencial síncrono tendo como entrada o vetor tensão de estator $\vec{v}_{1dq}$ e saída o vetor corrente de estator $\vec{i}_{1dq}$ é $H(s) = \dfrac{\vec{i}_{1dq}}{\vec{v}_{1dq}}$ apresentada na Equação (3.1) é dada por

$$H(s) = \frac{\dfrac{(s + j\omega_1)}{\sigma L_1} + \dfrac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \dfrac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}}{(s + j\omega_1)\left(s + \dfrac{R_1}{\sigma L_1} + \dfrac{R_2}{\sigma L_2}\right) + \dfrac{R_1 R_2}{\sigma L_1 L_2} - jP\omega_{mec}\dfrac{R_1}{\sigma L_1}} \tag{4.34}$$

sendo que ω_1 é a velocidade síncrona do fluxo de estator.

Considerando o MI em regime permanente, escorregamento aproximadamente nulo e com vetor fluxo de estator $\vec{\lambda}_{1dq}$ alinhado no eixo d. O eixo direto do fluxo do estator $\lambda_{1d} = \lambda_1$ e o torque são calculados por

$$\lambda_1 \cong \sigma L_1 i_{1d} \tag{4.35}$$

$$T_e = \frac{3}{2} P \lambda_1 i_{1q} \tag{4.36}$$

Na expressão (4.36) λ_1 é considerado constante no cálculo do torque eletromagnético. Dessa forma, para encontrar a função de transferência do MI no referencial síncrono tendo como entrada o vetor tensão de estator $\vec{v}_{1dq}$ e saída o vetor $\lambda_1 + jT_e$, realiza-se o produto da saída que é o vetor corrente i_{1dq} com o vetor $\left(\sigma L_1 + j\frac{3}{2}P\lambda_1\right)$, apresentado nas expressões(4.35) e (4.36). A expressão do vetor $\lambda_1 + jT_e$ é dada por

$$\lambda_1 + jT_e = \vec{i}_{1dq}\left(\sigma L_1 + j\frac{3}{2}P\lambda_1\right) \tag{4.37}$$

A nova função de transferência $H_1(s)$, com o emprego da Equação 4.37, é expressa por

$$H_1(s) = \frac{\lambda_1 + jT_e}{\vec{v}_{1dq}} = H(s)\left(\sigma L_1 + j\frac{3}{2}P\lambda_1\right) \tag{4.38}$$

A Figura 4.30 mostra o digrama de blocos da função $H_1(s)$.

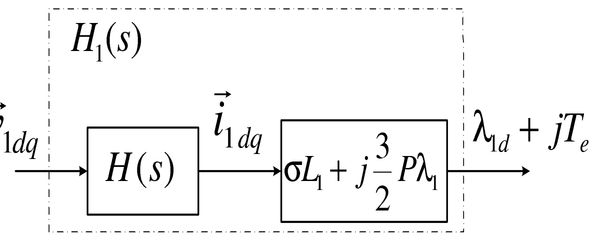

Figura 4.30: Função de transferência $H_1(s)$.

então $H(s)$ torna-se

$$H_1(s) = \frac{\left[\frac{(s+j\omega_1)}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \frac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right]\left(\sigma L_1 + j\frac{3}{2}P\lambda_1\right)}{(s+j\omega_1)\left(s + \frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_2}\right) + \frac{R_1 R_2}{\sigma L_1 L_2} - jP\omega_{mec}\frac{R_1}{\sigma L_1}}. \tag{4.39}$$

O digrama de Bode da função $H_1(s)$ é apresentado na Figura 4.31 é observa-se a relação entre o vetor tensão de entrada e o vetor $\lambda_1 + jT_e$ na frequência de 20 Hz, a atenuação é devido ao fato da grandeza do vetor tensão ser muito maior que o vetor composto pelo fluxo e o torque.

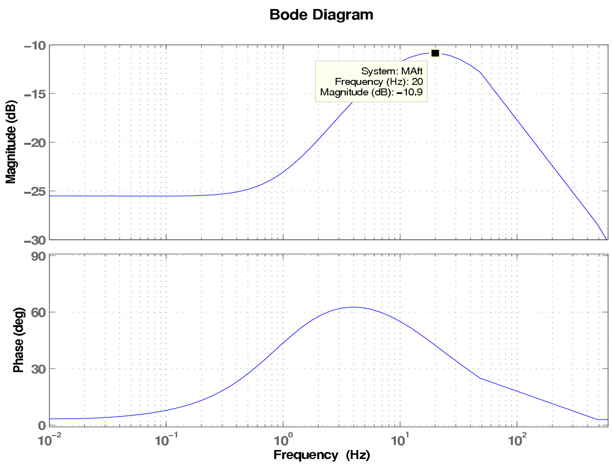

Figura 4.31: Diagrama de bode da função de transferência $H_1(s)$.

Como o objetivo é o controle do torque T_e desenvolvido e magnitude do fluxo de estator λ_1, utiliza-se o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.32 para a representação do sistema controlador-MI empregado no projeto dos controladores PI.

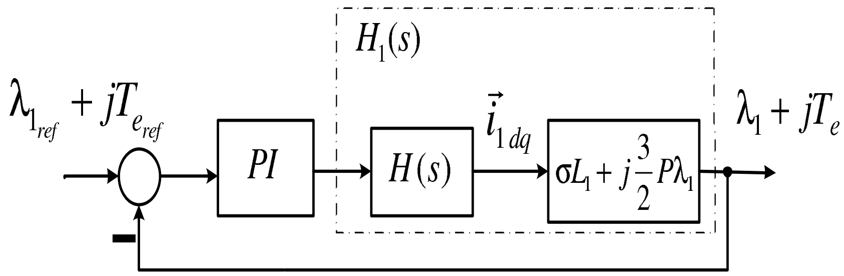

Figura 4.32: Sistema para projeto dos controladores.

Como é observado na Figura 4.32 o emprego da função de transferência complexa na representação do MI permitiu o emprego de apenas um controlador PI. Assim, os ganhos calculados para os controladores PI serão os mesmos para a malha de torque e fluxo, e devido a esse fato é utilizado apenas uma variável k_p para representar o ganho proporcional e uma variável k para o ganho integral.

A função de transferência em malha fechada do sistema apresentado na Figura 4.32 é expressa por

$$C_1(s) = \frac{\lambda_1 + jT_e}{\lambda_{1_{ref}} + jT_{e_{ref}}} = \frac{\left(k_p + \dfrac{k}{s}\right) H_1(s)}{1 + \left(k_p + \dfrac{k}{s}\right) H_1(s)} \tag{4.40}$$

$$C_1(s) = \frac{\left(k_p + \frac{k}{s}\right)\left[\frac{(s+j\omega_1)}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \frac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right]\left(\sigma L_1 + j\frac{3}{2}P\lambda_1\right)}{(s+j\omega_1)\left(s + \frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_2}\right) + \frac{R_1 R_2}{\sigma L_1 L_2} - jP\omega_{mec}\frac{R_1}{\sigma L_1} + dd1} \tag{4.41}$$

sendo que

$$dd1 = \left(k_p + \frac{k}{s}\right)\left[\frac{(s+j\omega_1)}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \frac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right]\left(\sigma L_1 + j\frac{3}{2}P\lambda_1\right) \tag{4.42}$$

Devido ao fato que o torque T_e e a magnitude do fluxo de estator λ_1 serem sinais contínuos não é considerado no projeto a critério da defasagem de 180°.

Assim, para o projeto do controlador escolheu-se a velocidade de $\omega_{mec} = 62.8\ rad/s$, que é a freqüência de $f = 20\ Hz$ e $\omega_1 = 2\pi f$. A partir dos valores descritos ajustou-se $k = 155$ e $k_p = 15$ necessários para que na freqüência de 20 Hz o ganho do sistema seja unitário, ou seja 0 dB. O diagrama de bode de $H_1(s)$ representado pela Equação (4.39) é apresentado na Figura 4.31 e observa-se o valor do ganho na freqüência de $20Hz$ é aproximadamente nulo.

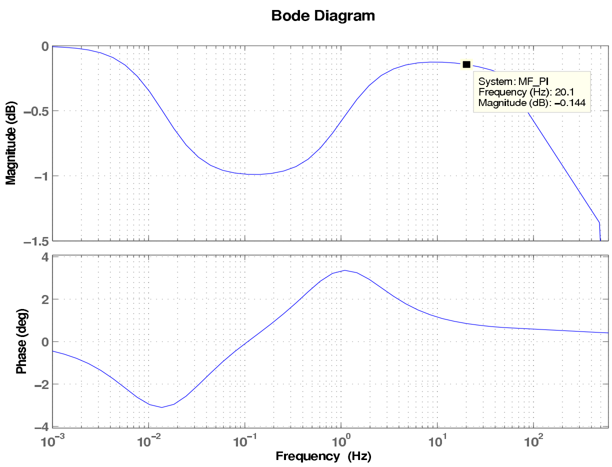

Figura 4.33: Diagrama de bode da função de transferência $C_1(s)$.

Observa-se que os ganhos da função $C_1(s)$, na freqüência estabelecida para o projeto, é aproximadamente $0dB$.

4.3.3 ***Resultados de Simulação***

Os resultados apresentados mostram o comportamento transitório e em regime das correntes, torque e velocidade do motor para uma magnitude do fluxo de estator igual a $\lambda_{1_{ref}} = 0.778\ Wb-$

espira e momento de inércia igual $J_m = 28\,J$ é a soma do momento de inércia do rotor de MI com o rotor de gerador CC para posterior comparação com resultados experimentais. O diagrama de blocos do sistema de acionamento esta mostrado na Figura 4.34.

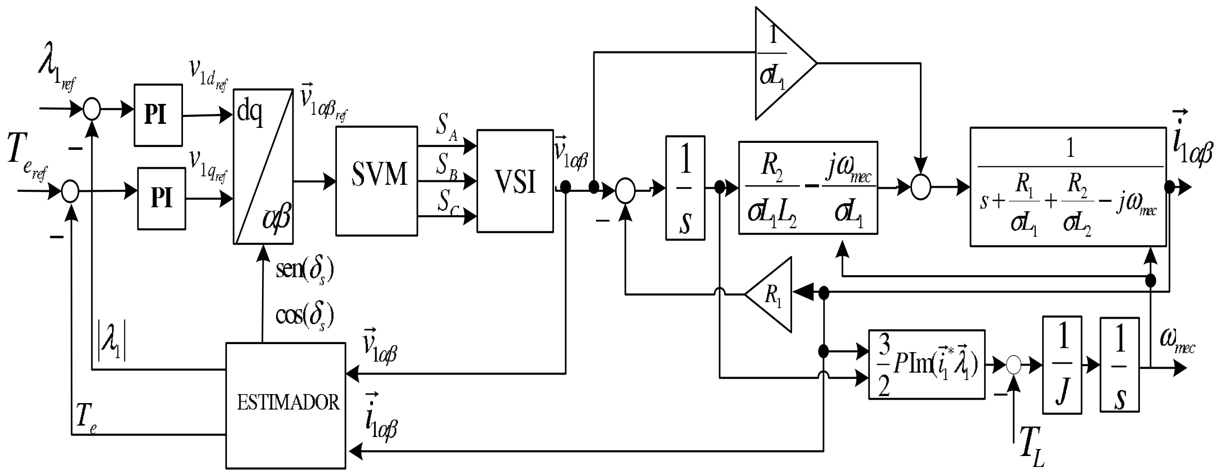

Figura 4.34: Diagrama de blocos para simulação.

Inicialmente realizou-se o teste degrau de referência de torque para o sistema apresentado na Figura 4.34 com o MI sem carga. O teste consiste em um onda quadrada de torque de referência de 12 $N \cdot m$ com período de aproximadamente $100ms$. O resultado do teste é apresentado na Figura 4.35 e mostra que o controlador responde bem às exigências da referência.

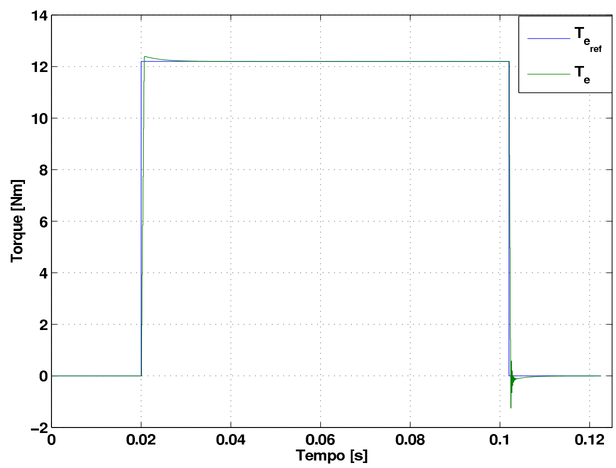

Figura 4.35: Teste degrau de referência de torque com motor à vazio.

Para o controle de velocidade do MI o sinal de referência de torque eletromagnético $T_{e_{ref}}$ é gerado através de um controlador do tipo PI que atua no erro entre a referência $\omega_{mec_{ref}}$ e a velocidade medida ω_{mec}.

Foram realizados testes para os seguintes perfis de referência de velocidade: trapezoidal no qual a velocidade de regime é 13 rad/s (125 rpm) e -13 rad/s (-125 rpm), reversão em rampa no qual a velocidade varia entre 62.8 rad/s (600 rpm) a -62.8 rad/s (600 rpm) e onda quadrada no qual a referência varia entre 6.28 rad/s (60 rpm) e -6.28 rad/s (-60 rpm). Os resultados dos testes estão apresentados nas Figuras 4.36 e 4.37 para o perfil trapezoidal, nas Figuras 4.38 e 4.39 para a reversão em rampa e na Figuras 4.40 e 4.41 para a onda quadrada.

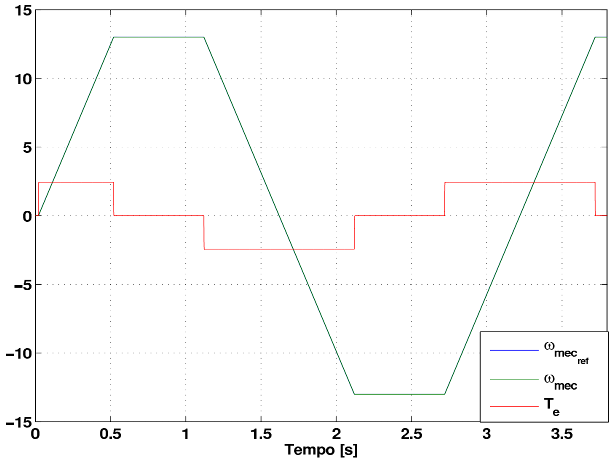

Figura 4.36: Perfil de velocidade trapezoidal com motor à vazio.

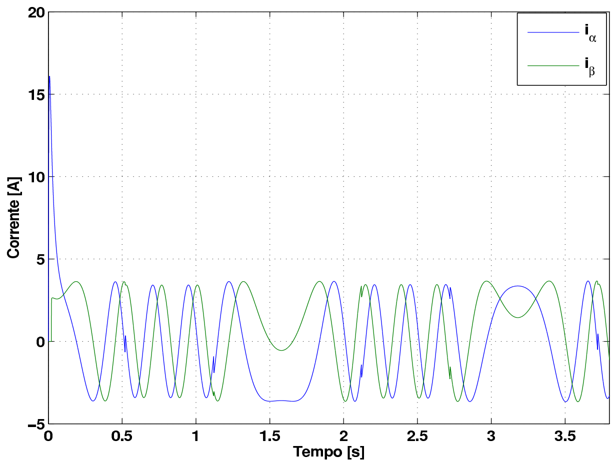

Figura 4.37: Correntes do estator.

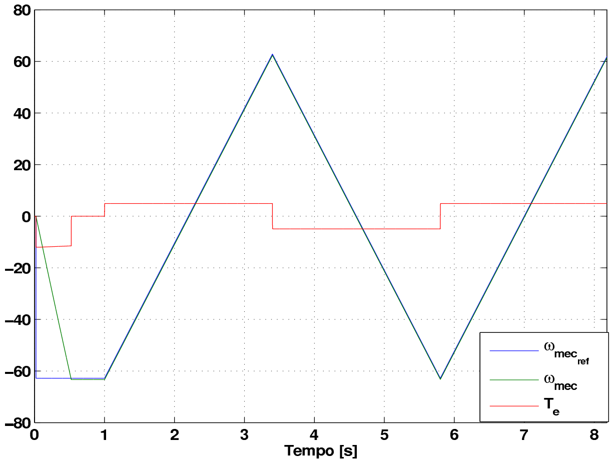

Figura 4.38: Reversão em rampa com o motor à vazio.

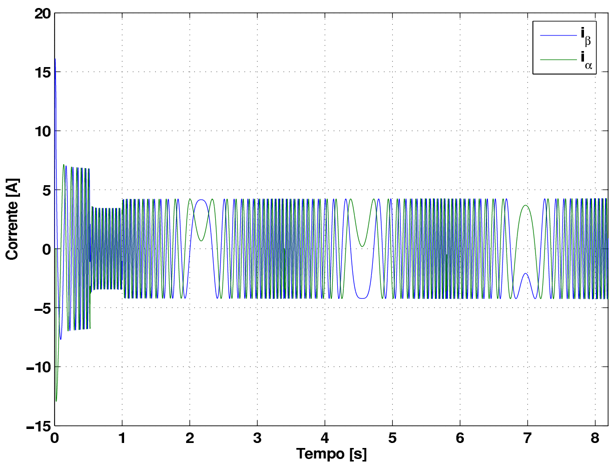

Figura 4.39: Correntes do estator do motor.

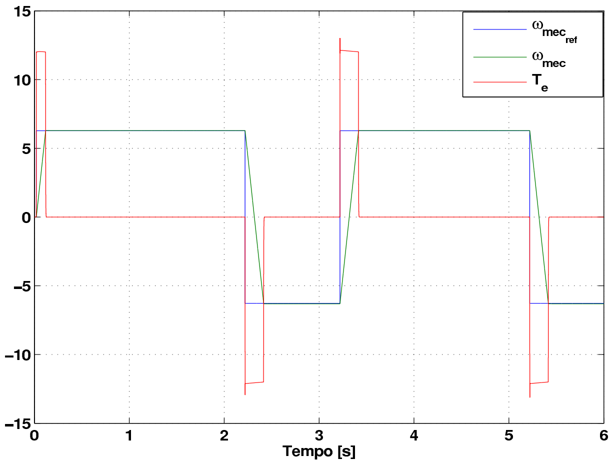

Figura 4.40: Perfil de velocidade triangular com motor à vazio.

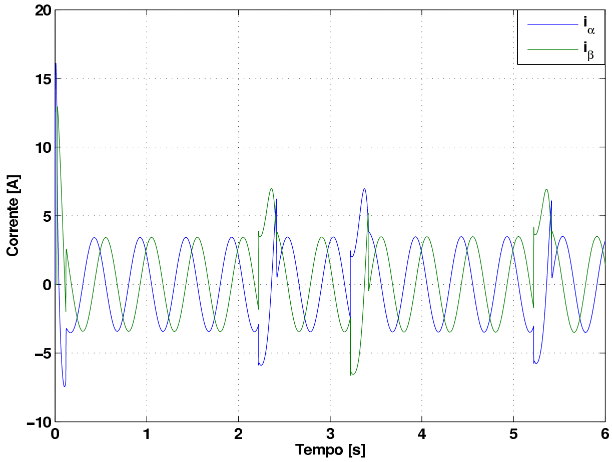

Figura 4.41: Correntes do estator.

Observa-se o bom desempenho do controlador à exigência da referência da velocidade e a inversão de fase das correntes quando a velocidade é invertida.

4.3.4 ***Resultados Experimentais***

O acionamento CDT com o emprego de controladores do tipo PI foi implementado com as mesmas características do controle por orientação de campo apresentado na seção 3.2.2.

Testes à vazio, isto é, gerador CC acoplado ao MI, foram realizados os seguintes testes: degrau de torque, perfil de velocidade trapezoidal, reversão em rampa e onda quadrada. Assim, apenas o valor do momento de inércia foi alterado.

O teste degrau de torque consiste em um onda quadrada de torque de referência de 12 $N \cdot m$. O resultado do teste é apresentado na Figura 4.42 e observa-se que o torque eletromagnético responde satisfatoriamente às solicitações e em condição de regime permanente alcança o torque de referência, a oscilação é devido a presença de níveis DC's nos sensores de tensão e corrente, e dessa forma o processo de estimação do torque fica prejudicada.

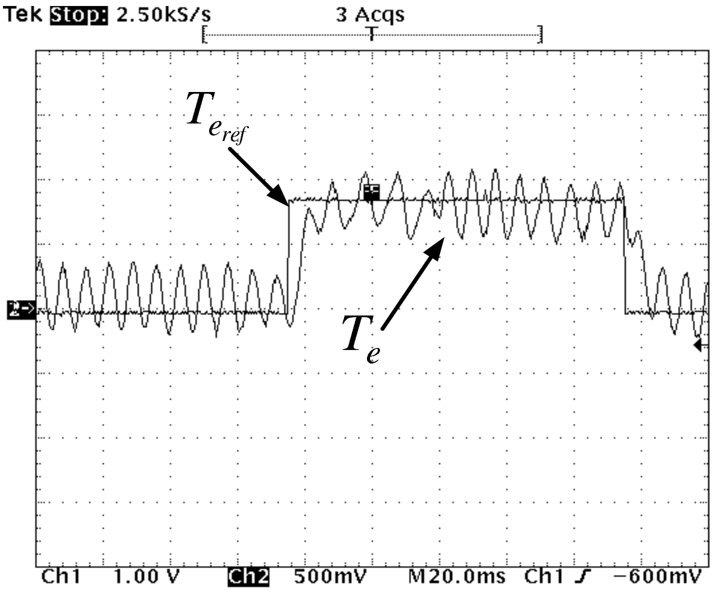

Figura 4.42: Degrau de torque (9 Nm/div).

No controle de velocidade do MI, o sinal de referência de torque eletromagnético $T_{e_{ref}}$ é gerado através de um controlador PI que atua no erro entre a referência $\omega_{mec_{ref}}$ e a velocidade medida ω_{mec}.

As Figuras 4.43 e 4.44 apresentam os testes de perfil trapezoidal de referência para baixas velocidades. Aplicou-se perfis os quais a variação da velocidade de 13 rad/s (125 rpm) à -13 rad/s(-125 rpm), 6.28 rad/s (60 rpm) à 18.85 rad/s(180 rpm).

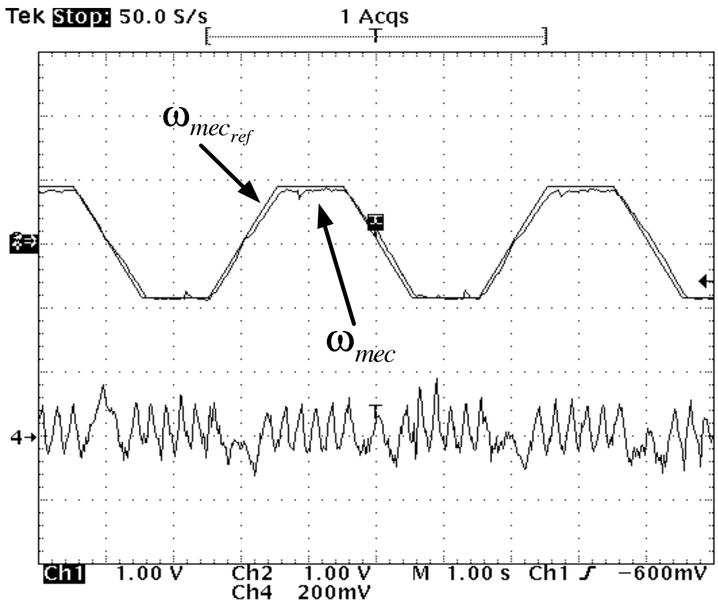

Figura 4.43: Perfil trapezoidal com reversão em baixa velocidade (139 rpm/div) e corrente da fase a (10 A/div).

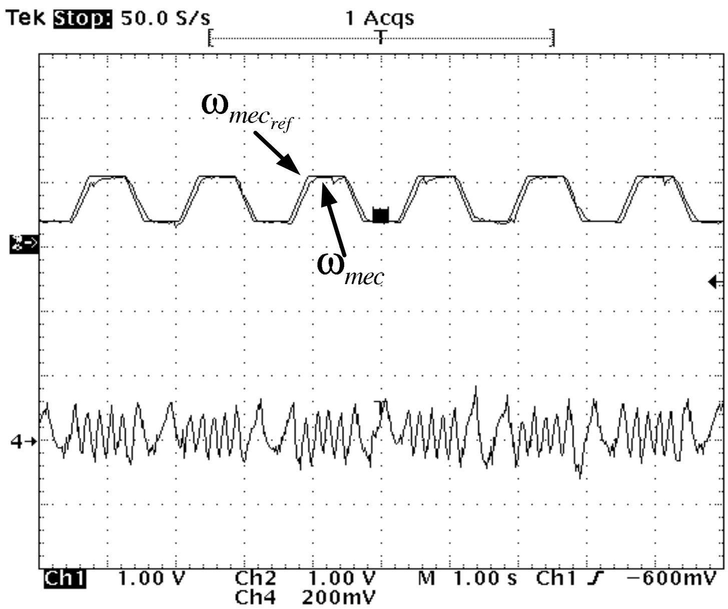

Figura 4.44: Perfil trapezoidal em baixa velocidade (150 rpm/div) e corrente da fase a (10 A/div).

Observa-se que a referência de velocidade foi atendida satisfatoriamente e o pequeno erro apresentado na Figura 4.43 é de aproximadamente 3.5%.

No teste de reversão em rampa aplicou-se perfis os quais a variação da velocidade de 62.83 rad/s (600 rpm) à -62.83 rad/s(-600 rpm) ocorre em 2.4s . O resultado é apresentado na Figura 4.45 e pode ser observado que a referência de velocidade é atendida satisfatoriamente.

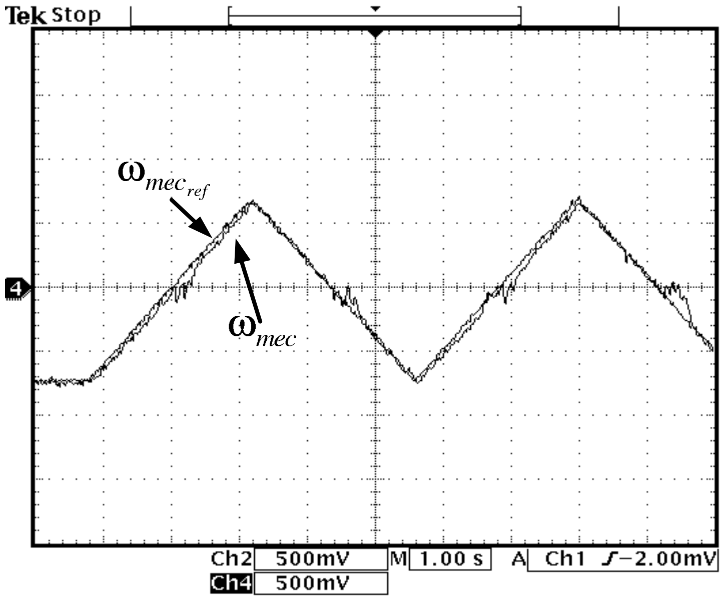

Figura 4.45: Reversão em rampa (500 rpm/div).

As Figuras 4.46 e 4.47 apresentam os testes de reversão em rampa e aplicou-se perfis os quais a variação da velocidade é de 23.56 rad/s (225 rpm) à -23.56 rad/s(-225 rpm) e de 13 rad/s (125 rpm) à -13 rad/s(-125 rpm) ocorrendo em 1.2s.

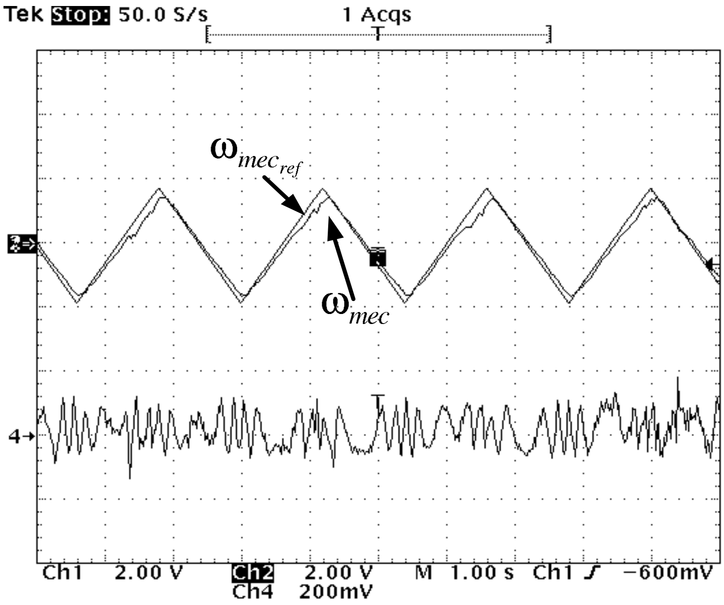

Figura 4.46: Reversão em rampa (281.25 rpm/div) e corrente da fase a (10 A/div).

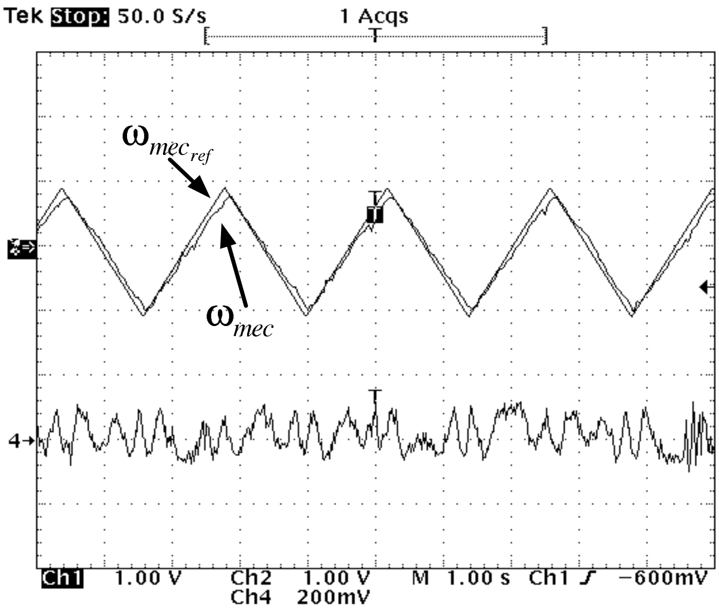

Figura 4.47: Reversão em rampa (125 rpm/div) e corrente da fase a (6 A/div).

É observado que a referência de velocidade é atendida.

No teste de onda quadrada de de referência aplicou-se a variação da velocidade de 6.28 rad/s (60 rpm) a -6.28 rad/s(-60 rpm). O resultado é apresentado na Figura 4.48 e é observado que a referência de velocidade é atendida com tempo de acomodação de aproximadamente 150 ms para o pior caso.

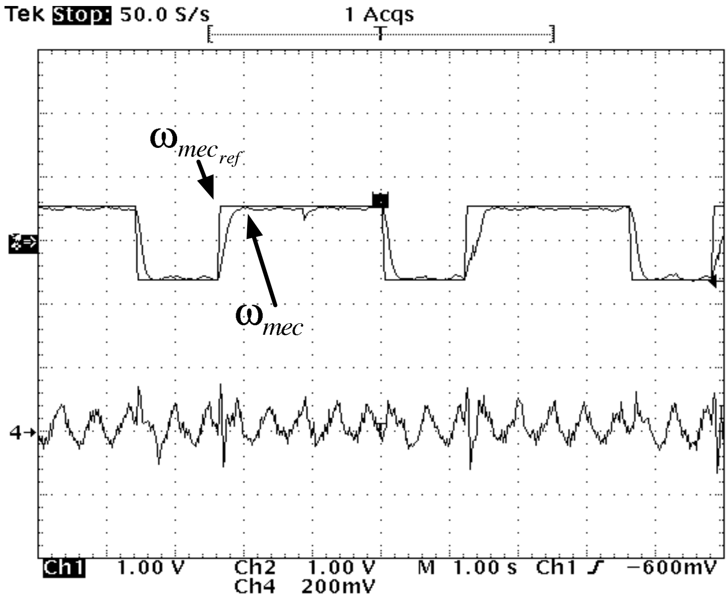

Figura 4.48: Onda quadrada de velocidade (150 rpm/div) e corrente da fase a (10 A/div).

Para os testes com carga, em regime permanente, o enrolamento de campo do gerador CC é alimentado com sua tensão nominal (220 V) e a armadura é conectada à um banco resistivo. Dessa maneira é possível calcular o torque de carga a partir da potência dissipada no banco resistivo e da velocidade do motor.

As Figuras 4.49 e 4.50 apresentam os testes entrada degrau de carga realizados no MI em regime permanente com velocidades 700 rpm e 500 rpm respectivamente. O torque de carga é de 4,5 $N \cdot m$ em ambos os testes. Observa-se que o MI atende ao torque de carga solicitado com erro de regime aproximadamente 4.5% para a velocidade de 700 rpm e 10.5% para a velocidade de 500 rpm. A velocidade não tem erro de regime próximo ao nulo pois o controlador é projetado com o MI à vazio e nesse caso necessita-se alterar os valores dos ganhos de forma que a velocidade do MI com carga tenha um erro de regime menor que o alcançado com os ganhos projetados.

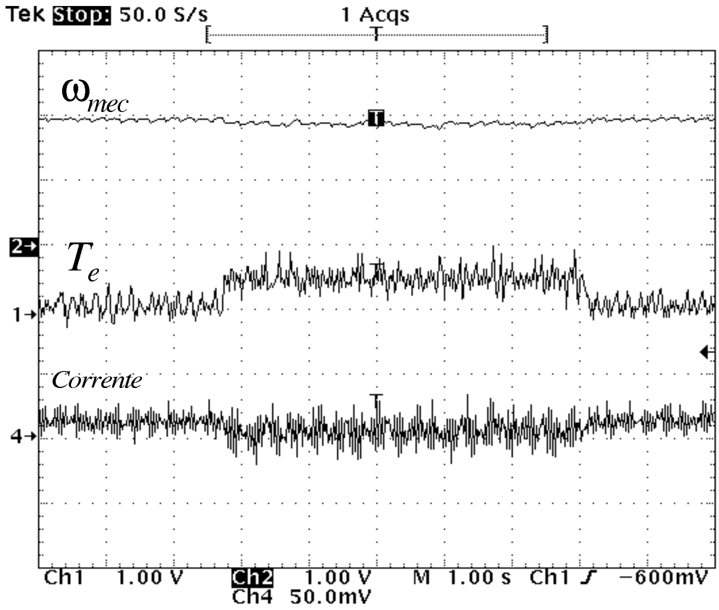

Figura 4.49: Teste entrada degrau de carga para velocidade de 700 rpm (350 rpm/div), torque (11.25 $N \cdot m$/div) e corrente da fase a (20 A/div) .

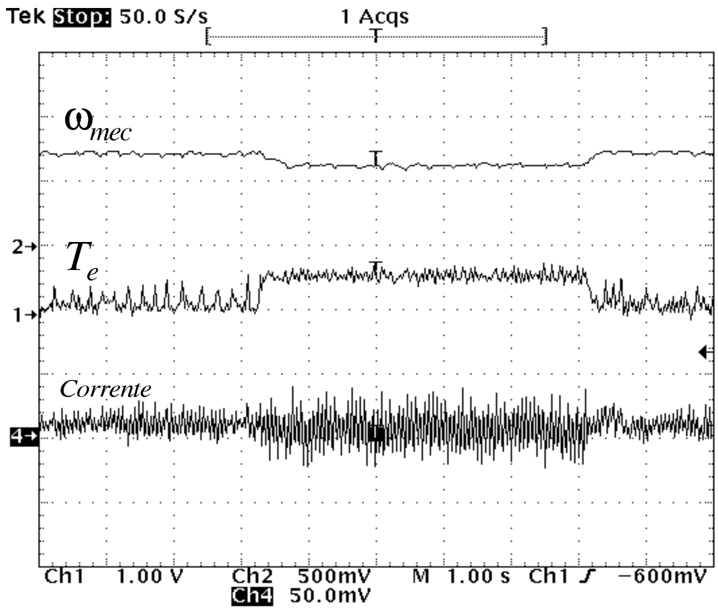

Figura 4.50: Teste entrada degrau de carga para velocidade de 500 rpm (400 rpm/div), torque (9 $N \cdot m$/div) e corrente da fase a (20 A/div)

4.4 CDT com o emprego do controlador complexo

A partir do esquema apresentado na seção 4.3 que emprega controladores de ação proporcional integral PI, para gerar a tensão de referência do eixo direto e em quadratura, e a partir do controlador complexo descrito no capítulo 3, é proposto uma estratégia de CDT para o MI. O esquema CDT proposto é apresentado na Figura 4.51.

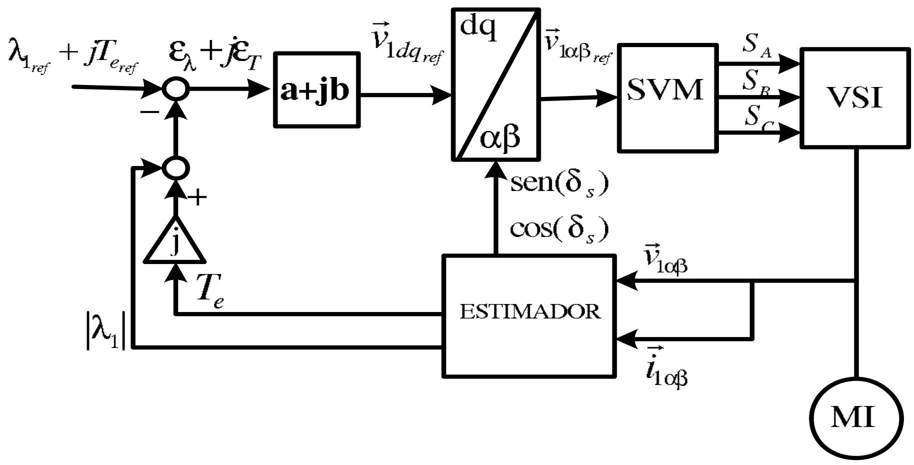

Figura 4.51: Esquema de CDT.

A proposta consiste em empregar o controlador de ganho complexo no lugar do controlador PI, conforme foi apresentado na seção 4.3.2. Dessa forma foi considerado que o fluxo do estator de referência $\lambda_{1_{ref}}$ e o torque de referência $T_{e_{ref}}$ fazem parte de um número complexo onde: o fluxo do estator $\lambda_{1_{ref}}$ é o componente real e o torque $T_{e_{ref}}$ é o componente imaginário. Da mesma maneira considera-se um número complexo composto pelo fluxo do estator λ_1 e pelo torque T_e estimados. Sendo assim, o sinal erro também é representado por um número complexo que é composto pelo sinal erro de fluxo ε_λ, sendo a componente real, e sinal erro de torque ε_T sendo a componente imaginária. Assim o sinal erro é representado por

$$\varepsilon = \varepsilon_\lambda + j\varepsilon_T \tag{4.43}$$

No esquema apresentado na Figura 4.51 nota-se que o controlador complexo gera o vetor tensão de refência de estador síncrono $\vec{v}_{1dq_{ref}}$ que é expresso por

$$\vec{v}_{1dq_{ref}} = (\varepsilon_\lambda + j\varepsilon_T)\,(a + jb) \tag{4.44}$$

o que significa

$$v_{1d_{ref}} = (\varepsilon_\lambda\, a - \varepsilon_T\, b) \tag{4.45}$$

$$v_{1q_{ref}} = (\varepsilon_\lambda \, b + \varepsilon_T \, a) \tag{4.46}$$

sendo que $a + jb$ são ganhos proporcionais do controlador complexo e ε_λ e ε_T são os sinais erro de fluxo e torque respectivamente.

A referência de tensão $\vec{v}_{1dq_{ref}}$, gerada pelo controlador complexo, é transformada para as coordenadas estacionárias $\alpha\beta$ com o emprego do ângulo espacial do fluxo de estator δ_s. Dessa forma, obtem-se o vetor de tensão de estator que é a entrada do modulador por vetores espaciais.

4.4.1 ***Bloco de Estimação***

O Bloco de estimação calcula o módulo do fluxo de estator $\lambda_1 = |\lambda_1|$ e o torque T_e do MI. Nesta estratégia de torque empregou-se o bloco de estimação do CDT que emprega controladores do tipo PI apresentado na seção 4.3.1.

4.4.2 ***Projeto do ganho complexo***

Para o projeto do ganho complexo utilizou-se o mesmo procedimento apresentado na seção 4.3.2, ou seja, o emprego do diagrama de Bode e da função $H_1(s)$ apresentado na expressão (4.39) mas no lugar o controlador PI é empregado o ganho complexo $(a + jb)$. Dessa forma, como o objetivo é o controle do torque T_e e magnitude do fluxo de estator λ_1, utiliza-se o diagrama de blocos do sistema controlador-MI que está apresentado na Figura 4.52 para o projeto do controlador complexo.

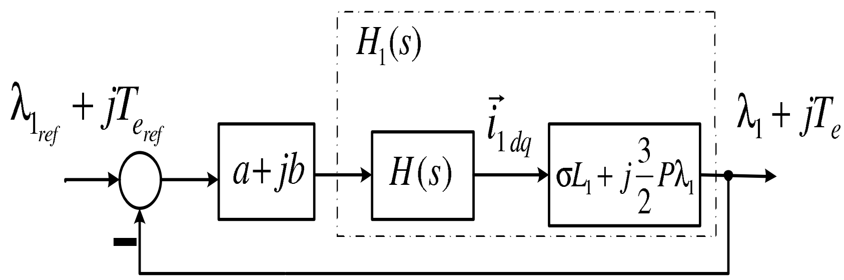

Figura 4.52: Sistema para projeto do controlador complexo.

A função de transferência em malha fechada para o diagrama de blocos apresentado na Figura 4.52 é expressa por

$$C_2(s) = \frac{\lambda_1 + jT_e}{\lambda_{1_{ref}} + jT_{e_{ref}}} = \frac{(a + jb)\, H_1(s)}{1 + (a + jb)\, H_1(s)} \tag{4.47}$$

$$C_2(s) = \frac{(a+jb)\left[\frac{(s+j\omega_1)}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \frac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right]\left(\sigma L_1 + j\frac{3}{2}P\lambda_1\right)}{(s+j\omega_1)\left(s + \frac{R_1}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_2}\right) + \frac{R_1 R_2}{\sigma L_1 L_2} - jP\omega_{mec}\frac{R_1}{\sigma L_1} + dd2} \tag{4.48}$$

sendo

$$dd2 = (a+jb)\left[\frac{(s+j\omega_1)}{\sigma L_1} + \frac{R_2}{\sigma L_1 L_2} - \frac{jP\omega_{mec}}{\sigma L_1}\right]\left(\sigma L_1 + j\frac{3}{2}P\lambda_1\right) \tag{4.49}$$

Assim, para o projeto do controlador escolheu-se a velocidade de $\omega_{mec} = 62.8\ rad/s$, que é a freqüência de $f = 20\ Hz$ e $\omega_1 = 2\pi f$. A partir dos valores descritos ajustou-se $a = 125$ e $b = -25$ necessários para que na freqüência de 20 Hz o ganho do sistema seja unitário, ou seja 0 dB. O Diagrama de Bode de $H_1(s)$ foi apresentado na seção 4.3.2 e o diagrama de Bode de $C_2(s)$ encontrado a partir da Equação (4.48) e é apresentado na Figura 4.53.

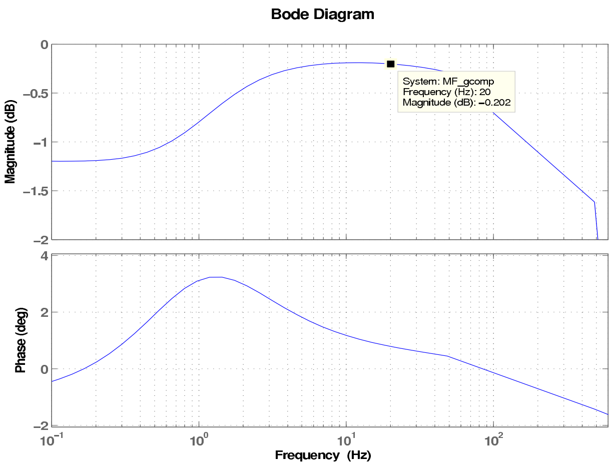

Figura 4.53: Diagrama de bode da função de transferência $C_2(s)$.

Observa-se que os ganho da função $C_2(s)$ na freqüência estabelecida para o projeto é aproximadamente $0dB$, dessa forma a condição de estabilidade para o diagrama de Bode é atendida.

4.4.3 **Resultados de Simulação**

Os resultados apresentados mostram o comportamento transitório e em regime paras as correntes, torque e velocidade do motor, para um momento de inércia igual a $J_m = 28\,J$, magnitude do fluxo de estator igual a $\lambda_{1_{ref}} = 0.778 Wb-espira$ e com ganho complexo igual a $k = 125 - j25$. O diagrama de blocos do sistema de acionamento esta mostrado na Figura 4.54.

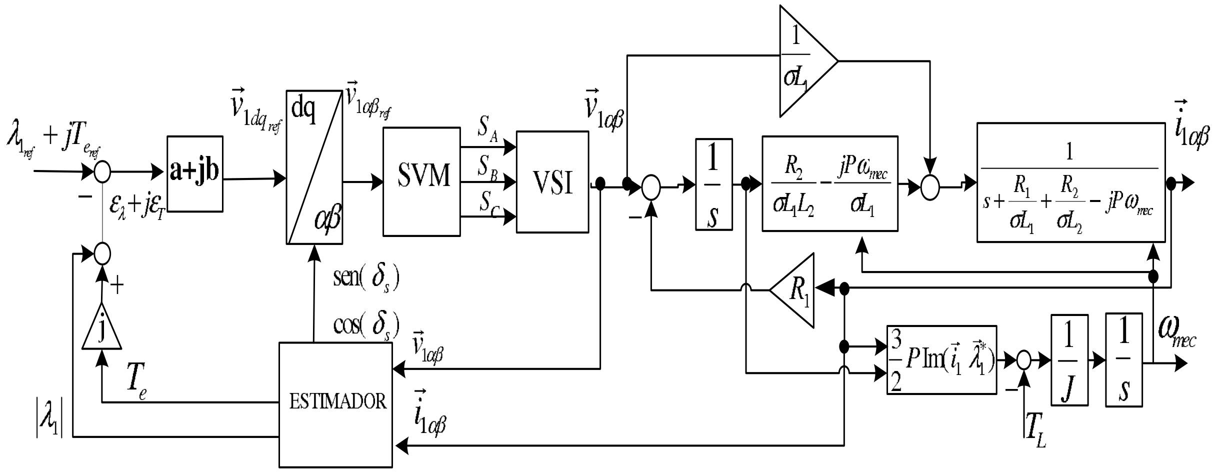

Figura 4.54: Diagrama de blocos para simulação.

Inicialmente realizou-se o teste degrau de referência de torque para o sistema apresentado na Figura 4.54 com o MI sem carga. O teste consiste em um onda quadrada de torque de referência de 12 $N \cdot m$ com periodo de 100ms. O resultado do teste é apresentado na Figura 4.55 e mostra que o controlador responde bem às exigências da referência.

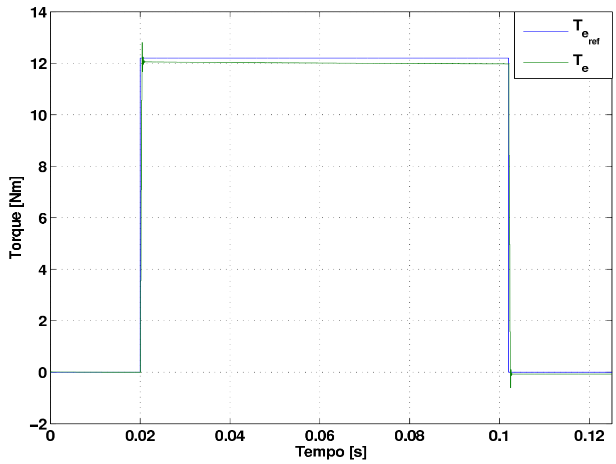

Figura 4.55: Teste degrau de referência de torque com motor à vazio.

Para o controle de velocidade do MI o sinal de referência de torque eletromagnético $T_{e_{ref}}$ é gerado através de um controlador do tipo PI que atua no erro entre a referência $\omega_{mec_{ref}}$ e a velocidade medida ω_{mec}.

Foram realizados os seguintes testes para os perfis de referência de velocidade: trapezoidal no qual a velocidade de regime é 70 rad/s (669 rpm) e -70 rad/s (-669 rpm), no primeiro, no segundo a velocidade de regime é de 13 rad/s (125 rpm) e -13 rad/s (-125 rpm) e onda quadrada no qual a referência varia entre 6.28 rad/s (60 rpm) e -6.28 rad/s (-60 rpm). Os resultados dos testes estão apresentados nas Figura 4.56, 4.57 ,4.58 e 4.59 para os respectivos perfis trapezoidais e nas Figuras 4.60 e 4.61 para a onda quadrada.

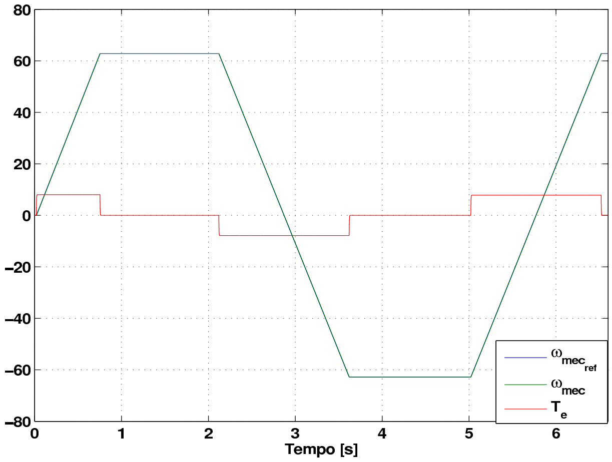

Figura 4.56: Perfil de velocidade trapezoidal com motor à vazio.

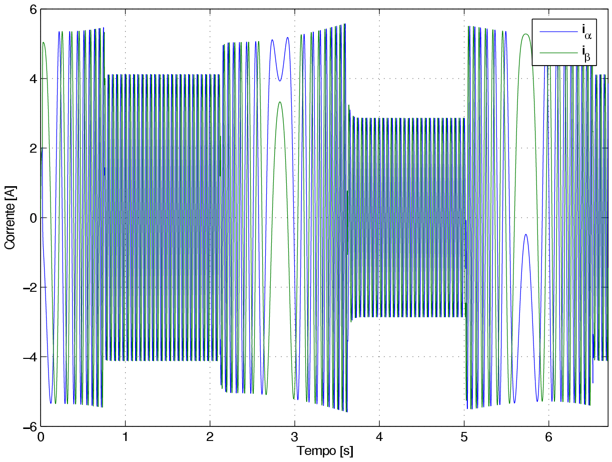

Figura 4.57: Correntes do estator do MI.

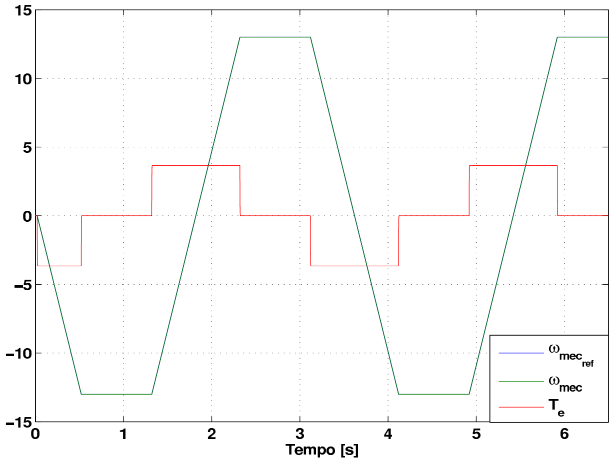

Figura 4.58: Perfil de velocidade trapezoidal com motor à vazio.

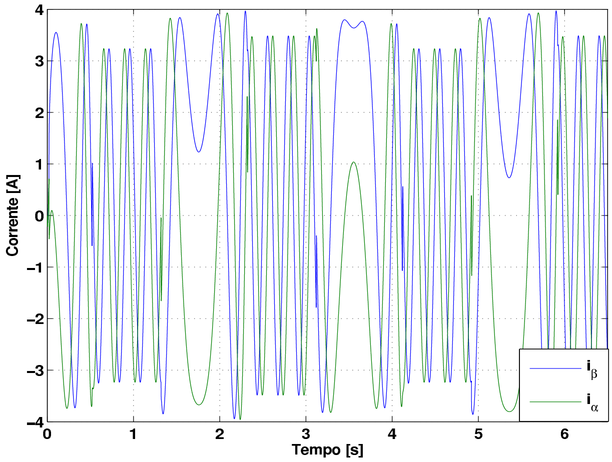

Figura 4.59: Correntes do estator do MI.

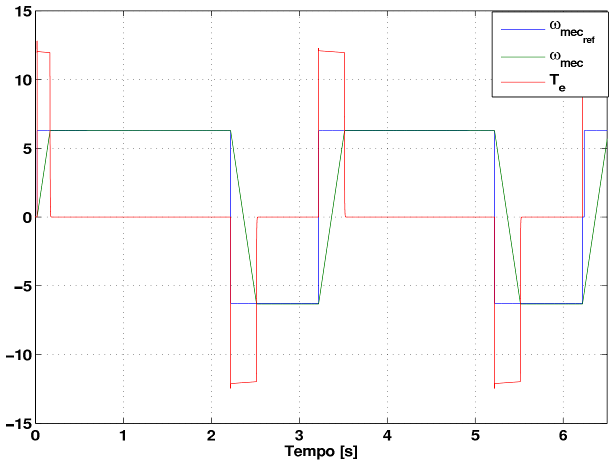

Figura 4.60: Perfil onda quadrada de velocidade.

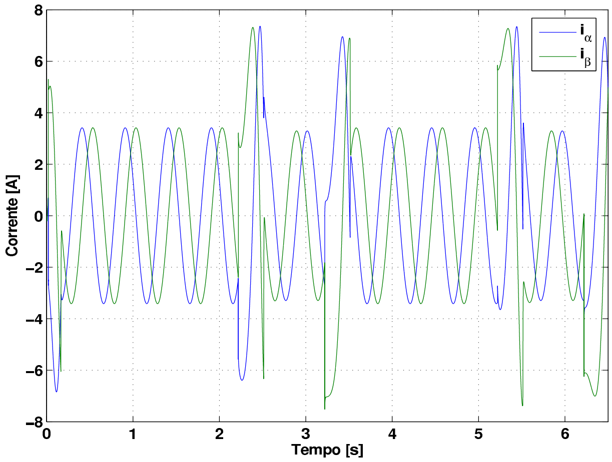

Figura 4.61: Correntes do estator.

Observa-se o bom desempenho do controlador que atende as exigências da referência e a inversão de fase das correntes quando a velocidade é invertida.

4.4.4 *Resultados Experimentais*

O acionamento CDT com o emprego do controlador complexo projetado foi testado experimentalmente com as mesmas característica de implementação do CDT com emprego de controladores do tipo PI apresentados na seção 4.3.4.

Para os testes foram realizados com o eixo do motor de indução acoplado ao eixo gerador CC mas sem alimentar-lo , dessa forma apenas o momento de inércia aumentou. Realizou-se os seguintes testes à vazio: degrau de torque, perfil de velocidade trapezoidal, reversão em rampa e onda quadrada em altas e baixas velocidades.

O teste degrau de torque consiste em um onda quadrada de torque de referência que varia entre 0 $N \cdot m$ a 12 $N \cdot m$ com periodo de aproximadamente de 100 ms. O resultado do teste é apresentado na Figura 4.62 e observa-se que o torque eletromagnético apresenta solicitações e em condição de regime permanente segue o torque de referência.

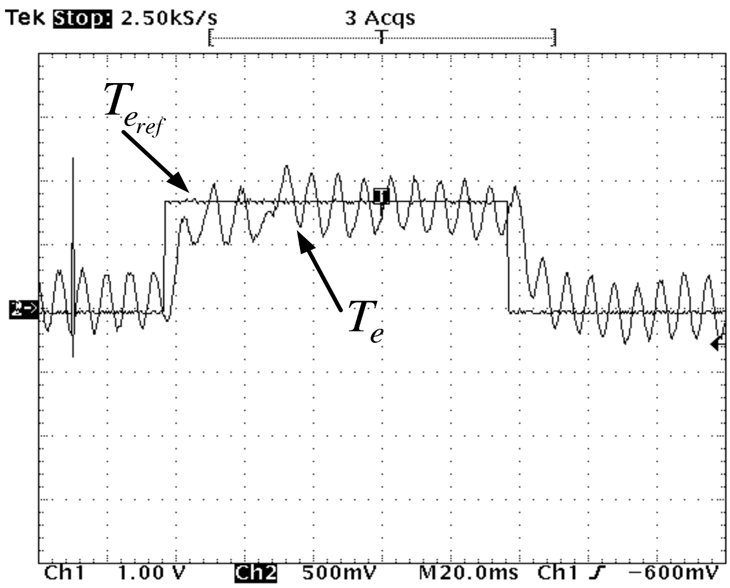

Figura 4.62: Teste degrau de torque (9 Nm/div).

No controle de velocidade do MI, o sinal de referência de torque eletromagnético $T_{e_{ref}}$ é gerado através de um controlador do tipo PI que atua no erro entre a referência $\omega_{mec_{ref}}$ e a velocidade medida ω_{mec}.

No teste de perfil trapezoidal de referência aplicou-se um perfil o qual a variação da velocidade de 62.83 rad/s (600 rpm) à -62.83 rad/s (-600 rpm) ocorre em 1.5s. O resultado está apresentado na Figura 4.63.

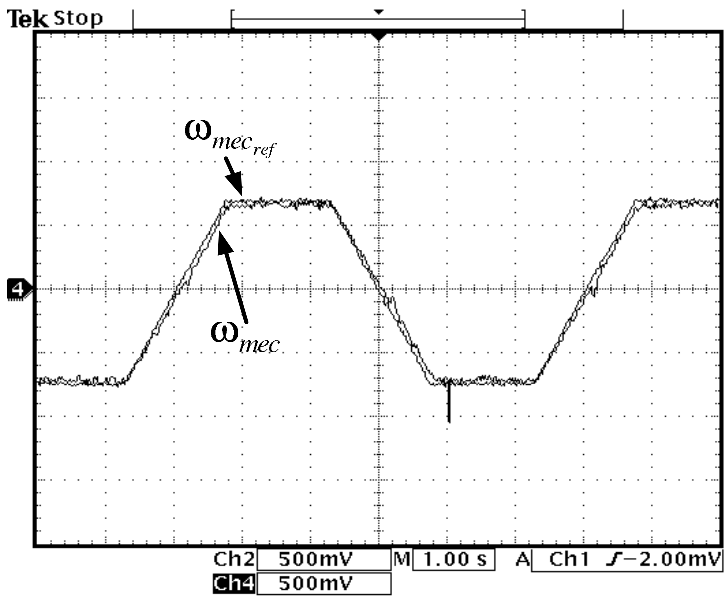

Figura 4.63: Perfil trapezoidal com reversão em 1.5 s (500 rpm/div).

É observado que a referência de velocidade foi atendida. Assim, observa-se o bom desempenho do controlador.

As Figuras 4.64 e 4.65 apresentam os testes de perfil trapezoidal de referência para baixas velocidades. Aplicou-se perfis os quais a variação da velocidade de 13 rad/s (125 rpm) à -13 rad/s(-125 rpm), 6.28 rad/s (60 rpm) à 18.85 rad/s (180 rpm) respectivamente.

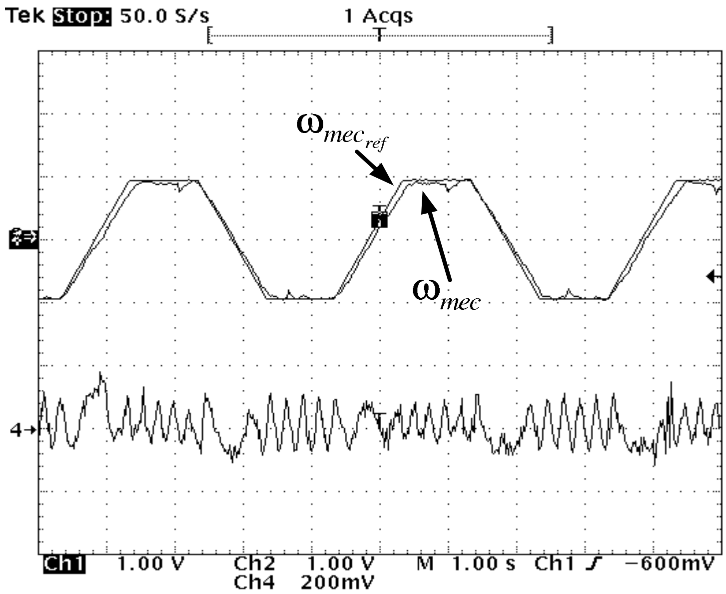

Figura 4.64: Perfil trapezoidal com reversão em baixa velocidade (125 rpm/div) e corrente da fase a (10 A/div).

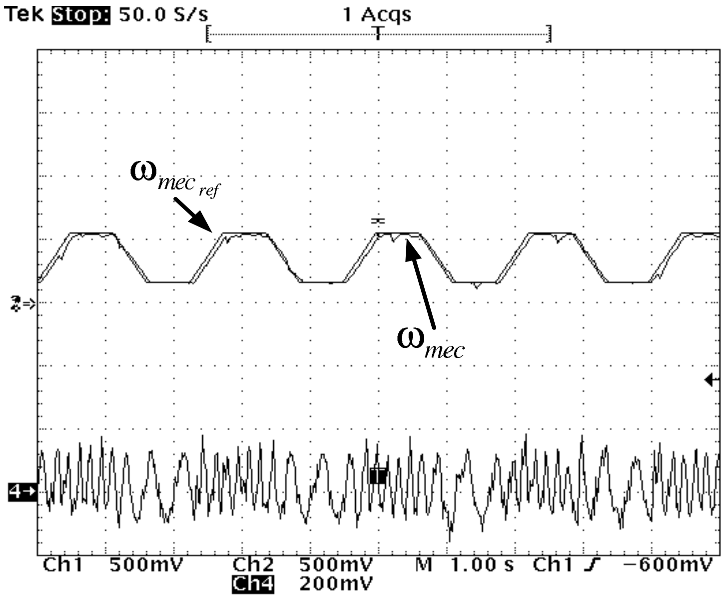

Figura 4.65: Perfil trapezoidal em baixa velocidade (150 rpm/div) e corrente da fase a (10 A/div).

Observa-se que a referência de velocidade foi atendida satisfatoriamente e o pequeno erro apresentado é devido ao processo de medição.

Nos testes de reversão em rampa aplicou-se perfis os quais a variação da velocidade é de 23.56 rad/s (225 rpm) à -23.56 rad/s(-225 rpm) e de 13 rad/s (125 rpm) à -13 rad/s(-125 rpm) ocorrendo em 1.2s. As Figuras 4.66 e 4.67 apresentam os resultados dos respectivos testes.

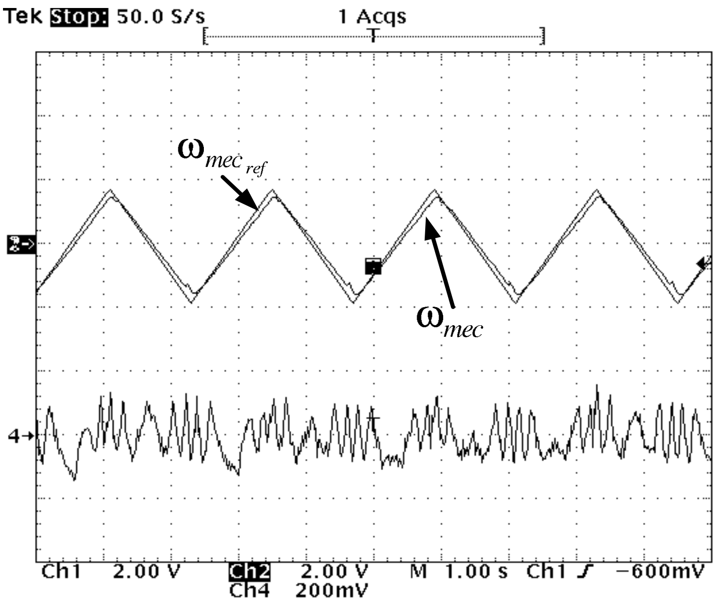

Figura 4.66: Reversão em rampa (281.25 rpm/div) e corrente da fase a (10 A/div).

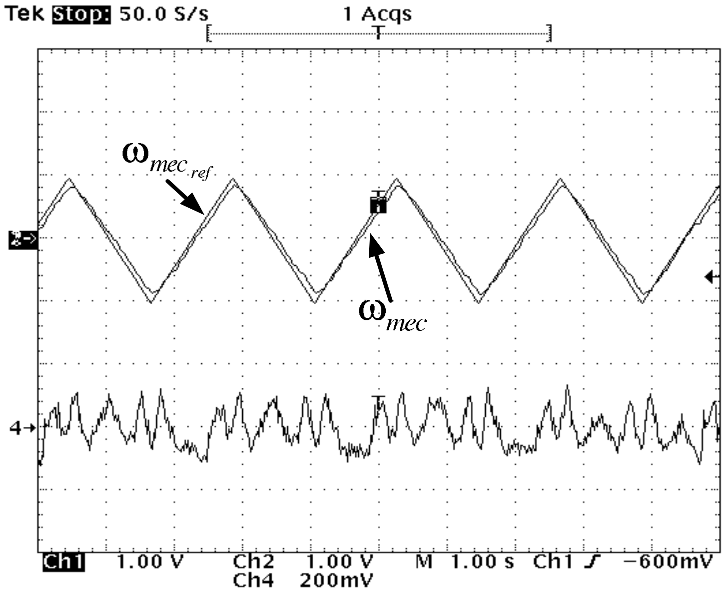

Figura 4.67: Reversão em rampa (125 rpm/div) e corrente da fase a (10 A/div).

É observado que a referência de velocidade é atendida.

No teste de onda quadrada de velocidade aplicou-se a variação de 6.28 rad/s (60 rpm) a -6.28 rad/s(-60 rpm). O resultado é apresentado na Figura 4.68 e observa-se que a referência de velocidade é atendida e o tempo de acomodação é de aproximadamente 175 ms

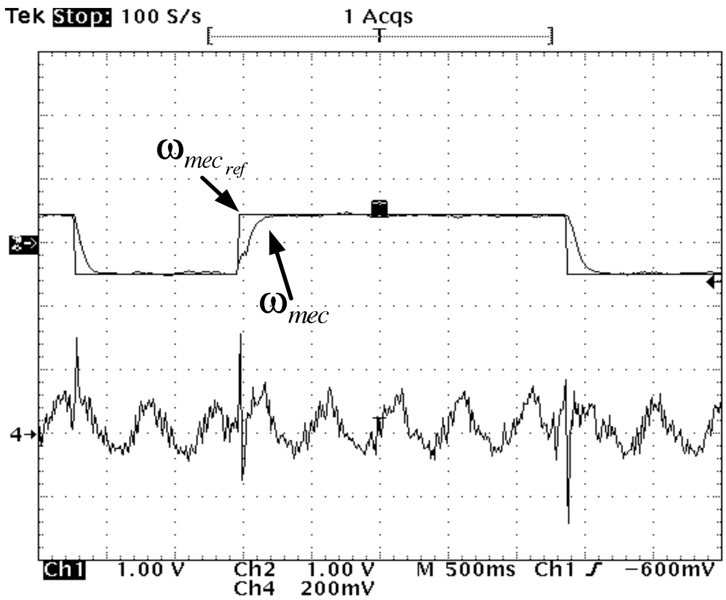

Figura 4.68: Onda quadrada de velocidade (150 rpm/div) e corrente da fase a (10 A/div).

Os testes com carga foram realizados com as mesmas características descritas na seção 4.3.4.

As Figuras 4.69 e 4.70 apresentam os testes degrau de carga realizados no MI em regime permanente com velocidades de 700 rpm e 500 rpm respectivamente. O torque de carga é de 4,5 Nm em ambos os testes. Observa-se que o MI atende ao torque de carga solicitado com erro de regime permanente de aproximadamente 7.5% para a velocidade de 700 rpm e de aproximadamente 8.5% para a velocidade de 500 rpm. A velocidade não tem erro de regime próximo ao nulo pois o controlador é projetado com o MI à vazio e nesse caso necessita-se alterar os valores dos ganhos de forma que a velocidade do MI com carga tenha um erro de regime menor que o alcançado com os ganhos projetados.

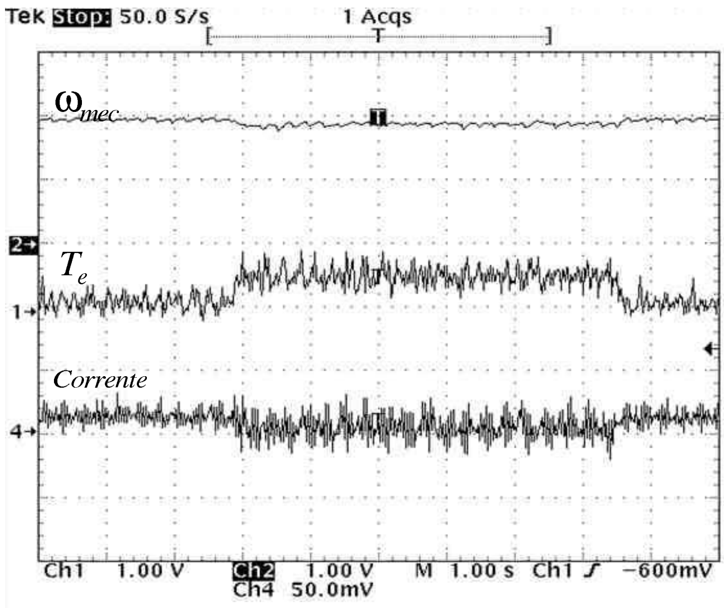

Figura 4.69: Teste degrau de carga para velocidade de 700 rpm (350 rpm/div), torque (11.25 Nm/div) e corrente da fase a (20 A/div) .

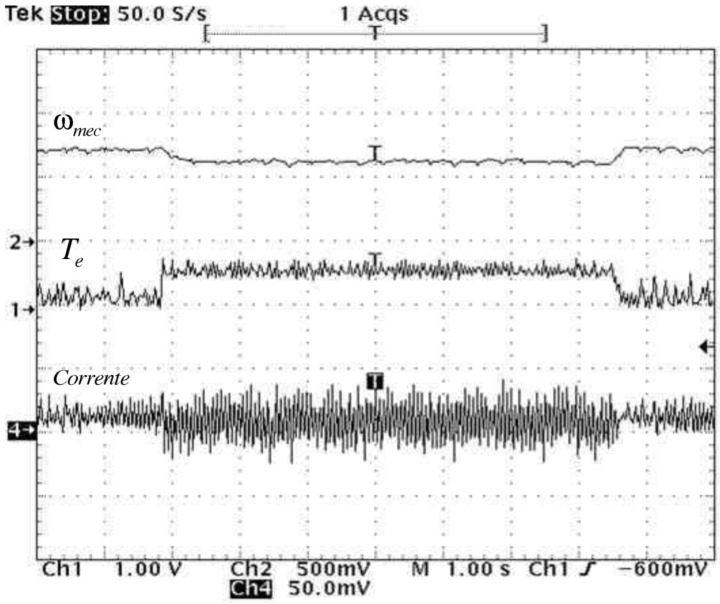

Figura 4.70: Teste degrau de carga para velocidade de 500 rpm (400 rpm/div), torque (9 Nm/div) e corrente da fase a (25 A/div)

Capítulo 5

Conclusões e Sugestões para Trabalhos Futuros

5.1 Conclusões

Nesse trabalho foi estudado teórico e experimentalmente, o modelo do MI com emprego da função de transferência complexa no projeto de controladores e alguns esquemas de acionamento com o emprego das técnicas de controle vetorial para o MI. Os esquemas apresentam boas respostas dinâmicas de corrente i_{1q} e de T_e. Os esquemas de controle vetorial estudados foram:

Controle de Corrente por Orientação de Fluxo

- controlador complexo com o método direto de orientação pelo fluxo de rotor
- controlador complexo com o método direto de orientação pelo fluxo de estator

e Controle Direto de Torque

- Buja
- Stojic
- controladores PI
- controlador complexo.

A modulação por vetores espaciais simétrica foi empregada por possibilitar freqüência de chaveamente fixa, uma maior utilização do link DC em comparação com a modulação PWM senoidal e também menor conteúdo harmônico.

O emprego da função de transferência complexa no modelo do MI possibilitou, além de um diagrama mais compacto, encontrar a função de transferência em malha fechada do MI e do sistema controlador-MI. Conseqüentemente, tornou-se possível a proposta e o projeto do controlador complexo, assim como o projeto dos controladores PI, aplicado ao diagrama de Bode. Com relação ao controlador complexo, observa-se estabilidade para freqüências diferentes da projetada. Dessa forma, os mesmo ganhos são empregados em diferentes velocidades síncronas de operação do MI. O projeto incorreto dos ganhos do controlador complexo implica no aumento do acoplamento entre as variáveis controladas.

O Método Direto de Orientação pelo fluxo do estator, com o controlador complexo apresentaram bons resultados para velocidades de até 60 rpm e o desacoplamento das correntes de eixo direto e eixo em quadratura, em regime permanente, apesar do controlador utilizar os erros das correntes conjuntamente nos cálculos do vetor tensão de referências.

Os esquemas de CDT Buja e Stojic apresentam duas maneiras diferentes para o controle do torque. No que diz respeito ao CDT Buja, por ser um controlador "deadbeat" não existe a necessidade de projetar ganhos para o controlador mas necessita-se de procedimentos para a estimação da velocidade síncrona ω_1 devido ao elevado "ripple". Com relação ao CDT Stojic existe a necessidade do projeto dos ganhos do controlador, e a depender das variações nos níveis DC's dos sensores de tensão e corrente o cálculo da velocidade síncrona ω_1 pode ser prejudicado. Os CDT's Buja e Stojic apresentam bom potencial no controle de baixas velocidades com o emprego das equações do MI para a estimação do fluxo do estator.

O esquema CDT com controladores PI, assim como o CDT com o controlador complexo, apresentou bons resultados em velocidades de até 60 rpm e possibilitou o desacoplamento da variáveis controladas, em regime permanente, apesar do controlador utilizar o erro de fluxo e erro de torque conjuntamente nos cálculos da referência de tensão.

A partir dos resultados obtidos nos esquemas de controle vetorial estudados observa-se o bom desempenho na estimação do fluxo de estator com o emprego das equações do MI para velocidades menores que 300 rpm. Alguns erros de velocidade existentes nos testes com carga e de trasitório de velocidade ocorrem pois o projeto dos controladores é feito considerando-se o MI em regime permanente e à vazio. Resultados em velocidades menores que 60 rpm não foram apresentados pois seu o processo de medição, que é realizado por contagem de pulsos, apresentou erro de regime elevado.

5.2 Sugestões para Trabalhos Futuros

Com relação à função de transferênica complexa, é necessário o estudo de controladores para esquemas CDT que diminuam o acoplamento ou que possibilite o desacoplamento em trasitorio entre as variáveis controladas. Devido ao fato do projeto ser realizado com o MI em regime permanente e com o diagrama de Bode,ou seja, erro de regime nulo e desconsiderando-se o tempo de acomodação, observou-se em alguns momentos de operação que o MI não tem o mesmo tempo de acomodação para entrar em regime, dessa maneira, torna-se necessário métodos de projeto para os ganhos que levem em consideração o tempo de acomodação.

Para os esquemas de controle vetorial implementados é necessário realizar estudos para velocidades menores que 60 rpm ou controle de posição, a partir da estimação da velocidade com o emprego de observadores ou outra técnica de medição da velocidade, como por exemplo, a mediação da largura entre os pulsos.

Para os acionamentos CDT Buja e Stojic pode-se constatar seu potencial para o controle em baixas velocidades do MI através de resultados de simulação e deve ser verificado experimentalmente com o emprego da estimação do fluxo a partir das equações do MI.

Apêndice A

Dados da Máquina Utilizada

Dados do motor de indução:

- Fabricante: WEG, Potência: 3 cv, 4 pólos, 60 Hz, 220/380 V;
- I_N = 8,34/4,83 A; N_N = 1730 rpm; J=0,0067 kg.m^2;
- R_S = 2,229 Ω; R_r=1,66 Ω; $R_m N$=955 Ω;
- L_r = 0,249716 H, L_S = 0,244397 H, L_m = 0,238485 H.

Dados do gerador de corrente contínua:

- Fabricante: Equacional Elétrica e Mecânica LTDA, Potência:3 kW;
- Armadura: 220 V, 16 A;
- Campo: 220 V, 0,93 A;
- N_N = 1850 rpm.

Apêndice B

Descrição do Sistema Implementado

B.1 Introdução

Os sistemas de acionamentos elétricos inicialmente eram implementados com a utilização de técnicas que empregavam a teoria da eletrônica analógica. Dessa forma, os controladores eram construídos com a utilização de resistores, amplificadores operacionas, indutores e capacitores. Com o avanço das técnicas de processamento digital de sinais, tornou-se possível a implementação das estratégias de controle digitalmente. Os processadores digitais de sinais, diferentemente dos controladores analógicos, são mais robustos e mais flexíveis no seu uso, pois para a implementação de uma nova estratégia basta serem reprogramados.

Para o sistema de acionamento implementado, empregou-se um Processador Digital de Sinais (DSP), dando ao sistema de acionamento elétrico:

Flexibilidade operacional O controlador é representado por um algoritmo e, portanto, reconfigurações e modificações são feitas, apenas alterando-se algumas linhas de código, sem alteração do *hardware*;

Alta velocidade de cálculo Para o DSP utilizado, temos a capacidade de processamento em 32 *bits* e freqüência de *clock* de 150 MHz;

Integração do controle dentro de um único CHIP Os processadores digitais específicos para o acionamento elétrico reunem periféricos com funções apropriadas para a geração de pulsos de comando do conversor eletrônico de potência (controle e modulação), circuitos específicos de medição de velocidade, funções matemáticas, entre outros, resultando num custo otimizado devido a redução de componentes.

O sistema de acionamento elétrico utilizando DSP é tipicamente constituído de:

Motor Responsável pela conversão de energia elétrica em mecânica. O motor de indução é o mais utilizado pelo baixo custo e pela robustez;

DSP Adquire e processa os dados aquisicionados: tensões, correntes e velocidade, estima variáveis elétricas e mecânicas, implementa e processa os algoritmos de controle em tempo real, gera os pulsos de controle das chaves que compõem os conversores de potência, surpervisiona o sistema, entre outras;

Inversores eletrônicos de potência Alimentados por uma fonte elétrica, fornecem energia elétrica, de forma controlada, aos motores e são constituídos por dispositivos de chaveamento a estado sólido controlados: GTO, IGBT, entre outros;

Sensores Disponibilizam ao sistema de controle as variáveis elétricas e mecânicas envolvidas: velocidade, aceleração, posição, torque, força, corrente e tensão elétrica;

Conversores A/D e D/A Para serem utilizados no controle digital, os sinais analógicos precisam ser amostrados e convertidos para a forma digital, por um conversor analógico digital (A/D). Após serem processados pelo DSP, os sinais digitais precisam ser convertidos para a forma analógica, pelo conversor digital analógico (D/A).

As entradas do controlador são: tensão, corrente, velocidade e posição angular, que são medidos pelos sensores e, após passarem pela interface, ingressam no DSP. A partir dos valores medidos, o controle é realizado via *software* no DSP, para que sejam gerados sinais de controle que, após passarem pelo D/A, atuam nas chaves do conversor eletrônico de potência que entregará a devida tensão ou corrente ao motor.

As cargas mecânicas acionadas podem ser: compressores, bombas, ventiladores, tornos, direção motorizada, esteiras, elevadores, entre outras.

Este capítulo tem como objetivo descrever o sistema de acionamento implementado, cujo objetivo é o controle direto do torque.

Na seção B.2, é feita uma descrição do sistema implementado; em seguida, é apresentado o algoritmo empregado no controle digital; e finalmente, são apresentadas as estratégias e métodos utilizados na implementação.

B.2 Sistema Implementado

A parte de potência do sistema de acionamento elétrico implementado consiste de um retificador trifásico, não controlado ligado à rede, um inversor PWM industrial, composto por seis chaves do tipo IGBTs e, os respectivos *drivers* de controle. O inversor é ligado ao motor de indução rotor em gaiola e, este é conectado a um gerador de corrente contínua utilizado como carga. Os dados do motor de indução e do gerador de corrente contínua estão apresentados no Apêndice A.

Utilizou-se como controlador digital o DSP TMS320F2812 da Texas Instruments, juntamente com o *software* de desenvolvimento *Code Composer Studio*.

As características do DSP utilizado, entre outras (Tex, 2001) são:

- Processamento em 32 *bits*;
- Freqüência de *clock* de 150MHz;
- um bloco de expansão de interrupção de periféricos (PIE) que suporta 45 interrupções de periféricos;
- três interrupções externas;
- quatro *timers* de propósito geral;
- três *timers* do CPU de 32 *bits*;
- dois gerenciadores de evento (EVA e EVB) responsáveis pela geração dos pulsos PWM;
- funções matemáticas do tipo: seno, cosseno, arcotangente, módulo, entre outras;
- dois interfaces com capacidade para captura de pulsos provenientes do gerador de pulsos rotativo *encoder* (QEP);
- um conversor A/D de 12 *bits* de 16 canais;
- 56 pinos de entradas/saídas de propósito geral, individualmente programados e multiplexados.
- 12 canais independentes de *Pulse Width Modulation* (PWM);

Para a interface entre o DSP e a parte de potência, isto é, pulsos vindos do *encoder*, pulsos PWM e sinais de correntes e tensões, foi necessário a construção de circuitos de interfaceamento, projetados e construídos em laboratório.

Para a aquisição das curvas da velocidade, da corrente e torque utilizou-se um osciloscópio digital Tektronix de quatro canais, com taxa de amostragem de 2GS/s.

O diagrama esquemático do sistema implementado subdividido em hardware: que inclui a parte de potência e os circuitos de interfaceamento, *software*: que representa o sistema programado no DSP, está representado na Figura B.1.

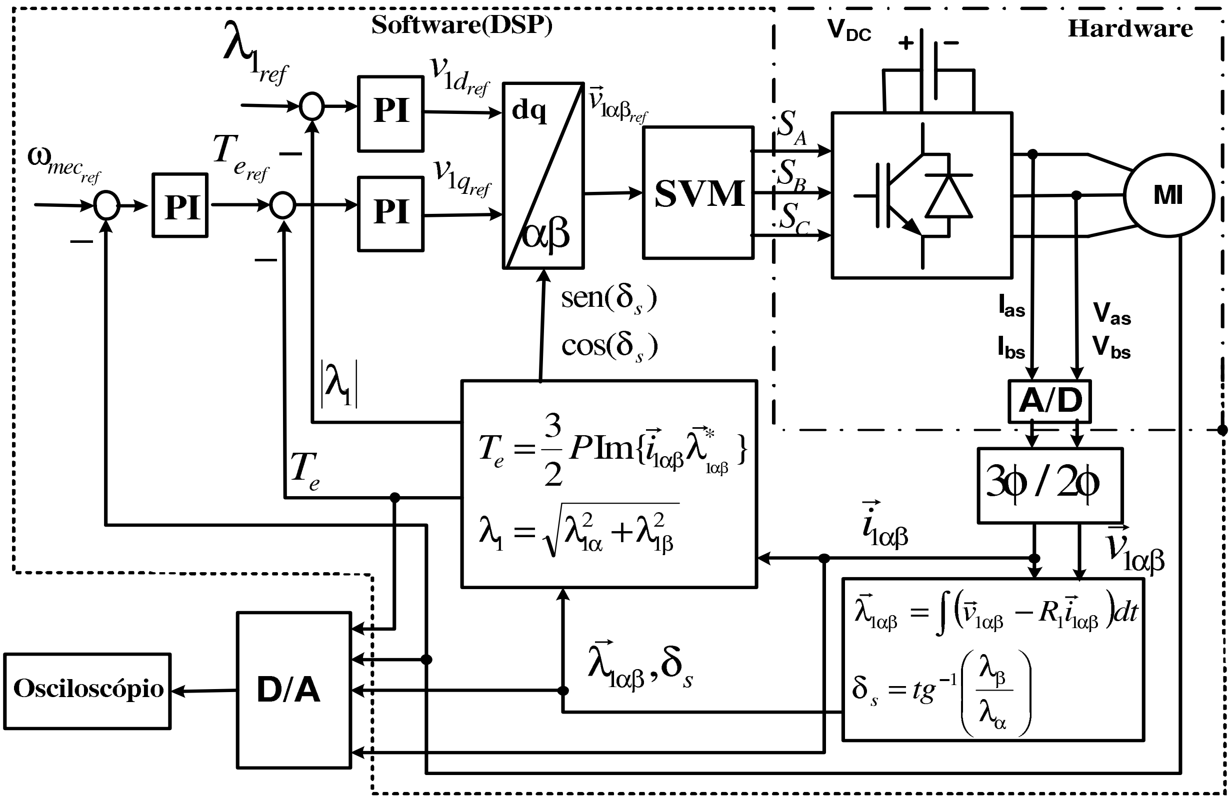

Figura B.1: Diagrama esquemático do sistema implementado.

A foto da bancada utilizada é mostrada na Figura B.2.

Figura B.2: Foto da bancada utilizada .

A próxima seção apresenta a caracterização do sistema implementado.

B.2.1 ***Caracterização do Sistema Implementado***

Para a execução de todas as instruções de controle utilizou-se uma única fonte de interrupção chamada de interrupção via gerenciador de eventos, que é comandada por um dos *timers* de propósito geral do DSP. O tempo decorrido entre uma interrupção e outra é chamado de período de amostragem (T_s), cujo valor é $4 \times 10^{-4} s$.

A rotina da interrupção contém as instruções para o calcular o vetor tensão necessário para que as referências de torque $T_{e_{ref}}$ e fluxo magnético $\lambda_{1_{ref}}$, ou ω_{mec} e fluxo magnético $\lambda_{1_{ref}}$, sejam atendidas através de um vetor tensão de referência no referencial síncrono dq transformado para o referencial $\alpha\beta$, a partir da posição espacial do fluxo do estator δ_s, em cada intervalo de amostragem a partir da aquisição dos sinais de corrente, tensão e velocidade. A freqüência de chaveamento é de 2.5 kHz. O fluxograma das instruções na rotina de interrupção para a malha de torque e fluxo é apresentada na Figua B.3.

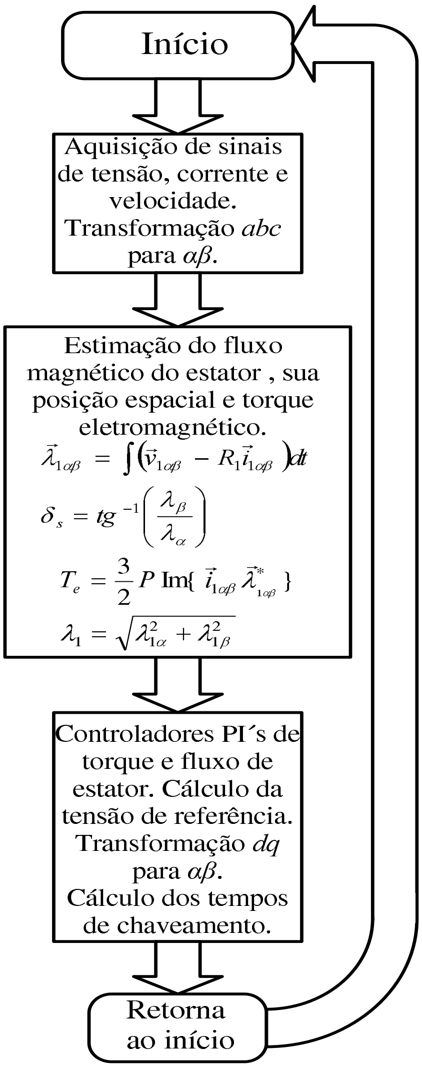

Figura B.3: Fluxograma da rotina de interrupção do time 1 do DSP.

Para o controle da velocidade é necessário a inclusão da malha da velocidade, e a partir do erro entre a velocidade de referência $\omega_{mec_{ref}}$ e a velocidade medida ω_{mec} gera-se a referência de torque $T_{e_{ref}}$. O fluxograma das instruções na rotina de interrupção é apresentada na Figua B.4.

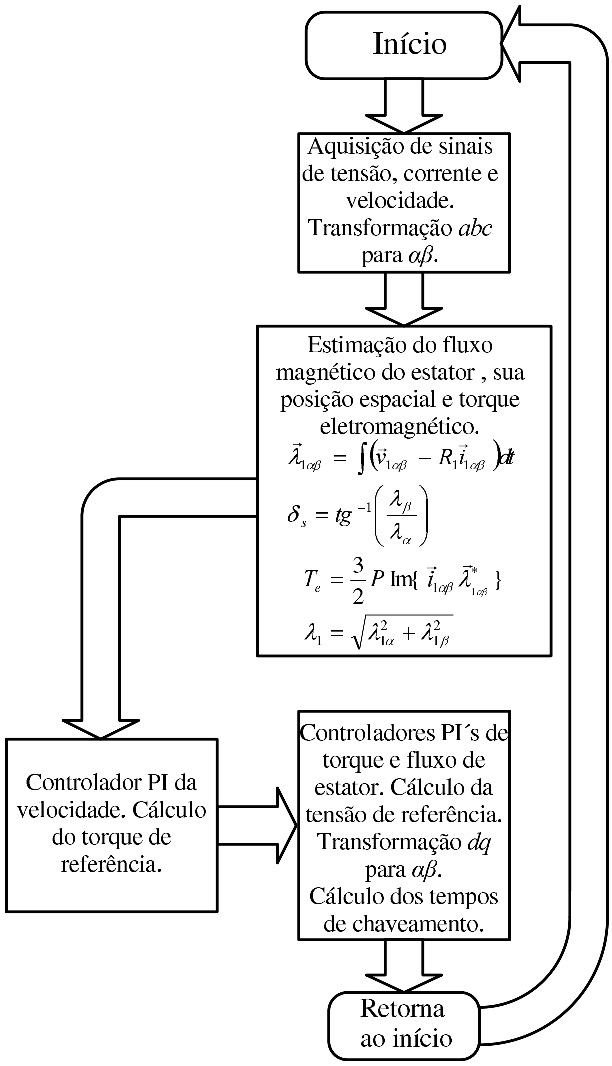

Figura B.4: Fluxograma da rotina de interrupção do time 1 do DSP com malha de velocidade.

Na próxima seção é apresentado as estratégias e métodos utilizados para medição de velocidade, correntes e tensões.

B.3 Estratégias e métodos utilizados para medição de velocidade, correntes e tensões

Como foi comentado na seção B.2 as placas de condicionamento que possibilitaram a aquisição dos sinais de velocidade, tensão e corrente foram projetadas e confeccionadas em laboratório.

Nas próximas seções são apresentados os circuitos e as técnicas utilizadas para a medição de velocidade, correntes e tensões.

B.3.1 ***Medição de Velocidade***

Para a medição da velocidade do rotor do MI é utilizado um gerador rotativo incremental de pulsos (*encoder*) que é colocado no seu eixo. A saída do *encoder* gera um trem de pulsos de amplitude na faixa de 0V a 5V, com freqüência proporcional à velocidade. O *encoder* é caracterizado por uma constante que fornece o total de pulsos emitidos por revolução(ppr), dessa forma, a qualidade do dispositivo está relacionada ao seu ppr. A resolução do *encoder* é de 1500 ppr para cada sinal do encoder A e B. Para aumentar sua precisão aumenta-se a resolução do *encoder* através da utilização de uma porta lógica *ouexclusivo* (xor) para os dois sinais do encoder. Assim, o encoder passará a ter uma resolução de 6000ppr. O método empregado neste experimento é baseado na contagem de pulsos emitidos pelo *encoder* em um período de tempo fixo (período de amostragem) e sua divisão pela constante de tempo do encoder expresso por

$$v(k) = \frac{x(k) - x(k-1)}{T_s} \tag{B.1}$$

e

$$x(k) = \frac{\text{número de pulsos}}{\text{ppr do “encoder”}} \tag{B.2}$$

sendo que $v(k)$ é a velocidade no instante de tempo k, x é a posição do rotor dada pelo número de pulsos e T_s é o periodo de amostragem.

Como exemplo, considere que foram contados 30 pulsos em T_s. Assim:

$$x(k) = \frac{30}{6000} = 0.005$$

$$v(k) = \frac{0.005}{4 \times 10^{-4}} = 12.5rps = 750rpm$$

Um aspecto importante a ser ressaltado é a precisão obtida com este tipo de implementação. A precisão deste método é limitada pela resolução do *encoder* e por T_s como foi verificado na equação B.1, seguindo o mesmo raciocínio do exemplo acima, um erro na medição de ± 1 pulso, equivale a um erro de velocidade de $\pm 25rpm$.

B.3.1.1 Circuito de interface para o encoder

Para a implementação da malha de velocidade do algoritmo de controle, realizou-se a medição da velocidade do eixo da máquina. Para isso, utilizou-se um *encoder* que gera pulsos em quadratura (A e B), de amplitude variando de 0 a 5 V e, as entradas digitais do DSP possuem amplitude de 0 a 3,3 V. Assim, foi construído um circuito de interface que abaixasse estes sinais para os níveis exigidos, mantivesse as larguras de pulso, além de promover isolamento óptico entre a parte elétrica ligada ao *encoder* e a parte elétrica ligada ao DSP, diminuindo os ruídos eletromagnéticos introduzidos ao sistema. Este circuito está representado na Figura B.5.

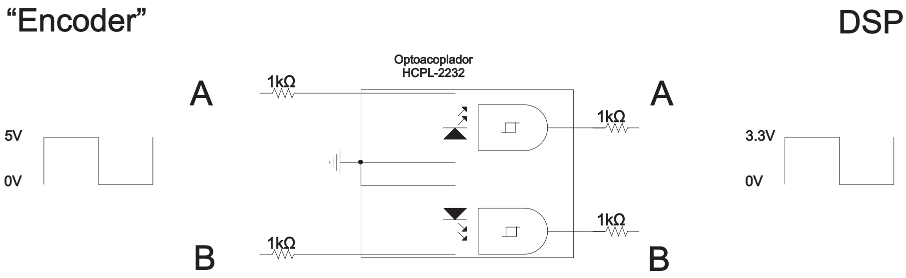

Figura B.5: Circuito de interface para o sinal do "encoder".

B.3.2 ***Descrição dos procedimentos utilizados para aquisição dos sinais de correntes***

Para a medição das correntes do MI são utilizados sensores de efeito Hall em duas fases i_{as} e i_{bs}. Esses sinais são aquisicionados pelo DSP e transformados para o sistema $\alpha\beta$ via *software*. As equações que governam esta transformação são encontradas a partir da expressão para o vetor espacial dada por

$$\vec{i}_1 = \frac{2}{3}\left[i_{as}e^{j0} + i_{bs}e^{j2\pi/3} + i_{cs}e^{j4\pi/3}\right] \tag{B.3}$$

logo

$$\vec{i}_1 = \frac{2}{3}\left[i_{as} - \frac{1}{2}i_{bs} + j\frac{\sqrt{3}}{2}i_{bs} - \frac{1}{2}i_{cs} - j\frac{\sqrt{3}}{2}i_{cs}\right]. \tag{B.4}$$

Como no sistema a três fios a soma das correntes é igual a zero, $i_{as} + i_{bs} + i_{cs} = 0$, permite-se expressar a Equação (B.4) em função de i_{as} e i_{bs} da seguinte maneira

$$\vec{i}_1 = \frac{2}{3}\left[\frac{3}{2}i_{as} + j\frac{\sqrt{3}}{2}(i_{bs} + i_{as})\right] = i_{as} + j\frac{1}{\sqrt{3}}(i_{bs} + i_{as}). \tag{B.5}$$

As projeções do vetor $\vec{i}_1$ nos eixos real (α) e imaginário (β) representam a transformação do sistema trifásico (abc) para o sistema estacionário bifásico ($\alpha\beta$) e são expressas por

$$i_\alpha = i_{as}$$

e

$$i_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}(i_{bs} + i_{as}).$$

Os sinais de corrente aquisicionados e transformados para $(\alpha\beta)$ são apresentados na Figura B.6.

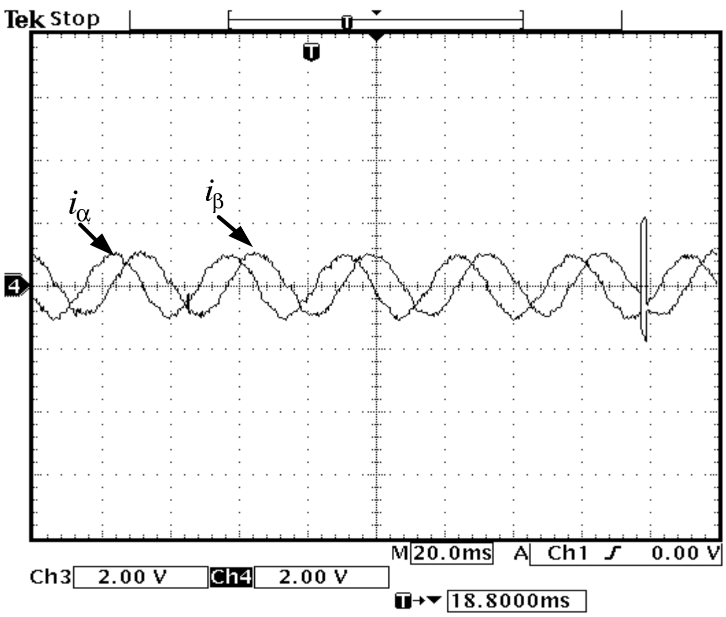

Figura B.6: Sinais de corrente transformados para o referencial $(\alpha\beta)$ (5 A/div).

Na próxima seção apresenta os procedimentos para a aquisição dos sinais de tensões.

B.3.3 ***Descrição dos procedimentos utilizados para aquisição dos sinais de tensões***

Para a medição das tensões do MI são utilizados sensores de efeito Hall em nas tensões de linha v_{ab} e v_{bc}. Esses sinais são aquisicionados pelo DSP e transformados para o sistema $\alpha\beta$ via $software$. As equações que governam esta transformação são encontradas a partir da expressão para o vetor espacial dada por

$$\vec{v}_1 = \frac{2}{3}\left[v_{as}e^{j0} + v_{bs}e^{j2\pi/3} + v_{cs}e^{j4\pi/3}\right] \tag{B.6}$$

logo

$$\vec{v}_1 = \frac{2}{3}\left[v_{as} - \frac{1}{2}v_{bs} + j\frac{\sqrt{3}}{2}v_{bs} - \frac{1}{2}v_{cs} - j\frac{\sqrt{3}}{2}v_{cs}\right]. \tag{B.7}$$

As tensões de linha do sistema são representadas como $v_{ab} = v_{as} - v_{bs}$, $v_{bc} = v_{bs} - v_{cs}$ e $v_{ca} = v_{cs} - v_{as}$. A expressão (B.7) em função da tensões de linha torna-se

$$\vec{v}_1 = \frac{2}{3}\left[v_{ab} + \frac{1}{2}v_{bc} + j\frac{\sqrt{3}}{2}v_{bc}\right] = \frac{2}{3}(v_{ab} + \frac{1}{2}v_{bc}) + j\frac{1}{\sqrt{3}}v_{bc} \tag{B.8}$$

As projeções do vetor $\vec{v}_1$ nos eixos real (α) e imaginário (β) representam a transformação do sistema trifásico (abc) para o sistema estacionário bifásico ($\alpha\beta$) e são expressas por

$$v_\alpha = \frac{2}{3}(v_{ab} + \frac{1}{2}v_{bc})$$

e

$$v_\beta = \frac{1}{\sqrt{3}}v_{bc}.$$

Os sinais de tensão aquisicionados e transformados para o referencial ($\alpha\beta$) são apresentados na Figura B.7.

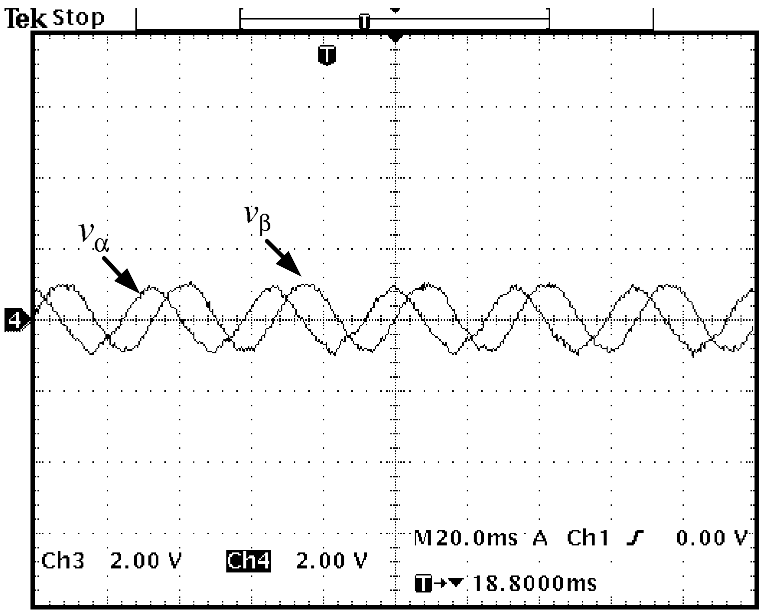

Figura B.7: Sinais de tensão transformados para o referencial ($\alpha\beta$) (150 V/div).

A próxima seção apresenta estratégias e métodos utilizados para estimação do fluxo do estator, da sua posição espacial e do torque eletromagnético.

B.4 Estratégia e método utilizado para estimação do fluxo do estator.

Para a estimação do fluxo do estator foi utilizado as seguintes expressões descritas por

$$\lambda_{1\alpha} = \int (v_{1\alpha} - R_1 i_{1\alpha})dt \tag{B.9}$$

e

$$\lambda_{1\beta} = \int (v_{1\beta} - R_1 i_{1\beta})dt \tag{B.10}$$

Do ponto de vista de implementação, o fluxo não pode ser estimado apenas com o emprego de uma integração simples, pois o componente DC presente nos sensores de tensão e corrente é amplificado com ganho infinito. Devido à esse fenômeno, o fluxo tende a aumentar positivamente ou negativamente até exceder o tamanho da palavra do DSP, este fenômeno é conhecido como saturação da integral. Para resolver esse problema Xu et al. (1988) implementou uma versão modificada da integral, propondo a seguinte função de transferência

$$F(j\omega) = \frac{1}{j\omega + \delta} \tag{B.11}$$

A função $F(j\omega)$ presente na Equação (B.11) se comporta da seguinte forma: se o termo δ for pequeno comparado com a freqüência de operação, ou seja, $j\omega \gg \delta$ a função de transferência se comporta como uma integral, se por outro lado o termo δ for maior comparado com a freqüência de operação, ou seja, $\delta \gg j\omega$ a função de transferência apresenta um ganho limitado em baixas freqüências. Esse comportamento é semelhante a um filtro passa baixa com uma freqüência de corte pequena. Um diagrama para a função de transferência da Equação (B.11) aplicada para a estimação do fluxo da Equação (B.9) é apresentado na Figura B.8.

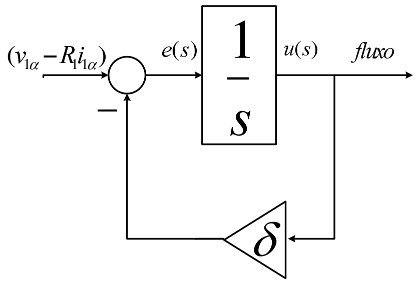

Figura B.8: Diagrama da integral modificada.

A Equação (B.11) é implementada no DSP com o emprego do método de integração de Euler de primeira ordem, ou seja, somando retângulos cujas bases são dadas pelo passo de integração h. O algoritmo para a estimação do fluxo é expresso por

$$\lambda_{1\alpha}(k) = \frac{1}{\delta h + 1}\lambda_{1\alpha}(k-1) + \frac{h}{\delta h + 1} fem_\alpha \tag{B.12}$$

A função de transferência $F(j\omega)$ expressa em (B.11) tem como inconveniente a introdução de uma defasagem entre os sinais de entrada e saída proporcional ao ganho δ. É por esta razão que o parâmetro deve ser escolhido de acordo com a freqüência de mais baixa operação do sistema.

Para resolver esse problema Hun e Wu (1998) desenvolveu um método que possibilita a estimação do fluxo do estator para altas e baixas velocidades a partir da expressão (B.12) com a inclusão de uma realimentação com limitador que foi empregado em todas as implementações experimentais. O diagrama do sistema implementado é apresentado na Figura B.9.

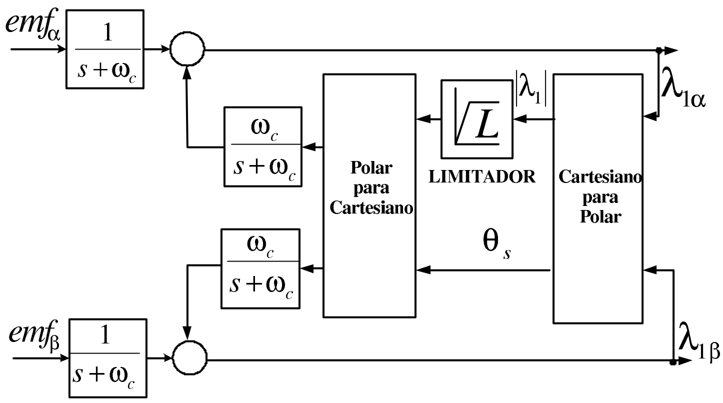

Figura B.9: Diagrama de blocos para estimação do fluxo do estator.

O fluxo estimado experimentalmente em malha aberta na freqüência de 2 Hz é apresentado nas Figuras B.10 e B.11.

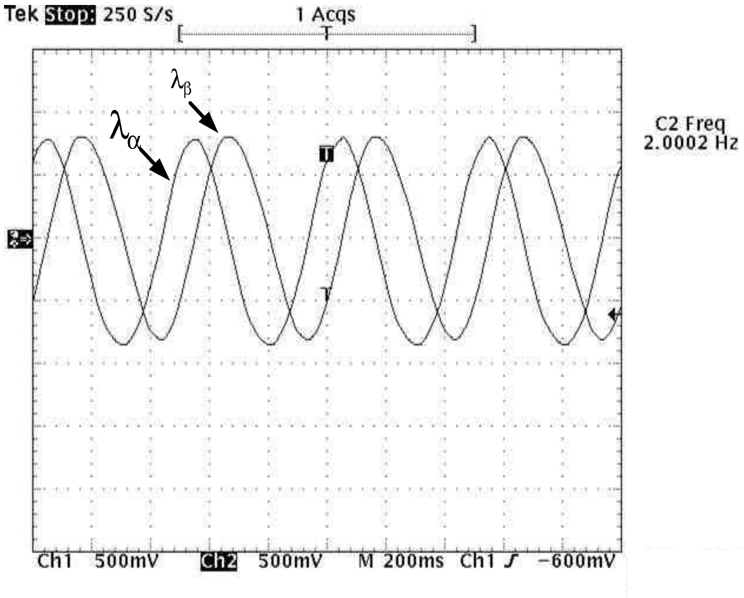

Figura B.10: Fluxo magnético do estator estimado (0,6 Wb/div).

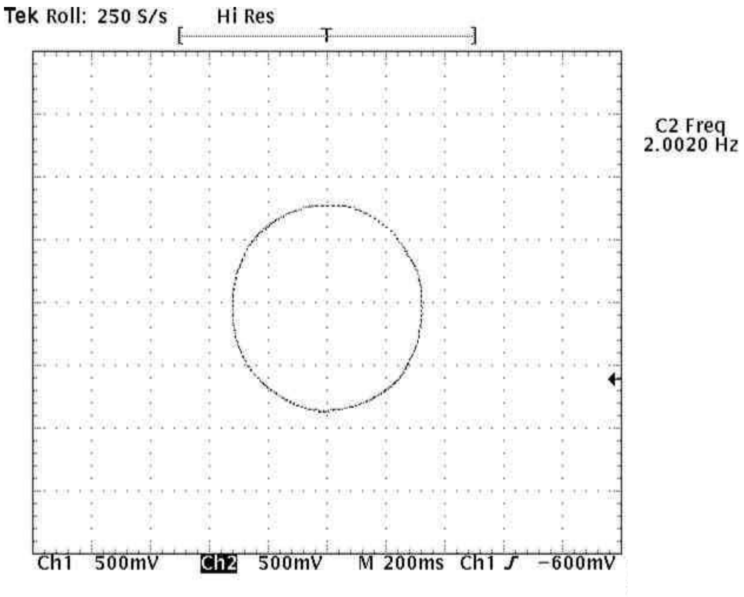

Figura B.11: Fluxo magnético do estator estimado coordenadas polares (0,6 Wb/div).

A próxima seção apresenta a transformação do referencial síncrono dq para $\alpha\beta$

B.5 Transformação do referencial síncrono dq para $\alpha\beta$

O método de controle empregado para realizar o chamento do inversor tem como entrada as tensões efetivas no referencial estacionário. Como foi apresentado na seção B.2.1, a estratégia de controle gera um vetor tensão referência no referencial síncrono dq transformado para o referencial $\alpha\beta$ a partir da posição espacial do fluxo de estator δ_s. A transformação do referencial síncrono dq para o estacionário $\alpha\beta$ a partir de δ_s é expressa por

$$\vec{v}_{1\alpha\beta} = \vec{v}_{1dq}e^{j\delta_s} = (v_{1d}\cos\delta_s - v_{1q}\mathrm{sen}\delta_s) + j(v_{1d}\mathrm{sen}\delta_s + v_{1q}\cos\delta_s) \tag{B.13}$$

De acordo com a notação empregada neste trabalho a componente α é associado à parte real da Equação (B.5) e a componente β é associado a sua parte imaginária. Dessa forma

$$v_{1\alpha} = v_{1d}\cos\delta_s - v_{1q}\mathrm{sen}\delta_s$$

e

$$v_{1\beta} = v_{1d}\mathrm{sen}\delta_s + v_{1q}\cos\delta_s.$$

Como pode ser observado a transformação ($dq \rightarrow \alpha\beta$) depende dos valores do seno e cosseno do ângulo δ_s, conforme foi apresentado na seção B.2 essas funções matemáticas são realizadas pelo próprio DSP.

No próximo apêndice é apresentado a implementação por software da modulação por vetores espaciais.

Apêndice C

Implementação da Modulação por Vetores Espaciais

Esta seção apresenta a implementação da técnica *spacevectormodulation* (SVM) utilizada no acionamento proposto. Nas seções seguintes são abortados aspectos relacionados ao escalonamento das variáveis de entrada ao algoritmo da modulação por vetores espaciais simétrica, determinação do setor do vetor de referência e o cálculo dos tempos para os sinais de PWM. A técnica de modulação por vetores espaciais foi escolhida devido as vantagens deste método em relação aos métodos tradicionais (Rashid, 2004).

C.1 Escalonamento dos sinais de entrada ao algoritmo SVM

O algoritmo SVM recebe como entrada as referências das componentes $v_{1\alpha_{ref}}$ e $v_{1\beta_{ref}}$ do vetor tensão do estator no referencial estacionário $\alpha\beta$ e o valor da tensão do barramento DC do inversor V_{DC}. Na saída do algoritmo são obtidos três sinais de PWM para o controle das chaves do inversor. Os valores de $v_{1\alpha_{ref}}$ e $v_{1\beta_{ref}}$ ingressam ao algoritmo em formato por unidade (pu) provenientes da transformação do sistema síncrono ao estacionário que é realizada na saída dos reguladores PI da malha de corrente do sistema de controle. O parâmetro V_{DC} é transformado para o sistema pu de acordo com a tensão de base escolhida.

C.2 Determinação do setor do vetor tensão de referência

A Figura C.1 mostra a representação dos vetores fixos de tensão para as diferentes combinações dos estados das chaves do inversor. A área entre dois vetores consecutivos no plano é chamada de setor e, portanto, há seis setores distintos. O vetor de referência V_{ref} pode ser representado como uma combinação linear dos vetores base que limitam o seu setor (vetores adjacentes) e dos vetores nulos. Na Figura C.1 os vetores base estão nomeados como: V_1, V_2, V_3, V_4, V_5 e V_6, os vetores nulos que não aparecem na figura são $V_0 = (000)$ e $V_7 = (111)$.

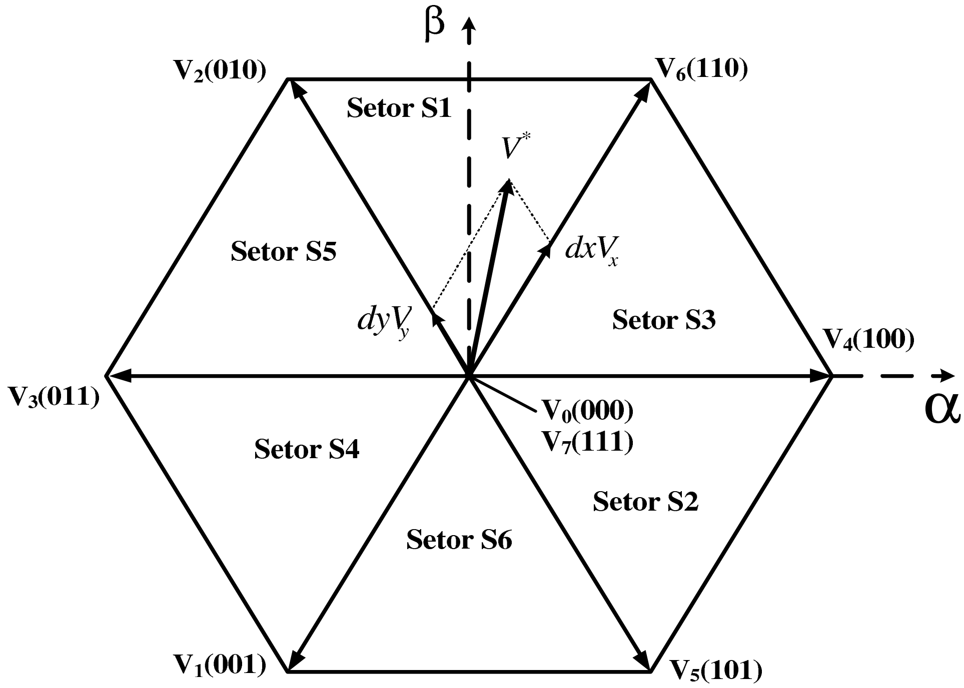

Figura C.1: Representação dos vetores fixos de tensão para as diferentes combinações de estados das chaves no plano $\alpha\beta$.

O vetor de referência V_{ref} pode ser decomposto em função dos vetores base do setor e dos vetores nulo por

$$V_{ref} = dxV_x + dyV_y + dzV_z \tag{C.1}$$

sendo que V_x e V_y são os vetores limites do setor onde encontra-se o vetor de referência, v_z indica o vetor nulo aplicado e dx, dy e dz as frações em relação a 1 "duty rates" que representa o tempo em relação ao período de PWM que permanecem aplicados os vetores V_x, V_y e V_z de maneira a sintetizar o vetor de referência original.

Para o cálculo dos tempos dos sinais de PWM com a utilização do algoritmo do SVM, o primeiro passo consiste em determinar o setor atual do vetor de referência V_{ref}. Uma maneira de realizar esta implementação é reportada em Tex (1998) e Valdenebro (2001). Para isto são definidas as variáveis V_{ref1}, V_{ref2} e V_{ref3} em função das componentes $v_{1\alpha_{ref}}$ e $v_{1\beta_{ref}}$ a partir das expressões

$$V_{ref1} = v_{1\beta_{ref}}, \tag{C.2}$$

$$V_{ref2} = \frac{1}{2}(\sqrt{3}v_{1\alpha_{ref}} - v_{1\beta_{ref}}) \tag{C.3}$$

e

$$V_{ref3} = \frac{1}{2}(-\sqrt{3}v_{1\alpha_{ref}} - v_{1\beta_{ref}}). \tag{C.4}$$

A partir da expressões (C.2), (C.4) e (C.4) são calculados os coeficientes A, B e C, os quais podem assumir valor de 0 ou 1 em dependência do sinal de V_{ref1}, V_{ref2} e V_{ref3} respectivamente. Para isto são aplicadas as seguintes regras:

- **Se** $V_{ref1} > 0$ **então** $A = 1$, **senão** $A = 0$
- **Se** $V_{ref2} > 0$ **então** $B = 1$, **senão** $B = 0$
- **Se** $V_{ref3} > 0$ **então** $C = 1$, **senão** $C = 0$.

Com os valores obtidos para os coeficientes A, B, e C, o setor do vetor de referência é calculado por

$$setor = A + 2B + 4C. \tag{C.5}$$

C.3 Determinação dos tempos para os sinais de PWM

Uma vez determinado o setor do vetor de referência, o segundo passo consiste no cáculo dos tempos t_1 e t_2 durante o qual serão aplicados os vetores base que limitam o setor em questão. A Tabela C.1 mostra a definição dos tempos t_1 e t_2 para cada um dos setores do plano $\alpha\beta$, onde as variáveis X e Y que aparecem na tabela são definidas para um período T_{PWM} do sinal PWM através da seguintes expressões (Tex, 1998)

$$X = \sqrt{3}\frac{T_{PWM}}{V_{DC}}v_{1\beta_{ref}}, \tag{C.6}$$

$$Y = \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{1\beta_{ref}} + \frac{\sqrt{3}}{2}v_{1\alpha_{ref}}\right)\frac{T_{PWM}}{V_{DC}} \tag{C.7}$$

e

$$Z = \left(\frac{\sqrt{3}}{2}v_{1\beta_{ref}} - \frac{\sqrt{3}}{2}v_{1\alpha_{ref}}\right)\frac{T_{PWM}}{V_{DC}}. \tag{C.8}$$

Tabela C.1: Definição dos tempos para os sinais de PWM

Tempo-Setor	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**
t_1	Z	Y	-Z	-X	X	-Y
t_2	Y	-X	X	Z	-Y	-z

Se durante a execução do algoritmo a soma dos tempos t_1 e t_2 é maior que o período de PWM, o algoritmo estabelece a condição de saturação, dessa forma, as expressões empregadas são dadas por

$$t_{1sat} = t_1 \frac{T_{PWM}}{t_1 + t_2} \tag{C.9}$$

e

$$t_{2sat} = t_2 \frac{T_{PWM}}{t_1 + t_2} \tag{C.10}$$

Para a obtenção dos sinais de PWM simétricos do algoritmo SVM é necessário calcular os tempos de serviço t_a, t_b e t_c ("duty cycles") destes sinais. Isto é realizado através da seguinte expressão (Tex, 1998)

$$t_a = \frac{T_{PWM} - t_1 - t_2}{2}, \tag{C.11}$$

$$t_b = t_a + t_1 \tag{C.12}$$

e

$$t_c = t_b + t_2 \tag{C.13}$$

Os valores de t_a, t_b e t_c são expressados então em unidades de contas de "timer"e carregados nos registradores de comparação CMPR1, CMPR2 e CMPR3 do DSP. Os valores carregados nestes registradores dependem do setor atual do vetor de referência como mostrado na Tabela C.2. Uma vez, realizado este procedimento este procedimento o DSP gera na sua saída os seis sinais de PWM's necessários para comandar o inversor.

Tabela C.2: Registradores de comparação em função do setor e do tempo de serviço.

Registrador-Setor	**1**	**2**	**3**	**4**	**5**	**6**
$CMPR1$	t_b	t_b	t_a	t_c	t_c	t_b
$CMPR2$	t_a	t_c	t_b	t_b	t_a	t_c
$CMPR3$	t_c	t_b	t_c	t_a	t_b	t_a

A Figura C.2 apresenta primeira, terceira e quinta harmônica, para a freqüência de 15 Hz, geradas pela modulação por vetores espaciais assim como o sinal de uma das chaves.

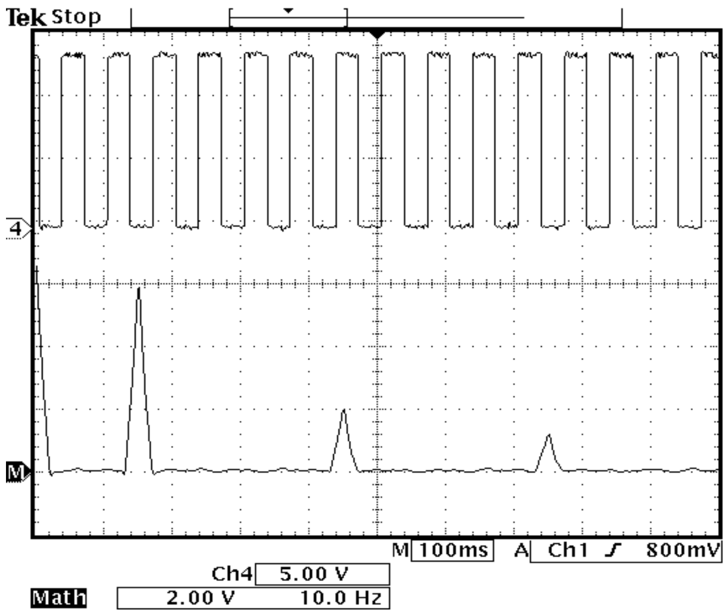

Figura C.2: Sinal de uma das chaves e componentes harmônicas da modulação por vetores espacias.

Referências Bibliográficas

Altuna, A. T. (2002). Análise de controladores de corrente para máquinas de indução trifásicas alimentadas por inversores pwm, *Tese doutorado*, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Unicamp - Universidade Estadual de Campinas.

Blaschke, F. (1977). The principle of field orientation control as applied to the new transvector closed loop control system for rotating machines, *Siemens Review* **39**(5): 217–220.

Briz, F., degener, M. W. e Lorenz, R. D. (2000). Analysis and design of current regulators usin complex vectors, *IEEE Trans. Ind. Applicat.* **32**: 817–825.

Buja, G., CAndela, M. e Menis, R. (1999). A novel direct torque scheme for svm inverter-fed, *ISIE'99: International Symposium on Industrial Electronics*, Bled, Slovenia, pp. 1267–1272.

Buja, G. S. e Kazmierkowski, M. P. (2004). Direct torque control of pwm inverter-fed ac motors - a survey, *IEEE Trans. Ind. Electronics* **51**(4): 744–757.

Cad, M. M. (2000). Estratégias de modelagem dinâmica e simulação computacional do motor de indução trifásico, *Dissertação de mestrado*, Escola de Engenharia de São Carlos, USP - Universidade de São Paulo.

de Santana, E. S. (2007). Algoritmo preditivo baseado em modelo aplicado no controle de velocidade do motor de indução, *Tese doutorado*, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Unicamp - Universidade Estadual de Campinas.

Depenbrock, M. (1988). Direct self-control(dsc) of inverter-fed induction machine, *IEEE Trans. Power Electronics* **3**(4): 420–429.

Gataric, S. e Garrigan, N. R. (1999). Modeling and design of three-phase systems using complex transfer functions, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **42**: 263–271.

Holtz, J. (1995). The representation of ac machine dynamics by complex signal flow graphs, *IEEE Trans. Ind. Electron.* **42**: 263–271.

Holtz, J., Quan, J., Pontt, J., Rodríguez, J., newman, P. e Miranda, H. (2004). Design of fast and robust current regulators for high-power drives based on complex state variables, *IEEE Trans. Ind. Applications* **40**: 1388–1397.

Hun, J. e Wu, B. (1998). New integration algorithms for estimating motor flux over wide speed range, *IEEE Trans. on Power Electronics* **13**(5): 969–977.

Kovács, P. K. e Rácz, E. (1984). *Transient Phenomena in Electrical Machines*, Amsterdam, The Netherlands: Elsevier.

Leonhard, W. (1985). *Control of Electrical Drives*, Springer-Verlag Berlin Heidelberg New York Tokyo.

Lins, Z. D. (2001). Controle direto de torque para motores de indução - estudo e implementação, *Tese doutorado*, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Unicamp - Universidade Estadual de Campinas.

Novotny, D. W. e Lipo, T. A. (1996). *Vector Control and Dynamics of AC Drives*, Clarendon Press OXFORD.

Novotny, D. W. e Wouterse, J. H. (1976). Induction machine and dynamic response by means of complex time variables, *IEEE Trans. Power Apparatus Systems* **PAS 95**(4): 1325–1335.

Ogata, K. (2000). *Engenharia de Controle Moderno*, LTC.

Phillips, C. L. (2000). *Feedback Control Systems*, Pretince Hall.

Rashid, M. (2004). *Power electronics circuits, devices and aplications*, Pretince Hall.

Stojic, D. M. e Vukosavic, S. N. (2005). A new induction motor drive based on the flux vector acceleration method, *IEEE Trans. Ind. Applications* **20**(1): 173–180.

Takahashi, I. e Noguchi, T. (1986). A new quick-response and high-efficiency control strategy of an induction motor, *IEEE Trans. Ind. Applications* **IA-22**(5): 820–827.

Tex (1998). *Implementation of a speed field oriented control of three phase AC Induction Motor using TMS320F240*.

Tex (2001). *TMS320F2810, TMS320F2811, TMS320F2812, TMS320C2810, TMS320C2811, TMS320C2812 Digital Signal Processors*.

Valdenebro, L. R. (2001). Observadores adaptativos de fluxo e velocidade para motores de indução - estudo e implementação, *Tese doutorado*, Faculdade de Engenharia Elétrica e Computação, Unicamp - Universidade Estadual de Campinas.

Xu, X., Donker, R. D. e Novotny, D. W. (1988). A stator flux oriented induction machine drive, *PESC´88 Conference Record* pp. 870–876.

Xue, Y., Xu, X., Halbetler, T. G. e Divan, D. M. (1990). A low cost stator flux oriented voltage source variable speed drive, *Conference Record of the 1990 IEEE Industrial Aplications Society Annual Meetting* **1**: 410–415.

Yamamura, S. (1992). *Spiral Vector Theory of AC Circuits and Machines*, Clarendon Press OXFORD.